

CONVERTIDORES INTERLEAVED EN SISTEMAS FOTOVOLTAICOS MULTISTRING

Ing. María Paula Cervellini

Este Trabajo de Tesis fue presentado al Departamento de Electrónica de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata el Julio de 2019, como requisito parcial para la obtención del título de

Doctor en Ingeniería orientación Electrónica

Director: Dr. Marcos Funes

Co-Director: Dr. Rogelio García Retegui

El presente trabajo de tesis fue realizado en el Laboratorio de Instrumentación y Control perteneciente al Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Mar del Plata.

Índice general

Agradecimientos	XVII
Resumen	XIX
Nomenclatura	XXI
1. Introducción	1
1.1. Introducción general	1
1.2. Impacto de los convertidores interleaved en la etapa <i>FV-BUS</i> . . .	10
1.3. Objetivos de la tesis	13
2. Aspectos de interés de la conversión dc-dc en un sistema fotovoltaico multistring	15
2.1. Introducción	15
2.2. Eficiencia de los convertidores dc-dc	16
2.3. Eficiencia en la extracción de energía del arreglo <i>FV</i>	20
2.4. Conclusiones	23
3. Evaluación de los convertidores interleaved para la etapa dc-dc	25
3.1. Introducción	25
3.2. Convertidores dc-dc multifásicos con control <i>interleaved</i>	26
3.3. Impacto en la eficiencia del convertidor	28

3.4.	Impacto en la eficiencia de extracción del arreglo <i>FV</i>	35
3.4.1.	Ripple en convertidores <i>interleaved</i> operando en <i>CCM</i>	36
3.4.2.	Ripple en convertidores <i>interleaved</i> operando en <i>DCM</i>	42
3.5.	Conclusiones	45
4.	Caracterización de corrientes en convertidores interleaved en operación DCM	47
4.1.	Introducción	47
4.2.	Método propuesto	48
4.2.1.	Corriente total en el inductor	50
4.2.2.	Corriente total en el diodo y en la llave	57
4.3.	Cálculo de características del ripple total	59
4.3.1.	Amplitud del ripple de corriente total	60
4.3.2.	Valor rms del ripple total	65
4.3.3.	Contenido armónico del ripple total	66
4.4.	Medición de amplitud	68
4.4.1.	Descripción del método propuesto	70
4.5.	Validación experimental	75
4.5.1.	Resultados del método de medición de amplitud	76
4.5.2.	Resultados del método de caracterización	80
4.6.	Conclusiones	85
5.	Evaluación de convertidores interleaved operando en modo CCM y DCM	87
5.1.	Introducción general	87
5.2.	Figuras de mérito	90
5.2.1.	Eficiencia del convertidor	91
5.2.2.	Volumen	103

5.2.3.	Disipación térmica	103
5.2.4.	Vida útil	106
5.3.	Resultados y discusión	108
5.3.1.	Evaluación de las figuras de mérito	116
5.4.	Conclusión	125
6.	Conclusiones	127
6.1.	Trabajos Futuros	130
6.2.	Publicaciones Derivadas de la Tesis	132
A.	Relevamiento de instalaciones fotovoltaicas en Argentina hasta el año 2016	151
A.1.	Introducción	151
A.2.	Demanda energética, Generación y Energía solar fotovoltaica	153
A.3.	Relevamiento de proyectos existentes	157
A.4.	Análisis de los resultados y discusión	163
B.	Sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica	167
B.1.	Introducción	167
B.2.	Configuración centralizada	169
B.3.	Configuración string	171
B.4.	Configuración multistring	173
B.5.	Conclusión	176
C.	Extracción de parámetros del modelo de un diodo de un generador fotovoltaico	177
C.1.	Modelo de un diodo	178
C.2.	Algoritmos genéticos	180
C.3.	Método propuesto	181

C.4. Validación	184
D. Detalle de pérdidas en los semiconductores y los inductores	189
D.1. Introducción	189
D.1.1. Pérdidas en los semiconductores para <i>DCM</i>	190
D.1.2. Pérdidas en los semiconductores para <i>CCM</i>	191
D.1.3. Pérdidas en los inductores para <i>DCM</i>	192
D.1.4. Pérdidas en los inductores para <i>CCM</i>	193
E. Publicaciones	195
E.1. Introducción	195
E.2. Resultados Preliminares de un Relevamiento de Instalaciones Fotovoltaicas en Argentina	200
E.3. Optimized Parameter Extraction Method for Photovoltaic Devices Model	206
E.4. Steady state characterization of current ripple in DCM interleaved power converters	213
E.5. Current Ripple Amplitude Measurement in Multiphase Power Converters	219
E.6. Efficiency Analysis of Interleaved DCM and CCM Converters Used in Photovoltaic Systems	224
E.7. Efficiency analysis on DCM interleaved boost power converters	230
E.8. Phase Shedding Impact of Dc-Dc Interleaved Converters in the Efficiency of a Multistring Photovoltaic System	236
E.9. Optimized Switching Sequence for Multiphase Power Converters Under Inductance Mismatch	242

Índice de tablas

3.1. Métodos de caracterización del ripple de corriente de convertidores interleaved operando en DCM.	44
4.1. Formas de onda de las corrientes para distintas topologías.	49
4.2. Valores de las pendientes para los convertidores	55
4.3. Ejemplos de casos de superposición de pendientes para un convertidor de 6 fases.	63
4.4. Parámetros generales de configuración del banco experimental	76
4.5. Parámetros de configuración para distintos puntos de operación	83
5.1. Parámetros del sistema fotovoltaico	110
5.2. Parámetros del MOSFET IPT65R033G7 y del diodo TRS20N65D	112
5.3. Parámetros generales para el diseño de los inductores	112
5.4. Inductores requeridos para la operación en DCM	113
5.5. Inductores requeridos para la operación en CCM	114
5.6. $C_{FV}[\mu\text{F}]$ requeridos para DCM considerando $\Delta L = \pm 10\%$	115
5.7. $C_{FV}[\mu\text{F}]$ requeridos para CCM considerando $\Delta L = \pm 10\%$	116
C.1. Límites establecidos para los parámetros	182
C.2. Opciones adoptadas para configurar el algoritmo genético	184
C.3. Especificaciones eléctricas y térmicas del panel KC200GT	185

C.4. Parámetros obtenidos luego de aplicar algoritmos genéticos	185
---	-----

Índice de figuras

1.1. Curvas de potencia típicas para distintas temperaturas.	2
1.2. Esquemas <i>FV</i> -carga	3
1.3. Configuraciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red.	4
2.1. Etapa <i>FV</i> -bus de un sistema fotovoltaico multistring.	16
2.2. Potencia del arreglo <i>FV</i> en función de la tensión para una dada irradiancia y temperatura.	21
3.1. Convertidor boost interleaved.	26
3.2. Corriente en el inductor para los distintos modos de conducción.	28
3.3. Corriente en el inductor para DCM.	30
3.4. Relación entre \hat{i}_L e I_L en función del ciclo de trabajo D_{NZ}	31
3.5. Pérdidas por conducción y conmutación en los semiconductores de un convertidor boost de una fase.	33
3.6. Pérdidas totales en los semiconductores de un convertidor boost de una fase.	33
3.7. Pérdidas en el inductor de un convertidor boost de una fase.	34
3.8. Ejemplo del ripple de corriente de fase y total para un convertidor de 4 fases en condiciones ideales.	37

3.9. Amplitud normalizada del ripple (Δi_{L_n}) en modo <i>CCM</i> en función del ciclo de trabajo (D) para distinto número de fases [35].	38
3.10. Ejemplo del ripple de fase y ripple total en modo <i>CCM</i> para un convertidor de 4 fases con asimetrías.	39
3.11. Amplitud normalizada del ripple (Δi_{L_n}) en modo <i>CCM</i> en función de ciclo de trabajo (D) para distinto número de fases en condición simétrica y asimétrica entre las fases con una tolerancia de $\pm 7\%$ [24].	40
4.1. Formas de onda de la corriente para convertidores dc-dc operando en DCM	49
4.2. Distintas topologías de convertidores de potencia interleaved. . . .	50
4.3. Corrientes de fase (i_{L_k}) y corriente total (i_{L_T}) en el inductor. . . .	51
4.4. $A_k f(t)$ y versión muestreada $A_k f_x$	54
4.5. Diagrama de flujo del método de caracterización del ripple de corriente en modo <i>DCM</i>	56
4.6. Corriente de fase en el diodo (i_{D_k}) y total (i_{D_T}).	57
4.7. Corrientes de fase en la llave (i_{S_k}) y total (i_{S_T}).	57
4.8. $A_k g(t)$ y versión muestreada $A_k g_x$. $A_k h(t)$ y versión muestreada $A_k h_x$	59
4.9. Δi_{L_n} en función de D_{ON} para 3 valores de D_{NZ} , para un convertidor boost de 6 fases.	61
4.10. Δi_{L_n} en función de D_{ON} y D_{NZ} , para un convertidor boost de 6 fases.	62
4.11. Ejemplos de casos de superposición de pendientes para un convertidor de 6 fases.	63
4.12. Ripple de la corriente de fase (i_{L_k}) y versión muestreada del ripple de corriente con $f_s = 20 f_{sw}$ ($i_{L_k}^*$).	69

4.13. Singularidades en el plano z y respuesta en frecuencia de la SGT con $k = 1$ y $N = 20$	73
4.14. Diagrama en bloques del método propuesto de medición de ampli- tudes.	74
4.15. Plataforma de ensayo experimental, convertidor boost de 5 fases. . .	75
4.16. Corriente de fase adquirida y muestreada con la respectiva ampli- tud calculada.	77
4.17. Operación DCM. Superposición de corriente, interpolación lineal y valores calculados.	78
4.18. Relación entre amplitudes medidas.	79
4.19. Comparación entre los valores medidos e interpolados.	80
4.20. Corriente medida (línea llena) y puntos de inflexión calculados (puntos) para $(D_{ON}, D_{NZ})=(0.8, 0.6)$ con $\Delta L = 8\%$	81
4.21. Corriente medida (línea llena) y puntos de inflexión medidos (pun- tos) para dos puntos de operación.	82
4.22. Valores rms calculados y medidos de la corriente total en el induc- tor (figura superior) y en el diodo (figura inferior)	83
4.23. Contenido armónico para $(D_{ON}, D_{NZ}) = (0,75, 0,6)$ de la corriente total en el inductor.	84
5.1. Potencia del arreglo FV en función de la tensión para distintos valores de irradiancia (G).	89
5.2. Convertidor boost interleaved a evaluar.	90
5.3. Determinación de curva $MLT = k_{MLT} A_p^{(1/4)}$	95
5.4. Determinación de curva $Ae = k_{ae} A_p^{(1/2)}$	96
5.5. Modelo del camino de conducción del calor para un semiconductor con disipador.	104

5.6. Modelo del camino de conducción del calor para un semiconductor con disipador.	105
5.7. Modelo circuital del efecto de las asimetrías entre fases en el valor de \hat{v}	107
5.8. Esquema de evaluación de los convertidores interleaved para un sistema fotovoltaico en configuración multistring.	109
5.9. Pérdidas totales en <i>DCM</i> (sup.) y pérdidas en los semiconductores (izq.) y en los inductores (der.).	117
5.10. Pérdidas totales en <i>CCM</i> (sup.) y pérdidas en los semiconductores (izq.) y en los inductores (der.).	119
5.11. Comparativa de eficiencias del convertidor, <i>DCM</i> vs <i>CCM</i>	121
5.12. Volumen total de los inductores en función de N y f_{ripple} para el modo <i>DCM</i> y el modo <i>CCM</i>	122
5.13. Resistencia térmica requerida en función de N y f_{ripple} para el modo <i>DCM</i> y el modo <i>CCM</i>	123
A.1. Demanda energética anual discriminada por región.	154
A.2. Generación energética anual clasificada por tipo.	155
A.3. Promedio de la irradiancia solar global diaria en el plano horizontal para Enero y Junio.	157
A.4. Pequeñas y medianas instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red.	160
A.5. Área de desarrollo de las entidades encargadas de los proyectos. . .	161
A.6. Origen del financiamiento de los proyectos asociados a instalaciones fotovoltaicas.	162
A.7. Tipo de mediciones realizadas en los proyectos fotovoltaicos. . . .	162

A.8. Clasificación de los proyectos en función de la configuración del sistema elegida.	163
B.1. Descripción general de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica.	168
B.2. Configuraciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red de media y gran escala.	169
B.3. Típica configuración centralizada basada en un inversor alimentado por tensión (VSI) de dos niveles.	170
B.4. Configuración string sin aislación galvánica, con aislación a partir de un transformador de baja frecuencia (LF) o con aislación a partir de un transformador de alta frecuencia (HF).	172
B.5. Esquema multistring típico con un convertidor boost en la etapa dc-dc y un inversor VSI de 2 niveles (2L-VSI).	174
C.1. Curvas I-V modeladas (-) y provistas por el fabricante (o) para distintos valores de G y $T = 25^{\circ}C$	186
C.2. Curvas I-V modeladas (-) y provistas por el fabricante (o) para distintos valores de T y $G=1000W/m^2$	187
D.1. Pérdidas en los semiconductores en DCM con sus correspondientes pérdidas por conmutación y conducción.	190
D.2. Pérdidas en los semiconductores en CCM con sus correspondientes pérdidas por conmutación y conducción.	191
D.3. Pérdidas en los inductores en DCM con sus correspondientes pérdidas en el núcleo y en el devanado.	192
D.4. Pérdidas en los inductores en CCM con sus correspondientes pérdidas en el núcleo y en el devanado.	193

Agradecimientos

Esta tesis doctoral fue realizada gracias al apoyo de innumerables personas, dentro y fuera de del ámbito académico.

En primer lugar quiero agradecer a mi marido Gabriel, mis hijos, mis padres, familia y amigos, quienes supieron brindarme amor, comprensión y apoyo que tanto necesité durante estos últimos años.

Quiero agradecer también la invaluable guía proporcionada por mis directores, Dr. Marcos Funes y Dr. Rogelio García Retegui; y también el apoyo y guía de mi colega y amigo Dr. Pablo Antoszczuk. Su dedicación, experiencia, compromiso y comprensión hicieron posible la realización de cada etapa de esta tesis.

Mis colegas del Laboratorio de Instrumentación y Control merecen un reconocimiento muy especial, ya que siempre están presentes para brindar opinión y apoyo en los momentos necesarios.

María Paula Cervellini

Mar del Plata, 24 de Mayo de 2019.

Resumen

En el contexto mundial de búsqueda de energías alternativas, los dispositivos fotovoltaicos (*FV*) se han convertido en una de las estrategias más populares para la generación de energía. En este contexto, esta tesis aborda la problemática asociada a la optimización de los sistemas de generación fotovoltaica con configuración multistring. Esta problemática está relacionada con la optimización de la eficiencia vinculada a la etapa de generación (arreglo fotovoltaico) y a la etapa de conversión dc-dc. En este sentido, resulta de interés maximizar ambas de forma simultánea. Sin embargo, lograr esta tarea no resulta sencillo, pues cumplir simultáneamente con ambos objetivos implica que, cuestiones tales como frecuencia de conmutación, modo de conducción y dimensionamiento de elementos pasivos jueguen roles contrapuestos cuando se emplean estructuras tradicionales de convertidores.

Los convertidores dc-dc interleaved representan una solución a las problemáticas antes mencionadas, ya que permiten mejorar las características del ripple de corriente total y reducir las exigencias en los dispositivos semiconductores. A pesar de esto, la determinación del diseño más conveniente para esta aplicación no ha sido completamente abordada en la literatura. En primer lugar, el ripple total en estos convertidores impacta en gran medida en el factor de utilización del arreglo fotovoltaico, por lo que es necesario cuantificarlo en función de los parámetros

del sistema y en condiciones prácticas de operación. Si bien existen en la literatura metodologías que permiten cuantificar el ripple total en convertidores que operan en modo de conducción continua (*CCM*), el caso del modo de conducción discontinua (*DCM*) no ha sido completamente caracterizado. Adicionalmente, en relación con la eficiencia, la elección del modo de conducción, de la frecuencia de conmutación y del número de fases no es un aspecto trivial. Este problema se hace más complejo cuando se consideran aspectos adicionales del sistema tales como el volumen, la vida útil y los mecanismos de disipación térmica.

Considerando lo anterior, en esta tesis se propone un método para poder realizar una caracterización general del ripple total de entrada y salida en estado estacionario para convertidores interleaved operando en *DCM*. A partir del mismo se busca identificar en qué medida el sistema cumple con los requerimientos del arreglo fotovoltaico, dimensionar el filtro de entrada y evaluar la eficiencia del sistema. Adicionalmente, se lleva adelante un análisis de convertidores interleaved operando en *CCM* y *DCM* con distinto número de fases y frecuencias de conmutación. En tal sentido se definen figuras de mérito que permitan evaluarlos, considerando diferentes condiciones de contorno, de forma tal de maximizar la eficiencia del sistema sin comprometer los aspectos adicionales antes mencionados.

Finalmente, definiendo las condiciones de contorno de la aplicación, se determina el modo de conducción, número de fases y frecuencia de conmutación que permiten obtener la mejor relación entre eficiencia, volumen y características de disipación térmica.

Nomenclatura

<i>CCM</i>	Modo de conducción continuo
<i>DCM</i>	Modo de conducción discontinuo
<i>BCM</i>	Modo de conducción límite
<i>EMI</i>	Interferencias electromagnéticas
<i>MPP</i>	Punto de máxima potencia
<i>MPPT</i>	Búsqueda del punto de máxima potencia
<i>STC</i>	Condiciones estándar de testeo
<i>ESR</i>	Resistencia equivalente serie
<i>FV</i>	Fotovoltaico
<i>dc</i>	Corriente continua
<i>ac</i>	Corriente alterna

Capítulo 1

Introducción

1.1. Introducción general

En el contexto mundial de búsqueda de energías alternativas, los dispositivos fotovoltaicos (*FV*) se han convertido en una de las estrategias más populares para la generación de energía. Esto es debido a que, además de producir energía eléctrica de una fuente inagotable, pueden ser utilizados para la generación centralizada o distribuida. Otro aspecto ventajoso de la tecnología fotovoltaica es que posee una larga vida útil con bajos costos de operación y mantenimiento, debido a que, en general, su funcionamiento no depende de piezas móviles. Sumado a esto, esta tecnología se caracteriza por su modularidad y flexibilidad, lo que la hace atractiva para cualquier tipo de locación [1].

A pesar de las ventajas que presenta la energía solar fotovoltaica, la misma tiene como desventaja una alta dependencia de las condiciones meteorológicas, ya que la generación de energía eléctrica depende de la irradiancia (potencia de radiación solar incidente por unidad de superficie) y de la temperatura a la que se encuentra el dispositivo fotovoltaico. En este sentido, suponiendo una cierta irradiancia solar uniforme y una temperatura de operación determinada,

los paneles exhiben un único punto de operación para el cual se extrae la mayor potencia (*MPP*, en inglés), tal como se muestra en la Fig. 1.1. Trabajar en este punto de operación es una tarea compleja debido a que el comportamiento del panel es no lineal y además presenta variaciones en función de la irradiancia, la temperatura y la condición de carga.

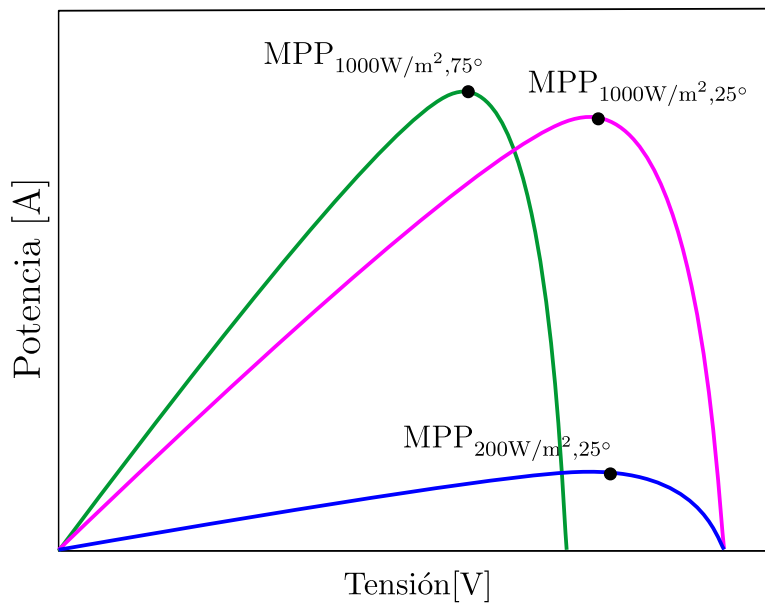


Figura 1.1: Curvas de potencia típicas para distintas temperaturas.

Por tal motivo, se necesita asociar al panel una etapa de acondicionamiento de energía que no sólo regule la tensión y la corriente de forma de extraer la mayor potencia posible, para una condición dada de irradiancia y temperatura, sino que también se encargue de proveer un adecuado nivel de tensión a la etapa siguiente [2].

Los esquemas de acondicionamiento de energía más comunes según el tipo de carga a la que se le suministre energía son los que se presentan en la Fig. 1.2. En los casos en que se tiene una carga de corriente continua (Fig. 1.2a), se utiliza una etapa de conversión dc-dc que permite asegurar la máxima extracción de potencia

y proveer a la carga la tensión necesaria. Para el caso de sistemas que alimentan cargas de corriente alterna o conectados a la red eléctrica, resulta necesaria la utilización de inversores que transformen la tensión de continua, generada por el panel, en una tensión de alterna (Fig. 1.2b).

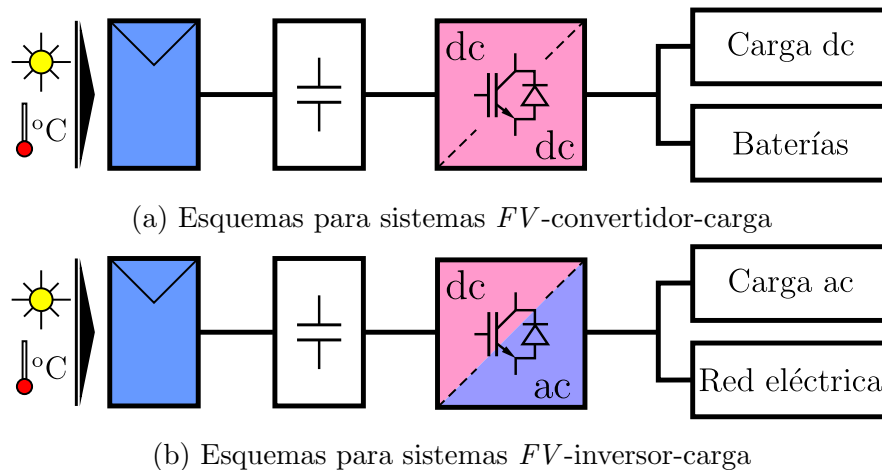


Figura 1.2: Esquemas *FV*-carga

Sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica

En relación con los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica, el esquema genérico mostrado en la Fig.1.2b puede tener algunas variaciones según la configuración, esquema o topología que se adopte. En este sentido, las configuraciones existentes para los sistemas fotovoltaicos de pequeña, media y gran escala son: *string*, *multistring* y centralizada, respectivamente. Las mismas son mostradas en la Fig. 1.3 y desarrolladas a continuación.

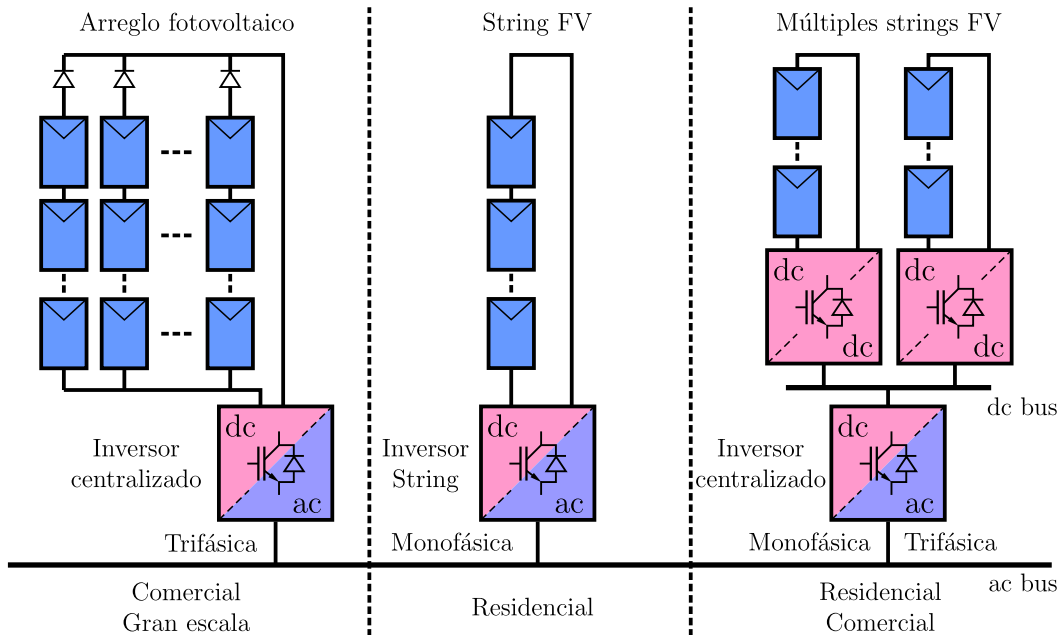


Figura 1.3: Configuraciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red.

La configuración centralizada se caracteriza por la interconexión de un gran número de módulos fotovoltaicos a un inversor trifásico de gran potencia. La misma es preferentemente utilizada en sistemas de gran escala de generación de energía.

El arreglo fotovoltaico está conformado por una serie de *strings* fotovoltaicos (módulos conectados en serie) conectados en paralelo. La cantidad de módulos conectados en serie se encuentra limitada por la tensión máxima de aislación que pueden soportar los módulos fotovoltaicos [75], mientras que la cantidad de strings en paralelo está determinada por la potencia que pueden manejar las llaves utilizadas en el inversor (Apéndice B).

Esta configuración tiene como característica ventajosa la alta eficiencia de la etapa de conversión, debido a que utiliza un único inversor para toda la planta. Además, tiene costos de instalación y mantenimiento razonables comparados con otras configuraciones [5, 6, 10]. Sin embargo, tiene las desventajas que se detallan

a continuación.

- Topología no flexible y no modular con baja confiabilidad [5].
- Altos costos en los cables dc debido a los requerimientos de: aislación acorde a la tensión del arreglo y sección de cable necesaria para la potencia total [7].
- Altas pérdidas en el cableado dc dado que el inversor se encuentra cerca del transformador de línea y más alejado del arreglo de paneles [5].
- Baja eficiencia en el seguimiento del punto de máxima potencia debido a que existe un único MPP que es el promedio de los MPP de todos los paneles instalados. Por lo tanto, ante la aparición de diferencias de generación entre módulos, debidas a sombreado, suciedad o degradación desapareja entre paneles, la potencia promedio se ve reducida [6].
- Pérdidas asociadas a los diodos de bloqueo instalados en cada string de paneles con el fin de evitar que los mismos actúen como una carga frente a fallas o diferencias entre los strings [9].
- Una falla en el inversor provoca la caída de toda la planta [9].

Respecto de la configuración string, la misma se presenta como una versión reducida de la configuración centralizada, ya que un único string es conectado a la red eléctrica a través de un inversor. Debido a esto, estas topologías están orientadas para un uso residencial monofásico.

Como característica a destacar en esta configuración se encuentra la eliminación de las pérdidas asociadas a los diodos de bloqueo pertenecientes al esquema centralizado ya que se conecta cada string directamente a un inversor [76]. Además, este esquema incrementa la eficiencia del seguimiento del punto de máxima potencia, respecto del centralizado, producto de controlar una cantidad de paneles menor [77]. Más aún, el sombreado o falla de un string no afecta toda la

red sino que sólo saca de funcionamiento una decena de paneles, aumentando la confiabilidad del sistema.

Este esquema presenta como principal desventaja la limitación en potencia ya que se pueden conectar una cantidad limitada de paneles en serie. Además presenta costos de instalación y mantenimiento más altos que la configuración centralizada a medida que aumenta el número de strings [4].

Finalmente, la configuración multistring representa una escala intermedia entre las dos configuraciones mencionadas anteriormente y es utilizada en ambientes periurbanos, industriales, etc, debido al rango de potencia requerida [3]. En esta configuración la conversión de energía dc-ac se realiza en dos etapas, conversión dc-dc por un lado y dc-ac por otro. Los paneles, dispuestos en arreglos serie, son conectados cada uno a un convertidor dc-dc y sus salidas son conectadas a la entrada de un único inversor a través de un bus de continua. Este esquema de dos etapas permite desacoplar tareas. Por un lado, los convertidores dc-dc se encargan de elevar la tensión a los valores requeridos por el inversor y llevar adelante el seguimiento del punto de máxima potencia (*MPPT*, por su sigla en inglés) de cada arreglo serie de paneles. Por otro lado, el inversor se ocupa de la sincronización con la red eléctrica, el control de potencia activa y reactiva, la detección de aislación y el cumplimiento de los requerimientos estipulados en las reglamentaciones vigentes para conexión a la red eléctrica.

En líneas generales, se pueden enumerar las siguientes ventajas de esta configuración:

- Monitoreo de cada string y eficiencia energética del *MPP* óptima. Dado que cada *string* de módulos fotovoltaicos tiene su convertidor dc-dc dedicado, es posible el monitoreo y el control del *MPP* de cada arreglo serie de paneles. Además, dado que la cantidad de paneles de cada *string* es menor que

la de la configuración *string*, la eficiencia del *MPPT* es mayor para este esquema [4, 5].

- Modularidad y flexibilidad. Este esquema permite que la ampliación del sistema pueda realizarse a partir de la conexión de nuevos strings con sus respectivos convertidores dc-dc, siempre y cuando la potencia del inversor lo permita. Esta inherente modularidad de la configuración la vuelve flexible, permitiendo tener plantas fotovoltaicas con configuración multistring pequeñas de unos pocos kW hasta plantas de un centenar de kW. Además, pueden ser sistemas conectados a la red monofásica o sistemas conectados a la red trifásica. Más aún, dada su flexibilidad, es una configuración muy útil para la conexión de strings con distintos valores nominales de potencia, diferentes tamaños y diferentes orientaciones o grados de sombreado. Sumado a esto, frente a la existencia de fallas en algún string, es posible poner ese string fuera de funcionamiento sin comprometer toda la planta [6, 7, 8].
- Desacoplamiento de etapas. La división del sistema en dos etapas, una dc-dc y otra dc-ac conectadas a través del bus de continua permite que el control del convertidor dc-dc se encargue sólo de ajustar la operación del panel al *MPP* y que el control de corriente del inversor se ocupe sólo del cumplimiento de los requerimientos de la red [9, 10].
- Robustez. La modularidad del sistema hace que las fallas en los dispositivos fotovoltaicos no generen la caída de toda la planta y sean más fáciles de ubicar, aislar y por ende encontrar una solución, ya que utiliza una cantidad reducida de paneles conectados en serie con un convertidor dc-dc dedicado [5, 10].

A partir de la revisión de configuraciones presentada, se identifica que la topología multistring presenta ventajas respecto de las configuraciones centralizada

y string. Sin embargo, el desacople de etapas inherente a la topología tiene como contrapartida una reducción de eficiencia producto de las etapas en cascada. A raíz de esto, se observa en la literatura un esfuerzo por analizar y maximizar la eficiencia en la etapa desde la generación hasta el bus de continua (etapa *FV-BUS*) [11].

Eficiencia de la etapa *FV-BUS*

La eficiencia de la etapa *FV-BUS* está dada por el factor de aprovechamiento de energía del panel y por la eficiencia propia del convertidor.

Respecto al factor de aprovechamiento del panel, el mismo se define como la potencia extraída efectivamente respecto de la máxima potencia establecida para ese punto de operación. Este factor disminuye a medida que aumenta el ripple de tensión en los bornes del dispositivo fotovoltaico [11]. Esto se debe a que el panel opera en el punto óptimo sólo en promedio, estando la mayor parte del tiempo fuera del mismo. Por lo tanto, la eficiencia se puede mejorar reduciendo el ripple de tensión a bornes del panel. A su vez, la amplitud de este ripple se puede reducir aumentando el capacitor de filtro a la entrada del convertidor, aumentando la frecuencia de conmutación del convertidor y/o disminuyendo el ripple de corriente de entrada del convertidor [12]. El aumento del filtrado de entrada es una manera efectiva de reducir el ripple, a expensas de la necesidad de recurrir al uso de capacitores de mayor capacidad, y por ende de tecnología electrolítica, que tiene menor vida útil y mayor volumen que su alternativa cerámica o film de menor capacidad [11]. Por otra parte, aumentando la frecuencia de conmutación también se puede reducir el ripple, pero se incrementan las pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores, las pérdidas en el núcleo de los elementos magnéticos y aparecen fenómenos como pérdidas por efecto pelicular y efecto de

proximidad en los inductores, que podrían ser considerables [14]. Respecto de la estrategia asociada a la disminución del ripple de corriente, la misma puede ser lograda mediante un aumento del valor del inductor del convertidor, lo que implica un aumento en el volumen y en las pérdidas en el devanado del inductor [13]; o también mediante un aumento en la frecuencia de conmutación, lo cual trae aparejados los problemas mencionados en el párrafo anterior.

Respecto de la eficiencia del convertidor, la misma se define en función de la potencia de entrada y de las pérdidas asociadas al convertidor. De esta manera cuanto menores son las pérdidas asociadas, mayor es la eficiencia. A este respecto, es posible reducir las pérdidas utilizando tecnologías de dispositivos semiconductores más eficientes. Además, se puede lograr este objetivo a partir de la disminución de la frecuencia de conmutación, lo cual reduce las pérdidas por conmutación en los semiconductores y las pérdidas en el núcleo del inductor. Otra estrategia consiste en la disminución del ripple de corriente, lo cual provoca la disminución de las pérdidas por conducción. Sin embargo, tal como se expresa para la eficiencia de extracción de energía, las estrategias asociadas a la disminución del ripple de corriente, provocan el aumento de otras pérdidas.

En función del análisis realizado respecto de la eficiencia de la etapa *FV-BUS* se identifica que existe una relación de compromiso entre las estrategias presentadas para el aumento de la eficiencia de extracción de energía del panel y aquellas asociadas a la eficiencia del convertidor. Una estrategia que permite, de forma simultánea, maximizar ambas eficiencias es la utilización de convertidores multifásicos con técnica de control interleaved.

Convertidores interleaved para la etapa *dc-dc*

Esta configuración se basa en la asociación paralela de N convertidores (denominados fases), los cuales tienen por finalidad distribuir la corriente total en forma equitativa entre las diferentes fases. Luego, como consecuencia de esta distribución y de un apropiado intercalado en las señales de control de las diferentes fases, se reducen las exigencias en los dispositivos semiconductores y se mejoran las características del ripple, tanto a la entrada como a la salida del convertidor ([20, 21]), obteniendo ventajas tales como: disminución de las pérdidas por conmutación y conducción en cada fase [26], reducción del Espectro de Interferencia Electromagnética (*EMI*, por sus siglas en inglés) [27], atenuación del ripple en la corriente total [22] y aumento de la frecuencia del ripple de la corriente total en un factor N [30] sin la necesidad de aumentar la frecuencia de conmutación.

1.2. Impacto de los convertidores interleaved en la etapa *FV-BUS*

En relación al impacto en la eficiencia del convertidor, la división de corriente por fase trae aparejada la disminución de las pérdidas por conducción en los semiconductores y las pérdidas en el devanado del inductor por fase. Sin embargo, dado que las pérdidas totales resultan de la multiplicación de las pérdidas de una fase por el número de fases, dependiendo de la tasa de disminución de las pérdidas en función de N , será la tendencia asociada a las mencionadas pérdidas totales.

Respecto de las pérdidas por conmutación en los semiconductores y las pérdidas en el núcleo, las mismas no sólo dependen de la frecuencia de conmutación sino que también dependen del modo de conducción elegido. En este sentido, se puede optar por tres modos de conducción: continuo (*CCM*, por sus siglas en

inglés), límite (*BCM*, por sus siglas en inglés), discontinuo (*DCM*, por sus siglas en inglés).

En *CCM* la corriente es siempre mayor que cero y el ripple asociado es menor que en *BCM* y *DCM*. En *DCM* existe una parte del período en la cual la corriente se hace cero y junto a *BCM* (en el cual la corriente es cero al final del período), son los modo más adecuados cuando se quiere reducir las pérdidas por conmutación en las llaves debido a la conmutación a corriente cero [15]. Sin embargo, el modo *BCM* opera con frecuencia de conmutación variable, dificultando el control y el diseño de los filtros [16, 17].

Aunque la operación en *DCM* reduce las pérdidas por conmutación, esto no necesariamente implica una mejora en la eficiencia total del convertidor en comparación con *CCM*, ya que este presenta un menor ripple de corriente. Sin embargo, cabe aclarar que la utilización de convertidores interleaved mejora las características del ripple total. Aún así, en la literatura no se arriba a un acuerdo respecto de qué modo es más eficiente, teniendo autores que afirman que *CCM* es mas eficiente [32], frente a otros que dicen lo opuesto [30, 33].

En función de lo planteado no resulta trivial identificar qué modo de conducción es preferible en relación con la eficiencia del convertidor, así como tampoco lo es establecer cuál es el número de fases y la frecuencia de conmutación que presenta un máximo de eficiencia en función del criterio de diseño adoptado.

Respecto del impacto en la eficiencia de extracción de energía, la utilización de convertidores interleaved permite reducir la amplitud del ripple total y aumentar la frecuencia del mismo sin la necesidad de aumentar la frecuencia de conmutación. Sin embargo, estas ventajas están sujetas a condiciones de simetría entre fases, razón por la cual la dispersión en los componentes toma gran preponderancia [23]. En este sentido, las dispersiones en los componentes pueden afectar las características del ripple total generando diferencias de amplitud entre los

ripples de cada fase. Las mencionadas diferencias son generadas, principalmente, por desviaciones en el valor de los inductores, las cuales no pueden ser eliminadas mediante estrategias de control [23]. Comparando esta situación con la condición simétrica, en el caso asimétrico el ripple de la corriente total se vuelve significativamente mayor y la componente de la frecuencia de conmutación y sus armónicos no se cancelan, lo que impacta en el desempeño de todo el sistema [24], incrementando las exigencias de filtrado en el punto común entre las fases y deteriorando las ventajas de los convertidores interleaved. Es por esto que resulta de interés analizar el ripple total de corriente no sólo en condiciones simétricas sino también asimétricas.

Respecto del ripple total en convertidores interleaved operando en *CCM*, los primeros trabajos presentes en la literatura realizan un análisis de convertidores simétricos encontrando no solo la amplitud del ripple total en función de los ripples de fase, sino que también obtienen el contenido armónico del mismo [22, 23, 27, 34] junto con el patrón de atenuación del ripple en función del ciclo de trabajo y del número de fases, encontrando que existen puntos de cancelación del ripple total [35]. Trabajos posteriores demostraron que las ventajas obtenidas con el control *interleaved* se pueden ver afectadas por asimetrías entre las diferentes fases [17, 23, 34, 36, 37]. Estos autores sólo generaron estudios parciales y/o para condiciones particulares. Luego, una caracterización completa para el ripple en *CCM*, para todo el rango de operación y distinto número de fases se presenta en [24].

En relación al ripple en *DCM*, los trabajos presentes en la literatura se restringen al análisis de convertidores interleaved simétricos [19, 30, 35, 39, 40, 41] y no logran arribar a conclusiones generales para todo el rango de operación y cualquier número de fases. Sumado a esto sólo obtienen información del ripple total en el inductor, con lo cual no permiten caracterizar las corrientes totales de

entrada y salida. Adicionalmente, a excepción de [35, 41], su análisis se encuentra restringido a una topología de convertidores modulados por ancho de pulso (*PWM*, por su sigla en inglés) en particular. Los mencionados trabajos calculan una única característica del ripple de corriente (amplitud, valor rms o contenido armónico), salvo por [39] que evalúa todas estas características. Por lo tanto, se identifica la necesidad de caracterizar el ripple de corriente total en la entrada y la salida del convertidor, con el objetivo de evaluar no sólo el impacto del ripple del convertidor interleaved en la eficiencia de extracción sino también en la eficiencia del convertidor para ambos modos, *CCM* y *DCM*.

1.3. Objetivos de la tesis

El presente trabajo se centra en maximizar la eficiencia de los sistemas fotovoltaicos en configuración multistring, enfocándose en la etapa desde la generación hasta el convertidor dc-dc. En relación a esto se plantean dos objetivos principales.

El primero consiste en realizar una caracterización general del ripple total de entrada y salida en estado estacionario para convertidores interleaved operando en *DCM*. Este objetivo busca desarrollar las herramientas necesarias que permitan identificar en qué medida el sistema cumple con los requerimientos del arreglo fotovoltaico y permite evaluar aspectos como pérdidas en los filtros de entrada y salida, para luego realizar cálculos de eficiencia.

El segundo consiste en llevar adelante un análisis de convertidores interleaved operando en *CCM* y *DCM* con distinto número de fases y frecuencias de conmutación. Este objetivo pretende definir figuras de mérito y evaluar las distintas opciones, considerando diferentes condiciones de contorno, de forma tal de maximizar la eficiencia del sistema sin comprometer el volumen, la disipación del calor

y la vida útil.

Capítulo 2

Aspectos de interés de la conversión dc-dc en un sistema fotovoltaico multistring

2.1. Introducción

En la primera etapa de conversión de los sistemas fotovoltaicos multistring (resaltada en la Fig. 2.1), los convertidores dc-dc ocupan un rol muy importante. Esto se debe a que su operación impacta en la eficiencia del sistema y además tiene influencia sobre las características de funcionamiento del arreglo fotovoltaico (*FV*). En tal sentido, resulta de interés analizar los aspectos más relevantes asociados al funcionamiento de dichos convertidores y comprender cómo es su interacción con el arreglo fotovoltaico.

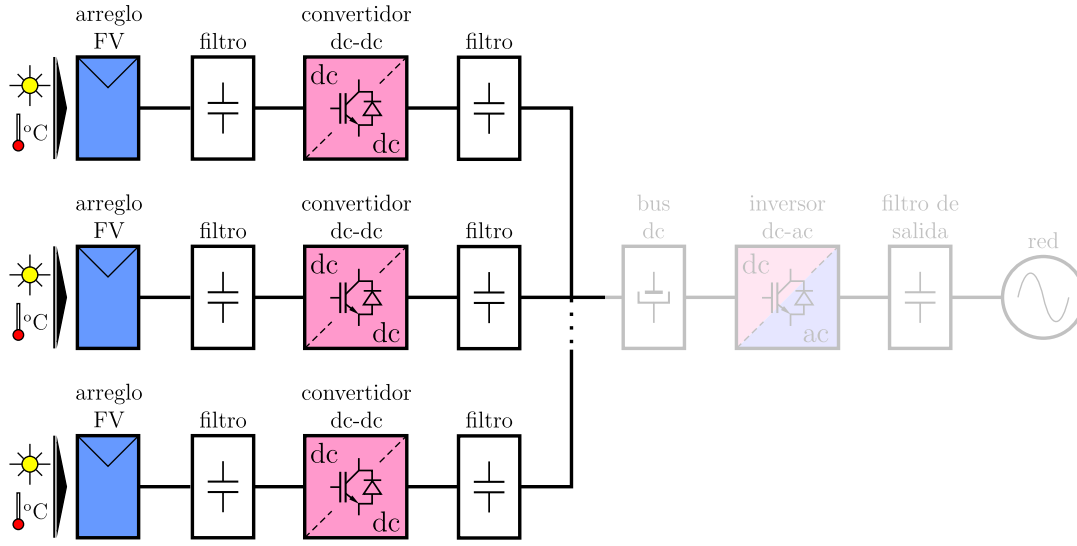


Figura 2.1: Etapa *FV*-bus de un sistema fotovoltaico multistring.

Respecto de la eficiencia del sistema, es de interés analizar los diferentes mecanismos de pérdidas del convertidor que impactan en la misma. El otro aspecto tiene que ver con el ripple generado a la entrada del convertidor, producto de su operación conmutada. En este sentido, es importante analizar su impacto sobre la eficiencia de extracción de energía del arreglo *FV*. A continuación, se describen con más detalle cada uno de los aspectos antes mencionados.

2.2. Eficiencia de los convertidores dc-dc

La eficiencia del convertidor dc-dc (η_{conv}) se define como la proporción de la potencia de entrada (P_{in}) presente a la salida (P_{out}). Luego, la potencia de salida puede ser expresada en función de la potencia de entrada, a partir de las pérdidas de potencia (P_{loss}) presentes en el convertidor, tal como indica la expresión (2.1).

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \quad (2.1)$$

Las pérdidas P_{loss} pueden ser clasificadas, en función de los elementos que las generan [25], en pérdidas en los semiconductores (P_s) y pérdidas en los elementos pasivos (P_{pe}), como se presenta en (2.2).

$$P_{loss} = P_s + P_{pe} \quad (2.2)$$

A continuación, se describe cada una de ellas.

Pérdidas en los semiconductores.

Son aquellas pérdidas que se dan en los diodos de rueda libre y en las llaves semiconductoras. Según el mecanismo que las genera se clasifican en:

- **Pérdidas por conmutación (P_{sw}).** Resultan de la suma de las pérdidas por conmutación de la llave (P_{sw_S}), el diodo (P_{sw_D}) y el *gate* de la llave (P_{sw_G}). Las mismas aparecen cuando los semiconductores pasan del estado de bloqueo al de conducción y viceversa, o cuando se excita el *gate* para generar la transición. De esta manera, se pueden definir en función de la energía de encendido y apagado de la llave (E_{on_S} y E_{off_S} , respectivamente), de la energía de encendido y apagado del diodo (E_{on_D} y E_{off_D} , respectivamente) y de la energía de *gate* (E_G) como:

$$P_s = P_{sw_S} + P_{sw_D} + P_{sw_G} \quad (2.3)$$

$$= (E_{on_S} + E_{off_S})f_{sw} + (E_{on_D} + E_{off_D})f_{sw} + E_G f_{sw} \quad (2.4)$$

Se puede observar de la ecuación (2.4) que las pérdidas dependen de la cantidad de transiciones por lapso de tiempo, las cuales resultan de la frecuencia de conmutación del convertidor (f_{sw}) empleada.

- **Pérdidas por conducción (P_c).** Resultan de la suma de las pérdidas por

conducción en la llave (P_{cS}) y el diodo (P_{cD}) como se presenta en (2.6). Como su nombre lo expresa son aquellas que surgen cuando los semiconductores se encuentran en conducción. Las mismas dependen de parámetros propios de los semiconductores, tales como resistencia de conducción y caídas de tensión en las junturas. En general, estos parámetros muestran una dependencia con la tensión de bloqueo del dispositivo, siendo mayores a medida que se aumenta la mencionada tensión. Luego, el cálculo de pérdidas por conducción viene dado por:

$$P_c = P_{cS} + P_{cD} \quad (2.5)$$

$$= r_{DSon} i_{Srms}^2 + V_D I_D + r_D i_{Drms}^2 \quad (2.6)$$

donde r_{DSon} y r_D son las resistencias de encendido de la llave y el diodo; V_D e I_D la tensión en directa y la corriente media del diodo; i_{Srms} e i_{Drms} la corriente rms en la llave y en el diodo.

A partir de (2.6) se identifica que las pérdidas no sólo dependen de la resistencia de encendido de los semiconductores sino que también están asociadas al punto de operación (i_{Srms} , I_D , i_{Drms}), con lo cual el aumento de la amplitud del ripple de corriente aumenta la pérdidas por conducción.

Pérdidas en los elementos pasivos.

Son aquellas que aparecen en los capacitores de filtro de entrada y salida (P_{Cin} y P_{Cout}), y en los inductores, producto de las pérdidas en el núcleo (P_{LC}) y las pérdidas en el devanado (P_{LW}). Por lo tanto, las pérdidas en los elementos pasivos pueden ser definidas como:

$$P_{pe} = P_{C_{in}} + P_{C_{out}} + P_{LW} + P_{LC} \quad (2.7)$$

$$= ESR_{in} i_{in_{rms}}^2 + ESR_{out} i_{out_{rms}}^2 + R_{wl} i_{L_{rms}}^2 + P_{LC}(B_{ac}, f_{sw}) \quad (2.8)$$

En (2.8) las pérdidas en el capacitor de entrada ($P_{C_{in}}$) y salida ($P_{C_{out}}$) se calculan en función de la resistencia equivalente serie de entrada (ESR_{in}) y salida (ESR_{out}) y del cuadrado del valor rms de la corriente de entrada ($i_{in_{rms}}^2$) y de salida ($i_{out_{rms}}^2$). Por su parte, las pérdidas en el devanado dependen directamente de la resistencia del devanado (R_{wl}) y del valor rms de la corriente en el inductor ($i_{L_{rms}}$), en tanto que las pérdidas en el núcleo se obtienen en función de la densidad de flujo magnético B_{ac} y la frecuencia de conmutación f_{sw} . De esta manera se puede notar que las pérdidas en los elementos pasivos dependen de la amplitud del ripple de corriente y de la frecuencia de conmutación, con lo cual el aumento de cualquiera de estos factores conduce a un aumento de las pérdidas.

A partir de los mecanismos de pérdidas presentados, es posible identificar que la eficiencia del convertidor se ve afectada negativamente tanto por el aumento en la frecuencia de conmutación como por el aumento en la amplitud del ripple de corriente. En este sentido, si se aumenta la frecuencia de conmutación del convertidor, aumentan las pérdidas de encendido y apagado de las llaves y las pérdidas en el núcleo de los elementos magnéticos. Además, el aumento en la frecuencia puede dar lugar a un incremento de las pérdidas por efecto pelicular en los devanados del inductor, ya que la corriente tiende a concentrarse en la zona externa del conductor, disminuyendo la sección efectiva del mismo. Respecto de la amplitud del ripple, cuanto mayor es su valor, mayores son las pérdidas en el

núcleo. Adicionalmente, este parámetro impacta en las pérdidas por conmutación de los semiconductores debido a que genera un incremento en la energía de apagado de la llave. Cabe destacar que existe una gran complejidad en el ajuste de estos parámetros ya que, en general, la frecuencia de conmutación y la amplitud del ripple de corriente varían en forma inversa.

2.3. Eficiencia en la extracción de energía del arreglo FV

La extracción de la máxima potencia disponible del arreglo FV , realizada mediante el convertidor dc-dc, tiene como característica principal que la corriente demandada tiene un ripple asociado independientemente del convertidor utilizado. Dicho ripple genera cambios en el punto de operación del arreglo que impactan en la transferencia de potencia. El grado de impacto dependerá de la amplitud del ripple generado.

La conexión al arreglo FV se realiza intercalando un filtro pasivo de entrada, como se observa en la Fig. 2.1. Luego, el ripple de corriente del convertidor, una vez filtrado, se traduce en un ripple de tensión (\hat{v}) a bornes del arreglo FV . La desviación de la tensión respecto de la correspondiente al punto de máxima potencia (MPP) hace que el arreglo FV opere en el MPP sólo en promedio, pero fuera de él la mayor parte del tiempo [11]. Esta situación se ilustra en la Fig. 2.2, donde se muestra la potencia del arreglo FV en función de la tensión para una dada condición de irradiancia y temperatura. Como se puede apreciar, una desviación de tensión \hat{v} , respecto de la tensión en el punto de máxima potencia V_{MPP} , tiene como consecuencia que la potencia extraída P_{FV} sea menor que la máxima potencia del arreglo FV (P_{MPP}).

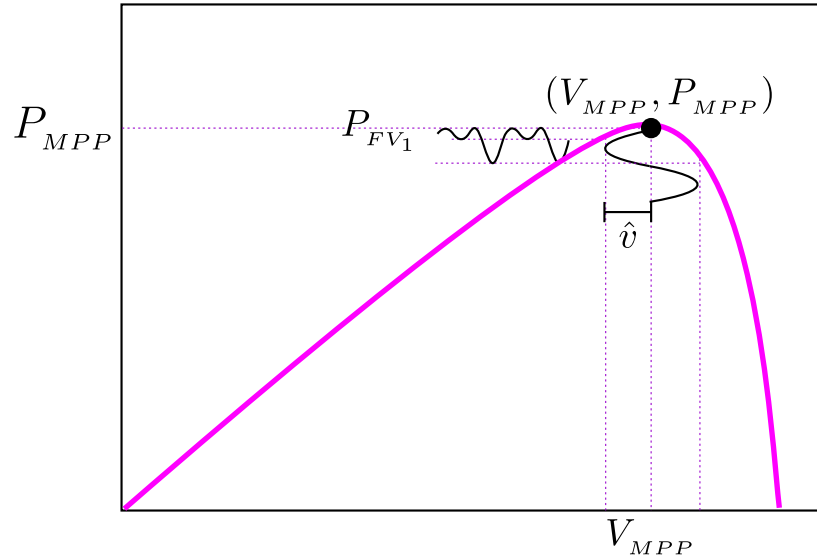


Figura 2.2: Potencia del arreglo FV en función de la tensión para una dada irradiancia y temperatura.

En conclusión, la eficiencia de extracción de energía del arreglo de paneles dependerá de la magnitud del mencionado ripple. Esta eficiencia, denominada factor de aprovechamiento del arreglo, se define como la potencia extraída efectivamente (P_{FV}) respecto de la potencia máxima disponible (P_{MPP}), tal como se señala en la expresión (2.9).

$$k_{FV} = \frac{P_{FV}}{P_{MPP}} \quad (2.9)$$

El máximo ripple de tensión \hat{v} para obtener un dado k_{FV} se puede calcular como:

$$\hat{v} = \sqrt{\frac{2(k_{FV} - 1)P_{MPP}}{3\alpha V_{MPP} + \beta}} \quad (2.10)$$

donde α y β son los coeficientes de Taylor que aproximan la curva P_{MPP} en función de la tensión del arreglo FV V_{FV} [11]. Estos coeficientes se calculan utilizando los parámetros del modelo de un diodo del arreglo FV , que a su vez se obtienen a partir de métodos de ajuste numérico, como se detalla en el Apéndice C. De

esta manera utilizando (2.10) es posible obtener el máximo ripple de tensión para un k_{FV} dado. A su vez, a partir de \hat{v} se pueden establecer condiciones sobre el máximo ripple de corriente en el convertidor y sobre el filtro conectado a su entrada. Asumiendo que el ripple circula principalmente sobre el capacitor de filtro de entrada C_{FV} , se puede presentar un peor caso de \hat{v} en función del valor pico del ripple de corriente del convertidor (\hat{i}_{FV}) como:

$$\hat{v} = \frac{1}{2\pi f_{sw}} \frac{\hat{i}_{FV}}{C_{FV}} \quad (2.11)$$

La reducción de \hat{v} se puede lograr de diversas maneras. Por un lado, se puede aumentar el valor de capacidad a la entrada del convertidor a expensas de una reducción en la dinámica del sistema y de utilizar capacitores voluminosos como los electrolíticos. Además del tamaño, estos capacitores tienen una vida útil mucho menor que la del resto de los componentes del sistema y una resistencia equivalente serie más alta que la de otras tecnologías, con lo cual las pérdidas en los elementos pasivos aumentan. Otra posibilidad consiste en disminuir el ripple de corriente mediante un aumento del valor del inductor del convertidor. Sin embargo, esto también implica un aumento del volumen de los elementos magnéticos, una reducción en la dinámica del convertidor y el aumento de las pérdidas en el devanado. Por último, se puede considerar la utilización de una f_{sw} más alta, con el objetivo de reducir la amplitud del ripple de corriente o bien las exigencias de filtrado. Como ya se mencionó, esta alternativa tiene como consecuencia un aumento en las pérdidas por conmutación del convertidor y en las pérdidas en el núcleo del inductor.

2.4. Conclusiones

En este capítulo se presentaron aspectos de relevancia vinculados al funcionamiento de la primera etapa de conversión de los sistemas fotovoltaicos multistring y se introdujo de qué manera el diseño del convertidor dc-dc impacta en la eficiencia de la misma. A partir de las problemáticas presentadas se identificó que existe una relación de compromiso entre los mecanismos de reducción de pérdidas y aquellos que permiten reducir el impacto del ripple en el arreglo fotovoltaico. En este sentido, resulta necesario encontrar una estrategia que permita de forma simultánea maximizar la eficiencia del convertidor y reducir la amplitud del ripple de la corriente de entrada para extraer la mayor cantidad de energía posible del arreglo fotovoltaico.

Capítulo 3

Evaluación de los convertidores interleaved para la etapa dc-dc

3.1. Introducción

En el capítulo anterior se plantea la necesidad de establecer una estrategia que permita de forma simultánea maximizar la eficiencia del convertidor y reducir la amplitud del ripple asociado a la corriente de entrada para extraer la mayor cantidad de energía posible del arreglo fotovoltaico. Una solución para el cumplimiento de estos objetivos son los convertidores dc-dc multifásicos con técnica de control *interleaved*. En el presente capítulo se evalúan las características generales de estos sistemas, con el objetivo de establecer de qué forma son una alternativa viable para la concreción de los objetivos propuestos.

3.2. Convertidores dc-dc multifásicos con control *interleaved*

Los convertidores dc-dc multifásicos resultan de la asociación en paralelo de N convertidores, cada uno de ellos denominados fase. En la Fig. 3.1 se muestra, a modo de ejemplo, la estructura de un convertidor boost multifásico en la cual se puede observar que las distintas fases están conectadas a la misma fuente de entrada y a una misma etapa de salida.

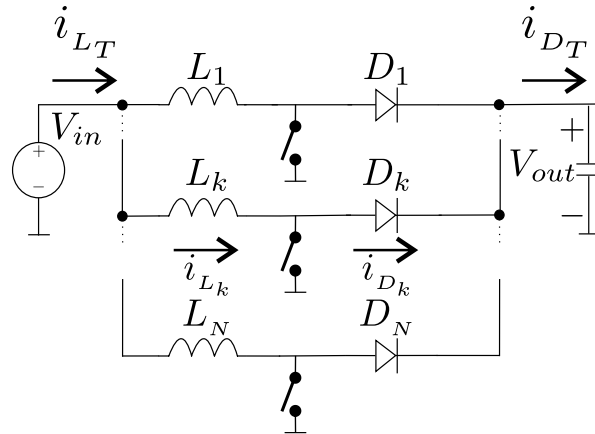


Figura 3.1: Convertidor boost interleaved.

Una estrategia de control, comúnmente utilizada en estos convertidores, consiste en desfasar el control de las diferentes llaves de cada fase con el objetivo de disminuir el ripple de corriente total, a partir de intercalar los ripples de corriente de fase de manera equidistante. De esta forma, la señal de comando de las diferentes llaves presenta un corrimiento temporal de T/N , donde T es el período de conmutación de una fase y N el número total de fases. Esta estrategia de conmutación recibe el nombre de control *interleaved*, razón por la cual al conjunto convertidor-control se lo denomina convertidor *interleaved*.

La asociación en paralelo de los convertidores presenta las siguientes ventajas:

- Reducción del estrés de los dispositivos semiconductores, producto de dividir la corriente total entre las fases y por ende disminución de los requerimientos de corriente en las llaves [20].
- Reducción de las pérdidas por conducción y conmutación en cada fase, debido a que por cada una circula menor corriente [26].
- Modularidad, generada por la posibilidad de modificar el número de fases sin tener que realizar modificaciones circuitales del convertidor [27].
- Capacidad de reconfigurar su estructura ante la eventual falla no catastrófica de una fase, derivada de la característica redundante de la topología *interleaved* [28].

Por otra parte el intercalado de los ripples permite:

- Reducir la amplitud del ripple en la corriente total, producto del desfase de los ripples de cada fase [29].
- Aumentar la frecuencia del ripple de la corriente total en un factor N [30].
- Disminuir las exigencias de filtrado producto de la disminución de la amplitud y el aumento de la frecuencia [30].
- Reducir el nivel de las señales de interferencia electromagnética, gracias a la disminución en la amplitud de las corrientes en las fases [27].

A partir de las características mencionadas se puede ver que algunas de ellas pueden tener impacto en la eficiencia del convertidor y otras en la extracción de potencia del panel. A continuación se evalúan estos aspectos con más detalle.

3.3. Impacto en la eficiencia del convertidor

Una de las ventajas de los convertidores *interleaved* se relaciona con la disminución de las pérdidas por conducción en los dispositivos semiconductores y en el inductor, debido a la división de la corriente por fase. En ciertas aplicaciones en las cuales el ripple asociado es mucho menor que la corriente media [31], la reducción de las pérdidas totales es proporcional al número de fases. Sin embargo, en aplicaciones como la fotovoltaica puede que el ripple no sea despreciable [11, 12], con lo cual las pérdidas totales no necesariamente disminuyen a medida que se agregan fases.

En relación a las pérdidas totales por conmutación, no resulta tan directo el efecto de los convertidores *interleaved*, dado que esas pérdidas dependen, en gran medida, de la frecuencia de conmutación y del modo de conducción elegido. En este sentido, se puede optar por tres modos de conducción diferentes:

- Modo de Conducción Continuo (*CCM*, por sus siglas en inglés).
- Modo de Conducción Límite (*BCM*, por sus siglas en inglés).
- Modo de Conducción Discontinuo (*DCM*, por sus siglas en inglés).

En la Fig. 3.2 se muestran las formas de onda de corriente en el inductor de un convertidor conmutado para los distintos modos de operación y en iguales condiciones de corriente media.

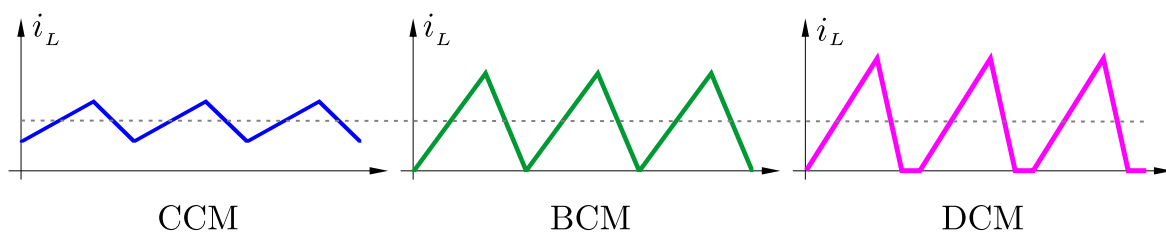


Figura 3.2: Corriente en el inductor para los distintos modos de conducción.

Se puede observar que en el modo *CCM* la corriente en el inductor es siempre mayor que cero; en tanto que para el modo *DCM* existe una parte del periodo donde la corriente es cero. En el modo *BCM*, por su parte, la corriente en el inductor es cero solo al final del periodo. Este último modo se puede ver como una condición límite entre los modos *CCM* y *DCM*.

De los tres modos señalados, la operación en *BCM* o *DCM* son las más adecuadas cuando se requiere reducir las pérdidas por conmutación en las llaves y por recuperación inversa en los diodos, debido al encendido a corriente cero de la llave, propio de estos modos de conducción [15]. Sin embargo, en el caso *BCM* el control debe forzar la condición de corriente cero al final del periodo, lo cual lleva a tener que operar con frecuencia de conmutación variable para diferentes condiciones de corriente media, es decir, de carga, lo cual dificulta el control y el diseño de los filtros [16, 17].

Respecto de *DCM*, la reducción de las pérdidas por conmutación no necesariamente implica una mejora en la eficiencia total del convertidor en comparación con *CCM*. En la literatura se encuentran autores que afirman que el modo *CCM* es más eficiente [32] frente a otros que expresan lo contrario [30, 33], evidenciando que resulta indispensable realizar el correspondiente análisis para cada aplicación. Esto se debe a que, en relación a otros mecanismos de pérdidas (pérdidas por conducción en las llaves y en el devanado del inductor y pérdidas en el núcleo), *DCM* puede tener un mal desempeño debido al gran ripple de corriente asociado. En este sentido, el ripple en *DCM* es bastante mayor que en *CCM*, como se puede ver en la Fig. 3.2, para un dado valor medio de corriente. Esto ocurre debido a que, en *DCM*, el ripple guarda proporción con el valor medio de la corriente, con lo cual a mayor valor medio, mayor es el ripple.

Para ilustrar la proporcionalidad existente en *DCM* se obtiene el valor medio de la corriente (I_L) en función de la amplitud pico a pico del ripple (\hat{i}_L), para

un convertidor con un tiempo de encendido T_{on} , variable comúnmente utilizada para realizar el control. Los restantes parámetros para el análisis son: el tiempo T_{nz} , definido desde el instante de encendido de la llave hasta el momento en que la corriente se hace cero; y T identificado como el período de conmutación. En la Fig. 3.3 se muestra una forma de onda de corriente característica del modo *DCM*.

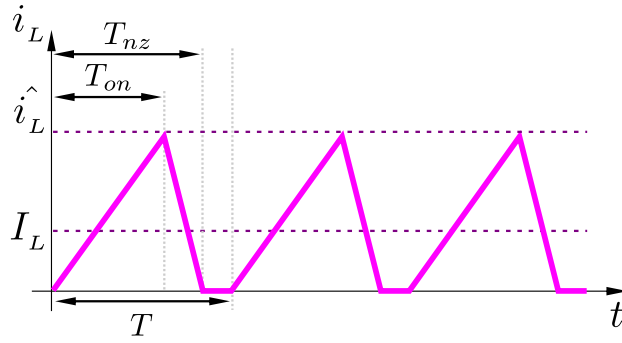


Figura 3.3: Corriente en el inductor para DCM.

De esta manera, la relación entre I_L e \hat{i}_L resulta:

$$\begin{aligned}
 I_L &= \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} \hat{i}_L t \, dt + \int_{T_{on}}^{T_{nz}} \left(\frac{\hat{i}_L}{T_{nz} - T_{on}} T_{nz} - \frac{\hat{i}_L}{T_{nz} - T_{on}} t \right) dt \\
 &= \frac{1}{T} \hat{i}_L \frac{T_{nz}}{2}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

El cociente T_{nz}/T puede ser interpretado como la proporción del período total en la que la corriente es distinta de cero. Si se define a ese cociente como D_{NZ} , operando con la expresión anterior se obtiene:

$$\frac{\hat{i}_L}{I_L} = \frac{2}{D_{NZ}} \tag{3.2}$$

En la Fig. 3.4 se presenta la relación entre el valor pico y la corriente media en función de D_{NZ} .

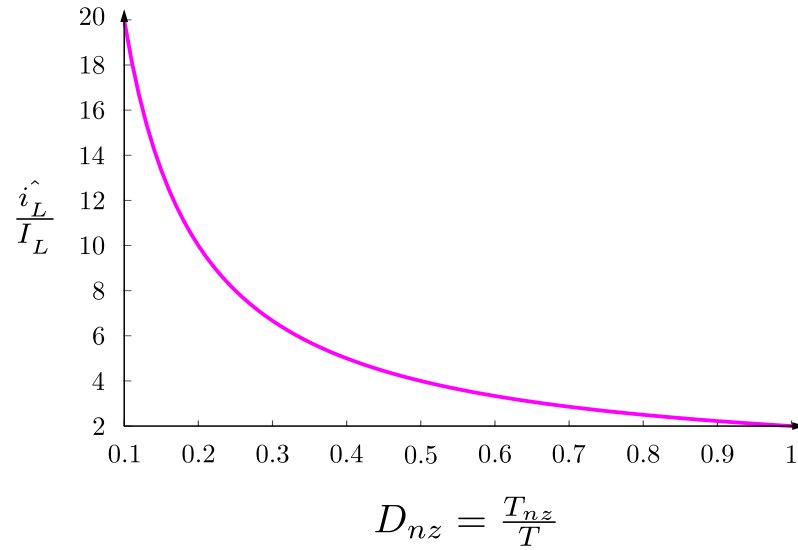


Figura 3.4: Relación entre \hat{i}_L e I_L en función del ciclo de trabajo D_{NZ} .

Se puede observar que existe una disminución de la relación \hat{i}_L/I_L a medida que el T_{nz} se hace más grande, es decir, a medida que D_{NZ} tiende a 1, caso que se corresponde con el caso de operación límite entre *DCM* y *CCM*. Esta situación demuestra que la relación entre el valor pico y el valor medio de corriente es siempre desfavorable frente a *CCM*. Además, a partir de la figura y de (3.1) se puede concluir que una vez fijado el parámetro de control T_{on} , queda fijado \hat{i}_L . Otra característica que se puede inferir a partir de la curva anterior es que frente a un valor de D_{NZ} pequeño, la componente de alterna es muy alta en comparación con el valor medio, aspecto que podría empeorar la eficiencia.

A modo de ejemplo y con el objetivo de comparar los modos *CCM* y *DCM*, se evalúan las pérdidas por conmutación (P_{sw}) y conducción (P_c) en los semiconductores, así como la suma de las mismas (P_s). Además, se calculan las pérdidas asociadas al inductor (P_L), para distintos valores de frecuencia de conmutación (f_{sw}) en un convertidor boost de una fase, para ambos modos. Para esta situación ejemplo se tienen en cuenta las siguientes consideraciones:

- Tensión de entrada constante, resultante de considerar una temperatura de operación del arreglo fotovoltaico constante.
- Tensión del bus de continua constante.
- Valor medio de corriente constante, lo que implica que el nivel de irradiancia sobre el panel permanece constante.
- Elección de llaves de tecnología MOSFET con parámetros adecuados para la aplicación planteada.
- Ajuste del valor del inductor en función de la frecuencia de conmutación de forma de mantener constante la amplitud del ripple de tensión a bornes del arreglo fotovoltaico.
- Elección de rangos de frecuencia de conmutación acordes a la configuración del sistema fotovoltaico elegido y al tipo de llaves seleccionadas.
- Se desprecia el efecto skin en el cálculo de pérdidas en el inductor debido al rango de frecuencias considerado.

Luego, los resultados obtenidos para las pérdidas por conmutación y conducción en los semiconductores son los mostrados en la Fig. 3.5. Las pérdidas totales en los semiconductores normalizadas respecto de las pérdidas máximas en DCM se muestran en la Fig. 3.6 y los correspondientes a las pérdidas en el inductor en la Fig. 3.7.

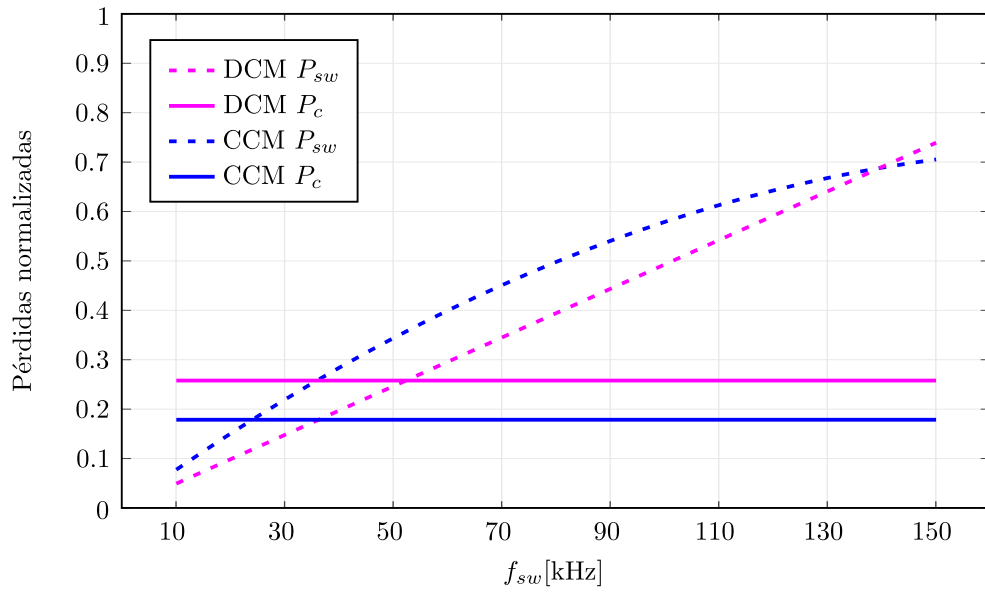


Figura 3.5: Pérdidas por conducción y conmutación en los semiconductores de un convertidor boost de una fase.

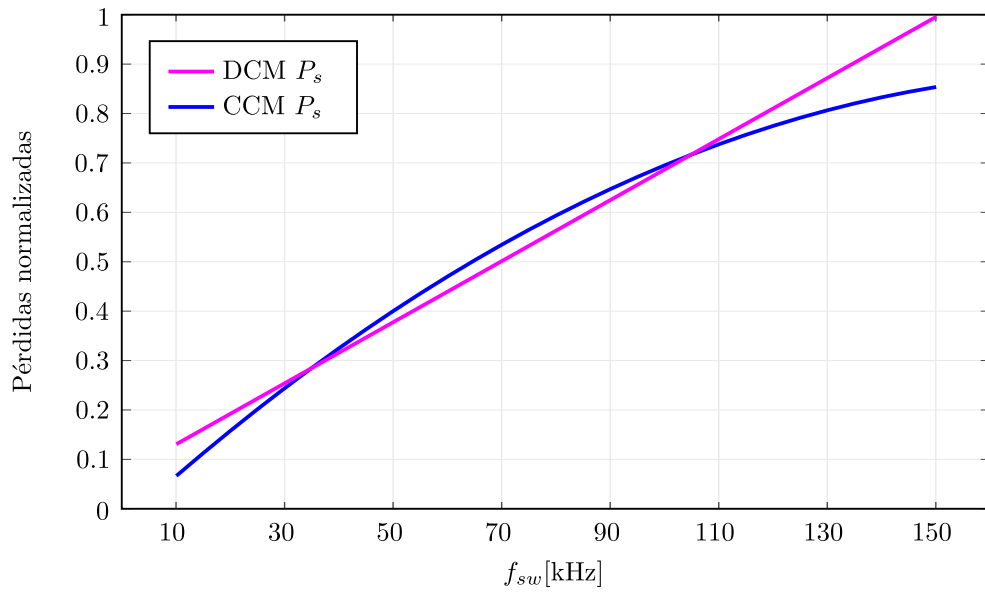


Figura 3.6: Pérdidas totales en los semiconductores de un convertidor boost de una fase.

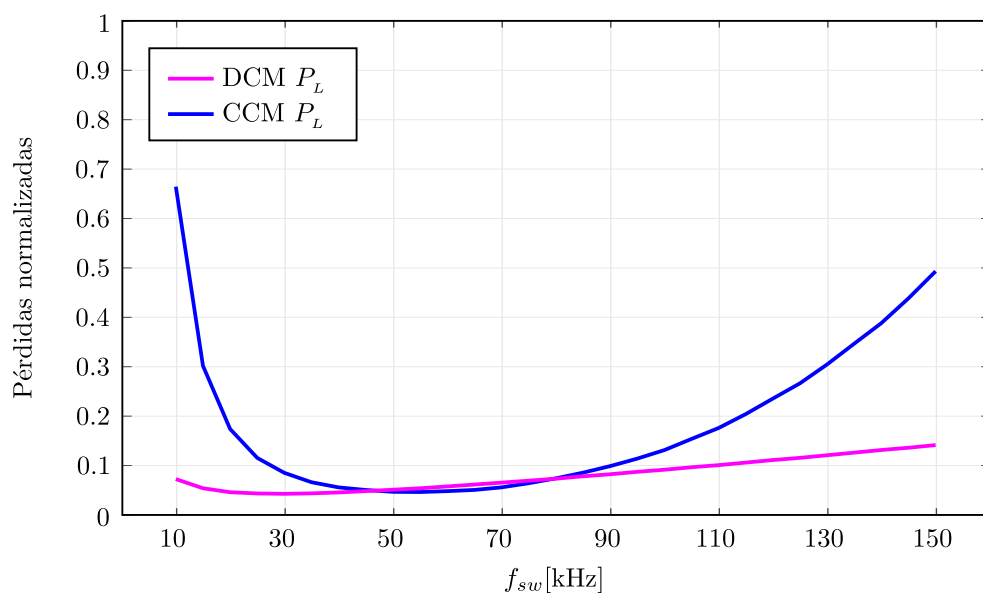


Figura 3.7: Pérdidas en el inductor de un convertidor boost de una fase.

A partir del caso de ejemplo presentado se observa, como es esperable, que las pérdidas por conmutación en *DCM* son menores que las de *CCM* pero las pérdidas por conducción son mayores. En consecuencia, las pérdidas totales en los semiconductores muestran que existen zonas en las que tiene menos pérdidas el convertidor que opera en *CCM* y otras en las que tiene menos pérdidas *DCM*. Respecto de las pérdidas en el inductor, se considera de interés la zona entre 40 kHz y 80 kHz, ya que el diseño podría ser mejorado para las frecuencias de los extremos del intervalo. Respecto de la zona de interés se observa que las pérdidas asociadas a cada modo son muy cercanas, con lo cual no es posible determinar cual es el modo mas eficiente para una dada aplicación, debido a que se vuelven sensibles a los criterios de diseño que se adopten.

En relación a los modos de conducción y los convertidores *interleaved*, el problema que existe en *DCM* respecto a la amplitud del ripple puede ser mitigado con la utilización de estos convertidores, ya que al reducir el valor medio de corriente por fase se reduce su *ripple* y en consecuencia las correspondientes pérdidas. Sin

embargo, al igual que para una fase no resulta trivial identificar qué modo de conducción es preferible, en relación con la eficiencia, así como tampoco lo es establecer cuál es el número de fases y la frecuencia de conmutación que presenta un máximo de eficiencia en función del criterio de diseño adoptado.

