



UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Estrategia de control óptimo para plantas fotovoltaicas de gran escala conectadas a redes trifásicas mediante convertidores puente H en cascada

Autor:
Felipe Calderón Rivera

Profesor guía:
Prof. Alejandro Angulo Cárdenas

Tesis presentada como requisito parcial para optar al grado de

Magíster en Ciencias de la Ingeniería Eléctrica

13 de diciembre de 2022

Resumen

Un pilar fundamental para superar la crisis climática global es la reducción drástica en las emisiones de gases de efecto invernadero producto de la actividad humana. En el sector eléctrico, grandes bloques de energía provenientes de fuentes contaminantes han sido reemplazadas por la instalación de plantas fotovoltaicas de gran escala. Para las cuales, el desarrollo de nuevas topologías de convertidores basados en electrónica de potencia busca incrementar su eficiencia y rendimiento. Particularmente, el convertidor puente H en cascada (CHB) ha sido objeto de interés debido a que su implementación posee una alta granularidad del esquema MPPT, un menor requerimiento de filtrado en las corrientes de línea y la posibilidad de ser conectado a una red de media tensión mediante el apilamiento de módulos de menor tensión. Naturalmente, los desbalances de generación entre fases han sido el mayor desafío técnico para propiciar la adopción de esta topología. No obstante, la solución documentada de este problema radica en la inyección de una tensión de modo común en las tensiones de fase del convertidor CHB. En este trabajo de tesis se elabora un modelo matemático que permite determinar una tensión de modo común con mínimo contenido armónico para lidiar con desbalances de generación entre fases manteniendo un flujo de corrientes de red balanceado y con bajo contenido armónico. Por lo demás, se confeccionan expresiones analíticas para la tensión de modo común óptima y las regiones factibles de esta técnica. De esta manera, se desarrolló un análisis en la implementación de la estrategia de inyección de una tensión de modo común que derivó en la construcción de un algoritmo iterativo y distribuido para calcular esta tensión en tiempo real. Por su parte, un controlador de tipo *Phase-Shifted Model Predictive Control* (PSMPC) se empleó para el control en tiempo real de las corrientes inyectadas a la red, cuyas soluciones óptimas se calcularon mediante un algoritmo de tipo *Active-Set Method* (ASM). Finalmente, las pruebas experimentales en laboratorio con un convertidor CHB de siete niveles permitieron verificar la efectividad de la estrategia propuesta logrando desbalances de corriente de, a los más, un 1% y un THDe máximo de 2.8% en un conjunto de experimentos con severos desbalances de potencia entre fases.

Agradecimientos

A mis padres Teresa y Luis, a mi hermano Gabriel y a María Victoria por su amor y apoyo incondicional. Al profesor Alejandro quien ha sido un auténtico maestro en mi paso por la Universidad. Además, quisiera agradecer al profesor Andrés y a Guillermo por su inmensurable ayuda.

Agradezco también a ANID, que por medio del proyecto basal FB0008 “Advanced Center for Electrical and Electronic Engineering, AC3E”, los proyectos Fondecyt Regular N^o 1210625 y N^o 1191520 y el proyecto Fondecyt Iniciación N^o 11190852, colaboró con el desarrollo de este trabajo.

Índice general

1	Introducción	7
1.1	Contexto y motivación	7
1.2	Hipótesis del trabajo	11
1.3	Definición del problema y objetivos	11
1.4	Metodología	12
1.4.1	Diseño de esquema de control jerarquizado	12
1.4.2	Formulación matemática del problema de control óptimo	12
1.4.3	Estrategia de control MPC en tiempo real	13
1.5	Contribuciones	13
2	Estado del arte	14
2.1	Plantas solares fotovoltaicas	14
2.1.1	Topología clásica para plantas solares de gran escala	15
2.1.2	Convertidores multinivel puente H en cascada	16
2.2	Técnicas de control para convertidores CHB trifásicos en sistemas PV	18
2.3	Control predictivo basado en modelos	21
3	Formulaciones matemáticas	24
3.1	Sistema en estudio	24
3.2	Generación óptima de energía fotovoltaica	27
3.3	Inyección balanceada de energía en una red trifásica	27
3.3.1	Formulación del problema de control	28
3.3.2	Caso relajado	29
3.3.3	Caso con tensiones restringidas	30
3.3.4	Regiones factibles	30
3.4	Generador de referencias	35
3.4.1	Cálculo en tiempo real de los multiplicadores para determinar la tensión de modo común óptima	36
3.5	Controlador de corriente en tiempo real	38
3.5.1	Modelo del convertidor CHB conectado a una red trifásica	38
3.5.2	Phase-Shifted MPC (PSMPC)	38
3.5.3	Controlador de corriente	40
3.5.4	Reformulación del esquema MPC	40
3.6	Control de las tensiones en los <i>dc-links</i>	41
3.7	Esquema general de control	43
4	Simulaciones computacionales	44
4.1	Preliminares	44
4.1.1	Sistema simulado	44
4.1.2	Plataforma de simulación	45
4.1.3	Transformación en el dominio de las desviaciones de potencia	45
4.2	Cálculo de la tensión de modo común	45
4.2.1	Análisis del dominio factible	46
4.2.2	Tiempos de cómputo en el interior del dominio factible	48
4.3	Tensión de modo común con mínimo contenido armónico	48
4.4	Implementación empleando convertidores puentes H	49
4.5	Controlador de corriente PSMPC	51

4.6	Desempeño general del esquema de control propuesto	53
5	Experimentos en laboratorio	58
5.1	Sistema de prueba para evaluación en laboratorio	58
5.2	Ajuste empírico del factor de ponderación	60
5.3	Validación experimental	61
6	Conclusiones y trabajos futuros	66
	Bibliografía	71

Índice de figuras

1.1	Instalaciones acumuladas a nivel mundial 2000-2023 [1].	8
1.2	Esquema unilineal de una planta fotovoltaica de gran escala.	9
1.3	Configuraciones posibles de los centros de poder.	9
2.1	Topología de un sistema solar fotovoltaico.	14
2.2	Topología centralizada.	15
2.3	Convertidor puente H en cascada trifásico de siete niveles.	16
2.4	Sistemas PV de a) una, b) dos y c) tres etapas.	17
2.5	Regiones factibles de los diferentes métodos para la inyección de tensión de secuencia cero.	21
3.1	Convertidor CHB conectado a una red trifásica mediante un filtro RL.	24
3.2	Submódulo genérico SM_k^j que compone el convertidor CHB.	25
3.3	Esquema global de la planta.	26
3.4	Esquema de control local para regular la tensión en el <i>string</i> de cada SM.	27
3.5	Dominio \mathcal{F} para diferentes factores de potencia.	31
3.6	v_0^* totalmente saturada, límites superior/inferior v_0^{\max}/v_0^{\min} , solución relajada $v_{0,\text{relaj}}^*$ y tensiones de salida en el inversor v_a, v_b, v_c	32
3.7	$\partial\mathcal{O}$ para disímiles factores de potencia con $\frac{p_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3}$ p.u. (izquierda) y distintas potencias inyectadas en la red con $\tan(\varphi) = 0$ (derecha).	34
3.8	$\partial\mathcal{O}$ y sus límites inferior/superior ($\partial\mathcal{O}^{\min}/\partial\mathcal{O}^{\max}$) para $\frac{p_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3}$ p.u. y $\tan(\varphi) = 0.9$. 35	35
3.9	Algoritmo distribuido de búsqueda de ceros para la determinación de los multipli- cadores $\psi_{\alpha\beta}^*$ que permiten construir la tensión de modo común óptima.	37
3.10	Esquema de modulación PSPWM para una fase genérica k y $N = 3$	39
3.11	Compensación por retraso en la aplicación de los índices de modulación.	39
3.12	Esquema para balancear los condensadores.	41
3.13	Diagrama general del esquema de control planteado en este trabajo de tesis.	43
4.1	Representación gráfica de la transformación \mathbf{T}	45
4.2	Dominio factible \mathcal{O} para el sistema en estudio, $p_{i,3\phi} = \frac{2}{3}$ p.u. y $\varphi = 0$	46
4.3	Puntos en la carta de operación.	47
4.4	Implementación digital de v_0^* , sus límites inferior/superior v_0^{\min}/v_0^{\max} y su solución relajada $v_{0,\text{relaj}}^*$	47
4.5	Promedios y desviaciones estándar de tiempos de cómputo y número de iteraciones. 48	48
4.6	THD de las tensiones de modo común planteadas en (3.21) y [2].	49
4.7	Formas de onda de las señales μ_b^* , m_b^1 y v_b^1/V_{dc}	50
4.8	Espectro armónico de las señales μ_b^* , m_b^1 y v_b^1/V_{dc}	50
4.9	Tensiones, corrientes, referencias de las corrientes de red, índices de modulación óptimos, sus referencias y cuociente entre la función objetivo para la solución óptima y (3.83) en el caso 0.	51
4.10	Fila superior: tensiones, corrientes y referencias de las corrientes de red. Fila inferior: índices de modulación óptimos y sus referencias en los casos 1, 4, 8 y 10.	52
4.11	Cuociente entre la función objetivo evaluada para la solución óptima y la saturada en los casos 1, 4, 8 y 10.	52
4.12	Puntos de operación en el plano de desbalances de potencia del sistema modelado. 53	53
4.13	Potencias p_{abc} generadas en cada fase y la potencia promedio inyectada a la red $\frac{p_{i,3\phi}}{3}$. 54	54

4.14	Variables de control y mediciones en la planta simulada para los casos I, II, III y IV. Primera fila (variables de control): tensiones simétricas $\mathbf{v}_{abc}^{\text{sym}}$, límites inferior/-superior $v_0^{\text{min}}/v_0^{\text{max}}$, solución relajada $v_{0,\text{relaj.}}^*$ y tensión de modo común óptima v_0^* . Segunda fila (variables de control): pesos s_k^j provistos por el esquema de balance de condensadores. Tercera fila (variables de control): índices de modulación resultantes \bar{m}_k^j . Cuarta fila (mediciones): tensiones de fase \mathbf{v}_{abc} producidas por el convertidor CHB. Quinta fila (mediciones): tensiones $\mathbf{v}_{g,abc}$ y corrientes de red $\mathbf{i}_{g,abc}$	55
4.15	Tensiones u_k^j en los condensadores de cada SM.	56
4.16	Variables de control y mediciones en la planta simulada para el caso V.	56
5.1	Sistema de prueba para evaluación en laboratorio.	58
5.2	Circuitos de los convertidores que componen cada SM.	59
5.3	Esquema de control para el sistema de prueba.	60
5.4	Mediciones durante el ajuste del factor de peso σ	61
5.5	Puntos de operación experimentales en el plano de desbalances de potencia.	62
5.6	Mediciones para los casos experimentales 0 y 1.	62
5.7	Mediciones para los casos experimentales 2, 3, 4 y 5.	63
5.8	Potencias activa y reactiva para los casos experimentados.	64

Índice de tablas

2.1	Técnicas para la inyección de tensión de secuencia cero.	20
2.2	Datos del convertidor CHB trifásico de prueba.	21
4.1	Parámetros del sistema empleado para simulaciones <i>offline</i>	44
4.2	Promedios y desviaciones estándar del número de iteraciones y tiempos de cómputo del controlador PSMPC.	53
4.3	Parámetros de la planta solar modelada.	53
4.4	THDe en las corrientes de red $\mathbf{i}_{g,abc}$	54
5.1	Parámetros del sistema de prueba.	59
5.2	THDe en las corrientes $\mathbf{i}_{g,abc}$ y tensiones \mathbf{v}_{abc} para cada valor de σ	61
5.3	Corriente fundamental promedio en A_{peak} y máxima desviación porcentual.	64
5.4	Indicadores de distorsión armónica para $\mathbf{i}_{g,abc}$ y $\mathbf{v}_{g,abc}$ en pruebas experimentales.	64

Capítulo 1

Introducción

El presente capítulo brinda una descripción general de este trabajo de tesis. En primer lugar, se introduce al contexto global referido a la evolución de las tecnologías para aplicaciones solares fotovoltaicas, así como las implicancias de su desarrollo en los sistemas de potencia a nivel mundial y, en particular, en Chile. A continuación, se describen brevemente las características de los sistemas de generación fotovoltaicos de gran escala y la existencia de la alternativa que es abordada en esta tesis. Luego, se realiza una exposición sucinta de los desafíos que implica la aplicación de los inversores CHB en las plantas solares de gran escala. Finalmente, se declaran las hipótesis, los objetivos, la metodología, las contribuciones y la estructura de este trabajo de tesis.

1.1 Contexto y motivación

El desarrollo sustentable se define como aquel que satisface las necesidades del presente sin comprometer la capacidad de cumplir las del futuro [3]. De este modo, el paradigma actual de crecimiento económico en las naciones está subyugado a restricciones que: *(i)* evitan la explotación deliberada de los recursos naturales, *(ii)* incentivan la reducción de las emisiones de gases de efecto invernadero, *(iii)* promueven la investigación y desarrollo en las grandes industrias para mejorar la eficiencia en el uso de la energía disponible y *(iv)* minimizan el impacto ambiental de nuevos proyectos [4]. Todos estos elementos apuntan al desarrollo sustentable de los países en el contexto actual, donde el calentamiento global y el desarrollo de la tecnología son, respectivamente, el problema y la potencial herramienta de solución.

En el caso particular del sector eléctrico, las fuentes de energía renovable prometen ser la piedra angular del modelo de desarrollo sustentable, al menos, durante el presente siglo. A saber, en 2019 el sector de la energía renovable experimentó aumentos récord en la capacidad instalada, superando las instalaciones netas en combustibles fósiles y energía nuclear combinados [5]. A nivel mundial, el mercado solar fotovoltaico aumentó en un estimado de 12%, lo que se traduce en 115 GW adicionales [6]. Así mismo, la demanda por tecnología fotovoltaica solar se está expandiendo de modo que llega a ser la opción más competitiva para generación eléctrica en un número creciente de lugares, para aplicaciones residenciales y comerciales y cada vez más para proyectos a gran escala, incluso sin considerar los costos externos por combustibles fósiles [7, 8]. En la Fig. 1.1 reportada por [1], se puede apreciar la evolución y los pronósticos con respecto a las instalaciones fotovoltaicas solares y eólicas globales entre los años 2000 y 2023.

A partir de la Fig. 1.1 se puede inferir que el crecimiento esperado del parque solar fotovoltaico es mayor al de su homólogo eólico para el inicio de la década entrante. Estos pronósticos permiten explicar el gran interés existente en desarrollar tecnologías fotovoltaicas por parte de los fabricantes y la comunidad científica, así como en establecer políticas energéticas y regulaciones en las naciones del mundo con el objetivo de atraer inversiones en el sector energético.

En varios países, la energía solar fotovoltaica juega un rol significativo en la generación eléctrica [9]. Para finales de 2019, 22 países tuvieron la capacidad suficiente en generación fotovoltaica para abastecer al menos el 3% de su demanda de energía eléctrica, y 12 países, para al menos el 5% [6]. Para el año entero, el parque fotovoltaico abasteció un 10.7% de la generación total en Honduras, un 8.6% en Italia, un 8.3% en Grecia, un 8.2% en Alemania, un 8.1% en Chile, un 7.8% en Australia y un 7.4% en Japón [5].

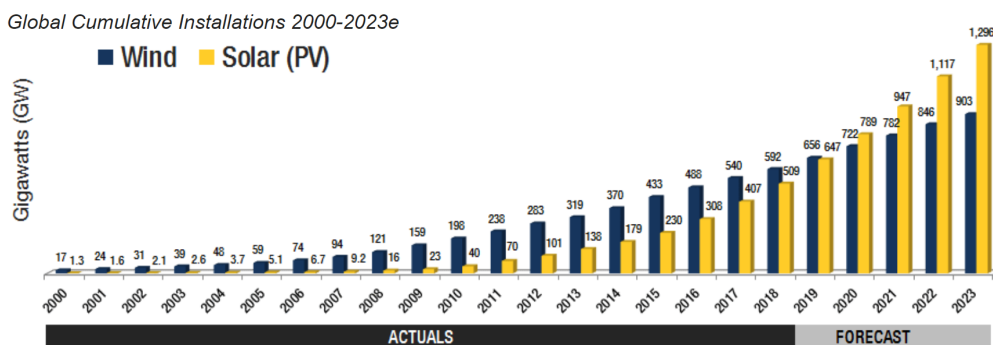


Figura 1.1: Instalaciones acumuladas a nivel mundial 2000-2023 [1].

En Chile, la política energética Energía 2050 [10] establece en su pilar 3 que: “Es un objetivo de la Política Energética retomar esta vocación (vocación histórica de generación eléctrica renovable), implementando las medidas necesarias para que las energías renovables constituyan el 60% en el año 2035, y al menos un 70% de la generación eléctrica para el año 2050. Somos un país privilegiado en radiación solar, especialmente en el norte de Chile. Eso nos da la oportunidad y el privilegio de desarrollar un liderazgo de nivel mundial en generación solar.” Este objetivo permite entender que, a diciembre de 2020, la capacidad ERNC¹ en construcción alcanza 5896MW, de los cuales un 63% corresponde a proyectos solares fotovoltaicos seguido por un 31% de proyectos eólicos [11].

En base a la información presentada, se puede aseverar que desarrollar tecnología solar fotovoltaica en la actualidad, es de suma pertinencia al acontecer energético mundial y nacional. Es por esto que eventuales contribuciones de un proyecto de investigación en esta área tienen un potencial alto impacto. No obstante, identificar un foco de desarrollo para la investigación se convierte en un desafío no menor si se considera la gran cantidad de topologías y técnicas de control que hoy en día se emplean en las plantas solares fotovoltaicas.

Las plantas solares fotovoltaicas son sistemas de conversión de energía que permiten generar energía eléctrica a partir de los fotones emitidos por el sol, los cuales impactan la superficie de los paneles fotovoltaicos. Esta energía absorbida permite que en el panel se produzca una diferencia de tensión entre sus terminales, con lo cual es posible producir una corriente eléctrica controlada al utilizar convertidores basados en electrónica de potencia. El nivel de aprovechamiento del recurso solar disponible depende de múltiples factores, entre los cuales se encuentran: la irradiancia y la temperatura en el panel, el nivel de contaminación en su superficie, las tolerancias de fabricación y la tensión eléctrica en sus terminales. A diferencia del nivel de irradiancia y la temperatura que dependen de las condiciones atmosféricas, la tensión eléctrica en los terminales del panel puede ser controlada de acuerdo a un esquema denominado *Maximum Power Point Tracking* (MPPT). Este esquema se encarga de maximizar la extracción de energía, dadas las condiciones de operación del panel, proveyendo una consigna de tensión al esquema de control respectivo. De esta manera, se puede destacar que la cantidad de MPPTs simultáneos en una planta solar fotovoltaica está relacionada a su nivel de rendimiento para cualquier condición climatológica.

Diversas son las topologías, escalas de potencia, niveles de tensión en la red y estrategias de control que permiten extraer la energía fotovoltaica cumpliendo los estándares de calidad impuestos por las normativas del país donde se emplaza la planta. En este trabajo de tesis se abordarán las centrales solares fotovoltaicas de gran escala conectadas a la red, es decir, aquellas cuya potencia instalada supera los cientos de kilowatts e inyectan su energía producida a un sistema eléctrico de potencia. Teniendo en cuenta que el nivel de potencia disponible es proporcional al número de paneles emplazados en la central, lograr la potencia mencionada requiere contar con grandes extensiones de terreno. Por ejemplo, en Chile las centrales en operación El Romero Solar (196MW) y Parque FV Malgarida II (162.7MW), están instaladas en una superficie de 465.18 ha y 387.7 ha, respectivamente [12, 13]. Por ende, son instalaciones cuya organización para conseguir una operación factible requiere de la división por áreas de la planta. En la Fig. 1.2 se presenta un diagrama unilineal estándar de una planta fotovoltaica de gran escala.

En la Fig. 1.2 se aprecia que una planta fotovoltaica, en términos generales, se compone de múltiples áreas conectadas en paralelo cuyas potencias generadas confluyen a una subestación que,

¹Energías Renovables No Convencionales.

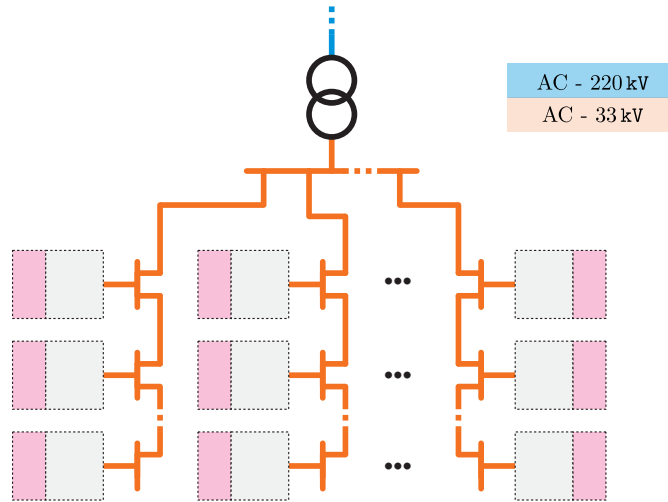


Figura 1.2: Esquema unilineal de una planta fotovoltaica de gran escala.

mediante un transformador de poder, permite la interconexión de la planta con el sistema de potencia. De acuerdo a los informes publicados por el Coordinador Eléctrico del Sistema Eléctrico Nacional de Chile [14], la central El Romero Solar cuenta con 60 áreas denominadas centros de poder (*Power Stations*), en los cuales se adecúa la energía provista por los paneles fotovoltaicos a un nivel de media tensión alterna igual a 33 kV. Por su parte y tal como se presenta en la Fig. 1.3a, en cada centro de poder hay instalados tres inversores que, a través de filtros LCL, energizan los tres devanados primarios de un transformador elevador.

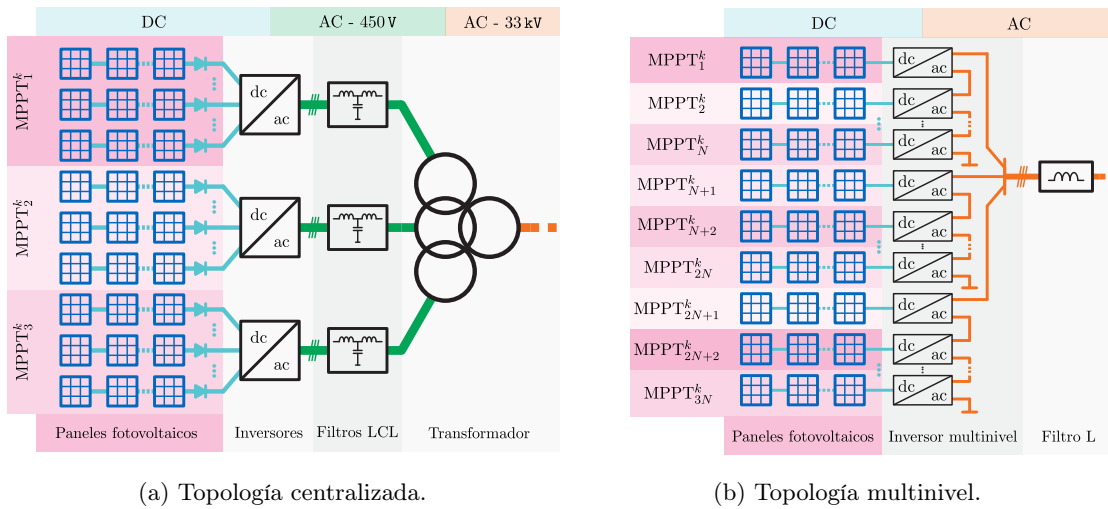


Figura 1.3: Configuraciones posibles de los centros de poder.

En la Fig. 1.3a se distingue que en cada centro de poder es posible emplear tres esquemas MPPT independientes, es decir, uno por cada inversor centralizado. De esta manera, cada grupo de paneles fotovoltaico, configurado como cadenas en paralelo con diodos de bloqueo [15], es operado de acuerdo a un MPPT común. Por lo cual, la extracción de potencia responde al máximo global del grupo de paneles. A modo de ejemplo, en la central El Romero Solar cada inversor centralizado tiene conectados, en promedio, 4 313 paneles fotovoltaicos [12]. Por lo mismo, la existencia de una eventual falla en uno de los inversores compromete la extracción de energía del grupo de cadenas en paralelo asociado, lo que corresponde a un 0.556% de la capacidad instalada en la planta. Por otra parte, los inversores empleados en este tipo de planta suelen ser de dos niveles, por ende requieren filtros LCL para reducir el contenido armónico de las tensiones con que se alimentan los devanados del transformador elevador [15].

En vista de las características que tiene una topología de tipo centralizada, se ha tornado

atractiva la posibilidad de reemplazarla por una topología de tipo multinivel y, en particular, empleando el inversor puente H en cascada (CHB²) [16]. Como se puede apreciar en la Fig. 1.3b, la disposición de los paneles fotovoltaicos puede modificarse de forma que cada cadena se conecte directamente a un submódulo del inversor CHB. De este modo, cada fase del inversor se constituye de un arreglo en serie de N submódulos, donde cada uno es capaz de realizar un MPPT de forma independiente. Así, la cantidad de MPPTs simultáneos se incrementa N veces por fase, con lo cual, el total de MPPTs se eleva a $3N$. Por otra parte, al tener N submódulos por fase se obtienen tensiones fase neutro con un máximo de $2N + 1$ niveles. En consecuencia, las tensiones moduladas por el inversor multinivel tienen una distorsión armónica notablemente menor a uno de dos niveles. Por lo mismo, los requerimientos de filtrado de componentes armónicas se reducen, con lo cual los filtros L son la alternativa empleada en los estudios de este tipo de sistema [16]. Adicionalmente, al apilar un número relevante de submódulos se pueden lograr valores mayores de tensión alterna que prescindan de un transformador elevador. Por lo cual, es posible conectar el convertidor CHB a una red de media tensión con elementos cuyo sistema de aislamiento fue diseñado para niveles menores de tensión. Por último, las eventuales fallas en el inversor CHB se dan en los submódulos, por lo que la salida de operación de uno de ellos implica que una $1/(3N)$ -ava parte de los paneles del área no puedan entregar su energía a la planta, es decir, un $0.556/N\%$ de la capacidad total instalada. Cabe mencionar que en los inversores CHB los submódulos en falla pueden ser cortocircuitados, por ende se puede mantener la operación del resto de los submódulos.

Se puede apreciar que la topología multinivel que emplea un inversor CHB requiere menos elementos por centro de poder en comparación a su homóloga centralizada, ver Fig. 1.3. Como se mencionó anteriormente, la granularidad del MPPT es mayor así como la distorsión armónica producida en las variables eléctricas es menor y, además, su alto grado de resiliencia provee mayor seguridad ante fallas. No obstante, las dificultades de emplear inversores CHB en este tipo de aplicaciones radican en que su operación requiere de un sistema de control más complejo, los inversores de cada submódulos suelen tener más de una etapa interna de conversión y los desequilibrios en la disponibilidad del recurso solar dentro y entre fases implican un desafío a la hora de efectuar la modulación del inversor completo para mantener corrientes de salida simétricas.

A saber, las estrategia de control utilizadas corresponden al esquema *Voltage Oriented Control* (VOC) empleando el método de modulación *Phase-Shifted Pulse Width Modulation* (PSPWM) y a la estrategia *Finite-Control Set Model-Predictive Control* (FCS-MPC). El primer método se caracteriza por emplear reguladores proporcional-integral (PI) en un marco de referencia ortogonal desacoplado donde se garantiza el seguimiento de las consignas de corriente con error nulo en estado estacionario. Además, con el método PSPWM se logra la generación de patrones de pulsos para cada submódulo por fase del inversor, de modo que se puede reducir la frecuencia de conmutación dos veces el número de submódulos por fase, es decir, $2N$ veces en comparación a su homólogo de dos niveles. Por otra parte, los esquemas FCS-MPC permiten determinar los estados del inversor directamente considerando una función objetivo que busca minimizar los siguientes indicadores: el número de transiciones en los semiconductores junto con el error de seguimiento de las tensiones en los *dc-links* o el error de seguimiento de las corrientes de línea junto al de los estados del inversor.