3.4. Impacto en la eficiencia de extracción del arreglo FV

En el Capítulo 2 se presenta que la eficiencia de extracción de energía del arreglo fotovoltaico se mejora reduciendo la magnitud del ripple de tensión sobre el arreglo. También se menciona que esta reducción puede ser lograda a partir del aumento en la frecuencia de conmutación (lo que impacta de forma negativa en la eficiencia del convertidor), a partir de un adecuado filtrado, o bien con la disminución del ripple de corriente a la entrada del convertidor.

En relación a la disminución del ripple de corriente a la entrada, la utilización de convertidores *interleaved* representa una solución interesante. Esto se debe a que, mediante un control adecuado de los instantes de conmutación de cada fase, se puede lograr, no solo una reducción de la amplitud del ripple de la corriente total, sino también un aumento de la frecuencia del mismo. Esto se logra sin la necesidad de aumentar la frecuencia de conmutación, lo que reduce las exigencias de filtrado sin provocar un aumento en las pérdidas del convertidor. Sin embargo, estas características ventajosas de los convertidores *interleaved* pueden verse afectadas por la existencia de dispersión en los componentes, las cuales generan asimetrías (diferencias de amplitud) entre las fases [23]. Considerando que la característica del ripple depende del modo de conducción, una evaluación integral

del comportamiento de los convertidores *interleaved* en *DCM* y *CCM*, en condiciones ideales y frente a dispersión en los inductores, es de gran utilidad para determinar el impacto en la extracción de energía del arreglo fotovoltaico.

A continuación, se realiza un relevamiento de las características del ripple para cada modo de conducción.

3.4.1. Ripple en convertidores *interleaved* operando en *CCM*

La mejora en las características del ripple asociada a la utilización de convertidores *interleaved* ha sido un tópico ampliamente evaluado para la corriente total en el inductor respecto de la operación en *CCM*. Los primeros trabajos presentes en la literatura, en relación con esta temática, se restringen al análisis de convertidores *interleaved* simétricos, es decir, convertidores que no presentan dispersión en el valor de sus elementos. En la Fig. 3.8 se presenta el ripple de las corrientes de fase (\hat{i}_{L_k}) y total (\hat{i}_L), y el contenido armónico de esta última para un convertidor de 4 fases simétrico.

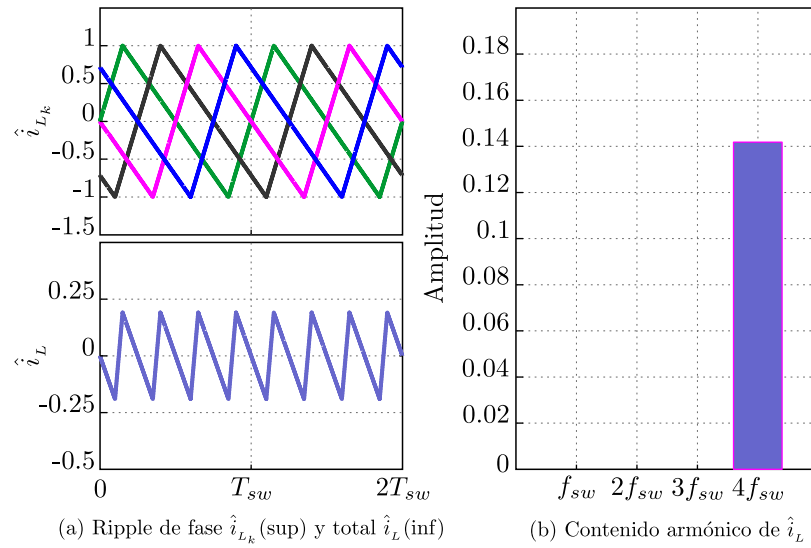


Figura 3.8: Ejemplo del ripple de corriente de fase y total para un convertidor de 4 fases en condiciones ideales.

A partir de la figura, se puede observar que la suma de los ripples de fase resulta en la cancelación de las componentes f_{sw} , $2f_{sw}$, ..., $(N - 1)f_{sw}$ en la corriente total en el inductor [22, 23, 27, 34]. Por lo tanto, la mínima componente de frecuencia en el ripple de la corriente total es Nf_{sw} , y su amplitud es siempre menor que la amplitud del ripple de una fase. Esta condición de reducción de la amplitud del ripple total y de aumento en la frecuencia del mismo reduce las exigencias sobre el capacitor de filtro C_{FV} , mejorando las características del ripple de tensión sobre el panel.

Respecto del ripple de la corriente total en estado estacionario, en [35] se determina la relación entre \hat{i}_L y el ciclo de trabajo $D = T_{on}/T$ en condiciones de simetría. En la Fig. 3.9 se muestra la amplitud \hat{i}_L normalizada respecto a la amplitud del ripple de una fase, en función de D para un convertidor de 2, 3 y 5 fases.

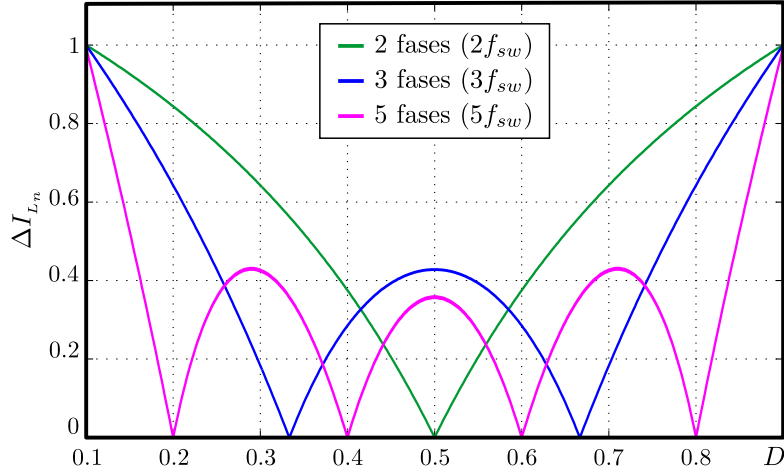


Figura 3.9: Amplitud normalizada del ripple (Δi_{L_n}) en modo *CCM* en función del ciclo de trabajo (D) para distinto número de fases [35].

En la figura se observa que, para los diferentes casos, la amplitud del ripple total resulta siempre inferior que la de una fase. Más aún, existen valores particulares de ciclo de trabajo, denominados D_c , para los cuales se obtienen condiciones de cancelación del ripple, es decir se obtiene un ripple total nulo [22, 35]. La cantidad y ubicación de los ciclos de trabajos para los cuales se genera un ripple nulo, dado un cierto número de fases N , se determina de la siguiente manera:

$$D_c = \frac{i}{N} ; i = 1, 2, \dots, (N - 1) \quad (3.3)$$

Trabajos posteriores demostraron que las ventajas obtenidas con el control *interleaved* se pueden ver afectadas por asimetrías entre las diferentes fases [17, 23, 34, 36, 37]. Al respecto, existen distintos factores responsables de estas asimetrías, tales como: tolerancia en el valor de los inductores, elementos parásitos y desfase no ideal entre los ripples de fase, debido a diferencias en los retardos en la conmutación de las llaves. Sin embargo, está demostrado que el principal factor de asimetrías se debe a la tolerancia en los inductores de fase [23], característica

que conduce a ripples de corriente de fase de distinta amplitud. El origen de las diferencias en el valor de los inductores depende de distintos factores, según el tipo de inductor utilizado. En el caso de inductores sin entrehierro, la causa más importante es la tolerancia en la permeabilidad magnética y las diferencias en el proceso de devanado. Por otro lado, para inductores con entrehierro, la principal causa de la tolerancia es la variación en el tamaño del entrehierro. Teniendo en cuenta estas consideraciones, se pueden esperar tolerancias de $\pm 10\%$ en un diseño estándar.

Con la finalidad de ilustrar el impacto sobre el ripple total de las asimetrías entre las fases, producto de las diferencias en el valor de los inductores, en la Fig. 3.10 se muestran los ripples de fase, el ripple total y el contenido armónico de la corriente en el inductor de un convertidor *interleaved* asimétrico de 4 fases con dispersión en el valor de los inductores de $\Delta L = \pm 7\%$.

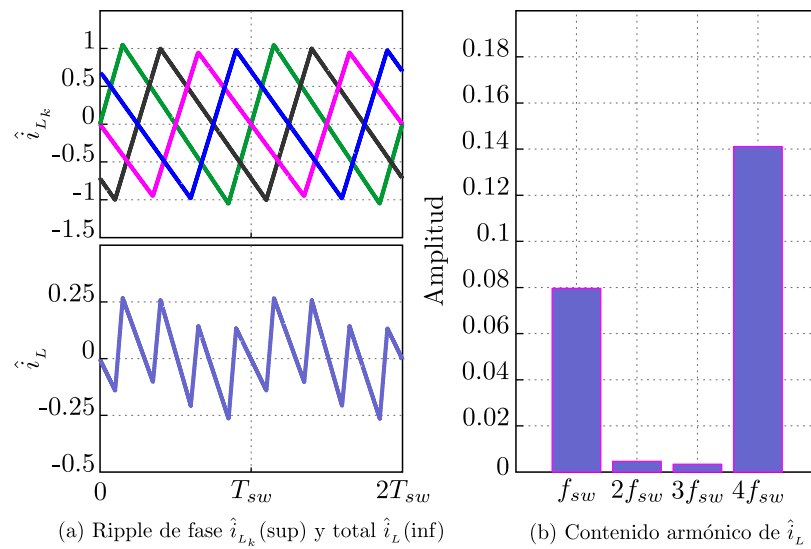


Figura 3.10: Ejemplo del ripple de fase y ripple total en modo *CCM* para un convertidor de 4 fases con asimetrías.

Como se observa en la Fig. 3.10, la amplitud del ripple total aumenta y además

aparece contenido armónico que no estaba presente cuando se lo compara con el caso simétrico, con lo cual el ripple de tensión a bornes del panel se ve afectado, pudiendo incrementar las exigencias sobre el filtro C_{FV} . En consecuencia, resulta indispensable conocer como se ven afectadas las prestaciones del convertidor frente a la existencia de asimetrías entre fases, para de esa manera evaluar el impacto sobre la eficiencia de extracción de energía del panel. Si bien diversos autores generaron estudios parciales y/o para condiciones particulares evaluando el ripple de la corriente total en el inductor, una caracterización completa para todo el rango de operación y distinto número de fases sólo se presenta en [24]. En este trabajo se arriba a expresiones que permiten obtener distintas características del ripple como: amplitud, valor rms y contenido armónico. La Fig. 3.11 muestra la amplitud del ripple \hat{i}_L normalizado respecto del ripple de una fase en función del ciclo de trabajo D en condiciones de asimetría.

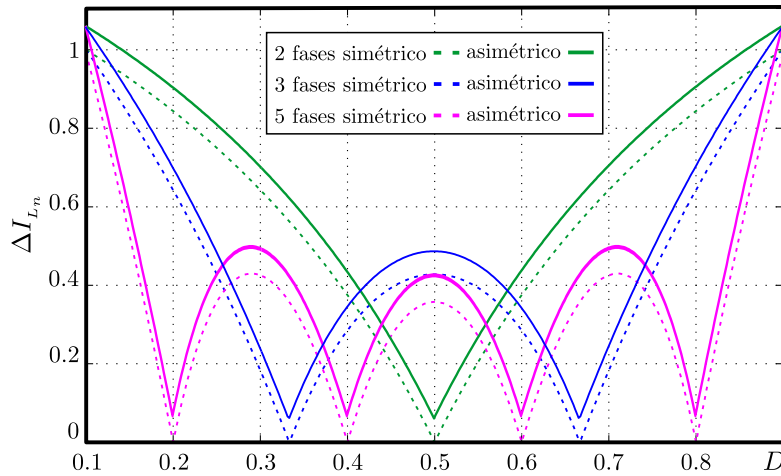


Figura 3.11: Amplitud normalizada del ripple (Δi_{L_n}) en modo CCM en función de ciclo de trabajo (D) para distinto número de fases en condición simétrica y asimétrica entre las fases con una tolerancia de $\pm 7\%$ [24].

A partir de la figura se puede concluir que la existencia de asimetrías elimina

los puntos de cancelación del ripple apareciendo, en su lugar, mínimos locales. Además, se puede apreciar que el ripple total puede alcanzar valores mayores al ripple de una fase.

El aumento de la amplitud del ripple total y la aparición de contenido armónico que no estaba presente, no solo impacta negativamente en la extracción de energía de un arreglo fotovoltaico, sino que ha sido abordado en la literatura debido al efecto negativo que produce sobre una variedad de aplicaciones. En este sentido, para mitigar el impacto de la dispersión en el valor de los inductores en [23, 38] se propone un enfoque basado en la redistribución de los ripples con el objetivo de disminuir el ripple total. En [23] se propone colocar en contrafase los ripples con amplitudes similares. Esta estrategia, de fácil implementación, permite reducir la amplitud del ripple total, ya que permite cancelar eficientemente la componente de frecuencia f_{sw} . No obstante, no resulta necesariamente óptima ya que puede conducir a un aumento significativo de otras componentes. Además, dado que el método depende de la geometría del problema, el mismo no puede ser utilizado para el caso en que se quiere trabajar con una cantidad impar de fases. En [38] se propuso una estrategia basada en algoritmos genéticos que permite el reordenamiento de los ripples de fase de forma de minimizar la amplitud del ripple total. Esta propuesta no posee limitaciones pero requiere el conocimiento de la amplitud del ripple total para cualquier punto de operación y número de fases para lo cual se utiliza la caracterización del ripple en *CCM* presentada en [24].

A partir de lo mostrado en los párrafos anteriores se puede identificar que existen grandes avances respecto del estudio del ripple de corriente en *CCM* en condiciones de operación reales, para cualquier número de fases y punto de operación. Estos avances permitirán realizar un análisis del ripple existente a bornes del arreglo *FV*, en condiciones ideales o reales, para todo el rango de operación y cualquier número de fases, permitiendo evaluar el impacto sobre la extracción

de energía del arreglo fotovoltaico. Sin embargo, a diferencia de lo mostrado para el caso simétrico, donde resulta directo definir la tensión sobre el panel a partir del ripple de corriente y la frecuencia Nf_{sw} , la situación asimétrica se vuelve más compleja debido a que aparecen componentes armónicas adicionales que contribuyen al ripple de tensión.

3.4.2. Ripple en convertidores *interleaved* operando en *DCM*

A diferencia de lo expuesto para *CCM*, el análisis del ripple asociado a *DCM* requiere una evaluación más profunda. En el caso *CCM*, el punto de operación queda directamente definido por el ciclo de trabajo, razón por la cual todas las características del ripple son representadas en función de este parámetro. En cambio, para el caso *DCM*, para un mismo T_{on} se pueden obtener formas de onda con diferentes T_{nz} (Fig. 3.3). En consecuencia, las curvas de ripple de corriente incorporan una dimensión adicional para su caracterización. Además, se debe considerar una complejidad adicional, derivada de la operación en condiciones reales, donde se presentan asimetrías entre fases.

Los trabajos presentes en la literatura en relación con esta temática se restringen al análisis de convertidores *interleaved* simétricos. Los mismos pueden ser divididos en grupos según el enfoque que utilizan para realizar la caracterización en:

- Metodologías que realizan una suma en el dominio del tiempo [19, 35, 39, 40]. Este es un enfoque intuitivo en el cual se suman instante a instante las corrientes de fase desfasadas en T/N .
- Metodologías que se basan en estrategias en el dominio de la frecuencia [30].

El procedimiento consiste en sumar los coeficientes de Fourier para luego

antitransformar el resultado y operar en el dominio del tiempo.

- Metodologías de manipulación geométrica [41]. En este tipo de métodos se realiza una suma selectiva en el dominio del tiempo, es decir, aprovechando la geometría de las formas de onda asociadas se realiza la suma de las distintas fases sólo en algunos puntos de interés.

Otra características de los trabajos encontrados es que sólo obtienen información del ripple de la corriente total en el inductor. Sumado a esto, exceptuando a [35, 41] que realizan el análisis para cualquier topología de convertidores dc-dc *PWM*, su análisis se encuentra acotado a una topología en particular.

En relación al rango de análisis, las metodologías existentes abarcan todo el rango, exceptuando a [19] en el que la caracterización se restringe a puntos de operación que resultan en una corriente total continua.

Respecto de la obtención de características del ripple como amplitud pico a pico, valor rms y contenido armónico, sólo [39] evalúa todas estas características, los restantes obtienen un único parámetro.

En referencia a las conclusiones consignadas en cada trabajo, no se arriba a resultados completos y generales respecto de cada característica del ripple, sólo en [30, 40] se obtienen curvas de atenuación del ripple como las presentadas para *CCM*, pero sin arribar a conclusiones generales que permitan obtener información de todos los posibles puntos de cancelación y de la amplitud del ripple para cualquier número de fases como se presenta en [22] para el caso *CCM*.

A continuación, en la Tabla 3.1, se resumen las características de los métodos de caracterización del ripple de corriente total en convertidores *interleaved* operando en *DCM* que existen en la literatura.

Tabla 3.1: Métodos de caracterización del ripple de corriente de convertidores interleaved operando en DCM.

	[41]	[30]	[19]
Metodología	Man. geométrica	Suma temporal	Suma temporal
Rango	Completo	Completo	Acotado
Corrientes	Inductor	Inductor	Inductor
Topologías	<i>PWM</i>	<i>boost</i>	<i>boost</i>
Características	Amplitud	Amplitud	Amplitud
Conclusiones	No	Curvas de atenuación	No
Asimetrías	No	No	No

	[39]	[40]	[35]
Metodología	Suma temporal	Suma temporal	Suma temporal
Rango	Completo	Completo	Completo
Corrientes	Inductor	Inductor	Inductor
Topologías	<i>boost</i>	<i>buck</i>	<i>PWM</i>
Características	Todas	Amplitud	Amplitud
Conclusiones gales.	No	Curvas de atenuación	No
Asimetrías	No	No	No

A partir de la información encontrada en la literatura respecto del ripple en *DCM* se identifica que se han realizado una serie de intentos por caracterizar el ripple en este modo, pero arribando sólo a caracterizaciones parciales. También se observa una imposibilidad de caracterizar otras corrientes que no sea la del inductor. Por otra parte, no existen análisis que permitan contemplar asimetrías

entre fases, con lo cual no es posible recurrir a metodologías tendientes a reducir el ripple, como las presentadas para *CCM*. En este contexto, frente a la ausencia de la mencionada información, no es posible evaluar el impacto del ripple a bornes del panel para todo el rango de operación y cualquier número de fases.

3.5. Conclusiones

En este capítulo se plantea la utilización de convertidores *interleaved* como estrategia para mejorar de forma simultánea la eficiencia en la extracción de energía del panel y en la etapa de conversión dc-dc.

En relación a la mejora en la eficiencia de la etapa de conversión, se establece que los modos de operación preferidos para los convertidores *interleaved* son *CCM* y *DCM*. Sin embargo, se concluye que no es trivial establecer qué modo permite mejorar la eficiencia del convertidor, así como tampoco lo es establecer cuál es el número de fases y la frecuencia de conmutación que presenta un máximo de eficiencia en función del criterio de diseño adoptado.

Respecto de la eficiencia de extracción de energía, para lo cual es necesario tener información respecto del ripple total, se identifica que existe mucha información disponible respecto del ripple en convertidores *interleaved* operando en *CCM*, pero eso no ocurre para la operación en *DCM*, con lo cual surge la necesidad de encontrar una metodología general para la caracterización del ripple que contemple cualquier condición de funcionamiento. Este análisis no sólo es necesario para analizar el impacto del ripple sobre el panel, sino también para calcular las pérdidas en los capacitores de entrada y salida del convertidor *interleaved* operando en *DCM*.

Capítulo 4

Caracterización de corrientes en convertidores interleaved en operación DCM

4.1. Introducción

En el presente capítulo se propone una metodología para la caracterización de la corriente total de entrada y salida para convertidores dc-dc interleaved operando en DCM. El objetivo consiste en obtener dichas corrientes a partir de los parámetros del sistema, para todo el rango de operación y contemplando asimetrías entre fases, originadas por dispersión en los valores de los inductores. De esta manera, teniendo información de la corriente es posible calcular características del ripple total como amplitud pico a pico, valor rms y contenido armónico.

4.2. Método propuesto

El método propuesto tiene sus fundamentos en el análisis de la geometría de la corriente de cada fase, realizando una suma selectiva en el dominio del tiempo en ciertos puntos claves. El mismo tiene en cuenta las siguientes consideraciones:

- el convertidor se encuentra operando en estado estacionario;
- la corriente es aproximada por segmentos de línea recta, asumiendo que la constante asociada a los inductores y su componente resistiva es mucho mayor que el período de conmutación [42];
- el desfase se puede ajustar a valores cercanos al ideal ($T_n = \frac{T}{N}$) mediante control digital [43];
- todas las fases tienen la misma forma de onda, con el mismo período T , dada la precisión de las plataformas digitales modernas [44];
- el tiempo de encendido de la llave T_{on} es el parámetro de control para establecer la corriente media total y es el mismo en todas las fases.

Según estas consideraciones, se puede asumir a las corrientes de fase de entrada y salida, como funciones lineales por tramos con diferentes pendientes, definiendo los instantes donde cambian dichas pendientes como puntos de inflexión.

Las corrientes de fase de entrada y salida se pueden clasificar como: corriente de fase en el inductor i_{L_k} (Fig. 4.1a), corriente de fase en el diodo i_{D_k} (Fig. 4.1b) y corriente de fase en la llave i_{S_k} (Fig. 4.1c). A partir de estas, se puede establecer la corriente de entrada y salida para cualquier topología de convertidor [27]. En la Tabla 4.1 se muestra como ejemplo dichas correspondencias para los convertidores boost, buck y buck-boost.

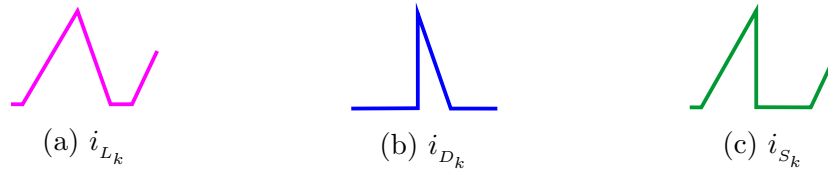


Figura 4.1: Formas de onda de la corriente para convertidores dc-dc operando en DCM

Tabla 4.1: Formas de onda de las corrientes para distintas topologías.

	<i>boost</i>	<i>buck</i>	<i>buck-boost</i>
corriente de entrada	i_{L_k}	i_{S_k}	i_{S_k}
corriente de salida	i_{D_k}	i_{L_k}	i_{D_k}

Las corrientes de entrada y salida en los convertidores interleaved son el resultado de la suma de las corrientes de fase, como se evidencia en la Fig. 4.2 para las topologías mencionadas. Por lo tanto, las mismas son también una forma de onda compuesta por líneas rectas con distinta pendiente y duración, dependiendo de N , T_{on} y las pendientes de las corrientes de fase. En este sentido, las corrientes totales pueden ser determinadas completamente al ubicar los puntos de inflexión de cada fase y calcular la suma de los valores de todas las fases en esos puntos. Luego, conociendo la ubicación de los puntos de inflexión y el valor de la corriente total en cada punto, es posible obtener cualquiera de las características del ripple total para las corrientes de entrada y salida de los convertidores presentados en la Tabla 4.1.

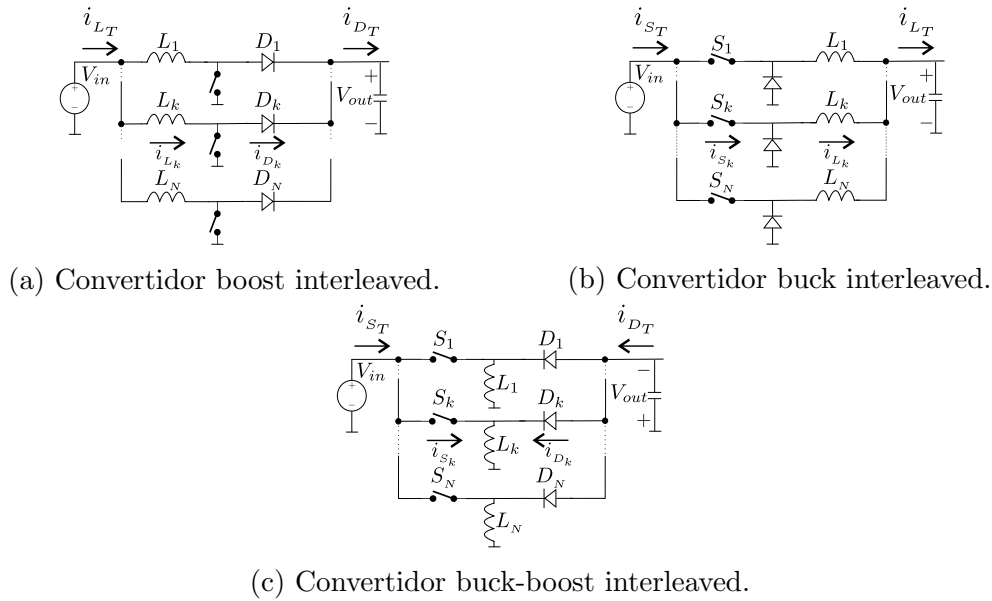


Figura 4.2: Distintas topologías de convertidores de potencia interleaved.

El análisis de las corrientes parte de la caracterización de la corriente total en el inductor (i_{L_T}) y posteriormente se extiende para i_{D_T} e i_{S_T} .

4.2.1. Corriente total en el inductor

Con el objetivo de definir los puntos de inflexión, la Fig. 4.3 muestra la corriente total i_{L_T} y las corrientes de fase i_{L_k} , para un convertidor *DCM* de N fases. La amplitud de cada i_{L_k} está determinada por el valor del inductor de dicha fase y puede ser distinta de las demás en un convertidor real con asimetrías entre fases. En cada período T de la corriente de fase se pueden identificar tres intervalos (indicados sobre i_{L_1} en la Fig. 4.3): T_z (en el cual la corriente es 0), T_{on} (en el cual la llave se encuentra encendida) y T_f (intervalo en el cual la llave está apagada pero la corriente aún no se hizo cero).

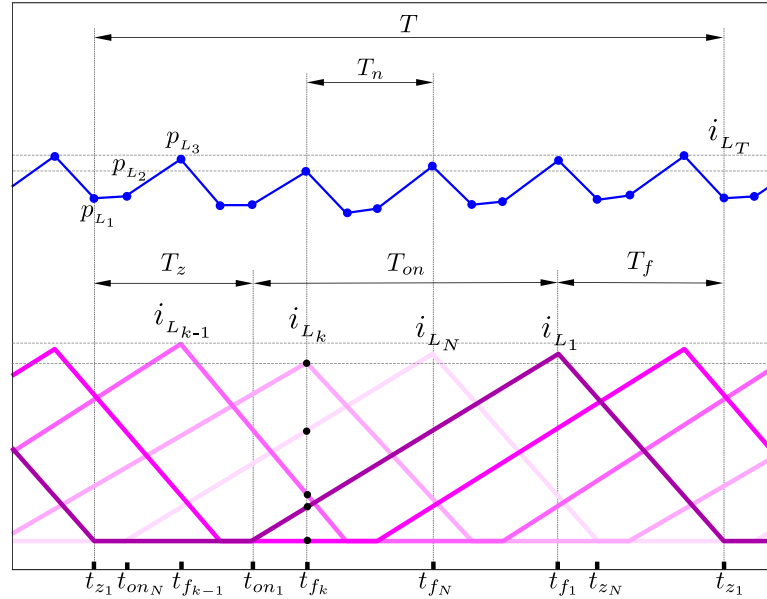


Figura 4.3: Corrientes de fase (i_{L_k}) y corriente total (i_{L_T}) en el inductor.

Se puede observar en la Fig. 4.3 que la ubicación de los puntos de inflexión de i_{L_T} (definidos genéricamente como p_{L_x}) coinciden con los puntos de inflexión del ripple de la corriente de cada fase. Estos puntos en la corriente de fase son: t_{z_k} (instante en el que la corriente se vuelve cero), t_{on_k} (instante en el que la corriente empieza a aumentar) y t_{f_k} (instante en el que la corriente empieza a disminuir).

Dado que el instante en el que ocurre cada uno de los cambios de pendiente puede ser calculado analíticamente, los puntos de inflexión en i_{L_T} pueden ser definidos con exactitud. Considerando que existen tres puntos de inflexión en cada fase, i_{L_T} tiene $3N$ puntos de inflexión. Por otro lado, cada punto de una determinada fase se retrasa $T_n = T/N$ respecto del mismo punto en la fase anterior, tal como se indica en (4.1).

$$\begin{aligned}
t_{z_{k+1}} &= t_{z_k} + T_n \\
t_{f_{k+1}} &= t_{f_k} + T_n \\
t_{on_{k+1}} &= t_{on_k} + T_n
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Con el fin de calcular los diferentes p_{Lx} , se toma como referencia una de las fases. Si la corriente de la fase 1 (i_{L1}) es utilizada para ese propósito, entonces los primeros tres puntos de inflexión son t_{z_1} , t_{on_N} y $t_{f_{k-1}}$, como se muestra en la Fig. 4.3. Dada la periodicidad del sistema, los mencionados puntos pueden ser obtenidos en función de t_{z_1} y de los intervalos de tiempo T_z , T_{on} y T_f como:

$$\begin{aligned}
t_{z_1} &= t_1 = 0 \\
t_{on_N} &= t_2 = t_1 + y_1 T_n - T_f - T_{on} \\
t_{f_{k-1}} &= t_3 = t_1 + y_2 T_n - T_f
\end{aligned} \tag{4.2}$$

donde y_1 es el mayor entero que resulta de $(T_f + T_{on})/T_n$ e y_2 es el mayor entero que resulta de la división T_f/T_n , de modo que:

$$\begin{aligned}
y_1 &= \{y_1 : y_1 \in Z \wedge [(T_f + T_{on})/T_n] \in R \wedge \\
&\quad (y_1 - 1) < [(T_f + T_{on})/T_n] < y_1\} \\
y_2 &= \{y_2 : y_2 \in Z \wedge (T_f/T_n) \in R \wedge \\
&\quad (y_2 - 1) < (T_f/T_n) < y_2\}
\end{aligned}$$

Luego, utilizando la ubicación de los primeros tres puntos de inflexión, los

restantes $3N-3$ puntos son calculados, como sigue:

$$t_x = t_{x-3} + T_n \quad x = 4, \dots, 3N. \quad (4.3)$$

Una vez que los $3N$ puntos son definidos, se puede calcular la corriente total en el inductor para el instante t_x (p_{L_x}) como la suma de las corrientes de fase (i_{L_k}) en ese instante.

$$\begin{aligned} p_{L_x} &= i_{L_1}(t_x) + \dots + i_{L_k}(t_x) + \dots + i_{L_N}(t_x) \\ &= \sum_{k=1}^N i_{L_k}(t_x) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Por lo tanto, para completar la caracterización, se debe determinar $i_{L_k}(t_x)$. Con el objetivo de obtener los valores de $i_{L_k}(t_x)$, se propone una representación genérica periódica de la corriente de fase, tal como se ejemplifica en la Fig. 4.4. En esta representación, la corriente de una determinada fase es presentada como una función triangular definida por tramos $f(t)$, con un período T . Por lo tanto, se puede representar como una función de tres tramos: uno con corriente cero (T_z), otro con pendiente positiva (T_{on}) y el último con pendiente negativa (T_f). El mínimo valor que puede alcanzar $f(t)$ es 0 y el máximo valor que puede tomar es 1. En este sentido, la corriente de fase se obtiene al ponderar la función $f(t)$ por su amplitud, tal como se indica en (4.5).

$$i_{L_k}(t) = A_k f(t) \quad (4.5)$$

donde A_k es la amplitud del ripple de la fase k -ésima.

Dado que el valor de la función $f(t)$ requiere ser computado sólo en los puntos de interés (t_x), se define la función f_x como la versión muestreada de $f(t)$ en los

instantes calculados en (4.2) y (4.3), tal como se muestra en Fig. 4.4. Por ende, f_x queda definida como:

$$f_x = \begin{cases} 0 & 0 \leq t_x < T_z \\ (t_x - T_z) \cdot T_{on}^{-1} & T_z \leq t_x < T_z + T_{on} \\ (T - t_x) \cdot T_f^{-1} & T_z + T_{on} \leq t_x < T \end{cases} \quad (4.6)$$

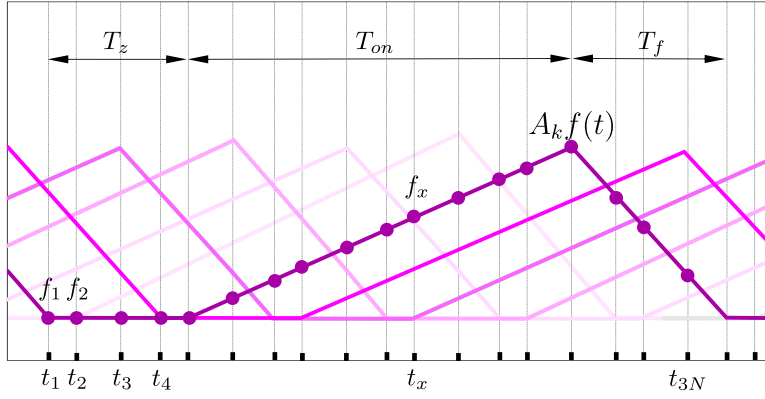


Figura 4.4: $A_k f(t)$ y versión muestreada $A_k f_x$.

Utilizando (4.5) y (4.6), (4.4) puede ser reescrita obteniendo la siguiente expresión:

$$p_{L_x} = A_1 \cdot f_x + A_2 \cdot f_{x-3} + \cdots + A_k \cdot f_{x-3k+3} \\ + \cdots + A_N \cdot f_{x-3N+3}, \quad (4.7)$$

Generalizando la expresión, el punto de inflexión para los instantes t_x en i_{L_T} es:

$$p_{L_x} = \sum_{k=1}^N A_k \cdot f_z \quad (4.8)$$

donde el subíndice z es calculado como:

$$z = \begin{cases} x - 3k + 3 & \text{if } x > 3k - 3 \\ x - 3k + 3(N + 1) & \text{if } x \leq 3k - 3 \end{cases} \quad (4.9)$$

En (4.8), deben determinarse los valores de f_z y A_k . Para poder obtenerlos, se requiere el cálculo de T_f y T_z . Estos valores son calculados a partir de T_{on} y del valor de las pendientes positivas y negativas del ripple de corriente (s_{pk} y s_{nk} , respectivamente) como:

$$\begin{aligned} T_f &= T_{on} \frac{s_{pk}}{s_{nk}} \\ T_z &= T - T_{on} - T_f = T - T_{on} \left(1 + \frac{s_{pk}}{s_{nk}} \right) \\ A_k &= T_{on} s_{pk} \end{aligned} \quad (4.10)$$

En la Tabla 4.2 se resumen las pendientes del ripple de la corriente para las topologías boost, buck y buck-boost, en función de las inductancias de fase L_k y de las tensiones de entrada y salida V_{in} y V_{out} .

Tabla 4.2: Valores de las pendientes para los convertidores

	<i>boost</i>	<i>buck</i>	<i>buck – boost</i>
s_{pk}	$\left \frac{V_{in}}{L_k} \right $	$\left \frac{V_{in} - V_{out}}{L_k} \right $	$\left \frac{V_{in}}{L_k} \right $
s_{nk}	$\left \frac{V_{out} - V_{in}}{L_k} \right $	$\left \frac{V_{out}}{L_k} \right $	$\left \frac{V_{out}}{L_k} \right $

A modo de resumen, el diagrama de flujo de la Fig. 4.5 detalla el procedimiento

para caracterizar la corriente total del inductor, que consiste en:

1. Cálculo de T_f y T_z usando (4.10).
2. Obtención de puntos de inflexión t_x a partir de (4.2) y (4.3).
3. Evaluación de la función $f(t)$ en los puntos t_x calculados, utilizando (4.6), para obtener los f_x .
4. Luego de computados los t_x y los f_x se recurre al cálculo iterativo de p_{L_x} sumando la contribución de las N fases para cada t_x de la siguiente manera:
 - a) Cálculo de la variable z a partir de (4.9) para identificar el punto de la correspondiente fase k que contribuye al tiempo t_x .
 - b) Evaluación de la corriente de fase para la fase k en el tiempo t_x usando (4.5).
 - c) Suma de todas las corrientes de fase en el tiempo t_x como se expresa en (4.8).

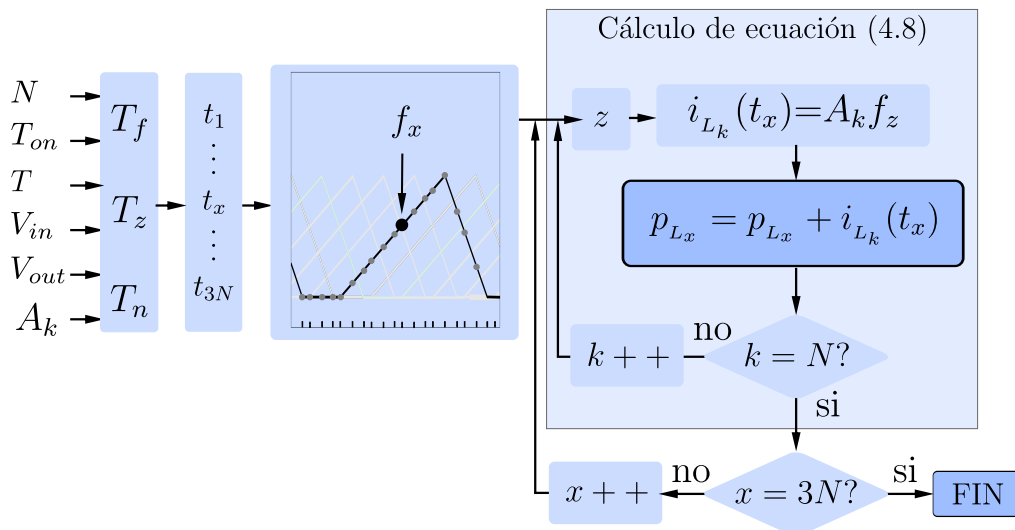


Figura 4.5: Diagrama de flujo del método de caracterización del ripple de corriente en modo *DCM*.

4.2.2. Corriente total en el diodo y en la llave

El método presentado para calcular i_{LT} puede ser extendido para calcular las corrientes i_{DT} e i_{ST} . A los efectos de ilustrar este procedimiento, la Fig. 4.6 muestra las corrientes de fase en los diodos i_{Dk} y su correspondiente corriente total i_{DT} ; mientras que la Fig. 4.7 hace lo mismo para las corrientes de las llaves.

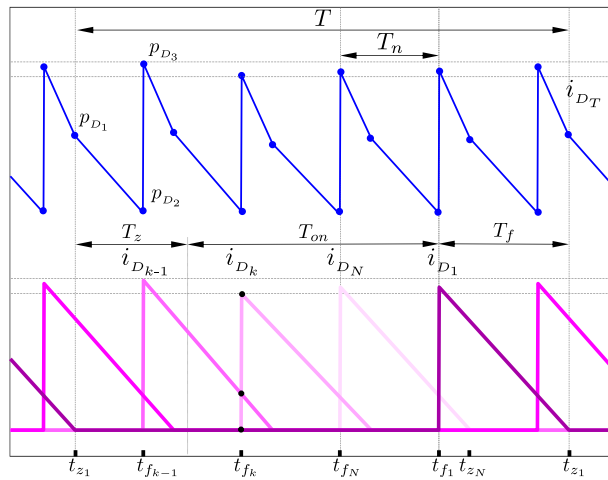


Figura 4.6: Corriente de fase en el diodo (i_{Dk}) y total (i_{DT}).

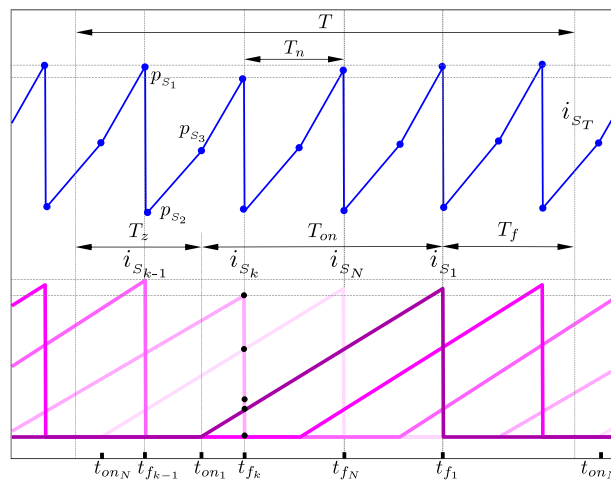


Figura 4.7: Corrientes de fase en la llave (i_{Sk}) y total (i_{ST}).

Tal como se observa en la Fig. 4.6 y en la Fig. 4.7, i_{D_k} es cero durante el intervalo de tiempo T_{on} e i_{S_k} es cero durante el intervalo T_f , respectivamente. De esta manera, los puntos de inflexión p_{D_x} y p_{S_x} coinciden sólo con el instante t_z y t_f para i_{D_T} y con t_{on} y t_f para i_{S_T} . En consecuencia, si T_{on} en i_{D_k} y T_f en i_{S_k} se redefinen como valores de tiempo pequeños, que representan los tiempos de encendido y apagado de las llaves (T_{oni} y T_{fi} , respectivamente), es posible aplicar la metodología propuesta en la caracterización del inductor. Es muy importante destacar que es necesario, también, recalcular T_z , usando (4.10) como sigue:

$$\begin{aligned} T_{z_D} &= T - T_{oni} - T_f \\ T_{z_S} &= T - T_{on} - T_{fi} \end{aligned} \quad (4.11)$$

donde T_{z_D} y T_{z_S} son los tiempos T_z redefinidos para i_{D_k} e i_{S_k} . Por lo tanto, f_x (4.6) es modificada debidamente para obtener las funciones lineales por tramos g_x (4.12) y h_x (4.13) para i_{D_k} e i_{S_k} , respectivamente, tal como se muestra en la Fig. 4.8.

$$g_x = \begin{cases} 0 & 0 \leq t_x < T_{z_D} \\ (t_x - T_{z_D}) \cdot T_{oni}^{-1} & T_{z_D} \leq t_x < T_{z_D} + T_{oni} \\ (T - t_x) \cdot T_f^{-1} & T_{z_D} + T_{oni} \leq t_x < T \end{cases} \quad (4.12)$$

$$h_x = \begin{cases} 0 & 0 \leq t_x < T_{z_S} \\ (t_x - T_{z_S}) \cdot T_{on}^{-1} & T_{z_S} \leq t_x < T_{z_S} + T_{on} \\ (T - t_x) \cdot T_{fi}^{-1} & T_{z_S} + T_{on} \leq t_x < T \end{cases} \quad (4.13)$$

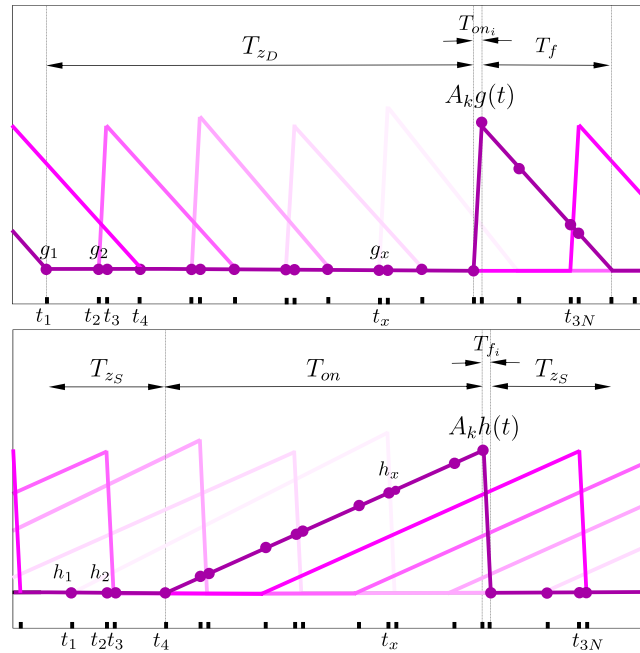


Figura 4.8: $A_k g(t)$ y versión muestreada $A_k g_x$. $A_k h(t)$ y versión muestreada $A_k h_x$.

De esta manera, los puntos de inflexión para la corriente total en el diodo y en la llave son:

$$p_{D_x} = \sum_{k=1}^N A_k \cdot g_z \quad (4.14)$$

$$p_{S_x} = \sum_{k=1}^N A_k \cdot h_z \quad (4.15)$$

con z definida como en (4.9).

4.3. Cálculo de características del ripple total

La metodología antes descrita permite obtener las corrientes totales i_{L_T} , i_{S_T} e i_{D_T} como funciones definidas por tramos. A partir de estas funciones, se puede calcular cualquiera de las características de la corriente más relevantes, tales como amplitud pico a pico del ripple, valor rms y contenido armónico, como se presenta

en esta sección.

En el modo de operación *DCM*, el punto de operación se puede definir a partir del parámetro de control T_{on} y el tiempo durante el cual la corriente del inductor es distinta de cero, a partir de $T_{nz} = T_{on} + T_f$. Adicionalmente, con el propósito de realizar un análisis cualitativo y llegar a una generalización de los resultados, se normalizan los parámetros mencionados. Por lo tanto, D_{ON} representa la fracción de T_{nz} durante la cual la llave está encendida, como se detalla a continuación:

$$D_{ON} = \frac{T_{on}}{T_{nz}} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_f} = \left(1 + \frac{s_p}{s_n}\right)^{-1} \quad (4.16)$$

De forma similar, y teniendo en cuenta que el máximo valor que puede tomar T_{nz} es el período de conmutación (caso *BCM*), se lo puede normalizar como:

$$D_{NZ} = \frac{T_{nz}}{T} = \frac{T_{on} + T_f}{T} = \frac{T_{on}}{T} \left(1 + \frac{s_p}{s_n}\right) \quad (4.17)$$

Por lo tanto, las características del ripple de corriente son calculadas en función de D_{ON} y D_{NZ} como se desarrolla en las subsecciones que aparecen a continuación.

4.3.1. Amplitud del ripple de corriente total

Utilizando los puntos de inflexión calculados en la sección anterior, se calcula la amplitud del ripple de corriente total para cualquier dispersión en el valor de los inductores, tal como se presenta en (4.18), (4.19) y (4.20).

$$\Delta i_{L_T} = \text{máx}(p_{L_x}) - \text{mín}(p_{L_x}) \quad (4.18)$$

$$\Delta i_{S_T} = \text{máx}(p_{S_x}) - \text{mín}(p_{S_x}) \quad (4.19)$$

$$\Delta i_{D_T} = \text{máx}(p_{D_x}) - \text{mín}(p_{D_x}) \quad (4.20)$$

Con el objetivo de generalizar las expresiones que describen el comportamiento de la amplitud del ripple para distintas topologías en forma cualitativa, se normalizan las expresiones anteriores respecto a la amplitud nominal del ripple de fase, tal como se muestra en (4.21), (4.22) y (4.23).

$$\Delta i_{L_n} = \frac{\Delta i_{L_T}}{A_n} \quad (4.21)$$

$$\Delta i_{S_n} = \frac{\Delta i_{S_T}}{A_n} \quad (4.22)$$

$$\Delta i_{D_n} = \frac{\Delta i_{D_T}}{A_n} \quad (4.23)$$

donde A_n es la amplitud nominal del ripple de fase. Esta amplitud puede ser calculada en función del valor de inductancia nominal y del parámetro de control T_{on} , utilizando (4.10), y de la definición de pendientes detallada en la Tabla 4.2.

A modo de ejemplo, en la Fig. 4.9 se muestra la amplitud normalizada del ripple total Δi_{L_n} en función de D_{ON} para algunos valores de D_{NZ} para un convertidor boost de 6 fases simétrico.

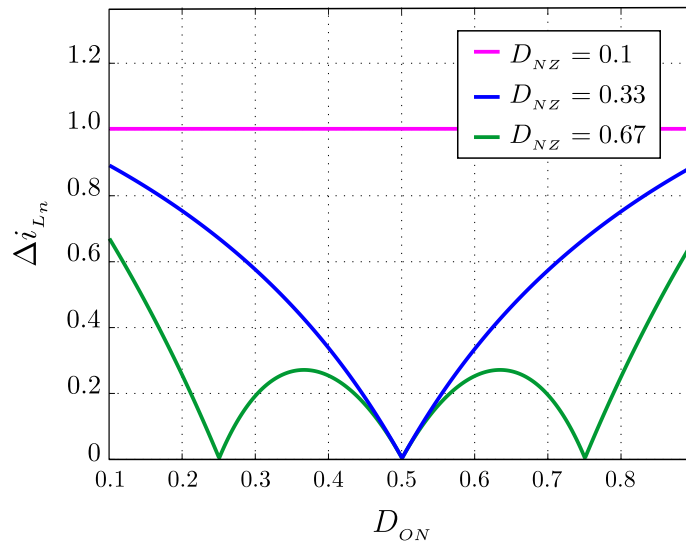


Figura 4.9: Δi_{L_n} en función de D_{ON} para 3 valores de D_{NZ} , para un convertidor boost de 6 fases.

A partir de esta figura se puede observar que existen ciertos valores de D_{NZ} y D_{ON} para los cuales existe cancelación del ripple total. Si se calcula la amplitud normalizada Δi_{L_n} para todo el rango de D_{NZ} y D_{ON} , se obtiene el patrón de nulos completo para el convertidor boost de 6 fases como se muestra en la Fig. 4.10.

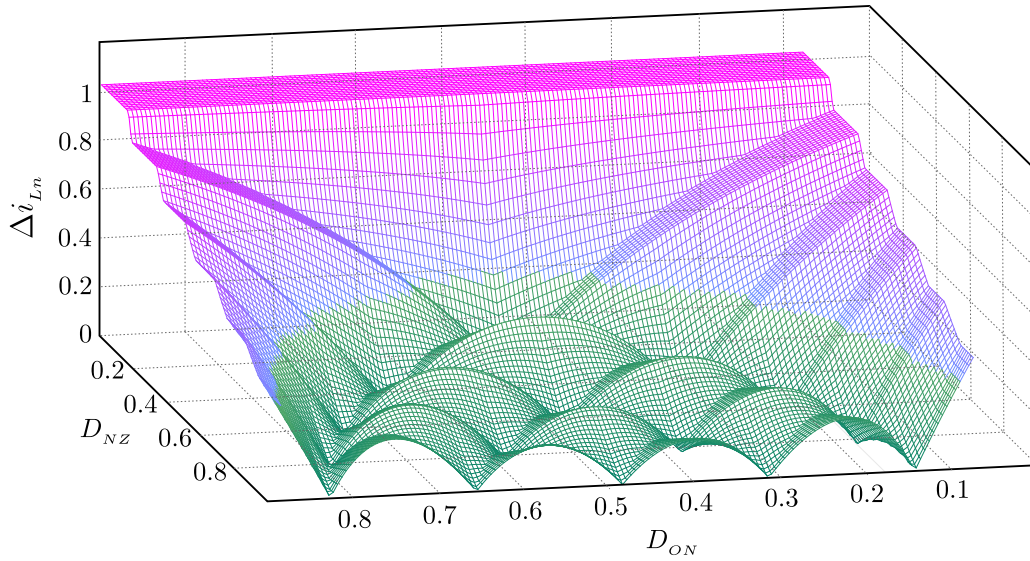


Figura 4.10: Δi_{L_n} en función de D_{ON} y D_{NZ} , para un convertidor boost de 6 fases.

La presencia de nulos en el ripple se debe a la existencia de superposición de pendientes positivas y negativas (dentro de un mismo intervalo) y a la coincidencia de los puntos de inflexión entre las corrientes de fase. A partir de (4.1), se puede determinar que la coincidencia de puntos de inflexión implica que los intervalos T_{on} y T_f sean múltiplos de $T_n = T/N$. En la Fig. 4.11 se muestran algunos de los casos que dan lugar a la aparición de nulos para un convertidor de 6 fases.

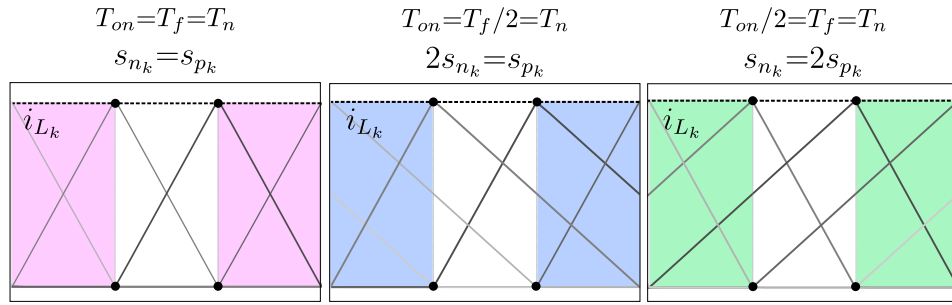


Figura 4.11: Ejemplos de casos de superposición de pendientes para un convertidor de 6 fases.

Los casos de superposición planteados en la Fig. 4.11 pueden resumirse como se presenta en la Tabla 4.3.

Tabla 4.3: Ejemplos de casos de superposición de pendientes para un convertidor de 6 fases.

Casos	Pendientes	T_{on}	T_f	D_{NZ}	D_{ON}
Caso 1	$1s_p \ 1s_n$	T_n	T_n	$\frac{2T_n}{T} = \frac{2}{6}$	$\frac{T_n}{2T_n} = \frac{1}{2}$
Caso 2a	$2s_p \ 1s_n$	$2T_n$	T_n	$\frac{3T_n}{T} = \frac{3}{6}$	$\frac{T_n}{3T_n} = \frac{1}{3}$
Caso 2b	$1s_p \ 2s_n$	T_n	$2T_n$	$\frac{3T_n}{T} = \frac{3}{6}$	$\frac{2T_n}{3T_n} = \frac{2}{3}$

En función de lo expresado, analizando los distintos casos de superposición, se plantea una generalización de los valores de D_{NZ} para los cuales existe cancelación del ripple total de la siguiente manera:

$$D_{NZ_c} = \frac{i+1}{N} \quad i = 1 : N-1 \quad (4.24)$$

donde i se corresponde con el caso de superposición. Por ejemplo, $i = 1$ se corresponde con el caso 1 asociado a la superposición de 2 pendientes.

De forma similar, los valores de D_{ON} que conducen a la cancelación del ripple para los valores D_{CMc} se obtienen a partir de:

$$D_{ONc} = \frac{j}{i+1} \quad j = 1 : i \quad (4.25)$$

donde se puede apreciar que j depende de los valores que toma i .

Asimismo, analizando las ecuaciones (4.24) y (4.25), el número total de puntos de cancelación Z resulta:

$$Z = \frac{N(N-1)}{2} \quad (4.26)$$

Los mencionados nulos se pierden frente a la presencia de diferencias entre los inductores y por lo tanto diferencias de amplitud entre las fases. En estos casos los nulos se convierten en mínimos locales, cuyo valor se puede obtener a partir de la caracterización propuesta.

La representación normalizada de la amplitud del ripple es útil para arribar a conclusiones generales para distintas topologías pero no brinda información respecto de un convertidor en particular. Por lo tanto, para un análisis completo es necesario el uso de ambas herramientas, la amplitud normalizada y la amplitud total del ripple.

En relación con $i_{S_{Tn}}$ e $i_{D_{Tn}}$, cabe destacar que, al no existir la posibilidad de superposición de pendientes de distinto signo, no pueden existir nulos o mínimos locales.

4.3.2. Valor rms del ripple total

El valor rms ac de una forma de onda periódica con componente de continua puede ser obtenido como:

$$\tilde{i}_{rms} = \sqrt{\left[\frac{1}{T} \int_0^T [i(\tau)]^2 d\tau \right] - \left[\frac{1}{T} \int_0^T i(\tau) d\tau \right]^2} \quad (4.27)$$

Teniendo en cuenta que las corrientes totales de entrada y salida (i_{L_T} , i_{S_T} e i_{D_T}) son funciones lineales por tramos para las cuales existe información respecto de sus puntos de inflexión, es posible expresar la integral en un período como la suma de todos los segmentos lineales, como se expresa a continuación:

$$\tilde{i}_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_x \tau + q_x)^2 d\tau \right] - \frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_x \tau + q_x) d\tau \right]^2} \quad (4.28)$$

donde m_x y q_x son la pendiente y la ordenada al origen de cada segmento, calculados a partir de los valores de tiempo y corriente de los puntos de inflexión, obtenidos con la caracterización presentada en la sección 4.2. Por lo tanto, las expresiones resultantes para cada ripple se muestran en (4.29), (4.30) y (4.31).

$$i_{L_T}^{\sim} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_{L_x} \tau + q_{L_x})^2 d\tau \right] - \frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_{L_x} \tau + q_{L_x}) d\tau \right]^2} \quad (4.29)$$

$$i_{S_T}^{\sim} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_{S_x} \tau + q_{S_x})^2 d\tau \right] - \frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_{S_x} \tau + q_{S_x}) d\tau \right]^2} \quad (4.30)$$

$$i_{D_T}^{\sim} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_{D_x} \tau + q_{D_x})^2 d\tau \right] - \frac{1}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_{D_x} \tau + q_{D_x}) d\tau \right]^2} \quad (4.31)$$

con

$$m_{L_x} = \frac{p_{L_{(x+1)}} - p_{L_x}}{t_{x+1} - t_x} \quad q_{L_x} = p_{L_x} - t_x m_{L_x} \quad (4.32)$$

$$m_{S_x} = \frac{p_{S_{(x+1)}} - p_{S_x}}{t_{x+1} - t_x} \quad q_{S_x} = p_{S_x} - t_x m_{S_x} \quad (4.33)$$

$$m_{D_x} = \frac{p_{D_{(x+1)}} - p_{D_x}}{t_{x+1} - t_x} \quad q_{D_x} = p_{D_x} - t_x m_{D_x} \quad (4.34)$$

Con el objetivo de poder comparar los valores rms para distintos puntos de operación, topologías y número de fases, el valor rms del ripple de corriente total es normalizado en relación al valor rms del ripple de una fase, obteniendo:

$$i_{L_T n}^{\sim} = \frac{i_{L_T}^{\sim}}{i_{L_n}^{\sim}} \quad (4.35)$$

$$i_{S_T n}^{\sim} = \frac{i_{S_T}^{\sim}}{i_{S_n}^{\sim}} \quad i_{D_T n}^{\sim} = \frac{i_{D_T}^{\sim}}{i_{D_n}^{\sim}} \quad (4.36)$$

donde $i_{L_n}^{\sim}$ es el valor rms normalizado del ripple de corriente de fase en el inductor, $i_{S_n}^{\sim}$ es el valor rms normalizado del ripple de corriente de fase en la llave e $i_{D_n}^{\sim}$ es el valor rms normalizado del ripple de corriente de fase en el diodo, el cual depende de los valores conocidos T_{on} , T_f y A_n .

4.3.3. Contenido armónico del ripple total

En esta sección se calcula el contenido armónico del ripple de corriente total a la entrada y a la salida del convertidor en función de p_{L_x} , p_{S_x} y p_{D_x} . Como el ripple

de corriente es una función periódica en el dominio del tiempo, la misma puede ser expresada en el dominio de la frecuencia utilizando la serie trigonométrica de Fourier compacta, como se muestra a continuación:

$$f(t) = C_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \left[C_h \cos \left(\frac{2\pi h}{T} t - \theta_h \right) \right] \quad (4.37)$$

siendo

$$C_0 = a_0/2 \quad a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(\tau) d\tau \quad (4.38)$$

$$C_h = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \quad \theta_h = \tan^{-1} \left(\frac{b_h}{a_h} \right) \quad (4.39)$$

con

$$a_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(\tau) \cos \left(\frac{2\pi h}{T} \tau \right) d\tau \quad (4.40)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_0^T f(\tau) \sin \left(\frac{2\pi h}{T} \tau \right) d\tau \quad (4.41)$$

donde C_0 es el valor de continua, C_h es la amplitud de la n -ésima armónica, θ es la fase y T es el período de la corriente. Por lo tanto i_{L_T} , i_{D_T} e i_{S_T} pueden ser calculadas como:

$$i_{L_T}(t) = C_{0_{L_T}} + \sum_{h=1}^{\infty} \left[C_{h_{L_T}} \cos \left(\frac{2\pi h}{T} t - \theta_{h_{L_T}} \right) \right] \quad (4.42)$$

$$i_{D_T}(t) = C_{0_{D_T}} + \sum_{h=1}^{\infty} \left[C_{h_{D_T}} \cos \left(\frac{2\pi h}{T} t - \theta_{h_{D_T}} \right) \right] \quad (4.43)$$

$$i_{S_T}(t) = C_{0_{S_T}} + \sum_{h=1}^{\infty} \left[C_{h_{S_T}} \cos \left(\frac{2\pi h}{T} t - \theta_{h_{S_T}} \right) \right] \quad (4.44)$$

obteniendo $C_{0_{L_T}}$, $C_{0_{D_T}}$, $C_{0_{S_T}}$, $C_{h_{L_T}}$, $C_{h_{D_T}}$, $C_{h_{S_T}}$, $\theta_{h_{L_T}}$, $\theta_{h_{D_T}}$ y $\theta_{h_{S_T}}$ a partir de (4.38), (4.39), (4.40) y (4.41).

Tal como se propuso en la sección 4.3.2, $i_L(t)$, $i_D(t)$ e $i_S(t)$ se pueden segmentar como funciones lineales, a partir de definir para cada segmento la pendiente y la ordenada al origen, empleando los valores p_{L_x} , p_{S_x} y p_{D_x} obtenidos de la caracterización. De esta manera, a_0 , a_n y b_n pueden ser calculados como:

$$a_0 = \frac{2}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_x \tau + q_x) d\tau \right] \quad (4.45)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_x \tau + q_x) \cos \left(\frac{2\pi h}{T} \tau \right) d\tau \right] \quad (4.46)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \left[\sum_{x=1}^{3N} \int_{t_x}^{t_{x+1}} (m_x \tau + q_x) \sin \left(\frac{2\pi h}{T} \tau \right) d\tau \right] \quad (4.47)$$

con los valores de pendiente y ordenada al origen obtenidos con (4.32), (4.33) y (4.34).

4.4. Medición de amplitud

Tal como se aprecia en el diagrama de flujo de la Fig. 4.5, para realizar la caracterización es necesario contar con la información de la amplitud de cada fase A_k . En aquellos casos en los cuales se desea utilizar el método propuesto como herramienta de análisis o diseño (ej: cálculo del capacitor de filtro), A_k se puede calcular a partir de los valores de inductancia, su tolerancia y los parámetros del sistema. Por otra parte, si se requiere evaluar las mencionadas características sobre un convertidor ya construido, A_k se debe determinar a partir de mediciones sobre las corrientes de fase. En este sentido, se presenta una metodología de medición de amplitudes que, junto con la caracterización, permite cubrir todos los aspectos de análisis, diseño y evaluación del ripple en convertidores interleaved.

Sin embargo, el cálculo de esta característica a partir de mediciones presenta una serie de cuestiones que se ilustran en la figura Fig. 4.12. En la misma se

muestra el ripple de corriente de fase (i_{L_k}) donde se aprecia el ruido de alta frecuencia que se genera por la conmutación de los dispositivos semiconductores y resonancias con los elementos parásitos del convertidor. Además, la figura muestra la versión muestreada ($i_{L_k}^*$), utilizando una frecuencia de muestreo $f_s = 20f_{sw}$.

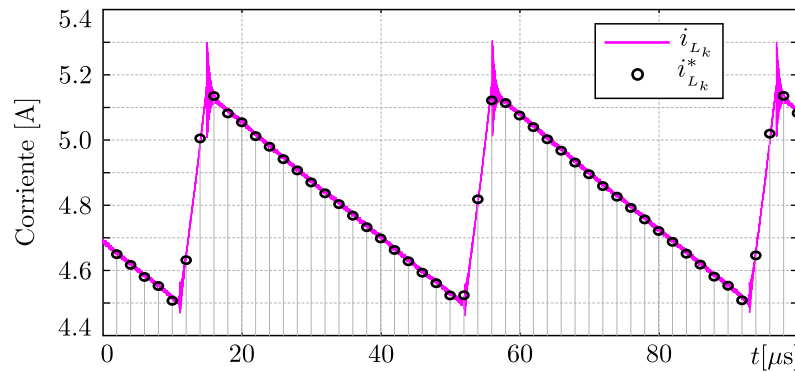


Figura 4.12: Ripple de la corriente de fase (i_{L_k}) y versión muestreada del ripple de corriente con $f_s = 20f_{sw}$ ($i_{L_k}^*$).

Tal como se observa en la Fig. 4.12, para determinar el valor de la amplitud se deben realizar las mediciones en el instante de conmutación. Sin embargo, la ubicación de esos instantes varía dependiendo de las tensiones de entrada y salida. Una alternativa para determinar la amplitud es sincronizar los instantes de muestreo con la señal de conmutación. No obstante, como se mencionó previamente, este enfoque puede verse afectado por el ruido de conmutación, y además requiere el conocimiento del ancho de banda del circuito y de los diferentes retardos del sistema, para alcanzar la sincronización.

Los problemas de medición descritos pueden ser evitados recurriendo a métodos de medición en el dominio de la frecuencia [45], lo que permite aumentar el rechazo al ruido e independizar la medición de los instantes de conmutación.

Teniendo en cuenta las cuestiones planteadas con anterioridad, en esta sección

se presenta una metodología para la medición de la relación entre los valores del ripple de corriente entre las fases de los convertidores multifásicos en el dominio de la frecuencia. Si bien para el alcance de este capítulo se requiere determinar A_k para convertidores operando en *DCM*, se desarrolla la metodología también para *CCM*.

4.4.1. Descripción del método propuesto

Al igual que para la caracterización, el ripple de la corriente sobre el inductor se puede definir como una función lineal por tramos, como se presenta en la Fig. 4.4. El caso *CCM* se puede considerar como un caso particular de *DCM* con $T_z = 0$ y donde se define $d = T_{on}/T$.

Una vez definida la forma de onda del ripple se puede evaluar su contenido armónico. En tal sentido, es conocido que el módulo de cada una de las componentes frecuenciales de una señal guarda una relación proporcional K respecto de la amplitud de la misma (4.48). De esta manera, en este trabajo se recurre al cálculo de la componente fundamental C_1 para identificar la relación de proporcionalidad existente entre esta y la amplitud de la señal A_k , teniendo en cuenta que K depende de T_{on} , T_f y T .

$$\Delta i_{L_k} = K \cdot C_1 \quad (4.48)$$

donde c_1 se define como

$$C_1 = \frac{1}{T} \int_0^T i_{L_k}(t) \cdot e^{-jt2\pi/T} dt \quad (4.49)$$

A partir del cálculo de C_1 , el factor K para el caso general correspondiente a

la operación en *DCM* resulta:

$$K_{DCM} = \pi[a^2 + b^2 + c^2 - 2ab \cos(xT_f) + 2bc \cos(x.(T_{on} + T_f)) - 2ac \cos(x.T_{on})]^{(-1/2)} \quad (4.50)$$

donde

$$a = \frac{T}{2\pi} \frac{T_{on} + T_f}{T_{on}T_f}; \quad b = \frac{T}{2\pi} \frac{1}{T_f}$$

$$c = \frac{T}{2\pi} \frac{1}{T_{on}}; \quad x = \frac{2\pi}{T}$$

Teniendo en cuenta que en *CCM*, $T_{on} + T_f = T$ y $d = T_{on}/T$, K_{CCM} resulta:

$$K_{CCM} = \frac{\pi^2 d(1-d)}{\sin(\pi d)} \quad (4.51)$$

Luego, el problema de la medición de la amplitud pico a pico del ripple se reduce al cálculo de la componente fundamental del ripple a partir de la versión muestreada de la corriente, denominada $i_{L_k}^*$. Para obtener esta componente, es posible recurrir a la transformada de *Goertzel* de ventana deslizante (*SGT*), que permite calcular el valor de una única componente armónica en forma eficiente [46]. La función de transferencia de la *SGT*, de longitud N_s y configurada para recuperar el armónico de orden k , se muestra en (4.52).

$$H_{SGT}(z) = \frac{(1 - z^{-N_s})(1 - e^{-j2\pi k/N_s} z^{-1})}{1 - 2\cos(2\pi k/N_s)z^{-1} + z^{-2}} \quad (4.52)$$

Como se puede apreciar, las singularidades de H_{SGT} en el plano z están compuestas por N_s ceros equiespaciados sobre el círculo unitario, producto de la ventana deslizante de longitud N_s , un cero adicional en $e^{-j2\pi k/N_s}$ y un par de polos en $e^{\pm j2\pi k/N_s}$. En la Fig. 4.13 se muestra la distribución de ceros y polos en

el plano z , y la respuesta en frecuencia para un filtro con $k = 1$ y $N_s = 20$ y utilizando una frecuencia de muestreo f_s .

Sin embargo, la representación de los coeficientes de esta función en sistemas con aritmética de precisión finita puede ocasionar una incorrecta cancelación entre ceros y polos. Adicionalmente, el error de redondeo puede provocar que las singularidades se desplacen fuera del círculo unitario, afectando así la estabilidad del filtro. De modo de asegurar la estabilidad, es necesario introducir un coeficiente de amortiguamiento que desplaza las singularidades de H_{SGT} hacia el interior del círculo unitario [46]. Si bien el amortiguamiento asegura la estabilidad del filtro, la atenuación a frecuencias diferentes de la frecuencia central se ve reducida y la respuesta de fase se distorsiona [47].

El problema de representación de los coeficientes puede ser evitado multiplicando la señal bajo análisis por otra de igual frecuencia que el armónico de interés. A modo de ejemplo, en (4.53) se presenta el resultado de la multiplicación de dos señales V_1 y V_2 [48].

$$\begin{aligned} V_0(t) &= V_1(t) \cdot V_2(t) \\ &= \frac{A_1 \cdot A_2}{2} [\cos((w_1 + w_2)t + \phi) + \\ &\quad + \cos((w_1 - w_2)t + \phi)] \end{aligned} \tag{4.53}$$

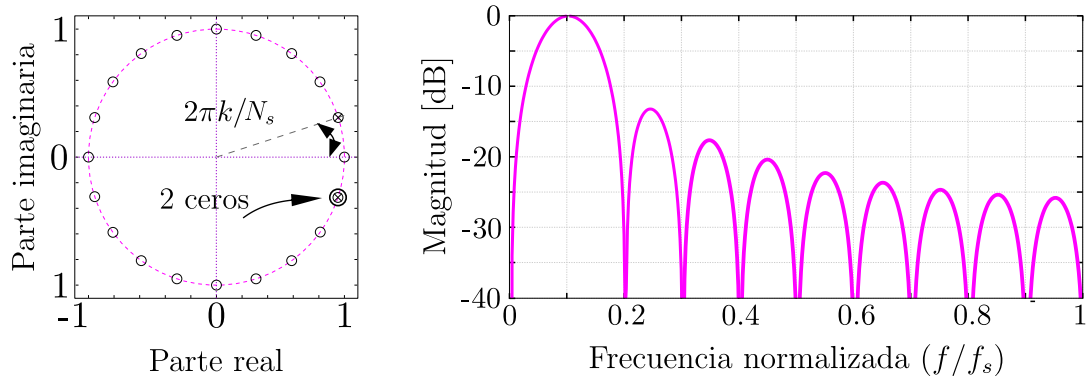


Figura 4.13: Singularidades en el plano z y respuesta en frecuencia de la SGT con $k = 1$ y $N = 20$.

La ecuación (4.53) muestra que $V_0(t)$ tiene una componente de corriente continua (dc) solo cuando w_1 y w_2 son iguales. Por lo tanto, al multiplicar la señal de interés por una señal de frecuencia $f_{sw} = 1/T$, se obtiene un valor de continua que resulta proporcional a la amplitud del ripple de corriente.

La ventaja de la metodología se hace más evidente cuando se configura la SGT para recuperar el nivel de continua. Si $k = 0$, se identifica que no es necesario representar ningún coeficiente distinto de 1 desapareciendo los problemas de representación de coeficientes mencionados, como se muestra en (4.54).

$$H_{SGT}(z) = \frac{(1 - z^{-N_s})}{(1 - z^{-1})} \quad (4.54)$$

Adicionalmente, se debe notar que la frecuencia de conmutación y su fase es conocida, ya que se fija con el control de corriente.

En la Fig. 4.14 se resume el método propuesto para obtener A_k . En el esquema se observa que $i_{L_k}^*$ se multiplica por una señal de frecuencia igual a la frecuencia de conmutación del convertidor ($f_{sw} = 1/T$) y luego utilizando el filtro SGT especializado en $k = 0$, se extrae la componente de continua de la señal resultante. De este modo, se obtiene la amplitud de la componente fundamental de i_{L_k} .

Finalmente, el factor K permite calcular la amplitud pico a pico del ripple.

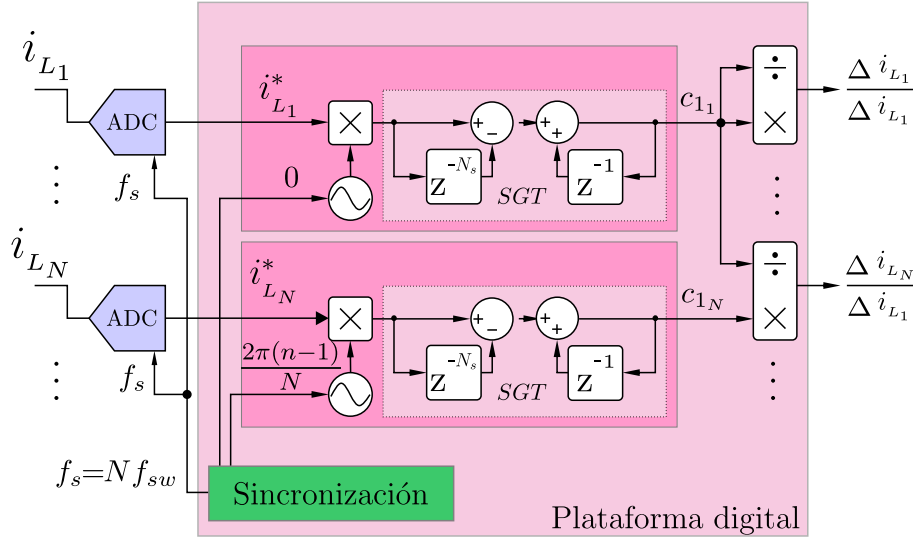


Figura 4.14: Diagrama en bloques del método propuesto de medición de amplitudes.

Es importante destacar que los tiempos necesarios para el cálculo del factor K son iguales en todas las fases. Por lo tanto, en aquellos casos en donde se requiere calcular la relación entre las amplitudes de las fases, es posible recurrir a la relación entre la componente fundamental del ripple de cada fase, sin necesidad de calcular el factor K . Adicionalmente, a partir de (4.10) se puede apreciar que, si los inductores operan en un punto inferior a su punto de saturación, la relación de amplitudes puede considerarse constante para todo el rango de operación. En caso contrario, es necesario reevaluar las amplitudes a partir del método propuesto para cada valor de corriente, acorde a las variaciones en las propiedades de los elementos magnéticos.

4.5. Validación experimental

Con el objetivo de evaluar el desempeño de los métodos de caracterización y medición de amplitud, se realizan ensayos sobre una plataforma dc-dc interleaved configurable, que se muestra en la Fig. 4.15, configurada como convertidor *boost* de $N = 5$ fases.

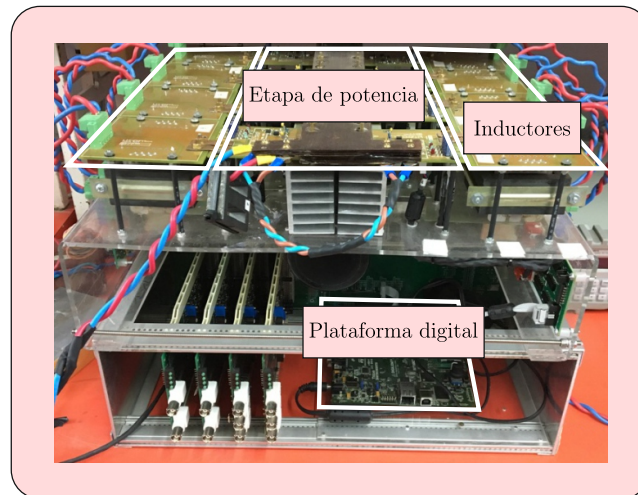


Figura 4.15: Plataforma de ensayo experimental, convertidor boost de 5 fases.

Los parámetros de configuración generales del convertidor se resumen en la Tabla 4.4.

Tabla 4.4: Parámetros generales de configuración del banco experimental

Descripción	Valor
Topología	boost
Número de fases, N	5
Frecuencia de conmutación, f_{sw}	31,74 kHz
Tensión de entrada, V_{in}	40 V
Tensión de salida máxima, V_{out}	200 V
Inductancia de fase nominal, L_n	100 μ H

En primer lugar se evalúa la capacidad del método de medición de amplitud propuesto para obtener las amplitudes relativas de cada fase, que se utilizarán posteriormente en el método de caracterización.

Posteriormente, se evalúa el método de caracterización, para determinar su aplicabilidad en un convertidor real.

4.5.1. Resultados del método de medición de amplitud

La validación del método de medición de amplitud se realiza a partir de la adquisición de las corrientes de fase del convertidor mencionado para un punto de operación con $T_{on} = 13,5 \mu s$ y $T_f = 28,1 \mu s$.

Inicialmente, con el objetivo de verificar la expresión (4.50), se calcula la amplitud de una de las fases, para lo cual es necesario calcular el correspondiente K_{DCM} , obteniendo:

$$K_{DCM} = 2,18 \quad (4.55)$$

Una vez determinada la constante K_{DCM} , la amplitud pico a pico para cada caso se calcula a partir de la versión muestreada del ripple, con un periodo de muestreo $T_s = T/32$. Es importante destacar que, debido a que la señal de comando de las llaves semiconductoras se genera en una plataforma digital, es sencillo generar una frecuencia de muestreo que sea un múltiplo entero de la frecuencia de conmutación, con lo cual el error generado por la ventana de muestreo puede ser despreciado. En la Fig. 4.16 se muestran el ripple de corriente, su versión muestreada y la amplitud obtenida utilizando el método propuesto.

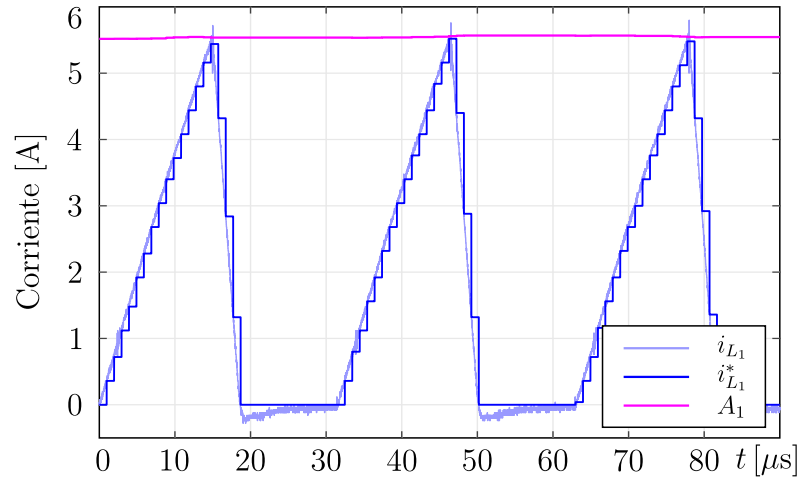


Figura 4.16: Corriente de fase adquirida y muestreada con la respectiva amplitud calculada.

Como se puede apreciar, el método propuesto permite obtener la amplitud pico a pico de forma correcta. Sin embargo, debido al ruido de conmutación en el pico de corriente, es difícil evaluar la precisión de la medición obtenida. A efectos de obtener una amplitud pico a pico con la cual contrastar el método propuesto, se realiza una interpolación lineal en los segmentos crecientes y decrecientes del ripple utilizando un período de muestreo $T_{sint} = T/4096$. El valor pico del ripple de corriente se computa entonces como la intersección entre las interpolaciones de

los segmentos creciente y decreciente. Esta forma de obtener la amplitud se utiliza sólo para contrastar el método propuesto ya que, además de requerir una mayor cantidad de muestras, su cálculo presenta mayor complejidad por la necesidad de realizar una regresión lineal para obtener las rectas que representan las zonas crecientes y decrecientes. En la Fig. 4.17 se muestra la metodología antes descrita para un ciclo de conmutación en *DCM*. Si se repite este procedimiento para sucesivos picos en el ripple de la corriente se puede determinar que el error está comprendido entre 0,15 % y 1,1 %.

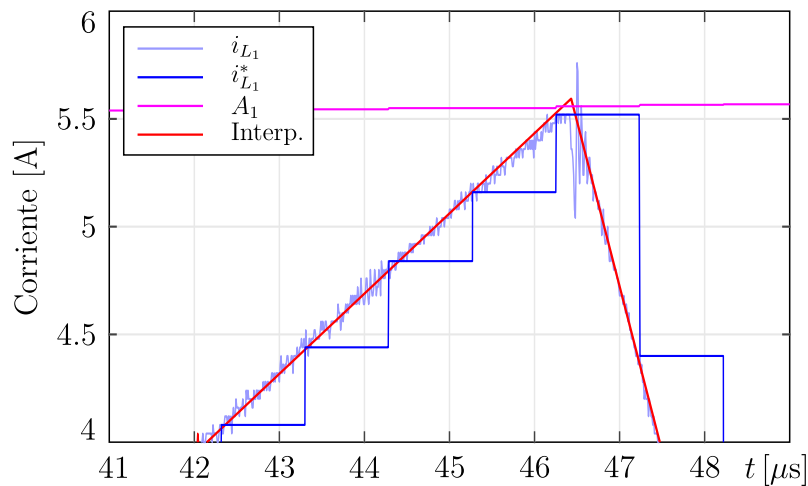


Figura 4.17: Operación *DCM*. Superposición de corriente, interpolación lineal y valores calculados.

El error obtenido, se debe principalmente a que el fenómeno de recuperación inversa del diodo posee componentes de frecuencia de conmutación, que contribuyen en el cálculo de la amplitud pico a pico del ripple. La precisión en este modo de funcionamiento se puede mejorar si se descartan aquellos valores de corriente menores que 0. Mediante este procedimiento se obtiene un error comprendido entre $\pm 0,5$ %.

Si bien el error obtenido punto a punto es menor que la tolerancia típica de

los inductores de fase, se debe destacar que los métodos de corrección del efecto de diferencias entre el valor de los inductores efectúan los cálculos en forma off-line o tienen una dinámica mucho menor a la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, en estos métodos, es posible utilizar la información promedio del valor de amplitud. Luego, si se compara la amplitud pico a pico promediando 10 ciclos de conmutación se obtiene un error de $\pm 0,09\%$, el cual es mucho menor que la tolerancia típica de los inductores de fase.

Finalmente, en la Fig. 4.18 se muestran las curvas con sus respectivas relaciones de amplitud, obtenidas usando el método propuesto. A los efectos de encontrar la relación, se toma la amplitud de la fase 1 como referencia.

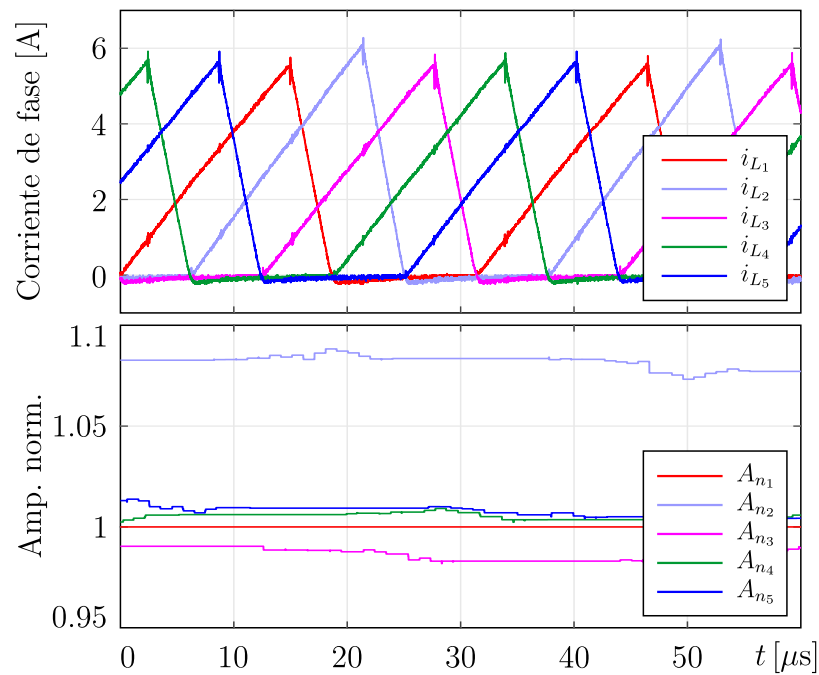


Figura 4.18: Relación entre amplitudes medidas.

Promediando 10 ciclos de conmutación la relación entre amplitudes, utilizando interpolación y a partir del método propuesto, resulta como se muestra en la Fig. 4.19.

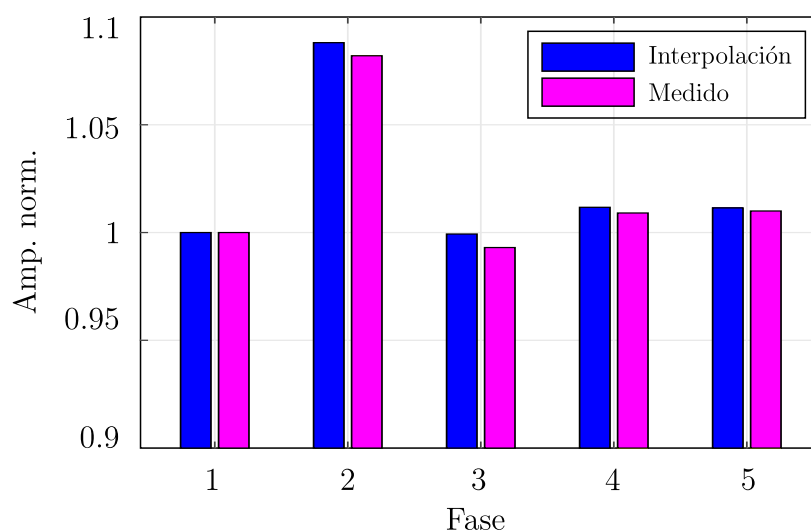


Figura 4.19: Comparación entre los valores medidos e interpolados.

A partir de la comparación de ambos resultados se puede apreciar que el método de medición de amplitud propuesto es capaz de determinar las amplitudes relativas con una precisión menor al 1 %. Esta metodología permite distinguir adecuadamente cuál de las fases es mayor o menor que las restantes, observando que la tolerancia obtenida para los inductores es de $\Delta L = 8\%$.

4.5.2. Resultados del método de caracterización

La corriente de entrada del convertidor es caracterizada en función de la tensión de entrada y salida y del tiempo de encendido de la llave y luego contrastada con las mediciones obtenidas sobre la plataforma de ensayo, contemplando la asimetría calculada a partir del método de medición de amplitud.

El primer ensayo permite verificar cuan exacto es el método propuesto para evaluar los puntos de inflexión del ripple total. En este sentido, la Fig. 4.20 muestra el ripple de fase i_{L_k} y la corriente de entrada i_{L_T} obtenida a partir de mediciones en el convertidor para $V_{out} = 200V$ y $T_{on} = 15,12\mu s$ correspondiente

al punto de operación $(D_{ON}, D_{NZ}) = (0,8, 0,6)$. Los puntos $A_k.f_k$ calculados para cada fase y los puntos de inflexión obtenidos son superpuestos a las mediciones de i_{L_k} e i_{L_T} . Como se puede observar, el método propuesto puede predecir correctamente el valor y la ubicación de los puntos de inflexión. A partir de los puntos calculados, se obtiene una amplitud de $\Delta i_{L_T} = 3,3A$, valor acorde al medido que resulta de $\Delta i_{L_T} = 3,25A$, presentando un error del 1,5 %.

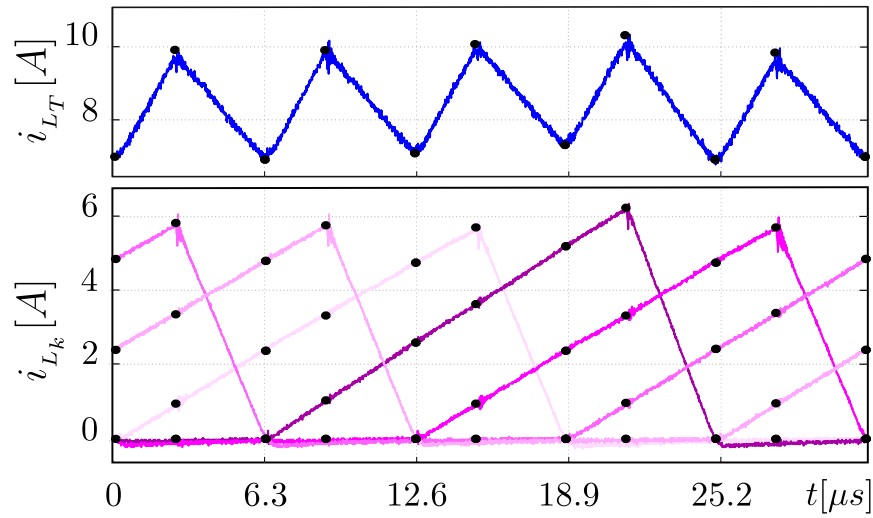


Figura 4.20: Corriente medida (línea llena) y puntos de inflexión calculados (puntos) para $(D_{ON}, D_{NZ})=(0.8, 0.6)$ con $\Delta L = 8\%$.

Adicionalmente, la Fig. 4.21 muestra la corriente de salida del convertidor (i_{D_T}) y los puntos de inflexión calculados (p_{D_x}) superpuestos. La figura superior corresponde al punto de operación para una tensión $V_{ou} = 80V$ y un $T_{on} = 9,45\mu s$, mientras que la inferior corresponde a $V_{ou} = 200V$ y un $T_{on} = 15,12\mu s$. A partir de la figura es posible notar que, al igual que para el caso de la corriente i_{L_T} , el método propuesto es capaz de determinar correctamente el valor de los puntos de inflexión y su ubicación. Más aún, calculando las amplitudes pico a pico a partir de (4.20), estas resultan $\Delta i_{D_T} = 3,562A$ e $\Delta i_{D_T} = 5,702A$, respectivamente. Los

valores calculados se encuentran en estrecha relación con los medidos, para los cuales se obtuvieron $\Delta i_{D_T} = 3,6A$ e $\Delta i_{D_T} = 5,8A$, respectivamente.

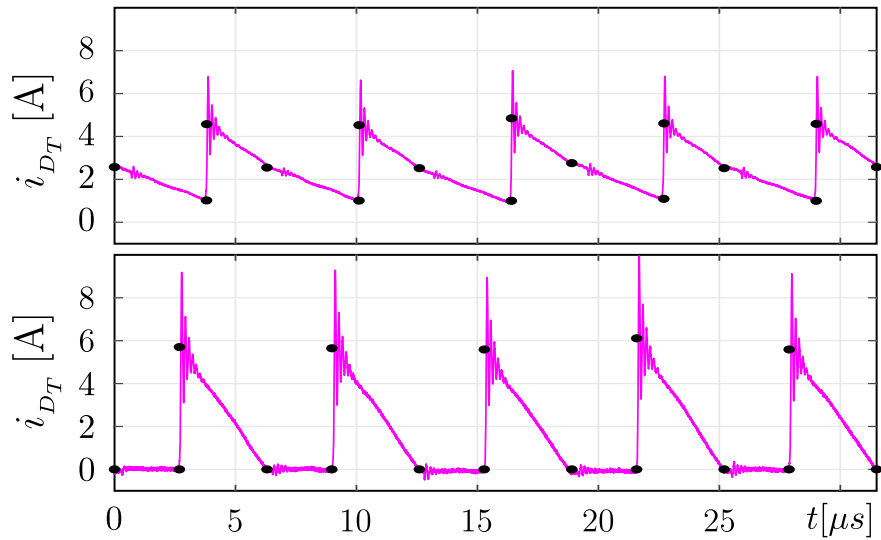


Figura 4.21: Corriente medida (línea llena) y puntos de inflexión medidos (puntos) para dos puntos de operación.

Con el objetivo de evaluar el cálculo del valor rms del ripple total, se realizaron mediciones para los puntos de operación presentados en la Tabla 4.5.

Tabla 4.5: Parámetros de configuración para distintos puntos de operación

Punto de operación (D_{ON}, D_{NZ})	V_{out} [V]	T_{on} [μ s]
(0.2, 0.6)	50	15.12
(0.25, 0.6)	53.33	14.175
(0.333, 0.6)	60	12.6
(0.4, 0.6)	66.67	11.34
(0.5, 0.6)	80	9.45
(0.6, 0.6)	100	7.56
(0.667, 0.6)	120	6.3
(0.75, 0.6)	160	4.725
(0.8, 0.6)	200	3.78

Luego, en la Fig. 4.22 se muestra la superposición de las curvas que surgen de la caracterización propuesta y puntos obtenidos mediante los ensayos experimentales. La figura superior muestra el valor rms del ripple total de entrada $i_{L_T}^{\sim}$, y la figura inferior presenta el valor rms del ripple total de la salida $i_{D_T}^{\sim}$.

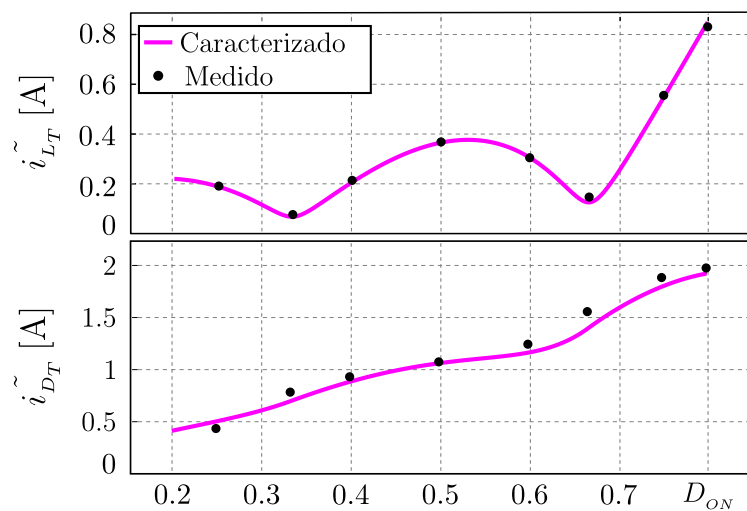


Figura 4.22: Valores rms calculados y medidos de la corriente total en el inductor (figura superior) y en el diodo (figura inferior)

Como se puede observar, el método propuesto puede predecir el valor rms en el rango evaluado, para la entrada y la salida. Además, se puede identificar que, tal como se presentó en la sección de cálculo del valor rms (4.3.2), los puntos de cancelación esperados se vuelven mínimos locales, cuyos valores también son encontrados correctamente por la metodología presentada.

Finalmente, con el objetivo de evaluar el contenido armónico, se calcula la transformada de *Fourier* a las corrientes medidas y luego se comparan los resultados con el contenido armónico calculado utilizando el método propuesto. La Fig. 4.23 muestra las amplitudes de los armónicos medidas y caracterizadas para el caso $(D_{ON}, D_{NZ}) = (0,75, 0,6)$. Tal como se esperaba, debido a la presencia de asimetrías, no existe cancelación de los primeros $N - 1$ armónicos. El error existente entre las componentes Nf_{sw} medidas y calculadas es del 2%. Los errores observados son consecuencia del ruido de conmutación y de la resonancia entre la capacidad parásita del diodo y el inductor. Sin embargo, la proporción de cada componente armónica es correctamente aproximada, con lo cual se puede afirmar que el contenido armónico calculado mediante el método de caracterización propuesto, puede ser utilizado para evaluar el impacto de las asimetrías en un diseño determinado.

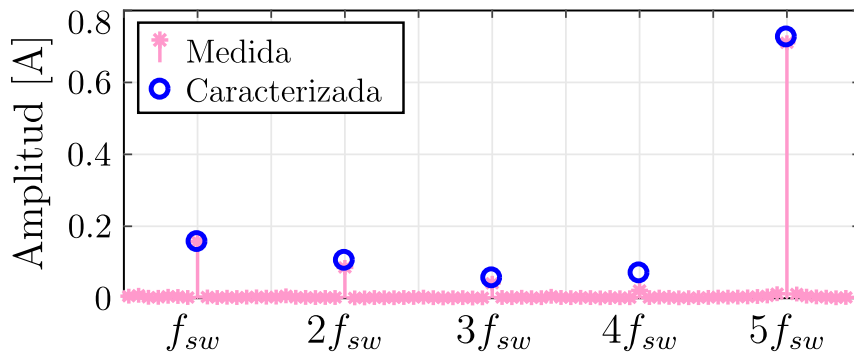


Figura 4.23: Contenido armónico para $(D_{ON}, D_{NZ}) = (0,75, 0,6)$ de la corriente total en el inductor.

4.6. Conclusiones

En este capítulo se presentó un método para caracterizar la corriente total de entrada y salida en convertidores interleaved operando en DCM. El método propuesto está basado en el análisis del ripple de cada fase en el dominio del tiempo, a partir del cual se calculan los puntos de inflexión de la corriente total y su ubicación. Este análisis permite determinar cualquiera de las características de la corriente total en función de N y de los parámetros del convertidor para todo el rango de operación. Al respecto, se identificó que la operación en modo discontinuo genera un total de $N(N - 1)/2$ puntos de cancelación del ripple total en el inductor para el caso simétrico. En relación al caso con asimetrías, se demostró la pérdida de los puntos de cancelación del ripple con la correspondiente aparición de mínimos locales. Posteriormente, se desarrolló el cálculo del valor rms del ripple total, observando el mismo patrón de nulos para el caso simétrico o de mínimos para la situación con asimetrías. Finalmente, se presentó el cálculo del contenido armónico y el valor de cada componente para todo el rango de operación, en función de los parámetros del sistema.

Adicionalmente, con el objetivo de complementar la caracterización propuesta, se presentó un método que permite obtener las amplitudes de los ripples de fase en forma precisa y eficiente. El método propuesto, basado en un análisis en el dominio de la frecuencia, permite independizar la medición de amplitud de los instantes de conmutación y evitar el impacto del ruido de conmutación y oscilaciones producto de los elementos parásitos.

Los métodos propuestos fueron evaluados experimentalmente en un convertidor *boost* de 5 fases. El método de medición de amplitud se contrastó con una medición utilizando interpolaciones lineales, a partir de las cuales se pudo determinar su correcto funcionamiento, mostrando errores del orden del 1%. Respecto

del método de caracterización, se pudo validar, mediante mediciones, que los valores calculados permiten obtener correctamente los distintos parámetros de la corriente con un mínimo error.

Capítulo 5

Evaluación de convertidores interleaved operando en modo CCM y DCM

5.1. Introducción general

En el Capítulo 3 se propone la utilización de convertidores interleaved para mejorar la eficiencia del convertidor dc-dc y el aprovechamiento de extracción de energía del arreglo fotovoltaico. Sin embargo, no se arriba a una conclusión respecto de cuál es el modo de conducción más conveniente para la maximización de la eficiencia *FV*-bus. Es por ello que surge la necesidad de realizar una evaluación de la eficiencia de convertidores interleaved en operación *CCM* y *DCM*. Esta evaluación es compleja debido a que la eficiencia del convertidor es dependiente de la interacción que existe entre sus parámetros de diseño y los criterios adoptados. Sumado a eso, para encontrar de qué manera el ripple total en cada modo impacta sobre la eficiencia de extracción de energía, resulta necesario contar con una metodología de análisis del ripple de corriente. Dicha metodología,

había sido ampliamente desarrollada para la operación *CCM* y no para *DCM*, existiendo en este último caso solo análisis de casos particulares. Es por ello que, en el Capítulo 4, se propone una metodología de caracterización de la corriente total de entrada y salida para el modo *DCM* sin restricciones en el ajuste de los parámetros y las condiciones de operación. Teniendo esta información es posible realizar el mencionado análisis definiendo, en primera instancia, las condiciones de contorno de la misma.

Debido a que la eficiencia de la etapa FV-bus está definida como el producto entre la eficiencia de extracción del panel y la eficiencia del convertidor (Capítulo 2), se toma el factor de aprovechamiento del panel como punto de partida para establecer las condiciones de contorno. De esta manera, se fija el parámetro k_{FV} , presentado en (2.9), en un valor del orden del esperado para la eficiencia del convertidor. Una vez definido el factor de aprovechamiento requerido, es posible, a partir de (2.10), determinar el máximo ripple de tensión permitido (\hat{v}) para lograr esa eficiencia de extracción. Cabe destacar que el caso de mayor impacto para el ripple de tensión es el que se presenta para la condición *STC* del panel. Esto se debe a que, para un determinado valor de \hat{v} , la mayor variación de potencia se genera en el punto *STC*, el cual presenta la mayor derivada, dP/dV . Esta condición se ilustra en la Fig. 5.1, donde la P_{MPP_1} es la potencia asociada al punto en *STC* y P_{MPP_2} y P_{MPP_3} corresponden a niveles de menor irradiancia.

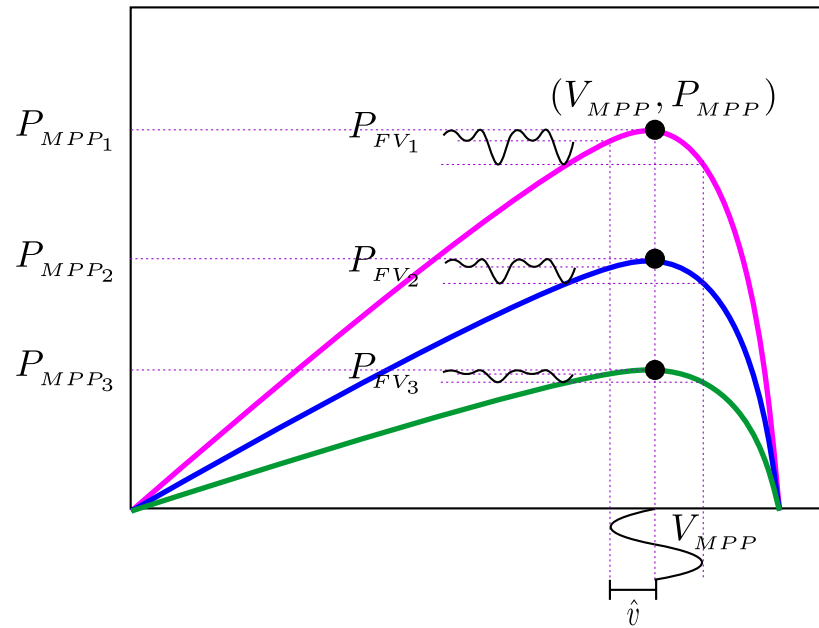


Figura 5.1: Potencia del arreglo FV en función de la tensión para distintos valores de irradiancia (G).

Asumiendo que el ripple de corriente del convertidor circula principalmente por el capacitor de filtro C_{FV} y que, debido a la utilización de convertidores interleaved la frecuencia de ripple total es $f_{ripple} = Nf_{sw}$, se puede estimar un peor caso de ripple de tensión para la frecuencia fundamental de la corriente como:

$$\hat{v} = \frac{1}{2\pi f_{ripple}} \frac{\hat{i}_{FV}}{C_{FV}} \quad (5.1)$$

A partir de la ecuación (5.1) se observa que el valor máximo de \hat{v} , y por ende de k_{FV} , se puede ajustar a partir de diversos parámetros. Es decir, el mencionado ripple de tensión no solo depende del capacitor C_{FV} sino que también depende de la frecuencia f_{ripple} y de la amplitud pico del ripple total del convertidor \hat{i}_{FV} . Estos parámetros no pueden ser elegidos de forma arbitraria, ya que tienen impacto no sólo en la eficiencia del convertidor sino también en aspectos de importancia para

el sistema, como el volumen, la disipación térmica y la vida útil del sistema. En este sentido, dadas las relaciones existentes entre estos parámetros, y que la interacción entre ellos depende de la topología de convertidor interleaved utilizada, del modo de conducción y de la cantidad de fases, resulta necesario determinar y evaluar figuras de mérito para cada uno de los mencionados aspectos.

5.2. Figuras de mérito

Con el objetivo de desarrollar las figuras de mérito para realizar el análisis, resulta necesario recurrir a expresiones asociadas a una topología. En este sentido, para aplicaciones multistring, es frecuente el uso de una topología elevadora del tipo boost basada en llaves MOSFET, cuyo diagrama simplificado se muestra en la Fig. 5.2. Se debe notar, sin embargo, que si bien se hace uso de estas características particulares, la metodología propuesta es independiente de la topología elegida.

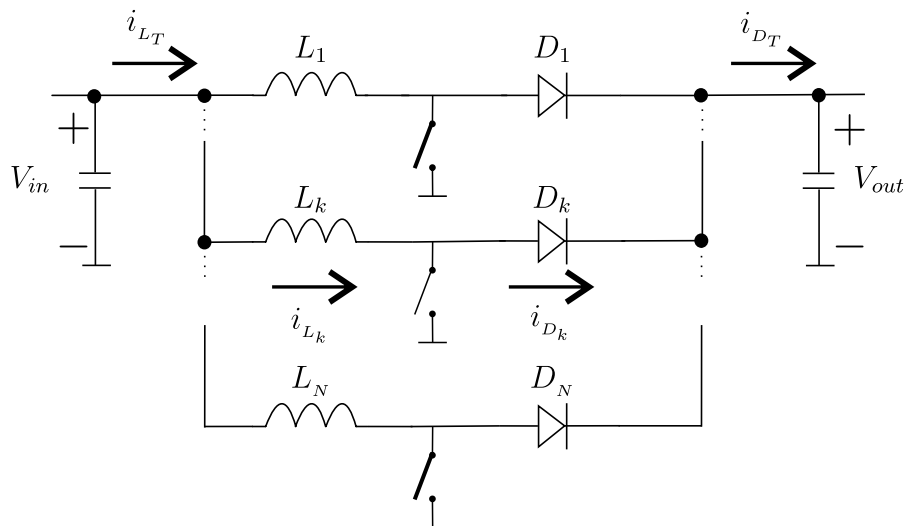


Figura 5.2: Convertidor boost interleaved a evaluar.

Las expresiones presentadas para el cálculo de cada figura de mérito son las que

modelan los procesos de mayor relevancia [25, 49]. A continuación, se desarrollan las figuras de mérito.

5.2.1. Eficiencia del convertidor

La eficiencia del convertidor, η_{conv} , puede ser definida en función de las pérdidas, tal como se introduce en el Capítulo 2.

$$\eta_{conv} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \quad (5.2)$$

Las pérdidas totales (P_{loss}) se calculan a partir de las pérdidas individuales por fase y luego se las multiplica por N , asumiendo que el control utilizado permite distribuir equitativamente la corriente total entre las distintas fases.

A continuación, se presentan las expresiones generales para el cálculo de las pérdidas en los semiconductores y en los elementos pasivos. Una vez definidas las expresiones generales, las mismas se evalúan para los casos *CCM* y *DCM*.

Pérdidas en los semiconductores

Tal como se presenta en el Capítulo 2, las pérdidas en los semiconductores (P_s) se definen como:

$$\begin{aligned} P_s &= (P_{sw} + P_c) \\ &= (P_{sw_M} + P_{sw_D} + P_{sw_G} + P_{c_M} + P_{c_D}) \end{aligned} \quad (5.3)$$

siendo P_{sw} las pérdidas por conmutación, las cuales resultan de la suma de las pérdidas en el MOSFET (P_{sw_M}), en el gate del MOSFET (P_{sw_G}) y en el diodo (P_{sw_D}). En cuanto a las pérdidas por conducción P_c , estas incluyen las pérdidas en el MOSFET (P_{c_M}) y en el diodo (P_{c_D}).

Las pérdidas por conmutación son estimadas calculando la energía disipada en cada transición, multiplicada por la frecuencia de conmutación como sigue:

$$P_{sw_M} = (E_{on_M} + E_{off_M})f_{sw} \quad (5.4)$$

$$P_{sw_D} = (E_{on_D} + E_{off_D})f_{sw} \quad (5.5)$$

$$P_{sw_G} = E_G f_{sw} \quad (5.6)$$

donde:

$$E_{on_M} = V_{out}(i_L - \hat{i}_L) \frac{t_r + t_{fu}}{2} + Q_{rr} V_{out} \quad (5.7)$$

$$E_{off_M} = V_{out} \cdot (I_{L_k} + \hat{i}_{L_k}) \cdot \frac{t_{ru} + t_f}{2} \quad (5.8)$$

$$E_{on_D} = \frac{Q_{rr} V_{out}}{4} \quad (5.9)$$

$$E_{off_D} \sim 0 \quad [50] \quad (5.10)$$

$$E_G = Q_G V_G \quad (5.11)$$

En estas expresiones, I_{L_k} e \hat{i}_{L_k} son las corriente media y pico en el inductor, t_r y t_f son los tiempos de subida y bajada de la llave, Q_{rr} es la carga de recuperación inversa del diodo; y t_{fu} y t_{ru} son los tiempos de caída y de subida de la tensión, respectivamente, definidos a partir de la corriente de gate y la capacidad gate-drain c_{gd} . Como c_{gd} depende de la tensión drain-source V_{ds} , en [50] se presenta una capacidad equivalente definida como el promedio entre las capacidades obtenidas para dos valores de tensión diferentes. De esta manera t_{fu} y t_{ru} resultan:

$$t_{fu} = \frac{c_{gd1} + c_{gd2}}{2} [V_{out} - r_{DSon} (I_L - \hat{i}_L)] \frac{R_G}{V_G - v_{gs_{plat}}} \quad (5.12)$$

$$t_{ru} = \frac{c_{gd1} + c_{gd2}}{2} [V_{out} - r_{DSon} (I_L - \hat{i}_L)] \frac{R_G}{v_{gs_{plat}}} \quad (5.13)$$

siendo c_{gd1} y c_{gd2} las capacidades para $V_{ds} < V_{out}/2$ y $V_{ds} > V_{out}/2$; r_{DSon} la resistencia de encendido de la llave y $v_{gs_{plat}}$ la tensión de *plateau*, respectivamente.

Respecto de las pérdidas por conducción, tal como se introduce en el Capítulo 2, las mismas no sólo dependen del punto de operación sino que también dependen de la resistencia de encendido de los semiconductores, resultando:

$$P_{cM} = r_{DSon} \cdot i_{M_{krms}}^2 \quad (5.14)$$

$$P_{cD} = V_{Dk} \cdot I_{Dk} + r_D \cdot i_{D_{krms}}^2 \quad (5.15)$$

donde los valores rms $i_{M_{krms}}$ (del MOSFET) e $i_{D_{krms}}$ (del diodo) pueden ser obtenidos a partir de (5.16) y (5.17), mientras que el valor medio de la corriente en el diodo I_{Dk} a partir de (5.18).

$$i_{M_{krms}}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i_{Lk}^2 dt \quad (5.16)$$

$$i_{D_{krms}}^2 = \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+t_f} i_{Lk}^2 dt \quad (5.17)$$

$$I_{Dk} = \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+t_f} i_{Lk} dt \quad (5.18)$$

Pérdidas en los elementos pasivos

Las pérdidas en los elementos pasivos incluyen las pérdidas en los inductores de fase y en los filtros de entrada y salida.

Las pérdidas en los inductores pueden ser divididas en pérdidas en el devanado P_{LW} y en el núcleo P_{LC} . Respecto a las pérdidas en el devanado, en general se pueden asumir despreciables los efectos pelicular y de proximidad, a partir de

una correcta elección del tipo de conductor y estrategia de devanado, respectivamente [25]. En estos casos predominan las pérdidas por efecto Joule, que se pueden calcular como:

$$P_{LW} = r_w i_{L_{krms}}^2 \quad (5.19)$$

donde $i_{L_{krms}}$ es el valor rms de la corriente de fase en el inductor y r_w es la resistencia de continua del devanado. La misma puede ser calculada en función de la resistividad del cobre (ρ_{Cu}), la sección del cobre (w_S), la longitud promedio de cada espira (MLT) y el número de espiras (n) como:

$$R_{wl} = \rho_{Cu} \frac{MLT \cdot n}{w_S} \quad (5.20)$$

El número de espiras n se dimensiona para evitar la saturación del núcleo, por lo que es función de las características magnéticas del material y de su área efectiva A_e . Por su parte, si bien el MLT depende del carrete utilizado para realizar el devanado, el mismo resulta en general proporcional al perímetro transversal del núcleo. Por lo tanto, con el objetivo de realizar un análisis que se independice de la elección de un núcleo, el MLT y el A_e son aproximados a partir de los parámetros del sistema utilizando la metodología presentada en [13]. Esta metodología consiste en representar MLT y A_e en función de algún parámetro del sistema, para distintos núcleos comerciales del mismo tipo, y encontrar una ecuación que represente esta relación. En este sentido, el producto de áreas (A_p) permite relacionar las características geométricas y magnéticas del núcleo con sus especificaciones eléctricas, asumiendo un uso óptimo del mismo. A_p resulta de la multiplicación entre el área de ventana y el área efectiva, y se puede calcular como:

$$A_p = \frac{L \hat{i}_{L_k} i_{L_{krms}}}{B_{max} JK_w} \quad (5.21)$$

Luego, para el caso de MLT , se puede encontrar la ecuación que lo relaciona con $A_p^{1/4}$, donde el exponente $1/4$ se emplea para ajustar las dimensiones entre sus unidades. En la Fig. 5.3 se muestra la relación encontrada para núcleos de geometría EE, obtenida a partir de los datos suministrados por fabricantes de núcleos de ferrite, donde se puede observar que existe una relación prácticamente lineal entre ellos. A partir de una regresión lineal, se identifica un factor de proporcionalidad $k_{MLT} = 7,0795$. En el caso de utilizar otra geometría, se debe seguir un procedimiento similar.

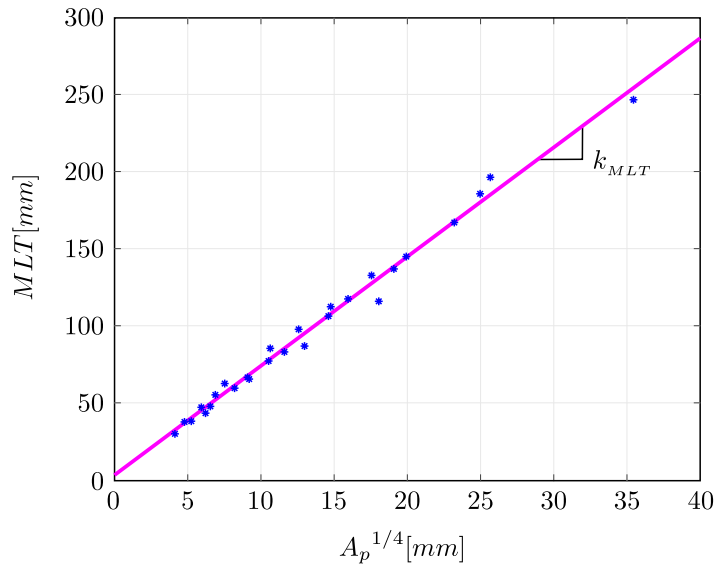


Figura 5.3: Determinación de curva $MLT = k_{MLT} A_p^{(1/4)}$.

Respecto del área efectiva, también se puede encontrar una relación como la encontrada para el MLT , pero en este caso respecto de $A_p^{1/2}$, debido a la relación de unidades que existe con A_e . Para este parámetro se repite la misma metodología que para obtener el MLT , encontrando la recta que mejor se ajuste a los puntos obtenidos a partir de las curvas suministradas por los fabricantes de núcleos, tal como se presenta en la Fig. 5.4.

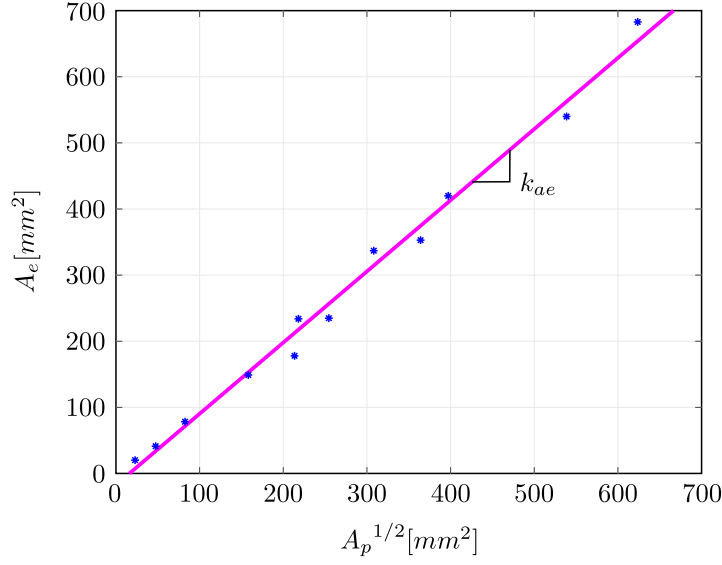


Figura 5.4: Determinación de curva $A_e = k_{ae} A_p^{(1/2)}$.

A partir del ajuste lineal se identifica un $k_{ae} = 1,0765$. Una vez obtenida el área efectiva es posible calcular la cantidad de vueltas como se muestra en (5.22)

$$n = \text{ceil} \left(\frac{L_k \hat{i}_{L_k \max}}{B_{\max} A_e} \right) \quad (5.22)$$

donde L_k es el inductor de fase, $\hat{i}_{L_k \max}$ es la corriente pico máxima total por fase y B_{\max} es la densidad de flujo máxima. Finalmente, la expresión (5.20) puede ser evaluada, sin necesidad de adoptar un núcleo específico, computando únicamente A_p y haciendo uso de las curvas indicadas en la Fig. 5.3 y la Fig. 5.4.

En relación a las pérdidas en el núcleo, se debe tener en cuenta que éstas dependen de la curva de magnetización del material empleado, y de la amplitud y frecuencia con la que se recorre esta curva cuando el inductor es excitado con una componente de alterna. Dado que el ferrite es el material más utilizado para las aplicaciones planteadas y que presenta una baja conductividad, se pueden despreciar las pérdidas de *Foucault*. Bajo estas condiciones es posible estimar

las pérdidas en el núcleo recurriendo a las ecuaciones de *Steinmetz* y sus versiones mejoradas [51, 52, 53]. La ecuación de Steinmetz mejorada (5.23) provee una buena relación de compromiso entre exactitud y simplicidad. Esta permite considerar formas de onda de flujo no senoidales utilizando los parámetros originales de Steinmetz, obtenidos al ajustar las curvas de pérdidas provistas por los fabricantes.

$$P_{LC} = V_e f_{sw} \int_0^{1/f_{sw}} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (B_{ac})^{(\beta-\alpha)} dt \quad (5.23)$$

donde V_e es el volumen efectivo del cobre, que puede ser estimado en función de A_p para núcleos EE como:

$$V_e = 7A_p^{(3/4)} [13] \quad (5.24)$$

y k_i es definida como:

$$k_i = \frac{k_f}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos\theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (5.25)$$

donde k_f , α y β son los parámetros de Steinmetz. En la expresión (5.25), k_f es una constante asociada al material del núcleo, $1 \leq \alpha \leq 2$ y $2 \leq \beta \leq 3$. Finalmente, la derivada de la densidad de flujo magnético y B_{ac} dependen del modo de operación, por lo tanto, serán evaluadas posteriormente para cada modo particular.

Por último dentro de las pérdidas en los elementos pasivos se incluyen las pérdidas por efecto *Joule* en los capacitores de filtro de entrada ($P_{C_{FV}}$) y salida ($P_{C_{out}}$) resultando:

$$P_{C_{FV}} = ESR_{C_{FV}} \tilde{i}_{LT}^2 \quad (5.26)$$

$$P_{C_{out}} = ESR_{C_{out}} \tilde{i}_{DT}^2 \quad (5.27)$$

donde $ESR_{C_{FV}}$ y $ESR_{C_{out}}$ son las resistencias equivalentes serie de los capacitores de entrada y salida; $i_{L_T}^{\sim}$ e $i_{D_T}^{\sim}$ son los valores rms *ac* de la corriente total en el inductor y en el diodo, respectivamente. Los valores de ESR se pueden obtener a partir del factor de disipación provisto por los fabricantes para una dada frecuencia del ripple y temperatura.

Eficiencia en DCM

La evaluación de la eficiencia en DCM requiere, en primera instancia, dimensionar el valor del inductor para cada número de fases y frecuencia de conmutación contemplada. El valor del inductor depende directamente del ripple de corriente de fase. Por su parte, se introduce en el Capítulo 3, que el ripple de fase en *DCM* es directamente proporcional a la corriente media por fase, la cual a su vez se obtiene en función de la corriente media total máxima del panel ($I_{L_{Tmax}}$). Con el objetivo de asegurar que el convertidor va a operar en DCM, para todo el rango funcionamiento, se adopta una $I_{L_{Tmax}}$ un 50 % mayor que la corriente de cortocircuito del panel. Por lo tanto, la corriente pico máxima por fase resulta:

$$\hat{i}_{L_k max} = 2 \frac{I_{L_{Tmax}}}{N} \quad (5.28)$$

De esta manera, el valor del inductor se obtiene como:

$$L_{DCM} = \frac{1}{\hat{i}_{L_k max} f_{sw}} \frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})}{V_{out}} \quad (5.29)$$

Luego, asumiendo que la corriente total se distribuye en forma equitativa entre las N fases, el valor pico de corriente en el inductor se puede definir, para un determinado punto de operación, en función del valor medio de la corriente

total I_{L_T} de la siguiente manera:

$$\hat{i}_{L_k DCM} = \sqrt{\frac{I_{L_T}}{N f_{sw}} \frac{2}{L_{DCM}} \frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})}{V_{out}}} \quad (5.30)$$

Combinando las ecuaciones (5.28), (5.29) y (5.30) se obtiene el valor del ripple pico por fase como:

$$\hat{i}_{L_k DCM} = \sqrt{\frac{4}{N^2} I_{L_{Tmax}} I_{L_T}} \quad (5.31)$$

Una vez calculado $\hat{i}_{L_k DCM}$ es posible calcular T_{on} y T_f como:

$$T_{on} = \hat{i}_{L_k DCM} \frac{L_{DCM}}{V_{in}} \quad (5.32)$$

$$T_f = T_{on} \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}}. \quad (5.33)$$

A partir de estos parámetros se pueden calcular las pérdidas teniendo en cuenta algunas consideraciones.

Consideraciones respecto a las pérdidas en los semiconductores

Las pérdidas por conmutación en los semiconductores se obtienen despreciando la energía de encendido del MOSFET (E_{on_M}) y haciendo cero la energía de encendido en el diodo (E_{on_D}), debido a que en DCM la conmutación ocurre a corriente cero.

Para obtener las pérdidas por conducción se calculan los valores rms de la corriente de fase en el diodo ($i_{D_{krms}}$) y en el MOSFET ($i_{M_{krms}}$), así como también el valor medio de corriente en el diodo en función de $\hat{i}_{L_k DCM}$, que a su vez se vincula con la corriente total del convertidor I_{L_T} (5.31), como:

$$i_{M_{k_{rms}}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_k DCM}^2}{3} \frac{T_{on}}{T} \quad (5.34)$$

$$i_{D_{k_{rms}}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_k DCM}^2}{3} \frac{T_f}{T} \quad (5.35)$$

$$I_D = \frac{\hat{i}_{L_k DCM}}{2} \frac{T_f}{T} \quad (5.36)$$

Consideraciones respecto a las pérdidas en los elementos pasivos

Respecto de las pérdidas en el devanado, se calcula el valor rms de la corriente de fase en el inductor ($i_{L_{k_{rms}}}$) en función de la corriente pico como:

$$i_{L_{k_{rms}}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_k DCM}^2}{3} \frac{T_{on} + T_f}{T} \quad (5.37)$$

Para obtener las pérdidas en el núcleo, se calcula B_{ac} en función de B_{max} como:

$$B_{ac} = B_{max} \frac{NI_{L_T}}{2I_{L_{Tmax}}} \left(\frac{2T}{T_{on} + T_f} - 1 \right) \quad (5.38)$$

Luego, evaluando (5.23) con la forma de onda de DCM y la expresión (5.38), P_{L_C} resulta:

$$P_{L_C} = V_e k_i \left(\frac{B_{max} N_{max} I_{L_T}}{2I_{L_{Tmax}} N} \right)^\beta 2^\alpha T^{\alpha-1} \frac{\left(2T - T_{on} \frac{V_{out}}{V_{out}-V_{in}} \right)^{\beta-\alpha}}{T_{on}^{\beta+\alpha-1} \left(\frac{V_{out}}{V_{out}-V_{in}} \right)^\beta} \left[1 + \left(\frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}} \right)^{1-\alpha} \right] \quad (5.39)$$

En lo que respecta a las pérdidas en los capacitores, su evaluación se realiza a partir de las expresiones (5.26) y (5.27), calculando el valor rms de la corriente total mediante la caracterización propuesta en el Capítulo 4.

Eficiencia en CCM

La evaluación de la eficiencia en CCM requiere el cálculo del valor del inductor para cada número de fases y cada frecuencia de conmutación asociada. En este sentido, el valor del inductor depende del ripple de corriente por fase, pero al contrario de lo que ocurre en DCM el mismo no depende del valor medio de corriente por fase. Es por ello que, para este diseño se establece un ripple de corriente por fase igual al 20 % del valor medio de la corriente total:

$$\hat{i}_{L_k CCM} = 0,2I_{LT} \quad (5.40)$$

El valor del inductor en CCM se obtiene como:

$$L_{CCM} = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \frac{V_{in}}{\hat{i}_{L_k CCM} f_{sw}} \quad (5.41)$$

Una vez calculado $\hat{i}_{L_k CCM}$ es posible calcular T_{on} y T_f de la siguiente manera:

$$T_{on} = \hat{i}_{L_k CCM} \frac{L_{CCM}}{V_{in}} \quad (5.42)$$

$$T_f = \frac{1}{f_{sw}} - T_{on} \quad (5.43)$$

A partir de estos parámetros se pueden calcular las pérdidas teniendo en cuenta algunas consideraciones.

Consideraciones respecto a las pérdidas en los semiconductores

Respecto de las pérdidas por conmutación para este modo no se desprecia ninguna energía, estando presente todos los mecanismos antes enunciados. En cuanto a las pérdidas por conducción se obtienen los valores rms de la corriente por fase en el diodo ($i_{D_{krms}}$) y en el MOSFET ($i_{M_{krms}}$), así como también el valor

medio de corriente en el diodo en función de $\hat{i}_{L_k CCM}$ como:

$$i_{M_{k_{rms}}}^2 = \left(\frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{12} + \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{0,04N^2} \right) \frac{T_{on}}{T} \quad (5.44)$$

$$i_{D_{k_{rms}}}^2 = \left(\frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{12} + \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{0,04N^2} \right) \frac{T_f}{T} \quad (5.45)$$

$$I_D = \frac{\hat{i}_{L_k CCM} T_f}{0,2N T} \quad (5.46)$$

Consideraciones respecto de las pérdidas en los elementos pasivos

Respecto de las pérdidas en el devanado se calcula el valor rms de la corriente en el inductor de fase en función del valor pico a pico como:

$$i_{L_{k_{rms}}}^2 = \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{12} + \frac{\hat{i}_{L_k CCM}^2}{0,04N^2} \quad (5.47)$$

Para obtener las pérdidas en el núcleo se calcula B_{ac} en función de B_{max} como:

$$B_{ac} = B_{max} \frac{\hat{i}_{L_k CCM}}{I_L/N + \hat{i}_{L_k CCM}/2} \quad (5.48)$$

Luego, evaluando (5.23) con la forma de onda de CCM y la expresión (5.48), P_{LC} resulta:

$$P_{LC} = V_e k_i B_{ac}^\beta (T_{on} f_{sw})^{(1-\alpha)} (1 - T_{on} f_{sw})^{(1-\alpha)} \quad (5.49)$$

En lo que respecta a las pérdidas en los capacitores su evaluación se realiza a partir de las expresiones (5.26) y (5.27), calculando el valor rms de la corriente total mediante la caracterización propuesta en [24].

5.2.2. Volumen

El volumen de un convertidor dc-dc está determinado principalmente por el volumen de sus elementos magnéticos. En relación a esto, el volumen total de un inductor puede ser estimado utilizando el criterio del producto de áreas. El producto de áreas se calcula como se presenta en (5.21). Luego, siguiendo un procedimiento similar al efectuado para la estimación del A_e y del MLT , es posible, para una dada geometría de núcleo, relacionar el producto de áreas A_p con el volumen del núcleo [13]. En este caso, la relación se debe realizar a partir considerar el término $A_p^{3/4}$, de modo de compatibilizar las dimensiones con las correspondientes a un volumen. Como resultado de esta relación se obtiene un factor de proporcionalidad definido como k_{VT} . Luego, se puede plantear:

$$Vol = k_{VT} A_p^{(3/4)} \quad (5.50)$$

donde $k_{VT} = 24$ para un núcleo del tipo EE [13].

A partir del uso de la metodología mencionada es posible obtener una estimación del volumen sin la necesidad de seleccionar un determinado núcleo y carrete, lo que simplifica la obtención de resultados en instancias iniciales de diseño y permite arribar a conclusiones generales cuando se quiere evaluar convertidores con distinto número de fases y para distintas frecuencias de conmutación.

5.2.3. Disipación térmica

Esta figura de mérito es de gran importancia en el diseño de un convertidor debido a que impacta sobre la confiabilidad del sistema. En este sentido, la elección del disipador de calor más adecuado para la aplicación es un aspecto de gran importancia en etapas iniciales de diseño. Dentro de las posibilidades, se puede optar por disipación por convección natural; por convección forzada, en

casos donde se requiere reducir la resistencia térmica para un dado volumen del disipador; o refrigeración por agua cuando las exigencias son aún mayores. En las aplicaciones a las que apunta esta tesis, se prefiere la convección natural, debido a la relativa baja confiabilidad de las partes móviles en la convección forzada y a la necesidad de instalaciones extra en la refrigeración por agua.

Dado que los semiconductores son los dispositivos que mayor impacto tienen en los requerimiento de disipación térmica, en la presente sección se evalúa la resistencia térmica (R_{da}) requerida para el disipador de potencia, en función de la sobreelevación de temperatura máxima en la junta del semiconductor (ΔT). Para ilustrar la forma en que el calor fluye a través de los distintos materiales, cada uno con diferentes resistencias térmicas asociadas, se modela el problema como se muestra en la Fig. 5.5.

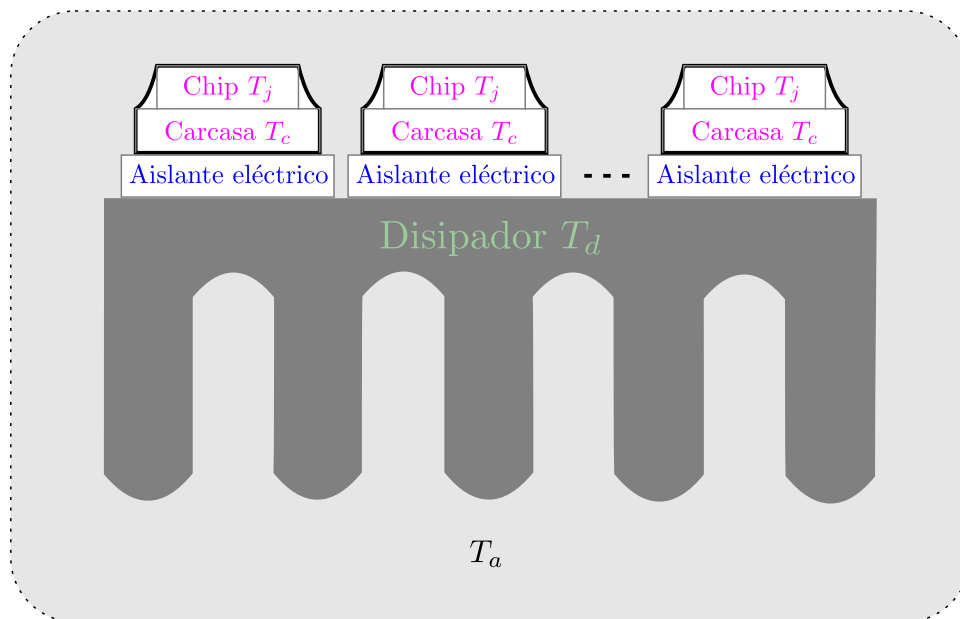


Figura 5.5: Modelo del camino de conducción del calor para un semiconductor con disipador.

En este modelo se asume que todos los semiconductores se encuentran conectados al mismo disipador y que todos los dispositivos en conjunto disipan una potencia dada por P_s . La temperatura de juntura de cada llave se señala como T_j , la temperatura del disipador como T_d y la temperatura ambiente como T_a . En este caso, se considera que la temperatura del disipador es igual en toda su superficie, debido a su alta conductividad térmica. Luego, a partir de estas consideraciones y definiciones, se plantea el siguiente circuito equivalente térmico.

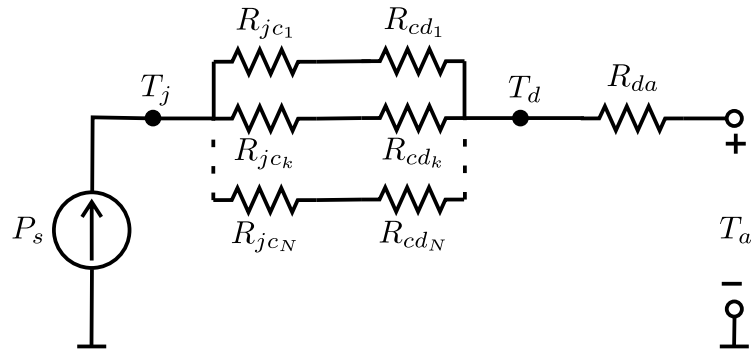


Figura 5.6: Modelo del camino de conducción del calor para un semiconductor con disipador.

A partir del esquema circuital, R_{da} puede ser obtenida como se presenta en la ecuación (5.51)

$$R_{da} = \frac{(T_j - T_a) - P_s R_{jd}}{P_s} \quad (5.51)$$

donde se asume que las resistencias R_{jc_k} son todas iguales a R_{jc} y las R_{cd_k} iguales a R_{cd} . Por lo tanto, la resistencia total R_{jd} se define como:

$$R_{jd} = \frac{R_{jc} + R_{cd}}{N} \quad (5.52)$$

5.2.4. Vida útil

La vida útil del sistema está principalmente determinada por los capacitores de filtro y los capacitores del bus de continua [11, 25, 54]. Los mismos son elegidos, en general, en función de la capacidad requerida para lograr el filtrado o el desacoplamiento de etapas deseado y en función de la tensión de operación.

Para aquellos casos en los que la vida útil no es un aspecto de importancia, se opta por tecnologías de capacitores electrolíticos, dada su alta capacidad por unidad de volumen y su alto rango de tensiones disponibles. Sin embargo, esta tecnología no es la elegida para casos en los que se busca confiabilidad por un largo período de tiempo, dado que su vida útil se reduce significativamente con el aumento de la temperatura del dispositivo. Ese aumento guarda una estrecha relación con las pérdidas asociadas al dispositivo, y tal como se menciona en la sección de eficiencia, dependen de la resistencia equivalente serie y del ripple de corriente. En este sentido estos capacitores tienen una resistencia equivalente serie muy alta impactando negativamente en las pérdidas y por consiguiente en la vida útil [25]. Es por eso que, dado que los arreglos fotovoltaicos tienen una vida útil de 25 años con alta eficiencia, es esperable para estos sistemas que los elementos asociados tengan una vida útil comparable a ésta.

Teniendo en cuenta lo mencionado anteriormente, resulta de gran impacto la elección de una tecnología de capacitores adecuada. Respecto a esto, las tecnologías que presentan una mayor vida útil son la tecnología film y los capacitores cerámicos multicapa [55]. En relación a los capacitores cerámicos, los mismo presentan valores de capacidad bajos y además pueden presentar fisuras ante esfuerzos mecánicos, producto de manipulación o variaciones en la temperatura, que degradan sus propiedades y pueden ocasionar fallas en el circuito [56, 57]. Por otra parte, los capacitores tipo film son más robustos frente a dichos esfuerzos

y, ante fallas en su dieléctrico, se garantiza que no se produzca un cortocircuito entre sus placas (*self-healing*) [58], lo cual le agrega confiabilidad al circuito.

A partir de lo presentado se busca acotar los valores del capacitor C_{FV} a valores acordes a la tecnología film, no sólo porque posee mayor vida útil sino porque presenta valores de *ESR* reducidos con un rango de tensión adecuado para la aplicación elegida.

En relación al valor de capacidad es necesario señalar que, frente a la existencia de asimetrías entre fases, la componente fundamental de corriente deja de ser de frecuencia Nf_{sw} , haciéndose relevante la aparición de las $(N - 1)$ componentes de baja frecuencia. Luego, resulta necesario calcular el valor del ripple de tensión, en esta condición, con el objetivo de evaluar el cumplimiento del k_{FV} buscado. Para ello se puede modelar la situación con N generadores de corriente que contribuyen, todos en fase, al ripple de la corriente total. La amplitud y frecuencia de los generadores corresponden a cada componente de frecuencia, tal como se muestra en la Fig. 5.7. Para obtener el contenido armónico de la corriente total se utiliza la caracterización propuesta en el Capítulo 4 para *DCM* y la propuesta en [24] para *CCM*.

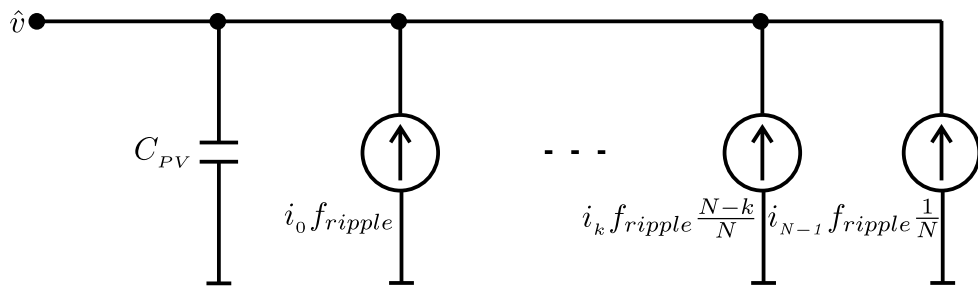


Figura 5.7: Modelo circuital del efecto de las asimetrías entre fases en el valor de \hat{v} .

De esta manera el capacitor C_{FV} para el caso con asimetrías se obtiene como:

$$C_{FV} = \frac{i_0}{2\pi f_{ripple} \hat{v}} \left(1 + \sum_{k=1}^{N-1} \frac{i_k}{i_0} \frac{N}{N-k} \right) \quad (5.53)$$

donde i_0 es la componente de frecuencia f_{ripple} e i_k es la componente $\frac{N-k}{N} f_{ripple}$.

5.3. Resultados y discusión

En esta sección se evalúan las figuras de mérito de eficiencia, volumen y disipación térmica contemplando distintos números de fases, frecuencias de ripple y modos de operación (*DCM* y *CCM*). Cada caso evaluado contempla un rediseño del convertidor en su totalidad, manteniendo únicamente los dispositivos semiconductores, debido a que son adecuados para las tensiones y corrientes requeridas. En consecuencia, para cada caso se requiere obtener un inductor y un capacitor determinado.

Respecto de la vida útil, esta figura de mérito se evalúa en función de determinar si el valor de capacidad encontrado se corresponde o no con los valores estándar de capacitores de tecnologías acorde con la vida útil esperada.

Las condiciones de contorno para los convertidores evaluados fueron definidas considerando el diseño de un sistema fotovoltaico en configuración multistring. El esquema resultante a tener en cuenta es el que se muestra en la Fig. 5.8.

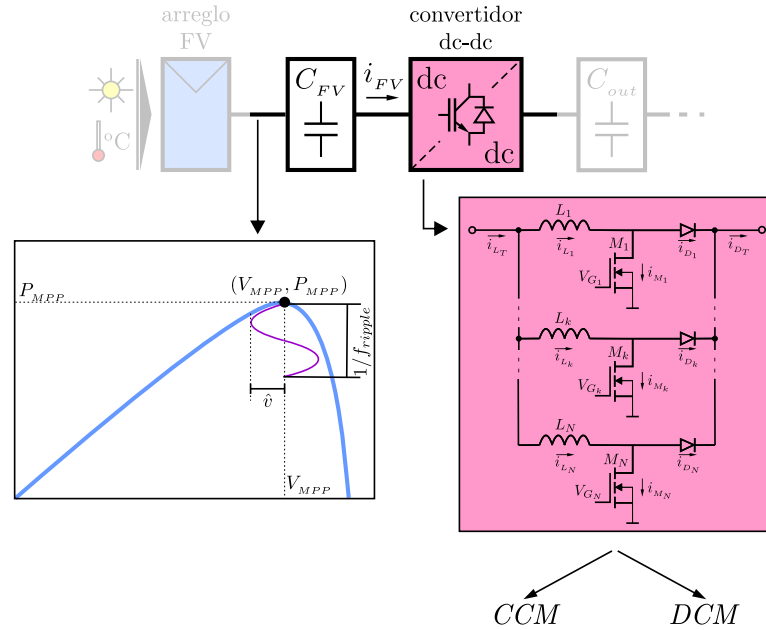


Figura 5.8: Esquema de evaluación de los convertidores interleaved para un sistema fotovoltaico en configuración multistring.

A partir del esquema, se identifica que la tensión de entrada del convertidor V_{in} se corresponde con la tensión total del arreglo fotovoltaico V_{MPP} , la tensión de salida V_{out} es la tensión del bus de continua V_{DC} , la corriente \hat{i}_{FV} es la corriente pico total del inductor y la capacidad C_{in} es el capacitor C_{FV} .

En este sentido, se consideran strings fotovoltaicos de 3 paneles conectados en serie y un bus de continua dimensionado para un sistema conectado a la red monofásica, obteniendo los siguientes parámetros:

Tabla 5.1: Parámetros del sistema fotovoltaico

Descripción	Valor
Modelo de Panel	TPB156x156-72-P
Material	Silicio policristalino
Eficiencia del panel	15 %
Paneles por arreglo serie	3
Corriente del panel en <i>MPP</i> (<i>STC</i>), I_{MPP}	8,12 A
Tensión del panel en <i>MPP</i> (<i>STC</i>), V_{MPP}	35,1 V
Tensión de entrada del convertidor dc-dc, $3 \cdot V_{MPP}$	105,3 V
Tensión de salida, V_{DC}	450 V
Máxima corriente media total, I_{LTmax}	12 A

Una vez establecidas las tensiones de entrada y salida para el sistema, se definen las condiciones de contorno de la siguiente manera:

- Se elige un valor de eficiencia de extracción $k_{FV} = 0,99$, dado que este es el valor de eficiencia esperado para el convertidor.
- A partir del k_{FV} se calcula el valor de ripple \hat{v} como se muestra en (2.10). Para ello es necesario calcular los valores de α y β . Los mismos se encuentran calculando los parámetros del modelo de un diodo. Dada la fuerte alinealidad de esta curva, se propuso un método que permite obtener dichos parámetros en forma confiable, a partir de los datos provistos por el fabricante. Este método, que se detalla en el Apéndice C, recurre a la técnica de

algoritmos genéticos para encontrar aquellos parámetros que mejor ajustan los datos provistos por el fabricante a los modelados y, además, penaliza el error en puntos de interés. Mediante método se obtiene como resultado $\alpha = -0,06$ y $\beta = 4,25$; con lo cual se obtiene un valor pico de tensión $\hat{v} = 1,55$ V.

- Se calculan las figuras de mérito para cada modo de conducción considerando que $1 \leq N \leq 8$ y que $40 \text{ kHz} \leq f_{ripple} \leq 80 \text{ kHz}$. El rango de N y de f_{ripple} es elegido de forma de observar un comportamiento que permita sacar conclusiones respecto a la tendencia que siguen las distintas figuras de mérito.
- Considerando que la frecuencia del ripple de la corriente total es N veces la frecuencia de conmutación, f_{sw} se define como $f_{sw} = f_{ripple}/N$. De esta forma, se favorece la reducción en las pérdidas por conmutación a medida que se incrementa N . Sin embargo, el capacitor de filtro se dimensiona considerando posibles asimetrías entre los inductores de fase, que introducen componentes de f_{sw} y sus armónicos en la corriente total.

Con posterioridad a la definición de las condiciones de contorno se seleccionan los dispositivos semiconductores. Respecto de la llave se selecciona un dispositivo MOSFET (IPT65R033G7) con una capacidad de corriente y tensión de bloqueo adecuadas. En relación al diodo, se elige un diodo Shottky (TRS20N65D) con el objetivo de reducir las pérdidas por recuperación inversa en *CCM*. Los parámetros asociados a estos dispositivos se resumen en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Parámetros del MOSFET IPT65R033G7 y del diodo TRS20N65D

Descripción	Valor
Tensión de bloqueo, V_{DSmax}	650 V
Tiempo de crecimiento, t_r	5 ns
Tiempo de caída, t_f	8 ns
Resistencia de encendido drain-source, r_{DSon}	50,5 m Ω
Capacidad gate-drain 1, c_{gd1}	30 pF
Capacidad gate-drain 2, c_{gd2}	3 pF
Tensión de <i>plateau</i> del gate, v_{gsplat}	5,4 V
Resistencia de gate, R_G	10 Ω
Carga total de gate, Q_G	110 nC
Tensión de gate, V_G	10 V
Tensión en inversa máxima, V_{rmax}	650 V
Resistencia equivalente del diodo, r_D	63 m Ω
Tensión en directa del diodo, V_D	1,7 V

Una vez seleccionadas la llave y el diodo, se diseñan los inductores para cada valor de N y f_{ripple} . Los parámetros generales de diseño para los inductores se presentan en la Tabla 5.3. Luego, en la Tabla 5.4 y la Tabla 5.5 se presentan los valores de inductancia, número de vueltas y longitud del gap para cada N y f_{ripple} para *DCM* y *CCM*, respectivamente.

Tabla 5.3: Parámetros generales para el diseño de los inductores

Descripción	Valor
Máxima densidad de corriente en los inductores, J	4 A/mm ²
Material para núcleos magnéticos	3C94
Densidad de flujo máximo en los inductores, B_{max}	0,4 T
Factor de ocupación de ventana, K_w	0,8

Tabla 5.5: Inductores requeridos para la operación en CCM

f_{ripple}	Parámetro	N							
		1	2	3	4	5	6	7	8
40 kHz	L_{CCM} [μH]	1244	2489	3734	4979	6223	7468	8713	9958
	n_{ccm}	98	145	183	218	251	281	310	338
	l_g [mm]	4.1	3.3	3.0	2.9	2.9	2.9	2.9	2.9
	A_p [cm^4]	15.4	8.5	6.2	5.0	4.4	3.9	3.7	3.5
50 kHz	L_{CCM} [μH]	995	1991	2987	3983	4979	5974	6970	7966
	n_{ccm}	88	129	164	195	224	252	278	302
	l_g [mm]	3.7	3.0	2.7	2.6	2.6	2.6	2.6	2.6
	A_p [cm^4]	12.3	6.8	4.9	4.0	3.5	3.2	2.9	2.8
60 kHz	L_{CCM} [μH]	829	1659	2489	3319	4149	4979	5808	6638
	n_{ccm}	80	118	150	178	205	230	253	276
	l_g [mm]	3.4	2.7	2.5	2.4	2.4	2.4	2.4	2.4
	A_p [cm^4]	10.2	5.6	4.1	3.4	2.9	2.6	2.4	2.3
70 kHz	L_{CCM} [μH]	711	1422	2133	2845	3556	4267	4979	5690
	n_{ccm}	74	109	139	165	190	213	235	255
	l_g [mm]	3.1	2.5	2.3	2.2	2.2	2.2	2.2	2.2
	A_p [cm^4]	8.8	4.8	3.5	2.9	2.5	2.3	2.1	2.0
80 kHz	L_{CCM} [μH]	622	1244	1867	2489	3111	3734	4356	4979
	n_{ccm}	70	102	130	155	178	199	220	239
	l_g [mm]	3.0	2.4	2.2	2.1	2.1	2.1	2.1	2.1
	A_p [cm^4]	7.7	4.2	3.1	2.5	2.2	2.0	1.8	1.7

A partir del dimensionamiento completo del convertidor, y de los parámetros del sistema, es posible calcular los valores de capacidad requeridos para cada N y f_{ripple} en cada modo de conducción. Como se mencionó anteriormente, las asimetrías entre los inductores generan componentes de frecuencia de conmutación y sus armónicos en el ripple total, por lo que deben ser considerados para el dimensionamiento del capacitor de filtro. En este sentido, la capacidad se dimensiona considerando una desviación típica de $\pm 10\%$ en el valor de los inductores [59], utilizando (5.53). Para realizar el cálculo es necesario obtener el contenido armónico del ripple total para los valores de N y f_{ripple} analizados, para lo cual se recurre a la caracterización propuesta para DCM en el Capítulo 4 y la propuesta para CCM en [24]. De esta forma se obtienen los resultados presentados en la Tabla 5.6 para *DCM* y en la Tabla 5.7 para *CCM*.

Tabla 5.6: $C_{FV} [\mu\text{F}]$ requeridos para DCM considerando $\Delta L = \pm 10\%$

f_{sw}	N	1	2	3	4	5	6	7	8
40 kHz		10.9	4.2	3.1	3.2	3.7	4.7	2.4	2.9
50 kHz		8.7	3.3	2.4	2.5	2.9	3.7	1.9	2.4
60 kHz		7.2	2.8	2	2.1	2.4	3.1	1.6	1.9
70 kHz		6.2	2.4	1.7	1.8	2.1	2.67	1.4	1.7
80 kHz		5.4	2.1	1.5	1.6	1.8	2.3	1.2	1.5

Tabla 5.7: $C_{FV} [\mu\text{F}]$ requeridos para CCM considerando $\Delta L = \pm 10\%$

f_{sw}	N	1	2	3	4	5	6	7	8
40 kHz		1.6	1.5	1.3	0.8	0.8	1	0.8	0.8
50 kHz		1.3	1.2	1.1	0.6	0.6	0.8	0.6	0.6
60 kHz		1.1	1	0.9	0.5	0.5	0.7	0.5	0.5
70 kHz		0.9	0.9	0.8	0.4	0.4	0.6	0.4	0.4
80 kHz		0.8	0.8	0.7	0.4	0.4	0.5	0.4	0.4

A partir de los resultados obtenidos se observa que los valores de capacidad calculados son acordes a los rangos de capacidad de la tecnología film.

5.3.1. Evaluación de las figuras de mérito

Una vez presentado el diseño de todos los elementos del sistema se procede al cálculo de las correspondientes figuras de mérito.

Eficiencia

La eficiencia se define en función de las pérdidas totales del convertidor. En este sentido, previo al correspondiente análisis de eficiencia para cada modo de conducción, se analizan las pérdidas en los semiconductores y los inductores para cada caso. El análisis se efectúa contemplando los mecanismos de conmutación y conducción, para los semiconductores; y los correspondientes al devanado y al núcleo, para los inductores; presentados en el Apéndice D.

Pérdidas totales en DCM

Las pérdidas totales en *DCM*, obtenidas a partir de las correspondientes pérdidas en los semiconductores y los inductores, se muestran en la Fig. 5.9.

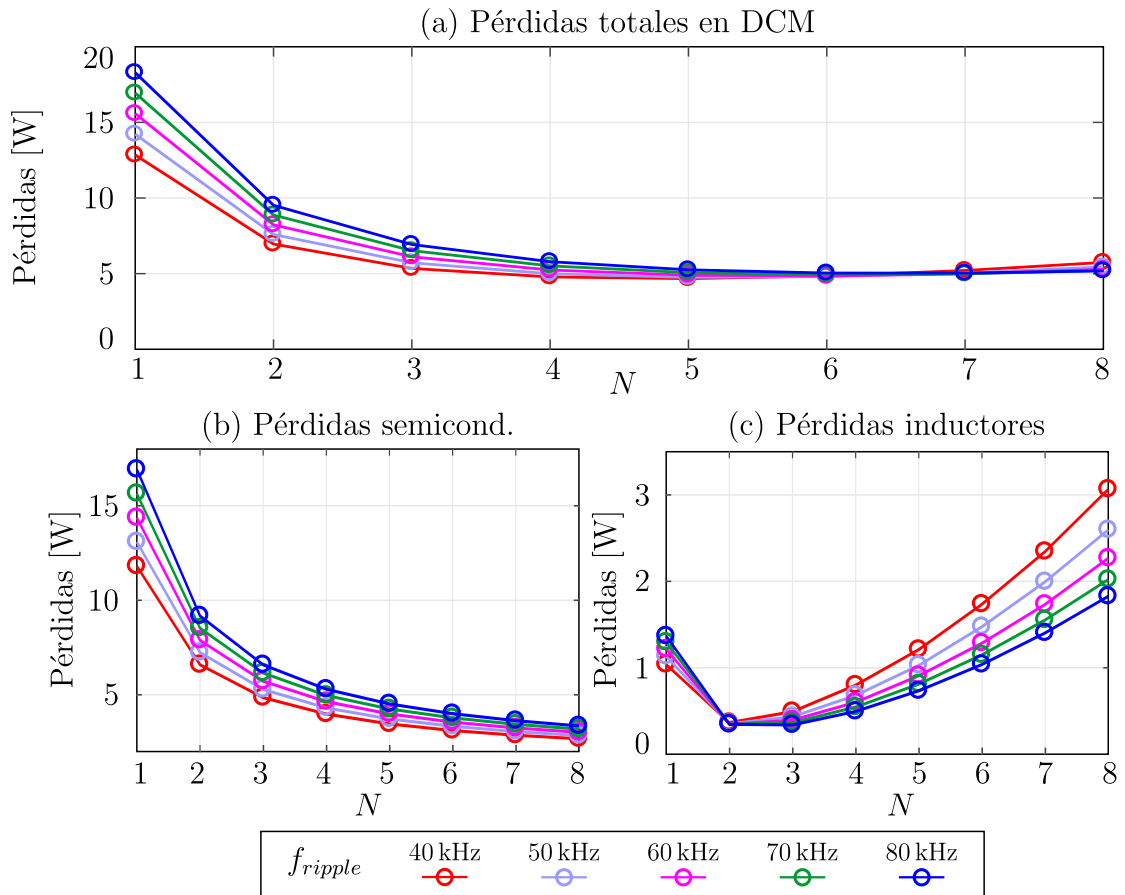


Figura 5.9: Pérdidas totales en *DCM* (sup.) y pérdidas en los semiconductores (izq.) y en los inductores (der.).