Por otra parte, los desequilibrios de generación entre fases son tratados a través de la inyección de una tensión de secuencia cero (ZSV³) en las tensiones que el inversor debe modular. En la literatura se pueden identificar dos tipos de inyección: ZSV sinusoidal pura y ZSV con inyección de armónicos, o bien, tensión de modo común [17]. En primer lugar, al considerar una ZSV puramente sinusoidal se logran inyectar corrientes de línea balanceadas para grados leves de desbalance de generación entre fases. Por ende, para extender la operación en el rango de desbalances es necesario inyectar armónicos en la ZSV. De esta manera, en [18] se recurre a la inyección de armónicos que permiten extender el rango de operación lineal de los puentes H que conforman el inversor. Mientras que en [2] se calcula numéricamente una forma de onda para la ZSV que permita maximizar el grado de desbalance que es posible de tratar. Por otra parte, en [19] se incluye, además, la posibilidad de inyectar potencia reactiva a la red.

Si bien los métodos de control y de inyección de una ZSV para tratar desbalances entre fases dan evidencia teórica y empírica de que es posible implementar el inversor CHB en la aplicación fotovoltaica de gran escala, aún persisten desafíos por cumplir. En este sentido, los esquemas de control planteados en la academia para inversores CHB no se hacen cargo del problema de control en las tensiones de los *dc-links* que contienen los submódulos. Por otra parte, la máxima extensión

²Del inglés *Cascaded H-Bridge*.

³Del inglés *Zero-Sequence Voltage*.

del rango de desbalances entre fases que es posible de tratar se logra inyectando una ZSV con un contenido armónico que es mínimo en el límite de operación desbalanceada [2] y que se incrementa vertiginosamente a medida que el punto de operación es menos desbalanceado. Además, no se han realizado estudios para determinar las decisiones que se tienen que tomar en los niveles de generación de la planta cuando, inexorablemente, las condiciones de operación conllevan a que el punto de operación esté fuera del dominio factible para lograr corrientes de línea balanceadas.

La creciente demanda por contar con una matriz energética sustentable y amigable con el medio ambiente ha llevado a que diversas naciones, inversionistas y grupos de investigación centren sus esfuerzos en desarrollar y madurar la tecnología fotovoltaica. En este escenario, la conexión al sistema de potencia de plantas de generación con incertidumbre en la disponibilidad del recurso y que empleen convertidores basados en electrónica de potencia han generado una revolución en el paradigma del sistema de potencia convencional [20]. Mejorar la calidad de la energía suministrada, así como aumentar la eficiencia y confiabilidad de las plantas PV han hecho que los convertidores multinivel, y las estructuras en cascada tales como la CHB, sean cada vez más atractivos de implementar. Así mismo, el estado del arte muestra que es una topología en desarrollo y que las estrategias de control actuales permiten mantener el despacho de energía a la red independientemente del nivel de generación. Esto último manteniendo indicadores de calidad pertinentes a las exigencias de la normativa y asegurando la estabilidad de la planta en sí.

A saber, la revisión bibliográfica efectuada permite aseverar que las diversas técnicas de control existentes para convertidores CHB trifásicos [21, 17, 22, 23, 24, 25, 18, 2, 26, 19, 27, 28] se basan en la máxima romana *divide et impera* a nivel topológico. Esto significa que la estructura de control de estos convertidores surge de una división del sistema en cuanto a sus partes y se enfocan, principalmente, en los terminales de salida. En este sentido se aplican diferentes técnicas de inyección de armónicos para extender el rango de operación con desbalances en generación entre fases, pero sin tener certeza respecto a los límites operacionales de los mismos. En base a esta observación es que la motivación principal de este trabajo corresponde a formular una estrategia de control óptimo para convertidores CHB trifásicos en plantas fotovoltaicas de gran escala que permita tomar decisiones con respecto a la inyección de una tensión de modo común según el punto de operación. En específico, se idea un esquema de control MPC que se encarga de determinar las actuaciones óptimas para realizar el control de corriente en tiempo real.

1.2 Hipótesis del trabajo

En base a la revisión exhaustiva de la literatura recopilada, se pudieron identificar temas no estudiados en el contexto de la aplicación de inversores CHB en plantas fotovoltaicas de gran escala. De esta manera, las hipótesis que sustentan el presente trabajo son las que se detallan a continuación:

1. La operación de un convertidor CHB trifásico en una planta solar con generación severamente desbalanceada entre fases se puede lograr mediante una estrategia de control jerarquizada donde una primera capa evalúa el modo de operación de la planta de acuerdo a los niveles de generación y una segunda se encarga del control en tiempo real para inyectar corrientes balanceadas a la red.
2. La inyección de corrientes balanceadas a la red desde un convertidor CHB con generación desbalanceada entre fases se puede plantear como un problema de optimización donde se busque determinar la forma de onda de la ZSV necesaria para minimizar su THD considerando los límites de tensión del convertidor.

1.3 Definición del problema y objetivos

En el presente trabajo se presenta una formulación al problema de generación severamente desbalanceada en plantas fotovoltaicas de gran escala conectadas a redes trifásicas mediante inversores puente H en cascada. La solución de la formulación matemática consta de la determinación de la tensión de modo común adecuada que permita inyectar corrientes balanceadas a partir de fuentes de potencia desequilibradas. Por su parte, la deducción de expresiones analíticas para la tensión de modo común y las regiones factibles de operación permiten conocer las limitaciones del sistema. Además, el problema de control de corriente se trata con un esquema MPC, cuya implementación

en tiempo real permite la determinación de los índices de modulación óptimos para accionar el convertidor.

Consecuentemente, el objetivo principal de esta tesis es diseñar una estrategia de control óptimo para convertidores CHB trifásicos en plantas fotovoltaicas de gran escala con asimetría en los niveles de potencia entre fases que se encargue de inyectar corrientes balanceadas a la red considerando una tensión de modo común con mínimo valor efectivo. Los objetivos específicos son los siguientes:

1. Diseñar un esquema de control jerarquizado que permita operar una planta solar con asimetría de generación entre fases con inyección de corrientes balanceadas a la red desde un convertidor CHB.
2. Plantear una formulación matemática que permita obtener referencias de corriente y tensión que optimicen el THD de la tensión de secuencia cero inyectada cuando existen niveles diferentes de generación entre fases.
3. Confeccionar una estrategia de control MPC en tiempo real para un convertidor CHB con severos desbalances de generación entre fases y manteniendo una inyección simétrica de corrientes a la red.
4. Llevar a cabo experimentos en laboratorio para demostrar empíricamente el correcto desempeño de la estrategia elaborada.

1.4 Metodología

1.4.1 Diseño de esquema de control jerarquizado

Desde una visión global de la planta, es posible identificar tres sectores que la componen. Por el lado de los paneles PV, se tiene el sector de generación donde las tensiones de entrada en cada submódulo juegan un rol clave para regular la potencia total extraída del parque solar. La segunda consta de los terminales de salida del convertidor cuyo objetivo es inyectar la totalidad de la potencia disponible en la red trifásica mediante corrientes balanceadas y con bajo contenido armónico. Por último, un balance entre la potencia generada y la inyectada en la red permite sostener la tensión en los condensadores que componen los *dc-links* de cada submódulo, los cuales componen la tercera parte.

Por consiguiente, la elaboración de un esquema de control jerarquizado tendría como capa superior una que se encargue de determinar las consignas que los controladores de la capa inferior deben materializar en tiempo real. Los controladores de la capa inferior constarían de, por el lado de la generación, un esquema MPPT convencional, controladores lineales y una etapa de modulación PWM en cada SM para regular la tensión en los terminales de cada grupo de paneles PV con el fin de maximizar la extracción de potencia. Para el sector de inyección hacia la red, se utiliza un estimador de la tensión de la red tradicional, un controlador MPC que se encarga del control de corriente, así como una etapa de modulación de tipo PSPWM. Por su parte, el tercer sector de la planta es controlado gracias a una etapa de balance de condensadores que altera los índices de modulación calculados por el controlador de corriente.

De esta manera, por sobre los esquemas mencionados se tiene un generador de referencias, que en términos de las potencias generadas por el esquema MPPT, calcula en tiempo real las consignas de corriente e índices de modulación que debe utilizar el controlador PSMPC, así como las referencias de tensión que deben regular los controladores lineales de la etapa de generación. En cuanto al tratamiento de los desbalances en la generación entre fases, un algoritmo iterativo y distribuido permite determinar los valores necesarios para que el generador de referencias calcule la tensión de modo común en tiempo real.

1.4.2 Formulación matemática del problema de control óptimo

Considerando que la parte de generación en la planta es abordada con las estrategias convencionales, es que el foco de este trabajo de tesis estuvo en el levantamiento de una formulación matemática al problema de inyectar corrientes balanceadas a una red trifásica desde un convertidor que tiene desbalances de generación entre fases. Una vez planteada la formulación matemática, se mostró la existencia de una solución analítica correspondiente a una tensión de modo común, así como

al dominio factible donde es posible inyectar esta tensión de acuerdo al nivel de tensión continua disponible en cada fase del convertidor.

Una vez definidas las expresiones analíticas, es posible realizar un análisis de los requerimientos computacionales para efectuar el control pertinente en tiempo real. Es por esto que se identifican diferentes regiones en el dominio factible de la planta, donde se llevan a cabo experimentos computacionales para conocer los tiempos y número de iteraciones para calcular los valores que permiten construir la tensión de modo común en tiempo real.

Por lo demás, una de las principales contribuciones consiste en que, bajo algunos supuestos, la tensión de modo común formulada tiene mínimo contenido armónico. Esto surge de la misma formulación del problema, por lo que una comparación en base al indicador THD permite comparar la propuesta con su homónimo en el estado del arte que logra el mismo dominio factible.

1.4.3 Estrategia de control MPC en tiempo real

El control de las corrientes inyectadas desde el convertidor CHB hacia la red fue llevado a cabo mediante un esquema de control MPC indirecto. En esta línea, el modelo del controlador se planteó como un problema de programación cuadrática con restricciones y sus soluciones fueron traducidas a pulsos de disparo por una etapa de modulación tipo PSPWM. El punto de partida para formular el modelo matemático de este controlador fue el esquema denominado *Phase-Shifted* MPC (PSMPC) documentado en [28].

La metodología de solución del problema de control planteado en [28] consta de la determinación analítica de la solución óptima al problema de programación cuadrático sin restricciones y su saturación en el dominio factible. Este procedimiento es de bajo costo computacional, pero genera soluciones subóptimas cuando la solución relajada está fuera del dominio factible, es decir, cuando los puentes H se saturan. Debido a esto, el control de corrientes hacia la red ve deteriorado su desempeño. Es por esta razón que, en este trabajo de tesis se incorporó un algoritmo *Active-Set Method* para determinar las soluciones óptimas del problema de control cuadrático y restringido en tiempo real. De esta manera, fue posible realizar un control de corriente considerando la inyección de una tensión de modo común que satura las celdas del convertidor CHB.

1.5 Contribuciones

Las contribuciones de la presente tesis se resumen a continuación:

1. Planteamiento de una formulación matemática para la inyección de corrientes balanceadas mediante la inclusión de una tensión de secuencia cero con mínimo contenido armónico considerando generación severamente desbalanceada entre fases en plantas fotovoltaicas de gran escala conectadas a redes trifásicas mediante convertidores CHB.
2. Deducción de formas analíticas para la solución y regiones factibles del problema de control referido a la inyección de corrientes balanceadas desde fuentes desequilibradas en potencia empleando una tensión de modo común.
3. Diseño de un esquema de control jerarquizado, cuya componente encargada del control de corriente corresponde a un controlador PSMPC que incluye un algoritmo ASM de modo que permita implementar la estrategia de control óptimo construida en tiempo real.

Capítulo 2

Estado del arte

En el presente capítulo, se revisan con detalle los principales temas relacionados a esta tesis. En primer lugar, se presenta la estructura genérica y los elementos que constituyen una planta solar fotovoltaica. Luego, se presentan las características de las plantas de gran escala en su topología clásica, para entonces describir los convertidores multinivel puente H en cascada. Posteriormente, se abordan las técnicas de control para convertidores CHB trifásicos en sistemas PV documentados en la literatura. Asimismo, se indaga en las técnicas de inyección de tensiones de secuencia cero que permiten lidiar con los desequilibrios de generación entre fases del inversor CHB. Finalmente, se presenta el control predictivo basado en modelos y sus aplicaciones en convertidores multinivel poniendo énfasis en el convertidor CHB.

2.1 Plantas solares fotovoltaicas

En términos generales, una planta solar fotovoltaica se puede comprender como un sistema de generación eléctrica cuya topología es la mostrada en la Figura 2.1 [15].

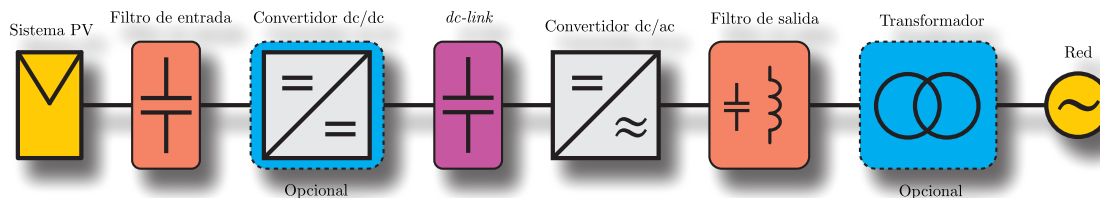


Figura 2.1: Topología de un sistema solar fotovoltaico.

En la Figura 2.1 se puede apreciar que la fuente de energía corresponde a un sistema de generación fotovoltaico (Sistema PV), el cual puede ser un módulo individual, una cadena de módulos conectados en serie, o bien un arreglo de cadenas conectadas en paralelo [15]. Estos paneles pueden conectarse a un filtro pasivo de entrada que, generalmente, corresponde a un capacitor, el cual es utilizado para desacoplar la entrada de tensión y corriente de las etapas de potencia reduciendo el *ripple* de tensión y corriente en el lado de los paneles. Luego, el filtro de entrada puede conectarse, opcionalmente, a una etapa de conversión dc/dc, la cual se suele utilizar para implementar un esquema de *Maximum Power Point Tracking*¹ (MPPT) en el sistema PV, elevar la tensión de salida y, en algunas ocasiones, proveer de aislamiento galvánico². Secuencialmente, la etapa dc/dc es conectada, mediante un *dc-link*, al convertidor dc-ac, comúnmente llamado inversor fotovoltaico. Asimismo, este último es conectado a la red vía un filtro de salida, el cual usualmente está conformado por una combinación de inductores (L) y capacitores (C), típicamente en configuraciones L, LC o LCL. Por último, dependiendo de los requerimientos del sistema y la conexión disponible a la red, se puede optar por la utilización de un transformador de baja frecuencia para elevar la

¹Un esquema MPPT se encarga de realizar el seguimiento al punto de máxima potencia en el sistema PV, el cual depende del tipo y conexión de los módulos PV, la irradiancia y la temperatura en los paneles PV.

²Es el caso de los convertidores dc/dc con transformadores de alta frecuencia.

tensión y otorgar aislamiento, lo cual no es necesario si la etapa dc/dc es aislada y los niveles de tensión lo permiten.

Los componentes eléctricos de una planta fotovoltaica conectada a una red tienen tres objetivos: (i) convertir la energía proveída por el sol en energía eléctrica, (ii) conectar la planta fotovoltaica a la red y (iii) asegurar un adecuado desempeño [29]. Para cumplir los objetivos expuestos se utilizan (i) paneles fotovoltaicos, (ii) inversores fotovoltaicos y (iii) transformadores, tal y como se presentó en la Figura 2.1. Teniendo en cuenta que el enfoque de este trabajo va dirigido a las plantas PV de gran escala, a continuación se presentan los inversores fotovoltaicos clásicos y en desarrollo para este tipo de sistema.

2.1.1 Topología clásica para plantas solares de gran escala

Los sistemas de generación solar que inyectan energía a una red pueden encontrarse en diferentes tamaños y niveles de potencia dependiendo de las necesidades y aplicaciones [30]. Estos abarcan un rango de potencia desde los 200 W, para módulos fotovoltaicos individuales, a los 2245 MW, para plantas fotovoltaicas de gran escala [31]. Una forma de clasificar las plantas fotovoltaicas es a partir de sus potencias nominales: pequeña escala desde unos pocos watts a las decenas de kilowatts, escala media desde las decenas a las centenas de kilowatts y gran escala desde los cientos de kilowatts a las centenas de megawatts. Además, los sistemas fotovoltaicos pueden ser clasificados según la disposición de los módulos que lo componen: un módulo individual, una cadena de módulos y múltiples cadenas y arreglos en paralelo de módulos fotovoltaicos [32]. En el caso de las plantas solares de gran escala, el acomodo de módulos PV más común corresponde a la configuración de inversor centralizado (Fig. 2.2) [29].

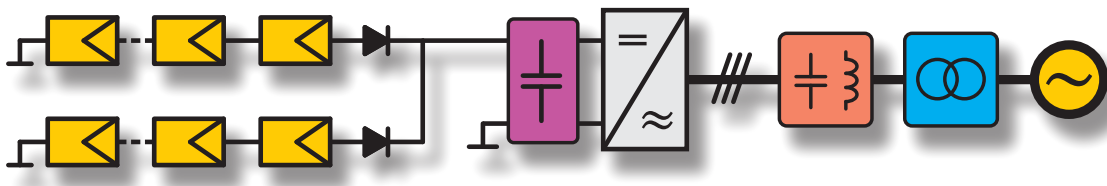


Figura 2.2: Topología centralizada.

Esta topología se caracteriza por el uso de inversores fuente de tensión trifásico de dos niveles para conectar un conjunto significativo de paneles fotovoltaicos a la red empleando divisiones por área de la planta. Un esquema simplificado de una planta solar de gran escala con solo un área es el que se aprecia en la Fig. 2.2. Típicamente, los módulos PV son conectados en serie para formar cadenas, las cuales se conectan en paralelo con diodos de bloqueo para luego conectarse al inversor central. El uso de diodos de bloqueo impide un flujo de potencia inverso por las cadenas con menor generación. Comúnmente, el inversor suele ser un convertidor fuente de tensión trifásico de dos niveles, el cual se constituye de IGBTs controlados por una *digital signal processor* (DSP), que emplea modulación por ancho de pulsos (PWM) o modulación vectorial (SVM) [15].

La principal ventaja de esta topología corresponde a su estructura simple, lo cual repercute en su menor costo de inversión y mantenimiento [29]. Además, requiere de un único conjunto de sensores por área, una única plataforma de control por área y una unidad para monitorear la red. Por otro lado, sus desventajas radican en la baja distribución del algoritmo MPPT, la gran cantidad de cables dc que se requieren para armar los arreglos y conectarlos al dc-link central del área, las pérdidas de conducción en los diodos de bloqueo presentes en cada cadena y, desde el punto de vista de la red, el alto dv/dt debido al uso de inversores de dos niveles. En virtud de la última desventaja es que los inversores multinivel, tales como los convertidores trifásicos *neutral point clamped* (3L-NPC) y *three-level T-type* (3L-T), se han vuelto atractivos para esta aplicación ya que implican un aumento en la eficiencia del convertidor, la reducción del tamaño del filtro de salida, el mejoramiento de los indicadores de calidad y el eventual cumplimiento de las normas para conectar el sistema a la red, las cuales tienden a ser cada vez más estrictas [15].

Considerando que el enfoque de este trabajo está orientado hacia las plantas solares de gran escala, es que se presentará una línea de convertidores multinivel llamados convertidores puente H en cascada (CHB). Los convertidores CHB cuentan con cualidades que son atractivas para superponerse a la topología centralizada que, tal y como se expuso, es la solución más utilizada para este nivel de potencia. Entre ellas se encuentra un alto grado de granularidad del MPPT lo que conlleva

a un mayor aprovechamiento del recurso solar disponible, un mayor nivel de modularidad lo cual permite aumentar la confiabilidad del sistema, un menor dv/dt que implica mejores indicadores de calidad, menor interferencia electromagnética, menor ruido acústico, menor *stress* de conmutación, menor tamaño de los filtros [16] y una mayor tensión de salida que faculta una conexión a la red sin transformador cuando se cuenta con aislamiento galvánico en la etapa dc/dc.

2.1.2 Convertidores multinivel puente H en cascada

Como se evidenció en la sección precedente, los inversores juegan un rol fundamental en los sistemas PV conectados a la red. Los inversores de dos niveles han sido parte de la arquitectura tradicional en plantas de gran escala, no obstante, los inversores multinivel cada vez son más atractivos para sistemas de media y alta tensión.

En cuanto a topología del sistema de conversión, el uso de inversores multinivel puede ser una de las mejores soluciones para la conexión a gran escala de una planta PV a una red debido a que producen tensiones con una distorsión armónica considerablemente baja, absorben corrientes de entrada con muy baja distorsión, generan tensiones de modo común menores y pueden operar con frecuencias de conmutación menores [33]. Estos inversores pueden ser, principalmente, de tres tipos: *neutral point clamped* (NPC) [34], *flying capacitors* (FCs) [35] y *cascaded H-bridge* (CHB) [36]. Por ejemplo, un inversor NPC es utilizado en [37] para tener una interconexión sin transformador entre el sistema PV y una red monofásica o trifásica. No obstante, el inversor CHB conlleva menor estrés de conmutación en cada uno de sus dispositivos y una menor frecuencia de conmutación en total [33, 38]. En concreto, los inversores CHB se han empleado exitosamente en las dos últimas décadas en aplicaciones tales como STATCOM, filtros activos de potencia y accionamientos eléctricos [38].

La estructura genérica de un convertidor CHB trifásico se presenta en la Fig. 2.3. Cada submódulo se ha denominado SM_i^j , donde i corresponde a la fase y j al módulo de la fase, por lo cual el convertidor CHB presentado tiene tres módulos por fase, o bien, es de siete niveles dadas las formas de onda que adoptan las tensiones línea a neutro. En cada submódulo, se encuentra un capacitor de entrada al puente H, mientras que este último se suele constituir de cuatro IGBTs que son preferidos por el rango de frecuencia PWM con que conmutan en esta aplicación [33]. En la Fig. 2.3 se aprecia que la nomenclatura en la señal de *gate* de los semiconductores indica, implícitamente, que la modulación de los puente H es unipolar.

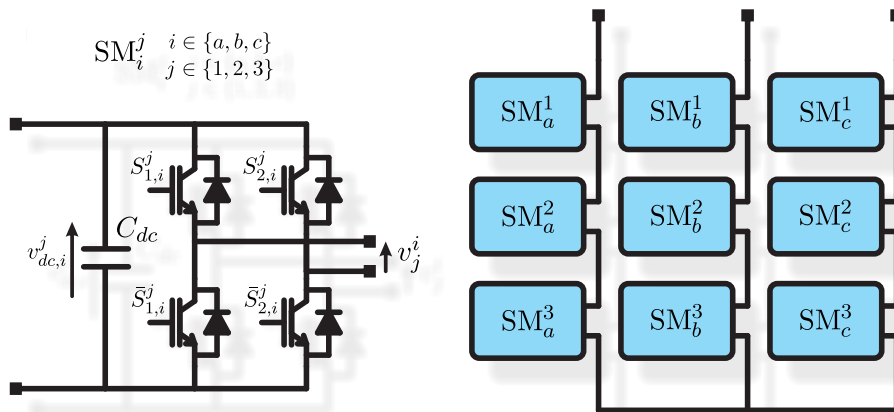


Figura 2.3: Convertidor puente H en cascada trifásico de siete niveles.

En una aplicación PV, cada submódulo del convertidor CHB puede ser alimentado por una cadena o un único panel PV. Por ende, el inversor en cascada permite lograr una tensión de salida mayor sin la necesidad de utilizar semiconductores de mayor capacidad en cada submódulo. Por lo demás, en una contingencia en la planta se pueden aislar los submódulos en falla y luego reemplazarlos sin deshabilitar el sistema completo [39].

Los paneles fotovoltaicos se pueden conectar al *dc-link* de cada submódulo empleando tres estructuras diferentes. La cantidad total de conversiones en cada submódulo da origen al nombre de la estructura utilizada: una (Fig. 2.4a), dos (Fig. 2.4b) o tres etapas de conversión (Fig. 2.4c) [40].

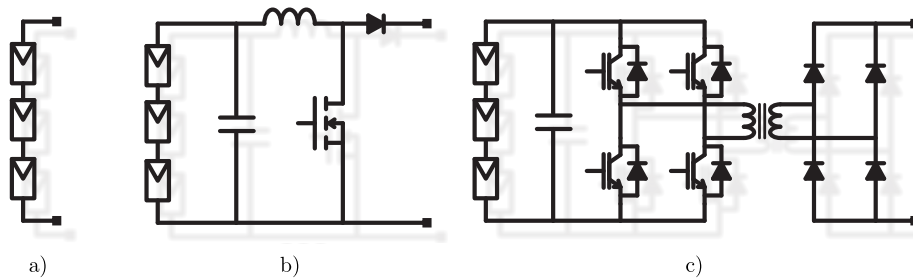


Figura 2.4: Sistemas PV de a) una, b) dos y c) tres etapas.

Sistemas PV de una etapa

La conexión de un sistema PV en una etapa significa que una cadena o un panel PV se conecta directamente al *dc-link* del submódulo (ver Fig. 2.4a). Debido a la ausencia de un convertidor dc/dc, el bajo nivel de tensión en la salida del inversor conlleva a la necesidad de contar con un transformador elevador de baja frecuencia. Además, este último proveería la aislación galvánica exigida por la norma IEC 62109-1 [41] para otorgar protección a las personas que realizan el mantenimiento de la planta. No obstante, el uso de transformadores implica un aumento considerable en el espacio requerido y el costo de la instalación, lo cual puede llevar a que el proyecto sea económicamente infactible.

Desde la perspectiva del control, el MPPT y el balance de los condensadores pasan a ser el mismo problema. Esta cualidad es una simplificación que conlleva un desafío para llegar a un adecuado equilibrio entre el nivel de extracción de energía y su capacidad de mantener la estabilidad del sistema.

Sistemas PV de dos etapas

Los sistemas PV conectados en dos etapas utilizan una etapa de conversión dc/dc tal y como se expone en la Fig. 2.4b. Este convertidor dc/dc generalmente corresponde a un convertidor *boost*, el cual es utilizado para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia (MPP) de la cadena o el panel conectado. De esta forma, se desacoplan los problemas del MPPT con el balance de tensiones en los *dc-link*, lo cual permite tener mayor flexibilidad y capacidad de mantener al máximo el nivel de extracción de energía.

Esta topología requiere del uso de un transformador de baja frecuencia para su conexión a la red y así cumplir con la aislación galvánica exigida [41]. Sin embargo, desde el punto de vista del control, es atractiva para implementar esquemas de control que pudiesen ser aplicados en sistemas de tres etapas simplificados.

Sistemas PV de tres etapas

Un sistema en tres etapas se diferencia del anterior en cuanto al convertidor dc/dc utilizado. Este último se compone de un inversor controlado, un transformador de alta frecuencia y un rectificador no controlado (ver Fig. 2.4c). El gran potencial de esta topología se encuentra en la aislación galvánica otorgada por el transformador de alta frecuencia que permite una conexión sin transformador de baja frecuencia a una red de media o alta tensión.

Sin embargo, la gran cantidad de elementos aumenta las pérdidas en el proceso de conversión y además dificulta un idóneo seguimiento del MPP. Como solución a este problema es que en [42] se propone una topología más compleja para la conversión dc/dc con mayor eficiencia, no obstante el costo del transformador de alta frecuencia requerido incrementa considerablemente el costo del sistema.

Independiente de la cantidad de etapas que tenga el convertidor, el principal problema de estos sistemas corresponde a la complejidad del esquema de control cuando existen niveles de potencia diferentes por fase [39]. Esto último ocurre producto de la desigual distribución de la irradiancia o temperatura en la extensión de terreno donde se emplaza la planta, los diferentes niveles de polvo acumulado en las superficies de los paneles y la heterogénea celeridad con que se degradan los módulos fotovoltaicos. Es crucial tener en cuenta que, en una planta solar real, se tendrá total

certidumbre de que las potencias disponibles desde cada uno de los módulos será desigual. Es por esto que para lograr la madurez de esta tecnología urge el desarrollo de técnicas de control avanzadas que se hagan cargo de este comportamiento. En la siguiente sección se presentan las técnicas de control existentes en la literatura con el fin de contextualizar este punto.