Respecto de las pérdidas en los semiconductores, se puede observar que las mismas presentan una tendencia decreciente con el número de fases N y creciente con f_{ripple} . Respecto a la dependencia con N en el rango analizado, se observa una disminución que va desde 17 W a 2,5 W aproximadamente. Esta disminución se debe a que las pérdidas por conmutación y por conducción disminuyen debido

a que $I_{L_k} = I_{L_T}/N$. Por su parte, la tendencia creciente respecto de la frecuencia está asociada al aumento de las pérdidas por conmutación, que es independiente del N elegido, y tiene una variación mas acotada que la debida a N .

En relación a las pérdidas en los inductores, se observan dos comportamientos, uno para $N = 1$ y otro para $N \geq 2$. Para el primero, se observan mayores pérdidas que para $N = 2$ y las mismas aumentan con la f_{ripple} . Este comportamiento se debe a que las pérdidas predominantes para una fase son las existentes en el núcleo, dada la gran amplitud del ripple de corriente. Por otro lado, para $N \geq 2$, el ripple disminuye gracias a la división de la corriente total por fase, con lo cual se vuelven preponderantes las pérdidas en el devanado. Éstas pérdidas aumentan con N y disminuyen con la f_{ripple} con una variación que va desde 0,5 W a 3 W en el rango evaluado.

Comparando ambos mecanismos, se observa que las pérdidas en los inductores son significativamente menores a las de los semiconductores y se vuelven comparables aproximadamente para $N = 6$.

En resumen, se puede apreciar que las pérdidas totales siguen la tendencia de las pérdidas en los semiconductores hasta aproximadamente $N = 6$, donde las pérdidas en los inductores se vuelven comparables. A partir de $N = 6$ el comportamiento de las pérdidas totales se corresponde con el presentado para los inductores.

Pérdidas totales en CCM

Realizando un análisis similar al planteado para *DCM*, las pérdidas totales en *CCM*, se obtienen a partir de las correspondientes pérdidas en los semiconductores y los inductores, como se muestra en la Fig. 5.10. El desglose de las mismas se presenta en el Apéndice D.

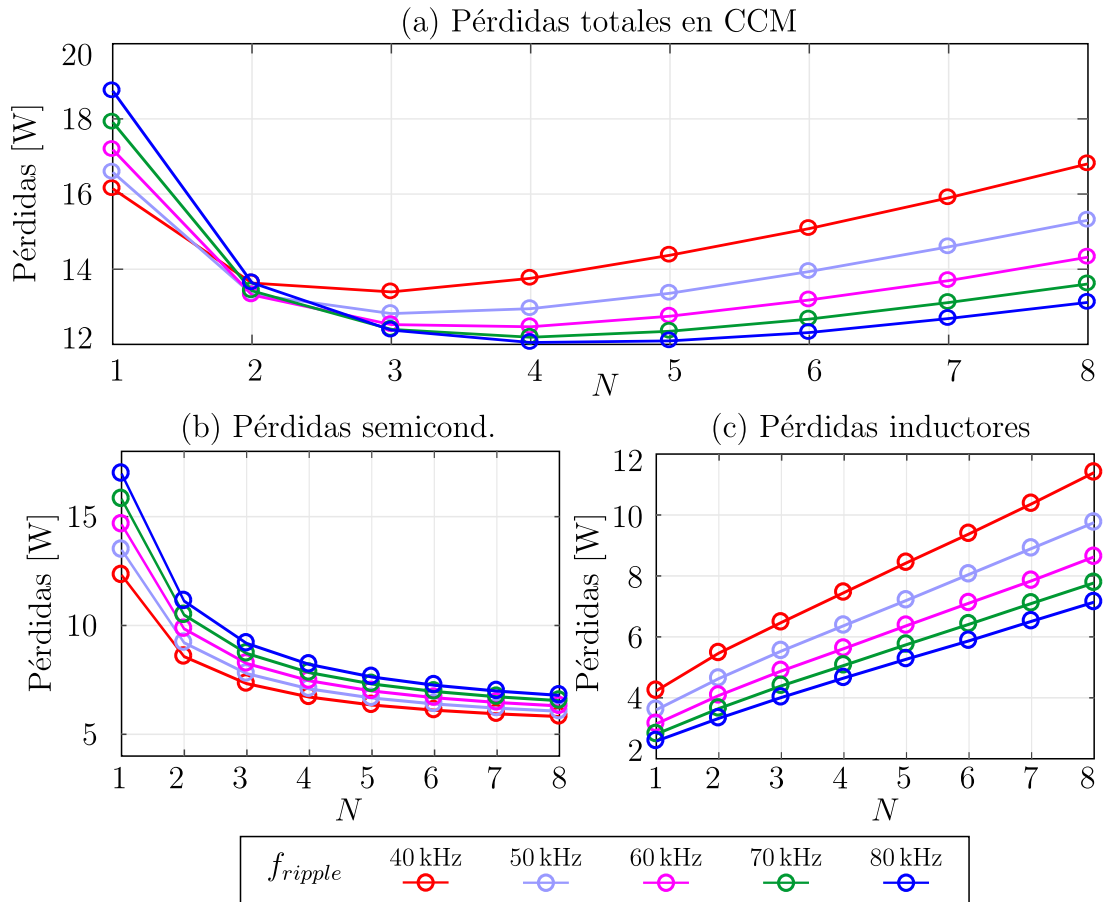


Figura 5.10: Pérdidas totales en *CCM* (sup.) y pérdidas en los semiconductores (izq.) y en los inductores (der.).

Las pérdidas en los semiconductores siguen la misma tendencia que la analizada para *DCM*, y se observan rangos de variaciones de potencia similares, siendo estos del orden de una decena de W.

Con respecto a las pérdidas en los inductores, las mismas presentan un comportamiento creciente en función de N y decreciente en relación a f_{ripple} . Estas tendencias responden a las pérdidas en el devanado, dado que son mayores que las del núcleo, debido a la reducida amplitud del ripple en este modo.

Comparando ambos mecanismos para los N evaluados, se observa que en ambos casos el rango de variación de pérdidas es similar. La relevancia de un

mecanismo frente al otro se invierte en los extremos de N analizados, es decir, para N chicos las pérdidas dominantes son las de los semiconductores, mientras que para N grandes dominan las de los inductores.

Luego, se determina que las pérdidas totales tienen un comportamiento decreciente, acorde al de los semiconductores, encontrando un mínimo cuando las pérdidas en los semiconductores e inductores se igualan. La ubicación del mínimo depende de la frecuencia, encontrándose entre $N = 3$ y $N = 5$ fases. A partir de dicho mínimo, las pérdidas aumentan acorde al comportamiento de los inductores.

Figuras de mérito de eficiencia para DCM y CCM

A partir de las pérdidas totales se puede calcular la eficiencia para cada caso, tal como se muestra en la Fig. 5.11.

Como se observa en la figura, la eficiencia en *DCM* toma valores mayores que en *CCM*, para todo el rango evaluado. Esto se debe a que, aunque las pérdidas en los semiconductores son comparables en ambos modos, las pérdidas en los inductores son mucho mayores en *CCM*. Adicionalmente, la forma de las curvas de eficiencia siguen a la de las pérdidas totales. Es decir, para el caso de *DCM* se observa una tendencia creciente significativa hasta aproximadamente $N = 4$, desde donde no se aprecian cambios significativos en la eficiencia. Para *CCM*, se observan puntos máximos acordes a los mínimos mencionados en las pérdidas y una mayor dependencia con la frecuencia debido a las pérdidas en los inductores.

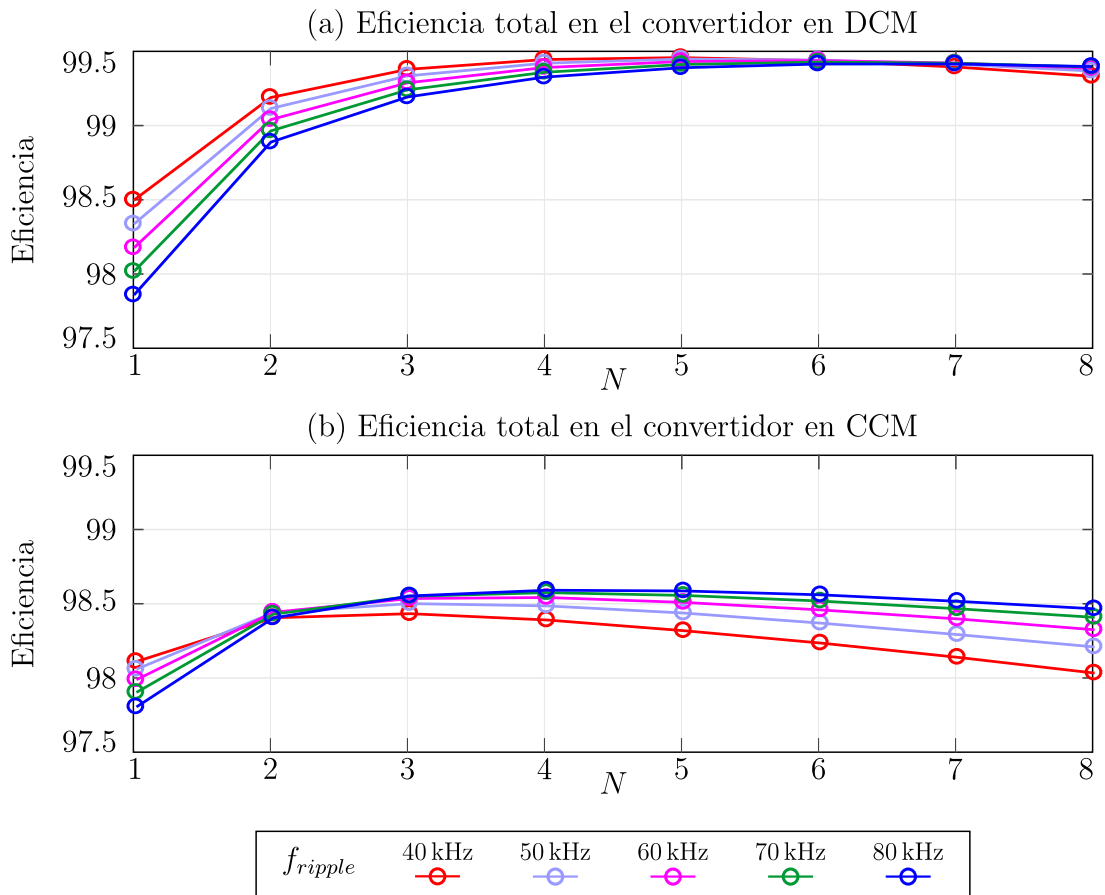


Figura 5.11: Comparativa de eficiencias del convertidor, *DCM* vs *CCM*

A partir de este análisis se pueden identificar rangos de N y f_{ripple} que maximizan la eficiencia. Sin embargo, para encontrar un diseño óptimo, es necesario evaluar las restantes figuras de mérito.

Volumen

El volumen para *DCM* y *CCM* se presenta en la Fig. 5.12.

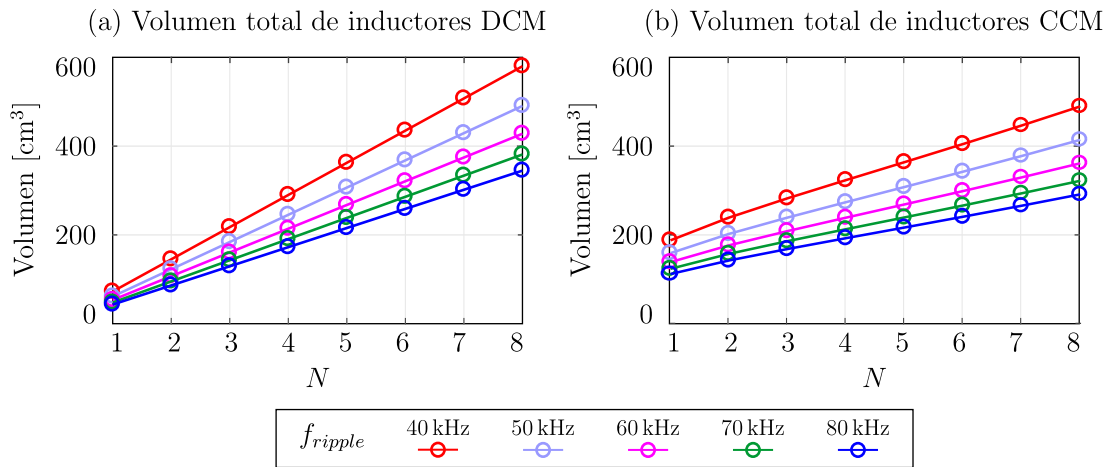


Figura 5.12: Volumen total de los inductores en función de N y f_{ripple} para el modo DCM y el modo CCM .

En ambos casos se observa un incremento del volumen a medida que aumenta N . Para el caso DCM , como se aprecia en la Tabla 5.4, el producto de áreas permanece constante para una dada f_{ripple} . Por lo tanto, el volumen total de los inductores aumenta en forma proporcional a N . Por otra parte, en CCM , el A_p disminuye con N , tal como se muestra en la Tabla 5.5. Sin embargo, N aumenta en mayor proporción que A_p , por lo cual se mantiene la tendencia creciente, pero con menor pendiente que en DCM .

En relación con la frecuencia, se observa que en ambos casos el volumen disminuye a medida que la misma aumenta, debido a que se reduce el valor de inductancia requerido. Dado que las variaciones de volumen respecto de f_{ripple} son significativas, para ambos casos resulta conveniente la elección de la máxima frecuencia.

Resistencia térmica

En la Fig. 5.13 se muestra la resistencia térmica requerida para ambos modos de conducción en función de N y f_{ripple} .

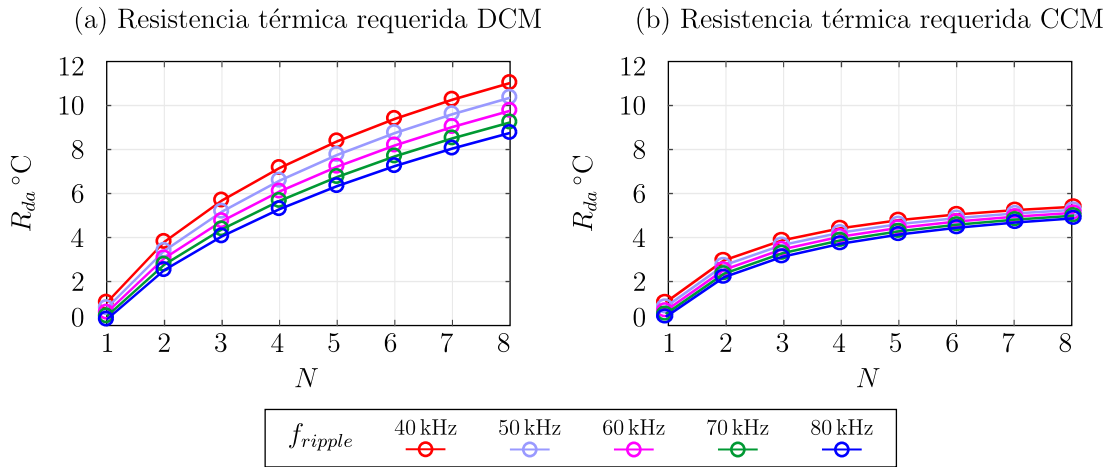


Figura 5.13: Resistencia térmica requerida en función de N y f_{ripple} para el modo DCM y el modo CCM .

A partir de la figura se identifica que en ambos casos existe un aumento de la resistencia térmica requerida, a medida que aumenta el número de fases. En contraposición con lo que ocurre para el volumen, resulta mas conveniente la elección de la menor f_{ripple} .

Comparando ambos modos, se puede apreciar que se requieren resistencias térmicas similares hasta aproximadamente $N = 3$. Luego, a partir de este valor, la resistencia térmica en CCM se torna mas restrictiva. Este comportamiento resulta consistente con el observado en las pérdidas, las cuales son mucho mayores para el caso CCM cuando se utilizan N elevados.

Discusión

Analizando las figuras de mérito antes mencionadas, se observa que tanto el volumen como la resistencia térmica presentan valores comparables en ambos modos. Por lo tanto, en este caso, la eficiencia es la figura de mérito que permite decidir qué modo de funcionamiento resulta más conveniente. En este sentido, dado que la eficiencia en DCM es mayor para todo el rango de N y f_{ripple} evaluado,

este modo resulta ser el más adecuado.

Una vez determinado el modo de operación más conveniente, es posible evaluar dentro del mismo cual sería el punto de funcionamiento óptimo respecto de la cantidad de fases y la f_{ripple} . En este caso se debe destacar que la eficiencia es la figura de mérito de mayor relevancia para la aplicación. En consecuencia, se puede comenzar el análisis acotando el rango en función de esta figura y analizar los resultados específicos para el resto. A partir de la Fig. 5.11, se determina que la eficiencia para $4 \leq N \leq 6$ presenta una condición óptima respecto a su variación con la f_{ripple} .

En este rango se observa que la resistencia térmica mejora con la disminución de la frecuencia mientras que el volumen mejora con el aumento de las misma. Por lo tanto, dado que la resistencia térmica requerida para N entre 4 y 6 se puede implementar mediante disipación por convección natural, se elige la f_{ripple} de modo de obtener el menor volumen. En conclusión, la máxima eficiencia con menor volumen y disipación por convección natural se obtiene para:

$$N = 4$$

$$f_{ripple} = 80 \text{ kHz}$$

Estos parámetros corresponden al diseño que presenta mejores características en función de la relevancia relativa adoptada entre las diferentes figuras de mérito. Sin embargo, en caso de requerir un diseño con diferentes restricciones, como por ejemplo, una fuerte limitación en el volumen, es posible repetir el análisis efectuado para obtener el modo de funcionamiento, número de fases y frecuencia de ripple más adecuados para esa aplicación.

5.4. Conclusión

En este capítulo se presentó una metodología para el análisis y comparación de convertidores interleaved en función del número de fases, la frecuencia de operación y el modo de conducción.

Se establecieron figuras de mérito que, a través de las caracterizaciones, propuestas y relevadas, permiten contemplar los parámetros más relevantes para el diseño de los convertidores. Estas figuras de mérito permiten ordenar la compleja relación que existe entre los parámetros del convertidor y los requerimientos del sistema para poder llevar a cabo el análisis considerando los aspectos más relevantes del diseño.

En función de los criterios definidos para la aplicación fotovoltaica multistring, las figuras de mérito resultantes indicaron que los convertidores interleaved operando en modo DCM permiten obtener la mejor relación entre eficiencia, volumen y características de disipación térmica.

Finalmente, se debe destacar, que la metodología propuesta es general y podría ser utilizada con distintas condiciones de contorno diferentes a las establecidas en este capítulo.

Capítulo 6

Conclusiones

En esta tesis se aborda la problemática asociada a la optimización de los sistemas de conversión de energía fotovoltaica en el rango de media potencia. En estas aplicaciones un esquema de conversión muy utilizado es la configuración multistring. Una de las problemáticas más relevantes en estas aplicaciones está relacionada con la optimización simultánea de la eficiencia vinculada a la etapa de generación (arreglo fotovoltaico) y la de la etapa de conversión dc-dc. Sin embargo, llevar a cabo esta tarea no resulta sencillo, pues cumplir simultáneamente con ambos objetivos implica que, cuestiones tales como frecuencia de conmutación, modo de conducción, dimensionamiento de elementos pasivos, jueguen roles contrapuestos, cuando se emplean estructuras tradicionales de convertidores.

En el contexto mencionado, los convertidores dc-dc interleaved representan una solución, abordada en esta tesis, para mejorar ambos aspectos. En estos convertidores, el empleo de múltiples fases le otorga al sistema un mayor grado de libertad para cumplir con ambas eficiencias. A pesar de esto, se observó que determinar el diseño más conveniente para esta aplicación sigue siendo un motivo de estudio. En relación a la mejora en la eficiencia del convertidor, se observó que no es trivial establecer qué modo de conducción (*CCM*, *DCM*) permite a

estos convertidores mejorar su eficiencia, así como tampoco lo es establecer cuál es el número de fases y la frecuencia de conmutación con la que deben operar. Respecto a la maximización de la eficiencia de extracción de energía, para lo cual es necesario tener información respecto de la corriente de ripple, se identificó que existe mucha información disponible respecto de la operación en *CCM* del convertidor. Sin embargo, esto no ocurre para la operación en *DCM*, originando la necesidad de encontrar una metodología para la caracterización de las corrientes para todo el rango de operación y cualquier número de fases.

Con el objetivo de caracterizar la corriente total de entrada y salida en convertidores interleaved operando en *DCM* se desarrolló un método basado en el análisis del ripple de cada fase en el dominio del tiempo, a partir del cual se calcularon los puntos de inflexión de la corriente total y su ubicación. Esta caracterización se formuló de forma tal de poder contemplar asimetrías entre las amplitudes de cada fase, originadas por la dispersión existente en la fabricación de los inductores. A partir de la caracterización se desarrollaron las expresiones que permiten calcular cualquiera de las características del ripple de corriente. En este sentido, se presentó una metodología para evaluar: el valor pico a pico, el valor rms y el contenido armónico del ripple total, en función del número de fases N y de los parámetros del convertidor para todo el rango de operación.

Respecto a la amplitud pico a pico y al valor rms, los mismos se cuantificaron para todo el rango y se establecieron las condiciones necesarias para la existencia de nulos o mínimos locales en las corrientes totales. Respecto a la corriente total en el inductor, se identificó la existencia de $N(N-1)/2$ nulos para el caso simétrico, los cuales se transforman en mínimos locales para el caso asimétrico. En relación a la corriente total en el diodo y la llave, dado que no se cumplen las condiciones necesarias antes mencionadas, se encontró que no existen nulos o mínimos locales en estos casos. Respecto al contenido armónico, se determinaron las componentes

en función de los puntos de inflexión calculados para la corriente total en el inductor, en la llave y en el diodo. A partir de este cálculo se confirmó que para el caso simétrico la primer componente armónica presente es la de frecuencia Nf_{sw} . Además, se observó que esta condición se pierde frente a asimetrías, ya que aparecen las componentes $f_{sw}, 2f_{sw}, \dots, (N - 1)f_{sw}$.

Adicionalmente, con el objetivo de complementar la caracterización propuesta, se presentó un método que permite obtener las amplitudes de los ripples de fase en forma precisa y eficiente. El método propuesto, basado en un análisis en el dominio de la frecuencia, permite independizar la medición de amplitud de los instantes de conmutación y evitar el impacto del ruido de conmutación y de las oscilaciones producto de los elementos parásitos.

Ambos métodos propuestos fueron validados experimentalmente sobre un convertidor boost de 5 fases. El método de medición de amplitud se contrastó respecto del resultado obtenido utilizando interpolaciones lineales sobre las corrientes de fase medidas, a partir de las cuales se pudo determinar su correcto funcionamiento, mostrando errores del orden del 1%. Respecto del método de caracterización, se compararon los cálculos de los diferentes parámetros del ripple de corriente respecto de aquellos obtenidos a partir de mediciones sobre el convertidor. Se verificó que el método de caracterización presentó un error del orden del 2% confirmando su aplicabilidad en casos reales.

Una vez definido el impacto del ripple en el sistema, a partir de la caracterización, se establecieron figuras de mérito que permiten contemplar los parámetros más relevantes para el diseño de los convertidores. Dichas figuras posibilitaron ordenar la compleja relación que existe entre los parámetros del convertidor y los requerimientos del sistema. De esta forma fue posible llevar a cabo una evaluación de los convertidores interleaved bajo distintas condiciones de modo de conducción, frecuencia de conmutación y número de fases.

En función de los criterios definidos para la aplicación fotovoltaica multistring, las figuras de mérito resultantes indicaron que los convertidores interleaved operando en modo *DCM* permiten obtener la mejor relación entre eficiencia, volumen y características de disipación térmica.

Finalmente, se debe destacar, que la metodología propuesta es general y puede ser utilizada con distintos criterios de diseño para diferentes aplicaciones.

6.1. Trabajos Futuros

Los avances realizados en esta tesis pueden ser utilizados para evaluar distintos aspectos relacionados con los sistemas fotovoltaicos multistring con convertidores interleaved. Dentro de los aspectos de interés se presentan:

- Evaluar aspectos relacionados con las interferencias electromagnéticas (*EMI*), a partir de lo desarrollado en relación a la caracterización.
- Implementar técnicas de manejo dinámico de fases activas, a partir de la metodología integral propuesta para la evaluación de convertidores.
- Identificar de qué manera impacta el manejo dinámico de fases en el *EMI*.
- Realizar un control inteligente e integrado a partir de los aportes de esta tesis, en conjunto con los estudios previos del grupo de trabajo y con los aspectos mencionados en los puntos anteriores.

Evaluación de aspectos relacionados con el EMI

En los sistemas fotovoltaicos multistring interleaved cada string conecta su salida a un único bus de continua. Por lo tanto, los ripples de salida de cada convertidor interleaved se combinan en el bus, generando contenido armónico de alta frecuencia que es inyectado a la red eléctrica por el inversor. Dicho contenido

armónico contribuye a la generación de perturbaciones (*EMI*), que degradan la calidad de energía inyectada. En este sentido, existen normativas como la FCC (Título 47, Parte 15) [60], que establecen valores máximos de interferencias. Por lo tanto, para lograr mitigar las componentes de frecuencia vinculadas al *EMI* y de esa forma cumplir con la normativa vigente, es necesario recurrir a filtros pasivos [61]. Dependiendo de la frecuencia del ripple de salida de cada convertidor y de la forma en que los mismos se suman en el bus de continua, será menor o mayor la contribución a las componentes frecuenciales asociadas al EMI, y por lo tanto la exigencia sobre el filtro de *EMI*. En este sentido, teniendo información del ripple total, obtenida a partir de la caracterización es posible evaluar cuan relevante es el impacto de los mencionados ripples en relación al EMI, y si el impacto fuese relevante, determinar cual es la técnica mas adecuada para mitigar ese impacto.

Implementación de técnicas de manejo dinámico de fases activas

En el transcurso de esta tesis se demuestra que los convertidores interleaved mejoran el desempeño del sistema. Sin embargo, el punto óptimo puede variar en función de la condición de carga, producto de la variabilidad existente en la disponibilidad del recurso solar. Dado este contexto, y con el objetivo de mantener una alta eficiencia en todo el rango de operación se puede recurrir a la técnica de manejo dinámico de fases en función de las condiciones de carga. La misma consiste en el ajuste dinámico del número de fases activas en función de la potencia en la carga. Para implementar esta técnica resulta de utilidad la metodología de evaluación de convertidores para tener un diseño óptimo para la potencia nominal y luego es necesario el análisis de eficiencia presentado en esta tesis para determinar el número de fases activas para cada condición de carga.

Impacto del apagado de fases en el *EMI*

En relación a la técnica descrita anteriormente, es necesario evaluar de qué manera impacta la misma en el bus de continua. En este sentido, el apagado de fases genera perturbaciones sobre el bus de continua que dan origen a componentes de frecuencias armónicas que pueden degradar la calidad de la corriente inyectada. Luego, resulta necesario evaluar el impacto de tales perturbaciones y definir condiciones de diseño para el filtro de *EMI*.

Generación de un control inteligente integrado

A partir de los aspectos evaluados en esta tesis y una vez evaluado al impacto sobre el *EMI* e implementada la técnica de manejo dinámico de fases es posible generar un control inteligente integrado para aplicaciones fotovoltaicas multistring con convertidores dc-dc interleaved. Este control debe contar, por ejemplo, con:

- Puesta a punto automática. Esto implica, entre otros, la medición automática de los inductores (utilizando el método de medición de amplitud propuesto) y la definición de la secuencia de disparo de las llaves para de esa manera mitigar el impacto de asimetrías entre los inductores, utilizando la técnica de reordenamiento de fases presentada en [38] (a partir del método de caracterización propuesto en esta tesis).
- Manejo dinámico de fases.
- Detección, identificación y reconfiguración ante fallas no catastróficas.

6.2. Publicaciones Derivadas de la Tesis

- Paula Cervellini, Melisa Kuzman, Jorge Strack, y Patricio Donato. Resultados preliminares de un relevamiento de instalaciones fotovoltaicas en

- argentina. In *2016 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2016
- M. P. Cervellini, N. I. Echeverria, P. D. Antoszczuk, R. A. Garcia Retegui, M. A. Funes, y S. A. Gonzalez. Optimized parameter extraction method for photovoltaic devices model. *IEEE Latin America Transactions*, 14(4): 1959–1965, April 2016. ISSN 1548-0992. doi: 10.1109/TLA.2016.7483540
 - P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, y D. Carrica. Steady state characterization of current ripple in dcm interleaved power converters. In *2016 Argentine Conference of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (CAMTA)*, pages 33–38, Aug 2016. doi: 10.1109/CAMTA.2016.7574087
 - P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Current ripple amplitude measurement in multiphase power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(9):6684–6688, Sep. 2017. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2017.2686784
 - P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Efficiency analysis of interleaved dcm and ccm converters used in photovoltaic systems. In *2018 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2018. doi: 10.23919/AADECA.2018.8577254
 - P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Efficiency analysis on dcm interleaved boost power converters. In *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, pages 1–6, Sep. 2017. doi: 10.23919/RPIC.2017.8214338

- P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Phase shedding impact of dc-dc interleaved converters in the efficiency of a multistring photovoltaic system. In *2018 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2018. doi: 10.23919/AADECA.2018.8577461
- P. Antoszczuk, P. Cervellini, R. G. Retegui, y M. Funes. Optimized switching sequence for multiphase power converters under inductance mismatch. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3):1697–1702, March 2017. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2016.2602810

Bibliografía

- [1] M.S. Ismail, M. Moghavvemi, y T.M.I. Mahlia. Characterization of PV panel and global optimization of its model parameters using genetic algorithm. *Energy Conversion and Management*, 73:10–25, 2013. ISSN 01968904. doi: 10.1016/j.enconman.2013.03.033.
- [2] Pressa P. Surya, Denny Irawan, y Muhammad Zuhri. Review and comparison Of DC-DC converters for maximum power point tracking system in standalone photovoltaic (PV) module. *2017 International Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation (ICAMIMIA)*, pages 242–247, 2017. doi: 10.1109/ICAMIMIA.2017.8387595.
- [3] Yongheng Yang y Frede Blaabjerg. Overview of Single-phase Grid-connected Photovoltaic Systems. *Electr. Power Components Syst.*, 43(12):1352–1363, jul 2015. ISSN 1532-5008. doi: 10.1080/15325008.2015.1031296. URL <http://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/15325008.2015.1031296>.
- [4] M. Meinhardt y G. Cramer. Past, present and future of grid connected photovoltaic- and hybrid-power-systems. In *2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134)*, volume 2, pages 1283–1288 vol. 2, 2000. doi: 10.1109/PCESS.2000.867574.

- [5] Ana Cabrera-Tobar, Eduard Bullich-Massagué, Mònica Aragüés-Peñalba, y Oriol Gomis-Bellmunt. Topologies for large scale photovoltaic power plants. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 59:309–319, jun 2016. ISSN 13640321. doi: 10.1016/j.rser.2015.12.362. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/8099405/https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032116000289>.
- [6] Samir Kouro, Jose I Leon, Dimitri Vinnikov, y Leopoldo G. Franquelo. Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 9(1):47–61, mar 2015. ISSN 1932-4529. doi: 10.1109/MIE.2014.2376976.
- [7] Om Prakash Mahela y Abdul Gafoor Shaik. Comprehensive overview of grid interfaced solar photovoltaic systems. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 68 (October 2016):316–332, feb 2017. ISSN 13640321. doi: 10.1016/j.rser.2016.09.096.
- [8] Kamran Zeb, Waqar Uddin, Muhammad Adil Khan, Zunaib Ali, Muhammad Umair Ali, Nicholas Christofides, y H.J. Kim. A comprehensive review on inverter topologies and control strategies for grid connected photovoltaic system. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 94(November 2017):1120–1141, oct 2018. ISSN 13640321. doi: 10.1016/j.rser.2018.06.053.
- [9] Joydip Jana, Hiranmay Saha, y Konika Das Bhattacharya. A review of inverter topologies for single-phase grid-connected photovoltaic systems. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, 72(April 2015):1256–1270, may 2017. ISSN 13640321. doi: 10.1016/j.rser.2016.10.049.
- [10] Samir Kouro, Bin Wu, y Frede Blaabjerg. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. John

- Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, jul 2014. ISBN 9781118755525.
doi: 10.1002/9781118755525. URL <http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-84927676295&partnerID=tZ0tx3y1http://doi.wiley.com/10.1002/9781118755525>.
- [11] Soeren Baekhoej Kjaer, John K. Pedersen, y Frede Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 41(5):1292–1306, 2005. ISSN 00939994. doi: 10.1109/TIA.2005.853371.
- [12] Ahmad El Khateb, Nasrudin Abd Rahim, Jeyraj Selvaraj, y Barry W. Williams. The effect of input current ripple on the photovoltaic panel efficiency. *CEAT 2013 - 2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology*, pages 478–481, 2013. doi: 10.1109/CEAT.2013.6775680.
- [13] W.-J. Gu y R Liu. A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers. In *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. - PESC '93*, pages 1123–1129. IEEE, 1993. ISBN 0-7803-1243-0. doi: 10.1109/PESC.1993.472059. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/472059/>.
- [14] K. W.E. Cheng. Computation of the AC resistance of multistranded conductor inductors with multilayers for high frequency switching converters. *IEEE Transactions on Magnetics*, 36(4 PART 1):831–834, 2000. ISSN 00189464. doi: 10.1109/20.877573.
- [15] Hangseok Choi y Laszlo Balogh. A cross-coupled master-slave interleaving method for Boundary Conduction Mode (BCM) PFC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(10):4202–4211, 2012. ISSN 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2012.2190426.

- [16] Yu-Kang Lo, Huang-Jen Chiu, y Sheng-Yuan Ou. Constant-switching-frequency control of switch-mode rectifiers without current sensors. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 47(5):1172–1174, 2000. ISSN 02780046.
- [17] Hangseok Choi. Interleaved boundary conduction mode (BCM) buck power factor correction (PFC) converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6):2629–2634, June 2013. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2012.2222930.
- [18] Mohammad Ebrahimi y S Ali Khajehoddin. Fixed Switching Frequency Generalized Peak Current Control (GPCC) of DC-AC Converters. *Ieee Trans. Power Electron.*, 32(8):6605–6616, 2017. doi: 10.1109/tpel.2016.2620976.
- [19] Dong-Hee Kim, Gyu-Yeong Choe, y Byoung-Kuk Lee. DCM Analysis and Inductance Design Method of Interleaved Boost Converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 28(10):4700–4711, oct 2013. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2012.2236579.
- [20] L. Ni, D. J. Patterson, y J. L. Hudgins. High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved dc-dc converter for hybrid vehicle application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3):1141–1151, March 2012. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2165297.
- [21] C.A. Ramos-Paja, G. Petrone, y G. Spagnuolo. DCM operation of interleaved DC/DC converters for PV applications. In *2012 15th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, number 1, pages LS8c.1–1–LS8c.1–6. IEEE, sep 2012. ISBN 978-1-4673-1972-0. doi: 10.1109/EPEPEMC.2012.6397526.
- [22] Wei Chen. High Efficiency, High Density, PolyPhase Converters for High Current Applications, 1999.

- [23] O. Garcia, A. de Castro, P. Zumelis, y J.A. Cobos. Digital-control-based solution to the effect of nonidealities of the inductors in multiphase converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(6):2155–2163, November 2007. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2007.909406.
- [24] Pablo D. Antoszczuk, Rogelio Garcia Retegui, Nicolas Wassinger, Sebastian Maestri, Marcos Funes, y Mario Benedetti. Characterization of steady-state current ripple in interleaved power converters under inductance mismatches. *IEEE Trans. Power Electron.*, 29(4):1840–1849, 2014. ISSN 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2013.2270005.
- [25] Ned Mohan, Tore M. Undeland, y William P. Robbins. *Power Electronics. Converters, applications and design*. Second edition, 1995.
- [26] H. A. C. Braga y I. Barbi. A 3-kw unity-power-factor rectifier based on a two-cell boost converter using a new parallel-connection technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14(1):209–217, Jan 1999. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/63.737610.
- [27] Chin Chang y M.a. Knights. Interleaving technique in distributed power conversion systems. *IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl.*, 42(5):245–251, may 1995. ISSN 1057-7122. doi: 10.1109/81.386158.
- [28] N. Wassinger, E. Penovi, R. G. Retegui, y S. Maestri. Open-circuit fault identification method for interleaved converters based on time-domain analysis of the state observer residual. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(4): 3740–3749, April 2019. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2018.2853574.
- [29] Y. Jang y M. M. Jovanovic. Interleaved boost converter with intrinsic

- voltage-doubler characteristic for universal-line pfc front end. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(4):1394–1401, July 2007. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2007.900502.
- [30] B.A. Miwa, D.M. Otten, y M.E. Schlecht. High efficiency power factor correction using interleaving techniques. In *[Proceedings] APEC '92 Seventh Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pages 557–568. IEEE, 1992. ISBN 0-7803-0485-3. doi: 10.1109/APEC.1992.228361.
- [31] R. G. Retegui, M. Benedetti, R. Petrocelli, N. Wassinger, y S. Maestri. New modulator for multi-phase interleaved dc/dc converters. In *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–8, Sep. 2009.
- [32] Mojtaba Forouzesh, Yam P. Siwakoti, Saman A. Gorji, Frede Blaabjerg, y Brad Lehman. Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Trans. Power Electron.*, 32(12):9143–9178, 2017. ISSN 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [33] T. Nussbaumer, K. Raggl, y J. W. Kolar. Design guidelines for interleaved single-phase boost pfc circuits. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(7):2559–2573, July 2009. ISSN 0278-0046. doi: 10.1109/TIE.2009.2020073.
- [34] D. Aguglia. 2 MW active bouncer converter design for long pulse klystron modulators. In *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pages 1–10, Aug 2011.
- [35] Chin Chang y M.A. Knights. Interleaving technique in distributed power

- conversion systems. *Trans. Circuits Syst. I, Fundam. Theory Appl.*, 42(5): 245–251, May 1995. ISSN 1057-7122. doi: 10.1109/81.386158.
- [36] Xiaojun Xu, Wei Liu, y Alex Q. Huang. Two-phase interleaved critical mode PFC boost converter with closed loop interleaving strategy. *IEEE Trans. Power Electron.*, 24(12):3003–3013, 2009. ISSN 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2019824.
- [37] Kung-Min Ho, Chia-An Yeh, y Yen-Shin Lai. Novel digital-controlled transition current-mode control and duty compensation techniques for interleaved power factor corrector. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(12): 3085–3094, 2010. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2010.2062538.
- [38] Pablo Antoszczuk, Paula Cervellini, Rogelio Garcia García Retegui, y Marcos Funes. Optimized Switching Sequence for Multiphase Power Converters Under Inductance Mismatch. *IEEE Trans. Power Electron.*, 32(3):1697–1702, 2016. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2016.2602810.
- [39] *Input current analysis of interleaved boost converters operating in discontinuous-inductor-current mode*, volume 1, 1997. IEEE. ISBN 0-7803-3840-5. doi: 10.1109/PESC.1997.616754. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/616754/>.
- [40] Xiaobo Yang, Sheng Zong, y Guoxing Fan. Analysis and validation of the output current ripple in interleaved buck converter. In *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, number 1, pages 846–851. IEEE, oct 2017. ISBN 978-1-5386-1127-2. doi: 10.1109/IECON.2017.8216146.
- [41] Saijun Zhang y Xiaoyan Yu. A unified analytical modeling of the interleaved pulse width modulation (PWM) DC-DC converter and its applications.

- IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(11):5147–5158, Nov 2013. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2013.2245683.
- [42] Pablo Antoszczuk, Rogelio Retegui, Marcos Funes, Nicolas Wassinger, y Sebastian Maestri. Interleaved Current Control for Multiphase Converters with High Dynamics Mean Current Tracking. *IEEE Trans. Power Electron.*, PP (99):1–1, 2016. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2016.2517927.
- [43] Oscar García, Pablo Zumel, Angel de Castro, y José a. Cobos. Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages. *IEEE Trans. Power Electron.*, 21(3):578–586, may 2006. ISSN 08858993. doi: 10.1109/TPEL.2006.872379.
- [44] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. N. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan, y M. W. Naouar. Fpgas in industrial control applications. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 7(2):224–243, May 2011. ISSN 1551-3203. doi: 10.1109/TII.2011.2123908.
- [45] Joe F. Chicharo y Mehdi T. Kilani. A sliding goertzel algorithm. *Signal Processing*, 52(3):283 – 297, 1996. ISSN 0165-1684. doi: [https://doi.org/10.1016/0165-1684\(96\)00066-7](https://doi.org/10.1016/0165-1684(96)00066-7).
- [46] E. Jacobsen y R. Lyons. The sliding dft. *IEEE Signal Processing Magazine*, 20(2):74–80, March 2003. ISSN 1053-5888. doi: 10.1109/MSP.2003.1184347.
- [47] R. Garcia-Retegui, S. A. Gonzalez, M. A. Funes, y S. Maestri. Implementation of a novel synchronization method using sliding goertzel dft. In *2007 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing*, pages 1–5, Oct 2007. doi: 10.1109/WISP.2007.4447644.

- [48] Krzysztof Duda. Accurate, Guaranteed Stable, Sliding Discrete Fourier Transform [DSP Tips & Tricks. *IEEE Signal Process. Mag.*, (November): 124–127, nov 2010. ISSN 1053-5888. doi: 10.1109/MSP.2010.938088. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5563098><http://ieeexplore.ieee.org/document/5563098/>.
- [49] Dušan Graovac. IGBT power losses calculation using the data-sheet parameters. Technical report, Infineon, 2009.
- [50] Dušan Graovac, Marco Pürschel, y Andreas Kiep. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data- Sheet Parameters, 2006.
- [51] Jürgen Reinert, Ansgar Brockmeyer, y R.W.A.A. De Doncker. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 37(4):1055–1061, 2001. ISSN 00939994. doi: 10.1109/28.936396.
- [52] K. Venkatachalam, C.R. Sullivan, T. Abdallah, y H. Tacca. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters. In *2002 IEEE Work. Comput. Power Electron. 2002. Proceedings.*, pages 36–41. IEEE, 2002. ISBN 0-7803-7554-8. doi: 10.1109/CIPE.2002.1196712.
- [53] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, y Andreas Ecklebe. Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems. *IEEE Trans. Power Electron.*, 27(2):964–973, feb 2012. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2011.2162252.
- [54] Arne Albertsen. Electrolytic Capacitor Lifetime Estimation, 2012. URL www.jianghai-europe.com.

- [55] Polymer Capacitors Vs Mlccs, 2018. URL <https://www.avnet.com>.
- [56] M. Keimasi, M. H. Azarian, y M. G. Pecht. Flex cracking of multilayer ceramic capacitors assembled with pb-free and tin–lead solders. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, 8(1):182–192, March 2008. ISSN 1530-4388. doi: 10.1109/TDMR.2007.912256.
- [57] A. Teverovsky. Thermal-shock testing and fracturing of mlccs under manual-soldering conditions. *IEEE Transactions on Device and Materials Reliability*, 12(2):413–419, June 2012. ISSN 1530-4388. doi: 10.1109/TDMR.2012.2189213.
- [58] Y. Chen, H. Li, F. Lin, F. Lv, M. Zhang, Z. Li, y D. Liu. Study on self-healing and lifetime characteristics of metallized-film capacitor under high electric field. *IEEE Transactions on Plasma Science*, 40(8):2014–2019, Aug 2012. ISSN 0093-3813. doi: 10.1109/TPS.2012.2200699.
- [59] R. Lenk. IEEE, 2005. ISBN 9780470545621. doi: 10.1109/9780470545621.about. URL <https://ieeexplore.ieee.org/document/5264215>.
- [60] FCC, Title 47, Part 15. Technical report, 2005. URL <https://www.ecfr.gov/cgi-bin/text-idx?SID=3f5e32348956cbfafeb3ef51ab3df992{&mc=true{&node=pt47.1.15{&rgn=div5>.
- [61] T. Beechner. Asymmetric interleaving — a new approach to operating parallel converters. *2009 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, pages 99–105, sep 2009. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316099. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=5316099>.

- [62] Paula Cervellini, Melisa Kuzman, Jorge Strack, y Patricio Donato. Resultados Preliminares De Un Relevamiento De Instalaciones Fotovoltaicas En Argentina. In *Ing. Eléctrica*, volume 319, pages 68–75, 2017.
- [63] M. P. Cervellini, N. I. Echeverria, P. D. Antoszczuk, R. A. Garcia Retegui, M. A. Funes, y S. A. Gonzalez. Optimized parameter extraction method for photovoltaic devices model. *IEEE Latin America Transactions*, 14(4): 1959–1965, April 2016. ISSN 1548-0992.
- [64] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, y D. Carrica. Steady state characterization of current ripple in dcm interleaved power converters. pages 33–38, Aug 2016. doi: 10.1109/CAMTA.2016.7574087.
- [65] Paula Cervellini, Pablo Antoszczuk, Rogelio Garcia Retegui, y Marcos Funes. Efficiency analysis on DCM interleaved boost power converters. In *2017 XVII Work. Inf. Process. Control*, pages 1–6. IEEE, sep 2017. ISBN 978-987-544-754-7. doi: 10.23919/RPIC.2017.8214338. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/8214338/>.
- [66] Dörte Fouquet. Policy instruments for renewable energy. *Renewable Energy*, 49(11):15–18, 2013. ISSN 0960-1481. doi: 10.1016/j.renene.2012.01.075.
- [67] Marina Yesica Recalde, Daniel Hugo, y Leónidas Osvaldo. Limitaciones para el desarrollo de energías renovables en Argentina Limitations for Renewable Energy Development in Argentina. 183(46):89–115, 2015. doi: 10.1016/j.rpd.2015.10.005.
- [68] CAMMESA. <http://www.cammesa.com/linfoanu.nsf>, 2016.

- [69] Hugo Grossi Gallegos. Distribución de la radiación solar global en la República Argentina. II. Cartas de radiación. *Energías Renovables y Medio Ambiente*, 5:33–42, 1998.
- [70] ENCUESTA. Relevamiento de Instalaciones Fotovoltaicas. <https://goo.gl/forms/o3cyo0u9fiHmp0ib2>, 2016.
- [71] MINEM. Ministerio de Ingeniería y Minería. <http://www.energia.gov.ar/contenidos/verpagina.php?idpagina=3904>, 2016.
- [72] IRESUD. <http://iresud.com.ar/>, 2016.
- [73] ALDAR. <http://www.aldar.com.ar>, 2016.
- [74] SOLARTEC. SOLARTEC-Edificio de la legislatura de la ciudad autónoma de Bs. As. <http://www.solartec.com.ar/documentos/SFVCRLegislatura.pdf>, 2016.
- [75] Jaime W. Zapata, Samir Kouro, Gonzalo Carrasco, Hugues Renaudineau, y Thierry A. Meynard. Analysis of Partial Power DC-DC Converters for Two-Stage Photovoltaic Systems. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, 6777(c):1–13, 2018. ISSN 21686785. doi: 10.1109/JESTPE.2018.2842638.
- [76] Samir Kouro, Bin Wu, y Frede Blaabjerg. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, jul 2014. ISBN 9781118755525. doi: 10.1002/9781118755525. URL <http://www.scopus.com/inward/record.url?eid=2-s2.0-84927676295{&}partnerID=tZ0tx3y1http://doi.wiley.com/10.1002/9781118755525>.
- [77] A. Massi Pavan, S. Castellan, S. Quaia, S. Roitti, y G. Sulligoi. Power Electronic Conditioning Systems for Industrial Photovoltaic Fields: Centralized

- or String Inverters? In *2007 Int. Conf. Clean Electr. Power*, pages 208–214. IEEE, may 2007. ISBN 1-4244-0631-5. doi: 10.1109/ICCEP.2007.384213.
- [78] Paula Cervellini, Melisa Kuzman, Jorge Strack, y Patricio Donato. Resultados preliminares de un relevamiento de instalaciones fotovoltaicas en argentina. In *2016 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2016.
- [79] M. P. Cervellini, N. I. Echeverria, P. D. Antoszczuk, R. A. Garcia Retegui, M. A. Funes, y S. A. Gonzalez. Optimized parameter extraction method for photovoltaic devices model. *IEEE Latin America Transactions*, 14(4): 1959–1965, April 2016. ISSN 1548-0992. doi: 10.1109/TLA.2016.7483540.
- [80] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, y D. Carrica. Steady state characterization of current ripple in dcm interleaved power converters. In *2016 Argentine Conference of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (CAMTA)*, pages 33–38, Aug 2016. doi: 10.1109/CAMTA.2016.7574087.
- [81] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Current ripple amplitude measurement in multiphase power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(9):6684–6688, Sep. 2017. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2017.2686784.
- [82] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Efficiency analysis of interleaved dcm and ccm converters used in photovoltaic systems. In *2018 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2018. doi: 10.23919/AADECA.2018.8577254.
- [83] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Efficiency analysis on dcm interleaved boost power converters. In *2017 XVII Workshop on*

- Information Processing and Control (RPIC)*, pages 1–6, Sep. 2017. doi: 10.23919/RPIC.2017.8214338.
- [84] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Phase shedding impact of dc-dc interleaved converters in the efficiency of a multistring photovoltaic system. In *2018 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2018. doi: 10.23919/AADECA.2018.8577461.
- [85] P. Antoszczuk, P. Cervellini, R. G. Retegui, y M. Funes. Optimized switching sequence for multiphase power converters under inductance mismatch. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3):1697–1702, March 2017. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2016.2602810.
- [86] C. Riordan y R. Hulstron. What is an air mass 1.5 spectrum? (solar cell performance calculations). In *IEEE Conf. Photovolt. Spec.*, pages 1085–1088. IEEE, 1990. ISBN VO -. doi: 10.1109/PVSC.1990.111784. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/111784/>.
- [87] Mohiuddin Ahmad, Al-Ahsan Talukder, y Mahmuda Ahmed Tanni. Estimation of important parameters of photovoltaic modules from manufacturer’s datasheet. In *2012 Int. Conf. Informatics, Electron. Vis.*, pages 571–576. IEEE, may 2012. ISBN 978-1-4673-1154-0. doi: 10.1109/ICIEV.2012.6317335. URL <http://ieeexplore.ieee.org/document/6317335/>.
- [88] M.G. G Villalva, J.R. R Gazoli, y E.R. R Filho. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(5):1198–1208, may 2009. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2009.2013862. URL <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=4806084>.

- [89] T Ikegami, T Maezono, F Nakanishi, Y Yamagata, y K Ebihara. Estimation of equivalent circuit parameters of PV module and its application to optimal operation of PV system. *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, 67:389–395, 2001.
- [90] M. Zagrouba, A. Sellami, M. Bouaïcha, y M. Ksouri. Identification of PV solar cells and modules parameters using the genetic algorithms: Application to maximum power extraction. *Sol. Energy*, 84(5):860–866, may 2010. ISSN 0038092X. doi: 10.1016/j.solener.2010.02.012. URL <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038092X10000848><https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0038092X10000848>.

Apéndice A

Relevamiento de instalaciones fotovoltaicas en Argentina hasta el año 2016

A.1. Introducción

Desde el inicio de la era industrial, el consumo de energía proveniente de los combustibles fósiles (petróleo, carbón y gas) se ha incrementado en forma sostenida. Además de ser recursos limitados, el consumo de combustibles de origen fósil para producir energía o para el transporte tiene un efecto muy negativo para el medio ambiente, ya que el dióxido de carbono que se produce por su combustión es el constituyente mayoritario de lo que se conoce como gases de efecto invernadero (*GEI*), principales responsables del calentamiento global. Sumado a estos problemas, la escalada en el precio del petróleo y el propio agotamiento de los recursos energéticos obliga a buscar con urgencia nuevas alternativas.

En este contexto, la promoción de las fuentes de energía renovables (*FER*) se ha vuelto uno de los principales objetivos para el desarrollo sustentable, aunque

las motivaciones han diferido hasta el momento entre países desarrollados y en desarrollo. Mientras que en los países desarrollados la principal motivación se relaciona con el objetivo de reducir las emisiones de dióxido de carbono al mínimo, en aquellos que están en vías de desarrollo el objetivo a alcanzar es el aumento de la oferta energética y el incremento del acceso a la electricidad en zonas aisladas [66]. Sin embargo, esta última situación podría cambiar en un futuro próximo puesto que los países en desarrollo tendrán mayor participación, a nivel global, en el consumo de energía, y mayor responsabilidad en las emisiones de *GEI* por quema de combustibles a raíz de su futura evolución demográfica, mejoras de bienestar y la tasa de crecimiento de sus economías. Por estas razones, es muy probable que en un futuro próximo también en los países en vías de desarrollo el objetivo de mitigación gane un lugar importante dentro de las motivaciones para la utilización de fuentes renovables de energía [67].

El concepto de energía renovable abarca categorías de energías muy heterogéneas. Algunos tipos de energía renovable permiten suministrar electricidad, otros proveen energía térmica y mecánica o producen combustibles para cubrir múltiples necesidades energéticas. Dentro de las *FER* existentes se pueden mencionar: bioenergía o energía de biomasa, energía solar, energía geotérmica, energía eólica, energía hidroeléctrica, energía oceánica, entre otras.

Particularmente en Argentina existen hoy una serie de posibilidades para diversificar la matriz energética que incluyen la gran mayoría de las *FER* mencionadas. En tal sentido se tiene buena disponibilidad de recurso solar en gran parte de nuestro territorio como para poder aprovecharlo con las diferentes tecnologías disponibles en el mercado. Las áreas costeras y prácticamente toda la Patagonia tienen vientos que pueden aprovecharse para generar energía eólica y transformarla en electricidad. Asimismo, la biomasa tiene un enorme potencial para la

producción de biocombustibles líquidos como biodiesel y bioetanol, y gaseosos como el biogás. Las posibilidades en este sentido son muy amplias y cualquier fuente de energía de origen renovable que se incorpore, además de ayudar a mantener la independencia energética, es decir no depender de la importación de combustibles que se encarecen permanentemente, tiene como consecuencia aportes positivos en la lucha contra el calentamiento global.

En este Apéndice se plasman los resultados parciales de un relevamiento realizado respecto de los proyectos relacionados con una de las fuentes de energía renovable que está expandiéndose con mayor intensidad en la actualidad, la energía solar fotovoltaica (*FV*). Este relevamiento consta de datos recopilados de proyectos existentes en el país hasta fin de 2016 y de datos adicionales obtenidos a través de una encuesta ampliatoria.

A.2. Demanda energética, Generación y Energía solar fotovoltaica

De acuerdo con el informe anual presentado por la Compañía Administradora del Mercado Mayorista (CAMMESA) durante 2015, la demanda de energía creció alrededor del 4.5 %, mayor al crecimiento alcanzado en el año 2014 que se había ubicado en 1 %. Según la estadística, la demanda de grandes usuarios industriales y comerciales prácticamente no presentó variaciones pero si lo hizo la demanda residencial y de comercios pequeños, la cual impulsó el incremento mencionado del 4.5 %, identificándose un aumento medio para este tipo de usuarios entre 5 % y 7 % [68].

Según este informe, la demanda energética en el 2015 tuvo la distribución regional mostrada en la Fig. A.1, donde se observa el mayor porcentaje de demanda

asociado al Gran Buenos Aires.

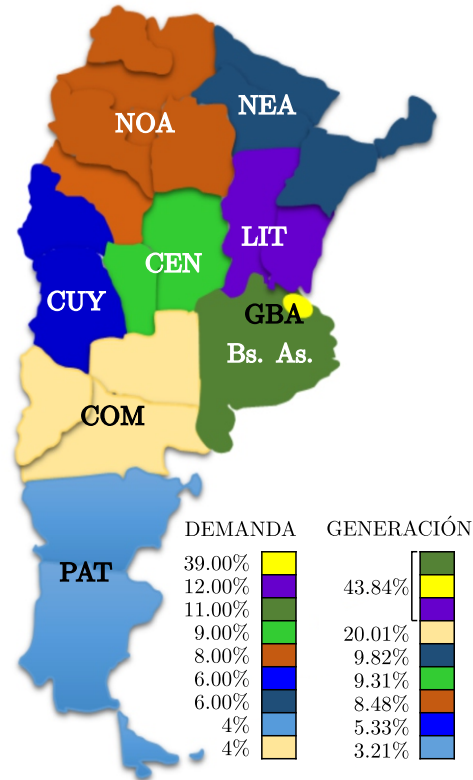


Figura A.1: Demanda energética anual discriminada por región.

Así mismo se puede identificar que la generación anual ha aumentado en las últimas décadas con el consiguiente incremento de la generación a partir de energía térmica tal como se observa en la Fig. A.2. En la mencionada figura se muestra que la matriz energética Argentina no se ha diversificado y que ha sido dificultoso incorporar energías renovables para la generación.

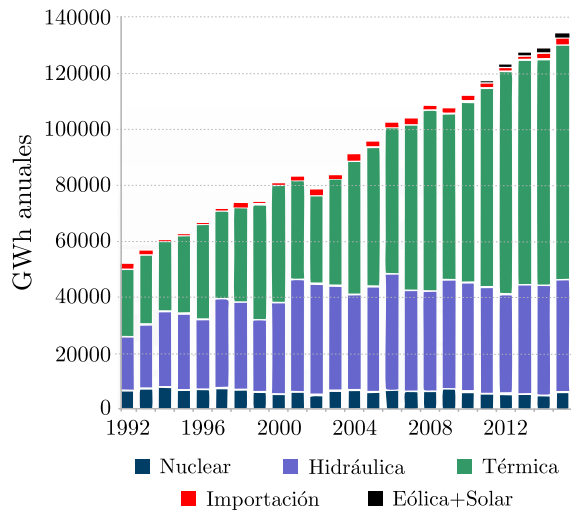


Figura A.2: Generación energética anual clasificada por tipo.

En el contexto mundial de búsqueda de energías alternativas, los dispositivos fotovoltaicos se han convertido en una de las estrategias más populares para la generación de energía. Esto es debido a que, además de producir energía eléctrica de una fuente inagotable, pueden ser utilizados para generación centralizada o distribuida, siendo aptos tanto para aplicaciones terrestres (locaciones urbanas y rurales) como para aplicaciones espaciales. Una de las mayores ventajas de la tecnología fotovoltaica es que posee una larga vida útil con bajos costos de operación y mantenimiento, debido a que, en general, su funcionamiento no depende de piezas móviles. Además, esta tecnología se caracteriza por su modularidad y flexibilidad, lo que la hace atractiva para cualquier tipo de locación [1].

El generador fotovoltaico elemental es la célula fotovoltaica, fabricada en general a partir de silicio monocristalino, silicio policristalino o silicio amorfo. La misma, al ser expuesta a la radiación solar, se comporta como un generador de corriente. Las celdas solares pueden agruparse formando módulos o paneles y éstos, a su vez, se agrupan constituyendo arreglos fotovoltaicos. Estos arreglos pueden

estar ubicados en una posición fija o pueden contar con bases móviles que permiten cambiar su orientación para mejorar la eficiencia de recolección del recurso solar. Por otro lado, teniendo en cuenta que la tensión y la corriente disponibles en los terminales del panel varían en función de la temperatura de operación, la irradiancia, y la carga, es necesario incorporar convertidores electrónicos que regulen la tensión y la corriente, de manera de encontrar el punto en que el dispositivo fotovoltaico, entregue la mayor potencia (Maximum Power Point, *MPP*) [63]. Además, dentro de las instalaciones *FV* se pueden identificar dos grandes tipos: aquellas que se encuentran aisladas (*off-grid*) y las conectadas a la red eléctrica (*grid-connected*). Dentro de éste último tipo se encuentran diferentes configuraciones según la forma en que se interconectan entre sí los distintos módulos y según la forma en que los convertidores se asocian al sistema. De esta manera se identifican distintos esquemas: modular *AC*, string, multistring, y centralizado [6].

En lo que respecta a la factibilidad de obtención de energía a partir de la energía solar fotovoltaica en Argentina, la Fig. A.3 muestra dos de las doce cartas relevadas por el Dr. Hugo Grossi Gallegos para la evaluación a nivel de superficie del campo de la radiación solar global [69]. A partir de las mismas, se identifica que existen zonas geográficas con alta disponibilidad del recurso solar en ciertos meses del año, lo cual presenta a la fotovoltaica como una FER muy interesante para diversificar la matriz energética.

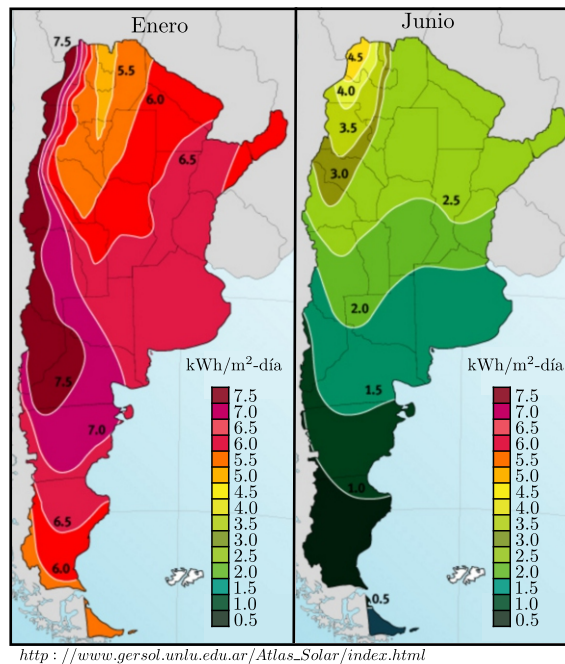


Figura A.3: Promedio de la irradiancia solar global diaria en el plano horizontal para Enero y Junio.

A.3. Relevamiento de proyectos existentes

Para conocer la situación de la energía solar fotovoltaica en Argentina, se realizó un relevamiento acerca de los proyectos existentes y las políticas de promoción relacionadas. Para el análisis de la información relevada, en primer instancia, se procedió a separar los proyectos que superaban los 40 kWp , obteniendo un total de 74 casos de menor potencia. Finalmente, con el objetivo de obtener mayor información respecto de las características de los sistemas de menor potencia se realizó una encuesta ampliatoria [70], obteniendo la información adicional de una totalidad de 20 proyectos.

A partir del 2010 y como consecuencia de una serie de políticas de promoción

de energías renovables, nacionales y provinciales (Ley 26.190, Programa GENREN, Resolución de Secretaría de Energía No. 108/11), la capacidad de generación *FV* en Argentina mostró un crecimiento.

En este sentido, comenzaron a desarrollarse grandes plantas fotovoltaicas capaces de inyectar energía al Sistema Argentino de Interconexión (SADI). En abril de 2011 comenzó a operar la planta San Juan I de 1,26 *MW* en la localidad de Ullúm, provincia de San Juan [71]. Entre junio de 2012 y abril de 2013 se inauguraron las plantas Cañada Honda I y II y La Chimbera I ubicadas en predios contiguos de Cañada Honda, provincia de San Juan [71]. Este parque solar de 7 *MW* se construyó en el marco de un acuerdo de compra de energía del Programa GENREN y tienen una capacidad final prevista de 20 *MW*. Mientras que, hacia fines de 2014, se inauguró la planta solar fotovoltaica de Terrazas del Portezuelo, San Luis con una potencia instalada de 1 *MW*. La misma proporciona energía al complejo gubernamental Terrazas del Portezuelo y al SADI. Por tal motivo, la Fundación Cambio Climático entregó al Gobierno de la Provincia de San Luis la certificación del primer edificio público ecológico del país.

Con el objetivo de impulsar y promover el uso de sistemas de generación *FV* en el país, en 2011 comenzó a operar el proyecto “Interconexión de Sistemas Fotovoltaicos a la Red Eléctrica en Ambientes Urbanos (IRESUD)” [72]. Para su ejecución se creó el Convenio asociativo público-privado IRESUD liderado por dos organismos públicos, la Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA) y la Universidad Nacional de San Martín (UNSAM), y cinco empresas privadas: ALDAR S.A., EDENOR S.A., EUROTEC S.R.L., Q-MAX S.R.L. y TYCO S.A. Participan también en el proyecto varias Universidades Nacionales, el Congreso de la Nación, Ministerio de Planificación, Ministerio de Economía, Secretaría de Energía de la Nación, Ente Nacional Regulador de la Electricidad (ENRE), EDENOR y algunas Secretarías y Entes Provinciales de Energía.

De las instalaciones integrantes del proyecto IRESUD se destacan en cuanto a la potencia instalada las siguientes: la Facultad de Informática de la Universidad Nacional de La Plata con $16.92 kW_p$, el campus Deodoro Roca de la Universidad Nacional de Nordeste, Corrientes con $6.72 kW_p$ y la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata con $5.13 kW_p$, entre otros.

No obstante, también se han relevado numerosos proyectos que si bien no pertenecen al proyecto IRESUD, persiguen el mismo objetivo. El de mayor envergadura es la planta de Coronel Brandsen de $100 kW_p$ [73], que fue inaugurada en dos etapas, la primera de ellas en diciembre de 2014 y la segunda en agosto de 2015. Esta planta de potencia se desarrolló en el marco del Programa Provincial de Incentivos a la Generación de Energía Distribuida (PROINGED). El mismo tiene como objetivo brindar asistencia técnica y financiera necesaria para que proyectos de generación eléctrica distribuida, preferentemente en base a fuentes renovables, sean convertidos en unidades económicas activas que inyecten su producción a la red. Este proyecto ejecutado por la empresa ALDAR S.A. representa la mayor potencia fotovoltaica instalada en la Provincia de Buenos Aires y es único por sus características de inyección a la red de baja tensión, combinando los conceptos de planta fotovoltaica y generación distribuida. Actualmente este Parque Solar es administrado por la Empresa Distribuidora de Energía Atlántica (EDEA).

Otro proyecto destacable es el del Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva de la Nación (ex-bodegas Giol), ubicado en la Ciudad Autónoma de Buenos Aires. Allí se inyecta a la red la energía generada por una instalación FV de $40 kW_p$ ubicada en la azotea. Este proyecto es, para el año 2016, la instalación de mayor potencia fotovoltaica instalada en la Ciudad Autónoma de Buenos Aires y fue llevada adelante por la empresa ALDAR S.A. [73].

Otra instalación de la Ciudad Autónoma de Buenos Aires, es el edificio de

la Legislatura, con una potencia instalada de 26 kWp , puesta en funcionamiento por la empresa SOLARTEC S.A. [74].

Por último, un proyecto que también amerita una breve descripción es el de la Casa de Gobierno de la provincia de Santa Fe, sedes Rosario y Santa Fe. En cada sede se instaló un campo solar de 15 kWp que inyecta energía a la red a través de un inversor trifásico. Los mismos se pusieron en marcha en julio y septiembre de 2015 y fueron desarrollados por la empresa ALDAR [73].

Posteriormente, de todos los proyectos relevados se separan aquellos que superan los 40 kWp , analizando la distribución geográfica y la potencia instalada para los 74 casos restantes como se muestra en la Fig. A.4. En la figura se consigna el porcentaje de potencia instalada en la corresponde zona geográfica respecto de la potencia total instalada asociada a los 74 proyectos mencionados.

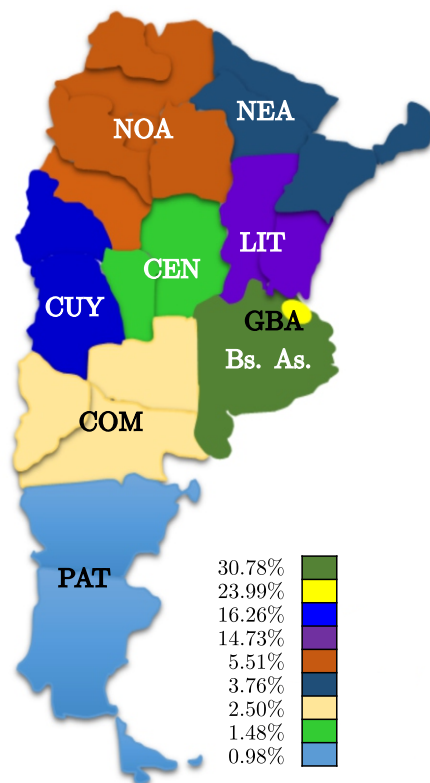


Figura A.4: Pequeñas y medianas instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red.

Para obtener información adicional, se realizó una encuesta ampliatoria con veinte proyectos participantes. La misma permitió obtener información respecto al área de desarrollo de las entidades encargadas de los proyectos y el tipo de financiamiento de los mismos. Además, se indagó respecto de las variables medidas en cada sistema y la configuración elegida para cada uno. Sumado a esto, se consultó respecto de la orientación elegida para la instalación de los paneles y el material de fabricación de los mismos.

En la figura A.5 se muestran las actividades principales en las cuales se desempeñan dichas organizaciones, observando que aquellos temas relacionados con convertidores, inversores y celdas fotovoltaicas son los más relevantes en el campo.

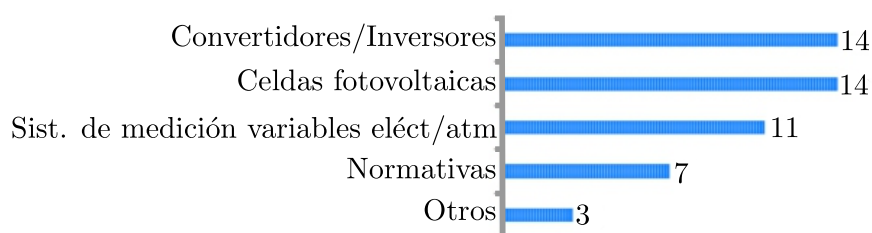


Figura A.5: Área de desarrollo de las entidades encargadas de los proyectos.

Por otra parte, los resultados correspondientes al financiamiento de los proyectos mostraron una preponderancia de proyectos mixtos, es decir aquellos que combinan financiamiento de entidades públicas con entidades privadas tal como se muestra en la Fig. A.6

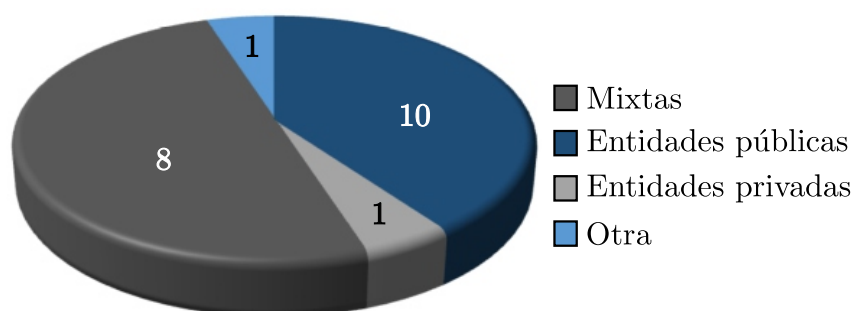


Figura A.6: Origen del financiamiento de los proyectos asociados a instalaciones fotovoltaicas.

Respecto de las variables medidas, se identifica que las eléctricas son evaluadas en la mayoría de los casos mientras que sólo en algunos proyectos se miden variables relacionadas con el recurso solar y las condiciones climáticas (Fig. A.7).

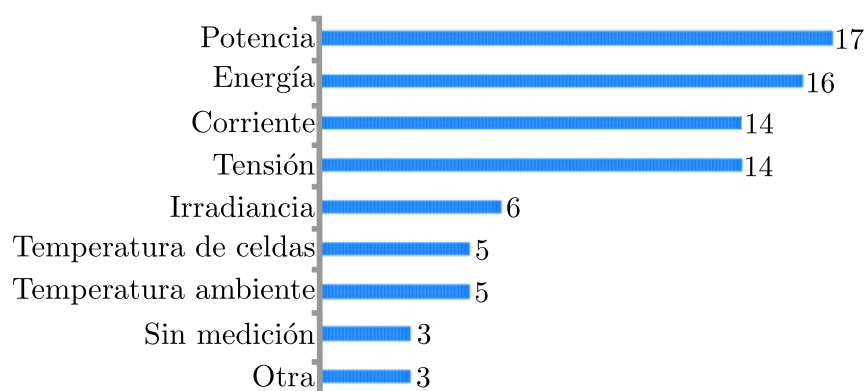


Figura A.7: Tipo de mediciones realizadas en los proyectos fotovoltaicos.

En cuanto a la configuración elegida para el sistema, los resultados arrojados son los presentados en la Fig. A.8, en la cual se muestra una tendencia a las configuraciones de tipo string.

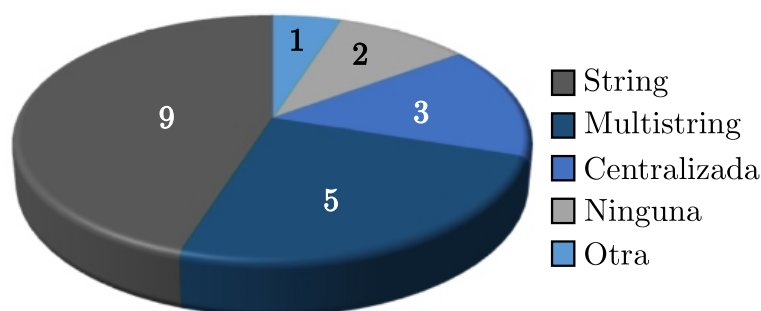


Figura A.8: Clasificación de los proyectos en función de la configuración del sistema elegida.

Adicionalmente, se consultó a los encuestados en cuanto al posicionamiento de los paneles, obteniendo que sólo 3 de los proyectos utilizan arreglos de paneles con base móvil en un eje para modificar la orientación, por lo que los 17 casos restantes eligen una orientación que permanece fija.

Más aún el tipo de celdas utilizadas en la mayoría de los proyectos es silicio policristalino (en 17 de los 20) con los restantes de silicio monocristalino.

La previamente mencionada ley 26190, proyectaba que para el 2016 un 8% de la generación eléctrica nacional provendría de fuentes limpias. Sin embargo, y a pesar de los esfuerzos y la cantidad de proyectos iniciados, la falta de herramientas para la implementación de dicha ley imposibilitó alcanzar esta meta, logrando solamente ingresar al sistema un 1,9% de energía renovable según CAMMESA [68] (incluyendo mini-hidráulica, biomasa, etc).

A.4. Análisis de los resultados y discusión

Los resultados obtenidos a partir de la recopilación de datos y la información suministrada en las encuestas muestran un primer paso en la modificación de la matriz energética y un futuro prometedor para la energía solar fotovoltaica. Esto

se debe, no sólo a que las condiciones naturales están dadas (niveles de irradiancia adecuados para la generación fotovoltaica), sino también al impulso por parte de diferentes organismos para el desarrollo, la instalación y el seguimiento de sistemas fotovoltaicos completos. Aunque la intervención del estado en materia de energías renovables ha comenzado, se vislumbra la necesidad de una participación aún más activa para lograr modificaciones apreciables en la matriz energética argentina. En este sentido y con el fin de fomentar la incorporación de las energías renovables, el 21 de Octubre de 2015 se publicó en el boletín oficial la nueva ley de Energías Renovables 27.191. La iniciativa proponía lograr que un 8 % de la matriz nacional de energía sea aportada en 2017 por fuentes renovables, y alcanzar el 20 por ciento en el 2025.

Siguiendo el mismo lineamiento, en mayo de 2016 a través de las Resoluciones 71/2016 y 72/2016 del Ministerio de Energía y Minería se dio inicio al Proceso de Convocatoria Abierta para la contratación en el Mercado Eléctrico Mayorista (MEM) de generadores renovables con un requerimiento total de 1000MW, bajo el denominado "Programa Renovar-Ronda 1". Estos 1000MW que se incorporarían a la matriz energética del país estarían divididos en 600MW de generación eólica, 300MW de generación solar, 65MW de Biomasa, 20MW de Pequeños Aprovechamientos Hidroeléctricos y 15MW de Biogas. El plazo de ejecución máximo de los contratos es de hasta 24 meses, con una inversión estimada de entre 1.500 y 2.000 millones de dólares. Con estas nuevas incorporaciones, el país ahorraría unos 300 millones de dólares al año en importación de combustibles para generación eléctrica, calculados al precio internacional del petróleo en el orden de los US\$ 50 por barril. Asimismo, se evitarían la emisión a la atmósfera de casi 2 millones de toneladas de CO₂/año.

Otra contribución muy importante para fomentar la incorporación de energías renovables tiene que ver con la creación de reglamentaciones adecuadas. En tal

sentido en Enero de 2016 se aprobó en forma definitiva la reglamentación 90364-7-712 "Sistemas de Suministro de Energía mediante Paneles Solares Fotovoltaicos" de la AEA (Asociación Electrotécnica Argentina) basada en la Norma IEC 60364-7-712:2002-05. Por otro lado, mientras que algunas provincias ya tienen legislación sobre inyección de energía distribuida a la red eléctrica, a nivel nacional es un tema aún pendiente.