2.2 Técnicas de control para convertidores CHB trifásicos en sistemas PV

En primer lugar, es necesario precisar que el control de un convertidor CHB fotovoltaico tiene como objetivo transferir la potencia generada desde el sistema PV a la red por medio del control de la corriente inyectada. Para esto se deben generar las tensiones de salida multinivel adecuadas para mantener la estabilidad del sistema, el factor de potencia especificado y la calidad de la energía inyectada. Los principales desafíos para controlar estos sistemas son: (i) mantener estables las tensiones en los *dc-link* cuando existe un desbalance de generación entre submódulos de una misma fase y (ii) asegurar una inyección de corrientes balanceadas a la red cuando la generación es desbalanceada entre fases.

La estructura de control típica para el convertidor CHB trifásico se basa en la estrategia *voltage oriented control* (VOC). Este consta de dos lazos de control anidados donde el exterior se encarga de regular las tensiones en los *dc-links*, mientras el lazo interno efectúa un control de corriente. En ambos lazos, los reguladores son típicamente de tipo proporcional integral (PI). Las realizaciones de las actuaciones exigidas por los reguladores se llevan a cabo a través de un modulador, el cual suele ser del tipo *Phase-Shifted Pulse Width Modulation* (PSPWM). Las ventajas de emplear esta estructura de control consisten en que el control se realiza de forma independiente para las componentes activas y reactivas de la corriente con respecto a la tensión en el *Point of Common Coupling* (PCC). Además, los reguladores PI permiten realizar el seguimiento de las consignas en estado estacionario. Por último, la modulación PSPWM tiene la virtud de que mediante el desfaseamiento de las ondas *carriers* asociadas a cada submódulo de una misma fase, se distribuye homogéneamente el aporte de potencia y se obtiene una tensión total por fase cuya primera armónica de alta frecuencia es igual a n veces la frecuencia del modulador, donde n corresponde al número de submódulos por fase.

Sin embargo, cuando la potencia disponible desde cada submódulo es desigual, la estructura de control presentada adolece de la capacidad para mantener la estabilidad del sistema. En primer lugar, un desbalance de potencia entre fases conlleva a que se inyecten corrientes desbalanceadas a la red debido a que el controlador requiere tensiones simétricas de salida. Mientras que un desbalance de potencia entre los submódulo de una misma fase implica que las tensiones en los *dc-links* se desvíen de sus consignas ya que la estrategia de modulación, inherentemente, somete a cada submódulo al mismo nivel de extracción de potencia.

En ambos casos la operación del convertidor es inviable desde un punto de vista normativo y de estabilidad de tensiones dc [20]. Es por esto que diversos trabajos de investigación se han esforzado en proponer modificaciones que den una solución a estos problemas. A continuación, se describe el estado del arte en el tema.

Rivera *et al.*, en [43] y [21], propusieron compensaciones para los desbalances de generación entre e intrafases en convertidores CHB estrella simple y doble, respectivamente. Para desbalances intrafase se modifica la estrategia de modulación PSPWM empleando un compensador que lleva embebido un regulador PI para cada submódulo propuesto por Kouro *et al.* en [39]. En cambio, para desbalances entre fases se emplea la inyección de una *Zero Sequence Voltage* (ZSV) que se genera al ponderar las tensiones de cada fase de acuerdo al recíproco del nivel de generación instantáneo. Esta técnica de compensación carece de una justificación teórica para analizar su efecto y conocer sus limitaciones, por ende corresponde a una aproximación para pequeños desbalances entre fases [17].

Townsend *et al.*, en [22], aplicaron un control MPC utilizado para STATCOMs en una planta PV. En este trabajo, un *dead-beat controller* se encarga de generar referencias de tensión para el convertidor, las cuales se modifican incluyendo una ZSV que permite tratar desbalances de generación entre fases. El generador de esta ZSV se basa en la derivación teórica de la ZSV necesaria para mantener balanceadas las corrientes inyectadas en la red. Estas referencias de tensión son ingresadas a un controlador MPC, el cual tiene integrado un balance de las tensiones en los *dc-links* y posee como función objetivo una ponderación de las desviaciones de las tensiones dc y una

componente que busca minimizar las transiciones de estado de los puente H. De este modo, se logran inyectar corrientes balanceadas a la red considerando una distribución heterogénea de la generación entre fases. No obstante, el trabajo adolece de un análisis acerca del nivel de desbalances que la estrategia es capaz de tratar mientras mantiene estable el sistema.

Marks *et al.*, en [23], extendieron el trabajo desarrollado en [22] al incluir un MPPT en el esquema de control y además considerar un estimador de la tensión en los *dc-links* para mejorar el control MPC. Las mejoras propuestas permiten tener un adecuado MPPT, lo cual es demostrado experimentalmente, pero las formas de onda presentadas no aseguran la estabilidad de tensiones dc. Por lo demás, las corrientes inyectadas a la red se aprecian notoriamente desbalanceadas, lo cual demuestra que el esquema no garantiza una inyección correcta de la ZSV calculada teóricamente.

Xiao *et al.*, en [24] y [25], propusieron una estrategia de control de las tensiones en los *dc-links* basada en el uso de $3n$ lazos de control con PIs para aplicar un MPPT, donde n es el número de submódulos por fase y que se fundamenta en [44]. De este modo, las tensiones solicitadas por el controlador de corriente tipo VOC permiten generar índices de modulación para los puente H donde se emplea el método de compensación de desbalances entre fases presentado en [43]. Así, el sistema es capaz de mantener su estabilidad considerando desbalances entre e intrafase. Sin embargo y por las mismas razones que el trabajo de Rivera *et al.*, no es posible analizar el rango de desbalances que puede manejar la estrategia propuesta.

Yu *et al.*, en [18] y [2], presentaron una expresión analítica de la ZSV requerida para balancear las corrientes inyectadas a la red ante desbalances entre fases. Así, teniendo en cuenta que la inyección de la ZSV amplifica al menos una de las tensiones de fase que se deben modular provocando una eventual saturación y pérdida del control de las corrientes, es que se aplican técnicas de inyección de armónicos en la ZSV. Gracias a esto, es posible extender el dominio de operación factible del convertidor ante desbalances de potencia entre fases. Las dos primera técnicas probadas se fundamentan en la inyección óptima, de acuerdo a [45], de una tensión de triple frecuencia con amplitud igual a un sexto de la componente fundamental, mientras que la tercera técnica corresponde a la clásica secuencia min-max. Adicionalmente, se propone una técnica para generar una tensión de secuencia cero con contenido armónico que permite satisfacer dos condiciones: (i) la componente fundamental de esta tensión debe ser igual a la ZSV calculada teóricamente según el nivel de desbalance entre fases y (ii) el contenido armónico de la tensión generada debe ser tal que las señales resultantes por fase se saturen en el mínimo de tensión posible. De este modo, se elabora un procedimiento teórico que se implementa numéricamente para construir esta señal en tiempo real y, al día de hoy, es la técnica de inyección de armónicos que permite tratar un mayor rango de desbalance [17]. Su complejidad en cuanto a la implementación es alta, por ende los mismos autores propusieron una versión simplificada. Por otra parte, la alta distorsión armónica generada en la tensión de modo común hace que sea solo recomendable para un grado alto de desbalance entre fases.

Sochor *et al.*, en [17], elaboraron un trabajo de evaluación de las técnicas para el tratamiento de desbalances entre fases para convertidores CHB conexión estrella y delta. En el primer caso, se identifican todas las técnicas mencionadas anteriormente, se definen dos métricas para evaluar los dominios de operación factible y se llega a la conclusión de que la propuesta en [2] es la que permite un mayor rango de operación. No obstante, se hace mención a las dificultades para implementar la técnica por lo que se propone una versión simplificada basada en la inyección de una onda rectangular cuya componente fundamental coincida con la ZSV teórica. De este modo, se logra un rango de operación levemente inferior al de Yu *et al.*, pero con la ventaja de ser fácil de construir.

Cabe mencionar que en ninguna de las técnicas de inyección de armónicos propuestas hay una consideración acerca del grado de distorsión armónica en las tensiones de secuencia cero a la hora de proponer sus formas de onda.

Aguilera *et al.*, en [26], propusieron un esquema *Finite-Control-Set Model Predictive Control* (FCS-MPC) donde la función objetivo tiene una componente para el seguimiento de la corriente requerida en estado estacionario y otra que pondera la desviación de la tensión de salida con su valor en estado estacionario según el punto de operación. En esta estrategia de control las actuaciones del controlador corresponden a los niveles de tensión en cada fase del convertidor, los cuales se mapean en las señales de *gate* necesarias en cada puente H. Esto último, con el objetivo de reducir el tiempo de cálculo para evaluar en la función objetivo los estados posibles del convertidor. Intrínsecamente, se inyecta la ZSV necesaria para manejar adecuadamente desbalances entre fases. Los resultados experimentales de la propuesta permiten afirmar que, con respecto al método de control basado en VOC, el *Total Harmonic Distortion* (THD) de corriente es similar pero con una mejor respuesta

transitoria. No obstante, es necesario recalcar que no se demuestra que el esquema sea capaz de mantener en su valor de referencia las tensiones de los *dc-links*.

Sharma *et al.*, en [19], consideraron la inyección de potencia reactiva en la red, lo cual conlleva a la ampliación del dominio de operación factible del convertidor considerando desbalances entre fases evitando la sobremodulación en los puentes H. Así mismo, en este trabajo se deriva una expresión analítica para la ZSV necesaria para la operación con corrientes balanceadas considerando desbalances de generación entre fases y un factor de potencia en el PCC no unitario.

Mao *et al.*, en [27], propusieron una estrategia de modulación híbrida para tratar desbalances intrafase. El principio de funcionamiento corresponde a una clasificación de las tensiones en los *dc-link* de modo que todos los puentes H, exceptuando uno por fase, operan en modo saturado y los restantes, en modo PWM. Al combinar esta estrategia con la simplificada de Yu *et al.* [2], se logra mantener la operación con corrientes balanceadas en casos severos de desbalance. Sin embargo, no es claro que el esquema sea capaz de controlar las tensiones en los *dc-links*.

Cuzmar *et al.*, en [28], perfeccionaron el trabajo desarrollado en [26] incluyendo una técnica de compensación para tratar el desbalance intrafase, el cual se basa en el principio de la modulación PSPWM. La propuesta de modulación, trae consigo la actualización secuencial de los estados del convertidor, por lo que en cada toma de decisión se actualiza el índice de modulación de solo un puente H por fase. La actuación óptima se construye mediante una expresión analítica que la calcula directamente y luego se acota a los límites lineales del modulador, trayendo consigo una reducción notable en los tiempos de cómputo. A diferencia de [26], se emplea una etapa de modulación, por lo que la distribución de los armónicos se concentra en bandas entorno a múltiplos de la frecuencia de conmutación. Por otra parte, los experimentos de laboratorio reportan que el THD de corriente empeora drásticamente a medida que se introducen desbalances en la generación, esto por la tendencia a saturarse de los puentes H de una misma fase. Además, cabe tener en cuenta que se emplearon fuentes de tensión continua para representar los arreglos PV en cada submódulo. Por esto, es incierta la capacidad del esquema para mantener la estabilidad de tensiones en los *dc-links* en un sistema real.

De este modo, se puede identificar que el tratamiento de los desbalances de generación entre fases se realiza a través de la inyección de tensiones de secuencia cero. Cada método de inyección se diferencia por los armónicos que se incluyen para extender el rango de operación de la estrategia. Así, se pueden identificar los métodos que se presentan en la Tabla 2.1 y que se denominan *Fundamental Frequency Zero Sequence Injection* (FFZSI), *Double 1/6 Third Harmonic Injection* (DTHI), *Reduced Third Harmonic Injection* (RTHI), *Double Min-Max Zero-Sequence Injection* (DMM) y *Optimal Zero Sequence Injection* (OZSI).

Método	Tensión inyectada por fase	Ref.
FFZSI	$\sqrt{2}V_0 \cos(\omega t + \beta)$	[18]
DTHI	$-\frac{\sqrt{2}V_1}{6} \cos(3\omega t + 3\alpha) + \sqrt{2}V_0 \cos(\omega t + \beta) - \frac{\sqrt{2}V_0}{6} \cos(3\omega t + 3\beta)$	[18]
RTHI	$\sqrt{2}V_0 \cos(\omega t + \beta) - \frac{\sqrt{2}V_x}{6} \cos(3\omega t + 3\mu_x)$	[18]
DMM	$\min \max\{v_a^+, v_b^+, v_c^+\} + \sqrt{2}V_0 \cos(\omega t + \beta) + \min \max\{v_a^0, v_b^{0*}, v_c^{0**}\}$	[18]
OZSI	$\begin{cases} V_m - \max\{v_a^+, v_b^+, v_c^+\} \\ -V_m - \min\{v_a^+, v_b^+, v_c^+\} \end{cases}$	[2]

Tabla 2.1: Técnicas para la inyección de tensión de secuencia cero.

Cabe señalar que la efectividad de la estrategia utilizada depende del límite de operación lineal para los puentes H en cascada. Este límite consta de la máxima tensión que se puede generar según el nivel de tensión disponible en los *dc-links*. Así, las regiones factibles de operación mediante las técnicas tabuladas se pueden reconocer empleando la transformación de Clarke para representar los niveles de generación $\mathbf{p}_{abc} = [p_a \ p_b \ p_c]^T$ en sus componentes $\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta} = [\Delta p_\alpha \ \Delta p_\beta]^T$ según (2.1) para un punto de operación dado por el nivel de potencia inyectada a la red $p_{3\phi}$.

$$\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta} = \mathbf{K} \left(\mathbf{p}_{abc} - \frac{p_{3\phi}}{3} \right), \quad (2.1)$$

donde:

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad p_{3\phi} = p_a + p_b + p_c.$$

Por lo que para el sistema cuyos parámetros se exponen en la Tabla 2.2, las cartas de operación en estado estacionario del convertidor en correspondencia a las técnicas para compensar los desbalances de generación entre fases y considerando que hay un nivel de producción $p_{3\phi} = 0.667$ pu se presentan en la Fig. 2.5.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	S_b	10 kVA
Tensión nominal de salida	V_g	380 V
Submódulos por fase	N	3
Inductor de salida	L_f	8 mH
Tensión en los <i>dc-links</i>	V_{dc}	120 V

Tabla 2.2: Datos del convertidor CHB trifásico de prueba.

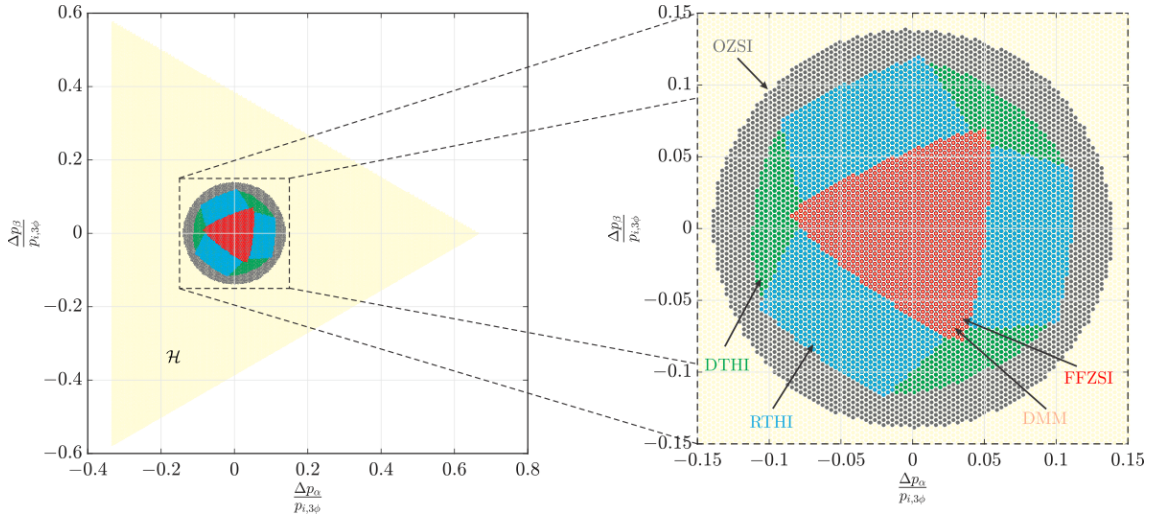


Figura 2.5: Regiones factibles de los diferentes métodos para la inyección de tensión de secuencia cero.

En la Fig. 2.5 es posible notar que el dominio de operación de la planta en torno al punto de operación mencionado se puede visualizar como un triángulo en el plano $\Delta p_{\alpha\beta}$, donde las potencias por fase se han considerado en por unidad y dentro del rango $p_{abc} \in \mathcal{H} = \{[p_a \ p_b \ p_c]^T \in [0, 1]^3 \mid (p_a + p_b + p_c)/3 = 0.667\}$. Por consiguiente, se puede observar que las técnicas FFZSI y DMM son las que permiten un menor dominio de operación, es decir, un 4.3% del espacio posible de desbalances. Por su parte, las técnicas con inyección de armónicos RTHI y DTHI comprenden un 16.1% y 19.4%, respectivamente. Por último, la técnica OZSI es la que permite tener un mayor provecho de las tensiones disponibles en los *dc-links* con un 30.7% del dominio de desbalances. Cabe recalcar que estos límites de operación dependen directamente del nivel de tensión en los *dc-links* y del punto de operación. Por lo demás, note que si se considera el flujo de corrientes armónicas admisibles por la normativa, es esperable que el dominio de operación factible se pueda extender aún más.

2.3 Control predictivo basado en modelos

El control predictivo basado en modelos (*Model Predictive Control* MPC) es una poderosa herramienta para controlar convertidores de potencia [46]. El enfoque MPC tiene un diseño simple, en el cual la toma de decisiones se basa en la solución de un problema de optimización que se puede

expresar, genéricamente, a través de la formulación (P) [47].

$$(P) \quad \min_{\mathbf{U}(k)} J(\mathbf{x}(k), \mathbf{U}(k)) \quad (2.2a)$$

$$\text{s.a.} \quad \mathbf{x}(\ell + 1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(\ell), \mathbf{u}(\ell)) \quad (2.2b)$$

$$\mathbf{x}(\ell + 1) \in \mathcal{X} \quad (2.2c)$$

$$\mathbf{u}(\ell) \in \mathcal{U} \quad (2.2d)$$

$$\forall \ell = k, \dots, k + N_p - 1, \quad (2.2e)$$

donde N_p es el número finito de pasos hacia el futuro que considera el horizonte de control y

$$\mathbf{U}(k) = [\mathbf{u}^\top(k) \quad \mathbf{u}^\top(k+1) \quad \dots \quad \mathbf{u}^\top(k+N_p-1)]^\top, \quad (2.3)$$

es la secuencia de variables de decisión $\mathbf{u}(\ell)$ asociadas a cada paso ℓ del horizonte de control.

De la formulación (P) se desprende que el problema MPC permite calcular la actuación óptima $\mathbf{U}(k)$ teniendo en cuenta la función objetivo (2.2a). Esta última optimiza un indicador de desempeño tal como el *ripple* o el THD de una variable del sistema, la desviación de un estado del sistema con respecto a una referencia, o bien, el esfuerzo en la actuación del controlador. Por lo demás, un modelo discretizado para incluir la dinámica del sistema y así estimar la evolución de sus estados \mathbf{x} se incorpora en la formulación a través de (2.2b). Por otra parte, la trayectoria que siguen los estados en el horizonte de control está acotado a un dominio factible \mathcal{X} mediante (2.2c), el cual refleja los límites operacionales del sistema real. Mientras que el conjunto de actuaciones realizables \mathcal{U} se incluye en (2.2d). Es relevante considerar que el problema MPC puede ser planteado en un horizonte de control más allá del paso siguiente. Sin embargo, se suele emplear una política de horizonte rodante que solo aplica el primer elemento $\mathbf{u}^*(k)$ del conjunto de actuaciones óptimas $\mathbf{U}(k)$ con el fin de dotar de retroalimentación y robustez al esquema de control [47].

La implementación de un esquema MPC permite obtener respuestas dinámicas rápidas, fácil manejo del retraso en el control y robustez ante la variación de los parámetros del sistema. No obstante, presenta desafíos a nivel de modelamiento en cuanto a que su desempeño depende de los parámetros del sistema, el punto de operación y los factores de peso que se consideran en la función objetivo cuando hay más de un objetivo de control. Por lo demás, a diferencia de los controladores PI, los esquemas de control MPC no garantizan error en estado estacionario nulo. De todas maneras, se ha probado su efectividad y mejor desempeño, en relación al control lineal, en transitorios de los sistemas sopesando diferentes objetivos de control [46]. Estas características han motivado la aplicación de este tipo de control en diferentes convertidores multinivel, tales como *Neutral-Point Clamped* (NPC) [48], *Active-Neutral-Point-Clamped* (ANPC)[49], *Flying Capacitor* (FC) [50], *Cascaded H-Bridge* (CHB) [51, 52], convertidores matriciales [53] y convertidores híbridos [54].

En el caso particular de los convertidores multinivel modulares (*Modular Multilevel Converters* MMCs) la estrategia MPC se puede implementar considerando que la función objetivo de la formulación (P) se haga cargo del control en la corriente de salida, el control de tensión en los capacitores de cada submódulo y la reducción de la corriente circulante entre fases del convertidor [46].

En primer lugar, los esquemas MPC de tipo *Finite Control-Set* MPC (FCS-MPC) se caracterizan por incluir la etapa de modulación en el sistema de control cuyas actuaciones sobre el convertidor se derivan de un conjunto discreto de actuaciones factibles. De este modo, la toma de decisión del controlador se efectúa, típicamente, a través de una búsqueda exhaustiva de aquella actuación que minimice la función objetivo [55]. Por lo que, el número de actuaciones discretas crece drásticamente a medida que aumenta el número de submódulos que componen el MMC. Además, produce un espectro armónico distribuido en las tensiones de cada celda, por lo que dificulta la determinación de los requerimientos de filtrado en el convertidor. Es por esto que el FCS-MPC es difícil de implementar en tiempo real para MMCs [46].

Por otra parte, se han elaborado esquemas denominados MPC indirectos con el fin de reducir la carga computacional y aprovechar las ventajas de emplear una etapa de modulación [47]. La consideración de un modulador permite que los índices de modulación óptimos se materialicen en estados de los semiconductores obteniendo tensiones en las celdas del convertidor con espectros armónicos concentrados en torno a múltiplos enteros de la frecuencia de conmutación. Por su parte, el controlador MPC se basa a una formulación matemática típicamente de programación cuadrática restringida, o bien, de programación cuadrática entera mixta. De esta manera, los

métodos de resolución en tiempo real varían desde la evaluación de expresiones analíticas, el uso de algoritmos de búsqueda exhaustiva y el empleo de algoritmos iterativos de optimización [47].

En el caso particular del convertidor CHB, recientemente se ha empleado el esquema MPC indirecto denominado PSPWM [28]. Este controlador se caracteriza por: *(i)* adoptar una actualización secuencial de los índices de modulación para las diferentes celdas que componen cada fase, *(ii)* formular el problema de control de corriente como uno de programación cuadrática restringida y *(iii)* utilizar la saturación de la solución al problema relajado como mecanismo de resolución.

La adopción de una secuencia en la actualización de los índices de modulación tiene como ventaja reducir el número de variables de decisión del problema. Esto se cuantifica en que si el convertidor es trifásico, entonces el vector de índices de modulación que se debe actualizar en un horizonte de control tiene solo tres variables independientemente del número de celdas que posea el convertidor. Sin embargo, en el estado del arte no se hace alusión a la manera en que se compensa el retraso debido al uso de un convertidor de potencia. Este punto es crucial para este tipo de controlador, ya que puede existir una relación directa entre el número de pasos de control que se deben compensar y la cantidad de celdas por fase del convertidor. De esta manera, una compensación errónea del retraso puede introducir distorsiones en las variables del sistema, por lo que constituye un tema abierto que se aborda en este trabajo de tesis.

La formulación del problema de control como uno de programación cuadrática tiene la ventaja de que su versión sin restricciones, se puede tratar como un problema de mínimos cuadrados. Esto permite calcular analíticamente la solución relajada, la cual corresponde a la solución óptima del problema de control restringido si yace en el dominio factible. No obstante, el tratamiento de las soluciones relajadas que se encuentran fuera del dominio factible a través del mecanismo de saturación, conlleva a obtener soluciones subóptimas del problema de control original. La suboptimalidad de las variables de control degradan el desempeño del control de corriente, por lo que en la práctica, si algunas celdas del convertidor se saturan, las corrientes inyectadas en la red se distorsionarán. En consecuencia, este trabajo de tesis aborda la implementación de un algoritmo iterativo de optimización para determinar la solución óptima del problema restringido en tiempo real.

Para concluir, es necesario destacar que el desempeño de un esquema MPC depende fuertemente del modelo matemático escogido para el sistema. Entre menor es la frecuencia de muestreo del controlador se hace más relevante emplear una técnica de discretización de la planta que garantice una correcta estimación de los estados del sistema. Por ende, al considerar que las frecuencias de muestreo se pueden reducir notablemente en convertidores multinivel, como el convertidor CHB, en este trabajo de tesis se adopta una discretización exacta a través del uso de un modelo con retención de orden cero.

Capítulo 3

Formulaciones matemáticas

En este capítulo se presentan los fundamentos teóricos de este trabajo de tesis. Como punto de partida se plantea un modelo eléctrico de la planta, tras lo cual se dan los lineamientos de cómo se aborda el problema de control. En particular, el problema de inyección de potencia en la red trifásica se indaga con mayor detalle y es donde yace el aporte de este trabajo de tesis. En específico, se construye una formulación matemática para lograr la inyección de corrientes balanceadas a una red desde fuentes de potencia desbalanceadas entre fases considerando las limitaciones físicas del sistema de conversión. Consecuentemente, se deduce una solución analítica y el dominio factible de la estrategia, mientras que la resolución del problema de control es replanteado como un problema de búsqueda de ceros que se trata con el método Newton-Raphson implementado de forma distribuida. Por último, se analiza el problema de control de corriente en tiempo real y se formula un controlador Phase-Shifted MPC cuyas soluciones son determinadas por un algoritmo de Active-Set Method.

3.1 Sistema en estudio

El análisis de una planta fotovoltaica conectada a una red trifásica mediante un convertidor CHB con desbalances de generación entre fases se basará en el modelo circuital de la Fig. 3.1.

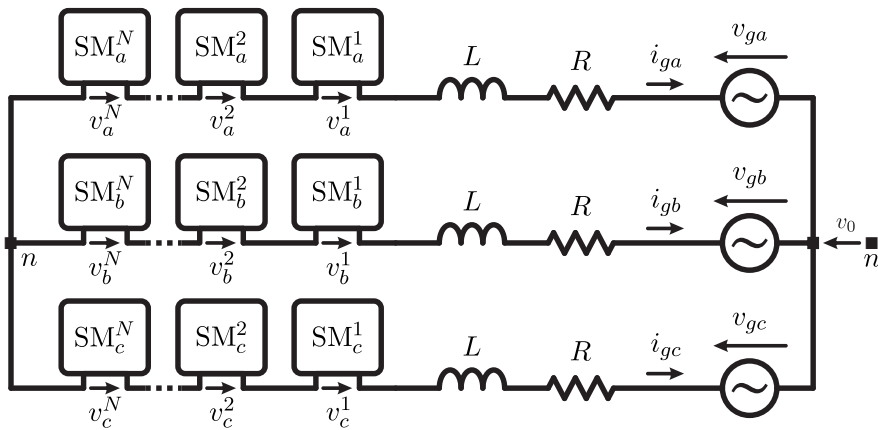


Figura 3.1: Convertidor CHB conectado a una red trifásica mediante un filtro RL.

En la Fig. 3.1 se aprecia que cada fase del convertidor CHB se compone de un arreglo en cascada de N celdas o submódulos (SMs). Luego, la tensión de fase v_k del convertidor es igual a la suma de las tensiones de salida v_k^j de cada SM. Por su parte, la tensión de fase en la red se asume simétrica y se denota como $\mathbf{v}_{g,abc} = [v_{ga} \ v_{gb} \ v_{gc}]^\top$, mientras que la corriente de línea y la tensión de modo común del sistema, como $\mathbf{i}_{g,abc} = [i_{ga} \ i_{gb} \ i_{gc}]^\top$ y v_0 , respectivamente. De esta manera, las

ecuaciones (3.1) y (3.2) permiten modelar el comportamiento de las variables descritas.

$$\sum_{j=1}^N v_k^j = v_k = L \frac{di_{gk}}{dt} + Ri_{gk} + v_{gk} + v_0, \quad k = a, b, c \quad (3.1)$$

$$0 = i_{ga} + i_{gb} + i_{gc} \quad (3.2)$$

Por su parte, el modelo circuital de cada submódulo SM_k^j se presenta en la Fig. 3.2.