Apéndice B

Sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica

B.1. Introducción

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica tienen como componente principal a los paneles fotovoltaicos, ya que son los dispositivos que se encargan de transformar la energía proveniente del sol en energía eléctrica. Sin embargo, los convertidores electrónicos ocupan, también, un rol muy importante debido a que permiten optimizar la eficiencia del sistema y acondicionar la energía para ser inyectada a la red eléctrica. La función de la etapa de conversión de energía incluye la búsqueda del punto de máxima potencia del panel (*MPPT*), la conversión de energía de continua a alterna, la sincronización con la red eléctrica, el cumplimiento con las normas y estándares de conexión a la red, el control de potencia activa y reactiva y la detección de funcionamiento aislado [6].

En la Fig. B.1 se muestra un diagrama genérico de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica. El mencionado esquema incluye un dispositivo fotovoltaico que puede ser un único panel, un arreglo serie de paneles (*string*) o

un arreglo de *strings* conectados en paralelo. Estos dispositivos son conectados a un filtro de entrada pasivo, generalmente un capacitor, cuya finalidad es reducir el ripple de corriente y tensión a bornes del panel fotovoltaico. La etapa de filtrado está conectada a la etapa de conversión de energía dc-ac y esta última está conectada, a través de un filtro de salida a la red de suministro de energía eléctrica. La etapa de conversión dc-ac puede desdoblarse en dos, resultando en una primera etapa de conversión dc-dc que se encarga de realizar el *MPPT* y elevar la tensión si fuese necesario, y una segunda etapa de acondicionamiento de energía de continua a alterna, desacopladas a partir de un *bus* de continua.

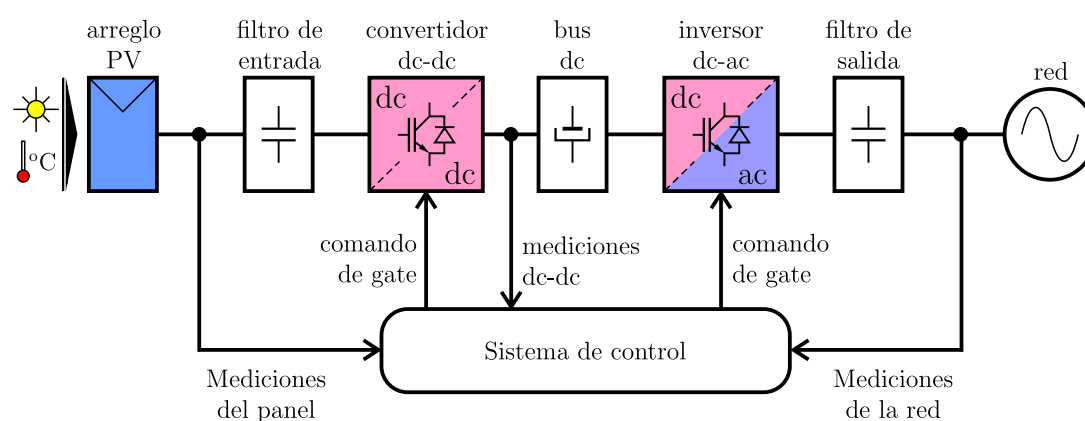


Figura B.1: Descripción general de un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica.

La descripción genérica mostrada puede variar significativamente entre distintos sistemas fotovoltaicos. Esto se debe a que existen plantas fotovoltaicas de distinto tamaño y capacidad de inyección, para distintos usos y aplicaciones, variando entre sistemas con un único panel (250W-330W) y sistemas con decenas de miles de módulos fotovoltaicos (100MW). En relación con estos últimos, los sistemas fotovoltaicos de media y gran escala pueden ser agrupados en tres posibles configuraciones o esquemas: centralizado, *string* o *multistring*. Los mismos

son mostrados en la Fig. B.2.

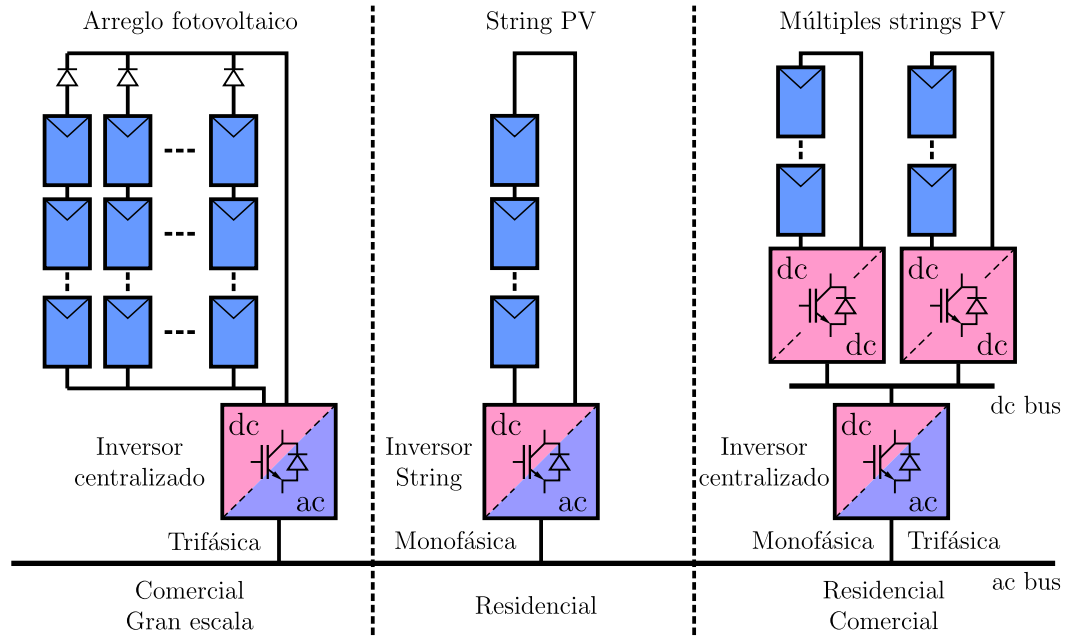


Figura B.2: Configuraciones de sistemas fotovoltaicos conectados a la red de media y gran escala.

Respecto de las configuraciones mencionadas, en el presente capítulo se realiza una revisión de las mismas con sus principales características.

B.2. Configuración centralizada

La configuración centralizada se caracteriza por la interconexión de un gran número de módulos fotovoltaicos a un único inversor trifásico de manera de tener la tensión y la potencia necesarias para inyectar energía a la red eléctrica como se muestra en la Fig. B.2. En este sentido, la planta fotovoltaica está conformada por un arreglo de *strings* fotovoltaicos conectados en paralelo. La cantidad de paneles conectados en serie depende del rango de tensiones necesarios en el bus

de continua a la entrada del inversor, siendo los valores entre 450V y 850V, permitiendo una tensión máxima de 1000Vdc, que es la tensión de aislación máxima que pueden soportar los módulos fotovoltaicos [75]. Por otro lado, la cantidad máxima de strings conectados en paralelo está determinada por la potencia que pueden manejar las llaves utilizadas en el inversor. Siendo IGBT, la tecnología más utilizada en la actualidad en las llaves, se tiene una limitación de 800kW. De esta manera, suponiendo que se utiliza un módulo típico de 30V-250W, un string puede tener entre 15 y 25 paneles y la planta completa puede llegar a tener más de 3000 paneles fotovoltaicos conectados a un único inversor trifásico. En general, los inversores centralizados son colocados en la cercanía de un transformador de baja a media tensión de modo de aumentar la tensión (en general, entre 2.3kV y 35kV) para luego transmitir esa potencia a una subestación que eleva la tensión de media a alta tensión tal como se presenta en la Fig. B.3.

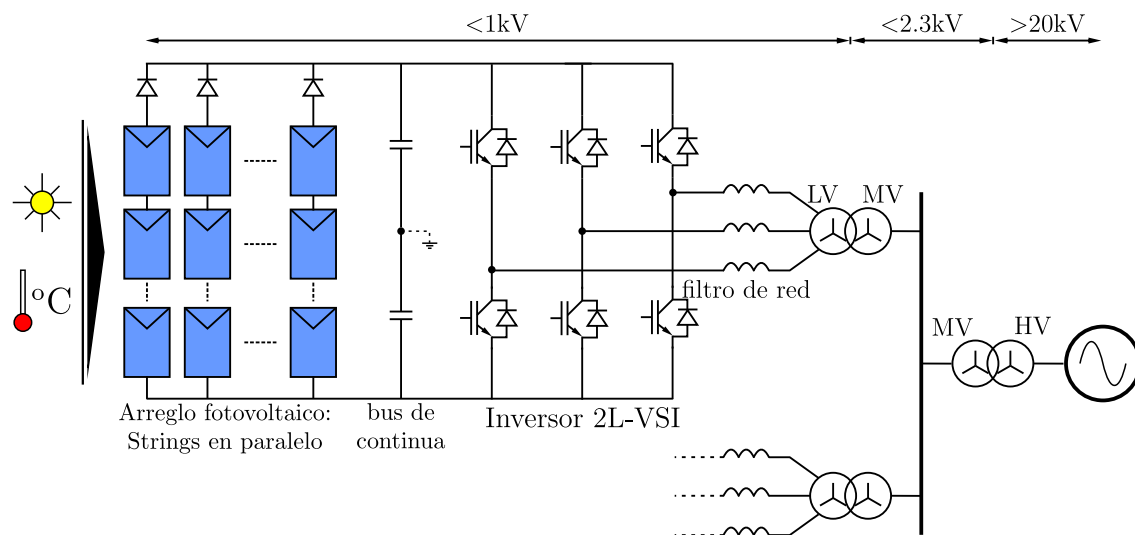


Figura B.3: Típica configuración centralizada basada en un inversor alimentado por tensión (VSI) de dos niveles.

Esta configuración tiene como característica ventajosa la alta eficiencia de la

etapa de conversión, debido a que utiliza un único inversor para toda la planta. Además, tiene costos de instalación y mantenimiento razonables comparados con otras [5, 6, 10]. Sin embargo, tiene las desventajas que se detallan a continuación.

- Topología no flexible y no modular con baja confiabilidad [5].
- Altos costos en los cables dc debido a los requerimientos de: aislación acorde a la tensión del arreglo y sección de cable necesaria para la potencia total [7].
- Altas pérdidas en el cableado dc dado que el inversor se encuentra cerca del transformador de línea y más alejado del arreglo de paneles [5].
- Baja eficiencia en el seguimiento del punto de máxima potencia debido a que existe un único MPP que es el promedio de los MPP de todos los paneles instalados. Por lo tanto, ante la aparición de diferencias de generación entre módulos, debidas a sombreado, suciedad o degradación desapareja entre paneles, la potencia promedio se ve reducida [6].
- Pérdidas asociadas a los diodos de bloqueo instalados en cada string de paneles con el fin de evitar que los mismos actúen como una carga frente a fallas o diferencias entre los strings [9].
- Una falla en el inversor provoca la caída de toda la planta [9].

B.3. Configuración string

La configuración string es una versión reducida de la configuración centralizada ya que un único string es conectado a la red eléctrica a través de un inversor. Debido a esto, estas topologías están orientadas para un uso residencial monofásico. Teniendo en cuenta el caso presentado en B.2, si el string tiene entre 15 y 25 módulos de 200W de potencia entonces la potencia total de cada string rondará entre 3 y 5kW de potencia.

Dependiendo del país y de la reglamentación asociada para la conexión a la red eléctrica se pueden presentar los esquemas mostrados en la Fig.B.4, observando dos esquemas en los que aparece aislación galvánica. En este sentido, se puede colocar un transformador de baja frecuencia (LF) del lado de la red o uno de alta frecuencia (HF) en el convertidor dc-dc si se utiliza un esquema de conversión dc-ac de dos etapas. El transformador LF tiene una densidad de potencia significativamente menor comparada con la de los transformadores HF. Sin embargo, los convertidores dc-dc con transformador HF tienen más pérdidas, mayor interferencia electromagnética (EMI) y mayor cantidad de consideraciones respecto de la compatibilidad electromagnética (EMC). Por otro lado, existen países en los que no se requiere aislación, lo que conduce a inversores más compactos y eficientes con una significativa reducción de costos [8].

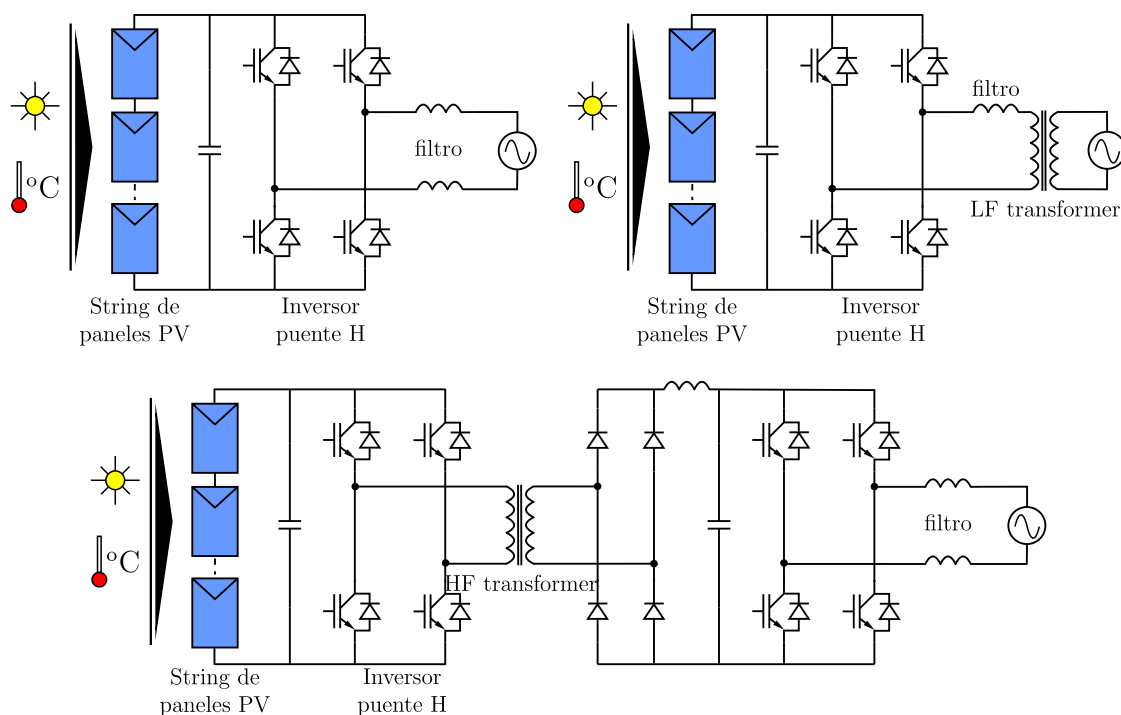


Figura B.4: Configuración string sin aislación galvánica, con aislación a partir de un transformador de baja frecuencia (LF) o con aislación a partir de un transformador de alta frecuencia (HF).

Como característica a destacar en esta configuración se encuentra la eliminación de las pérdidas asociadas a los diodos de bloqueo pertenecientes al esquema centralizado ya que se conecta cada string directamente a un inversor [76]. Además, este esquema incrementa la eficiencia del seguimiento del punto de máxima potencia, respecto del centralizado, producto de controlar una cantidad de paneles menor [77]. Más aún, el sombreado o falla de un string no afecta toda la red sino que sólo saca de funcionamiento una decena de paneles, aumentando la confiabilidad del sistema. Cabe destacar que el mencionado esquema permite la interconexión de strings con diferentes orientaciones, ángulos y tecnología de panel sin perder eficiencia del MPPT.

Este esquema presenta como principal desventaja la limitación en potencia ya que se pueden conectar una cantidad limitada de paneles en serie. Además presenta costos de instalación y mantenimiento más altos que la configuración centralizada a medida que aumenta el número de strings [4].

B.4. Configuración multistring

La configuración multistring es una versión más reducida aún que la configuración string, con la particularidad de que la conversión de energía se realiza con un esquema de dos etapas (conversión dc-dc y conversión dc-ac) y que tiene más de un convertidor dc-dc conectado al inversor dc-ac conectado a la red. En este sentido, cada pequeño arreglo serie de paneles se encuentra conectado a un convertidor dc-dc y estos últimos son conectados al inversor a través de un único bus de continua. Los convertidores dc-dc no sólo elevan la tensión a los valores requeridos por el inversor, sino que además llevan adelante el MPPT de cada pequeño string. Por otra parte el inversor se ocupa de la sincronización con la red eléctrica, el control de potencia activa y reactiva, la detección de aislación y el

cumplimiento de los requerimientos estipulados en las reglamentaciones vigentes para conexión a la red eléctrica. En la Fig. B.5 se muestra un esquema multistring típico con un convertidor elevador boost en la etapa dc-dc y un inversor con entrada de tensión (VSI) de dos niveles (2L-VSI) [76]. El convertidor dc-dc *boost* es un convertidor elevador ampliamente utilizado para integrar los módulos PV a la red eléctrica. En este convertidor la tensión es elevada a partir del incremento en el ciclo de trabajo [7]. Es un convertidor de estructura, diseño y control sencillos. Por otro lado el inversor 2L-VSI también es muy utilizado y tiene como característica la simplicidad y robustez.

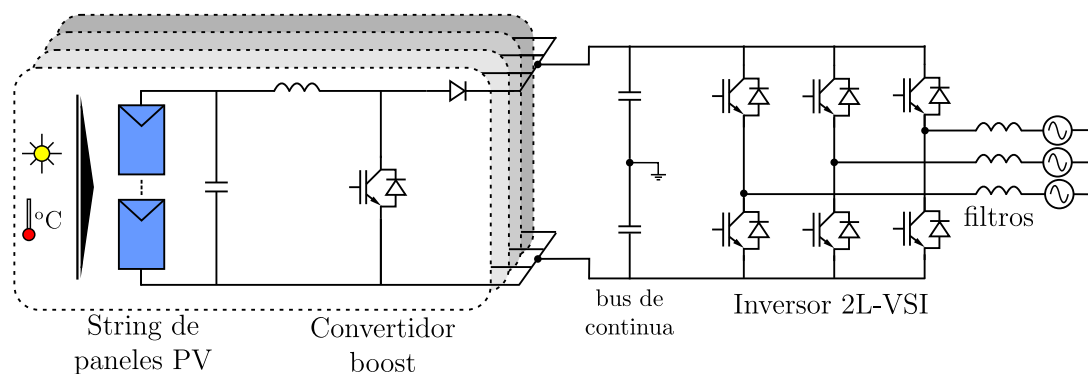


Figura B.5: Esquema multistring típico con un convertidor boost en la etapa dc-dc y un inversor VSI de 2 niveles (2L-VSI).

Esta configuración combina las ventajas de los esquemas centralizado y *string* y elimina desventajas tales como limitación de potencia nominal y problemas de sombreado. En este sentido presenta las siguientes características:

- Monitoreo de cada string y eficiencia energética del MPP óptima: Dado que cada *string* de módulos fotovoltaicos tiene su convertidor dc-dc dedicado, es posible el monitoreo y el control del MPP de cada arreglo serie de paneles. Además, dado que la cantidad de paneles de cada *string* es menor que la de

la configuración *string*, la eficiencia del MPPT es mayor para este esquema.

- Modularidad y flexibilidad: Dado que la ampliación del sistema puede realizarse a partir de la conexión de nuevos strings con sus respectivos convertidores dc-dc se tiene un sistema modular. Esta inherente modularidad de la configuración la vuelve flexible permitiendo tener plantas fotovoltaicas con configuración multistring pequeñas de unos pocos kW hasta plantas de media o gran escala de un centenar de kW. Además, pueden ser sistemas conectados a la red monofásica o sistemas conectados a la red trifásica. Más aún, dada su flexibilidad, es una configuración muy útil para la conexión de strings con distintos valores nominales de potencia, diferentes tamaños y diferentes orientaciones o grados de sombreado.
- Desacoplamiento de etapas: Esto ocurre dada la topología natural de esta configuración porque posee una etapa dc-dc y otra dc-ac conectadas a través del bus de continua permitiendo que el control de corriente del inversor se ocupe sólo del cumplimiento de los requerimientos de la red, lo que aumenta su robustez.
- Robustez: Las fallas en los dispositivos fotovoltaicos no generan la caída de toda la planta y son más fáciles de ubicar, aislar y por ende encontrar una solución, ya que se tiene una cantidad reducida de paneles conectados en serie con un convertidor dc-dc dedicado.
- Eficiencia de conversión reducida: Esto se debe a que al agregar etapas de conversión, la eficiencia del sistema asociado es menor.

B.5. Conclusión

En el presente apéndice se realizó una revisión de las configuraciones existentes para la conexión de arreglos fotovoltaicos a la red. A partir de esta revisión se identificó que la topología multistring tiene ventajas respecto de las otras configuraciones en esquemas de conexión comerciales o residenciales. En este sentido es un esquema que presenta una alta eficiencia en el seguimiento del punto de máxima potencia. Además la modularidad y flexibilidad que presenta lo hace apto para ser fácilmente ampliable. Además según la cantidad de strings disponibles puede ser conectado en un esquema monofásico o trifásico. Por otra parte la inherente configuración en dos etapas permite el desacoplamiento del control de MPPT de la regulación de la tensión del bus de continua. Aún así al presentar dos etapas de conversión esta topología presenta una menor eficiencia, motivando la necesidad de generar propuestas para mejorar esa eficiencia.

Apéndice C

Extracción de parámetros del modelo de un diodo de un generador fotovoltaico

Un aspecto de gran interés en lo que respecta a los dispositivos solares, es el análisis y estimación de su desempeño. Este desempeño depende mayormente de la disponibilidad de radiación solar y de la temperatura de operación del dispositivo, las cuales se ven afectadas por diversos parámetros físicos tales como latitud, condiciones ambientales, efectos de sombreado, etc. Dicho desempeño es normalmente evaluado bajo condiciones estándar de testeo (STC), es decir, espectro promedio AM 1.5 [86], irradiancia normalizada a 1000 W/m² y temperatura del dispositivo a 25°C. Para poder satisfacer los requerimientos de temperatura e irradiancia en STC, el testeo requiere un ambiente controlado y equipamiento específico tal como un simulador solar [87]. De esta manera no es posible, mediante experimentos sencillos, evaluar el comportamiento del dispositivo fotovoltaico para diferentes condiciones, ya sea ambientales o de carga.

Tener un modelo adecuado y estimar de manera apropiada los parámetros

del mismo, a partir de datos brindados por el fabricante, permite obtener distintas curvas corriente-tensión (I-V) para diferentes valores de irradiancia (G) y temperatura del panel (T).

En este Apéndice se presenta un método para la obtención de un conjunto óptimo de parámetros para el modelo de un diodo de un generador fotovoltaico, a partir de la combinación de dos enfoques. Por un lado, se recurre a la técnica de optimización por Algoritmos Genéticos (AG) para ajustar la totalidad de los datos brindados por el fabricante a aquellos modelados; y por otro se penaliza el error en puntos de particular interés como la tensión a circuito abierto V_{oc} , la corriente de cortocircuito I_{sc} , y el MPP , para lograr mayor correspondencia en esa zona de la curva.

Previo a la descripción del método propuesto, se realiza una breve revisión de los conceptos asociados al modelo de un diodo y a la técnica de algoritmos genéticos.

C.1. Modelo de un diodo

La celda solar es la unidad básica en un sistema fotovoltaico y está compuesta por un material semiconductor, típicamente de silicio cristalino, que es especialmente tratado para crear dos capas diferentemente dopadas (tipo p y tipo n) y producir un campo eléctrico en la interfaz. Al exponerla a la radiación solar la celda se comporta como un generador de corriente, cuyo funcionamiento se puede describir por medio de la característica corriente-tensión del modelo de difusión de Shottky en una juntura pn. La ecuación (C.1) muestra la relación entre la corriente I y la tensión V de la celda [88].

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{V + R_s I}{V_{ta}}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (C.1)$$

donde I_{ph} es la corriente fotogenerada, I_0 es la corriente inversa de saturación del diodo, R_s es la resistencia serie del modelo, R_p la resistencia paralelo, a el factor de idealidad del diodo y V_t la tensión térmica definida en función de la constante de Boltzman k y la carga del electrón q ($V_t = k.T/q$). La ecuación (C.2) muestra la relación de la corriente fotogenerada con la temperatura y la irradiancia [1].

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{STC}} \left(I_{scSTC} \frac{(R_p + R_s)}{R_p} + k_i(T - T_{STC}) \right) \quad (C.2)$$

donde I_{scSTC} es la corriente de cortocircuito en STC; G y T , la irradiancia y la temperatura de operación; G_{STC} y T_{STC} sus valores en STC; y k_i el coeficiente de temperatura para la corriente. La corriente inversa de saturación del diodo puede ser expresada en función de la corriente inversa de saturación nominal, la temperatura de operación, la temperatura en STC (T_{STC}), el factor de idealidad, la energía del gap E_g , la carga del electrón y la constante de Boltzman, como se muestra a continuación [89].

$$I_0 = I_{0n} \left(\frac{T}{T_{STC}} \right)^3 e^{\frac{q E_g}{a k} \left(\frac{1}{T_{STC}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (C.3)$$

Las ecuaciones del modelo planteadas no sólo son válidas para una celda, sino que pueden ser extrapoladas para determinar la característica I-V de un panel o un arreglo teniendo en cuenta que al conectar NS celdas en serie se ve aumentada la tensión y al conectar NP celdas en paralelo se ve incrementada la corriente. Los fabricantes de paneles solares brindan como dato la corriente I_{scSTC} para la temperatura T_{STC} de 25°C e irradiancia G_{STC} de 1000 W/m², la constante k_i y curvas I-V para valores específicos de irradiancia y temperatura. De esa manera, los parámetros que se tienen como incógnita en las ecuaciones (C.1), (C.2) y (C.3) son: la resistencia serie (R_s), la resistencia paralelo (R_p), la corriente inversa de

saturación nominal (I_{0n}) y el factor de idealidad a .

C.2. Algoritmos genéticos

Los algoritmos genéticos son métodos adaptativos que se pueden usar para resolver problemas de búsqueda y optimización, imitando el proceso de evolución y selección natural, postulado por Darwin. En este proceso, las poblaciones evolucionan a lo largo de sucesivas generaciones, donde prevalece la supervivencia del más apto. Los *AG* trabajan con una población de individuos, cada uno de los cuales representa una solución factible a un problema dado, que evoluciona a lo largo de distintas generaciones. A cada individuo se le asigna un puntaje, determinado por una función de evaluación, relacionado con la bondad de dicha solución (o adaptación del individuo). Asimismo, la evolución entre sucesivas generaciones se lleva a cabo utilizando operadores genéticos tales como cruces y mutaciones.

En cada ciclo, el algoritmo utiliza la población actual (P_{ACTUAL}) para generar los 3 tipos de hijos que conforman la población de la siguiente generación (P_{FUTURA}). La elite está conformada por los individuos de la generación actual con la mejor puntuación, los cuales sobreviven a la siguiente generación.

El cruce genera descendencia a partir de la combinación de la información provista por dos individuos de la generación actual. Cuanto mayor sea la adaptación de un individuo al problema, mayor será la probabilidad de que el mismo sea seleccionado para reproducirse cruzando su material genético con otro individuo seleccionado de igual forma. Cuanto menor sea la adaptación de un individuo, menor será la probabilidad de que dicho individuo sea seleccionado para la reproducción, y por lo tanto, que su material genético se propague en sucesivas generaciones. Por su parte, la mutación es un operador con baja probabilidad

que altera alguna propiedad de un individuo en forma aleatoria, antes de introducirlo en la nueva generación.

El cruce y la mutación cumplen distintos roles dentro del algoritmo. La descendencia producida por cruce tiende a mejorar la calidad promedio de la población, mientras que la mutación sirve para explorar otros espacios, evitando así mínimos locales.

Cada nueva población, creada a partir de la aplicación de operadores genéticos, vuelve a su tamaño original mediante la selección de los individuos más aptos. El ciclo continúa hasta alcanzarse algún criterio de finalización. Existen varios criterios para finalizar el ciclo del algoritmo. Por ejemplo: que el error obtenido sea menor a una cota estipulada, que la cantidad de generaciones llegue al máximo establecido, que no existan cambios significativos en los valores entregados por la función objetivo durante una cantidad determinada de generaciones, entre otras.

Teniendo en cuenta las características mencionadas, los algoritmos genéticos son una herramienta muy eficiente para extraer los parámetros del modelo de una celda ya que permiten abordar problemas involucrados con mínimos locales en el caso de optimización no convexa [90]. Otras ventajas que presenta esta técnica son: la posibilidad de ser aplicada aún cuando existe un espacio grande de soluciones, el hecho de no ser necesarios conocimientos específicos sobre el problema que se intenta resolver y la capacidad de prescindir de las derivadas de la función de evaluación.

C.3. Método propuesto

Como se menciona anteriormente, para poder modelar el comportamiento de un panel solar se necesitan ciertos parámetros (R_s , R_p , I_{0n} , a) que no se encuentran disponibles en la hoja de datos provista por el fabricante. La extracción

de estos parámetros se realiza mediante AG , razón por la cual resulta necesario definir la composición del individuo, la función de evaluación y un conjunto de variables y operadores, para poder poner en funcionamiento el algoritmo de optimización. Cada individuo representa una posible solución para los parámetros buscados (R_s, R_p, I_{0n}, a) y para evitar arribar a soluciones sin validez física, como por ejemplo, valores de resistencias negativos o corrientes inversas de saturación elevadas, se establecen límites (según rangos presentados en [1]) para cada uno de ellos, como se muestra en la Tabla C.1.

Tabla C.1: Límites establecidos para los parámetros

Parámetro	Límite inferior	Límite superior
R_s	0.01Ω	1.2Ω
R_p	100Ω	1000Ω
I_{0n}	0	$1e^{-6}$
a	1	2

La función de evaluación se construye a partir de las ecuaciones (C.1), (C.2) y (C.3), y de los datos proporcionados por el fabricante. Dicha función se define como el error cuadrático entre la corriente que brinda el fabricante (I_D) (para la correspondiente tensión V_D) y la corriente obtenida con las ecuaciones (C.1), (C.2) y (C.3). Los puntos (V_D, I_D) utilizados como información son extraídos de cualquiera de las curvas provistas por el fabricante (STC u otras). Luego, la ecuación para la función de evaluación (F_E) resulta:

$$F_E = \sum (I_D - I(R_s, R_p, I_{0n}, a, V_D))^2 \quad (C.4)$$

Debido a que la ecuación que relaciona la corriente con la tensión de un panel es trascendente y no puede obtenerse una solución analítica, usualmente se recurre a métodos iterativos para arribar a una solución. Para simplificar el cálculo y aumentar la velocidad de convergencia, se sustituye I por I_D en la ecuación (C.1), ya que, en el punto óptimo, I es igual a I_D , definiendo la función de evaluación como se muestra en la ecuación (C.5).

$$F_E = \sum \left(I_D - I_{ph} + I_0 \left[e^{\left(\frac{V_D + R_s I_D}{V_t a} \right)} - 1 \right] + \frac{V_D + R_s I_D}{R_p} \right)^2 \quad (\text{C.5})$$

Esta función de evaluación se complementa con un algoritmo de penalización adicional. De esta manera, si se obtiene un conjunto de parámetros que minimiza la función objetivo, pero la corriente modelada I no pasa por los 3 puntos característicos proporcionados por el fabricante (I_{sc} , V_{oc} , MPP), se considera que es un individuo no apto. Dicha penalización se realiza dándole un valor alto de error de manera de evitar que se produzca un cruce con este individuo. Con esta estrategia se logra que el error entre la curva del fabricante y la modelada sea mínimo en todos los puntos, pero particularmente en aquellos de interés. Cabe destacar que si no se tienen como datos la I_{sc} , la V_{oc} , y el MPP , no existe tal penalización y se minimiza la curva de manera global.

En este trabajo el algoritmo se ejecuta dos veces. En una primera instancia, la población inicial es elegida de forma aleatoria, y la mejor población de esta primera ejecución se utiliza como población inicial para la segunda iteración del algoritmo.

En la Tabla C.2 se muestra la configuración del AG, donde F_{CRUCE} es la proporción de la población generada por cruce y H_{ELITE} es la cantidad de individuos seleccionados para pasar a la próxima generación sin sufrir cambios. Esta técnica de optimización permite obtener, de manera sencilla, un conjunto de parámetros

adecuado a partir de un amplio abanico de posibles soluciones. Además, aprovechando la simplicidad de cálculo y la velocidad de convergencia del algoritmo, es posible probar distintas configuraciones (tamaño de la población, cantidad de generaciones, funciones de cruce, funciones de costo, etc) para hallar las que mejor se adecuen a la obtención de los parámetros para el esquema propuesto.

Tabla C.2: Opciones adoptadas para configurar el algoritmo genético

Parámetro	Valor
Generaciones	50
Tamaño de la población	40
Población inicial (1° iteración)	Generación aleatoria
Población inicial (2° iteración)	Mejor población de la primera iteración
Función de mutación	Uniforme
Tasa de mutación	0.02
Función de cruce	Función de dispersión
F_{CRUCE}	0.8
H_{ELITE}	2

C.4. Validación

Con el objetivo de evaluar el método, se plantea extraer los parámetros del modelo de un diodo para el panel solar de silicio policristalino Kyocera KC200GT. En la Tabla C.3 se detallan las especificaciones eléctricas y térmicas medidas por el fabricante en condiciones estándar de testeo (*STC*).

Tabla C.3: Especificaciones eléctricas y térmicas del panel KC200GT

Parámetro	Valor
Temperatura (T_{STC})	25°C
Irradiancia (G_{STC})	1000 W/m ²
Potencia máxima (P_{MPP})	200 W
Tensión en el MPP (V_{MPP})	26.3 V
Corriente en el MPP (I_{MPP})	7.61 A
Tensión de circuito abierto (V_{oc})	32.9 V
Corriente de cortocircuito (I_{sc})	8.21 A
Coef. de temperatura de tensión (KV)	-0.123V/°C
Coef. de temperatura de corriente (ki)	3,18e-3 A/°C
Ns (número de celdas en serie)	54

Luego de aplicar el método propuesto se obtienen los parámetros que se muestran en la Tabla C.4, considerando un $Eg = 1,12eV$, por tratarse de silicio policristalino.

Tabla C.4: Parámetros obtenidos luego de aplicar algoritmos genéticos

Parámetro	Valor
Resistencia serie (R_s)	0,2016Ω
Resistencia paralelo (R_p)	213,1306Ω
Factor de idealidad (a)	1.2931
Corriente inversa de saturación nominal (I_{0n})	8,5e - 8A

Una vez obtenida la solución óptima, se evalúa el modelo para distintos valores

de irradiancia y temperatura, comparando los resultados obtenidos con las curvas I-V brindadas por el fabricante. El primer conjunto de curvas (Fig. C.1) se obtiene para una temperatura fija de 25°C e irradiancias de: $1000\text{W}/\text{m}^2$, $800\text{W}/\text{m}^2$, $600\text{W}/\text{m}^2$, $400\text{W}/\text{m}^2$ y $200\text{W}/\text{m}^2$. Para el segundo conjunto de curvas (Fig. C.2) se mantiene la irradiancia constante a $1000\text{W}/\text{m}^2$ y se evalúan temperaturas de: 25°C , 50°C y 75°C . En Fig. C.1 y Fig. C.2, se puede ver que el modelo se ajusta a los datos ofrecidos por el fabricante. Para realizar una comparación cuantitativa, se analiza el error en tres puntos característicos de la curva (MPP , I_{sc} y V_{oc}) por ser datos de particular importancia para el diseño de algoritmos de máxima extracción de potencia y el diseño de la electrónica asociada a los paneles, entre otras utilidades.

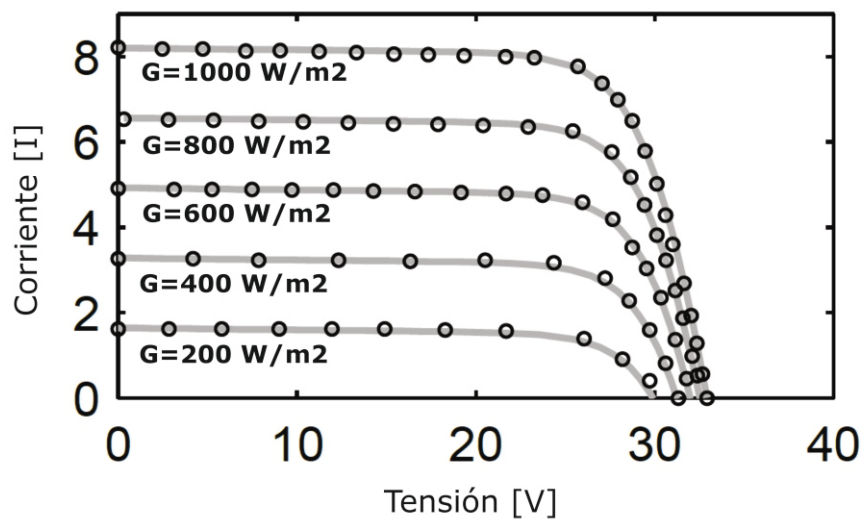


Figura C.1: Curvas I-V modeladas (-) y provistas por el fabricante (o) para distintos valores de G y $T = 25^{\circ}\text{C}$.

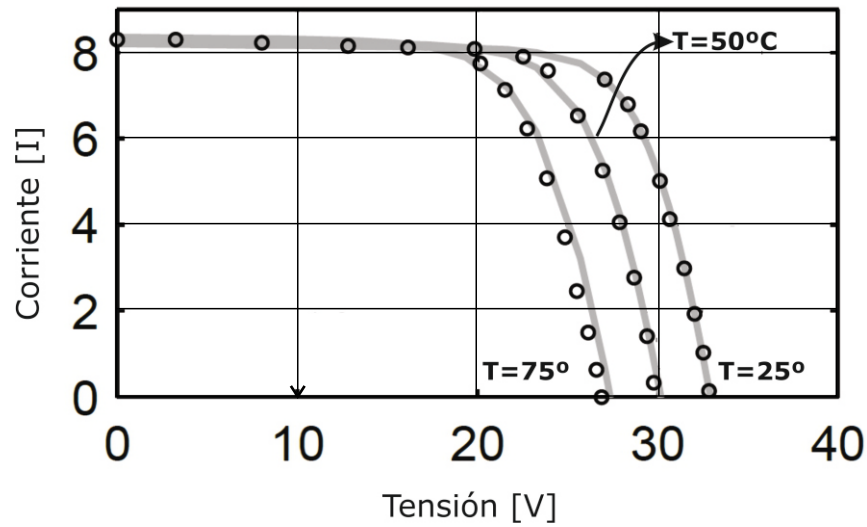


Figura C.2: Curvas I-V modeladas (-) y provistas por el fabricante (o) para distintos valores de T y $G=1000\text{W}/\text{m}^2$.

Los resultados encontrados para los niveles de irradiancia y temperatura ensayados, resultaron con errores porcentuales menores al 5% en todos los casos.

Los resultados obtenidos reflejan la adecuación del modelo para todas las curvas provistas por el fabricante, presentando mayor error a bajas irradiancias. Esta situación puede ser explicada teniendo en cuenta que el fabricante del panel admite una reducción en la eficiencia del mismo para bajos niveles de irradiancia, concluyendo que, en esa situación pueden aparecer fenómenos físicos que no han sido contemplados en el modelo de un diodo.

Apéndice D

Detalle de pérdidas en los semiconductores y los inductores

D.1. Introducción

En este Apéndice se presentan las pérdidas desglosadas asociadas a los semiconductores y los inductores para los convertidores interleaved evaluados para los modos de operación *DCM* y *CCM*.

D.1.1. Pérdidas en los semiconductores para *DCM*

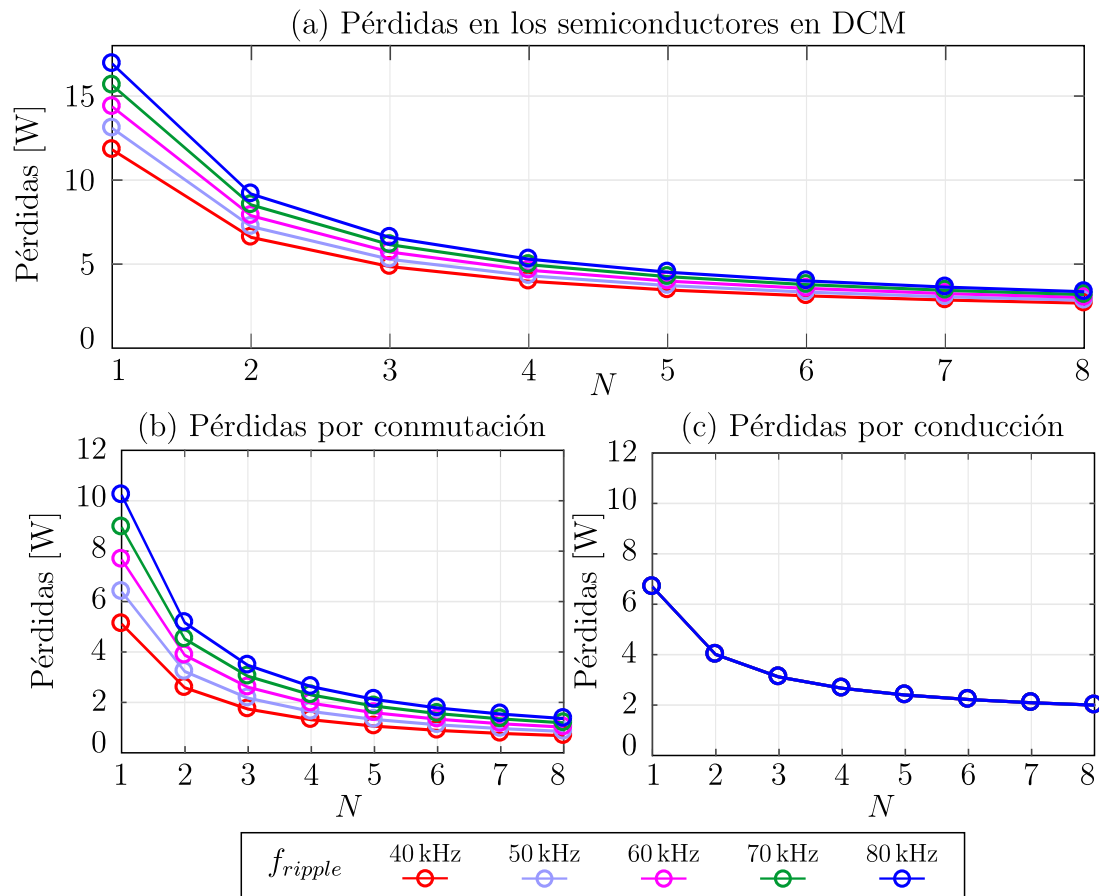


Figura D.1: Pérdidas en los semiconductores en *DCM* con sus correspondientes pérdidas por conmutación y conducción.

D.1.2. Pérdidas en los semiconductores para *CCM*

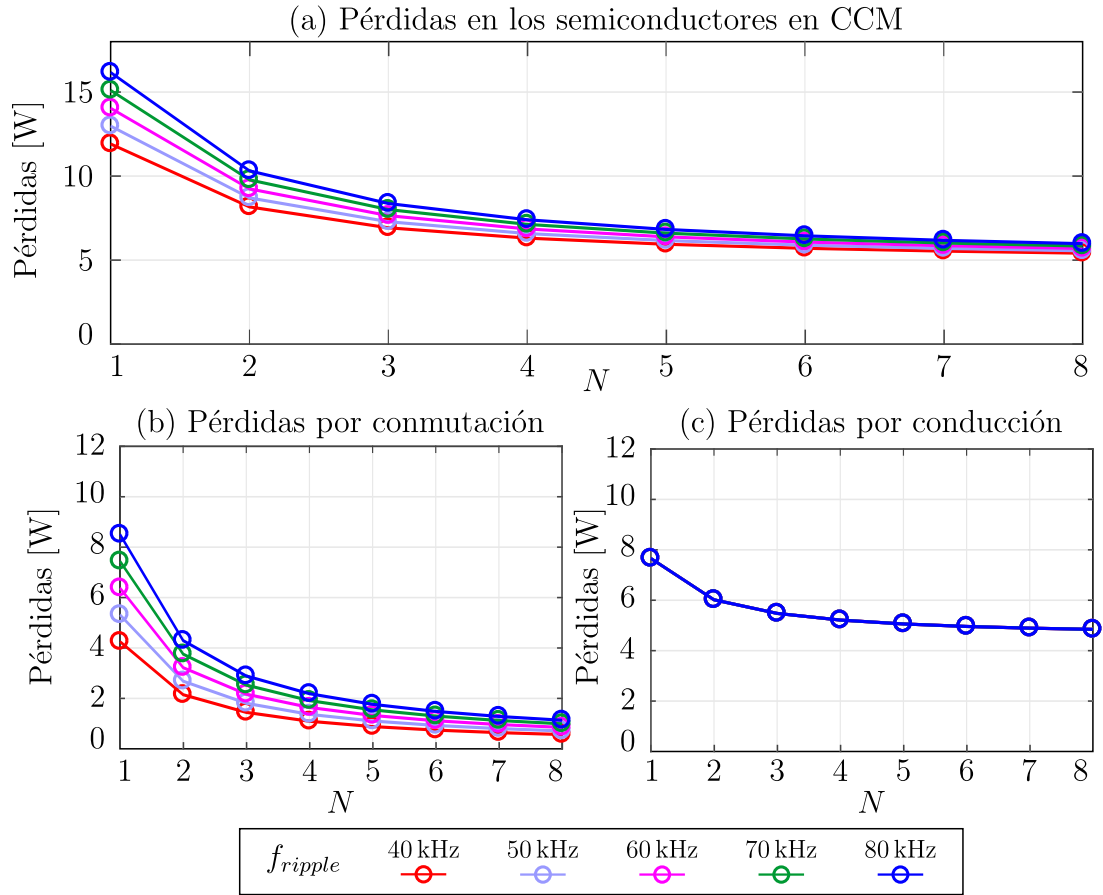


Figura D.2: Pérdidas en los semiconductores en *CCM* con sus correspondientes pérdidas por conmutación y conducción.

D.1.3. Pérdidas en los inductores para *DCM*

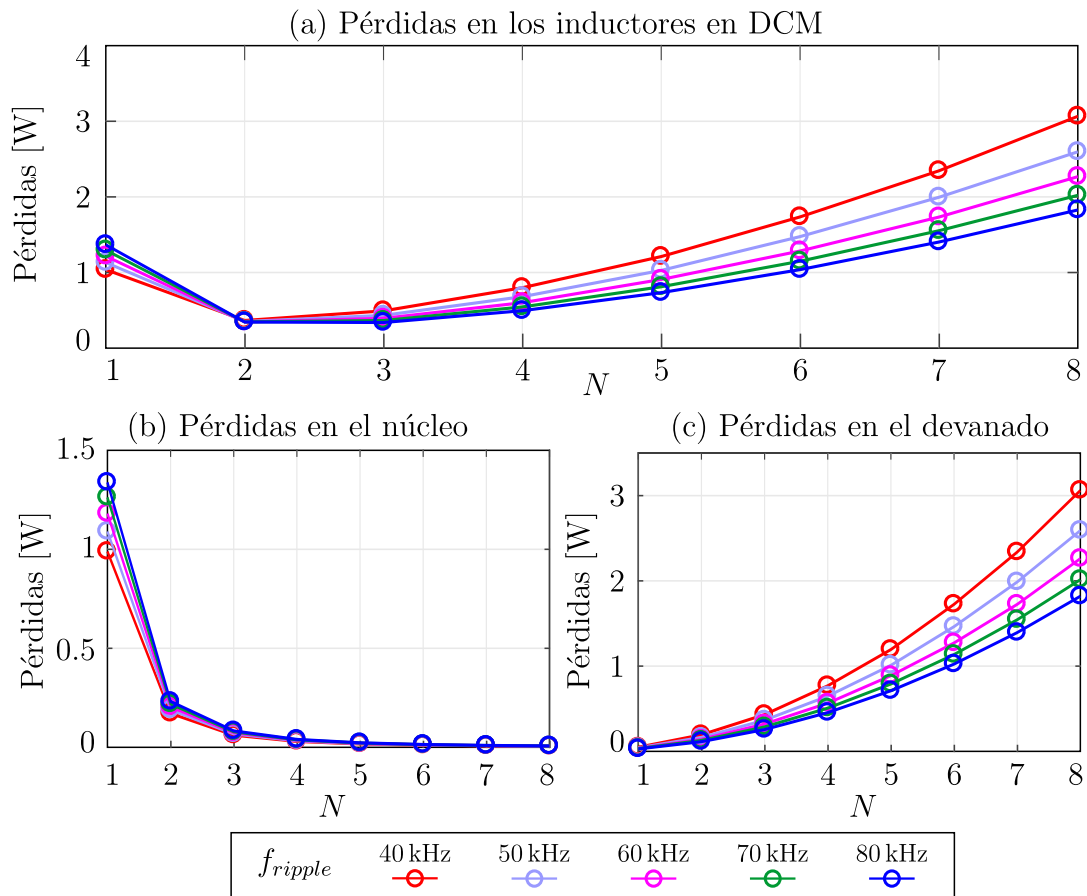


Figura D.3: Pérdidas en los inductores en *DCM* con sus correspondientes pérdidas en el núcleo y en el devanado.

D.1.4. Pérdidas en los inductores para CCM

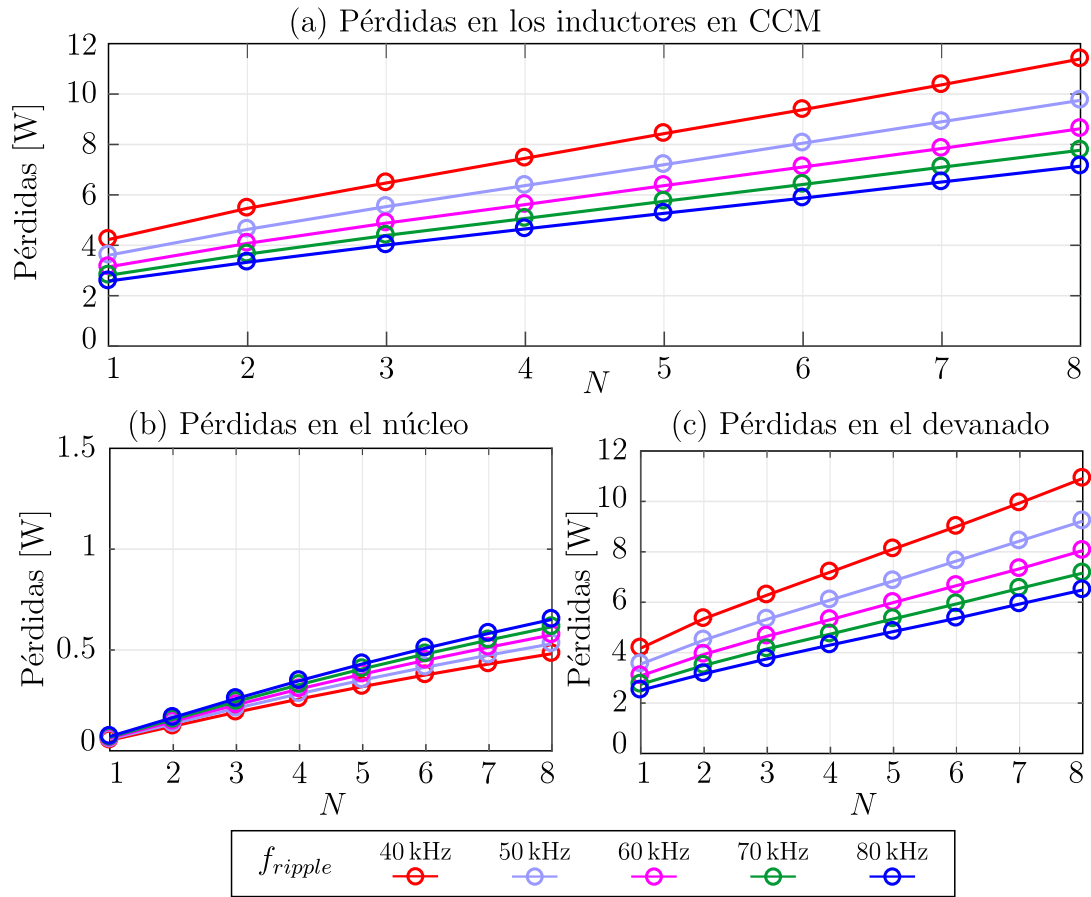


Figura D.4: Pérdidas en los inductores en CCM con sus correspondientes pérdidas en el núcleo y en el devanado.

Apéndice E

Publicaciones

E.1. Introducción

Los trabajos que se presentan a continuación resumen la investigación realizada durante el desarrollo de la presente tesis.

Paula Cervellini, Melisa Kuzman, Jorge Strack, y Patricio Donato. Resultados preliminares de un relevamiento de instalaciones fotovoltaicas en argentina. In *2016 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2016

En este trabajo se presentan los resultados preliminares un relevamiento realizado en el Laboratorio de Instrumentación y Control respecto de los principales proyectos de energía solar en el país. El relevamiento consta de datos recopilados de proyectos existentes en el país y de datos adicionales obtenidos a través de una encuesta ampliatoria.

M. P. Cervellini, N. I. Echeverria, P. D. Antoszczuk, R. A. Garcia Retegui, M. A. Funes, y S. A. Gonzalez. Optimized parameter extraction method for photovoltaic devices model. *IEEE Latin America Transactions*, 14(4):1959–1965, April 2016. ISSN 1548-0992. doi: 10.1109/TLA.2016.7483540

En este trabajo se presenta un método para la extracción de parámetros del modelo de un diodo de un panel fotovoltaico. El método propuesto es aplicable a curvas de corriente-tensión correspondientes a cualquier irradiancia, sin necesidad de resolver la ecuación trascendente que modela este comportamiento.

P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, y D. Carrica. Steady state characterization of current ripple in dcm interleaved power converters. In *2016 Argentine Conference of Micro-Nanoelectronics, Technology and Applications (CAMTA)*, pages 33–38, Aug 2016. doi: 10.1109/CAMTA.2016.7574087

En este trabajo se presenta la caracterización del ripple total en convertidores interleaved operando en DCM y bajo asimetrías en las amplitudes de los ripples de fase, producto de tolerancias en el valor de los inductores. El método propuesto se basa en una manipulación geométrica, que permite obtener las características del ripple total en base a los parámetros del sistema y la variable de control. A partir del método propuesto se cuantifican características de interés del ripple total de entrada y salida, tales como amplitud pico a pico, valor rms y contenido armónico en todo el rango de operación del convertidor.

P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Current ripple amplitude measurement in multiphase power converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(9):6684–6688, Sep. 2017. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2017.2686784

En este trabajo se presenta una metodología que permite determinar la amplitud del ripple de fase en convertidores interleaved operando tanto en DCM como en CCM, a partir de mediciones sobre las corrientes de fase. El método propuesto se basa en un análisis en el dominio de la frecuencia, y permite obtener la amplitud en forma independiente de los instantes de conmutación, y con alto rechazo al ruido y oscilaciones generadas por los elementos parásitos del convertidor.

P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Efficiency analysis of interleaved dcm and ccm converters used in photovoltaic systems. In *2018 Argentine Conference on Automatic Control (AA-DECA)*, pages 1–6, Nov 2018. doi: 10.23919/AADECA.2018.8577254

En este artículo se evalúan alternativas de convertidores DCM interleaved y CCM, con el objetivo de determinar criterios de diseño para maximizar la eficiencia del sistema, así como también el impacto de dichos criterios sobre el volumen, la disipación del calor generado y la vida útil del sistema

P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Efficiency analysis on dcm interleaved boost power converters. In *2017 XVII*

***Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, pages 1–6, Sep. 2017. doi: 10.23919/RPIC.2017.8214338**

En este trabajo se analizan las pérdidas en convertidores interleaved operando en DCM, en función del punto de operación, los parámetros del convertidor, la condición de carga y el número de fases. Los análisis de pérdidas en los elementos pasivos de entrada y salida del convertidor se basan en la caracterización del ripple propuesta en esta tesis. El análisis propuesto puede ser usado por controles de manejo dinámico de fases, denominados *phase shedding*, para determinar el número de fases activas de un convertidor que maximice la eficiencia para un punto de operación determinado.

P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, y M. Funes. Phase shedding impact of dc-dc interleaved converters in the efficiency of a multistring photovoltaic system. In *2018 Argentine Conference on Automatic Control (AADECA)*, pages 1–6, Nov 2018. doi: 10.23919/AADECA.2018.8577461

Este trabajo analiza el impacto del manejo dinámico de fases, *phase shedding*, en el bus de continua de un sistema fotovoltaico multistring, a partir de la evaluación de casos particulares. Este análisis se realiza con el objetivo de arribar a conclusiones que sirvan de disparador para maximizar la eficiencia total del sistema.

P. Antoszczuk, P. Cervellini, R. G. Retegui, y M. Funes. Optimized switching sequence for multiphase power converters under inductance mismatch. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(3):1697–1702, March 2017. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2016.2602810

En este trabajo se presenta una metodología para determinar la secuencia de disparo de las llaves semiconductoras en convertidores interleaved, de forma tal de minimizar el impacto de asimetrías entre los ripples de fase. El método propuesto se basa en algoritmos genéticos y puede ser aplicados a sistemas con cualquier número de fases y punto de operación, utilizando una función de costo apropiada.

RESULTADOS PRELIMINARES DE UN RELEVAMIENTO DE INSTALACIONES FOTOVOLTAICAS EN ARGENTINA

Paula Cervellini ^{*,1} Melisa Kuzman ^{*,1} Jorge Strack ^{*,1}
Patricio Donato ^{*,1}

** Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en
Electrónica (ICYTE), UNMDP, CONICET,
Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina
paulacervellini@fi.mdp.edu.ar, melisakuzman@fi.mdp.edu.ar,
jlstrack@fi.mdp.edu.ar, donatopg@fi.mdp.edu.ar*

Resumen: La promoción de fuentes de energía renovable se ha vuelto uno de los principales objetivos para el desarrollo sustentable, siendo la generación fotovoltaica una de las estrategias más populares. En el presente trabajo se plasman los resultados parciales de un relevamiento realizado en el Laboratorio de Instrumentación y Control de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata respecto de los principales proyectos de energía solar fotovoltaica en el país. El relevamiento consta de datos recopilados de proyectos existentes en el país y de datos adicionales obtenidos a través de una encuesta ampliatoria.

Palabras Claves: Relevamiento, Energía solar fotovoltaica, Generación distribuida.

1. INTRODUCCIÓN

Desde el inicio de la era industrial, el consumo de energía proveniente de los combustibles fósiles (petróleo, carbón y gas) se ha incrementado en forma sostenida. Además de ser recursos limitados, el consumo de combustibles de origen fósil para producir energía o para el transporte tiene un efecto muy negativo para el medio ambiente, ya que el dióxido de carbono que se produce por su combustión es el constituyente mayoritario de lo que se conoce como gases de efecto invernadero (*GEI*), principales responsables del calentamiento global. Sumado a estos problemas, la escalada en el precio del petróleo y el propio agotamiento de los recursos energéticos obliga a buscar con urgencia nuevas alternativas.

En este contexto, la promoción de las fuentes de energía renovables (*FER*) se ha vuelto uno de los principales objetivos para el desarrollo sustentable, aunque las motivaciones han diferido hasta el momento entre países desarrollados y en desarrollo. Mientras que en los países desarrollados la principal motivación se relaciona con el objetivo de reducir las emisiones de dióxido de carbono al mínimo, en aquellos que están en vías de desarrollo el objetivo a alcanzar es el aumento de la oferta energética y el incremento del acceso a la electricidad en zonas aisladas (Fouquet, 2013). Sin embargo, esta última situación podría cambiar en un futuro próximo puesto que los países en desarrollo tendrán mayor participación, a nivel global, en el consumo de energía, y mayor responsabilidad en las emisiones de *GEI* por quema de combustibles a raíz de su futura evolución demográfica, mejoras de bienestar y la tasa de crecimiento de sus economías. Por estas razones, es muy probable que en un futuro próximo también en los países en vías de desarrollo el objetivo de mitigación gane un lugar importante dentro de las motivaciones para la utilización

¹ Este trabajo fue soportado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Argentina, el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET) proyecto PIP 0210, Argentina, el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MINCYT), Argentina y la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

de fuentes renovables de energía (Recalde *et al.*, 2015).

El concepto de energía renovable abarca categorías de energías muy heterogéneas. Algunos tipos de energía renovable permiten suministrar electricidad, otros proveen energía térmica y mecánica o producen combustibles para cubrir múltiples necesidades energéticas. Dentro de las *FER* existentes se pueden mencionar: bioenergía o energía de biomasa, energía solar, energía geotérmica, energía eólica, energía hidroeléctrica, energía oceánica, entre otras.

Particularmente en Argentina existen hoy una serie de posibilidades para diversificar la matriz energética que incluyen la gran mayoría de las *FER* mencionadas. En tal sentido se tiene buena disponibilidad de recurso solar en gran parte de nuestro territorio como para poder aprovecharlo con las diferentes tecnologías disponibles en el mercado. Las áreas costeras y prácticamente toda la Patagonia tienen vientos que pueden aprovecharse para generar energía eólica y transformarla en electricidad. Asimismo, la biomasa tiene un enorme potencial para la producción de biocombustibles líquidos como biodiesel y bioetanol, y gaseosos como el biogás. Las posibilidades en este sentido son muy amplias y cualquier fuente de energía de origen renovable que se incorpore, además de ayudar a mantener la independencia energética, es decir no depender de la importación de combustibles que se encarecen permanentemente, tiene como consecuencia aportes positivos en la lucha contra el calentamiento global.

En el presente trabajo se plasman los resultados parciales de un relevamiento realizado en el Laboratorio de Instrumentación y Control de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata respecto de los proyectos relacionados con una de las fuentes de energía renovable que está expandiéndose con mayor intensidad en la actualidad, la energía solar fotovoltaica (*FV*). Este relevamiento consta de datos recopilados de proyectos existentes en el país y de datos adicionales obtenidos a través de una encuesta ampliatoria.

2. DEMANDA ENERGÉTICA, GENERACIÓN Y ENERGÍA SOLAR FOTOVOLTAICA

De acuerdo con el informe anual presentado por la Compañía Administradora del Mercado Mayorista (*CAMMESA*) durante 2015, la demanda de energía creció alrededor del 4.5 %, mayor al crecimiento alcanzado en el año 2014 que se había ubicado en 1 %. Según la estadística, la demanda de grandes usuarios industriales y comerciales prácticamente no presentó variaciones pero si lo hizo la demanda residencial y de

comercios pequeños, la cual impulsó el incremento mencionado del 4.5 %, identificándose un aumento medio para este tipo de usuarios entre 5 % y 7 % (*CAMMESA*, 2016).

Según este informe, la demanda energética en el 2015 tuvo la distribución regional mostrada en la Fig. 1, donde se observa el mayor porcentaje de demanda asociado al Gran Buenos Aires.

Así mismo se puede identificar que la generación anual ha aumentado en las últimas décadas con el consiguiente incremento de la generación a partir de energía térmica tal como se observa en la Fig. 2. En la mencionada figura se muestra que la matriz energética Argentina no se ha diversificado y que ha sido dificultoso incorporar energías renovables para la generación.

En el contexto mundial de búsqueda de energías alternativas, los dispositivos fotovoltaicos se han convertido en una de las estrategias más populares. Esto es debido a que, además de producir energía eléctrica de una fuente inagotable, pueden ser utilizados para generación centralizada o distribuida, siendo aptos tanto para aplicaciones terrestres (locaciones urbanas y rurales) como para aplicaciones espaciales. Una de las mayores ventajas de la tecnología fotovoltaica es que posee una larga vida útil con bajos costos de operación y mantenimiento, debido a que, en general, su funcionamiento no depende de piezas móviles. Además, esta tecnología se caracteriza

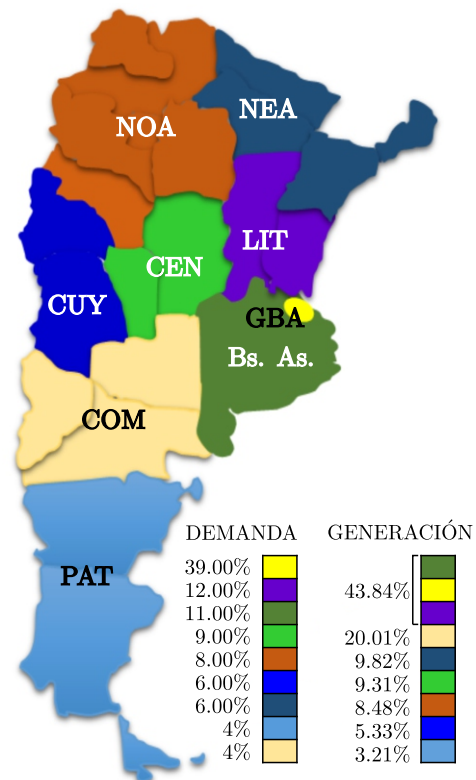


Figura 1. Demanda energética anual discriminada por región.

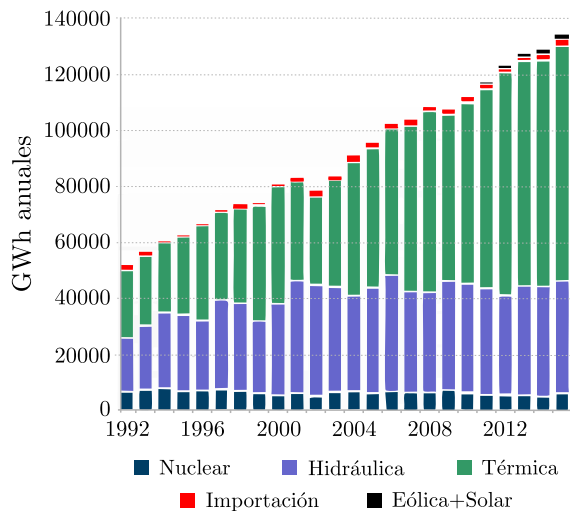
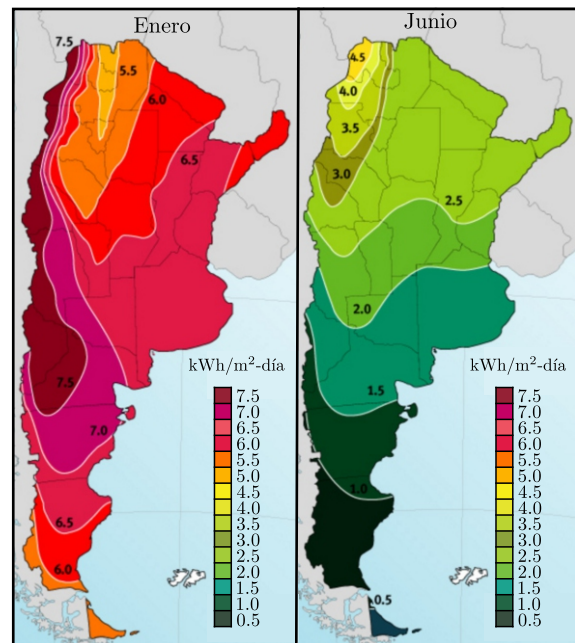


Figura 2. Generación anual por tipo.

por su modularidad y flexibilidad, lo que la hace atractiva para cualquier tipo de locación (Ismail *et al.*, 2013).

El generador fotovoltaico elemental es la célula fotovoltaica, fabricada en general a partir de silicio monocristalino, silicio policristalino o silicio amorfo. La misma, al ser expuesta a la radiación solar, se comporta como un generador de corriente. Las celdas solares pueden agruparse formando módulos o paneles y éstos, a su vez, se agrupan constituyendo arreglos fotovoltaicos. Estos arreglos pueden estar ubicados en una posición fija o pueden contar con bases móviles que permiten cambiar su orientación para mejorar la eficiencia de recolección del recurso solar. Por otro lado, teniendo en cuenta que la tensión y la corriente disponibles en los terminales del panel varían en función de la temperatura de operación, la irradiancia, y la carga, es necesario incorporar convertidores electrónicos que regulen la tensión y la corriente, de manera de encontrar el punto en que el dispositivo fotovoltaico, entregue la mayor potencia (Maximum Power Point, *MPP*) (Cervellini *et al.*, 2016). Además, dentro de las instalaciones *FV* se pueden identificar dos grandes tipos: aquellas que se encuentran aisladas (*off-grid*) y las conectadas a la red eléctrica (*grid-connected*). Dentro de éste último tipo se encuentran diferentes configuraciones según la forma en que se interconectan entre sí los distintos módulos y según la forma en que los convertidores se asocian al sistema. De esta manera se identifican distintos esquemas: modular *AC*, string, multistring, y centralizado (Kouro *et al.*, 2015).

En lo que respecta a la factibilidad de obtención de energía a partir de la energía solar fotovoltaica en Argentina, la Fig. 3 muestra dos de las doce cartas relevadas por el Dr. Hugo Grossi Gallegos para la evaluación a nivel de superficie del campo de la radiación solar global (Grossi Gallegos,



http://www.gersol.unlu.edu.ar/Atlas_Solar/index.html

Figura 3. Promedio de la irradiancia solar global diaria en el plano horizontal para Enero y Junio.

1998). A partir de las mismas, se identifica que existen zonas geográficas con alta disponibilidad del recurso solar en ciertos meses del año, lo cual presenta a la fotovoltaica como una FER muy interesante para diversificar la matriz energética.

3. RELEVAMIENTO DE PROYECTOS EXISTENTES

Para conocer la situación de la energía solar fotovoltaica en Argentina, se realizó un relevamiento acerca de los proyectos existentes y las políticas de promoción relacionadas. Para el análisis de la información relevada, en primer instancia, se procedió a separar los proyectos que superaban los 40 *kWp*, obteniendo un total de 74 casos de menor potencia. Finalmente, con el objetivo de obtener mayor información respecto de las características de los sistemas de menor potencia se realizó una encuesta ampliatoria (ENCUESTA, 2016), obteniendo la información adicional de una totalidad de 20 proyectos.

A partir del 2010 y como consecuencia de una serie de políticas de promoción de energías renovables, nacionales y provinciales (Ley 26.190, Programa GENREN, Resolución de Secretaría de Energía No. 108/11), la capacidad de generación *FV* en Argentina mostró un crecimiento.

En este sentido, comenzaron a desarrollarse grandes plantas fotovoltaicas capaces de inyectar energía al Sistema Argentino de Interconexión (SADI). En abril de 2011 comenzó a operar la planta San Juan I de 1,26 *MW* en la localidad

de Ullúm, provincia de San Juan (MINEM, 2016). Entre junio de 2012 y abril de 2013 se inauguraron las plantas Cañada Honda I y II y La Chimbera I ubicadas en predios contiguos de Cañada Honda, provincia de San Juan (MINEM, 2016). Este parque solar de 7 MW se construyó en el marco de un acuerdo de compra de energía del Programa GENREN y tienen una capacidad final prevista de 20 MW. Mientras que, hacia fines de 2014, se inauguró la planta solar fotovoltaica de Terrazas del Portezuelo, San Luis con una potencia instalada de 1 MW. La misma proporciona energía al complejo gubernamental Terrazas del Portezuelo y al SADI. Por tal motivo, la Fundación Cambio Climático entregó al Gobierno de la Provincia de San Luis la certificación del primer edificio público ecológico del país.

Con el objetivo de impulsar y promover el uso de sistemas de generación FV en el país, en 2011 comenzó a operar el proyecto "Interconexión de Sistemas Fotovoltaicos a la Red Eléctrica en Ambientes Urbanos" (IRESUD) (IRESUD, 2016). Para su ejecución se creó el Convenio asociativo público-privado IRESUD liderado por dos organismos públicos, la Comisión Nacional de Energía Atómica (CNEA) y la Universidad Nacional de San Martín (UNSAM), y cinco empresas privadas: ALDAR S.A., EDENOR S.A., EUROTEC S.R.L., Q-MAX S.R.L. y TYCO S.A. Participan también en el proyecto varias Universidades Nacionales, el Congreso de la Nación, Ministerio de Planificación, Ministerio de Economía, Secretaría de Energía de la Nación, Ente Nacional Regulador de la Electricidad (ENRE), EDENOR y algunas Secretarías y Entes Provinciales de Energía.

De las instalaciones integrantes del proyecto IRESUD se destacan en cuanto a la potencia instalada las siguientes: la Facultad de Informática de la Universidad Nacional de La Plata con 16.92 kWp, el campus Deodoro Roca de la Universidad Nacional de Nordeste, Corrientes con 6.72 kWp y la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata con 5.13 kWp, entre otros.

No obstante, también se han relevado numerosos proyectos que si bien no pertenecen al proyecto IRESUD, persiguen el mismo objetivo. El de mayor envergadura es la planta de Coronel Brandsen de 100 kWp (ALDAR, 2016), que fue inaugurada en dos etapas, la primera de ellas en diciembre de 2014 y la segunda en agosto de 2015. Esta planta de potencia se desarrolló en el marco del Programa Provincial de Incentivos a la Generación de Energía Distribuida (PROINGED). El mismo tiene como objetivo brindar asistencia técnica y financiera necesaria para que proyectos de generación eléctrica distribuida, preferentemente en base a fuentes renovables, sean convertidos

en unidades económicas activas que inyecten su producción a la red. Este proyecto ejecutado por la empresa ALDAR S.A. representa la mayor potencia fotovoltaica instalada en la Provincia de Buenos Aires y es único por sus características de inyección a la red de baja tensión, combinando los conceptos de planta fotovoltaica y generación distribuida. Actualmente este Parque Solar es administrado por la Empresa Distribuidora de Energía Atlántica (EDEA).

Otro proyecto destacable es el del Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva de la Nación (ex-bodegas Giol), ubicado en la Ciudad Autónoma de Buenos Aires. Allí se inyecta a la red la energía generada por una instalación FV de 40 kWp ubicada en la azotea. Este proyecto es actualmente la instalación de mayor potencia fotovoltaica instalada en la Ciudad Autónoma de Buenos Aires y fue llevada adelante por la empresa ALDAR S.A. (ALDAR, 2016).

Otra instalación de la Ciudad Autónoma de Buenos Aires, es el edificio de la Legislatura, con una potencia instalada de 26 kWp, puesta en funcionamiento por la empresa SOLARTEC S.A. (SOLARTEC, 2016).

Por último, un proyecto que también amerita una breve descripción es el de la Casa de Gobierno de la provincia de Santa Fe, sedes Rosario y Santa Fe. En cada sede se instaló un campo solar de 15 kWp que inyecta energía a la red a través de un inversor trifásico. Los mismos se pusieron en marcha en julio y septiembre de 2015 y fueron desarrollados por la empresa ALDAR (ALDAR, 2016).

Posteriormente, de todos los proyectos relevados se separan aquellos que superan los 40 kWp, analizando la distribución geográfica y la potencia instalada para los 74 casos restantes como se muestra en la Fig. 4.

Para obtener información adicional, se realizó una encuesta ampliatoria con veinte proyectos participantes. La misma permitió obtener información respecto al área de desarrollo de las entidades encargadas de los proyectos y el tipo de financiamiento de los mismos. Además, se indagó respecto de las variables medidas en cada sistema y la configuración elegida para cada uno. Sumado a esto, se consultó respecto de la orientación elegida para la instalación de los paneles y el material de fabricación de los mismos.

En la figura 5 se muestran las actividades principales en las cuales se desempeñan dichas organizaciones, observando que aquellos temas relacionados con convertidores, inversores y celdas fotovoltaicas son los más relevantes en el campo.

Por otra parte, los resultados correspondientes al financiamiento de los proyectos mostraron una

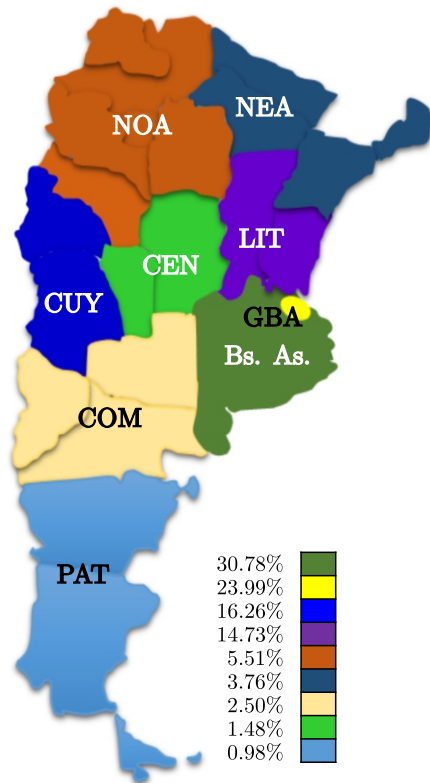


Figura 4. Pequeñas y medianas instalaciones fotovoltaicas conectadas a la red

preponderancia de proyectos mixtos, es decir aquellos que combinan financiamiento de entidades públicas con entidades privadas tal como se muestra en la Fig. 6

Respecto de las variables medidas, se identifica que las eléctricas son evaluadas en la mayoría de los casos mientras que sólo en algunos proyectos se miden variables relacionadas con el recurso solar y las condiciones climáticas (Fig. 7).

En cuanto a la configuración elegida para el sistema, los resultados arrojados son los presentados en la Fig. 8, en la cual se muestra una tendencia a las configuraciones de tipo string.