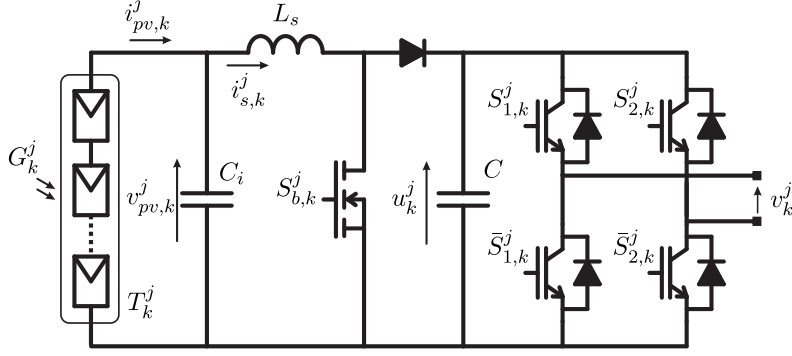


Figura 3.2: Submódulo genérico SM_k^j que compone el convertidor CHB.

Los módulos PV de la planta se consideran agrupados y distribuidos homogéneamente en *strings* que alimentan cada SM. A su vez, un *string* tiene asociada una temperatura T_k^j e irradiancia G_k^j común y su modelo eléctrico puede ser descrito por (3.3).

$$i_{pv,k}^j = f(v_{pv,k}^j, T_k^j, G_k^j) \quad (3.3)$$

La característica principal de (3.3) es la existencia del punto de máxima potencia, para el cual el *string* maximiza su generación de energía. Para lograr que cada SM opere en dicho punto y tal como se observa en la Fig. 3.2, el sistema se considera con dos etapas de conversión de energía.

La primera etapa corresponde a un convertidor *boost*, cuya función consiste en ajustar la tensión en el filtro capacitivo de entrada C_i a una tensión de referencia brindada por el esquema MPPT. Este filtro permite reducir el *ripple* de la tensión en el *string* de módulos PV y su modelo eléctrico se describe en (3.4).

$$C_i \frac{dv_{pv,k}^j}{dt} = i_{pv,k}^j - i_{s,k}^j \quad (3.4)$$

donde, $i_{s,k}^j$ es la corriente que circula por el inductor L_s del convertidor, mientras que $v_{pv,k}^j$ e $i_{pv,k}^j$ son la tensión y corriente de salida del *string* de módulos PV, respectivamente. La variable de actuación en el convertidor *boost* es la señal de *gate* $S_{b,k}^j$ de su semiconductor de conmutación forzada.

Por su parte, el convertidor puente H se alimenta del *dc-link* cuya tensión y capacitancia se denotan como u_k^j y C , respectivamente. En este trabajo de tesis se considera que la modulación empleada es de tipo unipolar, por lo cual y tal como se muestra en la Fig. 3.2, los estados de los semiconductores de cada pierna del puente H son complementarios. De esta manera, el puente H puede transferir la energía generada en variables continuas a un sistema de variables alternas. En particular, la tensión de salida de un puente H tiene contenido armónico de alta frecuencia que surge en grupos centrados en múltiplos de dos veces la frecuencia de conmutación de los semiconductores. No obstante, el empleo del esquema de modulación PSPWM permite la cancelación de los primeros grupos de armónicos del arreglo de SMs de modo que las tensiones de fase en el convertidor CHB $v_{g,abc}$ tienen armónicos agrupados en torno a múltiplos de $2N$ veces la frecuencia de conmutación.

En cuanto a la modelación de las dos etapas de conversión, se han empleado los modelos

promedio (3.5) y (3.6) de cada SM

$$v_{pv,k}^j = (1 - d_k^j) u_k^j + L_s \frac{di_{s,k}^j}{dt}, \quad (3.5)$$

$$C \frac{du_k^j}{dt} = (1 - d_k^j) i_{s,k}^j - m_k^j i_{gk}, \quad (3.6)$$

donde se han adoptado las variables denominadas ciclo de trabajo d_k^j e índice de modulación m_k^j tales que $0 \leq d_k^j \leq 1$ y $-1 \leq m_k^j \leq 1$.

Por último, la tensión de salida de cada puente H puede ser modelada en términos promedio por la expresión (3.7)

$$v_k^j = u_k^j m_k^j. \quad (3.7)$$

Es relevante tener en cuenta que si la tensión de salida v_k^j es una señal sinusoidal con frecuencia f igual a la de red y la tensión u_k^j es una variable principalmente continua, entonces el índice de modulación m_k^j será sinusoidal de frecuencia f con la magnitud adecuada. Por su parte, la corriente de línea i_{gk} , común para todas las celdas en cascadas de la misma fase, es una señal sinusoidal de frecuencia f . Por lo tanto y como se aprecia en (3.6), su reflejo hacia el *dc-link* de cada SM se traduce en la señal $m_k^j i_{gk}$ que, dada la descripción antecedente, se infiere es una señal de valor medio no nulo y una componente sinusoidal de frecuencia $2f$. En conclusión, la operación en estado estacionario del convertidor CHB conlleva a que la tensión en los *dc-links* de cada SM, inexorablemente, contarán con una componente alterna de frecuencia $2f$ superpuesta a un valor continuo y constante.

Una vez descritas las partes que componen el sistema en estudio, es necesario dar una mirada holística que permita estructurar el análisis para lograr su operación óptima. Para ello, en la Fig. 3.3 se muestra un esquema global del sistema.

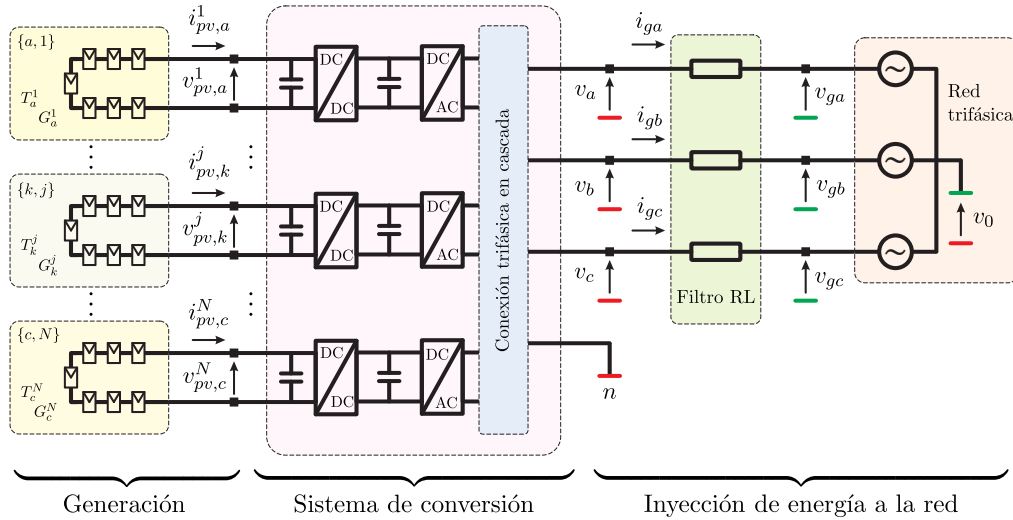


Figura 3.3: Esquema global de la planta.

A partir de la Fig. 3.3, se aprecia que el convertidor CHB con sus SMs se puede entender como un sistema de conversión de energía con $3N$ pares de terminales de entrada y 4 terminales de salida. Por una parte, el sistema se abastece de energía fotovoltaica a través de *strings* de paneles PV conectados a cada par de terminales eléctricos de entrada. En esta arista, el objetivo de control radica en el seguimiento de las tensiones de referencia brindadas por los esquemas MPPT locales para cada tensión $v_{pv,k}^j$ con el fin de maximizar la generación de energía fotovoltaica. El detalle de este esquema de control se explica en la sección 3.2.

Por el otro lado, el sistema inyecta energía a una red eléctrica trifásica a través de un filtro RL. Este flujo de energía debe ser en forma de corrientes balanceadas y bajo contenido armónico. Con este fin el convertidor debe producir las tensiones de salida v_{abc} y de modo común v_0 necesarias para inyectar toda la energía disponible. Para cumplir este objetivo en la sección 3.3 se ha dispuesto un análisis de cuáles deben ser las tensiones mencionadas así como cuáles son las capacidades operativas del convertidor dada la disponibilidad de energía para ser inyectada en la red.

Por su parte, la operación en tiempo real de la planta requiere de un sistema que, en base al monitoreo de las condiciones de la planta PV y de la red, pueda establecer cuáles deben ser las consignas que los controladores deben seguir. Para esto en la sección 3.4 se describe el mecanismo mediante el cual se construyen las referencias para las diferentes partes de la planta.

La materialización de las tensiones de salida necesarias para que el flujo de corrientes balanceadas sea continuo es labor del controlador de corriente en tiempo real. En este sentido, se debe contar con un esquema de control que accione los semiconductores de cada puente H para generar las tensiones v_{abc} y v_0 necesarias en cada instante de tiempo. Con este objetivo, en la sección 3.5 se describe un controlador MPC cuya dinámica es compatible con un modulador de tipo PSPWM utilizado para convertir las señales de control denominados índices de modulación en las señales de *gate* de los semiconductores en la etapa de conversión DC-AC del sistema de conversión.

Por último, el interior del sistema de conversión cuenta con un total de $6N$ condensadores cuya energía almacenada permiten manejar las tensiones en ambos lados del convertidor. Sin embargo, un adecuado funcionamiento del equipo exige una estrategia de balance para estos condensadores. En este sentido, se ha adoptado el esquema descrito en la sección 3.6 para mantener la estabilidad de las tensiones *dc* dentro del sistema de conversión de energía.

3.2 Generación óptima de energía fotovoltaica

De acuerdo a la estructura del convertidor CHB con SMs de dos etapas, el acoplamiento entre las variables de terminales $v_{pv,k}^j$ e $i_{pv,k}^j$ de los diferentes SMs puede despreciarse. De esta manera, podemos aseverar que el efecto agregado de maximizar la generación fotovoltaica local en cada SM es equivalente a maximizar la producción global. En consecuencia, el problema de generación óptima de energía se aborda analizando un SM de forma genérica.

Garantizar la máxima generación de energía por parte de un SM se traduce en regular la tensión en el filtro de entrada de acuerdo a la consigna del esquema MPPT local. Con este fin, se ha empleado el esquema de control estándar presentado en la Fig. 3.4.

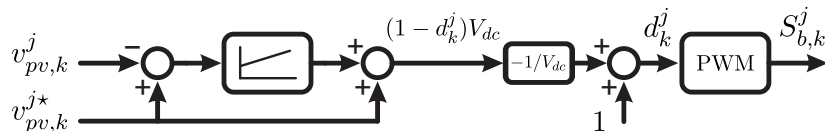


Figura 3.4: Esquema de control local para regular la tensión en el *string* de cada SM.

En la Fig. 3.4, la variable de actuación del controlador es, indirectamente, el ciclo de trabajo d_k^j del convertidor *boost* respectivo. En este caso, la corriente interna del convertidor *boost* $i_{s,k}^j$ se ha considerado como una perturbación no compensada. Esto último se debe a que su incidencia en la tensión controlada es proporcional a su razón de cambio en el tiempo, tal y como se observa en (3.5). Por ende, solo el *ripple* de alta frecuencia de $i_{s,k}^j$ perturba la tensión del condensador de entrada en estado estacionario.

Por otra parte, es importante mencionar que el esquema de control local realiza los cálculos considerando la tensión nominal en el *dc-link* V_{dc} . El mecanismo que se encarga de regular la tensión de los *dc-links* se detalla en la sección posterior 3.6.

3.3 Inyección balanceada de energía en una red trifásica

Una vez disponible la energía para ser inyectada en la red eléctrica, es necesario conocer las condiciones necesarias para que esta transferencia se materialice de forma adecuada. En primer lugar, es menester tener presente que el agrupamiento de la energía disponible para cada fase, naturalmente, será en niveles asimétricos. Por lo cual, es imperativo generar una tensión de modo común apropiada que permita un flujo de potencia balanceado desde las fases del convertidor hacia la red.

El análisis desarrollado a continuación se basa en los siguientes supuestos:

- 1.- La red eléctrica se modela empleando fuentes de tensión alterna, balanceadas de magnitud $|v_g|$ y frecuencia angular ω .

- 2.- Las pérdidas en el filtro RL son despreciables, es decir, el filtro se modelará con $R = 0$. En consecuencia, toda la potencia disponible en el convertidor será inyectada en la red.
- 3.- La frecuencia de conmutación del convertidor es lo suficientemente alta para analizar el problema en tiempo continuo. Por lo mismo, no se considerarán en el estudio los armónicos de alta frecuencia en las tensiones de salida del convertidor.
- 4.- Desde el punto de vista de la red, la planta debe cumplir con un factor de potencia predefinido $\cos(\varphi)$.

Además, se utilizará la transformada de Clarke para que las variables trifásicas $\boldsymbol{\nu}_{abc} = [\nu_a \nu_b \nu_c]^\top$ puedan transformarse al marco de referencia $\alpha\beta$ usando la relación (3.8)

$$\boldsymbol{\nu}_{\alpha\beta} = \mathbf{K}\boldsymbol{\nu}_{abc} \quad (3.8)$$

donde la matriz de transformación \mathbf{K} se define como

$$\mathbf{K} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Luego, se definen las variables en coordenadas $\alpha\beta$ siguientes: las tensiones de red $\boldsymbol{v}_{g,\alpha\beta} = [v_{g\alpha} \ v_{g\beta}]^\top$, las corrientes inyectadas a la red $\boldsymbol{i}_{g,\alpha\beta} = [i_{g\alpha} \ i_{g\beta}]^\top$ y las tensiones en la salida del convertidor $\boldsymbol{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha \ v_\beta]^\top$.

Adicionalmente, el valor promedio en el tiempo de una señal periódica $S(t)$ es definido como

$$\langle S \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T S(t) dt \quad (3.10)$$

donde T es el periodo de $S(t)$.

3.3.1 Formulación del problema de control

En base a lo presentado, la inyección plena y balanceada de la potencia en el convertidor conlleva a que las corrientes hacia la red se calculan como

$$\boldsymbol{i}_{g,\alpha\beta} = \mathbf{K}_{v_g}^{-1} \ell_\varphi p_{i,3\phi} \quad (3.11)$$

donde $p_{i,3\phi}$ es la potencia total disponible en el convertidor, mientras que

$$\mathbf{K}_{v_g} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{g\alpha} & v_{g\beta} \\ v_{g\beta} & -v_{g\alpha} \end{bmatrix}, \quad \ell_\varphi = [1 \quad \tan(\varphi)]^\top. \quad (3.12)$$

No obstante, la expresión simplificada (3.13) permite reescribir las corrientes de red en términos de las constantes $A = \frac{2}{3} \frac{p_{i,3\phi}}{|v_g|^2}$ y $B = \frac{2}{3} \frac{p_{i,3\phi}}{|v_g|^2} \tan(\varphi)$ como sigue

$$\boldsymbol{i}_{g,\alpha\beta} = \begin{bmatrix} A & B \\ -B & A \end{bmatrix} \boldsymbol{v}_{g,\alpha\beta} \quad (3.13)$$

Por otra parte, si se multiplica (3.1) por la corriente de línea i_{gk} y se calcula el valor promedio a la ecuación resultante, se obtiene

$$\langle v_k i_{gk} \rangle = L \left\langle \frac{di_{gk}}{dt} i_{gk} \right\rangle + \langle v_{gk} i_{gk} \rangle + \langle v_0 i_{gk} \rangle, \quad k = a, b, c \quad (3.14)$$

Al observar (3.14), se aprecia que su lado izquierdo corresponde a la potencia disponible en la fase k que puede denotarse como p_{ik} . Al lado derecho, el primer término es el valor promedio del producto entre una señal armónica y su derivada, es decir, es nulo. El segundo término es igual a la potencia inyectada en la red en la fase k , que al ser balanceada por definición, es igual a $\frac{p_{i,3\phi}}{3}$. De esta manera, la ecuación (3.14) puede ser simplificada a

$$\Delta p_k = p_{ik} - \frac{p_{i,3\phi}}{3} = \langle v_0 i_{gk} \rangle, \quad k = a, b, c, \quad (3.15)$$

donde Δp_k define el nivel de asimetría de potencia disponible en cada fase del convertidor.

Es importante destacar que, a partir de (3.15), es posible entender la necesidad de contar con una tensión de modo común v_0 que permita la existencia de corrientes balanceadas $i_{g,abc}$ a partir de un sistema con potencias asimétricas. Por lo demás, es primordial notar que solo la componente fundamental de la tensión v_0 puede aportar a compensar los desbalances de potencia, ya que se ha asumido que las corrientes de línea son señales armónicas de frecuencia fundamental.

En consecuencia, el modelo matemático presentado en (3.16) permite determinar la tensión de modo común v_0 con mínimo valor efectivo que produce un flujo de corrientes balanceadas a la red desde fuentes de potencia asimétricas.

$$\min_{v_0} \langle v_0^2 \rangle \quad (3.16a)$$

$$\text{s.t. (3.15)}$$

$$v_k^{\min} \leq v_k^{\text{sym}} + v_0 \leq v_k^{\max}, \quad k = a, b, c \quad (3.16b)$$

donde v_k^{\min} y v_k^{\max} son las tensiones de salida en el inversor máximas y mínimas en la fase k , mientras que v_{abc}^{sym} es la componente simétrica del vector de tensiones del inversor y puede ser obtenida reescribiendo (3.1) con ayuda de las constantes A y B como sigue

$$\mathbf{v}_{abc}^{\text{sym}} = \frac{3}{2} \mathbf{K}^\top \begin{bmatrix} 1 + \omega LB & -\omega LA \\ \omega LA & 1 + \omega LB \end{bmatrix} \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} \quad (3.17)$$

Una versión simplificada de (3.16) se puede construir si, en primer lugar, se expresan los límites de la tensión de modo común de acuerdo a (3.18) y (3.19),

$$v_0^{\min} = \max_k \{v_k^{\min} - v_k^{\text{sym}}\} \quad (3.18)$$

$$v_0^{\max} = \min_k \{v_k^{\max} - v_k^{\text{sym}}\} \quad (3.19)$$

y luego se aplica la transformación (3.8) a (3.15). Con esto, se formula el modelo (P₀) presentado a continuación.

$$(P_0) \min_{v_0} \langle v_0^2 \rangle \quad (3.20a)$$

$$\text{s.t. } \Delta p_\alpha = \langle v_0 i_{g\alpha} \rangle \quad (3.20b)$$

$$\Delta p_\beta = \langle v_0 i_{g\beta} \rangle \quad (3.20c)$$

$$v_0^{\min} \leq v_0 \leq v_0^{\max} \quad (3.20d)$$

Al observar la formulación (P₀), se puede aseverar que corresponde a un problema de control lineal cuadrático (LQ) conreñido con una variable de decisión [56]. Para resolver este problema, el Principio del máximo de Pontryagin permite obtener condiciones necesarias y suficientes [56, 57]. Una aplicación específica de este principio puede encontrarse en [58], con la cual la solución analítica de (P₀) puede definirse como

$$v_0^* = \text{mid} \{v_0^{\min}, \psi_\alpha i_{g\alpha} + \psi_\beta i_{g\beta}, v_0^{\max}\}, \quad (3.21)$$

donde ψ_α y ψ_β son multiplicadores que pueden ser evaluados para satisfacer las condiciones de borde definidas por (3.20b) y (3.20c).

3.3.2 Caso relajado

Si la tensión de modo común no se considera limitada, los multiplicadores pueden ser directamente calculados del siguiente sistema de ecuaciones lineal

$$\Delta p_\alpha = \psi_\alpha \langle i_{g\alpha}^2 \rangle + \psi_\beta \langle i_{g\alpha} i_{g\beta} \rangle \quad (3.22)$$

$$\Delta p_\beta = \psi_\alpha \langle i_{g\alpha} i_{g\beta} \rangle + \psi_\beta \langle i_{g\beta}^2 \rangle. \quad (3.23)$$

Teniendo en cuenta que las corrientes $i_{g\alpha}$ e $i_{g\beta}$ son funciones armónicas ortogonales, los valores de ψ_α y ψ_β son

$$\psi_k = \frac{2}{|i_g|^2} \Delta p_k, \quad k = \alpha, \beta, \quad (3.24)$$

con lo cual la tensión óptima de modo común puede ser expresada como

$$v_0^* = \frac{2}{|i_g|^2} (\Delta p_\alpha i_{g\alpha} + \Delta p_\beta i_{g\beta}). \quad (3.25)$$

Sin embargo, (3.25) puede reescribirse en términos de la potencia total disponible $p_{i,3\phi}$, la potencia reactiva suministrada por el convertidor $q_{i,3\phi} = p_{i,3\phi} \tan(\varphi)$, las desviaciones de potencia $\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta} = [\Delta p_\alpha \ \Delta p_\beta]^\top$ y las tensiones de red $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$ como se muestra a continuación.

$$v_0^* = \Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{K}_{pq}^{-1} \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}, \quad (3.26)$$

donde la matriz \mathbf{K}_{pq} se define como

$$\mathbf{K}_{pq} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} p_{i,3\phi} & -q_{i,3\phi} \\ q_{i,3\phi} & p_{i,3\phi} \end{bmatrix}. \quad (3.27)$$

A partir de la relación (3.26) es posible afirmar que, en el caso relajado, la tensión de modo común óptima v_0^* es una señal armónica de frecuencia fundamental, cuya magnitud depende del nivel de desbalance, de la potencia activa suministrada, el factor de potencia y la tensión de la red.

3.3.3 Caso con tensiones restringidas

Ahora, si los límites de tensión son considerados, la determinación de la tensión de modo común óptima se puede efectuar calculando los multiplicadores $\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta} = [\psi_\alpha \ \psi_\beta]^\top$ que satisfagan las restricciones (3.20b) y (3.20c), es decir, deben ser solución de la ecuación (3.28).

$$\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta} = \langle \text{mid} \{ v_0^{\min}, \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}, v_0^{\max} \} \mathbf{i}_{g,\alpha\beta} \rangle \quad (3.28)$$

El sistema de dos ecuaciones y dos incógnitas (3.28) es de tipo no lineal, por lo cual en la sección posterior 3.4.1 se presentará un algoritmo iterativo y distribuido para resolverlo numéricamente en tiempo real.

3.3.4 Regiones factibles

Se define como región factible aquel dominio de desbalances de potencia $\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta}$ donde es posible inyectar una tensión de modo común que permita suministrar a la red la totalidad de la potencia disponible en las fuentes asimétricas.

La deducción de las regiones factibles para los casos descritos en las secciones 3.3.2 y 3.3.3 se realiza asumiendo que las tensiones continuas disponibles en cada fase son iguales y constantes, es decir,

$$v_k^{\max} = -v_k^{\min} = V_{\max}, \quad k = a, b, c \quad (3.29)$$

De esta manera, la región factible \mathcal{F} para el caso relajado, es decir, donde la tensión de modo común solo tiene componente fundamental, se define como la intersección de tres regiones descritas en (3.30).

$$\max_t \{ v_0(t) + v_k^{\text{sym}}(t) \} \leq V_{\max}, \quad k = a, b, c \quad (3.30)$$

Al evaluar (3.26) y (3.17) en (3.30), se obtiene la expresión analítica (3.31) para describir \mathcal{F} en términos de la potencia total disponible $p_{i,3\phi}$, las desviaciones de potencia $\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta}$ y el ángulo del

factor de potencia φ .

$$\begin{aligned}
\mathcal{F} = & \left\{ \Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta} \in \mathbb{R}^2 : \right. \\
& \left(\frac{V_{\max}}{3|v_g| \cos(\varphi)} \right)^2 \geq \left(\frac{\Delta p_\alpha}{p_{i,3\phi}} + \frac{1}{3} \right)^2 + \left(\frac{\Delta p_\beta}{p_{i,3\phi}} - \frac{1}{3} (\tan(\varphi) + \omega LA \sec^2(\varphi)) \right)^2, \\
& \left(\frac{V_{\max}}{3|v_g| \cos(\varphi)} \right)^2 \geq \left(\frac{\Delta p_\alpha}{p_{i,3\phi}} - \frac{1}{6} (1 - \sqrt{3} (\tan(\varphi) + \omega LA \sec^2(\varphi))) \right)^2 \\
& \quad + \left(\frac{\Delta p_\beta}{p_{i,3\phi}} + \frac{1}{6} (\tan(\varphi) + \sqrt{3} + \omega LA \sec^2(\varphi)) \right)^2, \\
& \left(\frac{V_{\max}}{3|v_g| \cos(\varphi)} \right)^2 \geq \left(\frac{\Delta p_\alpha}{p_{i,3\phi}} - \frac{1}{6} (1 + \sqrt{3} (\tan(\varphi) + \omega LA \sec^2(\varphi))) \right)^2 \\
& \quad + \left. \left(\frac{\Delta p_\beta}{p_{i,3\phi}} + \frac{1}{6} (\tan(\varphi) - \sqrt{3} + \omega LA \sec^2(\varphi)) \right)^2 \right\} \quad (3.31)
\end{aligned}$$

A partir de (3.31) se puede interpretar el dominio \mathcal{F} , en el plano $\frac{\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}}$, como la región comprendida por la intersección de tres círculos desviados del centro. La representación gráfica de \mathcal{F} para diferentes factores de potencia se muestra en la Fig. 3.5.

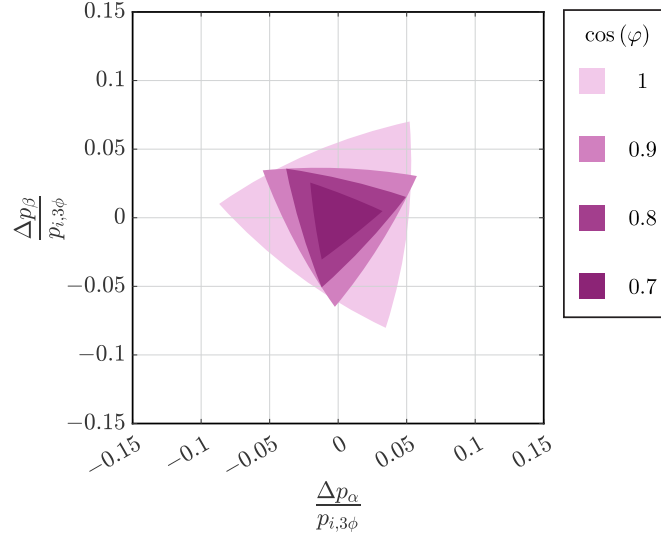


Figura 3.5: Dominio \mathcal{F} para diferentes factores de potencia.

Es importante notar que la reducción del factor de potencia, considerando potencia activa inyectada en la red constante, implica tener corrientes con mayor magnitud. Por esta razón, la tensión simétrica generada por el convertidor debe aumentar, con lo cual, la brecha disponible para introducir una tensión de modo común se hace menor. Este comportamiento, en la Fig. 3.5, se traduce en dominios \mathcal{F} de menor área a medida que se reduce el factor de potencia.

Por otra parte, al incluir las restricciones en la tensión del inversor modeladas por (3.20d), la región factible generada \mathcal{O} se puede escribir en términos de su borde $\partial\mathcal{O}$. Esta frontera está dada por la máxima amplitud de la componente fundamental de una tensión de modo común v_0^* totalmente saturada. En la Fig. 3.6, se presentan ejemplos de cómo luce v_0^* en este caso.