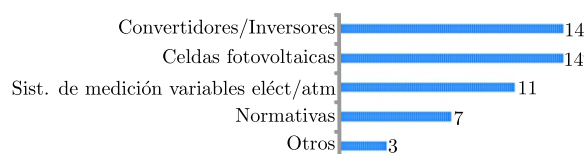


Figura 5. Área de desarrollo

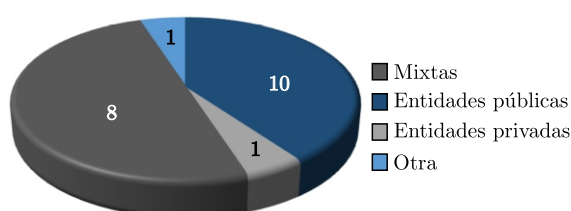


Figura 6. Financiamiento del proyecto



Figura 7. Mediciones realizadas

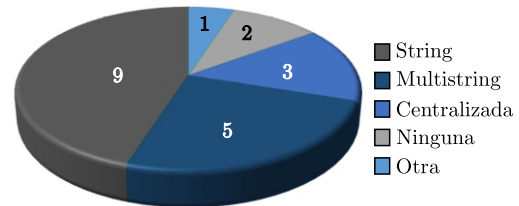


Figura 8. Configuración del sistema

Adicionalmente, se consultó a los encuestados en cuanto al posicionamiento de los paneles, obteniendo que sólo 3 de los proyectos utilizan arreglos de paneles con base móvil en un eje para modificar la orientación, por lo que los 17 casos restantes eligen una orientación que permanece fija.

Más aún el tipo de celdas utilizadas en la mayoría de los proyectos es silicio policristalino (en 17 de los 20) con los restantes de silicio monocristalino.

La previamente mencionada ley 26190, proyectaba que para el 2016 un 8% de la generación eléctrica nacional provendría de fuentes limpias. Sin embargo, y a pesar de los esfuerzos y la cantidad de proyectos iniciados, la falta de herramientas para la implementación de dicha ley imposibilitó alcanzar esta meta, logrando solamente ingresar al sistema un 1,9% de energía renovable según CMMESA (CMMESA, 2016) (incluyendo mini-hidráulica, biomasa, etc).

4. ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Los resultados obtenidos a partir de la recopilación de datos y la información suministrada en las encuestas muestran un primer paso en la modificación de la matriz energética y un futuro prometedor para la energía solar fotovoltaica. Esto se debe, no sólo a que las condiciones naturales están dadas (niveles de irradiancia adecuados para la generación fotovoltaica), sino también al impulso por parte de diferentes organismos para el desarrollo, la instalación y el seguimiento de sistemas fotovoltaicos completos. Aunque la intervención del estado en materia de energías renovables ha comenzado, se vislumbra la necesidad de una participación aún más activa para lograr

modificaciones apreciables en la matriz energética argentina. En este sentido y con el fin de fomentar la incorporación de las energías renovables, el 21 de Octubre de 2015 se publicó en el boletín oficial la nueva ley de Energías Renovables 27.191. La iniciativa proponía lograr que un 8% de la matriz nacional de energía sea aportada en 2017 por fuentes renovables, y alcanzar el 20 por ciento en el 2025.

Siguiendo el mismo lineamiento, en mayo de 2016 a través de las Resoluciones 71/2016 y 72/2016 del Ministerio de Energía y Minería se dio inicio al Proceso de Convocatoria Abierta para la contratación en el Mercado Eléctrico Mayorista (MEM) de generadores renovables con un requerimiento total de 1000MW, bajo el denominado "Programa Renovar-Ronda 1". Estos 1000MW que se incorporarían a la matriz energética del país estarían divididos en 600MW de generación eólica, 300MW de generación solar, 65MW de Biomasa, 20MW de Pequeños Aprovechamientos Hidroeléctricos y 15MW de Biogas. El plazo de ejecución máximo de los contratos es de hasta 24 meses, con una inversión estimada de entre 1.500 y 2.000 millones de dólares. Con estas nuevas incorporaciones, el país ahorraría unos 300 millones de dólares al año en importación de combustibles para generación eléctrica, calculados al precio internacional actual del petróleo que se encuentra en el orden de los US\$ 50 por barril. Asimismo, se evitarían la emisión a la atmósfera de casi 2 millones de toneladas de CO₂/año.

Otra contribución muy importante para fomentar la incorporación de energías renovables tiene que ver con la creación de reglamentaciones adecuadas. En tal sentido en Enero de 2016 se aprobó en forma definitiva la reglamentación 90364-7-712 "Sistemas de Suministro de Energía mediante Paneles Solares Fotovoltaicos" de la AEA (Asociación Electrotécnica Argentina) basada en la Norma IEC 60364-7-712:2002-05. Por otro lado, mientras que algunas provincias ya tienen legislación sobre inyección de energía distribuida a la red eléctrica, a nivel nacional es un tema aún pendiente.

5. CONCLUSIÓN

En este trabajo se plasmaron los resultados parciales de un relevamiento de los proyectos existentes respecto de la energía solar fotovoltaica. En vista de los resultados arrojados y de la situación actual planteada, se observa un primer paso hacia la transformación de la matriz energética argentina, identificando la presencia de una variedad de instituciones estatales y privadas interesadas en el estudio, el desarrollo y la puesta en marcha de sistemas fotovoltaicos como

una alternativa sustentable. Además, las investigaciones realizadas por diferentes instituciones nacionales en materia de irradiación geográfica, permiten identificar aquellas áreas donde conviene fomentar el establecimiento de nuevos proyectos de energía FV. Todo esto aporta a que el país logre progresivamente aumentar la producción de energía fotovoltaica, con el objetivo de no sólo modificar la matriz energética, sino también equiparar geográficamente la generación con la demanda.

REFERENCIAS

- ALDAR (2016). <http://www.aldar.com.ar>.
- CAMMESA (2016). <http://www.cammesa.com/linfoanu.nsf>.
- Cervellini, M. P., N. I. Echeverria, P. D. Antoszczuk, R. A. Garcia Retegui, M. A. Funes and S. A. Gonzalez (2016). Optimized parameter extraction method for photovoltaic devices model. *IEEE Latin America Transactions* **14**(4), 1959–1965.
- ENCUESTA (2016). Relevamiento de Instalaciones Fotovoltaicas. <https://goo.gl/forms/o3cyo0u9fiHmp0ib2>.
- Fouquet, Dörte (2013). Policy instruments for renewable energy.. *Renewable Energy* **49**(11), 15–18.
- Grossi Gallegos, Hugo (1998). Distribución de la radiación solar global en la República Argentina. II. Cartas de radiación.. *Energías Renovables y Medio Ambiente* **5**, 33–42.
- IRESUD (2016). <http://iresud.com.ar/>.
- Ismail, M.S., M. Moghavvemi and T.M.I. Mahlia (2013). Characterization of PV panel and global optimization of its model parameters using genetic algorithm. *Energy Conversion and Management* **73**, 10–25.
- Kouro, Samir, Jose I Leon, Dmitri Vinnikov and Leopoldo G. Franquelo (2015). Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Industrial Electronics Magazine* (March), 47–61.
- MINEM (2016). Ministerio de Ingeniería y Minería. <http://www.energia.gob.ar/contenidos/verpagina.php?idpagina=3904>.
- Recalde, Marina Yesica, Daniel Hugo and Leónidas Osvaldo (2015). Limitaciones para el desarrollo de energías renovables en Argentina Limitations for Renewable Energy Development in Argentina. **183**(46), 89–115.
- SOLARTEC (2016). SOLARTEC-Edificio de la legislatura de la ciudad autónoma de Bs. As.. <http://www.solartec.com.ar/documentos/SFVCRLegislatura.pdf>.

Optimized Parameter Extraction Method for Photovoltaic Devices Model

M. P. Cervellini, N. I. Echeverría, P. D. Antoszczuk, R. A. G. Retegui, M. A. Funes, *Member, IEEE*, S. A. González, *Member, IEEE*

Abstract— A model that accurately reproduces the electrical behavior of photovoltaic (PV) devices becomes relevant, not only for cell, panel, array and system simulation, but also as an analysis tool that provides an insight of the internal physical mechanisms of PV devices. Consequently, a method based on genetic algorithms is proposed in this paper to obtain the parameters of the one-diode model of PV cells. The proposed method is applicable to I-V curves at several irradiation and temperature levels. Moreover, it simplifies the computation by adjusting the real data to the modeled one, without solving the transcendental equation that describes the current-voltage (I-V) characteristic. Additionally, the presented method combines two approaches; on the one hand, one that relies on the use of fitting algorithms that minimize the error for the entire set of data, and on the other, one that seeks minimization in selected I-V points (open-circuit, short-circuit and maximum power points). In order to verify the validity of the method, an I-V curve is obtained out of the parameters previously determined and later compared with that offered by the panel manufacturer.

Keywords— Genetic Algorithms, Parameter Extraction, PV Devices.

I. INTRODUCCIÓN

LOS DISPOSITIVOS fotovoltaicos se han convertido en una de las estrategias más populares para aprovechar el recurso solar. Esto es debido a que, además de convertir energía de una fuente inagotable en energía eléctrica, pueden ser utilizados para generación centralizada o distribuida, siendo aptos tanto para aplicaciones terrestres (locaciones urbanas y rurales) como para aplicaciones espaciales [1].

Este trabajo fue soportado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Argentina, el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET) proyecto PIP 0210, Argentina, el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MINTYT), Argentina y la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

M. P. Cervellini, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), UNMDP, CONICET, Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina, paulacervellini@fi.mdp.edu.ar

N. I. Echeverría, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), UNMDP, CONICET, Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina, noelia.echeverria@fi.mdp.edu.ar

P. D. Antoszczuk, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), UNMDP, CONICET, Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina, pablo_ant@fi.mdp.edu.ar

R. A. G. Retegui, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), UNMDP, CONICET, Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina, rgarcia@fi.mdp.edu.ar

M. A. Funes, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), UNMDP, CONICET, Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina, mfunes@fi.mdp.edu.ar

S. A. González, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), UNMDP, CONICET, Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina, sagonzal@fi.mdp.edu.ar

Un aspecto de gran interés en lo que respecta a los dispositivos solares, es el análisis y estimación de su desempeño. Este desempeño depende mayormente de la disponibilidad de radiación solar y de la temperatura de operación del dispositivo, las cuales se ven afectadas por diversos parámetros físicos tales como latitud, condiciones ambientales, efectos de sombreado, etc. Dicho desempeño es normalmente evaluado bajo condiciones estándar de testeo (*STC*), es decir, espectro promedio AM 1.5 [2], irradiancia normalizada a 1000 W/m² y temperatura del dispositivo a 25°C. Para poder satisfacer los requerimientos de temperatura e irradiancia en *STC*, el testeo requiere un ambiente controlado y equipamiento específico tal como un simulador solar [3]. De esta manera no es posible, mediante experimentos sencillos, evaluar el comportamiento del dispositivo fotovoltaico para diferentes condiciones, ya sea ambientales o de carga.

Tener un modelo adecuado y estimar de manera apropiada los parámetros del mismo, a partir de datos brindados por el fabricante, permite obtener distintas curvas corriente-tensión (*I-V*) para diferentes valores de irradiancia (*G*) y temperatura del panel (*T*). De esa manera, el modelo resulta de gran utilidad, no sólo para realizar simulaciones de celdas, paneles (celdas en serie o paralelo) o arreglos solares (conjunto de paneles en serie y/o paralelo), sino también como herramienta para inferir características relativas a los mecanismos físicos internos de los dispositivos fotovoltaicos mencionados [4][5].

Por otro lado, teniendo en cuenta que la tensión y la corriente disponibles en los terminales del panel varían en función de la temperatura de operación, la irradiancia, y la carga, es necesario incorporar convertidores electrónicos que regulen la tensión y la corriente, de manera de encontrar el punto en que el dispositivo fotovoltaico, entregue la mayor potencia (*MPP*). De esa forma, el modelo de celda, panel o arreglo, resulta de gran utilidad para realizar un estudio de la dinámica asociada al convertidor y, además, posibilita el estudio de algoritmos de búsqueda del punto de máxima potencia (algoritmos *MPPT*) [6].

En la literatura existe una variedad de modelos destinados a obtener características *I-V* de los dispositivos fotovoltaicos, destacando dos ampliamente utilizados: el modelo de un diodo (Fig. 1.a) [7][8][9][10][11] y el modelo de dos diodos (Fig. 1.b) [12][13][14]. Si bien en el modelo de dos diodos se tienen en cuenta fenómenos físicos que en el modelo de un diodo se desprecian, este último presenta una buena relación de compromiso entre exactitud y simplicidad [6].

Para ambos modelos se han propuesto distintos métodos que permiten extraer sus parámetros, entre los que se destacan principalmente dos enfoques [7][8]: por un lado los que utilizan puntos específicos provistos por el fabricante con el

objetivo de resolver un conjunto de ecuaciones, y por otro, aquellos que se basan en el ajuste a una determinada curva I-V.

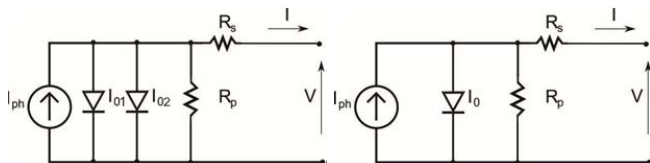


Figura 1. a) Modelo de un diodo. b) Modelo de dos diodos.

La principal ventaja del primer enfoque radica en que se necesita una cantidad mínima de información para obtener los parámetros. Adicionalmente, se puede obtener una buena correspondencia entre los datos reales y los modelados, en puntos específicos como lo son la tensión a circuito abierto del panel (V_{OC}), la corriente de cortocircuito (I_{SC}) y el punto de máxima potencia (MPP). Sin embargo, los métodos que utilizan este enfoque descuidan la forma de la curva y la minimización global de la misma. Otra desventaja radica en que, para poder plantear tantas ecuaciones como parámetros se quieran encontrar, se utilizan diferentes estrategias, tales como aproximaciones numéricas y cálculos de derivadas, que limitan la exactitud de la solución obtenida [14].

El segundo enfoque, por su parte, involucra técnicas de optimización, en las cuales los parámetros buscados se obtienen minimizando la diferencia entre la totalidad de los datos provistos por el fabricante y los datos obtenidos por modelado. Este enfoque proporciona soluciones que se ajustan a la totalidad de la curva, pero al buscar la minimización global, se puede perder de vista la exactitud de los resultados en los puntos de mayor interés (V_{OC} , I_{SC} , MPP).

A partir de lo mencionado, resulta deseable combinar ambos enfoques de modo de alcanzar, simultáneamente, una minimización global, con una alta correspondencia en los puntos de interés (V_{OC} , I_{SC} , MPP).

Otro aspecto importante a tener en cuenta al momento de abordar un método es su aplicabilidad. La información para encontrar los parámetros puede provenir de puntos particulares o de curvas I-V completas, de mediciones en condiciones estándar o mediciones en cualquier situación de temperatura e irradiancia. A partir de esto, la aplicabilidad hace referencia a la capacidad del método de utilizar información provista en cualquier condición de G y T , para realizar una adecuada extracción de parámetros. En tal sentido, aquellos métodos que utilizan la totalidad de la curva [8][10][16][17] tienen ventajas sobre aquellos que toman sólo puntos específicos [6][9][14][18][19]. De todas formas, aunque utilicen todos los puntos de la curva, algunos de los métodos son aplicables sólo a la curva en STC , sin poder aplicar el método a otros niveles de temperatura e irradiancia, como se observa en [8][16][17]. De esta manera resulta de gran interés plantear un método de extracción que pueda ser aplicado a partir de cualquier información de tensión, corriente, irradiancia y temperatura.

Respecto del proceso de extracción, también es esperable que el mismo converja a una solución adecuada en el menor tiempo posible. La velocidad de extracción está asociada a la complejidad computacional del método, siendo deseable

minimizarla [5][13][20]. Teniendo en cuenta que la ecuación que describe el modelo del panel o celda es trascendente, no es posible encontrar una solución cerrada que relacione la corriente y la tensión. Para resolver este problema algunos autores utilizan la función W-Lambert [18] y otros recurren al algoritmo iterativo de Newton-Raphson [1][10][11]. El inconveniente de estos métodos radica en su intensidad computacional, la cual reduce la velocidad de cálculo y los vuelve susceptibles a problemas de convergencia. Para afrontar este inconveniente algunos trabajos proponen la utilización de técnicas de optimización que ajustan los datos reales a los datos modelados sin recurrir a la resolución de una ecuación trascendente [8][14][17]. Sin embargo, estos trabajos no cumplen con el criterio de aplicabilidad, o no establecen con claridad si efectivamente pueden utilizar cualquier información para hallar los parámetros.

Teniendo en cuenta el análisis realizado respecto de las características deseables de un método de extracción, en el presente trabajo se propone un método para la obtención de un conjunto óptimo de parámetros para el modelo de un diodo, a partir de la combinación de los dos enfoques mencionados. Por un lado, se recurre a la técnica de optimización por Algoritmos Genéticos (AG) para ajustar la totalidad de los datos brindados por el fabricante a aquellos modelados; y por otro se penaliza el error en puntos de particular interés como la V_{OC} , la I_{SC} , y el MPP , para lograr mayor correspondencia en esa zona de la curva. Asimismo, el ajuste se realiza mediante una relación que no requiere la resolución de una ecuación trascendente, reduciendo la complejidad del cálculo y aumentando la velocidad de convergencia del método. El método propuesto se evalúa encontrando los parámetros del modelo de un diodo para el panel de silicio policristalino KC200GT de la empresa Kyocera. Finalmente, se comparan las curvas corriente-tensión obtenidas a partir del modelo con las provistas por el fabricante.

En las siguientes secciones, previo a la descripción del método propuesto, se realiza una breve revisión de los conceptos asociados al modelo de un diodo y a la técnica de algoritmos genéticos.

II. MODELO DE UN DIODO

La celda solar es la unidad básica en un sistema fotovoltaico y está compuesta por un material semiconductor, típicamente de silicio cristalino, que es especialmente tratado para crear dos capas diferentemente dopadas (tipo p y tipo n) y producir un campo eléctrico en la interfaz. Al exponerla a la radiación solar la celda se comporta como un generador de corriente, cuyo funcionamiento se puede describir por medio de la característica corriente-tensión del modelo de difusión de Shottky en una juntura pn. La ecuación (1) muestra la relación entre la corriente I y la tensión V de la celda [6].

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left[\exp\left(\frac{V + R_s I}{V_t a}\right) - 1 \right] - \frac{V + R_s I}{R_p} \quad (1)$$

donde I_{ph} es la corriente fotogenerada, I_0 es la corriente inversa de saturación del diodo, R_s es la resistencia serie del modelo, R_p la resistencia paralelo, a el factor de idealidad del diodo y V_t la tensión térmica definida en función de la constante de Boltzman k y la carga del electrón q ($V_t = k.T/q$).

La ecuación (2) muestra la relación de la corriente fotogenerada con la temperatura y la irradiancia [1].

$$I_{ph} = \frac{G}{G_{STC}} \left(I_{scSTC} \frac{R_p + R_s}{R_p} + k_i(T - T_{STC}) \right) \quad (2)$$

donde I_{scSTC} es la corriente de cortocircuito en STC ; G y T , la irradiancia y la temperatura de operación; G_{STC} y T_{STC} sus valores en STC ; y k_i el coeficiente de temperatura para la corriente.

La corriente inversa de saturación del diodo puede ser expresada en función de la corriente inversa de saturación nominal, la temperatura de operación, la temperatura en STC (T_{STC}), el factor de idealidad, la energía del gap E_g , la carga del electrón y la constante de Boltzman, como se muestra a continuación [10].

$$I_0 = I_{0n} \left(\frac{T}{T_{STC}} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_g}{ak} \left(\frac{1}{T_{STC}} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (3)$$

Las ecuaciones del modelo planteadas no sólo son válidas para una celda, sino que pueden ser extrapoladas para determinar la característica I-V de un panel o un arreglo teniendo en cuenta que al conectar N_S celdas en serie se ve aumentada la tensión y al conectar N_P celdas en paralelo se ve incrementada la corriente. Los fabricantes de paneles solares brindan como dato la corriente I_{scSTC} para la temperatura T_{STC} de 25°C e irradiancia G_{STC} de 1000 W/m², la constante k_i y curvas I-V para valores específicos de irradiancia y temperatura. De esa manera, los parámetros que se tienen como incógnita en las ecuaciones (1), (2) y (3) son: la resistencia serie (R_S), la resistencia paralelo (R_P), la corriente inversa de saturación nominal (I_{0n}) y el factor de idealidad (a).

III. ALGORITMOS GENÉTICOS

Los algoritmos genéticos son métodos adaptativos que se pueden usar para resolver problemas de búsqueda y optimización, imitando el proceso de evolución y selección natural, postulado por Darwin en 1859. En este proceso, las poblaciones evolucionan a lo largo de sucesivas generaciones, donde prevalece la supervivencia del más apto. Los AG trabajan con una población de individuos, cada uno de los cuales representa una solución factible a un problema dado, que evoluciona a lo largo de distintas generaciones. A cada individuo se le asigna un puntaje, determinado por una función de evaluación, relacionado con la bondad de dicha solución (o adaptación del individuo). Asimismo, la evolución entre sucesivas generaciones se lleva a cabo utilizando operadores genéticos tales como cruces y mutaciones.

En cada ciclo, el algoritmo utiliza la población actual (P_{ACTUAL}) para generar los 3 tipos de hijos que conforman la población de la siguiente generación (P_{FUTURA}), como se muestra en la Fig. 2.

La elite está conformada por los individuos de la generación actual con la mejor puntuación, los cuales sobreviven a la siguiente generación.

El cruce genera descendencia a partir de la combinación de la información provista por dos individuos de la generación actual. Cuanto mayor sea la adaptación de un individuo al

problema, mayor será la probabilidad de que el mismo sea seleccionado para reproducirse cruzando su material genético con otro individuo seleccionado de igual forma. Cuanto menor sea la adaptación de un individuo, menor será la probabilidad de que dicho individuo sea seleccionado para la reproducción, y por lo tanto, que su material genético se propague en sucesivas generaciones. Por su parte, la mutación es un operador con baja probabilidad que altera alguna propiedad de un individuo en forma aleatoria, antes de introducirlo en la nueva generación.

El cruce y la mutación cumplen distintos roles dentro del algoritmo. La descendencia producida por cruce tiende a mejorar la calidad promedio de la población, mientras que la mutación sirve para explorar otros espacios, evitando así mínimos locales.

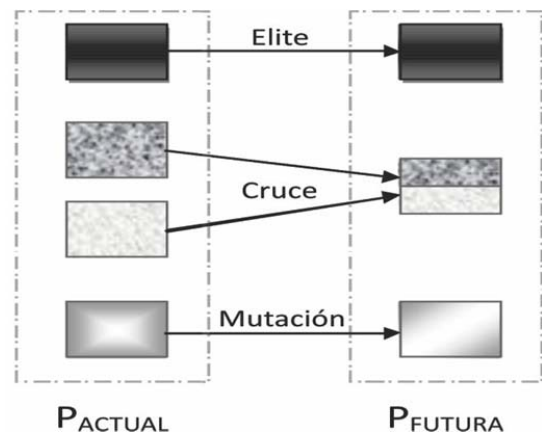


Figura 2. Creación de una nueva generación del AG.

Cada nueva población, creada a partir de la aplicación de operadores genéticos, vuelve a su tamaño original mediante la selección de los individuos más aptos. El ciclo continúa hasta alcanzarse algún criterio de finalización. Existen varios criterios para finalizar el ciclo del algoritmo. Por ejemplo: que el error obtenido sea menor a una cota estipulada, que la cantidad de generaciones llegue al máximo establecido, que no existan cambios significativos en los valores entregados por la función objetivo durante una cantidad determinada de generaciones, entre otras.

Teniendo en cuenta las características mencionadas, los algoritmos genéticos son una herramienta muy eficiente para extraer los parámetros del modelo de una celda ya que permiten abordar problemas involucrados con mínimos locales en el caso de optimización no convexa [8]. Otras ventajas que presenta esta técnica son: la posibilidad de ser aplicada aún cuando existe un espacio grande de soluciones, el hecho de no ser necesarios conocimientos específicos sobre el problema que se intenta resolver y la capacidad de prescindir de las derivadas de la función de evaluación.

IV. MÉTODO PROPUESTO

Como se menciona en la sección II, para poder modelar el comportamiento de un panel solar se necesitan ciertos parámetros (R_S , R_P , I_{0n} , a) que no se encuentran disponibles en la hoja de datos provista por el fabricante. En el presente

trabajo, la extracción de estos parámetros se realiza mediante AG, razón por la cual resulta necesario definir la composición del individuo, la función de evaluación y un conjunto de variables y operadores, para poder poner en funcionamiento el algoritmo de optimización.

Cada individuo representa una posible solución para los parámetros buscados (R_s , R_p , I_{0n} , a), y para evitar arribar a soluciones sin validez física, como por ejemplo, valores de resistencias negativos o corrientes inversas de saturación elevadas, se establecen límites (según rangos presentados en [1] y [16]) para cada uno de ellos, como se muestra en la Tabla I.

TABLA I
LÍMITES ESTABLECIDOS PARA LOS PARÁMETROS

Parámetro	Límite inferior	Límite superior
R_s	0.01 Ω	1.2 Ω
R_p	100 Ω	1000 Ω
I_{0n}	0 A	1e-6 A
a	1	2

La función de evaluación se construye a partir de las ecuaciones (1), (2) y (3), y de los datos proporcionados por el fabricante. Dicha función se define como el error cuadrático entre la corriente que brinda el fabricante (I_D) (para la correspondiente tensión V_D) y la corriente obtenida con las ecuaciones (1), (2) y (3). Los puntos (V_D , I_D) utilizados como información son extraídos de cualquiera de las curvas provistas por el fabricante (STC u otras). Luego, la ecuación para la función de evaluación (F_E) resulta:

$$F_E = \sum (I_D - I(R_s, R_p, I_{0n}, a, V_D))^2 \quad (4)$$

Debido a que la ecuación que relaciona la corriente con la tensión de un panel es trascendente y no puede obtenerse una solución analítica, usualmente se recurre a métodos iterativos para arribar a una solución. En este trabajo, para simplificar el cálculo y aumentar la velocidad de convergencia, se sustituye I por I_D en la ecuación (1), ya que, en el punto óptimo, I es igual a I_D , definiendo la función de evaluación como se muestra en la ecuación (5).

$$F_E = \sum \left(I_D - I_{ph} + I_0 \cdot \left[\exp\left(\frac{V_D + R_s I_D}{V_t a}\right) - 1 \right] + \frac{V_D + R_s I_D}{R_p} \right)^2 \quad (5)$$

Esta función de evaluación se complementa con un algoritmo de penalización adicional. De esta manera, si se obtiene un conjunto de parámetros que minimiza la función objetivo, pero la corriente modelada I no pasa por los 3 puntos característicos proporcionados por el fabricante (I_{sc} , V_{oc} , MPP), se considera que es un individuo no apto. Dicha penalización se realiza dándole un valor alto de error de manera de evitar que se produzca un cruce con este individuo. Con esta estrategia se logra que el error entre la curva del fabricante y la modelada sea mínimo en todos los puntos, pero particularmente en aquellos de interés. Cabe destacar que si no se tienen como datos la I_{sc} , la V_{oc} y el MPP , no existe tal penalización y se minimiza la curva de manera global.

En este trabajo el algoritmo se ejecuta dos veces. En una primera instancia, la población inicial es elegida de forma aleatoria, y la mejor población de esta primera ejecución se utiliza como población inicial para la segunda iteración del algoritmo.

En la Tabla II se muestra la configuración del AG, donde F_{CRUCE} es la proporción de la población generada por cruce y H_{ELITE} es la cantidad de individuos seleccionados para pasar a la próxima generación sin sufrir cambios.

Esta técnica de optimización permite obtener, de manera sencilla, un conjunto de parámetros adecuado a partir de un amplio abanico de posibles soluciones. Además, aprovechando la simplicidad de cálculo y la velocidad de convergencia del algoritmo, es posible probar distintas configuraciones (tamaño de la población, cantidad de generaciones, funciones de cruce, funciones de costo, etc) para hallar las que mejor se adecuen a la obtención de los parámetros para el esquema propuesto.

TABLA II
OPCIONES ADOPTADAS PARA CONFIGURAR EL ALGORITMO GENÉTICO

Generaciones	50
Tamaño de la población	40
Población inicial (1° iteración)	Generación aleatoria
Población inicial (2° iteración)	Mejor población de la primera iteración
Función de mutación	Uniforme
Tasa de mutación	0.02
Función de cruce	Función de dispersión
F_{CRUCE}	0.8
H_{ELITE}	2

V. VALIDACIÓN

Con el objetivo de evaluar el método, se plantea extraer los parámetros del modelo de un diodo para el panel solar de silicio policristalino Kyocera KC200GT [21]. En la Tabla III se detallan las especificaciones eléctricas y térmicas medidas por el fabricante en condiciones estándar de testeo (STC).

TABLA III
ESPECIFICACIONES ELÉCTRICAS Y TÉRMICAS DEL PANEL KC200GT

Temperatura (T_{STC})	25°C
Irradiancia (G_{STC})	1000 W/m^2
Potencia máxima (P_{MPP})	200 W
Tensión en el MPP (V_{MPP})	26.3 V
Corriente en el MPP (I_{MPP})	7.61 A
Tensión de circuito abierto (V_{oc})	32.9 V
Corriente de cortocircuito (I_{sc})	8.21 A
Coef. de temperatura de tensión (K_V)	-0.123V/°C
Coef. de temperatura de corriente (k_i)	3,18e-3 A/°C
Ns (número de celdas en serie)	54

Luego de aplicar el método propuesto se obtienen los parámetros que se muestran en la Tabla IV, considerando un $E_g = 1.12\text{eV}$, por tratarse de silicio policristalino.

TABLA IV
PARÁMETROS OBTENIDOS LUEGO DE APLICAR ALGORITMOS GENÉTICOS

Resistencia serie (R_s)	0.2016 Ω
Resistencia paralelo (R_p)	213.1306 Ω
Factor de idealidad (a)	1.2931
Corriente inversa de saturación nominal (I_0n)	8.5e-8 A

Una vez obtenida la solución óptima, se evalúa el modelo para distintos valores de irradiancia y temperatura, comparando los resultados obtenidos con las curvas I-V brindadas por el fabricante. El primer conjunto de curvas (Fig. 3) se obtiene para una temperatura fija de 25°C e irradiancias de: 1000 W/m², 800 W/m², 600 W/m², 400 W/m² y 200 W/m². Para el segundo conjunto de curvas (Fig. 4) se mantiene la irradiancia constante a 1000 W/m² y se evalúan temperaturas de: 25°C, 50°C y 75°C.

En Fig. 3 y Fig. 4, se puede ver que el modelo se ajusta a los datos ofrecidos por el fabricante. Para realizar una comparación cuantitativa, se analiza el error en tres puntos característicos de la curva (MPP , Isc y Voc) por ser datos de particular importancia para el diseño de algoritmos de máxima extracción de potencia y el diseño de la electrónica asociada a los paneles, entre otras utilidades.

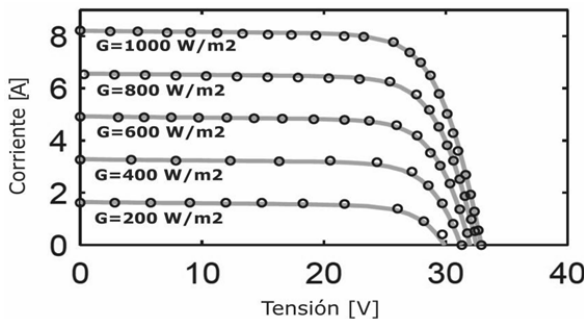


Figura 3. Curvas I-V modeladas (-) y provistas por el fabricante (o) para distintos valores de G y T=25°C.

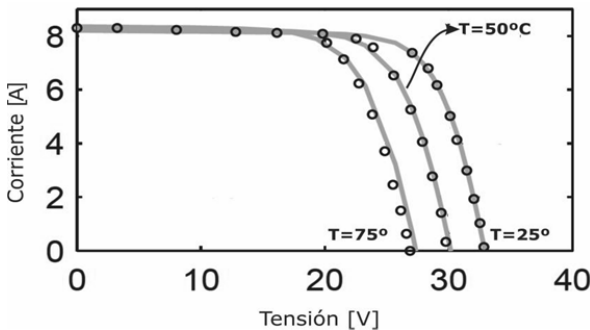


Figura 4. Curvas I-V modeladas (-) y provistas por el fabricante (o) para distintos valores de T y G=1000W/m².

Los resultados encontrados para los niveles de irradiancia y temperatura ensayados, resultaron con errores porcentuales

menores al 5% en todos los casos. En la Tabla V se muestran los errores calculados para una temperatura del panel de 25°C y considerando irradiancias de 1000 W/m², 600 W/m² y 200 W/m². Respecto de la mayor irradiancia, el error relativo resulta menor al 1% para los 3 puntos característicos analizados. Para el caso de G=600 W/m² los errores se mantienen por debajo del 2.5 %. Al disminuir la irradiancia a 200 W/m², se incrementan los errores relativos pero sin superar el 5% de error. Por último, en las Tablas VI y VII se pueden observar los resultados para temperaturas de 50°C y 75°C con irradiancia de 1000 W/m².

TABLA V
COMPARACIÓN ENTRE DATOS PROVISTOS POR EL FABRICANTE Y DATOS OBTENIDOS DEL MODELO PARA T = 25°C

G		Fabricante	Modelo	E. abs.	Error %
1000 W/m ²	V_{oc}	32.93 V	32.9 V	0.03 V	0.09%
	I_{sc}	8.21 A	8.20 A	0.01 A	0.12%
	V_{mpp}	26.35 V	26.55 V	0.20 V	0.76%
	I_{mpp}	7.62 A	7.54 A	0.08 A	1.04%
	P_{mpp}	200.67 W	200.28 W	0.39 W	0.19%
600 W/m ²	V_{oc}	32.14 V	32.0 V	0.14 V	0.44%
	I_{sc}	4.91 A	4.92 A	0.01 A	0.20%
	V_{mpp}	26.61 V	26.20 V	0.41 V	1.54%
	I_{mpp}	4.51 A	4.49 A	0.02 A	0.44%
	P_{mpp}	119.98 W	117.56 W	2.42 W	2.02%
200 W/m ²	V_{oc}	30.54 V	29.9 V	0.64 V	2.10%
	I_{sc}	1.61 A	1.64 A	0.03 A	1.86%
	V_{mpp}	25.45 V	24.7 V	0.75 V	2.95%
	I_{mpp}	1.46 A	1.43 A	0.03 A	2.05%
	P_{mpp}	37.13 W	35.29 W	1.84 W	4.96%

TABLA VI
COMPARACION ENTRE DATOS PROVISTOS POR EL FABRICANTE Y DATOS OBTENIDOS DEL MODELO PARA T = 50°C

G		Fabricante	Modelo	E.abs.	Error %
1000 W/m ²	V_{oc}	29.86V	30.15 V	0.29 V	0.97%
	I_{sc}	8.29 A	8.28 A	0.01 A	0.12%
	V_{mpp}	23.91 V	23.75 V	0.16 V	0.67%
	I_{mpp}	7.57 A	7.52 A	0.05 A	0.66%
	P_{mpp}	181.04 W	178.59 W	2.45 W	1.35%

TABLA VII
COMPARACIÓN ENTRE DATOS PROVISTOS POR EL FABRICANTE Y DATOS OBTENIDOS DEL MODELO PARA T = 75°C

G		Fabricante	Modelo	E.abs.	Error %
1000 W/m ²	V_{oc}	26.88 V	27.35 V	0.47 V	1.74%
	I_{sc}	8.36 A	8.36 A	0.00 A	0.00%
	V_{mpp}	20.14 V	21.00 V	0.86 V	4.27%
	I_{mpp}	7.75 A	7.46 A	0.29 A	3.74%
	P_{mpp}	156.06 W	156.72 W	0.66 W	0.42%

Los resultados obtenidos reflejan la adecuación del modelo para todas las curvas provistas por el fabricante, presentando mayor error a bajas irradiancias. Esta situación puede ser explicada teniendo en cuenta que el fabricante del panel admite una reducción en la eficiencia del mismo para bajos niveles de irradiancia, concluyendo que, en esa situación pueden aparecer fenómenos físicos que no han sido contemplados en el modelo de un diodo.

VI. CONCLUSIÓN

En este trabajo se propuso un método de extracción de parámetros del modelo de un diodo, a partir de la técnica de algoritmos genéticos. En el método propuesto se buscó una minimización global del error exigiendo, además, una alta correspondencia de la información modelada respecto de la medida en puntos particulares, como la tensión a circuito abierto, la corriente de cortocircuito y el punto de máxima potencia. Además, se generó un método capaz de ser aplicado ya sea, a información proveniente de mediciones en condiciones estándar, o bien a mediciones en cualquier otra situación de temperatura e irradiancia. Haciendo uso de las ventajas de la técnica de optimización basada en *AG* y teniendo en cuenta la correcta elección de la función de evaluación del mismo, se logró converger a una solución adecuada de manera sencilla.

La validación del método se llevó a cabo mediante la extracción de los parámetros del modelo de un diodo para el panel de la empresa Kyocera. Una vez encontrados, se evaluó cuan adecuado era el modelo obtenido comparando las curvas modeladas con las provistas por el fabricante. En estos ensayos se observó un error relativo inferior al 5% para todos los casos analizados.

Teniendo en cuenta lo expuesto en los párrafos anteriores se puede concluir que el método de extracción de parámetros propuesto brindó resultados muy satisfactorios en cuanto a adecuación del modelo obtenido al comparar los resultados con los datos del fabricante, aplicabilidad y complejidad de cálculo.

REFERENCIAS

- [1] M. S. Ismail, M. Moghavvemi, and T. M. I. Mahlia, "Characterization of PV panel and global optimization of its model parameters using genetic algorithm," *Energy Convers. Manag.*, vol. 73, pp. 10–25, 2013..
- [2] C. Riordan and R. Hulstron, "What is an air mass 1.5 spectrum?," *IEEE Conf. Photovolt. Spec.*, pp. 1085–1088, 1990.
- [3] M. Ahmad, A. A. Talukder, and M. A. Tanni, "Estimation of important parameters of photovoltaic modules from manufacturer's datasheet," *2012 Int. Conf. Informatics, Electron. Vision, ICIEV 2012*, pp. 571–576, 2012.
- [4] M. Ye, X. Wang, and Y. Xu, "Parameter extraction of solar cells using particle swarm optimization," *J. Appl. Phys.*, vol. 105, no. 9, pp. 0–8, 2009.
- [5] Y. Li, W. Huang, H. Huang, C. Hewitt, Y. Chen, G. Fang, and D. L. Carroll, "Evaluation of methods to extract parameters from current – voltage characteristics of solar cells," *Sol. Energy*, vol. 90, pp. 51–57, 2013.
- [6] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, May 2009.
- [7] S. Lineykin, M. Averbukh, and A. Kuperman, "An improved approach to extract the single-diode equivalent circuit parameters of a photovoltaic cell / panel," *Renew. Energy*, vol. 30, pp. 282–289, 2014.
- [8] M. Zagrouba, a. Sellami, M. Bouaicha, and M. Ksouri, "Identification of PV solar cells and modules parameters using the genetic algorithms: Application to maximum power extraction," *Sol. Energy*, vol. 84, no. 5, pp. 860–866, May 2010.
- [9] V. Lo Brano, A. Orioli, G. Ciulla, and A. Di Gangi, "An improved five-parameter model for photovoltaic modules," *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 94, no. 8, pp. 1358–1370, Aug. 2010.
- [10] T. Ikegami, T. Maezono, F. Nakanishi, Y. Yamagata, and K. Ebihara, "Estimation of equivalent circuit parameters of PV module and its application to optimal operation of PV system," *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 67, pp. 389–395, 2001.
- [11] D. Sera, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "PV panel model based on datasheet values," *Ind. Electron. 2007. ISIE 2007. IEEE Int. Symp.*, pp. 2392–2396, 2007.
- [12] M. R. Alrashidi, K. M. El-Naggar, and M. F. Alhajri, "Parameters Estimation of Double Diode Solar Cell Model," *Int. J. Electr. Robot. Electron. Commun. Eng.*, vol. 7, no. 2, pp. 98–101, 2013..
- [13] K. Ishaque, Z. Salam, and H. Taheri, "Simple, fast and accurate two-diode model for photovoltaic modules," *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 95, no. 2, pp. 586–594, Feb. 2011.
- [14] J. A. Jervase, H. Bourdoucen, and A. Al-Lawati, "Solar cell parameter extraction using genetic algorithms," *Meas. Sci. Technol.*, vol. 12, no. 11, pp. 1922–1925, 2001.
- [15] B. K. Nayak, a. Mohapatra, and K. B. Mohanty, "Parameters estimation of photovoltaic module using nonlinear least square algorithm: A comparative study," *2013 Annu. IEEE India Conf.*, pp. 1–6, 2013.
- [16] A. Sellai and Z. Ouennoughi, "Extraction of illuminated solar cell and schottky diode parameters using genetic algorithm," *Int. J. Mod. Phys. C*, vol. 16, no. 7, pp. 1043–1050, 2005.
- [17] A. Sellami and M. Bouaicha, "Application of the Genetic Algorithms for Identifying the Electrical Parameters of PV Solar Generators," *INTECH Open Access Publ.*, 2010.
- [18] A. Jain and A. Kapoor, "Exact analytical solutions of the parameters of real solar cells using Lambert W-function," *Sol. Energy Mater. Sol. Cells*, vol. 81, no. 2, pp. 269–277, 2004.
- [19] H. A. B. Siddique, P. Xu, and R. W. De Doncker, "Parameter extraction algorithm for one-diode model of PV panels based on datasheet values," *4th Int. Conf. Clean Electr. Power Renew. Energy Resour. Impact, ICCEP 2013*, pp. 7–13, 2013.
- [20] P. Wolf and V. Benda, "Identification of PV solar cells and modules parameters by combining statistical and analytical methods," *Sol. Energy*, vol. 93, pp. 151–157, Jul. 2013.
- [21] <http://www.kyocera.com/sg/products/solar/pdf/kc200gt.pdf>.2009



María Paula Cervellini, nació en Santa Rosa, La Pampa, Argentina, en 1985. En el año 2014 recibió el título de Ingeniera en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). Actualmente se desempeña como becario doctoral del CONICET.



Noelia Inés Echeverría, nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1982. En el año 2012 recibió el título de Ingeniera en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). Actualmente se desempeña como becario doctoral del CONICET.



Pablo Daniel Antoszczuk, nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1985. En el año 2010 recibió el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2015 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como becario posdoctoral del CONICET.



Rogelio Adrián García Retegui, nació en Tandil, Buenos Aires, Argentina, en 1977. En el año 2002 recibió el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2009 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como investigador adjunto del CONICET.



Marcos Alan Funes, nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1974. En el año 1999 recibió el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2007 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como investigador adjunto del CONICET.



Sergio Alejandro González, nació en Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, en 1972. En el año 1999 recibió el título de Ingeniero en Electrónica, otorgado por la Facultad de Ingeniería (UNMDP). En el año 2006 recibió el título de Doctor en Ingeniería, orientación electrónica. Actualmente se desempeña como investigador adjunto del CONICET.

Steady state characterization of current ripple in DCM interleaved power converters

Paula Cervellini, Pablo Antoszczuk, Rogelio García Retegui, Marcos Funes and Daniel Carrica
 ICYTE, UNMDP, CONICET, Juan B. Justo 4302, 7600 Mar del Plata, Argentina.
 e-mail: {paulacervellini, pablo_ant, rgarcia, mfunes, carrica}@fi.mdp.edu.ar

Abstract—Power converters that operate in Discontinuous Conduction Mode (DCM) are able to reduce switching losses, when compared to Continuous Conduction Mode (CCM) operation. This reduction is mainly due to zero current commutation and the reduction of the reverse recovery losses. However, DCM operation in high power converters is limited due to the increment in current ripple, which increases losses and volume in the differential mode (DM) filter. Multiphase DCM power converters can reduce total ripple by dividing total current among N phases and interleaving its ripples. Nevertheless, magnitude of ripple reduction as a function of the system parameters has not yet been completely determined. This information would be an important performance indicator and a useful tool for aiding in the design of key converter features, such as the number of phases and DM filter design, in order to meet total ripple, losses or electromagnetic interference specifications. In this sense, this paper proposes a methodology for the steady state characterization of input and output ripple in both buck and boost converters operating in DCM. Experimental tests on a 4-phase buck converter validate the proposal.

Index Terms—Multiphase power converters, discontinuous conduction mode (DCM), ripple, photovoltaic systems (PV).

I. INTRODUCTION

SWITCHING power converters are extensively used in a wide range of applications, including photovoltaic (PV) energy systems, Power Factor Correction (PFC) and Electrical Vehicles (EV) [1]–[3]. The efficiency achieved in these applications can be improved by operating in Discontinuous Conduction Mode (DCM), which reduces the reverse recovery and hard switching losses found in Continuous Conduction Mode (CCM) [4]. However, DCM current ripple is as large as twice the mean inductor current, which increases losses and volume of the differential mode (DM) filter in high power converters, and could therefore limit maximum converter power [5].

Multiphase DCM power converters allow to reduce the DM noise, and therefore the requirements on the DM filters, by interleaving $2\pi/N$ each phase current ripple [2], [6]. In this condition, total ripple frequency is increased to N times the switching frequency f_{sw} and its amplitude is decreased.

Knowledge of total ripple characteristic, as a function of the system parameters, could prove an important tool for designing

This work was supported in part by the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Argentina, the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET) project PIP 0210, Argentina, by the Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MINCYT), Argentina, by the Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

and estimating power losses in input and output DM filters, as well as a key performance indicator [7].

Total ripple in CCM has been characterized in [8], for the case where the inductance value is the same in each phase, and generalized on [9] for any inductance ratio. These characterizations have allowed to predict total ripple for the entire duty cycle range, as a function of the system parameters. As a consequence, amplitude, RMS value and harmonic content of total current ripple have been found.

On the other hand, DCM total current ripple has not been fully characterized. Available methodologies are not able to compute total ripple for the entire duty cycle range [6], or focus on a particular topology or number of phases [10], [11]. Therefore, said methods cannot be used to predict the current ripple characteristics for any N or input and output voltages. This lack of information makes difficult to select the optimal number of phases, and to design the DM filter to meet total ripple, losses or electromagnetic interference (EMI) specifications, which has to be performed by evaluating particular cases [12], [13].

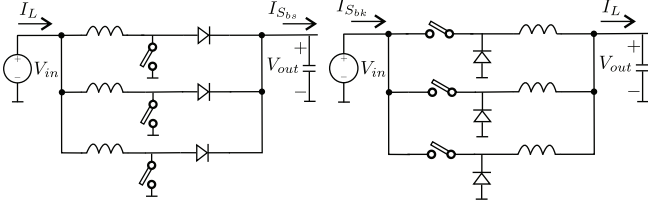
In this paper a methodology for the characterization of input and output total ripple, in both buck and boost topologies, for DCM operation, is presented. This methodology analyses total ripple in the time domain for any number of phases and the entire range of duty cycle. It also allows to obtain total ripple reduction pattern and location of cancellation points, as a function of input voltage V_{in} , output voltage V_{out} and switch on time T_{on} . Experimental tests on a 4-phase buck converter validate the proposal.

II. PROPOSED METHOD

The proposed method characterizes the total input and output current ripple either in boost (Fig. 1a) or buck (Fig. 1b) DCM interleaved power converters, based on the analysis of each phase ripple in the time domain.

The analysis takes into consideration the following:

- the power converter is operating in steady-state;
- the current is approximated by linear segments, as the time constant associated with the inductors and their resistive component is much higher than the switching period [14];
- the phase errors among phases, with respect to the ideal phase shift ($\frac{2\pi}{N}$), are small compared to the switching period [15], therefore they are neglected;



(a) Boost interleaved converter. (b) Buck interleaved converter.

Fig. 1: Interleaved power converters topology.

- all N phases have the same period T and the same turn on time (T_{on}).

Under these considerations, total current ripple is a waveform composed by linear segments with different slope and duration, which depend on N , T_{on} and phase current slopes. Therefore, said ripple can be fully determined by locating the instants in which the slope changes, defined as inflexion points, and the total current value in these points. As an example, Fig. 2a shows the phase inductor current ripple (r_{L_k}) and total inductor current ripple (I_L) for an N -phase interleaved power converter operating in DCM. In this figure, three intervals can be identified in each phase ripple, T_z (in which inductor current is zero), T_{on} (where the switch is on) and finally T_f (interval in which the switch is off and the current is still not zero). Additionally and without prejudice to the generality, Fig. 2b shows the output switch phase current ripple (r_{S_k}) and total output switch current ripple for an N -phase boost interleaved converter, defined as $I_{S_{bs}}$. In this case, current is zero also for T_{on} interval. Switch current ripple in buck ($I_{S_{bk}}$) converters is similar to boost one, but the zero current interval is during T_f instead of T_{on} .

Initially, I_L is characterized and then the same analysis is performed for $I_{S_{bs}}$ and $I_{S_{bk}}$. As it can be observed on Fig. 2a, the inflexion points of I_L (p_{L_x}) agree with certain instants of each phase current ripple. These instants in the phase ripple are: t_z (instant where current becomes zero), t_{on} (instant where current starts incrementing) and t_f (instant where current starts decrementing). The same occurs when analyzing $I_{S_{bs}}$ and $I_{S_{bk}}$, with the special consideration that its inflexion points agree only with t_z and t_f for boost and with t_{on} and t_f for buck converters. This is due to the fact that, for boost converters current is zero for T_{on} and for buck ones, current is zero for T_f .

Since the time when all these particular points occur in each phase can be analytically calculated, the inflexion points in I_L can be precisely defined. As previously stated, there are three inflexion points in each phase so total current may have up to $3N$ different inflexion points. Additionally, every point in each phase current is delayed $T_n = T/N$ from the same point in the previous phase, as shown in (1). Therefore, using the location of the first three inflexion points, the remaining can

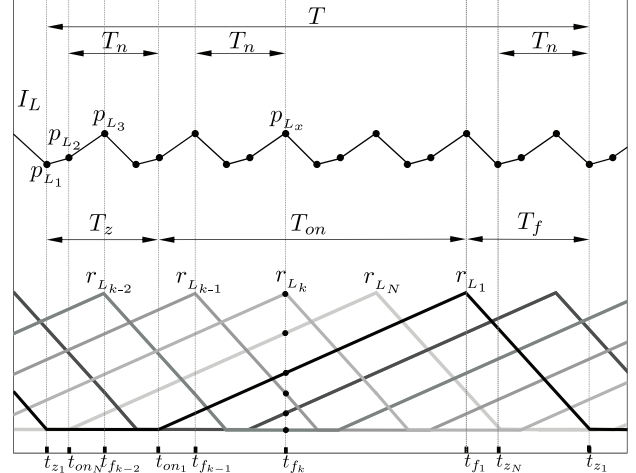
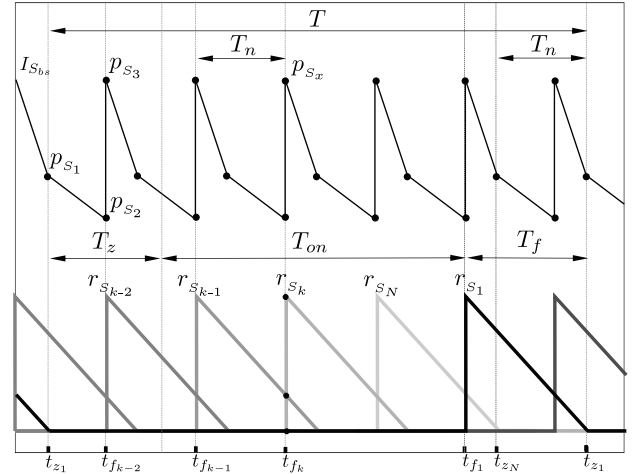

 (a) Phase (r_{L_k}) and total (I_L) inductor current ripples.

 (b) Phase (r_{S_k}) and total ($I_{S_{bs}}$) switching boost current ripple.

Fig. 2: Phase and total current ripples

be determined.

$$\begin{aligned} t_z(k+1) &= t_z(k) + T_n \\ t_f(k+1) &= t_f(k) + T_n \\ t_{on}(k+1) &= t_{on}(k) + T_n \end{aligned} \quad (1)$$

In order to calculate said inflexion points, one phase has to be assumed as a reference. If phase one is used for this purpose, the first three inflexion points are t_{z_1} , t_{on_N} and $t_{f_{k-2}}$, as shown in Fig. 2a. So as to compute the instants of interest, this method has to contemplate the time intervals T_z , T_{on} and T_f included in a switching period as:

$$\begin{aligned} t_{z_1} &= t_1 = 0 \\ t_{on_N} &= t_2 = t_1 + y_1 T_n - T_f \\ t_{f_{k-2}} &= t_3 = t_1 + y_2 T_n - T_f - T_{on} \end{aligned} \quad (2)$$

where y_1 is the top integer that results from T_f/T_n and y_2 is the top integer that results from $(T_f + T_{on})/T_n$, as:

$$\begin{aligned} y_1 &= \{y_1 : y_1 \in \mathbb{Z} \wedge (T_f/T_n) \in \mathbb{R} \wedge \\ &\quad (y_1 - 1) < (T_f/T_n) < y_1\} \\ y_2 &= \{y_2 : y_2 \in \mathbb{Z} \wedge [(T_f + T_{on})/T_n] \in \mathbb{R} \wedge \\ &\quad (y_2 - 1) < [(T_f + T_{on})/T_n] < y_2\} \end{aligned}$$

The resulting $3N-3$ points are calculated as follows:

$$t_x = t_{x-3} + T_n \quad x = 4, \dots, 3N. \quad (3)$$

Once all $3N$ points are located, total inductor ripple for t_x instant (p_{L_x}) can be computed as the sum of phase ripples (r_k) in that instant.

$$\begin{aligned} p_{L_x} &= r_{L_1}(t_x) + \dots + r_{L_k}(t_x) + \dots + r_{L_N}(t_x) \\ &= \sum_{k=1}^N r_{L_k}(t_x) \end{aligned} \quad (4)$$

In order to obtain the values of $r_{L_k}(t_x)$, a generic representation of phase current ripples is proposed, based on the periodicity of the system, as shown in Fig. 3. In this representation, current ripple of a given phase is defined as a normalized triangular piecewise function $f(t)$, with period T . Therefore it can be represented as a three section function: one with zero current (T_z), another with a positive slope (T_{on}) and the last one with negative slope (T_f). The minimum value it can reach is 0 and its maximum value is 1. In this sense, phase ripple is represented by weighting $f(t)$ by its amplitude, as depicted on (5). The remaining phases are generated using a T_n delayed version of $f(t)$.

$$r_{L_k}(t) = A_k f(t) \quad (5)$$

Since $f(t)$ value is required only in the points of interest (t_x), f_x is defined by sampling $f(t)$ in the instants calculated in (2) and (3), as shown in Fig. 3. Then, f_x is computed as:

$$f_x = \begin{cases} 0 & 0 \leq t_x < T_z \\ (t_x - T_z) \cdot T_{on}^{-1} & T_z \leq t_x < T_z + T_{on} \\ (T - t_x) \cdot T_f^{-1} & T_z + T_{on} \leq t_x < T \end{cases} \quad (6)$$

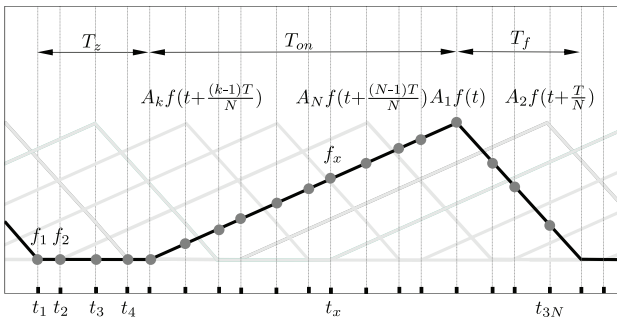


Fig. 3: Function $A_k f(t)$ and sampled version $A_k f_x$.

Once f_x is defined, (4) can be rewritten as:

$$\begin{aligned} p_{L_x} &= A_1 \cdot f_x + A_2 \cdot f_{x-3} + \dots + A_k \cdot f_{x-3k+3} \\ &\quad + \dots + A_N \cdot f_{x-3N+3}, \end{aligned} \quad (7)$$

Generalizing the expression, the inflexion point for t_x instant in L_L is described as:

$$p_{L_x} = \sum_{k=1}^N A_k \cdot f_z \quad (8)$$

where subindex z is calculated as:

$$z = \begin{cases} x - 3k + 3 & \text{if } x > 3k - 3 \\ x - 3k + 3(N + 1) & \text{if } x \leq 3k - 3 \end{cases} \quad (9)$$

In (8), f_z and A_k values must be determined. In order to calculate f_z , intervals T_f and T_z are required. These values are calculated as a function of T_{on} and current ripple positive and negative slopes (s_{p_k} and s_{n_k} , respectively) as:

$$\begin{aligned} T_f &= T_{on} \frac{s_{p_k}}{s_{n_k}} \\ T_z &= T - T_{on} - T_f = T - T_{on} \left(1 + \frac{s_{p_k}}{s_{n_k}}\right) \\ A_k &= T_{on} s_{p_k} \end{aligned} \quad (10)$$

Current ripple slopes as a function of phase inductance L_k , V_{in} and V_{out} are summarized on Table I.

TABLE I: SLOPE VALUES FOR THE CONVERTERS

	Boost	Buck
s_{p_k}	$\frac{V_{in}}{L_k}$	$\frac{V_{in} - V_{out}}{L_k}$
s_{n_k}	$\frac{V_{out} - V_{in}}{L_k}$	$\frac{V_{in}}{L_k}$

The presented method can be easily particularized to compute total switch current for boost ($I_{S_{bs}}$) and buck ($I_{S_{bk}}$) converters. As previously stated, phase switch current is zero during T_{on} interval for boost converters, and during T_f interval for buck ones. Therefore, in order to use the presented method, T_{on} in boost and T_f in buck are redefined as small arbitrary time values that represent the rise and fall times (T_{on_i} and T_{f_i} , respectively) associated with the switches and drivers delays. It is important to point out that, in order to avoid affecting the switching period, it is necessary to recalculate T_z using (10) as follows:

$$\begin{aligned} T_{z_{bs}} &= T - T_{on_i} - T_f \\ T_{z_{bk}} &= T - T_{on} - T_{f_i} \end{aligned} \quad (11)$$

where $T_{z_{bs}}$ and $T_{z_{bk}}$ are the boost and buck redefined T_z , respectively. Hence, f_x (6) is modified accordingly to obtain the piecewise functions g_x (12) and h_x (13) for boost and buck converters, respectively, as shown in Fig. 4.

$$g_x = \begin{cases} 0 & 0 \leq t_x < T_{z_{bs}} \\ (t_x - T_{z_{bs}}) \cdot T_{on_i}^{-1} & T_{z_{bs}} \leq t_x < T_{z_{bs}} + T_{on_i} \\ (T - t_x) \cdot T_f^{-1} & T_{z_{bs}} + T_{on_i} \leq t_x < T \end{cases} \quad (12)$$

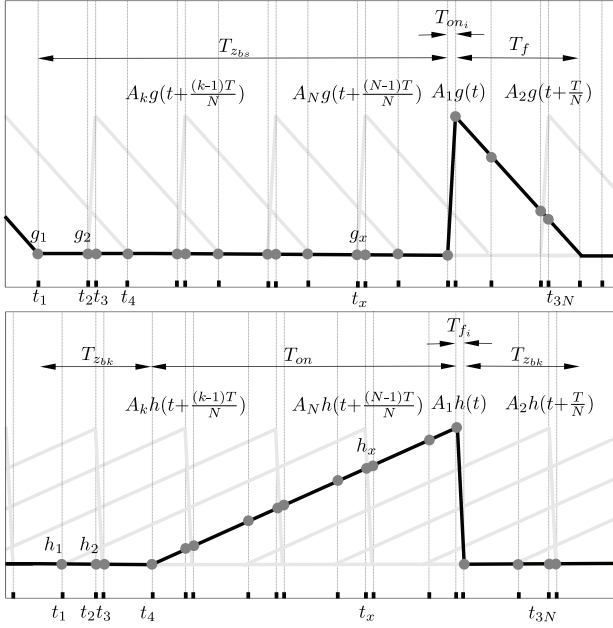


Fig. 4: $g(t)$, phase shifted $g(t)$ and sampled version g_x . $h(t)$, phase shifted $h(t)$ and sampled version h_x

$$h_x = \begin{cases} 0 & 0 \leq t_x < T_{z_{bk}} \\ (t_x - T_{z_{bk}}) \cdot T_{on}^{-1} & T_{z_{bk}} \leq t_x < T_{z_{bk}} + T_{on} \\ (T - t_x) \cdot T_{f_i}^{-1} & T_{z_{bk}} + T_{on} \leq t_x < T \end{cases} \quad (13)$$

As an example, Fig. 5 shows each phase contribution to total input and output current in time instant t_3 for a five-phase boost converter. In this case, the value of total current for instant t_3 is computed as:

$$p_{L_3} = A_1 f_3 + A_2 f_{15} + A_3 f_{12} + A_4 f_9 + A_5 f_6 \quad (14)$$

$$p_{S_3} = A_1 g_3 + A_2 g_{15} + A_3 g_{12} + A_4 g_9 + A_5 g_6 \quad (15)$$

Total current is then obtained by similarly calculating the remaining inflexion points in each t_x . Once these points are determined, they can be used to obtain useful information of the DCM interleaved current ripple. This analysis is performed on the following section.

III. RIPPLE ATTENUATION ANALYSIS

The proposed method can be used to compute any of total ripple characteristics. Among them it can be included the RMS value, harmonic content and total current ripple attenuation. Ripple attenuation is defined as the ratio among total current ripple amplitude and the current ripple amplitude corresponding to a single phase, as shown in (16) and (17). Total ripple attenuation is a useful performance indicator, as it can be used to determine whether cancellation points exist and the zones with larger ripple reduction. Therefore, this

information could be used as a first approach for determining the number of phases and the converter operating point.

$$\Delta I_{L_n} = [\max(p_{L_x}) - \min(p_{L_x})] A_n^{-1} \quad (16)$$

$$\Delta I_{S_n} = [\max(p_{S_x}) - \min(p_{S_x})] A_n^{-1} \quad (17)$$

where A_n is the nominal phase ripple amplitude. This amplitude can be calculated as a function of the nominal inductance value and the control parameter T_{on} , using (10) and the slopes definition listed on Table I. Furthermore, as the maximum T_{on} that prevents the converter from operating in CCM depends on the operating point, a normalized T_{on} is defined as:

$$T_{on_n} = \frac{T_{on}}{T_{max}} = \frac{T_{on}}{T} \left(1 + \frac{s_p}{s_n} \right) \quad (18)$$

Likewise, taking into consideration that the maximum turn on time (T_{max}) also depends on the operating point and the maximum value it could reach is the switching period, it is normalized with regard to T as follows:

$$T_{max_n} = \frac{T_{max}}{T} = \left(1 + \frac{s_p}{s_n} \right)^{-1} \quad (19)$$

Once normalization is made it is possible to compare ripple attenuation for different operating points and topologies.

For the case of I_L , total ripple attenuation is illustrated on Fig. 6, which shows the resulting ΔI_{L_n} as a function of T_{on_n} and T_{max_n} for a five-phase converter. From this figure, it can be seen that ΔI_{L_n} is always smaller than the ripple of a single phase. Furthermore, there are certain values of T_{on_n} and T_{max_n} that yield total ripple cancellation. Additionally, it can be observed that these cancellation points delimit the zone with larger attenuation. Therefore, knowledge

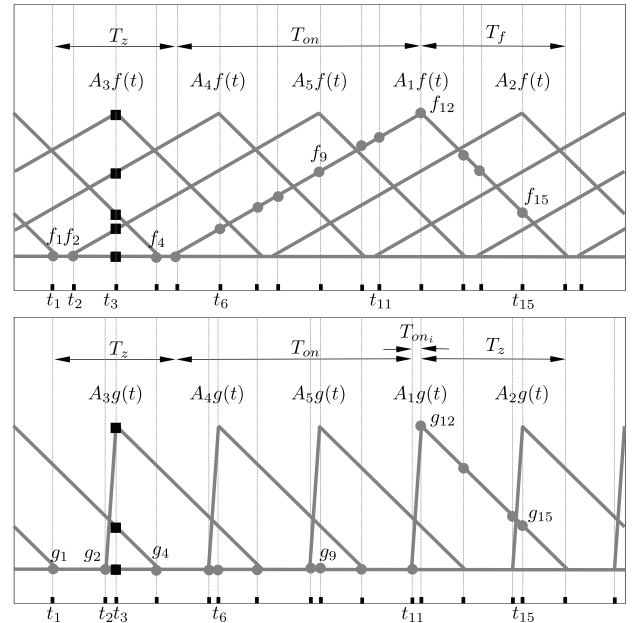
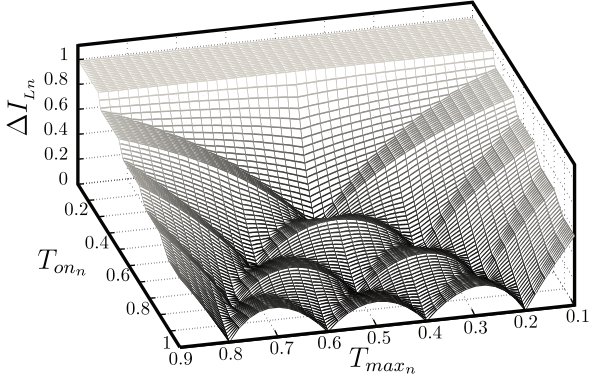


Fig. 5: Total inductor and switch current in t_3 .


 Fig. 6: ΔI_{L_n} as a function of T_{on_n} and T_{max_n} for $N = 5$.

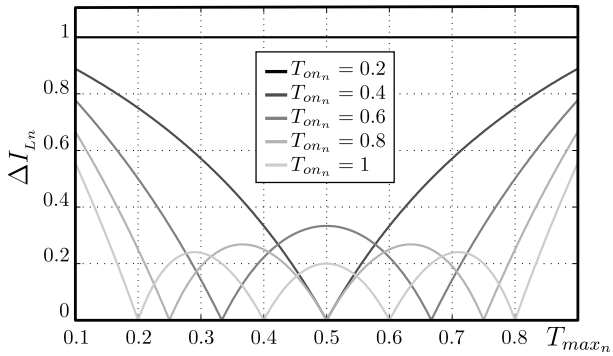
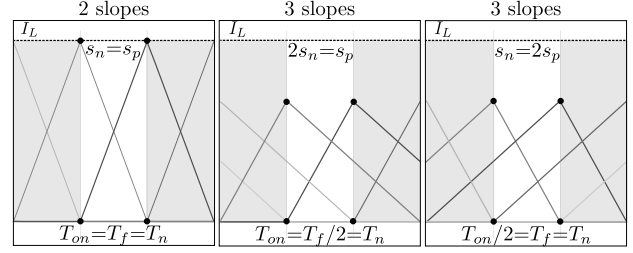
of these points location provides important information on ripple characteristics.

Cancellation points are better illustrated on Fig. 7, which shows ripple attenuation as a function of T_{max_n} , for several T_{on_n} . Selected T_{on_n} are such values in which zeros on ΔI_{L_n} exist. For the particular case of $T_{on_n} = 1$ the CCM case is obtained, identifying the known case of $N - 1$ ripple nulls. Conversely, when $T_{on_n} < 1$, which correspond to DCM operation, there are additional ripple nulls.

In order to determine the location of these ΔI_{L_n} nulls, the previously mentioned five-phase converter is analyzed. Through this analysis, a general expression for the location of nulls is found as a function of N .

For the nulls to exist it is essential to have negative and positive slopes superposition, with coincident inflexion points. Additionally, through (1), it can be determined that the inflexion points coincidence implies that T_{on} and T_f intervals must be multiple of T_n . As an example, some of the superposition cases for the $N = 5$ converter are shown in Fig. 8.

Considering the case of two slopes superposition, in order to produce a cancellation point, $T_{on} = T_f = T_n$. Analogously, for the case of three slopes superposition there are two possible situations: $T_{on} = T_f/2 = T_n$ and $T_{on}/2 = T_f = T_n$, as seen in Fig. 8. Knowing the relation between T_{on} and T_f (10), it is possible


 Fig. 7: ΔI_{L_n} as a function of T_{max_n} , for $N = 5$ case.

 Fig. 8: Slope superposition examples for an $N = 5$ converter.

to determine T_{on_n} and T_{max_n} through (18) and (19). This analysis is summarized in Table II, where the combinations of T_{on_n} and T_{max_n} that yield total ripple cancellation for the described superposition cases are shown.

 TABLE II: SLOPE SUPERPOSITION EXAMPLES IN CANCELLATION POINTS FOR $N=5$

	T_{on}	T_f	$\frac{s_p}{s_n}$	$T_{on_{max}}$	T_{on_n}	T_{max_n}
$1s_p \ 1s_n$	T_n	T_n	1	$\frac{1}{2}T$	$\frac{T}{N} \frac{2}{T} = \frac{2}{5}$	$\frac{1}{2}$
$2s_p \ 1s_n$	$2T_n$	T_n	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}T$	$\frac{2T}{N} \frac{3}{2T} = \frac{3}{5}$	$\frac{1}{3}$
$1s_p \ 2s_n$	T_n	$2T_n$	2	$\frac{1}{3}T$	$\frac{T}{N} \frac{3}{T} = \frac{3}{5}$	$\frac{2}{3}$

From the aforementioned analysis it can be observed that for three slopes superposition, two cancellation points with the same T_{on_n} are possible. This is due to the fact that, although there are two different values for T_{on} , T_{on} and $T_{on_{max}}$ change in the same proportion. Consequently, the T_{on_n} values that bring out total ripple cancellation are obtained using:

$$T_{on_c} = \frac{i}{N} \quad i = 2 : N \quad (20)$$

where i represents the amount of overlapped slopes. Similarly, the T_{max_n} values that lead to ripple cancellation for the obtained T_{on_c} points are computed as:

$$T_{max_c} = \frac{j}{i} \quad j = 1 : i - 1 \quad (21)$$

with j representing all the possible combinations for a given superposition case. For example, for the case of two slopes superposition $i = 2$ and $j = 1$. For three slopes superposition $i = 3$, which implies that j can take the values 1 or 2. Hence, analyzing (20) and (21), it can be determined that there is a total of $N(N - 1)/2$ cancellation points.

Related to ΔI_{S_n} , it should be pointed out that, as no superposition of different sign slopes is possible, no nulls can exist. Additionally, considering that each r_{S_k} has a discontinuity from 0 to A_k , for the boost case, or from A_k to 0 in the buck case, ΔI_{S_n} is always equal to 1. Therefore, no attenuation of ripple is possible in $I_{S_{b_s}}$ and $I_{S_{b_k}}$ when working in DCM. However, interleaving technique makes it possible to increase total ripple frequency, which improves filtering requirements even though no amplitude attenuation exists.

IV. EXPERIMENTAL TEST

In order to validate the calculations of the proposed method, computed inflexion points are contrasted with the results obtained from measurements on an $N = 4$ buck converter. The converter parameters are summarized on Table III. Phase current control is implemented in an FPGA with a clock period $T_{clock} = 20$ ns. Switch on time T_{on} is set to $13.5 \mu\text{s}$.

TABLE III: Experimental Setup Parameters

Description	Value
Switching period, T	$40.96 \mu\text{s}$
Input voltage, V_{in}	100 V
Output voltage, V_{out}	48 V
Nominal phase inductance, L_n	$200 \mu\text{H}$
Inductor equivalent series resistance, ESR_L	$10 \text{ m}\Omega$
Phase inductance tolerance	$\pm 1 \%$

Fig. 9 exhibits the phases ripple r_{L_k} , output current I_L and input current $I_{S_{bk}}$ obtained by measurements on the above described buck converter. In order to compare the calculated and computed inflexion points, the calculated ones are superimposed on the same figures. From the comparison it is possible to identify that the calculated values correctly match the experimental waveforms in the inflexion points, while the rest of the curve may be obtained by linear interpolation.

V. CONCLUSIONS

In this paper, a method for the characterization of input and output ripple in DCM interleaved power converters has been presented. The proposed method is based on the analysis of each phase ripple in time domain, from which total ripple peak values and their location have been determined. This analysis allows to determine any of the total ripple characteristics, including RMS value, harmonic content and total ripple attenuation. As a first step towards complete characterization, total ripple attenuation has been analyzed. It has been determined that, in DCM, output total ripple in boost and input total ripple in buck topologies do not have any attenuation related to the current ripple of a single phase, yet its frequency is increased to N times the switching frequency. On the other hand, it has been shown that the total inductor ripple is always smaller or equal than the phase ripple. Additionally, it has been identified that DCM operation allows to obtain $N(N-1)/2$ total ripple cancellation points, whose location has been obtained as a function of N and the operating point, delimiting a zone with larger attenuation. Therefore, the proposed characterization method provides a useful tool for the complete analysis of the total ripple in interleaved DCM converters, which can be used to design the converter parameters for a given specification.

REFERENCES

- [1] Y.-S. Kim, W.-Y. Sung, and B.-K. Lee, "Comparative Performance Analysis of High Density and Efficiency PFC Topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 6, pp. 2666–2679, June 2014.
- [2] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, March 2012.
- [3] C. Ramos-Paja, G. Petrone, and G. Spagnuolo, "DCM operation of interleaved DC/DC converters for PV applications," in *2012 IEEE 15th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, no. 1, Sep. 2012, pp. LS8c.1–1–LS8c.1–6.
- [4] H. Choi and L. Balogh, "A cross-coupled master-slave interleaving method for Boundary Conduction Mode (BCM) PFC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 10, pp. 4202–4211, Oct. 2012.
- [5] L. Huber, B. Irving, and M. Jovanovic, "Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1649–1657, July 2008.
- [6] D.-H. Kim, G.-Y. Choe, and B.-K. Lee, "DCM Analysis and Inductance Design Method of Interleaved Boost Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4700–4711, Oct. 2013.
- [7] M. Schuck and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Ripple Minimization Through Harmonic Elimination in Asymmetric Interleaved Multiphase DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7202–7214, Dec. 2015.
- [8] C. Chang and M. Knights, "Interleaving technique in distributed power conversion systems," *IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl.*, vol. 42, no. 5, pp. 245–251, May 1995.
- [9] P. D. Antoszczuk, R. G. Retegui, N. Wassinger, S. Maestri, M. Funes, and M. Benedetti, "Characterization of steady-state current ripple in interleaved power converters under inductance mismatches," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1840–1849, April 2014.
- [10] F. Yang, X. Ruan, Y. Yang, and Z. Ye, "Interleaved Critical Current Mode Boost PFC Converter With Coupled Inductor," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 9, pp. 2404–2413, Sep. 2011.
- [11] B. Ray, H. Kosai, S. McNeal, B. Jordan, and J. Scofield, "A comprehensive multi-mode performance analysis of interleaved boost converters," in *2010 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2010 - Proc.*, Sep. 2010, pp. 3014–3021.
- [12] J. C. P. Liu, N. K. Poon, B. M. H. Pong, and C. K. Tse, "Low Output Ripple DC-DC Converter Based on an Overlapping Dual Asymmetric Half-Bridge Topology," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1956–1963, Sep. 2007.
- [13] K. Raggel, T. Nussbaumer, G. Doerig, J. Biela, and J. Kolar, "Comprehensive Design and Optimization of a High-Power-Density Single-Phase Boost PFC," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2574–2587, July 2009.
- [14] P. Antoszczuk, R. Retegui, M. Funes, N. Wassinger, and S. Maestri, "Interleaved Current Control for Multiphase Converters with High Dynamics Mean Current Tracking," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 8422–8434, Dec. 2016.
- [15] O. García, P. Zumel, A. de Castro, and J. a. Cobos, "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006.

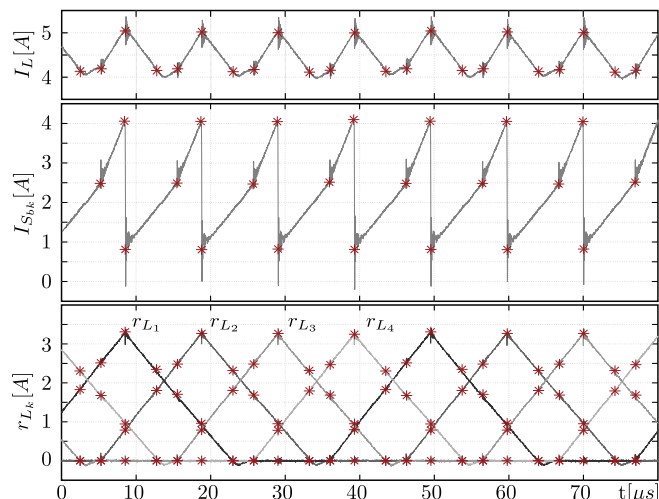


Fig. 9: Experimental (continuous line) and calculated (dots) currents.