Cabe señalar que, con el fin de homogeneizar los gráficos de tensión, se empleó el marco de referencia angular $\theta + \xi$ que se aprecia en la Fig. 3.6. Este se obtiene desplazando el ángulo de referencia θ asociado a las tensiones de la red $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta}$ en un ángulo ξ , cuya expresión analítica se presenta en (3.32).

$$\xi = \arctan \left(\frac{\omega LA}{1 + \omega LB} \right) \quad (3.32)$$

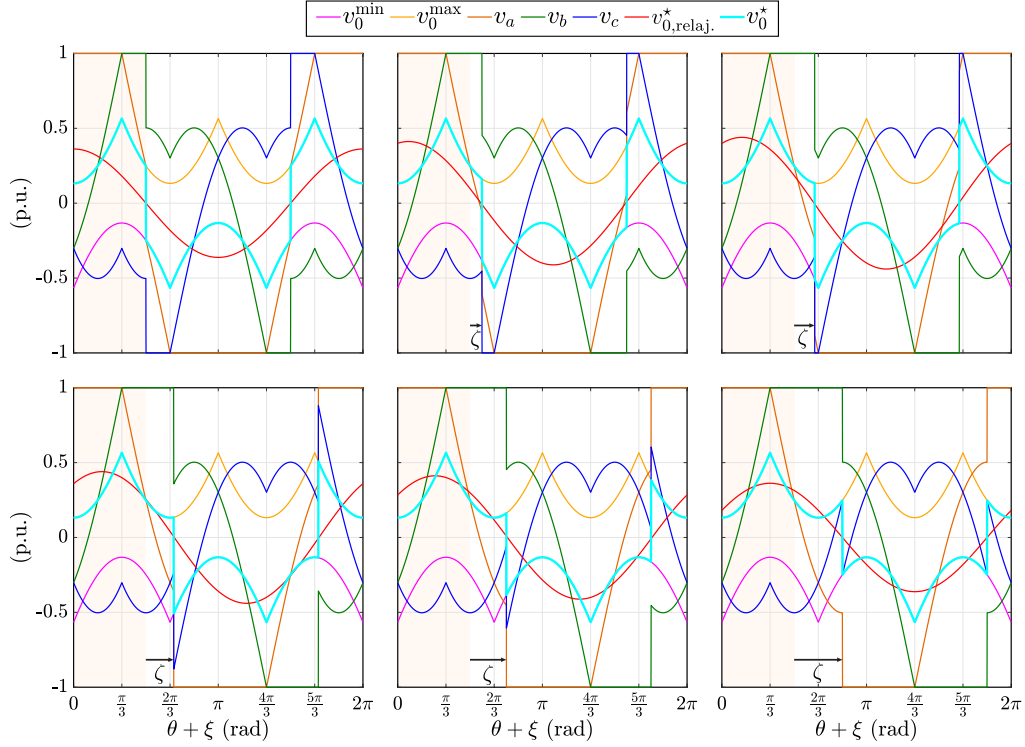


Figura 3.6: v_0^* totalmente saturada, límites superior/inferior v_0^{\max}/v_0^{\min} , solución relajada $v_{0,relaj}^*$ y tensiones de salida en el inversor v_a , v_b , v_c .

En la Fig. 3.6 se observa la tensión de modo común v_0^* totalmente saturada para seis valores distintos del parámetro ζ cuyo marco de referencia está desplazado en $\frac{\pi}{2}$ radianes respecto a $\theta + \xi$. Además, se puede apreciar la componente fundamental de v_0^* , la cual es equivalente a la tensión de modo común calculada para el caso relajado $v_{0,relaj}^*$ de la sección 3.3.2. De esta manera, es posible evidenciar que, a medida que aumenta ζ , la onda v_0^* va transmutando su forma desde la que se observa para $\zeta = 0$ (cuadro superior izquierdo) a la forma en $\zeta = \frac{\pi}{3}$ (cuadro inferior derecho). En este recorrido la tensión $v_{0,relaj}^*$ se desplaza cambiando su magnitud desde un valor máximo en $\zeta = 0$ a un mínimo en $\zeta = \frac{\pi}{6}$ y vuelve a su máximo en $\zeta = \frac{\pi}{3}$ ¹. Luego, se puede inferir que si se incrementa el parámetro ζ más allá de $\frac{\pi}{3}$ se observaría que v_0^* vuelve a convertirse en la forma con $\zeta = 0$ aunque desplazada en $\frac{2\pi}{3}$ radianes en el marco $\theta + \xi$.

El análisis precedente permite aseverar que la onda v_0^* toma tres veces la misma forma en un recorrido en el dominio $0 \leq \theta + \xi \leq 2\pi$ en términos de ζ . Además, la transición entre dos formas equivalentes sucesivas es simétrica respecto a un punto central. Por ejemplo, consideremos las formas equivalentes para $\zeta = 0$ y $\zeta = \frac{2\pi}{3}$ analizadas previamente. La transición entre estas dos formas tiene una simetría respecto al punto central, es decir, respecto a la forma para $\zeta = \frac{\pi}{3}$. Por ende, el estudio de la onda v_0^* se puede reducir a un horizonte en que el parámetro ζ exista en el intervalo $\bar{Z} = \{\zeta \in \mathbb{R} : 0 \leq \zeta \leq \frac{\pi}{3}\}$ sin pérdida de generalidad.

En primer lugar, para $\zeta \in [0, \frac{\pi}{6}]$, la tensión de modo común saturada puede ser descrita analíticamente por (3.33).

$$\check{v}_0^* = \begin{cases} V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta}), & 0 \leq \bar{\theta} \leq \frac{\pi}{3} \\ V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta} - \frac{2\pi}{3}), & \frac{\pi}{3} \leq \bar{\theta} \leq \frac{\pi}{2} + \zeta \\ -V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta} + \frac{2\pi}{3}), & \frac{\pi}{2} + \zeta \leq \bar{\theta} \leq \frac{2\pi}{3} \\ -V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta}), & \frac{2\pi}{3} \leq \bar{\theta} \leq \frac{4\pi}{3} \\ -V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta} - \frac{2\pi}{3}), & \frac{4\pi}{3} \leq \bar{\theta} \leq \frac{3\pi}{2} + \zeta \\ V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta} + \frac{2\pi}{3}), & \frac{3\pi}{2} + \zeta \leq \bar{\theta} \leq \frac{5\pi}{3} \\ V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta}), & \frac{5\pi}{3} \leq \bar{\theta} \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.33)$$

¹Esta aserción es un resultado del análisis desarrollado en esta sección.

donde $\lambda = |v_g| \sqrt{(1 + \omega LB)^2 + (\omega LA)^2}$ y $\bar{\theta} = \theta + \xi$.

Luego, las componentes fundamentales cosenoidal $\check{v}_{0,c}^*$ y sinusoidal $\check{v}_{0,s}^*$ pueden ser expresadas paramétricamente en términos de ζ por (3.34) y (3.35), respectivamente.

$$\check{v}_{0,c}^*(\zeta) = \frac{4}{\pi} V_{\max} \cos(\zeta) - \frac{\sqrt{3}\lambda}{2\pi} \cos(2\zeta) - \left(\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \frac{1}{2} \right) \lambda \quad (3.34)$$

$$\check{v}_{0,s}^*(\zeta) = \frac{4}{\pi} V_{\max} \sin(\zeta) - \frac{\sqrt{3}\lambda}{2\pi} \sin(2\zeta) - \frac{\sqrt{3}\zeta}{\pi} \lambda \quad (3.35)$$

Ahora, si consideramos el intervalo $\zeta \in [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}]$, la tensión de modo común saturada puede ser modelada por la función presentada en (3.36).

$$\tilde{v}_0^* = \begin{cases} V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta}), & 0 \leq \bar{\theta} \leq \frac{\pi}{3} \\ V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta} - \frac{2\pi}{3}), & \frac{\pi}{3} \leq \bar{\theta} \leq \frac{\pi}{2} + \zeta \\ -V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta}), & \frac{\pi}{2} + \zeta \leq \bar{\theta} \leq \frac{4\pi}{3} \\ -V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta} - \frac{2\pi}{3}), & \frac{4\pi}{3} \leq \bar{\theta} \leq \frac{3\pi}{2} + \zeta \\ V_{\max} - \lambda \cos(\bar{\theta}), & \frac{3\pi}{2} + \zeta \leq \bar{\theta} \leq 2\pi \end{cases} \quad (3.36)$$

Con lo cual, las componentes fundamentales cosenoidal $\tilde{v}_{0,c}^*$ y sinusoidal $\tilde{v}_{0,s}^*$ se pueden escribir, en términos de ζ , de acuerdo a (3.37) y (3.38), respectivamente.

$$\tilde{v}_{0,c}^*(\zeta) = \frac{4}{\pi} V_{\max} \cos(\zeta) - \frac{\sqrt{3} \cos(2\zeta) + 3 \sin(2\zeta)}{4\pi} \lambda - \frac{3\pi + \sqrt{3} - 6\zeta}{4\pi} \lambda \quad (3.37)$$

$$\tilde{v}_{0,s}^*(\zeta) = \frac{4}{\pi} V_{\max} \sin(\zeta) + \frac{3 \cos(2\zeta) - \sqrt{3} \sin(2\zeta)}{4\pi} \lambda - \frac{\frac{\pi}{\sqrt{3}} + 3 + 2\sqrt{3}\zeta}{4\pi} \lambda \quad (3.38)$$

Al inspeccionar las expresiones (3.37) y (3.38) se nota que estas pueden ser obtenidas aplicando una adecuada reflexión \mathbf{R}_e a (3.34) y (3.35), es decir:

$$\tilde{v}_{0,cs}^*(\zeta) = \mathbf{R}_e \check{v}_{0,cs}^* \left(\frac{\pi}{3} - \zeta \right) \quad (3.39)$$

donde $\tilde{v}_{0,cs}^*(\zeta) = [\tilde{v}_{0,c}^*(\zeta) \tilde{v}_{0,s}^*(\zeta)]^\top$, $\check{v}_{0,cs}^*(\frac{\pi}{3} - \zeta) = [\check{v}_{0,c}^*(\frac{\pi}{3} - \zeta) \check{v}_{0,s}^*(\frac{\pi}{3} - \zeta)]^\top$ y la matriz de reflexión \mathbf{R}_e se define como:

$$\mathbf{R}_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Por lo tanto, la componente fundamental de la tensión de modo común en sus partes cosenoidal $\bar{v}_{0,c}^*$ y sinusoidal $\bar{v}_{0,s}^*$ en el intervalo \bar{Z} y sintetizadas en el vector $\bar{v}_{0,cs}^*(\zeta) = [\bar{v}_{0,c}^*(\zeta) \bar{v}_{0,s}^*(\zeta)]^\top$ se puede escribir como

$$\bar{v}_{0,cs}^*(\zeta) = \begin{cases} \check{v}_{0,cs}^*(\zeta), & 0 \leq \zeta < \frac{\pi}{6} \\ \mathbf{R}_e \check{v}_{0,cs}^* \left(\frac{\pi}{3} - \zeta \right), & \frac{\pi}{6} \leq \zeta \leq \frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (3.41)$$

Ahora, teniendo cuenta la periodicidad de v_0^* parametrizada en ζ , sus componentes de frecuencia fundamental en el intervalo $Z = \{\zeta \in \mathbb{R} : 0 \leq \zeta \leq 2\pi\}$ y en términos de (3.41) se pueden representar como sigue

$$\mathbf{v}_{0,cs}^*(\zeta) = \mathbf{R}_o^p \bar{v}_{0,cs}^* \left(\zeta - p \frac{\pi}{3} \right), \quad p \frac{\pi}{3} \leq \zeta < (p+1) \frac{\pi}{3}, \quad (3.42)$$

donde $\mathbf{v}_{0,cs}^*(\zeta) = [v_{0,c}^*(\zeta) v_{0,s}^*(\zeta)]^\top$ y $p \in \{0, 1, \dots, 5\}$ permite calcular las potencias de la matriz de rotación \mathbf{R}_o que se define como

$$\mathbf{R}_o = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.43)$$

De esta manera, la componente fundamental de la tensión de modo común totalmente saturada $v_{0,\text{sat},\text{fund}}^*(\zeta)$, con $\zeta \in Z$, puede ser escrita como

$$v_{0,\text{sat},\text{fund}}^*(\zeta) = v_{0,c}^*(\zeta) \cos(\theta + \xi) + v_{0,s}^*(\zeta) \sin(\theta + \xi), \quad (3.44)$$

por lo tanto, al tener en consideración que las tensiones de red son simétricas con la forma $\mathbf{v}_{g,\alpha\beta} = |v_g| [\cos(\theta) \sin(\theta)]^\top$, la tensión $v_{0,\text{sat},\text{fund}}^*$ se puede reescribir según (3.45)

$$v_{0,\text{sat},\text{fund}}^* = |v_g|^{-1} \mathbf{v}_{0,cs}^{*\top}(\zeta) \mathbf{K}_\xi \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}, \quad (3.45)$$

donde la matriz de rotación \mathbf{K}_ξ se define como

$$\mathbf{K}_\xi = \begin{bmatrix} \cos(\xi) & -\sin(\xi) \\ \sin(\xi) & \cos(\xi) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

Luego, al comparar la expresión analítica (3.45) con (3.26) se obtiene la relación (3.47) que permite representar $\partial\mathcal{O}$ en el plano $\Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta}$.

$$\partial\mathcal{O} = \left\{ \Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta} \in \mathbb{R}^2 : \frac{\Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}} = \frac{\sec(\varphi)}{3|v_g|} \mathbf{K}_\varphi \mathbf{K}_\xi^\top \mathbf{v}_{0,cs}^*(\zeta), \quad 0 \leq \zeta \leq 2\pi \right\} \quad (3.47)$$

donde la matriz \mathbf{K}_φ se define como

$$\mathbf{K}_\varphi = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Para visualizar el resultado obtenido, en la Fig. 3.7 se presenta $\partial\mathcal{O}$ para diferentes factores de potencia y potencia activa inyectada.

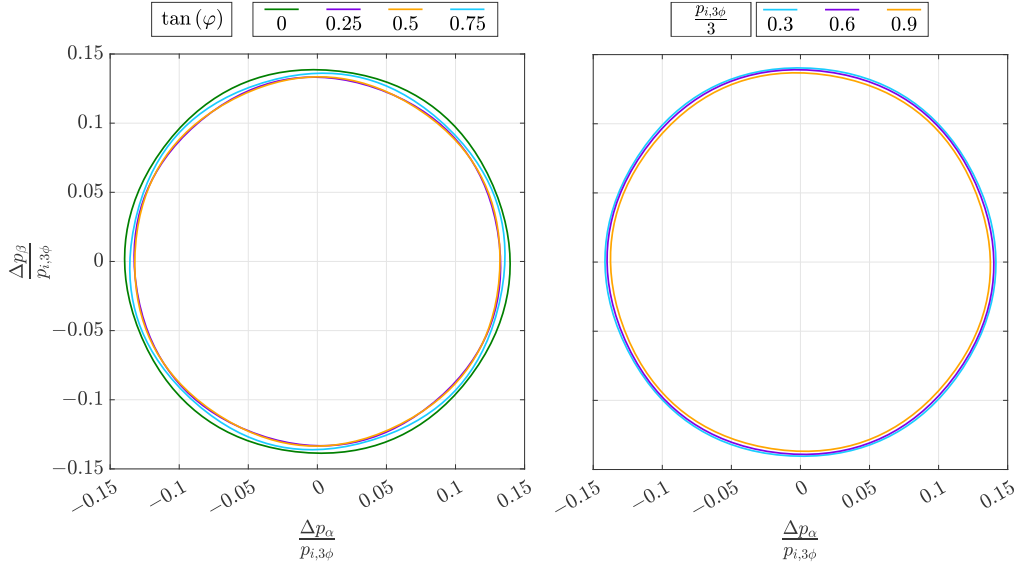


Figura 3.7: $\partial\mathcal{O}$ para disímiles factores de potencia con $\frac{p_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3}$ p.u. (izquierda) y distintas potencias inyectadas en la red con $\tan(\varphi) = 0$ (derecha).

A partir de la Fig. 3.7, es importante señalar que cada curva correspondiente a $\partial\mathcal{O}$ tiene un radio oscilatorio desde el origen del plano $\frac{\Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}}$. Para observar con mayor detalle, en la Fig. 3.8 se grafican los radios máximos y mínimos de $\partial\mathcal{O}$ considerando $\frac{p_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3}$ p.u. y $\tan(\varphi) = 0.9$.

Al observar la Fig. 3.8, es posible notar que la complejidad relacionada a la expresión analítica (3.47) de $\partial\mathcal{O}$ puede ser reducida notablemente si se aproxima el borde de \mathcal{O} con una circunferencia centrada en el origen del plano $\frac{\Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}}$ y de radio igual al de $\partial\mathcal{O}^{\min}$. De esta manera, el borde de la región factible aproximada $\partial\bar{\mathcal{O}}$ puede ser expresada como

$$\partial\bar{\mathcal{O}} = \left\{ \Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta} \in \mathbb{R}^2 : \frac{\|\Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta}\|}{p_{i,3\phi}} = \frac{\sec(\varphi)}{3|v_g|} \left\| \mathbf{v}_{0,cs}^* \left(\frac{\pi}{6} \right) \right\| \right\}, \quad (3.49)$$

donde

$$\left\| \mathbf{v}_{0,cs}^* \left(\frac{\pi}{6} \right) \right\| = \frac{4}{\pi} V_{\max} - \left(\frac{3}{2\pi} + \frac{\sqrt{3}}{3} \right) \lambda. \quad (3.50)$$

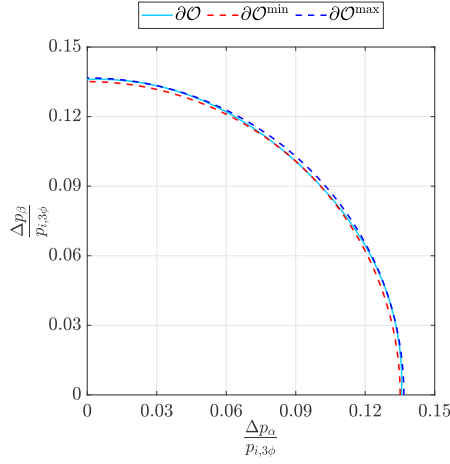


Figura 3.8: $\partial\mathcal{O}$ y sus límites inferior/superior ($\partial\mathcal{O}^{\min}/\partial\mathcal{O}^{\max}$) para $\frac{p_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3}$ p.u. y $\tan(\varphi) = 0.9$.

Con lo cual, es posible reescribir $\partial\bar{\mathcal{O}}$ como se muestra a continuación:

$$\partial\bar{\mathcal{O}} = \left\{ \Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta} \in \mathbb{R}^2 : \frac{\|\Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta}\|}{p_{i,3\phi}} = \frac{\sec(\varphi)}{3} \left(\frac{4}{\pi} \frac{V_{\max}}{|v_g|} - \left(\frac{3}{2\pi} + \frac{\sqrt{3}}{3} \right) \sqrt{(1 + \omega LB)^2 + (\omega LA)^2} \right) \right\} \quad (3.51)$$

Es primordial indicar que $\partial\bar{\mathcal{O}}$ es borde de un subconjunto del dominio factible original \mathcal{O} , por ende los elementos en su interior siempre son puntos factibles del problema original (3.20).

Por último, el dominio de todos los desbalances de potencia posibles se denota \mathcal{H} y su expresión analítica corresponde a (3.52).

$$\mathcal{H} = \{ \Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta} \in \mathbb{R}^2 : \Psi \Delta\mathbf{p}_{\alpha\beta} \leq \mathbf{b} \} \quad (3.52)$$

donde

$$\Psi = \frac{3}{p_{i,3\phi}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \\ 1 \\ 2 \\ 1 \\ 2 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Dada la estructura de cada uno de los dominios definidos, siempre se cumple que $\mathcal{F} \subset \mathcal{O} \subset \mathcal{H}$. Por ende, en la carta de operación se tendrá que \mathcal{H} define los puntos físicamente posibles, \mathcal{O} contiene los puntos donde la operación de la planta es factible inyectando una tensión de modo común con armónicos y en \mathcal{F} yacen los puntos donde la operación es posible con una tensión de modo común sinusoidal de frecuencia fundamental.

3.4 Generador de referencias

El correcto manejo de la energía de entrada y salida en los diferentes puertos del sistema de conversión requiere de consignas para las variables que los controladores se encargan de materializar.

El lado de generación requiere conocer cuáles deben ser las tensiones $v_{pv,k}^j$ que el controlador expuesto en la Fig. 3.4 requiere como entrada. En consonancia con lo mencionado anteriormente, esta parte del generador de referencias es equivalente al esquema MPPT de tipo *Perturbe and Observe (P&O)*. En particular, es importante señalar que la frecuencia de ejecución de este esquema se fijará en torno a los 10 Hz.

Por su parte, las variables de salida del convertidor que requiere como entrada el controlador de corriente PSMPC son las corrientes de red $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*$ en estado estacionario y los índices de modulación $\boldsymbol{\mu}^*$. En cuanto a las corrientes de red en estado estacionario, es posible utilizar la expresión (3.13). Esto requiere de una estimación de la componente fundamental de la tensión en la red, para lo cual se implementa un sistema *phase-locked loop (PLL)* basado en un *synchronous reference frame*

(SRF-PLL)[59]. Por su parte, la potencia activa total en el convertidor estimada $\hat{p}_{i,3\phi}$ es calculada por el esquema MPPT que recibe las mediciones de tensión y corriente en todos los terminales de generación, mientras que el ángulo de factor de potencia φ es un parámetro fijado externamente a la planta. Por ello, las corrientes de referencia para el controlador de corriente son

$$\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^* = \begin{bmatrix} \hat{A} & \hat{B} \\ -\hat{B} & \hat{A} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_{g,\alpha\beta} \quad (3.54)$$

donde $\hat{A} = \frac{2}{3} \frac{\hat{p}_{i,3\phi}}{|\hat{\mathbf{v}}_{g,\alpha\beta}|^2}$, $\hat{B} = \frac{2}{3} \frac{\hat{p}_{i,3\phi}}{|\hat{\mathbf{v}}_{g,\alpha\beta}|^2} \tan(\varphi)$ y $\hat{\mathbf{v}}_{g,\alpha\beta}$ es la tensión de red estimada por el SRF-PLL.

Por otra parte, los índices de modulación en estado estacionario $\boldsymbol{\mu}^*$ requeridos por el controlador de corriente PSMPC se pueden calcular como la tensión simétrica más la tensión de modo común que debe producir el convertidor. Para las tensiones simétricas es posible adecuar la expresión (3.17) e incluir en ella las pérdidas en el filtro RL para quedar

$$\hat{\mathbf{v}}_{abc}^{\text{sym}} = \frac{3}{2} \mathbf{K}^\top \begin{bmatrix} 1 + R\hat{A} + \omega L\hat{B} & -\omega L\hat{A} + R\hat{B} \\ \omega L\hat{A} - R\hat{B} & 1 + R\hat{A} + \omega L\hat{B} \end{bmatrix} \hat{\mathbf{v}}_{g,\alpha\beta} \quad (3.55)$$

Por su parte, la determinación de la tensión de modo común se puede concretar evaluando la expresión

$$v_0^* = \text{mid}\{v_0^{\min}, \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}^*, v_0^{\max}\}. \quad (3.56)$$

En particular, la determinación de $\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta}$ en cada paso de control es un punto que se trata detalladamente en la sección 3.4.1. De esta manera, los índices de modulación $\boldsymbol{\mu}^*$ se calculan considerando la tensión nominal de los *dc-links* como se muestra a continuación

$$\boldsymbol{\mu}^* = \frac{\hat{\mathbf{v}}_{abc}^{\text{sym}} + v_0^*}{V_{\max}}. \quad (3.57)$$

3.4.1 Cálculo en tiempo real de los multiplicadores para determinar la tensión de modo común óptima

La resolución en tiempo real del problema de optimización planteado en (3.20) se puede llevar cabo empleando un algoritmo iterativo y distribuido. Considerando el principio de Pontryagin, la determinación de la tensión de modo común óptima se puede efectuar calculando los multiplicadores $\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}$ respectivos al punto de operación. Como se mencionó en la sección 3.3.3 estos multiplicadores deben calcularse como solución del sistema de ecuaciones (3.28).

Si la ecuación (3.28) se plantea como un problema de búsqueda de ceros, el método Newton-Raphson permite determinar iterativamente los valores de $\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}$. La convergencia del algoritmo se garantiza mediante el preproceso de las entradas, definiendo un problema cuya solución sea factible de acuerdo al análisis presentado en la sección 3.3.4. De esta manera, se define la función vectorial $\mathbf{F}_{\alpha\beta}(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta})$ como sigue:

$$\mathbf{F}_{\alpha\beta}(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}) = \langle \text{mid}\{v_0^{\min}, \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^\top \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}, v_0^{\max}\} \mathbf{i}_{g,\alpha\beta} \rangle - \boldsymbol{\Delta} \mathbf{p}_{\alpha\beta} = 0 \quad (3.58)$$

Luego, los ceros de $\mathbf{F}_{\alpha\beta}$ pueden ser determinados empleando la fórmula recursiva (3.59).

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell+1)} = \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} - \mathbf{J}^{-1} \left(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} \right) \mathbf{F}_{\alpha\beta} \left(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} \right), \quad (3.59)$$

donde $\mathbf{J} \left(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} \right) = \nabla \mathbf{F}_{\alpha\beta} \left(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} \right)$ es la matriz jacobiana de $\mathbf{F}_{\alpha\beta}$.

Numéricamente, cada componente de la matriz jacobiana J_{ij} , con $i \in \{\alpha, \beta\}$ y $j \in \{\alpha, \beta\}$, es calculada utilizando la fórmula de diferencias centradas (3.60)

$$J_{ij} \left(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} \right) = \frac{F_i \left(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} + h \mathbf{e}_j \right) - F_i \left(\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}^{(\ell)} - h \mathbf{e}_j \right)}{2h}, \quad (3.60)$$

donde $h > 0$ y \mathbf{e}_j es un vector unitario tal que:

$$\mathbf{e}_\alpha = [1 \ 0]^\top, \quad \mathbf{e}_\beta = [0 \ 1]^\top \quad (3.61)$$

Por otra parte, el cálculo de la inversa de la matriz jacobiana se puede llevar a cabo de forma directa a través de la siguiente expresión analítica.

$$\mathbf{J}^{-1} = \frac{1}{J_{\alpha\alpha}J_{\beta\beta} - J_{\alpha\beta}J_{\beta\alpha}} \begin{bmatrix} J_{\beta\beta} & -J_{\alpha\beta} \\ -J_{\beta\alpha} & J_{\alpha\alpha} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

En consecuencia, la determinación de los multiplicadores $\psi_{\alpha\beta}$ se puede efectuar recursivamente de acuerdo a un criterio de convergencia, o bien, máximo número de iteraciones.

Es importante destacar que las variables que determinan el punto de operación del convertidor tienen una dinámica considerablemente más lenta que el lazo de corriente. Estas corresponden a las potencias disponibles en cada fase \mathbf{p}_{abc} atribuido a la baja frecuencia de los esquemas MPPTs, la magnitud de tensión en la red $|v_g|$ y el factor de potencia φ de la planta. Por consiguiente, la tasa de actualización de los multiplicadores $\psi_{\alpha\beta}$ se puede reducir sin desmedro del funcionamiento en estado estacionario de la planta.

A su vez, el empleo de una plataforma de cálculo monolítica implica que se debe fijar el horizonte de control de acuerdo al controlador más rápido, es decir, todos los procesos deben ejecutarse cada T_s unidades de tiempo correspondiente al periodo de muestreo de las mediciones y, consecuentemente, el periodo del controlador de corriente. De esta manera, la implementación del algoritmo iterativo con una frecuencia de cómputo menor puede provocar que la carga computacional ligada al cálculo iterativo en los respectivos pasos de control conlleve al surgimiento de *overruns*. Esto quiere decir que la plataforma de cómputo podría tardar más tiempo que el disponible en un horizonte de control. Por lo tanto, se plantea la idea de distribuir el cálculo iterativo de los multiplicadores y así no concentrar la ejecución del algoritmo en un único horizonte de control. Para ello, se confeccionó un algoritmo iterativo y distribuido cuyo esquema se presenta en la Fig. 3.9.

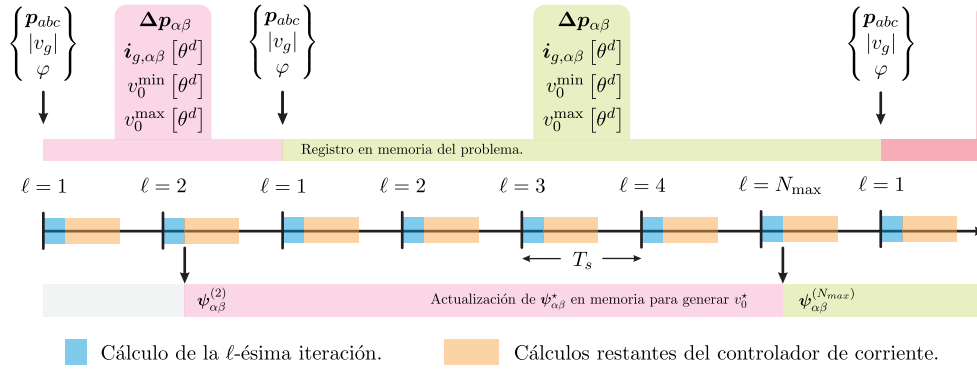


Figura 3.9: Algoritmo distribuido de búsqueda de ceros para la determinación de los multiplicadores $\psi_{\alpha\beta}^*$ que permiten construir la tensión de modo común óptima.