Letters

Current Ripple Amplitude Measurement in Multiphase Power Converters

Paula Cervellini, Pablo Antoszczuk, Rogelio García Retegui, and Marcos Funes

Abstract—Improvements in the total current ripple in interleaved power converters are mainly determined by differences between the phase inductor values. Several methods have been presented in the literature to mitigate this problem, which requires the knowledge of the relative current ripple amplitude. However, in these methods, the measurement of such an amplitude is not addressed. This characteristic is difficult to measure because of the switching noise and the necessity to precisely locate the current waveforms peaks, despite the switches and drivers delay. Furthermore, the above-mentioned methods either perform the correction in real time or in a self-commissioning state. Therefore, it is necessary to implement the amplitude measurement in the same platform as the current control, which implies that the computational overhead should be minimized. This work presents a methodology for the measurement of the ratio among phase current ripple amplitudes in the frequency domain. The proposal allows us to precisely determine this characteristic, with a reduced sampling frequency and high noise immunity. Experimental tests on a four-phase buck converter validate the proposal.

Index Terms—Current ripple, power converters, signal processing.

I. INTRODUCTION

MULTIPHASE power converters consist of the parallel connection of M equal converters in such a way that the total current i_T is divided among M paths or phases. When compared to a single converter, multiphase converters reduce switching and conduction losses by dividing the total current among phases. They also improve total current ripple (Δi_T) characteristics, including amplitude reduction and frequency increase to M times the switching frequency f_{sw} , by interleaving each phase current ripple [1], [2]. Therefore, filtering requirements are reduced in the common point among phases, as the minimum frequency is Mf_{sw} .

However, the above-mentioned features can be affected by various practical implementation factors, such as tolerances and

parasitic elements on the converter passive and active components. In this sense, series voltage drop on switching devices and inductor parasitic resistance could produce mismatch on the mean current among phases [3]. Nevertheless, this effect, as well as the nonideal phase shift produced by delays on switching devices and drivers, can be mitigated by means of control techniques [2], [4], [5]. Furthermore, as inductance value tolerance may reach $\pm 5\%$ to $\pm 10\%$ [6], differences on each phase current ripple amplitude are generated, which impacts on the total current ripple characteristics [7], [8]. Under this condition, the switching frequency component f_{sw} and its $M - 1$ harmonics are not canceled in Δi_T . As a consequence, if the filter is designed to attenuate the Mf_{sw} component, the voltage ripple amplitude is increased in the common point among phases. This problem becomes more significant as the number of phases increases, as the difference between the expected minimum frequency and the switching frequency increases.

Several strategies have been presented in the literature to mitigate the effect of differences among the phase inductors. In [8], it is proposed to modify the switching sequence, in such a way that similar amplitude phase current ripples are shifted 180° , which reduces f_{sw} component in the total ripple. This principle is extended to any phase number and its results are improved in [9] by using an objective function for the optimization procedure. On the other hand, in [10] and [11], it is proposed to modify the ideal phase shift ($2\pi/M$) to cancel f_{sw} component and its harmonics in the total ripple. All these strategies rely on the precise knowledge of the ratio among the phase current ripple amplitudes; however, the measurement methodology is not discussed.

In this sense, the measurement of the current ripple amplitude presents several issues illustrated in Fig. 1. This figure shows the phase current ripple (i_{phase}) affected by the high-frequency noise produced by the switching device and the converter parasitic elements. It also presents the sampled version (i_{phase}^*) using a sampling frequency $f_s = 20f_{sw}$.

As can be noted in Fig. 1, in order to determine the amplitude, the measurement must be performed in the switching instants. However, the location of these instants varies depending on the input and output voltages. One possible option to determine the amplitude is to synchronize the sampling instant with the switching signal. Nevertheless, as previously stated, this approach can be affected by the switching noise, which requires the knowledge of the measurement circuit bandwidth and the different system delays, in order to reach the synchronization.

Manuscript received December 21, 2016; revised February 14, 2017; accepted March 20, 2017. Date of publication March 23, 2017; date of current version April 24, 2017. This work was supported in part by the Universidad Nacional de Mar del Plata, Argentina, the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas project PIP 0210, Argentina, by the Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva, Argentina, and by the Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica, Argentina.

The authors are with the Facultad de Ingeniería, Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica, Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas, Universidad Nacional de Mar del Plata, 7600 Mar del Plata, Argentina (e-mail: paulacervellini@fi.mdp.edu.ar; pablo_ant@fi.mdp.edu.ar; rgarcia@fi.mdp.edu.ar; mfunes@fi.mdp.edu.ar).

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2017.2686784

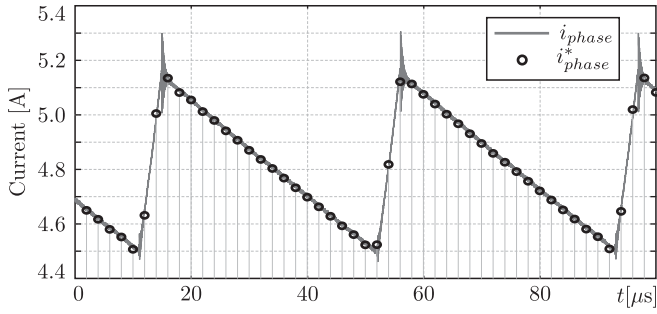


Fig. 1. Phase current ripple (i_{phase}) and sampled current ripple with $f_s = 20f_{\text{sw}}$ (i_{phase}^*).

The above-mentioned problem in the amplitude measurement can be reduced by using frequency-domain methods [12], which allow us to increase the noise rejection and are independent of the switching instant. Since correction strategies are intended as online or self-commissioning methodologies, the amplitude measurement should be implemented in the same platform as the current control. This requirement implies that the measurement should be performed without increasing the computational overhead of the digital platform.

Considering the aforementioned issues, this work presents a methodology for measuring the ratio among the phase current ripple values in interleaved converters in the frequency domain. The proposed method allows us to determine said amplitude with high immunity to the switching noise and a reduced number of points, consequently reducing the memory use and sampling frequency. Furthermore, the proposed method can be used both in the continuous conduction mode (CCM) and the discontinuous conduction mode (DCM). The proposal is experimentally validated using a four-phase buck converter.

II. PROPOSED METHOD

The proposed method is based on the frequency-domain analysis of each phase current ripple. In order to perform such analysis, the following is assumed:

- 1) the converter operates in the steady state;
- 2) the current ripple is approximated as linear segments, as the time constant associated with the inductor and its resistive component is much higher than the switching period T [13], [14];
- 3) all phases have the same waveform, same period T , and switch turn-on time T_{on} ;
- 4) the sampling signal period can be precisely defined, provided the timing accuracy of modern digital platforms [15];
- 5) windowing problems in the frequency-domain analysis are neglected, as control signals and sampling instants are generated on the same digital platform.

Under these considerations, each phase ripple can be considered as a piecewise linear function with different slopes. Therefore, current ripple can be defined as a triangular function when the converter is operating in the CCM, or as a triangular function with dead time when operating in the DCM. Fig. 2

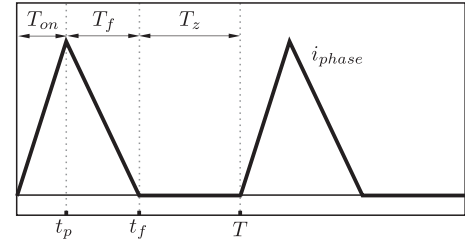


Fig. 2. Inductor current ripple for the DCM case.

shows the waveform for the DCM case. In this case, the switch is ON during T_{on} interval and turns OFF in $t = t_p$. During T_f interval, the switch is OFF, but the current is greater than zero until instant t_f , where it starts the dead time of length T_z . The CCM case can be considered as a particular DCM case with no dead time, i.e., $t_f = T$. The duty cycle is defined for the CCM case as $d = t_p/T$.

Once the current ripple waveform is defined, its harmonic content can be evaluated. Since the module of each frequency component of a given periodic signal is proportional to its peak-to-peak amplitude, Δi_{phase} in this case, then

$$c_{1\text{DCM}} = \Delta i_{\text{phase}} / K_{\text{DCM}} \quad (1)$$

$$c_{1\text{CCM}} = \Delta i_{\text{phase}} / K_{\text{CCM}} \quad (2)$$

where $c_{1\text{DCM}}$ and $c_{1\text{CCM}}$ are the modules of the switching frequency components for DCM and CCM cases, respectively, whereas K_{DCM} and K_{CCM} are proportionality factors that depend on the current ripple shape, i.e., DCM or CCM operation.

Furthermore, the switching frequency component for a given conduction mode can be calculated by using the Fourier series as

$$c_1 = \frac{1}{T} \left| \int_0^T i_{\text{phase}}(t) \cdot e^{-j2\pi t/T} dt \right|. \quad (3)$$

As previously stated, T_{on} , T_f , and T_z are the same on all phases for a given DCM converter, and d is the same along phases for a given CCM converter [16]. Therefore, the ratio between the peak-to-peak amplitude of two given phases is equal to the ratio between the amplitude of their respective switching frequency components. In order to verify that this factor is constant among the different phases, K_{DCM} and K_{CCM} are calculated using (3) for the DCM and the CCM

$$K_{\text{DCM}} = \pi [a^2 + b^2 + c^2 - 2ab \cos(\omega_{\text{sw}}(t_f - t_p)) + 2bc \cos(\omega_{\text{sw}} \cdot t_f) - 2ac \cos(\omega_{\text{sw}} \cdot t_p)]^{(-1/2)} \quad (4)$$

where

$$\omega_{\text{sw}} = \frac{2\pi}{T}, \quad a = \frac{1}{\omega_{\text{sw}} t_p (t_f - t_p)}$$

$$b = \frac{1}{\omega_{\text{sw}} t_f - t_p}, \quad c = \frac{1}{\omega_{\text{sw}} t_p}.$$

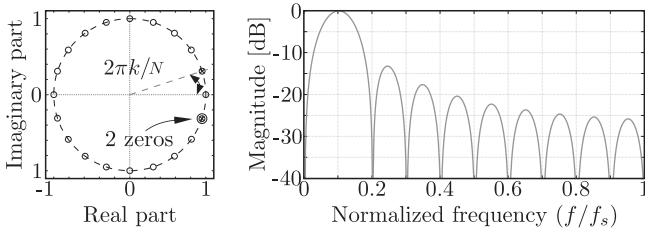


Fig. 3. SGT z -plane singularities and frequency response. $k = 1$ and $N = 20$.

Given that, in the CCM, $t_f = T$ and $d = t_p/T$, K_{CCM} is simplified as

$$K_{CCM} = \frac{\pi^2 d(1-d)}{\sin(\pi d)}. \quad (5)$$

As can be noted, (4) and (5) depend on the switching period T and instants t_p and t_f , which are equal in all phases. Therefore, the ratio between the peak-to-peak amplitude of two given phases can be calculated as the ratio between their switching frequency components. For example, for phases 1 and 2 corresponding to a DCM operating converter, the amplitude ratio is calculated as

$$\frac{\Delta i_{\text{phase}_1}}{\Delta i_{\text{phase}_2}} = \frac{c_{1_{\text{DCM}}}}{c_{2_{\text{DCM}}}}. \quad (6)$$

From the previous analysis, it can be concluded that the phase amplitude ratio is equal to the switching component ratio. Consequently, a suitable frequency-domain method for this purpose is the sliding Goertzel transform (SGT), which allows the efficient calculation of a single-frequency component in real time [12], [17]. The transfer function of the SGT of length N , configured to calculate the k th order frequency component, is shown as follows [18]:

$$H_{\text{SGT}}(z) = \frac{(1-z^{-N})(1-e^{-j2\pi k/N}z^{-1})}{1-2\cos(2\pi k/N)z^{-1}+z^{-2}}. \quad (7)$$

As can be noted, H_{SGT} singularities in the z -plane are composed of N zeros on the unity circle, produced by the sliding window of length N , an additional zero on $e^{-j2\pi k/N}$, and two poles on $e^{\pm j2\pi k/N}$. Fig. 3 shows the distribution of poles and zeros in the z -plane, and the frequency response for a $k = 1$ and $N = 20$ filter. As can be seen, as sampling frequency can be precisely set as a function of switching frequency, H_{SGT} provides N transmission zeros located at the f_{sw} harmonics, other than the central frequency, defined by k .

However, the representation of this function coefficients in systems with finite precision arithmetic may yield an incorrect cancellation among zeros and poles. Furthermore, rounding errors may produce that the singularities are moved outside the unity circle, thus affecting the system stability. In order to ensure stability, it is necessary to introduce a damping coefficient to move the singularities back inside the unity circle [18]. Even though this methodology ensures stability, the attenuation at frequencies others than the central frequency is reduced and the phase response is distorted [19].

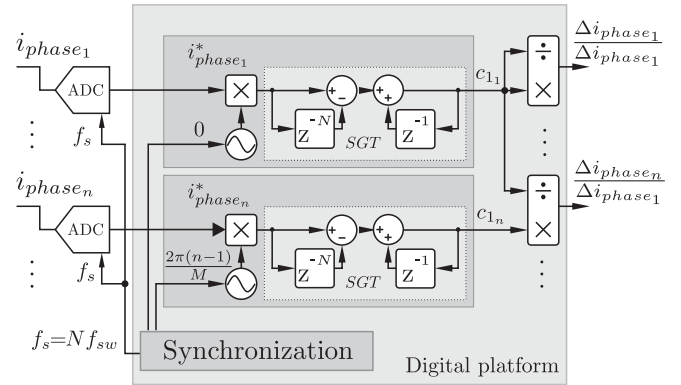


Fig. 4. Proposed method block diagram.

In [20], previously mentioned stability issues are avoided configuring the SGT to calculate the dc level ($k = 0$), since it is not necessary to represent any coefficient different than 1, as

$$H_{\text{SGT}}(z) = \frac{(1-z^{-N})}{(1-z^{-1})}. \quad (8)$$

In this sense, if the signal under test is multiplied by another signal with the same frequency as the harmonic of interest [20], a dc value proportional to the current ripple amplitude can be obtained. As an example, in (9), the result of the multiplication of two signals V_1 and V_2 is shown, proving that the result, $V_0(t)$, has a continuous current (dc) component only when w_1 and w_2 are equal

$$\begin{aligned} V_0(t) &= V_1(t) \cdot V_2(t) \\ &= \frac{A_1 \cdot A_2}{2} [\cos((w_1 + w_2)t + \phi) \\ &\quad + \cos((w_1 - w_2)t + \phi)]. \end{aligned} \quad (9)$$

Fig. 4 summarizes the proposed method to obtain the ratio between phase 1 and a generic phase n current ripples. In this diagram, it is shown that i_{phase} is sampled at $f_s = N f_{\text{sw}}$ to obtain i_{phase}^* . Then, i_{phase}^* is multiplied by a signal with the same frequency as the switching frequency, and phase-shift equal to the corresponding phase, i.e., 0 for phase 1, $2\pi/M$ for phase 2, and so on. Moreover, by means of the SGT filter with $k = 0$, the dc component is obtained. Finally, the ratio among phases is obtained by dividing the f_{sw} component of each phase by the f_{sw} component of the phase selected as a reference (phase 1 in this case).

III. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed method validation has been performed using signals acquired from a four-phase buck converter, operating in the CCM and the DCM. The switching period is $T = 40.96 \mu\text{s}$. The duty cycle for the CCM case is $d = 0.09$, whereas, for the DCM case, $t_p = 13.5 \mu\text{s}$ and $t_f = 28.1 \mu\text{s}$. The duty cycle for the CCM has been selected to test the measurement methodology in a critical case, where one of the current ripple slopes is much larger than the other.

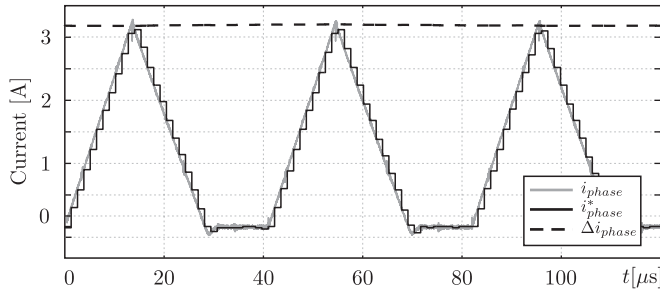


Fig. 5. DCM operation. Current and sampled current with the obtained amplitude.

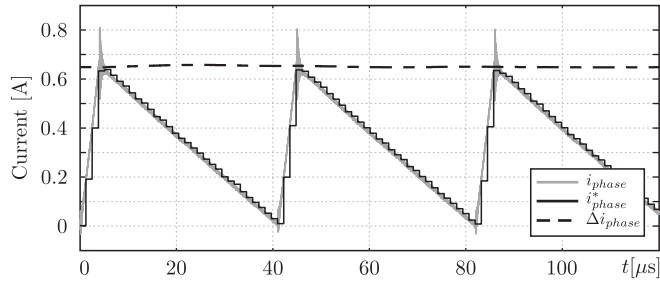


Fig. 6. CCM operation. Current and sampled current with the obtained amplitude.

First, in order to illustrate the testing methodology and verify expressions (1) and (2), the ripple amplitude for a single phase is calculated. For this purpose, constants K_{DCM} (4) and K_{CCM} (5) must be calculated using the parameters described above

$$K_{DCM} = 2.18 \quad (10)$$

$$K_{CCM} = 2.9. \quad (11)$$

Once K_{DCM} and K_{CCM} are determined, the peak-to-peak amplitude for each case is calculated using a sampling period $T_s = T/32$. It should be pointed out that, since the switching signals are generated in a digital platform, it is simple to generate a sampling frequency multiple of the switching frequency. Therefore, windowing problems can be neglected. Figs. 5 and 6 show the current ripple, the sampled version, and the amplitude obtained using the proposed method for the DMC and CCM cases, respectively.

As can be noticed, the proposed method allows us to obtain the peak-to-peak amplitude in both cases. However, due to the switching noise, it is difficult to evaluate the method precision. In order to obtain an amplitude to be contrasted with the proposed method, a linear interpolation is calculated for the rising and falling segments, using a much higher sampling frequency $T_{s_{int}} = T/4096$. The peak value is then computed from the intersection between the two interpolations, as shown with dashed and dotted lines in Figs. 7 and 8. Finally, the value obtained using the proposed method, shown with dashed line in Figs. 7 and 8, is compared with the interpolation to compute the error. As the interpolation requires a much larger number of points, and given its computational complexity, it is not practical to implement the measuring system in the same platform as the

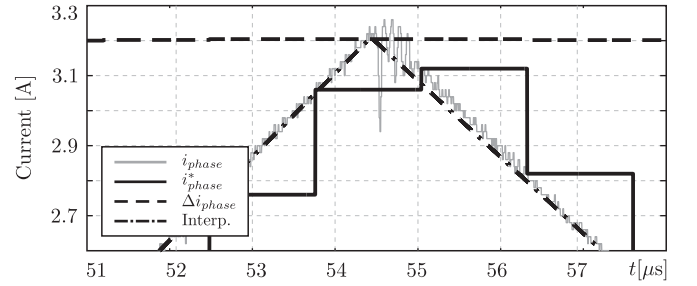


Fig. 7. DCM Operation. Proposed method and linear regression.

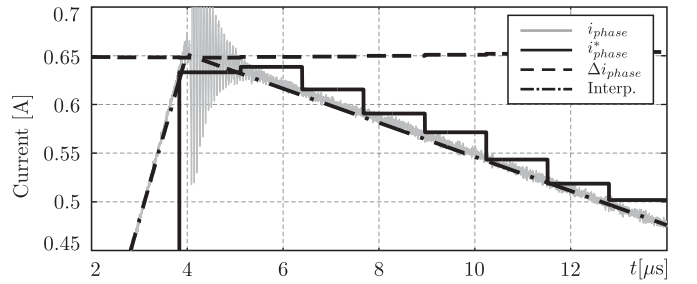


Fig. 8. CCM Operation. Proposed method and linear regression.

current control. Therefore, it is only used for evaluating the proposed method. If this procedure is repeated for successive peaks in the current ripple, it can be determined that the error is between 0.15% and 1.1% for the DCM and $\pm 0.17\%$ for the CCM.

As can be observed, the error is larger for the DCM case, which is due to the inverse recovery phenomenon. This phenomenon has switching frequency components that add to the ones proportional to the current ripple amplitude. Precision in the DCM can be improved by disregarding negative current values. By using this procedure, the error is improved to $\pm 0.5\%$.

The multiphase case is evaluated using the previously presented methodology, i.e., comparing the results obtained using the proposed method with the interpolation for each phase. Fig. 9 shows the amplitudes ratio for the $M = 4$ converter in the DCM mode, obtained using the proposed method. In this case, as previously stated, the ratio among phase ripple amplitudes will be equal to the ratio among the switching frequency components. Thus, it is not necessary to calculate K_{DCM} or K_{CCM} .

It should be pointed out that the correction methods previously described have a much smaller bandwidth than the switching frequency. Therefore, in these methods, it is possible to use the average amplitude value. Then, if the previously described methodology is averaged ten consecutive switching cycles, the amplitude ratios yield

$$\begin{aligned} \Delta i_{\text{phase}_1} / \Delta i_{\text{phase}_1} &= 1 \\ \Delta i_{\text{phase}_2} / \Delta i_{\text{phase}_1} &= 1.0016 \\ \Delta i_{\text{phase}_3} / \Delta i_{\text{phase}_1} &= 0.9955 \\ \Delta i_{\text{phase}_4} / \Delta i_{\text{phase}_1} &= 1.0254. \end{aligned} \quad (12)$$

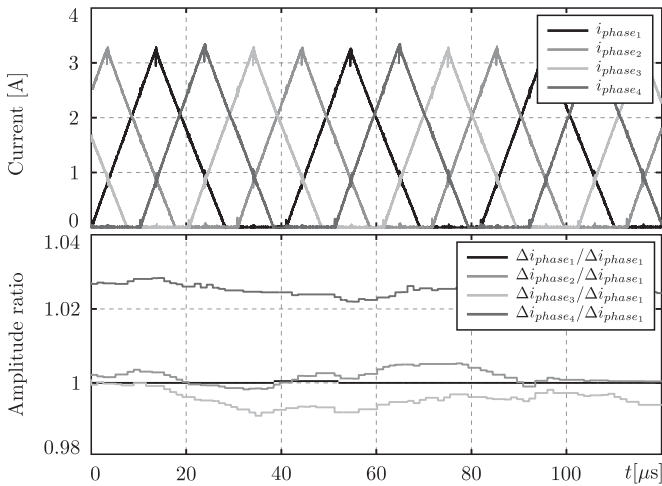


Fig. 9. DCM operation. (Top) Measured phase currents. (Bottom) Ripple amplitude ratios using the proposed method.

These amplitudes ratio can be compared with the amplitudes ratio obtained using the linear interpolation. If Δi_{int_j} is defined as the j th phase amplitude obtained using interpolation, the interpolated amplitude ratios result

$$\begin{aligned} \Delta i_{\text{int}_1} / \Delta i_{\text{int}_1} &= 1 \\ \Delta i_{\text{int}_2} / \Delta i_{\text{int}_1} &= 1.0087 \\ \Delta i_{\text{int}_3} / \Delta i_{\text{int}_1} &= 0.9998 \\ \Delta i_{\text{int}_4} / \Delta i_{\text{int}_1} &= 1.0278. \end{aligned} \quad (13)$$

From previous results, it can be seen that the proposed method allows us to obtain the relative amplitudes with a precision smaller than 1%. Therefore, this method allows us to determine whether a given phase ripple amplitude is smaller or larger than the remaining ones. This information can then be used by compensation methodologies to reduce the impact on the total ripple.

IV. CONCLUSION

Difference among the phase inductor value is one of the main factors that affect the multiphase power converter performance, as it avoids the correct current ripple reduction and frequency increase. Available methodologies to mitigate this problem rely on the precise knowledge of the ratio among the phase ripple amplitudes. In this work, a methodology to measure this ratio has been presented. The proposed method is able to determine the relative current ripple amplitude with high immunity to the switching noise and a reduced number of points, based on the frequency-domain analysis of each phase current ripple. By means of tests on a four-phase buck converter, it has been determined that this methodology is capable of determining the ratio among phases with a precision better than 1%, when compared to the results obtained by using linear interpolation with a much larger number of points. Furthermore, as the required samples per period and computational overhead are reduced,

the proposed method is suitable to be implemented in the same platform as the current control.

REFERENCES

- [1] R. G. Retegui, M. Benedetti, M. Funes, P. Antoszczuk, and D. Carrica, "Current control for high-dynamic high-power multiphase buck converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 614–618, Feb. 2012.
- [2] O. García, P. Zumel, A. de Castro, and J. A. Cobos, "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006.
- [3] O. García, P. Zumel, A. de Castro, P. Alou, and J. A. Cobos, "Current self-balance mechanism in multiphase buck converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1600–1606, Jun. 2009.
- [4] R. F. Foley, R. C. Kavanagh, and M. G. Egan, "Sensorless current estimation and sharing in multiphase buck converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2936–2946, Jun. 2012.
- [5] Y. Cho, A. Koran, H. Miwa, B. York, and J. S. Lai, "An active current reconstruction and balancing strategy with DC-link current sensing for a multi-phase coupled-inductor converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1697–1705, Apr. 2012.
- [6] A. Borrell, M. Castilla, J. Miret, J. Matas, and L. G. De Vicuña, "Control design for multiphase synchronous buck converters based on exact constant resistive output impedance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 11, pp. 4920–4929, Nov. 2013.
- [7] P. D. Antoszczuk, R. G. Retegui, N. Wassinger, S. Maestri, M. Funes, and M. Benedetti, "Characterization of steady-state current ripple in interleaved power converters under inductance mismatches," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1840–1849, Apr. 2014.
- [8] O. García, A. de Castro, P. Zumel, and J. A. Cobos, "Digital-control-based solution to the effect of nonidealities of the inductors in multiphase converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2155–2163, Nov. 2007.
- [9] P. Antoszczuk, P. Cervellini, R. G. Retegui, and M. Funes, "Optimized switching sequence for multiphase power converters under inductance mismatch," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 1697–1702, Mar. 2017.
- [10] M. Schuck and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Ripple minimization through harmonic elimination in asymmetric interleaved multiphase DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7202–7214, Dec. 2015.
- [11] M. L. A. Caris, H. Huisman, J. M. Schellekens, and J. L. Duarte, "Generalized harmonic elimination method for interleaved power amplifiers," in *Proc. 38th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. Conf.*, 2012, pp. 4979–4984.
- [12] J. F. Chicharo and M. T. Kilani, "A sliding Goertzel algorithm," *Signal Process.*, vol. 52, no. 3, pp. 283–297, Aug. 1996.
- [13] M. Khazraei and M. Ferdowsi, "Modeling and analysis of projected cross point control—A new current-mode-control approach," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 3272–3282, Aug. 2013.
- [14] P. D. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, N. Wassinger, and S. Maestri, "Interleaved current control for multiphase converters with high dynamics mean current tracking," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 8422–8434, Dec. 2016.
- [15] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. N. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan, and M. W. Naouar, "FPGAs in industrial control applications," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 7, no. 2, pp. 224–243, May 2011.
- [16] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, and D. Carrica, "Steady state characterization of current ripple in DCM interleaved power converters," in *Proc. Argentine Conf. Micro-Nanoelectron., Technol. Appl.*, 2016, pp. 33–38.
- [17] C. M. Orallo *et al.*, "Harmonics measurement with a modulated sliding discrete Fourier transform algorithm," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 63, no. 4, pp. 781–793, Apr. 2014.
- [18] E. Jacobsen and R. Lyons, "The sliding DFT," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 20, no. 2, pp. 74–80, Mar. 2003.
- [19] R. Garcia-Retegui, S. A. Gonzalez, M. A. Funes, and S. Maestri, "Implementation of a novel synchronization method using sliding Goertzel DFT," in *Proc. IEEE Int. Symp. Intell. Signal Process.*, Oct. 2007, pp. 1–5.
- [20] K. Duda, "Accurate, guaranteed stable, sliding discrete Fourier transform [DSP tips & tricks]," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 27, no. 6, pp. 124–127, Nov. 2010.

Efficiency analysis of interleaved DCM and CCM converters used in photovoltaic systems

Paula Cervellini, Pablo Antoszczuk, Rogelio García Retegui, Marcos Funes
Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC)
ICYTE - CONICET - UNMDP
Mar del Plata, Argentina
{paulacervellini, pablo_ant, rgarcia, mfunes} @fi.mdp.edu.ar

Abstract—The utilization ratio of photovoltaic systems is closely tied, on one side, to the way in which energy is obtained from photovoltaic devices and on the other, to the converters efficiency. In this sense, direct current converters (dc-dc) are used in order to adapt solar panels energy to fulfill the inverters power requirements, while maintaining the panels in its optimal operating point (maximum power point, MPP). In practice, power converter ripple reduces the photovoltaic module utilization ratio, as it operates in the MPP in average, and out of it during most of the time. For this reason, a reduction in ripple amplitude is seek, but the strategies to do so may increase components losses. Then, a trade-off between the panel utilization ratio and the converter efficiency exists. In this article, an analysis of different topologies and operating modes is presented, with the aim of determining design criteria for converters used in photovoltaic systems in order to improve the systems efficiency.

Index Terms—Photovoltaic systems, efficiency, DCM, CCM, Interleaved converters

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas fotovoltaicos hacen uso de convertidores continua-continua (cc-cc) para adaptar la energía proveniente de los paneles solares a la requerida por el inversor o carga, dependiendo de la aplicación. En la Fig. 1 se muestra un esquema típico, en donde se puede observar que cada panel (o arreglo serie de paneles, indicados como PV) se conecta a un convertidor cc-cc. Puede existir una o mas de estas etapas, las cuales se conectan a un único bus de continua. Luego del bus de continua puede existir un inversor (cc-ca), encargado de inyectar la energía a la red eléctrica, o una carga de continua, dependiendo de la aplicación. Los convertidores cc-cc realizan el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y adecuan el nivel de tensión al requerido por la etapa siguiente [1]. La eficiencia total de la etapa de generación hasta el bus de continua está dada por el MPPT y por la eficiencia propia del convertidor cc-cc [2].

Respecto al MPPT, para un dado control de corriente, el aprovechamiento del panel disminuye a medida que aumenta el ripple en los bornes del mismo. Esto se debe a que el panel opera en el punto óptimo en promedio pero fuera de él durante la mayor parte del tiempo. Por lo tanto, la eficiencia se

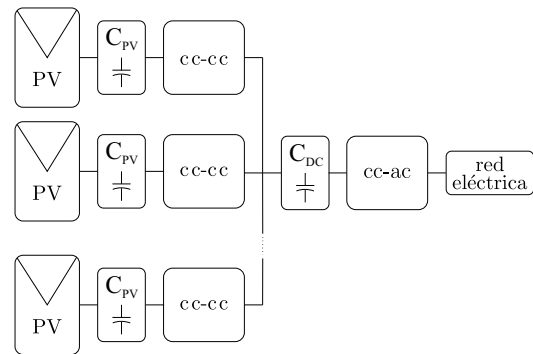


Figura 1. Esquema típico de sistema de generación fotovoltaico.

puede mejorar reduciendo el ripple de entrada del convertidor. La amplitud de este ripple se puede reducir incrementando el valor de los inductores o la frecuencia de conmutación, o mediante un filtro en la entrada del convertidor [3]. El filtrado a la entrada del convertidor es una manera efectiva de reducir el ripple, a expensas de una reducción en la dinámica (ancho de banda) y aumento en las pérdidas. Además, en general una reducción en el ancho de banda implica el uso de capacitores con mayor capacidad como los electrolíticos, que tienen menor vida útil y mayor volumen que su alternativa cerámica o film de menor capacidad [2]. Incrementando el valor de los inductores se logra una reducción en el ripple sin necesidad de aumentar el valor de los capacitores de filtro, pero se incrementa el volumen y también se pueden incrementar las pérdidas en el bobinado [4]. Por otra parte, aumentando la frecuencia de conmutación se puede reducir el ripple, pero se incrementan las pérdidas por conmutación en los dispositivos semiconductores, las pérdidas en el núcleo de los elementos magnéticos y aparecen fenómenos como pérdidas por efecto pelicular, que se pueden despreciar a frecuencias bajas [5].

Respecto a la eficiencia del convertidor, es posible reducir las pérdidas recurriendo a tecnologías de dispositivos semiconductores o modos de funcionamiento más eficientes. En este sentido, el Modo de Conducción Discontinua (DCM) o Modo de Conducción Límite (BCM, en inglés) permiten reducir las pérdidas por conmutación [6]. Sin embargo, BCM opera a frecuencia de conmutación variable, aspecto que puede incrementar la complejidad del control y generar otros

Este trabajo fue soportado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Argentina, el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET), Argentina, el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MINCYT), Argentina y la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

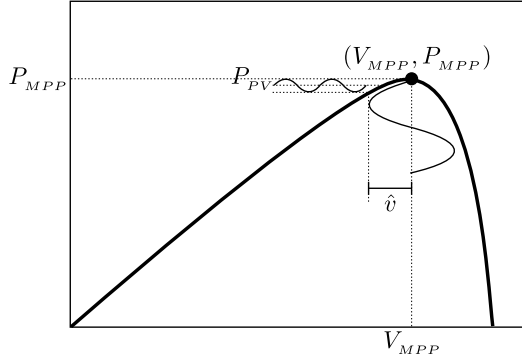


Figura 2. Potencia del panel en función de la tensión para una dada irradiancia y temperatura.

inconvenientes, como dificultad en el diseño de filtro de EMI y reducción de eficiencia para baja carga [7], [8]. En tal sentido, el modo DCM constituye una alternativa viable de frecuencia de conmutación fija [9]. No obstante, debido a que DCM posee un ripple más elevado que el Modo de Conducción Continua (CCM), se usa normalmente en configuración interleaved [10]. Esta configuración se basa en la asociación paralela de N convertidores (denominados fases), los cuales tienen por finalidad distribuir la corriente total en forma equitativa entre las diferentes fases. Luego, como consecuencia de esta distribución y de un apropiado intercalado en las señales de control, se reducen las exigencias en los dispositivos semiconductores y se mejoran las características del ripple [11], [12]. Adicionalmente, las pérdidas se pueden reducir mediante un aumento en la sección del cable utilizado para bobinar los inductores, a expensas de un incremento en el volumen y peso del mismo [4].

A partir de lo expuesto, se evidencia una relación de compromiso entre el MPPT y la eficiencia del convertidor. En este artículo se evalúan alternativas de convertidores CCM y DCM, con el objetivo de determinar criterios de diseño para maximizar la eficiencia del sistema, así como también el impacto de dichos criterios sobre el volumen, la disipación del calor generado y la vida útil del sistema.

II. CRITERIOS DE DISEÑO

Como se mencionó anteriormente, las especificaciones sobre el ripple de tensión en el panel están dadas por el aprovechamiento requerido. En la Fig. 2 se muestra la potencia del panel en función de la tensión para una dada condición de irradiancia y temperatura. Como se puede apreciar, una desviación de amplitud \hat{v} en torno a la tensión correspondiente al punto de máxima potencia V_{MPP} , produce que la potencia extraída P_{PV} sea menor que la máxima potencia del panel P_{MPP} . El factor de aprovechamiento del panel se define como la potencia extraída respecto a la máxima disponible: $k_{PV} = P_{PV}/P_{MPP}$. El máximo ripple de tensión \hat{v} para un dado k_{PV} se puede calcular como [2]:

$$\hat{v} = \sqrt{\frac{2(k_{PV} - 1)P_{MPP}}{3\alpha V_{MPP} + \beta}} \quad (1)$$

donde α y β son los coeficientes de Taylor que aproximan la curva P_{MPP} en función de la tensión del panel V_{PV} . Estos coeficientes se calculan utilizando los parámetros del modelo de un diodo del panel solar [2], que a su vez se obtienen a partir de métodos de ajuste numérico [13]. Luego, usando (1) es posible obtener el máximo ripple de tensión para un k_{PV} dado. Típicamente, se apunta a tener un factor de aprovechamiento acorde a la eficiencia esperada en el convertidor, que ronda $k_{PV} \approx 0,99$.

A partir de \hat{v} se pueden establecer condiciones sobre el máximo ripple de corriente en el convertidor y sobre el filtro conectado en su entrada. Asumiendo que el ripple circula principalmente sobre el capacitor de filtro C_{PV} , se puede estimar un peor caso de \hat{v} en función del valor pico del ripple de corriente \hat{i}_{PV} como:

$$\hat{v} = \frac{1}{2\pi f_{sw}} \frac{\hat{i}_{PV}}{C_{PV}} \quad (2)$$

donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación.

El ripple de corriente depende de varios factores como tensión de entrada (tipo, modelo y cantidad de paneles conectados en serie), tensión del bus de continua V_{DC} , topología del convertidor, modo de funcionamiento, frecuencia de conmutación y valor del inductor.

Las tensiones de entrada y salida del convertidor por lo general se encuentran impuestas por características de la aplicación, tales como topología del sistema solar (panel simple, string, etc.) y tipo de salida (bus de continua para conexión monofásica o trifásica, red de continua, etc.).

En cuanto al resto de los parámetros, es necesario primero definir la topología y modo de funcionamiento del convertidor. Para las aplicaciones típicas con bus de continua dimensionado para inyección a red, se requiere una topología elevadora del tipo *Boost*, cuyo diagrama simplificado se muestra en la Fig. 3. Adicionalmente, como se mencionó anteriormente, el modo de funcionamiento puede ser CCM o DCM y, debido al nivel de ripple, DCM suele utilizarse en modo interleaved. A continuación se describen los criterios de diseño en cada modo.

Para el caso CCM, es posible definir el ripple de corriente en forma independiente de la corriente media del convertidor, definiendo el valor del inductor L_{CCM} y la frecuencia de

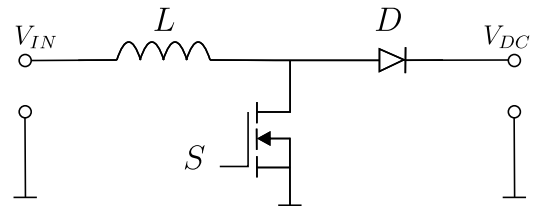


Figura 3. Esquema simplificado de convertidor cc-cc *Boost*.

conmutación $f_{sw_{CCM}}$. Por lo tanto, combinando (1) y (2), y asumiendo un convertidor *Boost* operando alrededor del MPP, se puede calcular \hat{v} en función de la inductancia y la frecuencia de conmutación como:

$$\hat{v} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{V_{MPP}}{V_{DC}} \right) \frac{V_{MPP}}{2\pi L_{CCM} C_{PV} f_{sw_{CCM}}^2} \quad (3)$$

Dado que una de las características más importantes es la vida útil del sistema fotovoltaico, es posible adoptar un valor de C_{PV} tal que sea posible recurrir a tecnología film o cerámico. Adicionalmente, la frecuencia de conmutación se puede adoptar en valores típicos dependiendo de la tecnología de dispositivos semiconductores a utilizar. De esta forma, es posible calcular el valor del inductor mediante (3).

Para el caso DCM, el valor medio de corriente está relacionado con la amplitud del ripple, por lo que para corrientes elevadas el ripple no es tolerable. Es por este motivo que resulta necesario recurrir a convertidores interleaved, con el objetivo de reducir el ripple de la corriente en cada fase y el ripple en la corriente total. Es importante destacar que en convertidores interleaved la frecuencia del ripple total es N veces la frecuencia de conmutación. Por lo tanto, se puede definir la frecuencia de conmutación de un convertidor DCM de N fases en función de la adoptada para el caso CCM como:

$$f_{sw_{N-DCM}} = \frac{f_{sw_{CCM}}}{N} \quad (4)$$

El valor del inductor de cada fase L_{N-DCM} se dimensiona según el criterio presentado en [14], en donde se busca que el convertidor mantenga la condición DCM en todo el rango de operación.

$$L_{N-DCM} = \frac{N}{2I_{max} f_{sw_{N-DCM}}} \frac{V_{MPP}(V_{DC} - V_{MPP})}{V_{DC}} \quad (5)$$

donde I_{max} es la máxima corriente del panel, que se puede considerar como 1,5 veces la corriente de corto circuito del panel, de forma tal contemplar un factor de seguridad y mantener el convertidor operando en DCM bajo cualquier condición. Si bien con este criterio se mantiene la frecuencia del ripple total, respecto al caso CCM, la amplitud del ripple final depende del número de fases y punto de operación. Esta amplitud se puede calcular a partir del procedimiento presentado en [15], considerando el MPP como punto de operación. Finalmente, se calcula el valor del capacitor de filtro C_{PV} empleando (1) y (2).

A partir de estos criterios es posible obtener diseños en CCM y N-DCM que cumplen con las condiciones aprovechamiento del panel y corriente media antes mencionadas. Sin embargo, no se contempla la eficiencia del convertidor. Este aspecto debe evaluarse en función de los parámetros adoptados y para cada diseño en particular, ya que depende de la tecnología utilizada, el diseño del inductor y la cantidad de fases para el caso N-DCM. En la siguiente sección se realiza un diseño para un caso típico, donde se evalúa la eficiencia y volumen para los distintos casos. Comparando los resultados,

se pueden refinar los criterios antes mencionados, en función de los requerimientos específicos de la aplicación.

III. DISEÑOS FINALES Y EFICIENCIA

Los criterios establecidos en la sección anterior permiten determinar el valor del inductor y del capacitor de filtro para cada caso, a partir la frecuencia de conmutación adoptada y k_{PV} . A continuación se presenta el diseño de cada uno de los casos, que contempla la selección del núcleo del inductor, el tamaño del entrehierro, la cantidad de espiras y la sección del conductor, así como también la selección de los dispositivos semiconductores y los capacitores de filtro en el caso DCM.

Para el diseño se consideran los parámetros que se muestran en el Cuadro I. Estos parámetros se encuentran dentro de los valores típicos de una aplicación con bus de continua para inyección a la red monofásica, y un arreglo de tres paneles en serie. Para todos los casos se toman las especificaciones del panel en condiciones estándar de prueba (STC, Standard Test Condition) [16].

Cuadro I
PARÁMETROS DEL SISTEMA

Descripción	Value
Paneles por arreglo serie	3
Corriente del panel en MPP (STC), I_{MPP}	8,1 A
Tensión del panel en MPP (STC), V_{MPP}	35,1 V
Tensión de entrada del conv. cc-cc, $3 \cdot V_{MPP}$	105,3 V
Tensión de salida, V_{DC}	450 V
Máxima corriente media total, I_{max}	12 A
Máxima densidad de corriente en los inductores, J	4 A/mm ²
Material para núcleos magnéticos	3C94
Densidad de flujo máximo en los inductores, B_{max}	0,4 T
Factor de ocupación de ventana, K_w	0,8
Factor de aprovechamiento del panel, k_{PV}	0,99

En primer lugar se adopta una frecuencia de conmutación para el caso CCM $f_{sw_{CCM}} = 50$ kHz y un valor de capacitor de filtro $C_{PV} = 1 \mu F$, de forma tal de utilizar tecnología film o cerámica. Luego, para estos parámetros y el k_{PV} del Cuadro I, se calcula L_{CCM} mediante (3). Por otra parte, utilizando (4) y (5) se calculan la frecuencia de conmutación y el valor del inductor para cada caso N-DCM. Una vez determinado el valor de inductancia para cada caso, se calcula el producto de áreas A_p para el inductor, de forma tal de determinar el tamaño mínimo del núcleo que evita la saturación, con un área de ventana que permita realizar las espiras de cable necesarias [17]. Finalmente, se elige un núcleo de ferrite, de forma tal de reducir las pérdidas en el núcleo, con un producto de áreas mayor al calculado. Los valores obtenidos y el núcleo seleccionado se muestran en el Cuadro II.

Como se puede apreciar en el Cuadro II, el producto de áreas permanece constante para todos los casos N-DCM. Esto se debe a que el valor del inductor aumenta mientras que la corriente disminuye con el número de fases. Adicionalmente, el núcleo del inductor resulta el mismo para todos los casos. Una vez obtenido el valor del inductor y el núcleo a utilizar

Cuadro II
VALOR DE INDUCTORES

Modo	Inductancia	Producto de áreas A_P [mm ⁴]	Núcleo
CCM	450 μ H	50625	E42/21/20
2-DCM	269 μ H	34927	E42/21/20
3-DCM	605 μ H	34927	E42/21/20
4-DCM	1,06 mH	34927	E42/21/20
5-DCM	1,68 mH	34927	E42/21/20

se calculan el número de espiras n y tamaño del entrehierro l_g para cada caso utilizando las expresiones que se presentan en [18]. A partir de n , la longitud media de espiras del núcleo seleccionado y la densidad de corriente especificada en el Cuadro I, se calcula también la resistencia del bobinado R_w . Los resultados se muestran en el Cuadro III.

Cuadro III
ESPIRAS, ENTREHIERRO Y RESISTENCIA DE LOS INDUCTORES

Modo	n	l_g [mm]	R_w [m Ω]
CCM	58	2,2	25,46
2-DCM	35	1,3	13,3
3-DCM	52	1,3	29,65
4-DCM	69	1,3	52,47
5-DCM	86	1,3	81,75

Respecto a los semiconductores, se selecciona un diodo de tecnología Schottky para reducir las pérdidas por recuperación inversa. Para los casos DCM es posible utilizar diodos de juntura. Por otra parte, se seleccionan MOSFET con una capacidad de corriente y tensión de bloqueo adecuadas. Los parámetros de los dispositivos semiconductores que se utilizarán para el cálculo de las pérdidas se resumen en el Cuadro IV

Cuadro IV
PARÁMETROS DEL MOSFET Y DEL DIODO

Descripción	Valor
Tiempo de crecimiento, t_r	5 ns
Tiempo de caída, t_f	8 ns
Resistencia de encendido drain-source, $r_{DS(on)}$	50,5 m Ω
Capacidad gate-drain 1, c_{gd1}	30 pF
Capacidad gate-drain 2, c_{gd2}	3 pF
Tensión de plateau de gate, $v_{gs(plateau)}$	5,4 V
Resistencia de gate, r_g	10 Ω
Carga total de gate, Q_g	110 nC
Tensión de gate, V_g	10 V
Resistencia equivalente del diodo, r_d	50 m Ω
Tensión en directa del diodo, V_d	0,7 V
Carga de recuperación inversa equivalente, Q_{rr}	18 nC
Tiempo de recuperación inversa, t_{rr}	16 ns
Resistencia térmica juntura-disipador (con aislación), R_{jh}	1,5 °C/W

Utilizando estos parámetros y las expresiones desarrolladas en [14], se calcularon las pérdidas para cada caso. En la Fig. 4

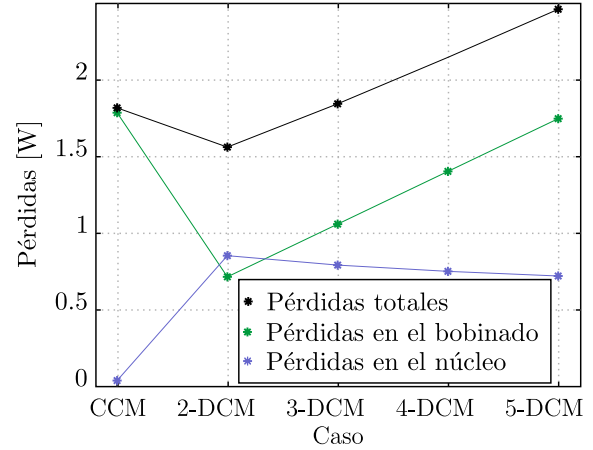


Figura 4. Pérdidas en los inductores

se muestran las pérdidas en el bobinado, en el núcleo y las pérdidas totales en los inductores. Como se puede apreciar, para el caso CCM las pérdidas en el núcleo son mucho menores que para los casos DCM, debido a que la amplitud del ripple en el inductor es menor. Además, si se comparan los casos DCM para distinto N , se puede apreciar que las pérdidas en el núcleo disminuyen con el número de fases, debido a la reducción en la amplitud y frecuencia del ripple. Por otra parte, las pérdidas en el bobinado son función de la corriente RMS, número de espiras del inductor y geometría del núcleo (que determina la longitud media de espira). Respecto a la corriente RMS, la misma disminuye mediante el uso de DCM interleaved a medida que se incrementa el número de fases. Sin embargo, el valor del inductor aumenta con N , lo que conlleva a un incremento en el número de espiras y la resistencia equivalente del bobinado. Por lo tanto, se evidencia una reducción de las pérdidas en el caso 2-DCM respecto al caso CCM, y un aumento en el resto de los casos DCM respecto a $N = 2$. Finalmente, para el caso analizado se puede apreciar que las pérdidas totales en el inductor, definidas como la suma entre las pérdidas en el núcleo y en bobinado, tienen un mínimo para el caso 2-DCM y luego aumentan con el número de fases debido a la preponderancia de las pérdidas en el bobinado. Es importante destacar que, en aplicaciones donde el volumen del convertidor no sea una restricción, es posible aumentar la sección de cobre con la consecuente reducción en la potencia disipada en el bobinado.

La Fig. 5 muestra las pérdidas por conducción, conmutación y totales en los dispositivos semiconductores. En este caso se puede notar que para el caso CCM, tanto las pérdidas por conducción como las por conmutación son mayores que en los casos N-DCM. Esto se debe a que el nivel de corriente es mayor y CCM opera con conmutación dura [10]. Por otra parte, las pérdidas por conmutación disminuyen con N para los casos DCM, debido a que se reducen el nivel de corriente y la frecuencia de conmutación. Respecto a las pérdidas por conducción para los casos N-DCM, se puede apreciar que existe un mínimo para $N = 3$. La existencia de un mínimo se

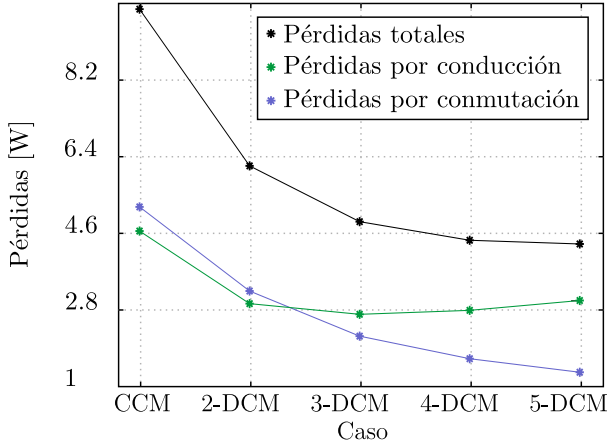


Figura 5. Pérdidas en los semiconductores.

debe a que, si bien disminuye el valor RMS de corriente por fase, la caída de tensión en directa de los diodos no disminuye proporcionalmente a N lo cual implica un aumento en las pérdidas totales para N elevados. Combinando las pérdidas por conducción y conmutación se puede apreciar que en el rango de fases estudiado, las pérdidas totales disminuyen con N .

Finalmente, en la Fig. 6 se muestra la eficiencia total del sistema. Se puede apreciar que en el caso CCM la eficiencia es menor que para los casos N-DCM, debido a que las pérdidas en los dispositivos semiconductores y en el bobinado son mayores. Por otra parte, se observa que existe un máximo de eficiencia para un número intermedio de fases, en este caso $N = 3$ y $N = 4$. Esta tendencia se debe a que las pérdidas en los dispositivos semiconductores disminuyen con N , mientras que las pérdidas en los inductores aumentan conforme se incrementa N , por lo tanto existe un número de fases que maximiza la eficiencia.

Desde el punto de vista del volumen de los elementos magnéticos, utilizando el criterio adoptado en este estudio de

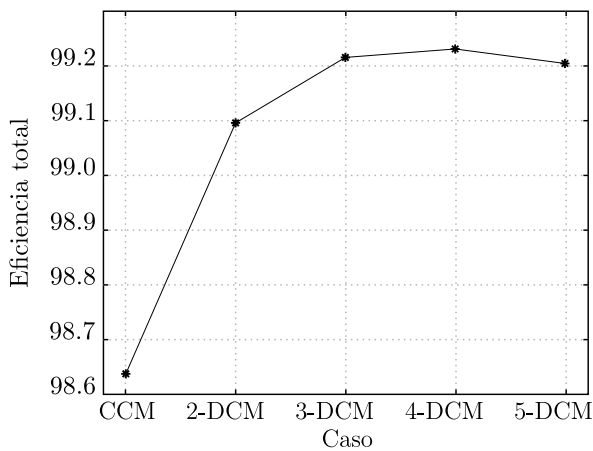


Figura 6. Eficiencia total.

mantener constante la frecuencia de ripple total para todos los casos, se evidencia que el producto de áreas permanece constante para todos los casos N-DCM. Por lo tanto, dado que el volumen de cada inductor es el mismo, el aumento en el volumen total es directamente proporcional a N . Dependiendo del objetivo de la aplicación en particular, será necesario considerar este incremento en el volumen como un factor de decisión junto con la eficiencia eléctrica del sistema.

Finalmente, es importante evaluar los requerimientos de disipación de potencia. Para ello, se evalúa la resistencia térmica requerida para el disipador de potencia en cada uno de los casos estudiados, en función de la sobre elevación máxima de temperatura en la juntura. Si se asume que todos los semiconductores están conectados al mismo disipador y disipan en conjunto P_{semi} , y considerando que la máxima sobre elevación de temperatura en la juntura es ΔT_j , se puede calcular la resistencia térmica del disipador como:

$$R_{ha} = \frac{\Delta T_j + P_{semi} R_{jh} / N}{P_{semi}} \quad (6)$$

En la Fig. 7 se muestra R_{ha} para los casos CCM y N-DCM, asumiendo $\Delta T_j = 30^\circ\text{C}$ y los valores de potencia total que se muestran en la Fig. 5. Como se puede apreciar, R_{ha} aumenta con N , lo cual implica que el tamaño del disipador necesario disminuye a medida que aumenta el número de fases.

IV. CONCLUSIONES

En este artículo se presentaron diversos criterios de diseño para convertidores cc-cc aplicados a generación fotovoltaica. A partir de un análisis comparativo de cada caso, utilizando los criterios desarrollados, se pudo determinar que en modo CCM es posible implementar un convertidor de menor tamaño que en DCM, debido a un menor tamaño en sus elementos magnéticos. Por otra parte, desde el punto de vista de la eficiencia, es conveniente recurrir a un modo de funcionamiento interleaved DCM. En estos casos se observó que existe una cantidad de fases que maximiza la eficiencia, al lograr el mejor balance entre pérdidas en los dispositivos semiconductores,

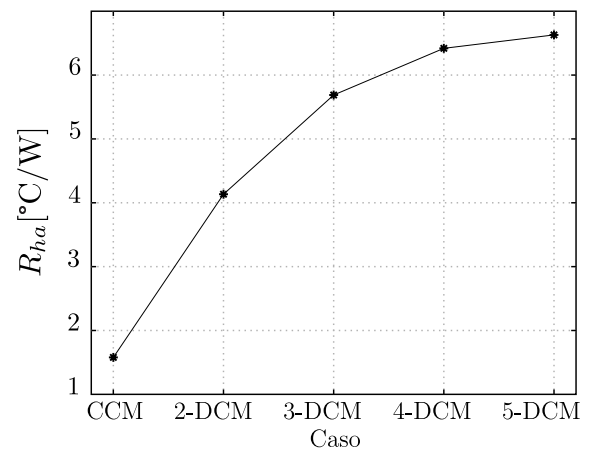


Figura 7. Resistencia térmica requerida en el disipador.

que disminuyen con N , y pérdidas en los inductores, que aumentan con N . Es importante destacar que en caso de que exista una tolerancia en las restricciones de espacio, es posible reducir las pérdidas en el bobinado de los inductores DCM, lo cual conlleva a un aumento de la eficiencia en aplicaciones que lo requieran. Finalmente, se pudo concluir que el modo interleaved DCM reduce los requerimientos sobre el disipador de potencia respecto al caso CCM a medida que aumenta el número de fases.

REFERENCIAS

- [1] P. P. Surya, D. Irawan, and M. Zuhri, "Review and comparison Of DC-DC converters for maximum power point tracking system in standalone photovoltaic (PV) module," *2017 International Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation (ICAMIMIA)*, pp. 242–247, 2017.
- [2] S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, sep 2005.
- [3] A. El Khateb, N. A. Rahim, J. Selvaraj, and B. W. Williams, "The effect of input current ripple on the photovoltaic panel efficiency," *CEAT 2013 - 2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology*, pp. 478–481, 2013.
- [4] W.-J. Gu and R. Liu, "A study of volume and weight vs. frequency for high-frequency transformers," *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, pp. 1123–1129, 1993.
- [5] K. Cheng, "Computation of the AC resistance of multistranded conductor inductors with multilayers for high frequency switching converters," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 4, pp. 831–834, jul 2000.
- [6] H. Choi and L. Balogh, "A cross-coupled master-slave interleaving method for Boundary Conduction Mode (BCM) PFC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 10, pp. 4202–4211, 2012.
- [7] Yu-Kang Lo, Huang-Jen Chiu, and Sheng-Yuan Ou, "Constant-switching-frequency control of switch-mode rectifiers without current sensors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 5, pp. 1172–1174, 2000.
- [8] H. Choi, "Interleaved boundary conduction mode (BCM) buck power factor correction (PFC) converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2629–2634, 2013.
- [9] M. Ebrahimi and S. A. Khajehoddin, "Fixed Switching Frequency Generalized Peak Current Control (GPCC) of DC-AC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 6605–6616, 2017.
- [10] D.-H. Kim, G.-Y. Choe, and B.-K. Lee, "DCM Analysis and Inductance Design Method of Interleaved Boost Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4700–4711, oct 2013.
- [11] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, 2012.
- [12] C. Ramos-Paja, G. Petrone, and G. Spagnuolo, "DCM operation of interleaved DC/DC converters for PV applications," in *2012 15th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, no. 1. IEEE, sep 2012, pp. LS8c.1–1–LS8c.1–6.
- [13] M. P. Cervellini, N. I. Echeverria, P. D. Antoszczuk, R. A. Garcia Retegui, M. A. Funes, and S. A. Gonzalez, "Optimized Parameter Extraction Method for Photovoltaic Devices Model," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 14, no. 4, pp. 1959–1965, 2016.
- [14] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, and M. Funes, "Efficiency analysis on DCM interleaved boost power converters," in *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*. IEEE, sep 2017, pp. 1–6.
- [15] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, and D. Carrica, "Steady state characterization of current ripple in DCM interleaved power converters," *CAMTA 2016 - Proceedings of the Argentine Conference of Micro-Nanoelectronics Technology and Applications*, pp. 33–38, 2016.
- [16] H. Ziar, S. Farhangi, and B. Asaei, "Modification to Wiring and Protection Standards of Photovoltaic Systems," *IEEE J. Photovoltaics*, vol. 4, no. 6, pp. 1603–1609, nov 2014.
- [17] W. G. Hurley and W. H. Wölfle, *Transformers and inductors for power electronics: theory, design and applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [18] P. Antoszczuk, R. Garcia Retegui, and G. Uicich, "Interleaved Boundary Conduction Mode vs Continuous Conduction Mode Magnetic Volume Comparison in Power Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 12, pp. 1–1, 2016.

Efficiency analysis on DCM interleaved boost power converters

Paula Cervellini, Pablo Antoszczuk, Rogelio García Retegui and Marcos Funes
ICYTE, UNMDP, CONICET, Juan B. Justo 4302, 7600 Mar del Plata, Argentina.
e-mail: paulacervellini@fi.mdp.edu.ar

Abstract—One of the main challenges in power converters for photovoltaic (PV) energy conversion is their efficiency. In this sense, discontinuous conduction mode (DCM) is able to improve efficiency, mainly due to zero current commutation and the reduction of the reverse recovery losses. Furthermore, interleaved DCM power converters are able to extend this operating mode to higher power applications, due to the reduction on the differential mode (DM) filter requirements, by dividing total current among N phases and interleaving its ripples. One additional requirement is that high efficiency must be maintained over the entire operating range. For this purpose, the number of active phases can be dynamically adjusted as a function of load power. Even though this technique, known as phase shedding, has been used in continuous conduction mode (CCM) and boundary conduction mode (BCM), it has not yet been implemented for DCM. In this paper, the criterion for establishing the efficiency boundaries as a function of the number of phases in DCM is presented. In this criterion, the losses in semiconductor devices and passive components as a function of N are considered. Furthermore losses in the input and output DM filters are taken into account, considering the total ripple reduction achieved with the interleaved operation.

Index Terms—Multiphase power converters, discontinuous conduction mode (DCM), photovoltaic systems (PV), efficiency.

I. INTRODUCTION

Photovoltaic (PV) energy systems are becoming widely used for the solar energy resource use. This is mainly due to the PV modules cost reduction, efficiency increase and their capability for being used both as centralized or distributed energy sources [1]. In order to extract the maximum possible energy, the PV modules are connected to a power converter, which provides the necessary signal conditioning and ensures the operation in the maximum power point [2]. To optimize the PV system, the associated converter must be carefully designed so as to maximize its efficiency over the entire operating range [3].

Related to the system topology, efficiency can be improved by operating in a two-stage configuration, which allows to decouple the PV modules operating point from the inverter control [1]. In this configuration one dc-dc converter, associated to the PV modules, performs the maximum power point tracking (MPPT) and voltage amplification, and then the dc-link is interfaced to the grid using a dc-ac inverter [4], [5].

Furthermore, efficiency can be increased by using a soft switching operating mode in the dc-dc converter such as discontinuous conduction mode (DCM) or boundary conduction mode (BCM) boost converters. These operating modes are able to provide zero-current commutation, which reduces switching

losses and reverse recovery losses [6]. Comparing DCM and BCM, discontinuous conduction mode has the advantage of constant switching frequency, allowing to optimize the filters design and magnetic components [7]. However, as current ripple amplitude in these operating modes can be as much as twice the mean current, losses on the differential mode (DM) filters increase and its requirements rise so as to efficiently track the PV maximum power point [8]. In order to avoid these problems and increase the maximum power that can be efficiently handled in DCM, interleaved boost converters can be used [9]–[11].

Even though interleaved converters improve the nominal-power performance, they can suffer efficiency drop in light-load condition [12]. In order to improve efficiency in this condition, a technique named phase shedding has been introduced for continuous conduction mode (CCM) and BCM operation [4], [13]. This technique consists on dynamically adjusting the number of active phases as a function of the load power, with the aim of minimizing overall losses. In order to implement the phase shedding technique, losses in the semiconductor devices, passive components and input and output filters, as a function of the number of phases, must be determined. Said losses have been analyzed for CCM operation [14], but a generalized losses analysis as a function of N for DCM has not yet been developed.

This paper analyses the power losses as a function of the operating point, the converter parameters, the load condition and the number of phases in semiconductor devices, passive components and input and output filters. Losses calculation on input and output filters are based on the previous presented current ripple characterization [15]. The presented analysis can be used by phase shedding controls to determine the number of phases that maximize the efficiency.

II. LOSSES ANALYSIS

The proposed analysis focuses on the power loss estimation of interleaved dc-dc power converters used in grid connected PV systems, and the consequent efficiency calculation. In this sense, the preferred configuration for high efficiency mainly consists in a two stage power conversion system [8] as shown in Fig. 1. Moreover, Fig. 2 shows the dc-dc interleaved stage with the most relevant magnitudes for power loss calculation.

Power losses (P_s) are obtained as the difference between input (P_{in}) and output available power (P_{out}) and for the

purpose of analyzing them, they are divided in semiconductor losses (P_s) and passive devices losses (P_{pd}) as shown in (1).

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = P_s + P_{pd} \quad (1)$$

Then, the efficiency of the system can be computed as:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \quad (2)$$

In order to introduce and analyze some fundamental terms, Fig. 3 is presented. This figure shows total inductor current i_{L_T} with its mean value I_{L_T} and phase inductor i_{L_k} with its peak value \hat{i}_{L_k} for an N -phase interleaved power converter operating in DCM. In this figure, phase current period T ($1/f_{sw}$) and total current period T_n (T/N) are presented. Also, three intervals can be identified in each phase ripple, T_z (in which inductor current is zero), T_{on} (where the switch is on) and finally T_f (interval in which the switch is off and the current is still not zero).

As previously stated, in DCM operation phase inductor current ripple is directly proportional to the mean current. Additionally, total mean current can be obtained by summing the mean current of each phase. Therefore, assuming for the purpose of losses estimations that the inductors of each phase have the same value, i.e. $L_k = L$, phase ripples magnitudes required for losses calculation can be related to the total load current. Furthermore, the phase inductance L should be designed to operate in BCM, for the maximum total mean current $I_{L_{Tmax}}$ and maximum number of phases N_{max} . Then, DCM operation is ensured in the entire operating range. Thus, maximum phase peak current $\hat{i}_{L_{kmax}}$ can be related to $I_{L_{Tmax}}$ as:

$$\hat{i}_{L_{kmax}} = 2I_{L_{Tmax}}/N_{max} \quad (3)$$

and consequently L can be computed as:

$$L = \frac{T}{\hat{i}_{L_{kmax}}} \frac{V_{in}(V_{out} - V_{in})}{V_{out}} \quad (4)$$

Then, phase inductor peak current \hat{i}_{L_k} for a given operating point can be related to the total mean current I_{L_T} as:

$$\hat{i}_{L_k} = \sqrt{\frac{I_{L_T} 2T V_{in}(V_{out} - V_{in})}{N L V_{out}}} \quad (5)$$

Combining (3), (4) and (5) \hat{i}_{L_k} results as:

$$\hat{i}_{L_k} = \sqrt{\frac{4}{N N_{max}} I_{L_{Tmax}} I_{L_T}} \quad (6)$$

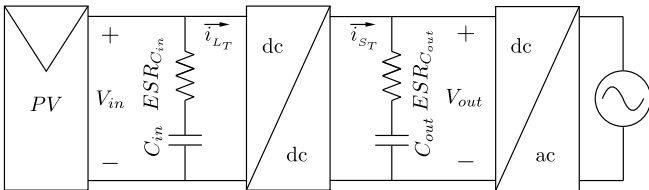


Figure 1: Two stage power conversion system.

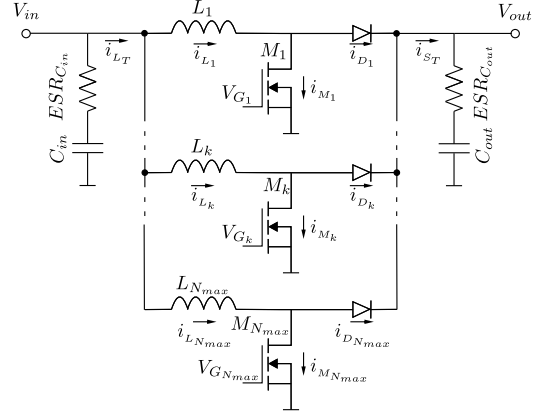


Figure 2: Interleaved boost dc-dc power converter.

Once \hat{i}_{L_k} is obtained it is possible to compute T_{on} and consequently T_f as follows:

$$T_{on} = \hat{i}_{L_k} \frac{L}{V_{in}} \quad (7)$$

$$T_f = T_{on} \frac{V_{in}}{V_{out} - V_{in}}. \quad (8)$$

With the above computed magnitudes, semiconductor and passive losses can be obtained.

A. Semiconductor losses

Power semiconductors present switching, gate drive and conduction losses. Switching ones occur when the device is transitioning from the blocking state to the conduction state and vice-versa, while gate losses are related to the energy delivered to the gate in order to perform the transition. Whereas, conduction losses occur when the device is in full conduction. These losses are in direct relationship with the operating point. Therefore, semiconductor losses for an N -

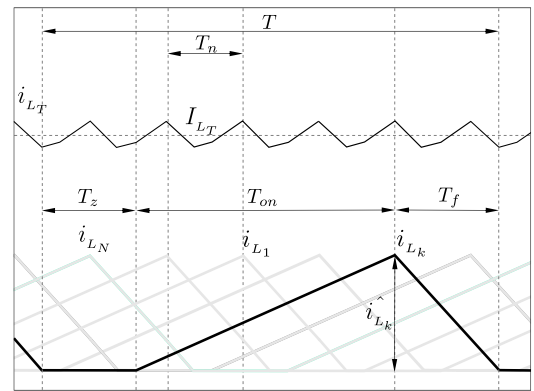


Figure 3: Total inductor current (i_{L_T}) and phases inductor current (i_{L_k}).

phase converter are defined as the phase losses multiplied by the number of active phases as:

$$P_s = (P_{sw} + P_{swG} + P_c)N$$

$$= (P_{swM} + P_{swD} + P_{swG} + P_{cM} + P_{cD})N \quad (9)$$

with P_{sw} as the phase switching losses that result from the sum of mosfet (P_{swM}), gate driver (P_{swG}) and diode switching losses (P_{swD}); and P_c the phase conduction losses, that result from the sum of mosfet (P_{cM}) and diode conduction losses (P_{cD}).

Switching losses are estimated by calculating the energy dissipated in each transition multiplied by f_{sw} , as follows:

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM})f_{sw} \quad (10)$$

$$P_{swD} = (E_{onD} + E_{offD})f_{sw} \quad (11)$$

$$P_{swG} = E_G f_{sw} \quad (12)$$

For the case of the MOSFET, as DCM allows zero current switching, switch-on energy losses (E_{onM}) are neglected. Furthermore, as no reverse recovery losses exist, turn-on energy in the diode (E_{onD}) is zero and switch-off energy losses in the diode (E_{offD}) are normally neglected [16]. Therefore, switching losses depend on MOSFET switch-off energy (E_{offM}), which is defined as:

$$E_{offM} = V_{out} \cdot \hat{i}_{Lk} \cdot \frac{t_{ru} + t_{fall}}{2} \quad (13)$$

where t_{fall} is the MOSFET fall-time defined by the manufacturer and t_{ru} is the voltage rise time defined through the gate current and drain-gate capacitance c_{gd} . As c_{gd} depends on the drain-source voltage V_{ds} , an equivalent capacitance c_{gdeq} is defined in [16] as the median between the capacitances for two different voltage levels $c_{gdeq} = (c_{gd1} + c_{gd2})/2$. Therefore, t_{ru} is defined as:

$$t_{ru} = \frac{c_{gd1} + c_{gd2}}{2} \frac{(V_{out} - r_{DSon} \cdot \hat{i}_{Lk}) \cdot r_g}{v_{gsplat}} \quad (14)$$

where c_{gd1} and c_{gd2} are the capacitance for $V_{ds} < V_{out}/2$ and $V_{ds} > V_{out}/2$, respectively, r_{DSon} is the drain-source resistance, r_g is the gate resistance, and v_{gsplat} is the gate-source plateau voltage. These parameters are obtained from the MOSFET datasheet.

Regarding gate losses, the energy delivered to the gate, necessary to totally charge and discharge the gate equivalent capacitance in each switching cycle (E_G), is computed as:

$$E_G = Q_{gtot} V_g \quad (15)$$

where Q_{gtot} is the total gate charge, specified in the MOSFET datasheet, and V_g is the driver voltage.

Finally, replacing energy calculations in (10), (11) and (12) switching losses result:

$$P_{sw} = (E_{offM} + E_G) f_{sw}$$

$$= (V_{out} \cdot \hat{i}_{Lk} \cdot \frac{t_{ru} + t_f}{2} + Q_{gtot} V_g) f_{sw} \quad (16)$$

Regarding conduction losses, MOSFET and diode losses are defined as:

$$P_{cM} = r_{DSon} \cdot \hat{i}_{Mkrms}^2 \quad (17)$$

$$P_{cD} = V_D \cdot I_{Dk} + r_D \cdot \hat{i}_{Dkrms}^2 \quad (18)$$

where V_D (diode forward voltage) and r_D (diode equivalent resistance) can be obtained from the manufacturers datasheet, and rms values can be obtained using (6), (7) and (8), as:

$$\hat{i}_{Mkrms}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} i_{Lk}^2 dt = \frac{\hat{i}_{Lk}^2 T_{on}}{3T} \quad (19)$$

$$\hat{i}_{Dkrms}^2 = \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_f} i_{Lk}^2 dt = \frac{\hat{i}_{Lk}^2 T_f}{3T} \quad (20)$$

$$I_{Dk} = \frac{1}{T} \int_{T_{on}}^{T_{on}+T_f} i_{Lk} dt = \frac{\hat{i}_{Lk} T_f}{2T} \quad (21)$$

Therefore, P_{cM} and P_{cD} result in:

$$P_{cM} = r_{DSon} \cdot \frac{\hat{i}_{Lk}^2 T_{on}}{3T} = r_{DSon} \cdot \frac{\hat{i}_{Lk}^3}{3} \frac{L}{T V_{in}} \quad (22)$$

$$P_{cD} = V_D \cdot I_{Dk} + r_D \cdot \hat{i}_{Dkrms}^2$$

$$= V_D \cdot \frac{\hat{i}_{Lk} T_f}{2T} + r_D \cdot \frac{\hat{i}_{Lk}^2 T_f}{3T}$$

$$= \left(V_D \cdot \frac{\hat{i}_{Lk}^2}{2T} + r_D \cdot \frac{\hat{i}_{Lk}^3}{3T} \right) \frac{L}{V_{out} - V_{in}} \quad (23)$$

B. Passive devices losses

Losses in the passive elements include the power dissipation on the PCB traces, losses in the phase inductors and in the input and output filter capacitors ESR.

Inductor losses can be divided on core losses, P_{LC} , and winding losses, P_{LW} . Winding losses are function of the wire resistance that, for a given design, depends on wire cross section w_S , number of turns n and medium length of turn MLT , corresponding to the selected core and coil former. Assuming that the wire diameter is smaller than the skin depth [17], P_{LW} is given by:

$$P_{LW} = \rho_{Cu} \frac{MLT \cdot n}{w_S} \cdot \hat{i}_{Lkrms}^2 \quad (24)$$

where ρ_{Cu} is the copper resistivity and \hat{i}_{Lkrms}^2 is obtained as:

$$\hat{i}_{Lkrms}^2 = \hat{i}_{Mkrms}^2 + \hat{i}_{Dkrms}^2$$

$$= \frac{\hat{i}_{Lk}^2 T_{on}}{3T} + \frac{\hat{i}_{Lk}^2 T_f}{3T}$$

$$= \frac{\hat{i}_{Lk}^2 T_{on} + T_f}{3T} \quad (25)$$

Furthermore, P_{LC} is a function of the ac flux swing B_{ac} and f_{sw} , neglecting Foucault losses due to the low conductivity of the core material, as ferrite is commonly used in this type of

applications. In this condition, core losses can be estimated using methodologies based on the Steinmetz equation and its improved versions [18]–[21]. In this case, the improved generalized Steinmetz equation (26) provides a good compromise between accuracy and simplicity, as it allows to consider non-sinusoidal flux waveforms using only the original Steinmetz parameters, obtained by fitting core losses curves provided by the manufacturers.

$$P_{LC} = V_e \cdot f_{sw} \int_0^{(1/f_{sw})} k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha (B_{ac})^{\beta-\alpha} dt \quad (26)$$

where V_e is the core effective volume and k_i is defined as:

$$k_i = \frac{k_f}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (27)$$

where k_f , α and β are the Steinmetz parameters. Particularly, k_f is a constant associated to the core material, exponent α is $1 \leq \alpha \leq 2$ and $2 \leq \beta \leq 3$.

Assuming the inductor is not driven into saturation, ac magnetic flux B_{ac} and current can be related to the maximum current $\hat{i}_{L_{k_{max}}}$ and maximum flux B_{max} , used for the inductor design [17], as shown in (28).

$$B_{ac} = \hat{B} - \bar{B} = B_{max} \frac{N_{max} I_{LT}}{2I_{LT_{max}}} \left(\frac{2T}{T_{on} + T_f} - 1 \right) \quad (28)$$

where \hat{B} and \bar{B} are the peak and mean magnetic flux, respectively.

Thus, evaluating (26) with the DCM waveform shown in Fig. 3 and expression (28), P_{LC} is given by:

$$P_{LC} = V_e k_i \left(\frac{B_{max} N_{max} I_{LT}}{2I_{LT_{max}} N} \right)^\beta 2^\alpha T^{\alpha-1} \cdot \frac{\left(2T - T_{on} \frac{V_{out}}{V_{out}-V_{in}} \right)^{\beta-\alpha}}{T_{on}^{\beta+\alpha-1} \left(\frac{V_{out}}{V_{out}-V_{in}} \right)^\beta} \left[1 + \left(\frac{V_{in}}{V_{out}-V_{in}} \right)^{1-\alpha} \right] \quad (29)$$

As T_{on} (7) is directly proportional to I_{LT} , then P_{LC} is also a function of I_{LT} .

Regarding PCB losses, their influence can be included in the overall losses calculation by adding the copper traces resistance to the MOSFETs r_{DSon} , the diodes r_D and inductors winding resistance.

Finally, losses on the converter input and output capacitors, $P_{C_{in}}$ and $P_{C_{out}}$ respectively, can be estimated by means of their equivalent series resistance (ESR) and the total current RMS ripple as:

$$P_{C_{in}} = ESR_{C_{in}} i_{LT_{rms}}^2 \quad (30)$$

$$P_{C_{out}} = ESR_{C_{out}} i_{ST_{rms}}^2 \quad (31)$$

where $ESR_{C_{in}}$ and $ESR_{C_{out}}$ are the input and output capacitors ESR, respectively, and $i_{LT_{rms}}$ and $i_{ST_{rms}}$ are the total input and output rms current ripple, respectively. As previously

stated, total current ripple amplitude and frequency depends on N , V_{in} , V_{out} and I_{LT} . In order to determine $i_{LT_{rms}}$ and $i_{ST_{rms}}$, the methodology presented on [15] is used.

III. APPLICATION EXAMPLE AND DISCUSSION

In order to show an example of the presented analysis, an efficiency estimation is made for the dc-dc converter of a typical two stage PV system. This converter consists of an interleaved boost converter operating in DCM. In this sense, the system parameters are summarized on Table I.