En la Fig. 3.9 se puede apreciar que el primer periodo ($\ell = 1$) es utilizado para actualizar las variables $\{\mathbf{p}_{abc} |v_g| \varphi\}$, las cuales se usan para definir el problema que se pretende resolver. El modelo se almacena en memoria a través de los registros de $\Delta \mathbf{p}_{\alpha\beta}$, $\mathbf{i}_{g,\alpha\beta} [\theta^d]$, $v_0^{\min} [\theta^d]$, $v_0^{\max} [\theta^d]$ y el punto de partida del algoritmo $\psi_{\alpha\beta}^{(0)}$. Es relevante tener en cuenta que la variable angular θ^d pertenece al dominio Θ^d correspondiente a un muestreo del dominio continuo $\Theta = [0, 2\pi]$ y que cuya representación matemática es:

$$\theta^d \in \Theta^d = \left\{ 0, \frac{2\pi}{N^d - 1}, 2\frac{2\pi}{N^d - 1}, \dots, (N^d - 2) \frac{2\pi}{N^d - 1}, 2\pi \right\}, \quad (3.63)$$

donde $\#\Theta^d = N^d$ es la cardinalidad del dominio muestreado.

En la parte superior de la Fig. 3.9, se presenta una barra horizontal cuyos colores indican el instante de definición y permanencia del modelo en memoria. Junto con ello, se calcula el punto de partida considerando la expresión analítica (3.24) asociada al problema relajado.

Luego, al principio de los siguientes periodos de control se efectúan las sucesivas iteraciones, así como también la evaluación del criterio de convergencia. Cuando este último se cumple ocurre la actualización de los multiplicadores $\psi_{\alpha\beta}^*$ que permiten generar la tensión de modo común óptima y

su respectivo registro en memoria. De esta manera, se evidencia que la frecuencia de actualización de los multiplicadores es variable y dependiente del número de iteraciones necesarias para cumplir con el criterio de convergencia. En caso de no lograrlo, se restringe el algoritmo a un número máximo de iteraciones N_{\max} , el cual se relaciona al cociente entre el periodo del controlador de corriente T_s y el máximo periodo del algoritmo iterativo T_{ψ}^{\max} de acuerdo a la ecuación (3.64)

$$N_{\max} = \frac{T_{\psi}^{\max}}{T_s}. \quad (3.64)$$

El algoritmo iterativo y distribuido descrito contribuye a la implementación en tiempo real de la búsqueda de ceros correspondientes a los multiplicadores $\psi_{\alpha\beta}^*$ que permiten construir la tensión de modo común óptima. En la sección 4.5 se despliega un análisis de la técnica presentada en cuanto al número de iteraciones requeridas para que el algoritmo converja en los diferentes puntos de operación del sistema en estudio.

3.5 Controlador de corriente en tiempo real

El objetivo de esta sección consiste en determinar las actuaciones óptimas del sistema de modo que se minimice una función objetivo tradicional para el convertidor CHB. Con el fin de plantear el problema de control óptimo, es necesario contar con un modelo matemático adecuado del sistema, así como la función que se desea optimizar y la definición del dominio factible de las actuaciones.

3.5.1 Modelo del convertidor CHB conectado a una red trifásica

En la sección 3.1 se describió detalladamente el modelo circuital del convertidor CHB con dos etapas por SM. En esta instancia la idea es plantear un modelo del sistema desde los terminales de salida hacia el filtro y la red de modo que se pueda construir un esquema control de corriente. Para ello se ha asumido que la tensión en todos los *dc-links* es igual al valor nominal v_{dc}^* así como en la definición de cada matriz o vector se explicita el conjunto al que pertenece con el fin de ser claro con sus dimensiones.

De esta manera, el planteamiento del controlador se realiza utilizando el modelo promedio del CHB en coordenadas $\alpha\beta$. Para esto, se aplica la transformación (3.8) a (3.1) obteniendo

$$L \frac{d\mathbf{i}_{g,\alpha\beta}}{dt} + R\mathbf{i}_{g,\alpha\beta} + \mathbf{v}_{g,\alpha\beta} = v_{dc}^* \mathbf{K} \mathbf{H} \mathbf{m} = \mathbf{P} \mathbf{m}, \quad (3.65)$$

donde $\mathbf{H} = [\mathbf{I}_3 \cdots \mathbf{I}_3] \in \mathbf{R}^{3 \times 3N}$, \mathbf{I}_3 es la matriz identidad de orden 3 y el vector de índices de modulación $\mathbf{m} \in \mathbf{R}^{3N \times 1}$ se define como

$$\mathbf{m} = [\mathbf{m}_1^\top \mathbf{m}_2^\top \cdots \mathbf{m}_N^\top]^\top \quad (3.66)$$

$$\mathbf{m}_j = [m_a^j \ m_b^j \ m_c^j]^\top, \quad j \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (3.67)$$

Ahora, el empleo de un controlador digital, cuyo periodo de muestreo es T_s , requiere de un modelo muestreado en cada instante $t = T_s k$, por consiguiente, el sistema muestreado equivalente de la planta, considerando retención de orden 0, se presenta a continuación

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi \mathbf{x}(k) + \tilde{\Gamma} \mathbf{m}(k) + \Upsilon \mathbf{v}(k), \quad (3.68)$$

donde $\mathbf{x}(k) = \mathbf{i}_{g,\alpha\beta}(k)$, $\mathbf{v}(k) = \mathbf{v}_{g,\alpha\beta}(k)$ y

$$\Phi = e^{-\frac{R}{L} T_s} \mathbf{I}_2, \quad \tilde{\Gamma} = \frac{\rho}{L} \mathbf{P}, \quad \Upsilon = -\frac{\rho}{L} \mathbf{I}_2, \quad \rho = \frac{L}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L} T_s}\right). \quad (3.69)$$

3.5.2 Phase-Shifted MPC (PSMPC)

La transformación de los índices de modulación en pulsos de disparo empleados para accionar los semiconductores que conforman cada submódulo del convertidor CHB es tarea del esquema de modulación. En este trabajo se emplea la estrategia PSPWM, cuya implementación en una plataforma digital impone restricciones. El diagrama de la Fig. 3.10 exhibe el comportamiento de

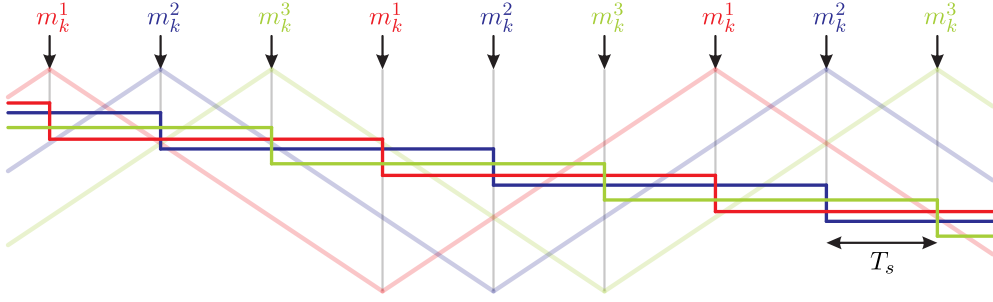


Figura 3.10: Esquema de modulación PSPWM para una fase genérica k y $N = 3$.

los índices de modulación de una fase genérica k , la cual se ha asumido que está compuesta por tres submódulos.

En primer lugar, el uso de la técnica de muestreo asimétrica implica que cada señal m_k^j debe ser actualizada cuando su onda portadora respectiva llega a un máximo y a un mínimo. En la Fig. 3.10, las ondas portadoras se aprecian como ondas triangulares de color tenue. Por su parte, el uso de PSPWM conlleva a que cada onda portadora tenga un desfase relativo igual a π/N radianes, por lo cual los índices de modulación de cada celda se renuevan de manera secuencial como se aprecia en la Fig. 3.10 [28]. Esto quiere decir que, con un periodo de T_s segundos, se actualiza el índice de modulación de las celdas j manteniendo constantes las restantes. En el paso siguiente, se calcula el índice de modulación de la celda $j + 1$ y así sucesivamente. Por lo demás, es importante señalar que este proceso se realiza para las tres fases simultáneamente.

Dicho lo anterior, es imperativo que el controlador de corriente MPC adquiera este patrón de actualizaciones secuenciales, es decir, en el periodo de control asociado al grupo de celdas indexadas como $j \in \{1, 2, \dots, N\}$ las variables de decisión del problema de control son

$$\boldsymbol{\mu}_j(k) = \left[m_a^j(k) \ m_b^j(k) \ m_c^j(k) \right]^\top. \quad (3.70)$$

Entonces, el modelo del sistema muestreado puede reescribirse de la siguiente forma

$$\mathbf{x}(k+1) = \boldsymbol{\Phi}\mathbf{x}(k) + \boldsymbol{\Gamma}\boldsymbol{\mu}_j(k) + \mathbf{g}_j(k), \quad (3.71)$$

donde

$$\boldsymbol{\Gamma} = v_{dc}^* \frac{\rho}{L} \mathbf{K}, \quad \mathbf{g}_j = \tilde{\boldsymbol{\Gamma}}_j \tilde{\mathbf{m}}_j(k) + \boldsymbol{\Upsilon} \mathbf{v}(k), \quad \tilde{\boldsymbol{\Gamma}}_j = \boldsymbol{\Gamma} \tilde{\mathbf{H}}, \quad (3.72)$$

con $\tilde{\mathbf{H}} = [\mathbf{I}_3 \dots \mathbf{I}_3] \in \mathbf{R}^{3 \times 3(N-1)}$ y $\tilde{\mathbf{m}}_j(k) \in \mathbf{R}^{3(N-1) \times 1}$ definido como

$$\tilde{\mathbf{m}}_j(k) = \left[\mathbf{m}_1^\top(k) \dots \mathbf{m}_{j-1}^\top(k) \ \mathbf{m}_{j+1}^\top(k) \dots \mathbf{m}_N^\top(k) \right]^\top. \quad (3.73)$$

Un punto destacable de tener en consideración corresponde a la compensación del retraso producido por el controlador implementado en una plataforma digital. En este trabajo se asumirá que el cálculo del índice de modulación de las celdas j se llevará a cabo en el periodo de control anterior $j - 1$. Esto se grafica en la Fig. 3.11 donde, como ejemplo, en el instante en que se aplica el valor actualizado de m_k^1 el controlador comenzará a ejecutar una nueva rutina donde se actualizará el valor de m_k^2 en lugar de m_k^1 .

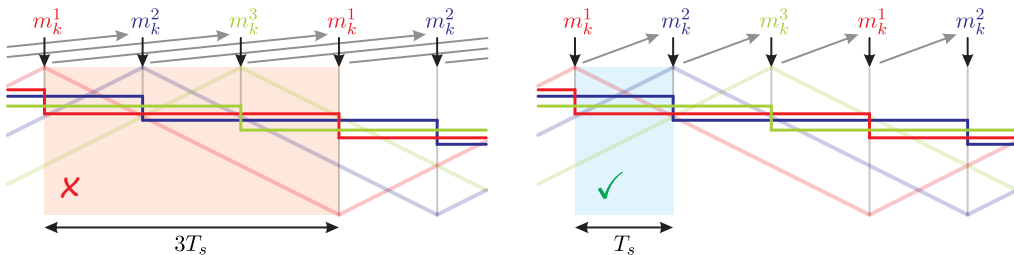


Figura 3.11: Compensación por retraso en la aplicación de los índices de modulación.

De esta manera, en la interrupción asociada a las celdas j se calcularán las actualizaciones para las celdas $j + 1$. En consecuencia, la compensación por retardo en la aplicación de los índices de modulación será de T_s segundos, en lugar de $3T_s$ si es que se deseara actualizar las celdas j .

3.5.3 Controlador de corriente

La tarea del controlador de corriente consiste en decidir cuáles serán los índices de modulación $\boldsymbol{\mu}_j(k)$ que se aplicarán en el periodo de control siguiente de modo que la corriente del sistema realice el seguimiento de un valor de referencia. En el caso de un controlador tipo MPC, el proceso de toma de decisión se efectúa en base a la evaluación de una función objetivo cuyas entradas se estiman a partir del modelo del sistema muestreado. Para convertidores CHB conectados a una red, esta función objetivo tiene la forma [28]

$$f_j(\boldsymbol{\mu}_j(k); \sigma) = \|\mathbf{x}^*(k+1) - \mathbf{x}(k+1)\|_2^2 + \sigma \|\boldsymbol{\mu}_j^*(k) - \boldsymbol{\mu}_j(k)\|_2^2, \quad (3.74)$$

donde:

- $\mathbf{x}^*(k+1)$: Referencias de corriente provistas por el generador de referencias.
- σ : Factor de ponderación que permite ajustar el ancho de banda del controlador.
- $\boldsymbol{\mu}_j^*(k)$: Índices de modulación de referencia dados por el generador de referencias.

Es menester tener en consideración que los puentes H que conforman cada submódulo permiten reproducir una tensión sinusoidal con bajo contenido armónico y ganancia unitaria siempre y cuando los índices de modulación se conserven dentro del rango de operación lineal. Este requisito se puede garantizar restringiendo las variables de decisión del controlador de acuerdo a

$$\boldsymbol{\mu}_j(k) \in \mathcal{M} = \{\boldsymbol{\mu}_j(k) \in \mathbf{R}^{3 \times 1} : -\mathbf{1}_3 \leq \boldsymbol{\mu}_j(k) \leq \mathbf{1}_3\}, \quad (3.75)$$

donde $\mathbf{1}_3 = [1 \ 1 \ 1]^\top$.

De esta manera, la formulación matemática del esquema MPC que permite determinar los índices de modulación óptimos $\boldsymbol{\mu}_j^*(k)$ para controlar la corriente del convertidor CHB conectado a una red trifásica se presenta a continuación.

$$\boldsymbol{\mu}_j^*(k) = \arg \min_{\boldsymbol{\mu}_j(k) \in \mathcal{M}} \|\mathbf{x}^*(k+1) - \mathbf{x}(k+1)\|_2^2 + \sigma \|\boldsymbol{\mu}_j^*(k) - \boldsymbol{\mu}_j(k)\|_2^2, \quad (3.76a)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{x}(k+1) = \Phi \mathbf{x}(k) + \Gamma \boldsymbol{\mu}_j(k) + \mathbf{g}_j(k) \quad (3.76b)$$

3.5.4 Reformulación del esquema MPC

Al observar la estructura de la formulación (3.76), se evidencia que al reemplazar la ecuación de espacio estado del sistema muestreado (3.76b) en la función objetivo (3.76a) se puede obtener la siguiente reformulación

$$\boldsymbol{\mu}_j^*(k) = \arg \min_{\boldsymbol{\mu}_j(k) \in \mathcal{M}} \|\mathbf{A}_c \boldsymbol{\mu}_j(k) - \mathbf{b}_c\|_2^2 \quad (3.77)$$

donde $\mathbf{A}_c = [\Gamma^\top \ \sigma \mathbf{I}_3]^\top \in \mathbf{R}^{5 \times 3}$ y $\mathbf{b}_c = [\mathbf{b}_1^\top \ \mathbf{b}_2^\top]^\top \in \mathbf{R}^{5 \times 1}$ con

$$\mathbf{b}_1 = \mathbf{x}^*(k+1) - \Phi \mathbf{x}(k) - \mathbf{g}_j(k), \quad \mathbf{b}_2 = \sigma \boldsymbol{\mu}_j^*(k). \quad (3.78)$$

De esta manera, el problema que se debe resolver para encontrar la solución óptima del esquema MPC es del tipo *box-constrained least squares* (BCLSs).

Solución del problema BCLSs relajado

Como primer acercamiento a la búsqueda de la resolución completa al problema (3.77) se plantea la solución al modelo relajado. Esto significa calcular la solución $\boldsymbol{\mu}_j^{\text{unc}}(k)$ del problema (3.77) sin considerar las restricciones impuestas por el dominio factible de las variables de decisión, es decir

$$\boldsymbol{\mu}_j^{\text{unc}}(k) = \arg \min_{\boldsymbol{\mu}_j(k) \in \mathbf{R}^{3 \times 1}} \|\mathbf{A}_c \boldsymbol{\mu}_j(k) - \mathbf{b}_c\|_2^2 \quad (3.79)$$

La solución a (3.79) es ampliamente conocida y corresponde a

$$\boldsymbol{\mu}_j^{\text{unc}}(k) = (\mathbf{A}_c^\top \mathbf{A}_c)^{-1} \mathbf{A}_c^\top \mathbf{b}_c, \quad (3.80)$$

la cual expresada en términos de los parámetros del modelo del sistema muestreado queda

$$\boldsymbol{\mu}_j^{\text{unc}}(k) = \mathbf{c} + \mathbf{D}\boldsymbol{\mu}_j^*(k), \quad (3.81)$$

con

$$\mathbf{c} = \frac{2\kappa}{2\sigma^2 + 3\kappa^2} \frac{3}{2} \mathbf{K}^\top \mathbf{b}_1, \quad \mathbf{D} = \frac{2\kappa^2}{2\sigma^2 + 3\kappa^2} \left(\frac{\sigma^2}{\kappa^2} \mathbf{I}_3 + \frac{1}{2} \right), \quad \kappa = \frac{2}{3} \frac{v_{dc}^* \rho}{L}. \quad (3.82)$$

Solución empleando algoritmo de optimización

Si bien la determinación de la solución relajada al problema (3.77) permite disponer de una forma analítica evaluable en cada horizonte de control, lo cierto es que en algunos estados de operación del convertidor esta solución puede ser infactible.

Es por esta razón que en [28] se emplea la saturación de la solución relajada, es decir,

$$\boldsymbol{\mu}_j(k) = \text{mid} \{ -\mathbf{1}_3^\top, \boldsymbol{\mu}_j^{\text{unc}}(k), \mathbf{1}_3^\top \}, \quad (3.83)$$

la cual es una aproximación factible y de bajo costo computacional, pero que no garantiza optimalidad.

La búsqueda de la solución óptima para un problema del tipo BCLS puede ser llevada a cabo por un algoritmo denominado *Active-Set Method* (ASM). Existen al menos tres variantes de ASMs: *primal*, *dual* y *primal-dual*. Sin embargo, en este trabajo se considerará el método *primal* ya que genera iteraciones que se mantienen factibles con respecto al problema (3.77) mientras se reduce sostenidamente su función objetivo [60].

Los ASMs *primal* en cada iteración resuelven un subproblema cuadrático, en el cual algunas de las restricciones de desigualdad se imponen como igualdad. Este subconjunto de restricciones se conoce como conjunto de trabajo y es denotado en la k -ésima iteración por \mathcal{W}_k .

Con el fin de presentar el ASM en un pseudoalgoritmo, se reescribe la función objetivo (3.77) y el dominio factible de las variables de decisión (3.75) como restricciones de desigualdad en el problema (3.77) como sigue

$$\boldsymbol{\mu}_j^*(k) = \arg \min \frac{1}{2} \boldsymbol{\mu}_j(k)^\top \mathbf{G}_c \boldsymbol{\mu}_j(k) + \boldsymbol{\mu}_j(k)^\top \mathbf{d}_c \quad (3.84a)$$

$$\text{s.t. } \mathbf{C}_c \boldsymbol{\mu}_j(k) \geq \mathbf{U}_c, \quad (3.84b)$$

donde $\mathbf{G}_c = 2\mathbf{A}_c^\top \mathbf{A}_c$, $\mathbf{d}_c = -2\mathbf{A}_c^\top \mathbf{b}_c$, $\mathbf{C}_c = [\mathbf{I}_3 - \mathbf{I}_3]^\top$ y $\mathbf{U}_c = [-\mathbf{1}_3^\top - \mathbf{1}_3^\top]^\top$.

Al observar la estructura de la formulación (3.84) se puede evidenciar que esta posee seis restricciones tipo desigualdad. Formalmente, a cada una se puede asignar un índice $i = \{1, 2, \dots, 6\} \in \mathcal{I}$ donde \mathcal{I} se denota como el conjunto de restricciones de desigualdad. Por consiguiente, en cada iteración k se tendrá que $\mathcal{W}_k \subseteq \mathcal{I}$.

De esta manera, es posible presentar el pseudoalgoritmo 1 en que se detalla el ASM empleado.

3.6 Control de las tensiones en los *dc-links*

Para mantener las tensiones de los *dc-links* en torno a su valor de referencia es necesario, conceptualmente, que exista un balance energético en cada SM. Es decir, la potencia que se extrae de cada *string* sea igual a la que se convierte a través del puente H respectivo. En la literatura se pueden encontrar diversas estrategias de control basadas en controladores lineales que permiten mantener el balance energético en los SMs del CHB. En este trabajo de tesis se adoptó la presente en la Fig. 3.12 para los $3N$ SMs.

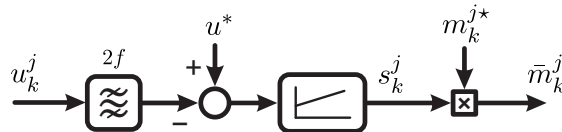


Figura 3.12: Esquema para balancear los condensadores.

En la Fig. 3.12 se aprecia que a cada tensión u_k^j se le extrae su componente alterna de frecuencia $2f$ comentada en la sección 3.1. Luego, la tensión filtrada se compara con la consigna u^*

Algoritmo 1: Active-Set Method (ASM)

Datos: $N_a \geq 0$ número máximo de iteraciones.

- 1 Calcule un punto de partida factible $\boldsymbol{\mu}_j^0$ en (3.84);
- 2 Sea \mathcal{W}_0 el conjunto de trabajo que contiene las restricciones de desigualdad activas para $\boldsymbol{\mu}_j^0$;
- 3 **para** $k = 0, 1, 2, \dots, N_a - 1$ **hacer**
- 4 Dado $\boldsymbol{\mu}_j^k$, encuentre la perturbación \mathbf{p}^k , considerando las restricciones en \mathcal{W}_k como restricciones de igualdad, es decir, resuelva

$$\mathbf{p}^k = \arg \min_{\mathbf{p} \in \mathbf{R}^{3 \times 1}} \frac{1}{2} \mathbf{p}^\top \mathbf{G}_c \mathbf{p} + \mathbf{p}^\top (\mathbf{G}_c \boldsymbol{\mu}^k + \mathbf{d}_c), \quad (3.85a)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathbf{C}_c(i, :) \mathbf{p} = 0, \quad i \in \mathcal{W}_k; \quad (3.85b)$$
- 5 **si** $\mathbf{p}^k = 0$ **entonces**
- 6 Determine los multiplicadores de Lagrange $\hat{\lambda}_i$ que satisfacen

$$\sum_{i \in \hat{\mathcal{W}}} (\mathbf{C}_c(i, :))^\top \hat{\lambda}_i = \mathbf{G}_c \boldsymbol{\mu}^k + \mathbf{d}_c, \quad \text{con } \hat{\mathcal{W}} = \mathcal{W}_k; \quad (3.86)$$
- 7 **si** $\hat{\lambda}_i \geq 0 \forall i \in \mathcal{W}_k$ **entonces**
- 8 | **detener** con la solución $\boldsymbol{\mu}_j^* = \boldsymbol{\mu}_j^k$;
- 9 | **en otro caso**
- 10 | $j \leftarrow \arg \min_{j \in \mathcal{W}_k} \hat{\lambda}_j$;
- 11 | $\boldsymbol{\mu}_j^{k+1} \leftarrow \boldsymbol{\mu}_j^k$; $\mathcal{W}_{k+1} \leftarrow \mathcal{W}_k \setminus \{j\}$;
- 12 | **fin**
- 13 | **en otro caso**
- 14 | Calcule α^k de acuerdo a

$$\alpha^k = \min \left(1, \min_{i \notin \mathcal{W}_k, \mathbf{C}_c(i, :) \mathbf{p}^k < 0} \frac{U_c(i) - \mathbf{C}_c(i, :) \boldsymbol{\mu}_j^k}{\mathbf{C}_c(i, :) \mathbf{p}^k} \right); \quad (3.87)$$
- 15 | $\boldsymbol{\mu}_j^{k+1} \leftarrow \boldsymbol{\mu}_j^k + \alpha^k \mathbf{p}^k$;
- 16 | **si** hay restricciones de bloqueo **entonces**
- 17 | Obtenga \mathcal{W}_{k+1} agregando la restricción de bloqueo que minimizó (3.87) a \mathcal{W}_k ;
- 18 | **en otro caso**
- 19 | $\mathcal{W}_{k+1} \leftarrow \mathcal{W}_k$;
- 20 | **fin**
- 21 | **fin**
- 22 **fin**

correspondiente a la tensión nominal de cada *dc-link*, la cual se asume igual para todas. Este error es la entrada de un controlador PI por SM que calcula un peso s_k^j que permite ajustar el índice de modulación de cada SM provisto por el controlador de corriente m_k^{j*} . Note que si dentro de una fase del convertidor hay diferentes niveles de generación, los pesos s_k^j permiten adecuar las tensiones de salida de cada puente H para mantener una operación continua de la planta. Por último, los índices de modulación modificados \tilde{m}_k^j se envían al modulador PSPWM para generar los pulsos de disparo de los semiconductores de los respectivos puente H.

Por lo tanto, se ha adoptado una estrategia de balance de los condensadores de carácter local. El balance global de la energía es llevado a cabo por el cálculo en línea que realiza el esquema MPPT en base a las mediciones de las variables en el lado de generación. En conclusión, se cuenta con un total de $3N$ controladores lineales tipo PI dispuestos a compensar las desviaciones de tensión en los condensadores manteniendo el adecuado balance entra la energía que se genera y la que se inyecta a la red desde cada SM.

3.7 Esquema general de control

En base a la discusión planteada en las diferentes secciones de este capítulo es posible hacer una mirada general respecto al esquema de control que se ha propuesto. Para ello, en la Fig. 3.13 se presenta un diagrama en que se distinguen los elementos de la estrategia de control planteada.

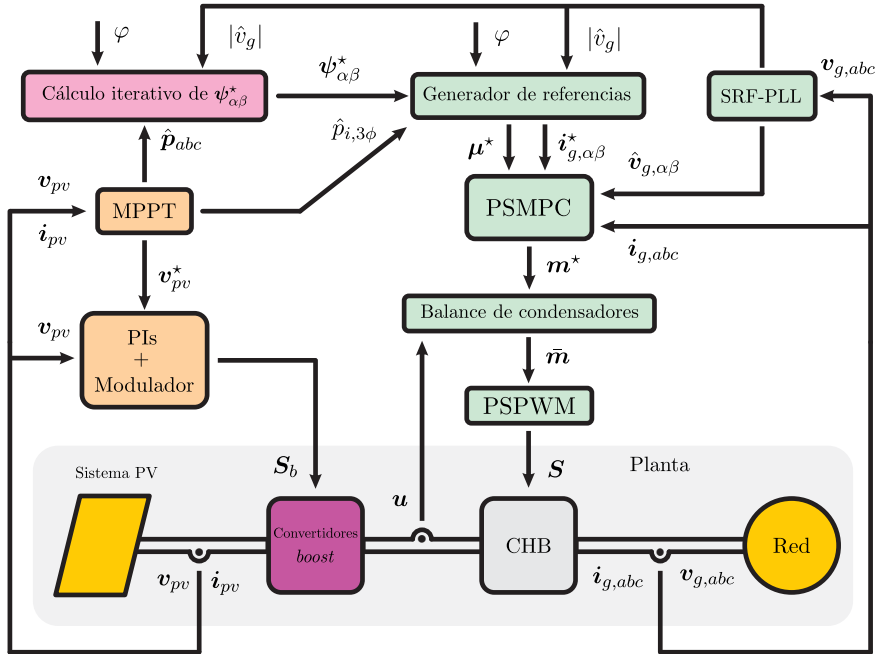


Figura 3.13: Diagrama general del esquema de control planteado en este trabajo de tesis.

Para finalizar este capítulo, se destacan las contribuciones de este trabajo de tesis con respecto a las estrategias del estado del arte. En primer lugar, la formulación del problema de control (3.20) permite dar una estructura cerrada al problema de inyectar corrientes balanceadas desde fuentes de potencia desbalanceadas a través de la inyección de una tensión de modo común con mínimo contenido armónico. Como corolario de esta formulación, fue posible determinar la expresión analítica (3.21) para la solución óptima del problema de control, así como también la forma (3.47) de su dominio factible. Ambos resultados marcan una diferencia con respecto a las estrategias planteadas en [2], ya que antes de efectuar el cálculo de la solución es posible saber si esta existe o no.

Por otra parte, se declara como contribución la compensación del retraso en la aplicación de los índices de modulación que se calculan mediante el controlador PSMPC. Esta manera de actualizar las variables de actuación permite reducir notablemente los indicadores de distorsión armónica en la corriente que se reportan en [28]. Además, la inclusión de un algoritmo ASM en la búsqueda de la solución óptima del problema de control de corriente permite la inyección de una tensión de modo común con contenido armónico de bajo orden sin sacrificar el desempeño del controlador. Las validaciones computacionales y pruebas empíricas de la propuesta de control se presentan en los próximos capítulos.

Capítulo 4

Simulaciones computacionales

En el presente capítulo se estudia la estrategia de control propuesta desde una perspectiva local aislando sus componentes, así como también desde una mirada holística empleando un modelo computacional de una planta fotovoltaica de gran escala conectada a una red trifásica mediante un convertidor CHB. Por una parte, se escudriñó en el dominio factible de la técnica de inyección de una tensión de modo común y se realizaron ensayos computacionales para conocer el desempeño del algoritmo iterativo que permite determinar su solución óptima. Luego, se comparó la tensión de modo común generada en el dominio factible \mathcal{O} con su contraparte documentada en el estado del arte. Se analizó la distorsión introducida al momento de implementar las señales óptimas de referencia empleando puentes H. También, se estudiaron las ventajas comparativas del controlador de corriente PSMPC considerando el algoritmo ASM con respecto a su homólogo que solo considera la saturación de la solución relajada. Por último, se analizó la efectividad del esquema de control en su totalidad corroborando que es posible mantener un flujo de corrientes balanceadas y bajo contenido armónico hacia la red mientras se generan niveles diferentes de potencia entre las fases del convertidor CHB.

4.1 Preliminares

Las simulaciones computacionales llevadas a cabo para estudiar los diferentes componentes de la estrategia de control propuesta en este trabajo de tesis se basan en un sistema con parámetros establecidos. Considerando que la principal contribución de este trabajo se encuentra en el método de inyección de una tensión de modo común óptima para extender el dominio factible en operación con desbalances de potencias entre fases, el foco de este capítulo estará en la interacción entre el convertidor y la red.

4.1.1 Sistema simulado

Los parámetros del sistema en estudio que permite conocer las características de las estrategias propuestas se exhiben en la Tab. 4.1.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	S_b	10 kVA
Tensión nominal de la red	V_g	380 V
Frecuencia de la red	f	50 Hz
Submódulos por fase	N	3
Inductor del filtro	L	8 mH
Resistencia del filtro	R	0.2 Ω
Tensión en los <i>dc-links</i>	V_{dc}	120 V
Frecuencia de las ondas portadoras	f_c	1 kHz

Tabla 4.1: Parámetros del sistema empleado para simulaciones *offline*.

A partir de la Tab. 4.1, se puede apreciar que el convertidor CHB en estudio consta de tres submódulos por fase. Por lo tanto, al considerar que la tensión en los *dc-links* es constante y homogénea, el convertidor puede generar tensiones fase neutro de, a lo más, siete niveles y su primer grupo de armónicos se encuentra en torno a 6 kHz dado el valor de frecuencia de las ondas portadoras.

4.1.2 Plataforma de simulación

Las simulaciones computacionales de este capítulo fueron desarrolladas en el ambiente gráfico de programación SIMULINK del *software* MATLAB. El computador empleado consta de un procesador Intel(R) Core(TM) i7-9700F CPU @ 3.00 GHz, 8 núcleos, 8 procesadores lógicos y una memoria RAM de 32 GB.

4.1.3 Transformación en el dominio de las desviaciones de potencia

Con el fin de facilitar la visualización de los puntos de operación en el plano de las desviaciones de potencia normalizadas $\frac{\Delta p_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}}$ del convertidor es que se plantea la transformación que a continuación se describe.

Sea un punto en el plano de la forma $\nu_{\alpha\beta} = [\nu_\alpha \nu_\beta] e_{\alpha\beta}$ donde $e_{\alpha\beta}$ es una base ortonormal. Por su parte, se define la base no ortogonal $\tilde{e}_{\alpha\beta}$ como sigue

$$\tilde{e}_{\alpha\beta} = \mathbf{T} e_{\alpha\beta}, \quad (4.1)$$

donde la matriz de transformación \mathbf{T} se define como

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \cos(\chi) & \sin(\chi) \\ \cos(\chi + \frac{\pi}{3}) & \sin(\chi + \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

con $\chi = -\xi$ definido en (3.32).

A continuación, en la Fig. 4.1 se presenta una representación gráfica de la relación existente entre las bases $e_{\alpha\beta}$ y $\tilde{e}_{\alpha\beta}$ que da a luz la transformación \mathbf{T} .

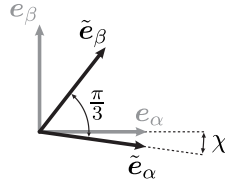


Figura 4.1: Representación gráfica de la transformación \mathbf{T} .

Es preciso destacar que los vectores que conforman la base no ortogonal $\tilde{e}_{\alpha\beta}$ forman un ángulo de $\frac{\pi}{3}$ radianes y el desfase entre los vectores e_α y \tilde{e}_α es igual al ángulo χ .

De esta manera, el punto $\nu_{\alpha\beta}$ transformado a $\tilde{\nu}_{\alpha\beta}$ puede ser representado en términos de la base $\tilde{e}_{\alpha\beta}$ como sigue

$$\tilde{\nu}_{\alpha\beta} = [\nu_\alpha \nu_\beta] \mathbf{T}^{-1} \tilde{e}_{\alpha\beta} \quad (4.3)$$

Por consiguiente, el punto de desequilibrio de potencia

$$\frac{\Delta p_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}} = \frac{1}{p_{i,3\phi}} [\Delta p_\alpha \Delta p_\beta] e_{\alpha\beta} \quad (4.4)$$

puede ser transformado como sigue

$$\frac{\Delta \tilde{p}_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}} = \frac{1}{p_{i,3\phi}} [\Delta p_\alpha \Delta p_\beta] \mathbf{T}^{-1} \tilde{e}_{\alpha\beta}. \quad (4.5)$$

4.2 Cálculo de la tensión de modo común

En la presente sección se busca dar fundamento práctico a la decisión de distribuir el cálculo en tiempo real de los multiplicadores $\psi_{\alpha\beta}^*$ que permiten construir la tensión de modo común óptima v_0^* en cada horizonte del controlador de corriente.

4.2.1 Análisis del dominio factible

En la sección 3.3.4 se dedujo una expresión analítica para el borde del dominio factible de la técnica de inyección de una tensión de modo común para mantener un flujo balanceado de corrientes hacia la red desde fuentes desbalanceadas de potencia. Si el análisis se centra en el interior de la región definida como \mathcal{O} diferentes propiedades permiten simplificar su análisis.

En la Fig. 4.2 se muestra la carta de operación del sistema en estudio para una potencia total disponible igual a $\frac{2}{3}$ p.u. y factor de potencia unitario.

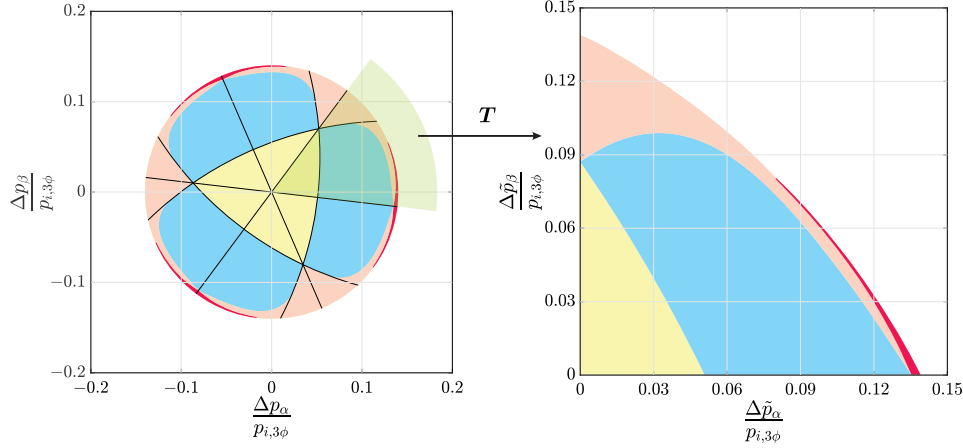


Figura 4.2: Dominio factible \mathcal{O} para el sistema en estudio, $p_{i,3\phi} = \frac{2}{3}$ p.u. y $\varphi = 0$.

En la Fig. 4.2 se ha dividido el dominio factible \mathcal{O} en colores que identifican sectores donde la tensión de modo común v_0^* se satura de modo que alguna de las restricciones contenidas en (3.20d) se activa. Note que existen simetrías en el dominio del plano $\frac{\Delta p_{\alpha\beta}}{p_{i,3\phi}}$, por lo cual basta con analizar solo un sexto del dominio sin pérdida de generalidad. Por ende, la región estudiada corresponde a la que se muestra a la derecha de la Fig. 4.2 donde se ha aplicado la transformación T descrita en la sección 4.1.3 con el fin de simplificar el análisis a solo un sextante del dominio \mathcal{O} .

Ahora, si se desglosa la restricción (3.20d) considerando la definición de los límites de tensión (3.18) y (3.19) se puede representar el dominio factible \mathcal{O} en términos de las restricciones que lo definen tal y como se presenta en (4.6) a continuación

$$v_0(\theta) \in \mathcal{O} = \{v_0 \in \mathbb{R} : \quad v_0(\theta) - v_0^{\min,a}(\theta) \geq 0 \quad \theta \in \Theta \quad (4.6a)$$

$$v_0(\theta) - v_0^{\min,b}(\theta) \geq 0 \quad \theta \in \Theta \quad (4.6b)$$

$$v_0(\theta) - v_0^{\min,c}(\theta) \geq 0 \quad \theta \in \Theta \quad (4.6c)$$

$$v_0^{\max,a}(\theta) - v_0(\theta) \geq 0 \quad \theta \in \Theta \quad (4.6d)$$

$$v_0^{\max,b}(\theta) - v_0(\theta) \geq 0 \quad \theta \in \Theta \quad (4.6e)$$

$$v_0^{\max,c}(\theta) - v_0(\theta) \geq 0 \quad \theta \in \Theta \quad (4.6f)$$

}

donde $v_0^{\min,k}$ y $v_0^{\max,k}$, con $k \in \{a, b, c\}$, corresponden a los límites inferior y superior de v_0^* impuestos por el nivel de tensión en la fase k para algún ángulo $\theta \in \Theta$.

Para describir con mayor facilidad las diferentes regiones en el interior del dominio factible \mathcal{O} se han desplegado resultados de simulación *offline* en distintos puntos de la carta de operación. Es importante señalar que las simetrías existentes en el dominio \mathcal{O} permiten reducir el espacio analizado a solo un sextante. Luego, los puntos simulados se exhiben en la Fig. 4.3, mientras que en la Fig. 4.4 se presenta la tensión de modo común óptima v_0^* , los límites superior e inferior v_0^{\min} y v_0^{\max} y la solución relajada $v_{0,\text{relaj}}^*$ en cada caso estudiado.

De esta manera, la región amarilla visualizada a la izquierda de la Fig. 4.2 corresponde a aquel dominio denominado \mathcal{F} en la sección 3.3.2, es decir, donde ninguna de las restricciones de (4.6) se activa. Esta característica puede apreciarse en los casos 0 y 1 de la Fig. 4.4. Por su parte, la región celeste está asociada a la activación de las restricciones (4.6a) y (4.6d), cuyo punto representativo corresponde al caso 4 en la Fig. 4.4. La región de color palo rosa está relacionada a la activación

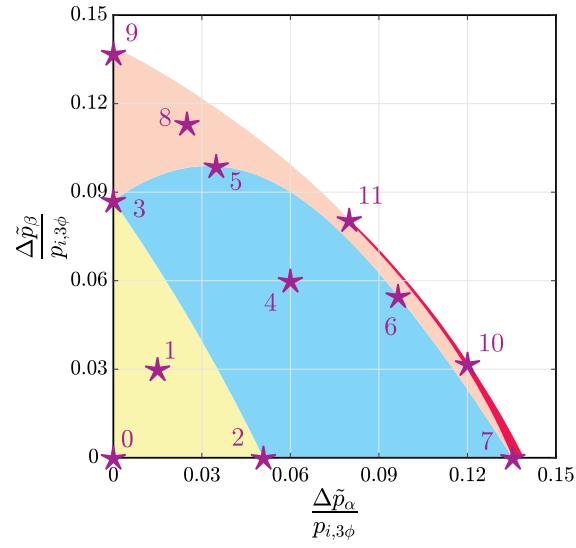


Figura 4.3: Puntos en la carta de operación.

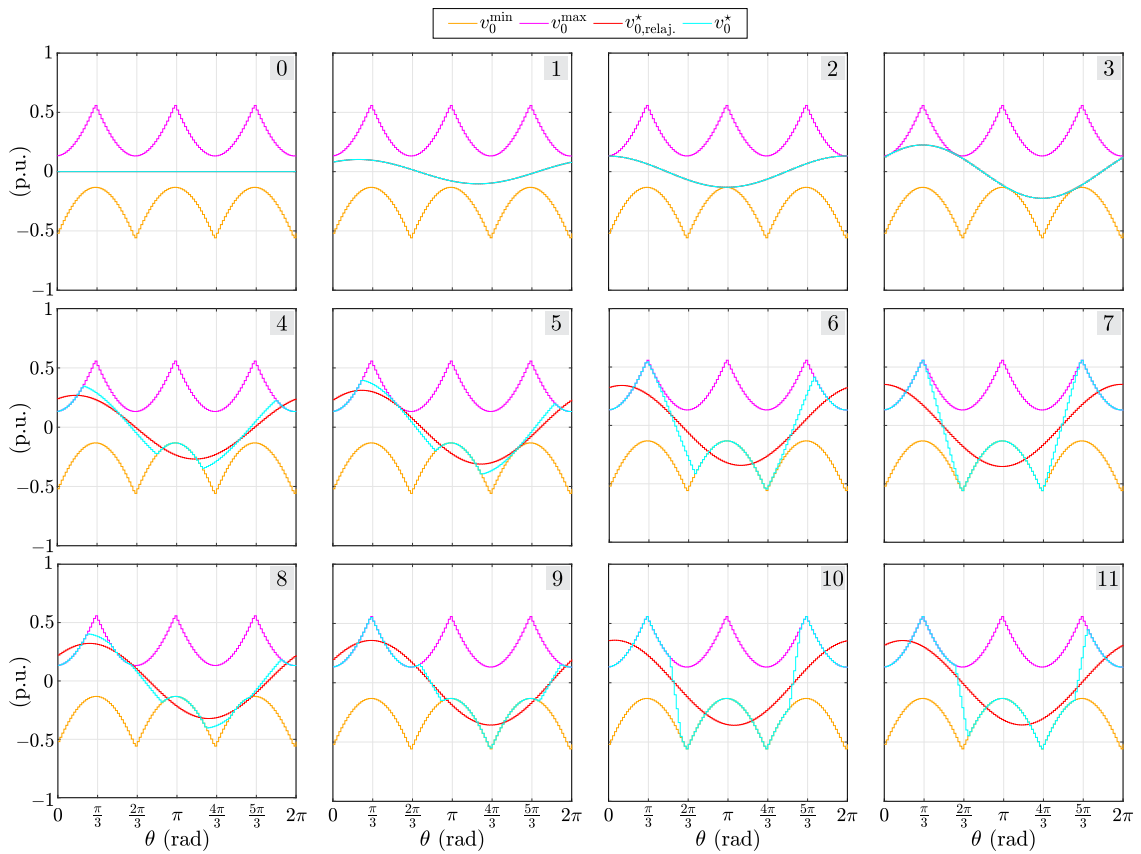


Figura 4.4: Implementación digital de v_0^* , sus límites inferior/superior v_0^{\min}/v_0^{\max} y su solución relajada $v_0^*,relaj.$

de los límites fijados por la fase a y b , es decir, las restricciones (4.6a), (4.6b), (4.6d) y (4.6e). En esta región el caso modelo corresponde al 8 en la Fig. 4.4. Finalmente, la activación de todas las restricciones en (4.6) constituye el dominio de color rojo, cuyo ejemplo es el caso 10 en la Fig. 4.4. Los casos restantes corresponden a aquellos donde se producen las transiciones entre los dominios internos de \mathcal{O} .

4.2.2 Tiempos de cómputo en el interior del dominio factible

En virtud de la descripción anterior, se puede inferir que la complejidad del problema para conocer los valores de los multiplicadores óptimos $\psi_{\alpha\beta}$ es fuertemente dependiente del punto en el plano de desbalances de potencia. Para corroborar esta deducción, se han realizado simulaciones *offline* donde se ha medido el tiempo de cómputo y el número de iteraciones requeridas para determinar el valor de $\psi_{\alpha\beta}$. En estos experimentos computacionales se ha considerado que $\#\Theta^d = 360$, $h = 10^{-4}$, el número máximo de iteraciones $N_{\max} = 8$ y la norma euclidiana del error absoluto menor a 10^{-6} como criterio de convergencia. En la Fig. 4.5 se muestran los resultados correspondientes a los tiempos promedios y desviaciones estándar en una muestra de 3000 simulaciones por punto de operación.

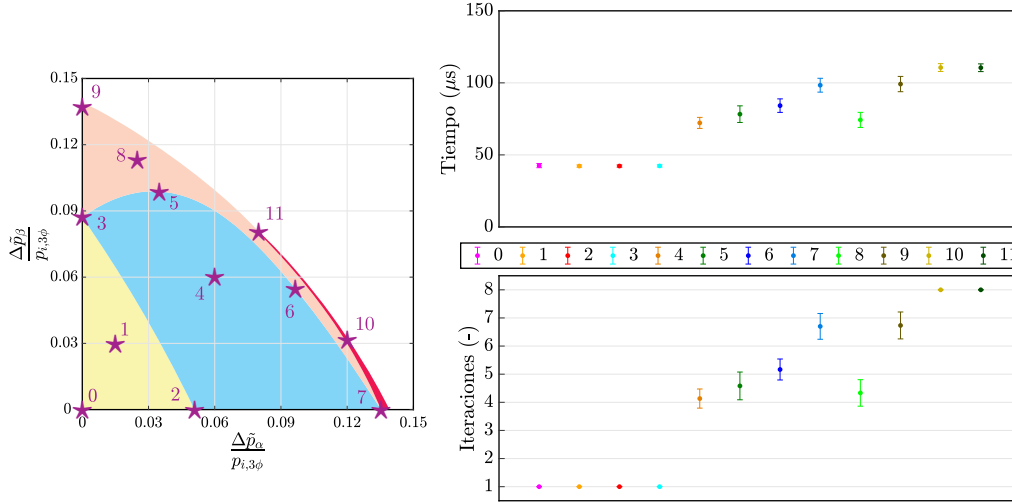


Figura 4.5: Promedios y desviaciones estándar de tiempos de cómputo y número de iteraciones.

A partir de la Fig. 4.5, es posible aseverar que el número de iteraciones aumenta para los casos en que un mayor número de restricciones (4.6) se encuentran activas. Por otra parte, un resultado esperable es que tan solo en la primera iteración converjan los casos que se encuentran dentro y en la frontera de la región factible \mathcal{F} asociada al problema relajado.

Ahora, los resultados mostrados en la Fig. 4.5 permiten deducir los tiempos de cómputo relacionados al registro del modelo y a cada iteración. Empleando el método de los mínimos cuadrados se estimó que el tiempo promedio de cálculo del punto inicial y las variables mostradas en la Fig. 3.9 es igual a $32.6 \mu\text{s}$, mientras que el tiempo promedio de cómputo de cada iteración, $9.8 \mu\text{s}$. De esta manera, se puede estimar que el algoritmo distribuido para resolver el problema de búsqueda de ceros (3.20) tardaría $42.4 \mu\text{s}$ en el primer lapso ($\ell = 1$) y luego, $9.8 \mu\text{s}$ por cada iteración ($1 < \ell \leq N_{\max}$).

Este resultado computacional revela la ventaja de distribuir el cómputo iterativo de los multiplicadores $\psi_{\alpha\beta}$ en distintos horizontes de control. Sin embargo, es necesario tener en consideración el tiempo de evaluación de la tensión de modo común en la expresión (3.25) en cada periodo del controlador de corriente. Este tiempo dio en promedio $1.3 \mu\text{s}$ con una desviación estándar de $0.02 \mu\text{s}$. Por consiguiente, el algoritmo distribuido requiere de, a lo más, $43.7 \mu\text{s}$ en promedio del horizonte de cálculo del controlador de corriente.

4.3 Tensión de modo común con mínimo contenido armónico

La inyección de una tensión de modo común en las tensiones de fase del convertidor permite el tratamiento de desbalances de generación entre fases. Si el nivel de desbalance define un punto en el interior del dominio \mathcal{F} , esta tensión es solo de frecuencia fundamental y su forma exacta corresponde a (3.26). Por otra parte, si la asimetría en la generación aumenta, se hace necesario considerar una tensión de modo común con contenido armónico para tratar la saturación de las tensiones de fase del convertidor.

A saber, el método documentado en [2] logra este objetivo bajo dos criterios en la generación de las tensiones por fase. Estos constan en que la tensión de modo común debe tener una componente

de frecuencia fundamental igual a la del caso relajado y su contenido armónico debe ser tal que el valor *peak* de las tensiones de fase sea el más bajo posible. De esta manera, se obtiene la extensión del dominio factible a exactamente \mathcal{O} . Sin embargo, existen diferencias sustanciales entre las tensiones de modo común en discusión, esto debido a que se emplean distintos principios de construcción.

A continuación, en la Fig. 4.6 se presentan los THDs de la tensión de modo común producida por [2] y (3.21) en el dominio \mathcal{O} considerando una potencia promedio $\frac{P_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3}$ p.u. y $\varphi = 0$.

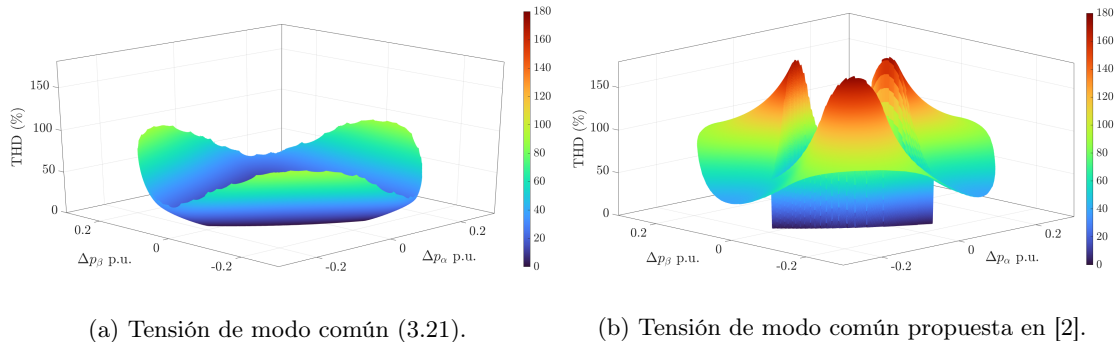


Figura 4.6: THD de las tensiones de modo común planteadas en (3.21) y [2].

Al observar las Figs. 4.6a y 4.6b es posible evidenciar que la transición en el borde de \mathcal{F} es continua para la propuesta (3.21) y abrupta para la documentada en [2]. Esta diferencia es un resultado directo de los criterios que permitieron confeccionar las tensiones de modo común. Por una parte, para (3.21) siempre se garantiza mínimo contenido armónico dada la formulación (3.20), mientras que el criterio empleado en [2] conlleva a que la distorsión armónica de la tensión de modo común aumente a medida que se reducen los desbalances de potencia sin entrar a la región \mathcal{F} . No obstante, para ambas técnicas se aprecia que las tensiones de modo común producidas en \mathcal{F} son puramente sinusoidales, es decir, con THD nulo. Por último, en la Fig. 4.6 se puede apreciar que en el borde del dominio factible \mathcal{O} los dos métodos obtienen similares THDs debido a que la solución del problema de determinar una tensión de modo común en el borde de \mathcal{O} es única.

De esta manera, es posible asegurar que la propuesta permite operar el convertidor con una tensión de modo común cuyo contenido armónico es significativamente menor en comparación a la solución existente en el estado del arte.

4.4 Implementación empleando convertidores puentes H

La formulación del problema de desbalance de potencia tratado con la inyección de una tensión de modo común fue planteada en un marco de referencia continuo. Luego, se elaboró un algoritmo iterativo y distribuido en el tiempo que permite construir esta tensión de modo común en tiempo real considerando un marco de referencia muestreado. Con esto, es posible determinar la forma de onda de las tensiones de fase del inversor, con la tensión de modo común incluida, que es usada como referencia en estado estacionario por el controlador de corriente. En la Fig. 4.4, se evidenció que a medida que los desbalances de potencia se tornan más severos, la tensión de modo común incluye un contenido armónico de mayor frecuencia expresado en la aparición de quiebres bruscos en la forma de onda. Naturalmente, surge la interrogante correspondiente a si el convertidor es capaz de materializar estas formas de onda a través de una técnica de modulación por ancho de pulsos. A continuación, se utiliza un caso particular para discutir esta problemática.

Para el sistema de prueba descrito en la sección 4.1.1, es posible calcular las tensiones de fase que deben ser materializadas por los puentes H del convertidor CHB para tratar un nivel de desbalance de potencia en el borde del dominio factible $\partial\mathcal{O}$ similar al punto 9 de la Fig. 4.3. Los índices de modulación calculados por el esquema de control y la tensión modulada por la celda respectiva en el convertidor CHB, se presentan en la Fig. 4.7.

En el lado izquierdo de la Fig. 4.7, se presenta la forma de onda del índice de modulación en la fase b que debe ser materializada por los puentes H del convertidor CHB de la respectiva fase. Sin embargo, el uso de un esquema PSPWM conlleva a la actualización secuencial de los índices de modulación para las celdas que componen cada fase del convertidor CHB. Por lo tanto, el índice

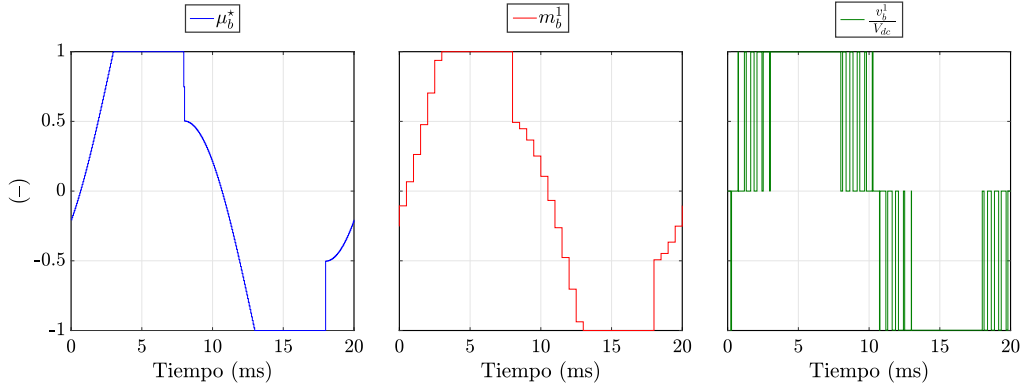


Figura 4.7: Formas de onda de las señales μ_b^* , m_b^1 y v_b^1/V_{dc} .

de modulación que le corresponde a la primera celda de la fase b es la que se presenta en el centro de la Fig. 4.7. Luego, si se emplea el puente H de la celda respectiva, su tensión de salida relativa a la tensión de su *dc-link* es igual al patrón conmutado del lado derecho de la Fig. 4.7.