Table I: System Parameters

Description	Value
Switching frequency, f_{sw}	50 kHz
Input voltage, V_{in}	100 V
Output voltage, V_{out}	450 V
Maximum total mean current, $I_{LT_{max}}$	12 A
Maximum number of phases, N_{max}	6

As previously mentioned the converter phase inductor is designed considering that the converter operates in the boundary between continuous and discontinuous conduction mode for the maximum number of phases and the maximum total mean current, resulting as $L = 389 \mu\text{H}$. Once the inductance value is computed, \hat{i}_{L_k} , T_{on} and T_f as a function of I_{LT} and N can be obtained.

Moreover the MOSFET chosen for the design is IPA65R650CE as it has an appropriate drain-source break down voltage ($V_{BR_{DSS}}$) and a low r_{DSon} . The most relevant information is listed below in Table II.

Table II: MOSFET Parameters

Description	Value
Rise time, t_r	8 ns
Fall time, t_f	11 ns
Drain-source on resistance, r_{DSon}	1 Ω
Gate-drain capacitance 1, c_{gd1}	3 pF
Gate-drain capacitance 2, c_{gd2}	35 pF
Gate plateau voltage, $v_{gs_{plat}}$	5.5 V
Gate resistance, r_g	15 Ω
Total gate charge, Q_g	23 nC
Gate voltage, V_g	10 V
Diode equivalent resistance, r_d	88 m Ω
Diode forward voltage, V_d	0.7 V

Regarding passive devices, an inductor of inductance L has to be designed. As for the inductor core, the smaller one that avoids saturation and provides an appropriate window area, is E32/16/9 considering $B_{max} = 0.35T$. For the selected core, a coil former with $MLT = 64.4 \text{ mm}$ is chosen. Furthermore, for minimizing losses at f_{sw} , 3C94 ferrite core material is used. Then, an inductor with $n = 54$ turns and gap length $l_g = 0.78 \text{ mm}$ is obtained.

Considering input and output capacitors, C_{in} is selected in order to ensure a PV array utilization ratio of at least 98%,

while C_{out} value is chosen to effectively decouple the dc-dc stage from further stages, as presented in [8]. Previous criteria yields, for the input capacitor, a polyester $C_{in} = 3.3 \mu\text{F}$ with $ESR_{C_{in}} = 723 \text{ m}\Omega$ and, for the output capacitor, an electrolytic $C_{out} = 2.2 \text{ mF}$ with $ESR_{C_{out}} = 150 \text{ m}\Omega$.

In order to evaluate the system efficiency, previous expressions are evaluated with the above presented parameters, computing each component contribution to the total losses.

Figure 4 shows the efficiency, for 1, 2 and 6 phases, considering only losses on the semiconductors, i.e., MOSFET and diode conduction, MOSFET switching and gate drive losses. It should be noted that efficiency is evaluated up to the maximum I_{LT} for each N , that allows the system to remain in DCM operation. As it can be observed in the figure, switching and gate drive efficiency drop for light load condition, whereas conduction-related efficiency drops for heavy-load condition. This is in accordance with the presented analysis, as gate losses are constant and switching losses decrease slower than input power, they are more representative in light-load; while conduction losses increase with the square value of the rms current, becoming more significant at higher current.

Furthermore, Fig. 5 shows efficiency related to inductor core and winding losses, for 1, 2 and 6 phases. As it can be seen, the efficiency due to the core losses increases with the mean current, because said losses increase at a slower rate than the input power. On the other hand, winding-related efficiency drops when current is increased, as these losses are proportional to the square of the mean current.

Efficiency related to losses in the input and output capacitors is shown in Fig. 6. As the magnitude of these losses depends on the total ripple characteristics, efficiency is a function of the attenuation and frequency increase of total ripple, achieved by interleaving each phase ripple.

By analyzing previous figures, it can be seen that, for this case, semiconductor losses are predominant over the passive elements losses. If all components are considered, the complete efficiency of the system can be evaluated, as shown in Fig. 7 for $N = 1$ to $N = 6$. From this figure it can be observed that high number of phases provides the best efficiency for heavy-load condition. However, as total current

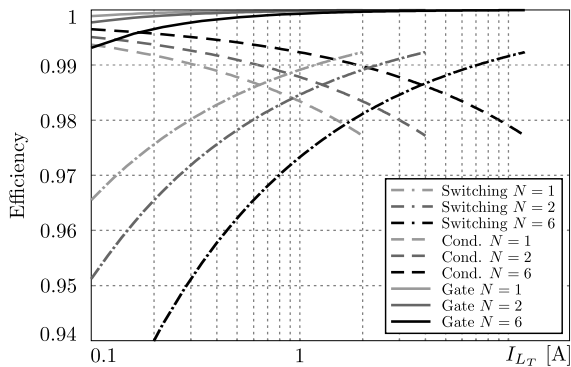


Figure 4: Efficiency considering semiconductor losses.

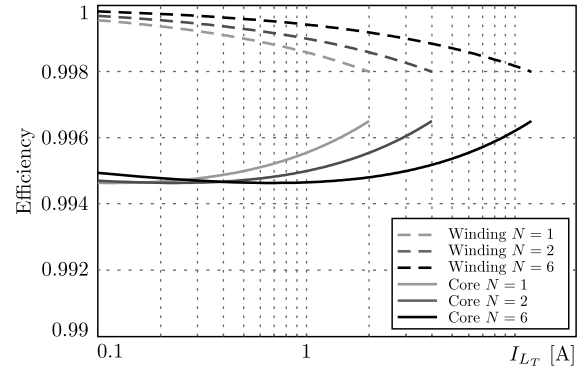


Figure 5: Efficiency considering inductor losses.

decreases, the efficiency drops and it could be more convenient to switch-off phases in order to operate near the efficiency peak, as long as DCM operation can be maintained with the reduced number of phases. For this particular case, 4 zones that allow to maximize efficiency and minimize the required transitions between active number of phases, can be identified:

- $N = 1$ for $0 \text{ A} \leq I_{LT} < 1.3 \text{ A}$,
- $N = 2$ for $1.3 \text{ A} \leq I_{LT} < 2.2 \text{ A}$,
- $N = 3$ for $2.2 \text{ A} \leq I_{LT} < 3.9 \text{ A}$,
- $N = 6$ for $I_{LT} \geq 3.9 \text{ A}$.

As noted, the zones that maximize efficiency can be delimited by using only the total current. Therefore, current shedding controls can be simplified as only the measurement of one variable is required.

It should be pointed out that, depending on the components selection and design goals, the losses share among component will vary. For presented application example, if a more efficient semiconductor technology had been used, semiconductor and passive losses could have become comparable, changing the shape of the efficiency curves.

Furthermore, it should be considered that the presented analysis can be easily adapted for calculating losses when isolated gate bipolar transistors (IGBT) are used instead of MOSFETS. The expressions remain valid, replacing (13) and (17) with the ones presented on [22].

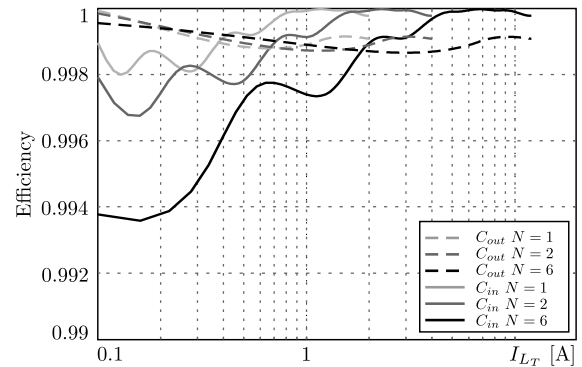


Figure 6: Efficiency considering capacitor losses.

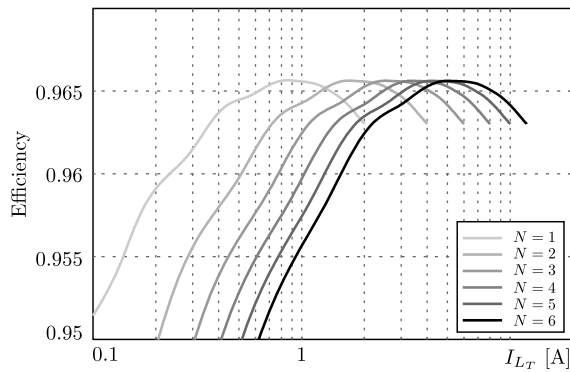


Figure 7: System efficiency.

IV. CONCLUSIONS

In this paper power losses as a function of the operating point, the converter parameters, the load condition and the number of phases in semiconductor devices, passive components and input and output filters, have been analyzed for interleaved DCM boost power converters. By studying the losses on each device, individual contribution to total efficiency has been quantified and analyzed. In this sense, it has been determined that losses depend on the total load current and the number of active phases. Additionally, it has been identified that light load efficiency is mainly detrimented by semiconductor devices switching and gate drive losses, while heavy load efficiency is mainly affected by conduction losses on semiconductor devices, inductor copper and PCB traces. Consequently, it has been concluded that high number of phases provides the best efficiency for heavy-load condition while it could be more convenient to switch-off phases in order to operate near the efficiency peak when current decreases. Therefore, the presented analysis can be used by phase shedding controls to determine the number of phases that maximize the efficiency, as a function of load current.

ACKNOWLEDGMENT

This work was supported in part by the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Argentina, the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET) project PIP 0210, Argentina, by the Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MINCYT), Argentina, by the Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

REFERENCES

[1] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, mar 2015.

[2] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. Voulgaris, "Development of a microcontroller-based, photovoltaic maximum power point tracking control system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 16, no. 1, pp. 46–54, 2001.

[3] E. O. Lindstrom, L. A. Garcia Rodriguez, A. R. Oliva, and J. C. Balda, "A novel method to compare converters for PV applications based on energy efficiency," in *2014 Argentine Conf. Micro-Nanoelectronics, Technol. Appl.* IEEE, jul 2014, pp. 24–28.

[4] H. Lim, M. Jang, and V. Agelidis, "A phase shedding technique for PV system based on interleaved boost converter," in *2015 IEEE 2nd Int. Futur. Energy Electron. Conf.* IEEE, nov 2015, pp. 1–5.

[5] J. Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan, R. PortilloGuisado, M. Prats, J. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, jun 2006.

[6] H. Choi and L. Balogh, "A cross-coupled master-slave interleaving method for Boundary Conduction Mode (BCM) PFC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 10, pp. 4202–4211, 2012.

[7] M. Ebrahimi and S. A. Khajehoddin, "Fixed Switching Frequency Generalized Peak Current Control (GPCC) of DC-AC Converters," *Ieee Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 8, pp. 6605–6616, 2017.

[8] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, 2005.

[9] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, 2012.

[10] D.-H. Kim, G.-Y. Choe, and B.-K. Lee, "DCM Analysis and Inductance Design Method of Interleaved Boost Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 10, pp. 4700–4711, oct 2013.

[11] O. García, P. Zumel, A. de Castro, and J. a. Cobos, "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, may 2006.

[12] P. Zumel, C. Fernnndez, a. De Castro, O. Garcia, C. Fernández, a. De Castro, O. García, C. Fernnndez, a. De Castro, and O. Garcia, "Efficiency improvement in multiphase converter by changing dynamically the number of phases," in *Power Electron. Spec. Conf. 2006. PESC '06. 37th Textsuperscript[th] IEEE*, 2006, pp. 1–6.

[13] Seung-Ho Baek, Soon-Ryung Lee, and Chung-Yuen Won, "A novel phase shedding control algorithm considering maximum efficiency for 3-phase interleaved boost converter," in *2016 IEEE Transp. Electrification Conf. Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, no. c. IEEE, jun 2016, pp. 427–431.

[14] W. Qiu, C. Cheung, S. Xiao, and G. Miller, "Power Loss Analyses for Dynamic Phase Number Control in Multiphase Voltage Regulators," in *2009 Twenty-Fourth Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, no. vi. IEEE, feb 2009, pp. 102–108.

[15] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, and D. Carrica, "Steady state characterization of current ripple in DCM interleaved power converters," in *2016 Argentine Conf. Micro-Nanoelectronics, Technol. Appl.*, 2016, pp. 33–38.

[16] D. Graovac, M. Pürschel, and A. Kiep, "MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters," pp. 1–23, 2006. [Online]. Available: https://www.btipnow.com/library/white_papers/MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters.pdf

[17] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*. Springer Science & Business Media, 2007.

[18] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. De Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 4, pp. 1055–1061, 2001.

[19] K. Venkatchalam, C. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," in *2002 IEEE Work. Comput. Power Electron. 2002. Proceedings.* IEEE, 2002, pp. 36–41.

[20] Jieli Li, T. Abdallah, and C. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," in *Conf. Rec. 2001 IEEE Ind. Appl. Conf. 36th IAS Annu. Meet. (Cat. No.01CH37248)*, vol. 4, no. C. IEEE, 2001, pp. 2203–2210.

[21] J. Muhlethaler, J. Biela, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 964–973, feb 2012.

[22] D. Graovac and M. Pürschel, "IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters," Infineon, Tech. Rep. January, 2009. [Online]. Available: http://www.btipnow.com/library/white_papers/IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters.pdf

Phase shedding impact of dc-dc interleaved converters in the efficiency of a multistring photovoltaic system

Paula Cervellini, Pablo Antoszczuk, Rogelio García Retegui, Marcos Funes
Laboratorio de Instrumentación y Control (LIC)
ICYTE-CONICET-UNMDP
Mar del Plata, Argentina
{paulacervellini, pablo_ant, rgarcia, mfunes} @fi.mdp.edu.ar

Abstract—As grid-connected photovoltaic systems gain visibility, scientific efforts are oriented to efficiency maximization. On this regard, a widely used configuration is the multistring one. Although its characteristics made it suitable for high efficiency applications, these characteristics can be better improved by the use of dc-dc interleaved power converters operating in discontinuous conduction mode (DCM). Moreover, depending on solar resource availability, the system performance can be improved by changing the amount of active phases when the delivered maximum power changes. This strategy allows to reduce semiconductor losses but it may increase the dc-link ripple. In this sense, this paper presents the analysis of the phase shedding impact of dc-dc interleaved converters on the efficiency of multistring photovoltaic systems, by the evaluation of particular cases.

Index Terms—Photovoltaic systems, multistring configuration, interleaved converter, DCM, output ripple, efficiency.

I. INTRODUCCIÓN

Los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica adquieren cada vez más visibilidad en la medida que la demanda de energías limpias va en aumento y que los costos de los dispositivos fotovoltaicos van en disminución. Gran parte de los desarrollos concentran sus esfuerzos en la maximización de la eficiencia del sistema en su totalidad. En este sentido, una configuración ampliamente utilizada para la conexión de los paneles fotovoltaicos a la red eléctrica es la configuración multistring, por las características que presenta. En dicha configuración se emplean convertidores continua-continua (dc-dc) por panel o arreglo de paneles (String), los cuales conectan su salida a un único bus de continua de una etapa inversora (dc-ac). Los convertidores dc-dc de la primer etapa se encargan de controlar la transferencia de potencia entre los paneles y el bus de continua; en tanto que la etapa inversora se encarga de controlar la corriente inyectada a la red eléctrica, de manera de cumplir con los estándares de calidad de energía [1]. En la Fig.1 se muestra la configuración multistring.

Este trabajo fue soportado por la Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Argentina, el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET), Argentina, el Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MINCYT), Argentina y la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

Este esquema resulta de interés para las aplicaciones fotovoltaicas porque presenta las ventajas que se enumeran a continuación:

- Rendimiento energético óptimo, debido a que cada string tiene su convertidor dc-dc dedicado, incluyendo control y monitoreo del Punto de Máxima Potencia (MPP) de forma local. Luego, es posible obtener una alta eficiencia incluso en sistemas con dispositivos fotovoltaicos sometidos a diferentes condiciones. Además, el funcionamiento de la planta completa no se ve interrumpido por la caída de un string, permitiendo incluso una fácil detección de una falla en los generadores fotovoltaicos [1], [2].
- Reducción de costos de instalación respecto de otras configuraciones, ya que se reducen los costos en cableado, distribución y diodos de bloqueo, entre otros [1], [2].
- Flexibilidad y modularidad, ya que pueden agregarse strings en función de la potencia requerida [1], [2].

Respecto de los convertidores dc-dc, su eficiencia puede ser mejorada operando en Modo de Conducción Discontinua (DCM), debido a que permite reducir las pérdidas por recuperación inversa y conmutación dura, presentes en el Modo de Conducción Continua (CCM) [3]. Otra alternativa para reducir

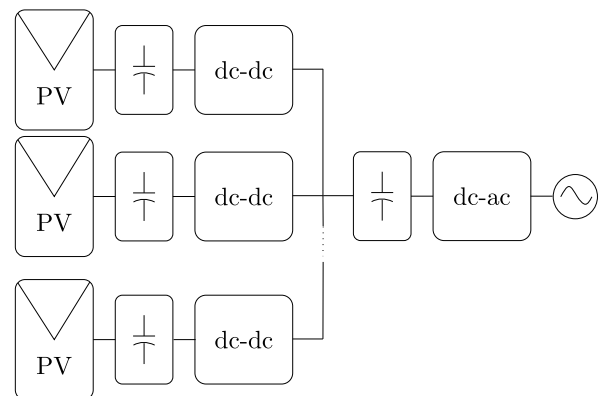


Figura 1. Sistema de generación fotovoltaico multistring.

estas pérdidas podría ser emplear el Modo de Conducción Límite (BCM); sin embargo, este modo opera a frecuencia de conmutación variable, aspecto que puede incrementar la complejidad del control. En tal sentido, el modo DCM constituye una alternativa viable de frecuencia de conmutación fija. A pesar de las ventajas mencionadas, operar en DCM puede conducir a un ripple de corriente de gran amplitud, principalmente cuando se requiere generar un elevado valor medio de la corriente total, lo que aumenta el volumen del filtro de Modo Diferencial (DM) y por consiguiente las pérdidas relacionadas al mismo [4].

Con la finalidad de explotar las ventajas del control DCM y reducir la amplitud del ripple de entrada o salida, se recurre a los convertidores de potencia interleaved, como etapa dc-dc dentro de cada string. Esta topología se basa en la asociación paralela de N convertidores (denominados fases), los cuales tienen por finalidad distribuir la corriente total en forma equitativa entre las diferentes fases. Luego, como consecuencia de esta distribución y de un apropiado intercalado en las señales de control de las diferentes fases se reducen las exigencias en los dispositivos semiconductores y se mejoran las características del ripple [5], [6], obteniendo ventajas tales como: disminución de las pérdidas por conmutación y conducción, reducción del Espectro de Interferencia Electromagnética (EMI) y atenuación del ripple en la corriente total, entre otros [7]. Una topología dc-dc ampliamente utilizada para aplicaciones fotovoltaicas es la topología boost. La misma ha demostrado tener ventajas para cumplir con los requerimientos de los generadores fotovoltaicos, principalmente por su característica de corriente continua en la entrada y por la posibilidad de elevar la tensión de salida a los niveles requeridos por la etapa inversora [8].

En [9] se ha realizado un análisis exhaustivo del ripple de entrada y salida del convertidor boost interleaved operando en DCM, identificando que existen puntos de operación para los cuales se obtiene una gran atenuación del ripple de entrada favoreciendo, a partir del intercalado, la disminución en las exigencias de filtrado a bornes del arreglo fotovoltaico. Por otra parte, el ripple de salida mejora sus características a partir de un aumento en su frecuencia. Si bien se plantea el uso de convertidores interleaved operando en DCM como una alternativa para mejorar la eficiencia, se debe tener en cuenta que la eficiencia puede disminuir para condiciones de baja corriente en el panel. Es por eso que, ante esa situación, una estrategia muy utilizada es el manejo dinámico de fases [10]. Esta técnica consiste en el apagado y encendido de fases en función de la potencia, como un mecanismo para balancear las pérdidas de conmutación y conducción, intentando siempre minimizar las pérdidas totales. Con esta estrategia se logra maximizar la eficiencia al mismo tiempo que se reduce el ripple a bornes del arreglo fotovoltaico.

En la literatura se ha presentado el uso de convertidores interleaved para la etapa dc-dc del esquema multistring [11], pero no ha sido evaluado el ripple en el bus de continua ni el efecto del manejo dinámico de fases sobre el mismo, lo que resulta de interés para maximizar la eficiencia global

del sistema. En este sentido cabe destacar que, al realizar modificaciones en la cantidad de fases activas de los strings, se generan cambios en la tensión y corriente del bus de continua, que pueden afectar negativamente el desempeño del sistema y degradar la vida útil de los capacitores del bus. Es por eso que resulta necesario evaluar el impacto de estas cuestiones.

En virtud de lo presentado, este trabajo analiza el impacto del manejo dinámico de fases en el bus de continua de un sistema fotovoltaico multistring con convertidores interleaved, a partir de la evaluación de casos particulares. Este análisis se realiza con el objetivo de arribar a conclusiones que sirvan de disparador para resolver esta problemática de forma de maximizar la eficiencia total del sistema. El mencionado impacto se analiza en función de las pérdidas asociadas al bus de continua para los diferentes casos.

II. CASOS DE ANÁLISIS

Con el objetivo de realizar el análisis de pérdidas en el bus de continua para identificar de qué manera impacta el apagado de fases en un sistema fotovoltaico multistring, se plantea un caso específico (sin demérito de generalizar las conclusiones). El mismo cuenta con 4 strings, tal como se muestra en la Fig. 2. Cada string esta formado por un arreglo serie de 3 paneles de la marca Nbsolar modelo TPB156x156-72-P [12] cuyos valores de tensión y corriente del punto de máxima potencia en STC (Condición Estándar de Testeo, 25°C de temperatura y 1000 W de Irradiancia) son $V_{MPP} = 35,1$ e $I_{MPP} = 8,1$. El convertidor dc-dc asociado a cada grupo de paneles es un convertidor boost interleaved de 3 fases (ver Fig. 3), el cual es operado en DCM.

En el Cuadro I se resumen los parámetros generales del sistema, teniendo en cuenta que los paneles se encuentran funcionando todos en condición STC.

Para el análisis se va a considerar que todos los inductores tienen valor L y que son diseñados para operar en BCM

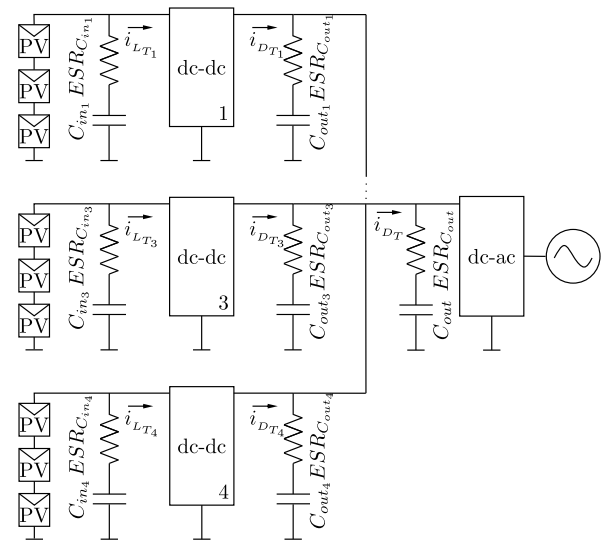


Figura 2. Esquema multistring de 4 strings.

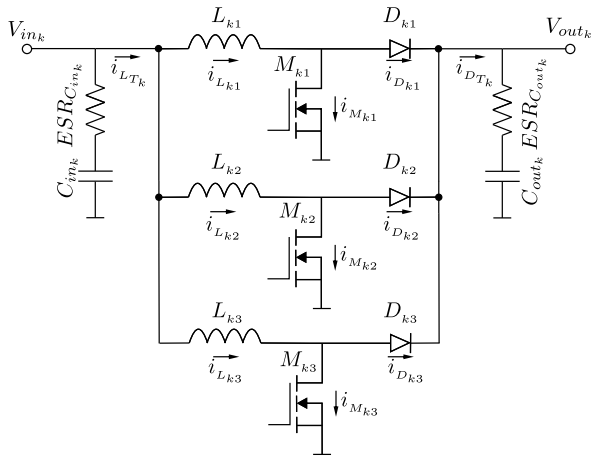


Figura 3. Convertidor interleaved de 3 fases.

para la corriente $I_{LT_{kmax}}$ con el máximo número de fases N_{max} . Luego, siguiendo el procedimiento planteado en [13], se obtiene que $L = 207,8\mu H$ y que el tiempo de encendido de las llaves $T_{on} = 13\mu s$ para obtener una corriente media de $I_{LT_k} = I_{MPP} = 8,1$. Los capacitores de entrada y salida son seleccionados para cumplir con los requerimientos de los sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica [1]. Además, se supone que cada convertidor interleaved se encarga de mantener sus fases intercaladas en $T_n = T_{sw}/N_k$, siendo N_k la cantidad de fases activas de cada convertidor interleaved.

Inicialmente se va suponer que todos los strings se encuentran operando en las mismas condiciones, es decir en condición STC, siguiendo el correspondiente punto de máxima potencia cuya corriente es $I_{MPP} = 8,1$. Además, cada convertidor realiza el correspondiente intercalado $T_{sw}/3$ para mejorar las características del ripple en el panel. Se debe tener en cuenta también que, al unir las salidas de los strings, si se realiza un correcto intercalado, también se mejoran las condiciones en el ripple de salida total. Bajo esta condición

Cuadro I
PARÁMETROS DEL SISTEMA

Descripción	Value
Strings, S	4
Paneles por string	3
Período de conmutación, T_{sw}	$20\mu s$
Corriente del panel en MPP (STC), I_{MPP}	8,1 A
Tensión del panel en MPP (STC), V_{MPP}	35,1 V
Tensión de entrada de cada string, V_{in_k}	$35,1 \times 3 = 105,3$ V
Tensión de salida, V_{out_k}	500 V
Máxima corriente media total, $I_{LT_{kmax}}$	12 A
Máximo número de fases, N_{max}	3
Capacitor de entrada del convertidor, C_{in_k}	$1\mu F$
Capacitor de salida del convertidor, C_{out_k}	$1\mu F$
Capacitor del bus de continua, C_{out}	2,2 mF
Resistencia equivalente serie de C_{out} , $ESRC_{out}$	150 mΩ

se pueden dar dos situaciones: que cada string opere con su propia señal de reloj o que se tenga una sincronización con un reloj maestro.

II-A. Operación independiente de cada string

Para el caso en el que la conexión de los convertidores al bus de continua se realice sin emplear una estrategia de desfase entre los strings, las inevitables pequeñas diferencias de frecuencia entre estas señales van a generar distintas condiciones de desfase, pudiendo quedar en la condición en que todos los ripples de corriente de salida de los strings se encuentran en fase. Bajo estas circunstancias, a la salida se tiene un ripple de igual período que el correspondiente a cada string pero de mayor amplitud, obteniendo un valor rms de alterna (i_{DT}) y pérdidas asociadas a la resistencia equivalente serie del capacitor del bus de continua $P_{C_{out}}$ de:

$$\tilde{i}_{DT} = 6,83 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = \tilde{i}_{DT}^2 \cdot ESRC_{out} = 7 \text{ W} \quad (1)$$

Es posible calcular la eficiencia total del multistring (η) como la suma de las pérdidas en el capacitor del bus más las pérdidas correspondientes a cada string (pérdidas en los semiconductores y en los elementos pasivos). De esta manera, en la Fig. 4 se presenta la eficiencia de un string en función de la corriente total en el inductor, para distinto número de fases activas, calculada a partir del procedimiento presentado en [13]. A partir de esta figura se pueden calcular las pérdidas resultantes para un valor de corriente y número de fases N , identificando regiones en las que se maximiza la eficiencia operando con un número menor de fases como se muestra a continuación:

- $N = 1$ para $0 \text{ A} \leq I_{LT_k} < 0,99 \text{ A}$
- $N = 2$ para $0,99 \text{ A} \leq I_{LT_k} < 2,1 \text{ A}$
- $N = 3$ para $I_{LT_k} \geq 2,1 \text{ A}$

Cabe destacar que, tal como se observa en las curvas, los valores de eficiencia del convertidor son elevados, apareciendo diferencias del orden del 0.2% para I_{LT_k} entre 0,5 A y 10 A. Aún así, como se intenta mantener el valor de eficiencia lo

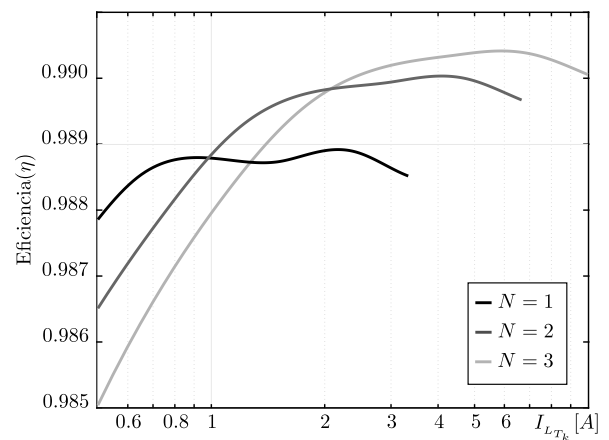


Figura 4. Curva de eficiencia de cada string calculada a partir de [13].

más cercano a uno posible, cualquier mejora del orden de estas diferencias, resulta apreciable.

Por lo tanto, teniendo en cuenta que la eficiencia de cada string (η_{str_k}) se define en función de sus pérdidas P_{loss_k} y de su potencia de entrada P_{in_k} como:

$$\eta_{str_k} = \frac{P_{in_k} - P_{loss_k}}{P_{in_k}} \quad (2)$$

que las pérdidas totales ($P_{loss_{tot}}$) se definen como:

$$P_{loss_{tot}} = P_{loss_1} + P_{loss_2} + P_{loss_3} + P_{loss_4} + P_{C_{out}} \quad (3)$$

y la potencia de entrada total ($P_{in_{tot}}$) como:

$$P_{in_{tot}} = P_{in_1} + P_{in_2} + P_{in_3} + P_{in_4} \quad (4)$$

entonces, la eficiencia total (η) se puede calcular a partir de los siguientes datos correspondientes a cada string:

$P_{in_1} = V_{in} I_{MPP} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_1} = 8,19 \text{ W}$
$P_{in_2} = V_{in} I_{MPP} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_2} = 8,19 \text{ W}$
$P_{in_3} = V_{in} I_{MPP} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_3} = 8,19 \text{ W}$
$P_{in_4} = V_{in} I_{MPP} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_4} = 8,19 \text{ W}$

resultando:

$$\eta = \frac{P_{in_{tot}} - P_{loss_{tot}}}{P_{in_{tot}}} = 0,9883 \quad (5)$$

Es necesario resaltar que, en este caso, las pérdidas asociadas al ripple en el bus de continua representan un 21.4% de las pérdidas en los semiconductores y los elementos pasivos de la etapa dc-dc de la configuración.

II-B. Operación sincronizada de los strings

Teniendo en cuenta que es usual que en la configuración multistring los convertidores dc-dc conectados a un mismo inversor estén ubicados en el mismo lugar, resulta sencillo comunicarlos para lograr su sincronización. Por lo tanto, si se utilizan estrategias de control para desfasar los strings de modo de generar un intercalado controlado de los ripples de salida, se mejoran las características del mismo, obteniendo una disminución de la amplitud y un aumento en la frecuencia equivalente a haber utilizado un convertidor interleaved de R fases, siendo R la cantidad total de fase activas del esquema multistring (teniendo como valor máximo, $R = S.N_{max} = 12$). De esta condición se obtiene:

$$\tilde{i}_{DT} = 0,75 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = 0,084 \text{ W} \quad \eta = 0,9904 \quad (6)$$

A partir de la eficiencia calculada se observa que ordenar los ripples resultó en una mejora de un 0.21% que resulta apreciable si se la analiza en el contexto de que se parte de una alta eficiencia, siendo significativo cualquier incremento en el orden del milésimo. Además, observando la Fig. 5 se puede apreciar que el correcto desfasaje de las señales de comando de las llaves de los strings produce una mejora en las condiciones de filtrado en la tensión del bus, respecto del

peor caso planteado en la sección anterior. Esto se debe a que tal como se observa en los ripples de tensión resultantes, en el caso de sincronizar los ripples de los strings no sólo disminuye la amplitud del ripple sino que aumenta su frecuencia.

Luego, teniendo en cuenta estas mejoras, en lo sucesivo del trabajo se van a considerar casos con vinculación de clock entre los diferentes strings.

En las instalaciones fotovoltaicas multistring, el área de extensión de los paneles puede dar lugar a condiciones de sombreado que afecten la irradiancia entre los diferentes string, con lo cual se pueden obtener condiciones distintas de MPP. Si se considera que este evento ocurre en un tiempo tal que la temperatura de operación de los paneles no se ve afectada, entonces la tensión V_{MPP} se mantiene más o menos constante, pero la corriente disminuye. Por lo tanto, si la corriente cae por debajo de un cierto valor, resulta conveniente el apagado de fases del string para mejorar la eficiencia. Suponiendo que la corriente cae a 1,57 A para el string 1, se mejora la eficiencia apagando una fase, tal como se evidencia en la Fig. 4. Para esta condición y de manera de mantener el panel funcionando en el punto de máxima potencia se modifica el tiempo en el que se encuentra encendida la llave en el convertidor interleaved que ha sido sombreado. Por lo tanto, en ese string el ripple de salida (i_{DT_1}) tiene un período de $T_{sw}/2$, mientras que el resto tiene un período de $T_{sw}/3$, con un desfasaje entre strings de $T_{sw}/12$, tal como se muestra en la Fig. 6.

En esta condición los valores de potencia de entrada y de pérdidas para cada string resultan como se muestra a continuación:

$P_{in_1} = 165,32 \text{ W}$	$P_{loss_1} = 1,74 \text{ W}$
$P_{in_2} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_2} = 8,19 \text{ W}$
$P_{in_3} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_3} = 8,19 \text{ W}$
$P_{in_4} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_4} = 8,19 \text{ W}$

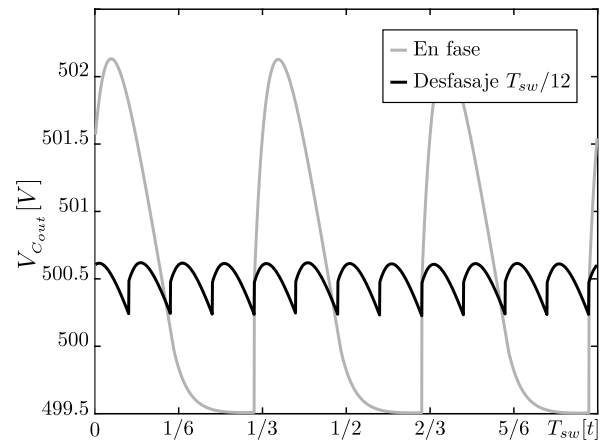


Figura 5. Tensión en el capacitor C_{out} para el caso sin intercalado y el caso con un desfasaje entre strings de T_{sw}/R .

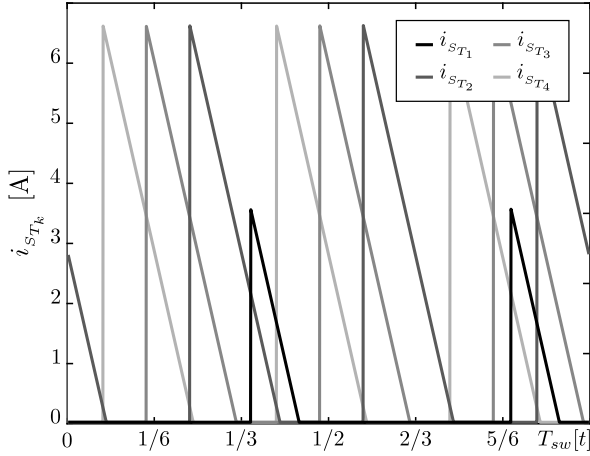


Figura 6. Valores de las corrientes de salida de cada uno de los strings para el caso de sombreado en un string manteniendo desfase $T_{sw}/12$.

Conservando la separación entre strings de $T_{sw}/12$, se obtiene un valor rms de la corriente total en el bus, un valor de pérdidas y una eficiencia total de:

$$\tilde{i}_{DT} = 1,85 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = 0,51 \text{ W} \quad \eta = 0,9902 \quad (7)$$

Si se modifica la separación de strings a T_{sw}/R siendo $R = 11$ (debido a que se apagó una fase), se obtienen los siguientes valores de corriente rms, de pérdidas asociadas en el capacitor y de eficiencia total:

$$\tilde{i}_{DT} = 1,51 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = 0,34 \text{ W} \quad \eta = 0,9902 \quad (8)$$

Teniendo en cuenta que existen 3 strings con ripples de iguales características se evalúa el caso de desfase entre sí sólo esos strings en T_{sw}/R_s siendo R_s la cantidad total de fases de los 3 strings que no se han modificado. A partir de esta condición se obtiene:

$$\tilde{i}_{DT} = 1,13 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = 0,19 \text{ W} \quad \eta = 0,9903 \quad (9)$$

A partir de los resultados anteriores se puede decir que entre el caso $T_{sw}/12$ y $T_{sw}/11$, aunque se obtiene una disminución en las pérdidas, ésta disminución no tiene mayor impacto en la eficiencia del sistema. Distinto es lo que ocurre para el caso en que se desfasan en $T_{sw}/9$ los ripples de iguales características ya que, no sólo disminuyen las pérdidas en un 62% respecto del caso con intercalado $T_{sw}/12$, sino que se ve un consecuente aumento en la eficiencia. En la Fig. 7 se muestra la tensión en el capacitor de salida ante el apagado de una fase de un string manteniendo el intercalado anterior y ante el replanteo para $R = 11$ y para $R_s = 9$. A partir de la figura se identifica que el caso con desfase $T_{sw}/9$ tiene una amplitud de ripple menor pero la frecuencia del mismo no se ve modificada.

Otra situación posible es que el sombreado se produzca sobre dos string, teniendo una condición en la que dos de los cuatro convertidores operan con una fase menos. En la Fig. 8 se muestra esta condición, teniendo en cuenta que el desfase entre los strings es de $T_{sw}/12$.

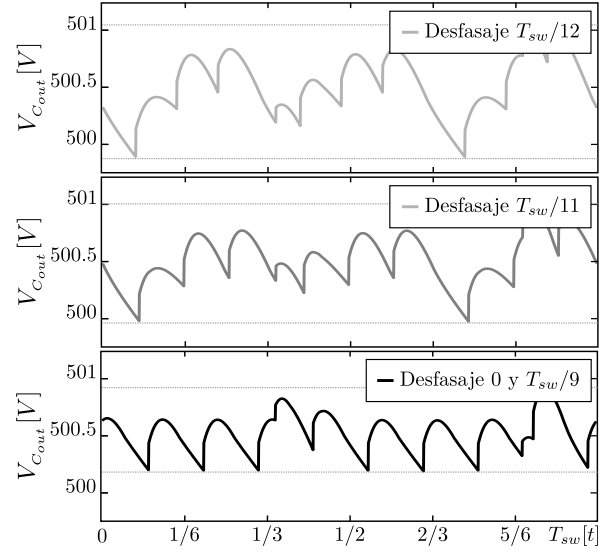


Figura 7. Tensión en el capacitor C_{out} para el caso con un desfase entre strings de $T_{sw}/12$, el caso $T_{sw}/11$ y el caso de intercalado particular.

Suponiendo que tanto el string 1 como el string 4 operan con una corriente $I_{MPP} = 1,57$, entonces se redefinen las potencias de entrada y las pérdidas de los strings como:

$P_{in_1} = 165,32 \text{ W}$	$P_{loss_1} = 1,74 \text{ W}$
$P_{in_2} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_2} = 8,19 \text{ W}$
$P_{in_3} = 852,93 \text{ W}$	$P_{loss_3} = 8,19 \text{ W}$
$P_{in_4} = 165,32 \text{ W}$	$P_{loss_4} = 1,74 \text{ W}$

Bajo esta circunstancia, si el desfase es de $T_{sw}/12$ se obtiene:

$$\tilde{i}_{DT} = 2,42 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = 0,88 \text{ W} \quad \eta = 0,9898 \quad (10)$$

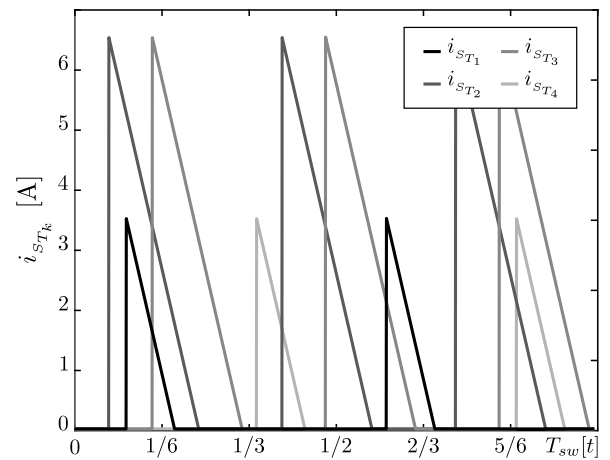


Figura 8. Valores de las corrientes de salida de cada uno de los strings para el caso de sombreado en un string manteniendo desfase $T_{sw}/12$.

Tal como se presentó en la situación anterior se obtienen mejoras al intercalar los strings en T_{sw}/R , resultando en:

$$\tilde{i}_{DT} = 2,1084 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = 0,67 \text{ W} \quad \eta = 0,9899 \quad (11)$$

Pero también existe la posibilidad de agrupar strings de similares ripples de salida, es decir agrupar los strings con igual cantidad de fases y desfasarlos en T_{sw}/R_s , siendo R_s la cantidad de fases total del mismo grupo. Para este caso se agrupan los strings de dos fases y se los separa en $T_{sw}/4$ y los de tres fases y se los separa en $T_{sw}/6$. De esta manera se obtienen los siguientes resultados:

$$\tilde{i}_{DT} = 1,17 \text{ A} \quad P_{C_{out}} = 0,2 \text{ W} \quad \eta = 0,9901 \quad (12)$$

Esta disminución en las pérdidas por la mejora en las condiciones del ripple se puede ver reflejada en la Fig. 9. Esta figura muestra no sólo la disminución en la amplitud del ripple, sino que también se observa un aumento en la frecuencia del mismo, mejorando la condición de filtrado.

III. CONCLUSIÓN

A partir del análisis realizado se observa que resulta de interés tener control sobre los instantes de encendido y apagado de las llaves de los distintos strings, además de información respecto de la cantidad de fases activas que posee cada convertidor. Los casos analizados permiten identificar que, aún en funcionamiento normal (sin apagado de fases), resulta beneficioso intervenir en la forma en que se intercalan los ripples de los string ya que se observó que en el caso de no hacerlo las diferencias entre los clocks pueden conducir a la situación en que todos los ripple se encuentren en fase, provocando un aumento significativo en las pérdidas sobre el bus de continua. En este sentido se puede observar que, intercalando los ripples de manera correcta, se logra una reducción de las pérdidas del 98.8% y por ende una

consecuente mejora en la eficiencia total. Por lo tanto, teniendo control sobre el desfase entre strings, se pueden intercalar los ripples para mejorar el desempeño del sistema. Más aún, la mejora es mayor si se realiza el intercalado agrupando strings de condiciones similares y generando un desfase de T_{sw}/R dentro de cada grupo. Estas mejoras se logran sin la necesidad de un mayor esfuerzo computacional o de control debido a que se considera que los convertidores dc-dc se encuentran emplazados muy próximos entre sí. Cabe destacar que aunque el incremento de la eficiencia parece menor, al partir de un valor de eficiencia muy alto, cualquier mejora del orden de una milésima parte resulta significativa.

REFERENCIAS

- [1] S. Kjaer, J. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292–1306, sep 2005.
- [2] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, "Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, mar 2015.
- [3] H. Choi and L. Balogh, "A cross-coupled master-slave interleaving method for Boundary Conduction Mode (BCM) PFC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 10, pp. 4202–4211, 2012.
- [4] L. Huber, B. Irving, and M. Jovanovic, "Open-Loop Control Methods for Interleaved DCM/CCM Boundary Boost PFC Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1649–1657, jul 2008.
- [5] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, 2012.
- [6] C. Ramos-Paja, G. Petrone, and G. Spagnuolo, "DCM operation of interleaved DC/DC converters for PV applications," in *2012 15th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, no. 1. IEEE, sep 2012, pp. LS8c.1–1–LS8c.1–6.
- [7] W. Chen, "High Efficiency, High Density, PolyPhase Converters for High Current Applications," pp. 1–16, 1999.
- [8] S. V. Dhople, A. Davoudi, A. D. Domínguez-García, and P. L. Chapman, "A unified approach to reliability assessment of multiphase DC-DC converters in photovoltaic energy conversion systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 739–751, 2012.
- [9] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, and D. Carrica, "Steady state characterization of current ripple in DCM interleaved power converters," *CAMTA 2016 - Proceedings of the Argentine Conference of Micro-Nanoelectronics Technology and Applications*, pp. 33–38, 2016.
- [10] P. Zumel, C. Fernandez, A. de Castro, and O. Garcia, "Efficiency improvement in multiphase converter by changing dynamically the number of phases," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2006, pp. 1–6.
- [11] H. Cha, W. Lee, and T.-p. An, "Design and implementation of 50kW multi-string photovoltaic PCS using three-phase interleaved DC-DC converters," *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–9, 2011.
- [12] "TPB156x156-72-P." [Online]. Available: <http://www.nbsolar.com/attach/product/frow/TPB156%2072-P.pdf>
- [13] P. Cervellini, P. Antoszczuk, R. G. Retegui, and M. Funes, "Efficiency analysis on DCM interleaved boost power converters," in *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*. IEEE, sep 2017, pp. 1–6.

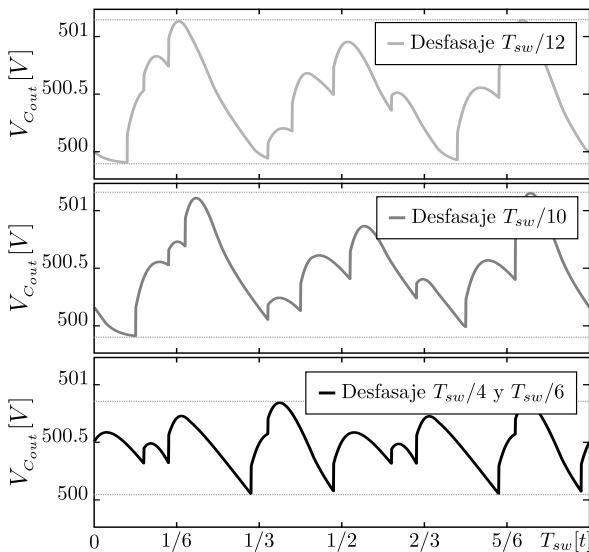


Figura 9. Tensión en el capacitor C_{out} para el caso con un desfase entre strings de $T_{sw}/12$, el caso $T_{sw}/10$ y el caso de intercalado particular.

Letters

Optimized Switching Sequence for Multiphase Power Converters Under Inductance Mismatch

Pablo Antoszczuk, Paula Cervellini, Rogelio García Retegui, and Marcos Funes

Abstract—Multiphase power converters allow to reduce semiconductor stress and to improve total ripple characteristics, when compared to a single-phase converter. Semiconductor stress is reduced by dividing the total current among the N parallel-connected converters or phases. Furthermore, total ripple amplitude is reduced and its frequency increases to N times the switching frequency by interleaving each phase current ripple, which lessens the requirements on the total current filtering. These improvements, however, are detrimented mainly by mismatches among the phase inductors value, leading to different ripple amplitudes among phases. As a consequence, when compared to the ideal case, total ripple amplitude is increased, ripple cancellation points are lost, and switching frequency component and its $N-1$ harmonics are generated. This letter proposes a method to mitigate this problem by selecting the phase switching sequence, in converters operating in the continuous conduction mode, which minimizes the switching frequency component and its harmonics in the total ripple. The proposed method efficiently finds the proper switching sequence for any number of phases, by using a previously presented current ripple characterization as the objective function for the optimization procedure. Simulations validate the proposal and show the improvement, when compared to another strategy present in the literature, which uses the switching sequence modification principle.

Index Terms—Current ripple, genetic algorithms, multiphase power converters, switching sequence.

I. INTRODUCTION

MULTIPHASE power converters consist in the parallel connection of N equal converters, in such a way that the total current i_T is divided among N paths or phases. When compared to a single converter, multiphase converters reduce switching and conduction losses, by dividing total current among phases, and improve total current ripple (Δi_T) characteristics, which include amplitude reduction and frequency increase to

Manuscript received June 2, 2016; revised July 15, 2016; accepted August 18, 2016. Date of publication August 25, 2016; date of current version December 9, 2016. This work was supported in part by the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Argentina, in part by the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET) project PIP 0210, Argentina, in part by the Ministerio de Ciencia, Tecnología e Innovación Productiva (MINCYT), Argentina, and in part by the Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), Argentina.

The authors are with the Instituto de Investigaciones Científicas y Tecnológicas en Electrónica (ICYTE), Universidad Nacional de Mar del Plata, Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Tecnológicas (CONICET), Facultad de Ingeniería, 7600 Mar del Plata, Argentina (e-mail: pablo_ant@fi.mdp.edu.ar; paulacervellini@fi.mdp.edu.ar; rgarcia@fi.mdp.edu.ar; mfunes@fi.mdp.edu.ar).

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2016.2602810

N times the switching frequency f_s , by interleaving each phase current ripple [1], [2].

However, the aforementioned features can be affected by various practical implementation factors, such as tolerances and parasitic elements on the converter passive and active components. In this sense, series voltage drop on switching devices and inductor parasitic resistance could produce mismatch on the mean current among phases [3]. Nevertheless, this effect, as well as the nonideal phase shift produced by delays on switching devices and drivers, can be mitigated by means of control techniques [2], [4], [5]. Furthermore, inductance value tolerance produces differences on each phase current ripple amplitude, which impacts on the total current ripple characteristics [6], [7]. In this condition, switching frequency component f_s and its $N-1$ harmonics are not cancelled in Δi_T . As a consequence, if the filter designed for the ideal case is used, the voltage ripple amplitude is increased in the common point among phases. This problem becomes more significant as the number of phases increases, where the minimum expected frequency is Nf_s .

The effect of mismatch among phase inductors values can be reduced by means of two different approaches. First, phase shift among phases can be modified from the ideal value $2\pi/N$, as proposed in [8]–[10]. Second, the switching sequence can be modified in order to reduce the vectorial sum of f_s component and its harmonics, as proposed in [7].

The first strategy aims at modifying the instantaneous phase shift among phases in such a way that the f_s component and selected harmonics are cancelled on Δi_T . As this procedure is performed by continuously modifying the phase shift, no transients are generated; therefore, it can be used as an online correction. Consequently, this strategy is attractive in such cases where significant changes in the inductance value are expected when varying the operating point; or in asymmetric converters where different input voltages are present in each phase. However, it requires a high computational effort, particularly for systems with high number of phases, as it involves solving a system with $N-1$ nonlinear equations to eliminate $(N-1)/2$ harmonics in Δi_T . Additionally, when applied to symmetric converters where small phase-shift correction magnitudes are required, the improvement is limited due to measurement errors and signal delays [9], [10].

The second approach is very attractive for applications that require high number of phases, such as [2], [11], [12]. This principle is based on the fact that, as Δi_T depend on the relative position between phases ripple, there is an optimal switching

sequence that minimizes harmonic content. Due to the transient generated when modifying the switching sequence, this strategy is more suitable for an offline correction. Therefore, it is limited for the cases where the inductance ratio among phases do not change significantly with the operating point, such as in applications that use gapped inductors [13]. In them, this approach improves the Δi_T characteristics without requiring modifications on the current control or affecting its stability or dynamic behavior. However, complexity for the optimal sequence determination increases with the factorial of N , and no closed expression exists to calculate the optimal sequence analytically [14], [15].

In order to reduce the computational cost, a method that shifts 180° the phases with closest ripple amplitude has been presented in [7]. The switching frequency component is, therefore, reduced, and the implementation is simple. Nevertheless, cases with an odd number of phases cannot be optimized and, as only the f_s component is considered, the obtained switching sequence is not always optimal.

Consequently, a methodology that allows performing the phase-ordering procedure in such a way that the Δi_T characteristics could be directly evaluated is required. In this sense, the previously presented current ripple characterization [6] provides the means for the evaluation of each switching sequence, which enables using more efficient optimization procedures such as metaheuristic methodologies [16].

This letter proposes a method to efficiently determine the switching sequence in converters operating in continuous conduction mode (CCM). The proposed method is capable of considering the f_s component and its $N - 1$ harmonics in the optimization procedure, and it can be used in converters with any phase number. This is accomplished by using the previously presented current ripple characterization [6] as the evaluation function for the optimization procedure. The proposed method has been evaluated throughout simulations. It has also been compared against the ideal and worst cases; as well as with the other optimization method based on the same principle. It is shown that the proposed method allows to obtain similar results as the ones obtained in the ideal case, where no mismatch among phases inductor is present.

II. PROPOSED METHOD

The aim of the proposed method is to find the optimal switching sequence for any number of phases, without requiring the test of all possible cases. As previously stated, the switching sequence modification principle produces transients in the total current when the sequence is changed. Therefore, the proposed method is intended for offline corrections. Furthermore, current ripple characterization [6] will be used as the evaluation function for each switching sequence. For the purpose of the switching sequence determination, genetic algorithms will be used as optimization procedure, since they enable the efficient search of a global solution in a complex optimization problem [16], [17].

Genetic algorithms are adaptive methods that generate solutions based on the evolutionary ideas of natural selection and survival of the fittest. In this algorithm, a population of

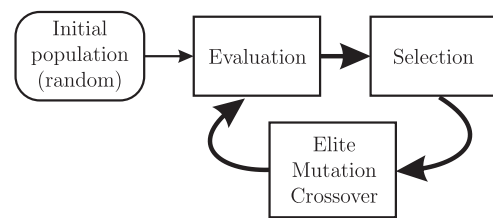


Fig. 1. Genetic algorithms flow diagram.

potential solutions, named chromosomes or individuals, evolve throughout successive iterations, named generations. In each generation, the fitness of every individual in the population is evaluated by assigning a score that depends on how it adjusts to the searched solution. The score is determined using a cost function also named objective function. Evolution throughout successive generations is carried out using genetic operators such as crossover and mutation. Crossover creates offspring from the combination of information provided by two individuals of the current generation. The more the individual adjusts to the problem, the more chances it has of combining its information with another individual, and therefore, spread its genetic material to future generations. Conversely, mutation is a low-probability genetic operator that randomly alters individual's properties before introducing them in a new generation. Mentioned operators have different roles within the algorithm: as crossover tends to improve average quality of the population by exploring known solution spaces, mutation allows to search new unexplored spaces while avoiding local minima. In order to preserve the solutions that properly adjust to the cost function, a certain amount of the fittest individuals, named elite, get to the next generation without suffering changes.

Fig. 1 shows the block diagram of a genetic algorithm. It starts with a randomly created population, generally much smaller than the total possible cases. This initial population is scored according to the results obtained from the cost function. Based on the scores, a selection of the individuals that create the next generation is made. A new evaluation returns the population to the original size by choosing the fittest individuals. The algorithm continues until a termination criterion is reached.

The following sections detail the problem modeling, the objective function, the genetic operators, and the termination criterion aforementioned.

A. Modeling and Codification of the Problem

Potential solutions for the problem are modeled using a set of parameters known as genes so that they compose the chromosome or individual. As the switching sequence determination is an ordering problem, each individual consists of an ordered array that contains each phase ripple amplitude.

As an example, for an eight phase converter, the individual $I_1 = (A1 A2 A3 A4 A5 A6 A7 A8)$ represents the case in which L_1 phase inductor associated ripple precedes L_2 phase inductor associated ripple, and so on. On the other hand, in the individual $I_2 = (A2 A1 A3 A4 A5 A6 A7 A8)$, L_1 and L_2 ripples order is reversed in such a way that $A2$ amplitude precedes $A1$ amplitude.

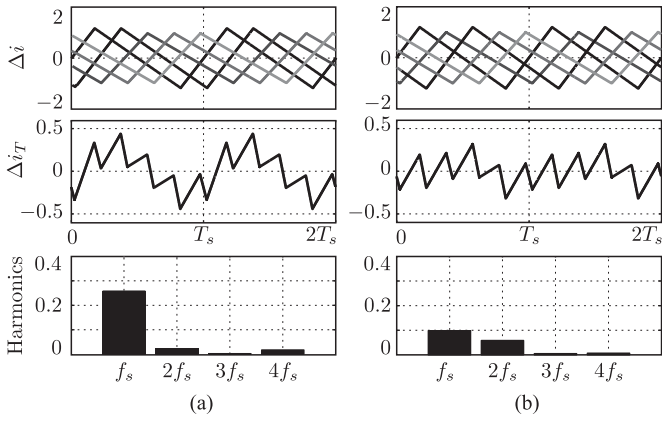


Fig. 2. Phase Δi and total Δi_T ripple with $(N-1)$ harmonics for two different switching sequences, for a $N = 5$ converter.

Due to the nature of the problem, individual composition is attached to restrictions that guarantee its validity. First, every individual should comprise the ripples amplitudes of all phases. Second, no repeated amplitudes are allowed within the same individual. These restrictions can be taken into consideration in two different ways.

- 1) By penalization of invalid individuals, assigning poor fitness value, and therefore, preventing reproduction.
- 2) By using appropriate forms of genetic operators so that they always produce valid individuals.

For the purpose of this letter, the second strategy is adopted in order not to waste computational effort for the generation and evaluation of invalid individuals.

B. Objective Function

The objective function, defined as $f_{\text{fit}}(I_j)$, returns an indicator of the individual I_j fitness according to the chosen optimization criterion. In this case, the aim is to minimize the filtering requirements in the phases common connection point by modifying the switching order. As in the ideal case the first nonzero component is Nf_s , minimizing the peak-to-peak current ripple implies minimizing the frequency components f_s to $(N-1)f_s$, as it can be determined from [6]. Therefore, a suitable evaluation function should provide the peak-to-peak current ripple as a function of the individual phase ripple amplitudes and position, for a given operating point.

As an example, individuals I_1 and I_2 that produce Fig. 2(a) and (b), respectively, can be compared. As it can be seen, the harmonic content, and therefore, the peak-to-peak current ripple amplitude is smaller in the situation depicted on Fig. 2(b). Therefore, the evaluation function should indicate that I_2 individual is fitter than I_1 , i.e.

$$f_{\text{fit}}(I_2) < f_{\text{fit}}(I_1). \quad (1)$$

In [6], a Δi_T characterization method has been presented for interleaved converters operating in CCM. This characterization calculates the peak-to-peak Δi_T amplitude, among other total ripple characteristics, as a function of the number of phases N , duty cycle D , and phase ripple amplitudes. This method calculates the Δi_T positive and negative peaks, associated to

phase x , defined as P_+^x (2) and P_-^x (3), respectively. Peak-to-peak ripple amplitude is, therefore, determined by computing said peaks for $x = 1$ to $x = N$, and selecting the extreme values, as shown in (4).

$$P_{+(D)}^x = \sum_{k=0}^{N-1} A_{(x-k)} \left[1 - \frac{2k}{(1-D)N} \right] + \sum_{k>N(1-D)}^{N-1} A_{(x-k)} \left[\frac{2k}{(1-D)DN} - \frac{2}{D} \right] \quad (2)$$

$$P_{-(D)}^x = - \sum_{k=0}^{N-1} A_{(x-k)} \left[1 - \frac{2k}{DN} \right] - \sum_{k>N-D}^{N-1} A_{(x-k)} \left[\frac{2k}{(1-D)DN} - \frac{2}{(1-D)} \right] \quad (3)$$

where $A(x)$ is the current ripple amplitude of phase x and D is the duty cycle.

$$f_{\text{fit}}(I_j) = \max(P_+^x) - \min(P_-^x). \quad (4)$$

The necessary phase ripple amplitudes to obtain the Δi_T characteristics can be obtained through measurements of the steady-state phase current ripple. However, inductors value, and thus, phase ripple amplitude, may vary according to average current due to magnetic core nonlinear response [13]. For this reason, the ordering method is appropriate whenever the ratio between inductors value does not change significantly with the average current, such as converters with gapped inductors or applications with reduced average current variation.

C. Crossover Function

Crossover function exchanges information between two individuals of the current generation, named parents, so as to create a new individual, named offspring. Since Δi_T is affected by phase relative order and not by their absolute position, then order crossover function is attractive due to its simplicity and effectiveness [18]. The mentioned crossover function takes a phase subsequence of one of the parents and preserves the relative order of the second one.

As an example, considering parents P_1 and P_2 , a selection of two random cut points is made. This is marked by “|,” in the following equation:

$$\begin{aligned} P_1 &= (A1 \ A2 \ |A3 \ A4 \ A5| \ A6 \ A7 \ A8) \\ P_2 &= (A3 \ A4 \ |A2 \ A5 \ A1| \ A6 \ A8 \ A7). \end{aligned} \quad (5)$$

The resulting O_1 offspring is created as follows. First, amplitudes inside the cut points of parent P_1 are copied to the offspring, keeping their original order and position

$$O_1 = (--- \ |A3 \ A4 \ A5| \ ---). \quad (6)$$

Then, remaining phases are chosen from the second parent P_2 , starting from the second cut point and omitting phases already present in O_1 ($A3$, $A4$, and $A5$ in this case).

$$O_1 = (A2 \ A1 \ |A3 \ A4 \ A5| \ A6 \ A8 \ A7). \quad (7)$$

Additionally, different individuals from the same parents can be created by reversing the order of the parents.

D. Mutation Function

Mutation function modifies the genes of a randomly chosen individual, before introducing it in a new generation. Mutation is carried out by reversing the order of two phases, in order to create a new ordering that explores other solution spaces avoiding local minima convergence. For example, from P_1 individual, O_1 is generated by reversing phases A_3 and A_7 , as shown in the following equations:

$$P_1 = (A_1 A_2 \underline{A_3} A_4 A_5 A_6 \underline{A_7} A_8) \quad (8)$$

$$O_1 = (A_1 A_2 \underline{A_7} A_4 A_5 A_6 \underline{A_3} A_8). \quad (9)$$

E. Termination Criterion

Considering that genetic algorithms search the most appropriate ordering by iterating successive generations, it is necessary to have a criterion that indicates the convergence to a solution. Many criteria have been introduced in the literature to determine the end of the iterative process such as: maximum error bound, maximum number of generations, or relative improvement between one generation and the previous ones [19].

First, in the case of phase ripple ordering, it is not possible to establish a maximum error bound. This is the result of not knowing in advance the expected maximum or minimum Δi_T for a given inductance mismatch. Second, defining the termination criterion as the maximum number of generations is not practical, since it is possible to carry out more iterations than required or to stop the process before obtaining an optimal solution. Finally, if relative improvement between one generation and the previous ones is chosen as a termination criterion, it is possible to reach an adequate solution when no change occurs during a certain number of generations.

In this case, the relative improvement throughout generations is the most-suitable criterion, as it allows to define the stop point without knowledge on the error bounds or the risk of overdimensioning the number of iterations. It is important to point out that, through this methodology, the mutation plays the important role of avoiding early convergence to suboptimal switching sequences [20].

III. PROPOSED METHOD EVALUATION

In order to validate the proposed method, simulation tests have been carried out on the circuit simulator NL5. For the simulations, it is assumed that the phase shift is set to the ideal $2\pi/N$ by the appropriate driving signals generation [2], [11], [21]. Furthermore, simulations take into consideration the main inductor and filter practical parameters, such as capacitor's equivalent series resistance (ESR) and equivalent series inductance (ESL), and inductor's series resistance. Additionally, inductance value tolerance is set to $\pm 10\%$, which is a typical tolerance in gapped or planar inductors [6], [7]. The converter parameters are listed in Table I.

TABLE I
SIMULATED CONVERTER PARAMETERS

Description	Value
Switching frequency, f_s	50 kHz
Input voltage, V_i	100 V
Output voltage, V_o	30 V
Load resistance, R_L	350 m Ω
Filter capacitance, C_L	10 μ F
Filter capacitor's series resistance, ESR_{C_L}	40 m Ω
Filter capacitor's series inductance, ESL_{C_L}	20 nH
Nominal phase inductance, L_n	100 μ H
Inductor's series resistance, ESR_L	10 m Ω
Phase inductance tolerance	$\pm 10\%$

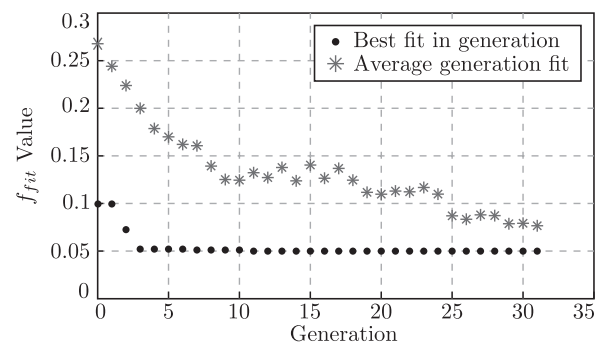


Fig. 3. Best and average fit of each generation, corresponding to the $N = 8$ converter.

The genetic algorithm population size and mutation rate are selected according to [22]. In this study, it is reported that a small population size with relatively large mutation rate allows to find better solutions, while reducing the evaluation function calls. Particularly, population size is set to 50 individuals per generation, 95% of which are created by crossover function and 5% by mutations. The two fittest individuals of the population move to the next generation without changes.

The termination criterion consist on evaluating whether variations exists in the best individual along 20 generations. If no variations are detected, said individual is considered as the optimum switching sequence and the algorithm is stopped.

First an $N = 8$ converter is evaluated, so as to illustrate the evolution across generations and to compare the current and voltage ripple for different phase orderings. Fig. 3 shows the best individual fitness value, obtained by using (4), and the average population fitness value for the described converter. As it can be noted, the algorithm convergence is reached in 31 iterations. It should be pointed out that, as the population size is 50 individuals, the fitness function is evaluated at most $31 \cdot 50 = 1550$ times, out of a total of $N! = 8! = 40\,320$ possible switching sequences. The convergence is detected because the best individual does not change along 20 generations. It should be noted that the average fitness value is not monotonically decreasing. This occurs because the mutation operator is successfully exploring different solution spaces. Then, the best individual, which represents the phase switching order that

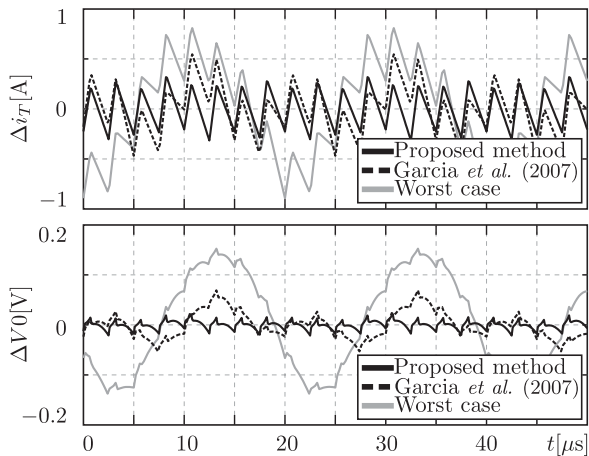


Fig. 4. $N = 8$ phase converter. Δi_T (top) and ΔV_0 (bottom) using different optimization procedures.

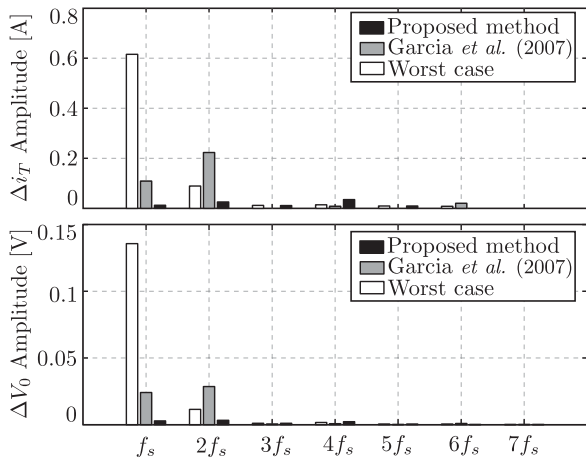


Fig. 5. $N = 8$ phase converter. Frequency components of Δi_T (top) and ΔV_0 (bottom) using different optimization procedures.

minimize the peak-to-peak current ripple Δi_T is

$$I_B = (A3 A2 A4 A8 A6 A7 A5 A1). \quad (10)$$

The optimization results on Δi_T and ΔV_0 , when using switching sequences obtained with different optimization procedures, are shown in Fig. 4. Moreover, Fig. 5 shows f_s component and its first $N - 1$ harmonic amplitudes. The optimization procedures used in this test are the proposed method, the method presented in [7], and the worst switching sequence. The worst case is obtained by using the proposed method to maximize the fitness function. It should be noted that the worst case is a possible switching order if a random order with no optimization is applied.

As it can be noted, the method proposed in [7] produces a significant improvement over the worst case, mainly due to the reduction of the f_s component, even though the $2f_s$ component is increased. On the other hand, as the proposed method performs the optimization procedure by minimizing the fitness function, both f_s and $2f_s$ components are reduced. Therefore, improvements are achieved with respect to both cases. Particularly, if compared with the method presented in [7], the ampli-

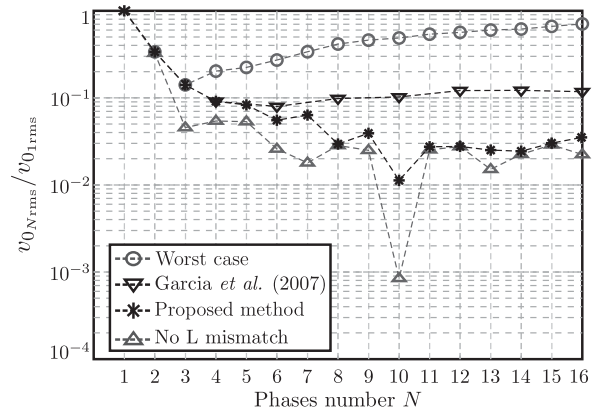


Fig. 6. Ripple attenuation as a function of N . Proposed method comparison.

tude of the f_s and $2f_s$ components are reduced 6.37 times and 9 times, respectively.

Additionally, to evaluate the proposed method for different number of phases, RMS output voltage is evaluated for $N = 1$ to $N = 16$. In order to be able to compare the different situations, output load and filter are not modified throughout the test and the relative RMS voltage is evaluated. Relative RMS voltage is defined as the ratio between the N -phase converter RMS voltage, $v_{0,N,rms}$, and the single-phase RMS voltage $v_{0,1,rms}$.

Fig. 6 shows the relative RMS voltage, when using the proposed method and the method presented on [7] (for the cases with an even number of phases). Furthermore, the ideal case without inductance mismatch as well as the worst case are included as a reference.

The worst and ideal cases are first analyzed in order to establish the optimization boundaries. As previously stated, duty cycle remains constant for the different N , thus output voltage is attenuated by two different factors: by interleaving the phases ripples, and by the output filter. Particularly, in this ideal case and considering that the duty cycle is $D \approx 0.3$, a Δi_T cancellation point is present for $N = 10$. Moreover, it can be seen that, even though the minimum frequency is directly proportional to N , the attenuation does not increase accordingly. This occurs because the filter capacitor's ESR and ESL limit the maximum filter attenuation. Therefore, this ideal case is the best achievable case for the load and filter considered in the present tests. Conversely, worst case is obtained for each case by applying the proposed method to maximize the fitness function.

By using the previously described ideal and worst cases, different optimization procedures can be compared. As it can be seen in Fig. 6, for $N \leq 3$, different phase ordering does not modify Δi_T , as the resulting sequence is the same. Furthermore, for $N = 4$, the proposed method yields the same result as the method presented in [7]. Additionally, it can be noted that, even though the method presented in [7] effectively avoids the worst case for an even number of phases, no ripple improvements are observed when increasing the number of phases above $N = 6$. On the other hand, the proposed method is able to optimize the switching order both for even and odd N . Moreover, the obtained attenuation is close to the ideal case, particularly, for large N . As an example, for $N \geq 8$, the proposed

method attenuation is between 3.3 and 9 times larger than the one obtained when using the methodology presented in [7] (when ever applicable), and between 14 and 43 times better than the worst case.

IV. CONCLUSION

One of the main advantages of interleaved power converters is the reduction in the total current filtering requirements. However, mismatches among phases inductance increase total ripple amplitude and harmonic content. In this study, a method has been presented to reduce this effect, based on the offline switching sequence modification principle. The proposed method uses a previously presented current ripple characterization as the evaluation function for the optimization procedure, which allowed to optimize the switching sequence for any number of phases N and mismatch condition, on interleaved power converters operating in CCM. The proposal has been evaluated and compared with the other method present in the literature that uses the same principle, arriving at different conclusions for different N . First, for small N , the obtained results are close to the ones obtained by using the other method. However, the proposed method is able to optimize the cases with odd N ($N = 5$ and $N = 7$). Second, if a large number of phases is considered, the attenuation obtained by using the proposed method is close to the ideal case attenuation. For example, when $N \geq 8$, the attenuation is at least 3.3 and 14 times larger than the one obtained with the other method and the worst case, respectively. Therefore, by using the proposed method, it is possible to extend the benefits present on ideal interleaved power converters to practical cases, without requiring modifications on the current control.

REFERENCES

- [1] R. G. Retegui, M. Benedetti, M. Funes, P. Antoszczuk, and D. Carrica, "Current control for high-dynamic high-power multiphase buck converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 614–618, Feb. 2012.
- [2] O. García, P. Zumel, A. de Castro, and J. a. Cobos, "Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 578–586, May 2006.
- [3] O. García, P. Zumel, A. de Castro, P. Alou, and J. a. Cobos, "Current self-balance mechanism in multiphase buck converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1600–1606, Jun. 2009.
- [4] R. F. Foley, R. C. Kavanagh, and M. G. Egan, "Sensorless current estimation and sharing in multiphase buck converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 6, pp. 2936–2946, Jun. 2012.
- [5] Y. Cho, A. Koran, H. Miwa, B. York, and J. S. Lai, "An active current reconstruction and balancing strategy with DC-link current sensing for a multi-phase coupled-inductor converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1697–1705, Apr. 2012.
- [6] P. D. Antoszczuk *et al.*, "Characterization of steady-state current ripple in interleaved power converters under inductance mismatches," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 4, pp. 1840–1849, Apr. 2014.
- [7] O. García, A. de Castro, P. Zumelis, and J. a. Cobos, "Digital-control-based solution to the effect of nonidealities of the inductors in multiphase converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 6, pp. 2155–2163, Nov. 2007.
- [8] M. L. A. Caris, H. Huisman, J. M. Schellekens, and J. L. Duarte, "Generalized harmonic elimination method for interleaved power amplifiers," in *Proc. Ind. Electron. Conf.*, 2012, pp. 4979–4984.
- [9] M. L. A. Caris, H. Huisman, and J. L. Duarte, "Harmonic elimination by adaptive phase-shift optimization in interleaved converters," in *2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2013, pp. 763–768.
- [10] M. Schuck and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "Ripple minimization through harmonic elimination in asymmetric interleaved multiphase DC-DC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7202–7214, Dec. 2015.
- [11] L. Ni, D. J. Patterson, and J. L. Hudgins, "High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1141–1151, Mar. 2012.
- [12] O. Garcia, P. Alou, J. A. Oliver, P. Zumel, and J. A. Cobos, "A high number of phases enables high frequency techniques and a better thermal management in medium power converters," in *Proc. Int. Conf. Integr. Power Electron. Syst.*, 2008, pp. 1–4.
- [13] J. D. Pollock, W. Lundquist, and C. R. Sullivan, "Predicting inductance roll-off with DC excitations," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, 2011, pp. 2139–2145.
- [14] D. Aguglia, "2 MW active bouncer converter design for long pulse klystron modulators," in *Proc. 2011 14th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, 2011, pp. 1–10.
- [15] F. C. Magallanes, D. Aguglia, C. d. A. Martins, P. Viarouge, and F. C. Magallanes, "Review of design solutions for high performance pulsed power converters," in *Proc. 2012 15th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, 2012, pp. DS2b.14-1–DS2b.14-6.
- [16] S. E. De Leon-Aldaco, H. Calleja, and J. A. Alquicira, "Metaheuristic optimization methods applied to power converters: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 6791–6803, Dec. 2015.
- [17] D. E. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search Optimization and Machine Learning*, vol. 412. Reading, MA, USA: Addison-wesley, 1989.
- [18] K. Deep and H. M. Adane, "New variations of order crossover for travelling salesman problem," *Int. J. Combinatorial Optimization Problems Informat.*, vol. 2, no. 1, pp. 2–13, 2011.
- [19] M. Safe, J. Carballido, I. Ponzoni, and N. Brignole, "On stopping criteria for genetic algorithms," in *Advances in Artificial Intelligence—SBIA 2004*. Berlin, Germany: Springer, 2004, pp. 405–413.
- [20] C. W. Ahn and R. Ramakrishna, "A genetic algorithm for shortest path routing problem and the sizing of populations," *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 6, no. 6, pp. 566–579, Dec. 2002.
- [21] P. D. Antoszczuk, R. G. Retegui, M. Funes, and D. Carrica, "Optimized implementation of a current control algorithm for multiphase interleaved power converters," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 10, no. 4, pp. 2224–2232, Nov. 2014.
- [22] R. Haupt, "Optimum population size and mutation rate for a simple real genetic algorithm that optimizes array factors," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, vol. 2, 2000, pp. 1034–1037.