En primer lugar, es importante mencionar que la inyección del nivel promedio de potencia disponible depende de la tensión simétrica que cada fase debe producir. Simultáneamente, el tratamiento del desbalance de potencia se relaciona a la componente fundamental de la tensión de modo común calculada por el controlador. De esta manera, es crucial que el patrón conmutado tenga una componente fundamental con la magnitud y fase más cercana posible a la referencia para lidiar ambos problemas a la vez. En este caso, el índice de modulación μ_b^* tiene una magnitud igual a 1.0924, mientras que la tensión a la salida de la primera celda de la fase b, igual a 1.098. Por lo cual, existe un error en la magnitud de un 0.5% en la implementación atribuible al muestreo del índice de modulación μ_b^* generando la forma de onda m_b^1 como referencia para el modulador.

Sin embargo, la extensión del dominio factible de desbalances es solo posible con la inclusión de armónicos que distorsionan notablemente los índices de modulación de referencia y que, en este caso, producen quiebres abruptos en sus formas de onda tal y como se aprecia en la Fig. 4.7. Con el fin de comparar las magnitudes de los armónicos presentes en las formas de onda presentadas, en la Fig. 4.8 se muestran sus espectros armónicos.

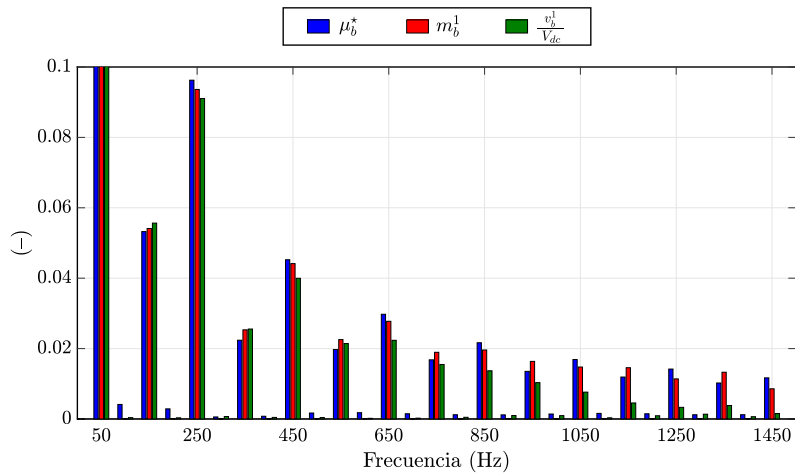


Figura 4.8: Espectro armónico de las señales μ_b^* , m_b^1 y v_b^1/V_{dc} .

A partir de la Fig. 4.8, es posible apreciar la distorsión que introduce el convertidor en la señal de tensión que se pretende generar en sus terminales. Considerando que la frecuencia de actualización del índice de modulación relativa a esa celda es igual a 2 kHz, el Teorema de muestreo de Nyquist-Shannon establece que la señal de referencia es posible de reproducir hasta su componente armónica de 1 kHz, denominada frecuencia de Nyquist. Por lo cual, se observa que la señal conmutada posee los mismos armónicos principales (magnitud superior a 0.02) con leves distorsiones en magnitud en relación a las señales de referencia. Sin embargo, también permite entender la reducción drástica

en los armónicos existentes en la señal conmutada (barras verdes en la Fig. 4.8) a partir de 1 kHz.

En conclusión, la implementación de las señales óptimas empleando convertidores puente H genera leves distorsiones en sus espectros armónicos que no son consideradas en la formulación matemática del problema original. Como trabajo a futuro, el tratamiento de esta distorsión puede ser incluida en el modelo del problema considerando compensaciones y así, los puentes H puedan materializar con menor error las referencias calculadas por el problema de control óptimo.

4.5 Controlador de corriente PSMPC

En la presente sección se despliegan los resultados de simulaciones *off-line* que permiten analizar el desempeño de las estrategias de control de corriente MPC presentadas en la sección 3.5. Estas corresponden a la documentada en [28] y la ideada en este trabajo de tesis.

El objetivo del análisis es verificar que el uso de un algoritmo ASM para resolver el problema de control catalogado como *box-constrained least square* brinda soluciones óptimas a diferencia de la estrategia de saturación [28] cuando se inyecta una tensión de modo común en las tensiones del convertidor. Para esto, se ha utilizado un modelo promedio (3.65) del convertidor, por lo cual, no se considera el efecto de la conmutación en los semiconductores. Además, el factor de peso σ de controlador PSMPC se consideró igual a 1.5, valor que se dedujo al lograr un seguimiento aceptable de las corrientes sin distorsionar notoriamente los índices de modulación. En los ensayos computacionales se ha considerado una potencia promedio disponible $\frac{P_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3} \text{ p.u.}$, $\varphi = 0$ y los parámetros de la Tab. 4.1. Los puntos de operación con desbalances de potencia corresponden a los casos 0, 1, 4, 8 y 10 de la Fig. 4.3 como casos representativos de cada región descrita en la sección 4.2.1.

En primer lugar, en el punto de operación 0, correspondiente al caso balanceado, el desempeño en estado estacionario del controlador permite obtener las corrientes e índices de modulación mostrados en la Fig. 4.9. Además, se despliega el cuociente entre la función objetivo de la solución óptima respecto a la determinada con (3.83).

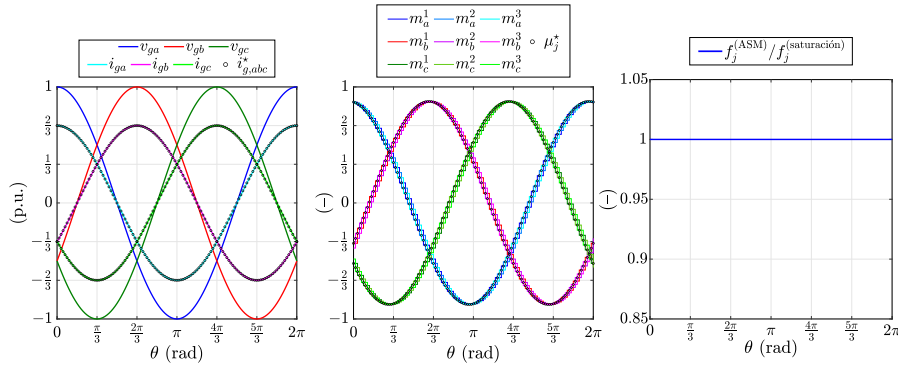


Figura 4.9: Tensiones, corrientes, referencias de las corrientes de red, índices de modulación óptimos, sus referencias y cuociente entre la función objetivo para la solución óptima y (3.83) en el caso 0.

Al observar la Fig. 4.9, es posible apreciar que las corrientes siguen perfectamente sus referencias. Por su parte, los índices de modulación óptimos son levemente diferentes al índice de modulación en estado estacionario μ_j^* . Esto se debe a la actualización secuencial de los índices de modulación asociados a los SMs que componen cada fase, donde, una celda a la vez actúa para efectuar el control de corriente mientras los dos restantes se mantienen constantes. Por consiguiente, la dinámica de las actualizaciones para implementar el modulador PSPWM implica que los índices de modulación en estado estacionario calculados empleando el modelo de la planta (3.65) no son equivalentes a la solución óptima del problema de control de corriente (3.76). Por último, dado que los índices de modulación óptimos no llegan al borde de su dominio factible \mathcal{M} se obtiene que la razón entre la función objetivo de la solución óptima y la saturada es unitaria.

Luego, para los casos 1, 4, 8 y 10, los cuales se relacionan a puntos en la carta de operación en que la generación por fase es desbalanceada, los resultados en estado estacionario se presentan en la Fig. 4.10.

A partir de la Fig. 4.10, es posible aseverar que el controlador de corriente PSMPC logra calcular los índices de modulación m_k^j adecuados para mantener un flujo de corrientes balanceadas

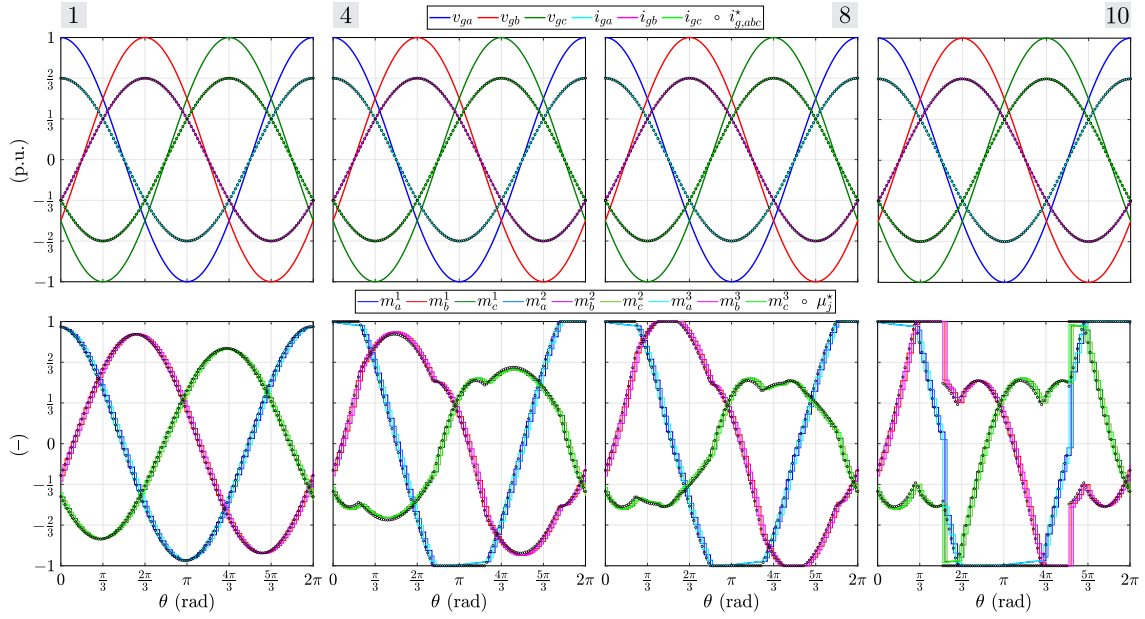


Figura 4.10: Fila superior: tensiones, corrientes y referencias de las corrientes de red. Fila inferior: índices de modulación óptimos y sus referencias en los casos 1, 4, 8 y 10.

hacia la red. Esto considerando los distintos casos de inyección de una tensión de modo común óptima v_o^* para tratar desbalances de potencia entre fases. Por su parte, en la fila inferior de la Fig. 4.10, los índices de modulación de cada fase revelan la inyección de una tensión de modo común con contenido armónico a partir del caso 4. Pese a estar notoria distorsión, el controlador PSMPC logra mantener un flujo balanceado de corrientes hacia la red. Por lo demás, el valor de la función objetivo evaluada con las soluciones brindadas por el algoritmo ASM se presenta en términos relativos al valor que tendría cuando se aplica (3.83)[28] en la Fig. 4.11.

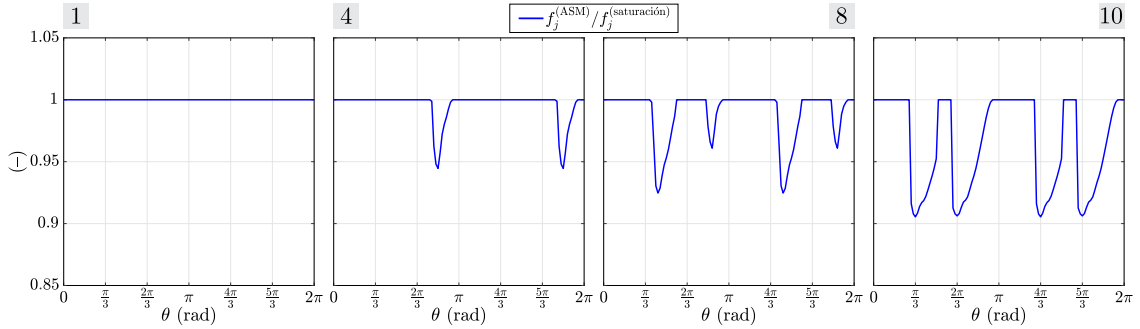


Figura 4.11: Cuociente entre la función objetivo evaluada para la solución óptima y la saturada en los casos 1, 4, 8 y 10.

En la Fig. 4.11, se puede apreciar que, cuando la tensión de modo común óptima corresponde al caso relajado, la solución óptima empleando ASM es exactamente igual a la brindada por (3.83). Por otra parte, en los casos donde se saturan los índices de modulación, la solución óptima del problema de control dado por el algoritmo ASM llega a ser hasta un 9.5% menor a la obtenida con la solución saturada (3.83). Esta mejora en la optimalidad de la solución permite tener un mejor seguimiento de las corrientes de referencia mientras se introduce una tensión de modo común con armónicos de bajo orden dada la saturación de los puentes H. Consecuentemente, un seguimiento de mejor calidad por parte de las corrientes implica obtener una inyección de potencia activa y reactiva con menor *ripple* y un valor medio igual a la referencia establecida.

Por su parte, las iteraciones y tiempos de cómputo promedio junto a sus desviaciones estándar se muestran en la Tab. 4.2.

A partir de los resultados expuestos en la Tab. 4.2, es posible señalar que el algoritmo ASM

Casos	Iteraciones		Tiempos de cómputo	
	Promedio μs	Desv. estándar μs	Promedio μs	Desv. estándar μs
0	0	0	10.7	0.1
1	0	0	10.5	0.1
4	0.4	0.8	14.2	7.8
8	0.7	0.9	17.5	9.3
10	1.1	1	21.9	10

Tabla 4.2: Promedios y desviaciones estándar del número de iteraciones y tiempos de cómputo del controlador PSMPC.

logra determinar la solución óptima en, a lo más, 2 iteraciones y un tiempo de cómputo promedio de $21.9 \mu s$ con una desviación estándar de $10 \mu s$ atribuido al caso 10. Por otro lado, en los casos 0 y 1 la solución óptima es directamente la solución relajada cuyo tiempo de cómputo es, a lo más, igual a $10.8 \mu s$.

4.6 Desempeño general del esquema de control propuesto

En la presente sección, el esquema de control ideado en este trabajo de tesis es puesto a prueba en un modelo computacional de la planta de generación fotovoltaica conectada a una red trifásica mediante un convertidor puente H en cascada. El detalle de los parámetros de la planta se desglosan en la Tab. 4.3. Específicamente, los módulos PV simulados corresponden al modelo KC200GT [61] fabricados por KYOCERA.

Parámetro	Símbolo	Valor
Módulos PV en paralelo por arreglo	-	3
Arreglos PV en serie por <i>string</i>	-	2
Frecuencia del esquema MPPT	f_{MPPT}	10 Hz
Variación de tensión en el esquema MPPT	Δv	0.1 V
Frecuencia de conmutación convertidores <i>boost</i>	f_b	15 kHz
Inductancia de los convertidores <i>boost</i>	L_s	1 mH
Capacidad de los filtros de entrada	C_i	22 μF
Capacidad de los <i>dc-links</i>	C	3 mF

Tabla 4.3: Parámetros de la planta solar modelada.

En el modelo del sistema se han forzado niveles de irradiancia sobre los módulos PV de cada SM de modo que se produzcan los desbalances de potencia representados en la Fig. 4.12 considerando un nivel de potencia promedio disponible $\frac{P_{i,3\phi}}{3} = \frac{2}{3} \text{ p.u.}$ y $\varphi = 0$.

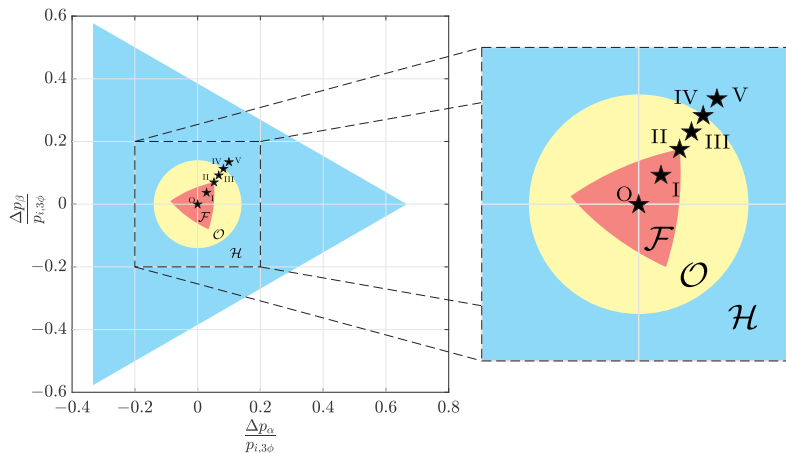


Figura 4.12: Puntos de operación en el plano de desbalances de potencia del sistema modelado.

En el horizonte de simulación, el esquema MPPT permitió la generación de los niveles de potencia p_{abc} presentados en la Fig. 4.13.

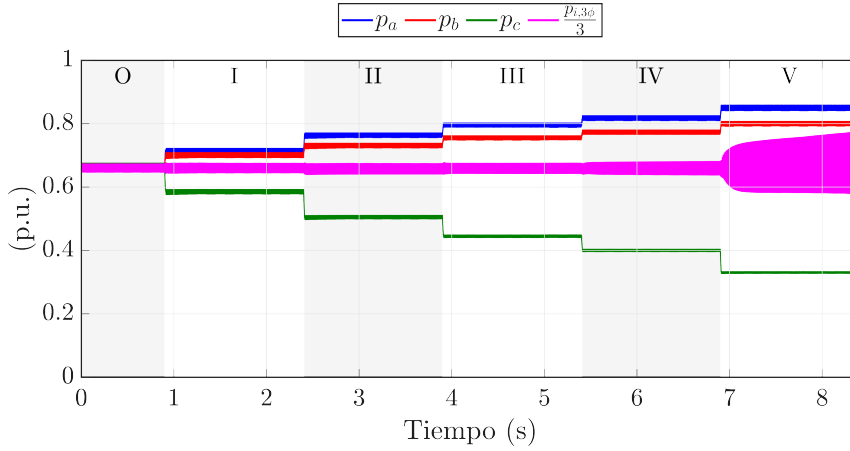


Figura 4.13: Potencias p_{abc} generadas en cada fase y la potencia promedio inyectada a la red $\frac{p_{i,3\phi}}{3}$.

Como se aprecia en la Fig. 4.13, la potencia promedio inyectada a la red $\frac{p_{i,3\phi}}{3}$ se mantiene constante en los puntos de operación O, I, II, III y IV gracias a la inclusión de la tensión de modo común v_0^* ideada en este trabajo de tesis. Por su parte, el *ripple* de la potencia promedio inyectada aumenta cuando el punto de operación V impone un desbalance que no es posible de mitigar con la tensión de modo común. Este resultado es coherente con el hecho de que el punto V se ubique fuera del dominio factible \mathcal{O} tal y como se aprecia en la Fig. 4.12. Las variables de control y mediciones para lograr este desempeño en la inyección de potencia en los casos I, II, III y IV se presentan en la Fig. 4.14.

En la primera fila se han dispuesto las tensiones simétricas v_{abc}^{sym} , los límites inferior y superior $v_0^{\text{min}}/v_0^{\text{max}}$ y las tensiones de modo común relajada $v_{0,\text{relaj}}^*$ calculada con (3.26) y óptima v_0^* determinadas por el esquema de control en cada horizonte del control de corriente. Para los diferentes casos, tanto v_{abc}^{sym} como $v_0^{\text{min}}/v_0^{\text{max}}$ permanecen aproximadamente iguales dado que, como se observa en la Fig. 4.13, el nivel de potencia promedio se mantiene constante. Por su parte, a medida que aumenta el nivel de desbalance de potencia, tanto $v_{0,\text{relaj}}^*$ como v_0^* comienzan a aumentar su magnitud. Es destacable mencionar que, a contar del caso III, la tensión de modo común óptima v_0^* se satura en sus límites inferior y superior. No obstante, su componente fundamental se mantiene equivalente a su homónima relajada $v_{0,\text{relaj}}^*$ para mantener la inyección balanceada de corrientes. Esta última aseveración se comprueba en la quinta fila de la Fig. 4.14 donde las corrientes hacia la red $i_{g,abc}$ se conservan balanceadas, con factor de potencia unitario dada la consigna $\varphi = 0$ y, como se exhibe en la Tab. 4.4 un THDe inferior al 5% en todos los casos en cuestión.

Caso	O	I	II	III	IV
THDe	0.7%	0.9%	1.5%	1.8%	2.0%

Tabla 4.4: THDe en las corrientes de red $i_{g,abc}$.

Por su parte, entre la segunda y la cuarta fila de la Fig. 4.14 se muestran los pesos s_k^j dados por el balance de los condensadores y los índices de modulación resultantes \bar{m}_k^j traducidos en señales de conmutación por el esquema PSPWM para generar las tensiones v_{abc} . Como se aprecia en la segunda fila, a medida que aumentan los niveles de desbalance de generación entre fases, los pesos s_k^j se acomodan desviando en no más de un $\pm 8\%$ los índices de modulación óptimos m_k^{j*} provistos por el controlador de corriente PSMPC. De esta manera, se constituyen los índices de modulación resultantes $\bar{m}_k^j = s_k^j m_k^{j*}$ los cuales evidencian la actualización secuencial de los diferentes SMs que conforman cada fase del convertidor CHB. En la tercera fila de la Fig. 4.14, es posible notar cómo a contar del caso II los índices de modulación resultantes \bar{m}_k^j de las fases a y b se saturan por efecto de que v_0^* alcance a ser igual a sus límites inferior y superior. De esta manera, el convertidor CHB produce las tensiones de salida v_{abc} que se tornan desbalanceadas por la inclusión de la tensión de modo común óptima. Es notable que, como se aprecia en la segunda fila, la reducción del índice de

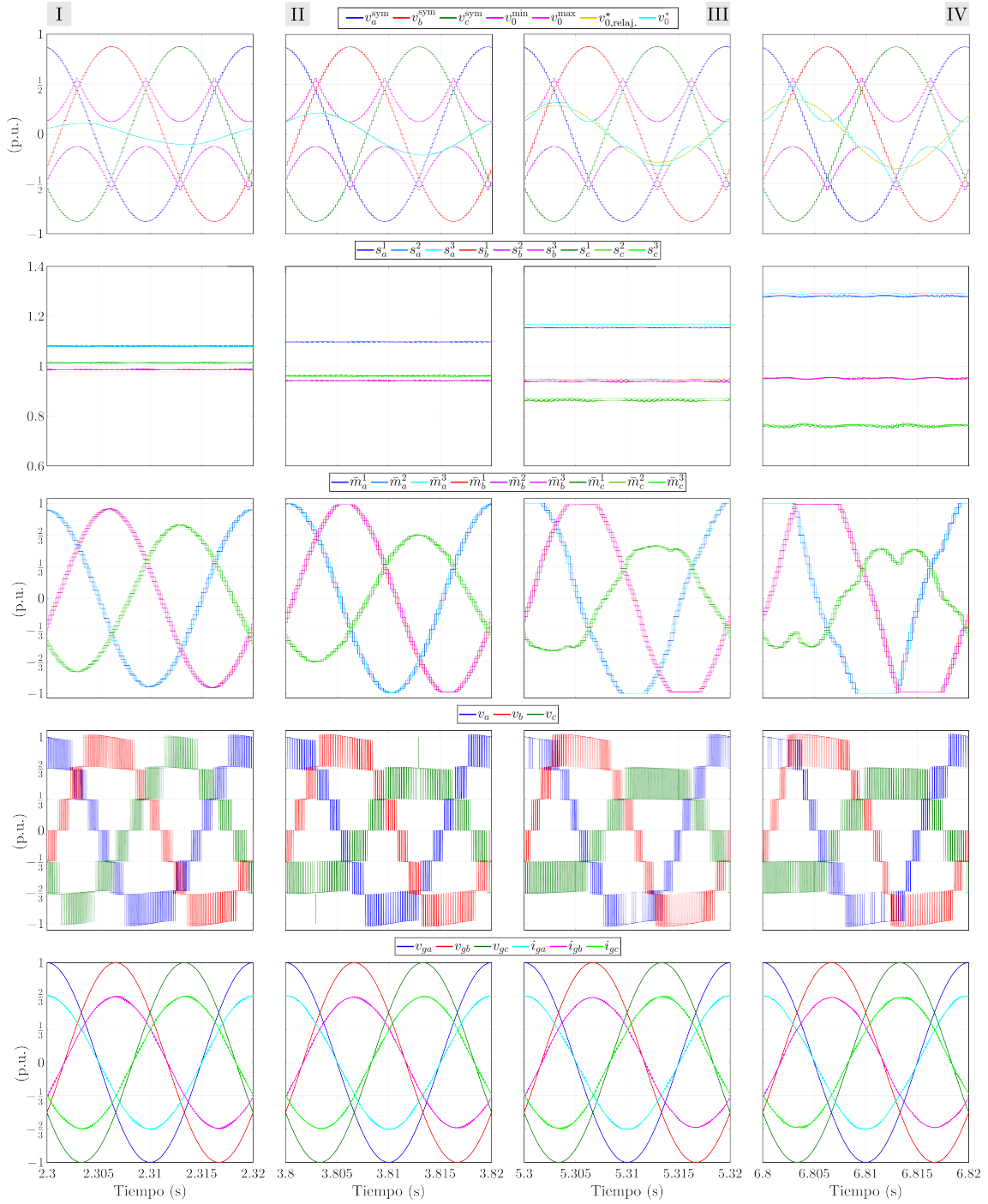


Figura 4.14: Variables de control y mediciones en la planta simulada para los casos I, II, III y IV. Primera fila (variables de control): tensiones simétricas v_{abc}^{sym} , límites inferior/superior $v_0^{\text{min}}/v_0^{\text{max}}$, solución relajada $v_{0,\text{relaj.}}^*$ y tensión de modo común óptima v_0^* . Segunda fila (variables de control): pesos s_k^j provistos por el esquema de balance de condensadores. Tercera fila (variables de control): índices de modulación resultantes \bar{m}_k^j . Cuarta fila (mediciones): tensiones de fase v_{abc} producidas por el convertidor CHB. Quinta fila (mediciones): tensiones $v_{g,abc}$ y corrientes de red $i_{g,abc}$.

modulación saturado de la fase b dado por el peso s_b^j haga que no se observe una tensión saturada en la fase b del convertidor.

Por último, el adecuado equilibrio entre la potencia generada por cada *string* y la potencia inyectada en la red permite que las tensiones en los condensadores de cada SM oscilen en torno a su valor nominal tal y como se presenta en la Fig. 4.15.

A partir de la Fig. 4.15, es posible evidenciar que el valor medio de las tensiones u_k^j se desvía

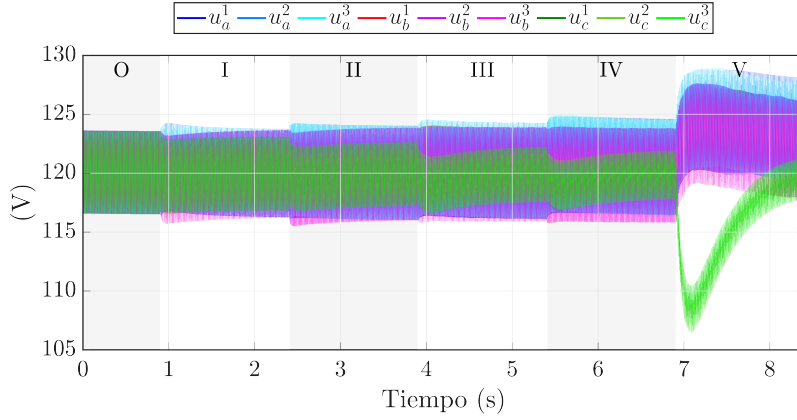


Figura 4.15: Tensiones u_k^j en los condensadores de cada SM.

de su valor nominal cuando ocurren las transiciones de potencia definidas en cada caso estudiado. Sin embargo, este valor continuo se estaciona en su consigna para todos los casos en que la tensión de modo común es la necesaria para mitigar los desbalances de potencia disponible en cada fase, es decir, los casos O, I, II, III y IV. Además, note que el *ripple* en las tensiones u_k^j está estrechamente relacionado al nivel de generación del SM respectivo. Por esta razón, las fases *a* y *b* tienden a aumentar su *ripple* dado el incremento en su nivel de generación, como se observa en la Fig. 4.13, mientras la fase *c* reduce sus fluctuaciones en torno al valor medio por la disminución de su potencia transferida.

Ahora, en la Fig. 4.15 se puede notar que en el caso V las desviaciones de las tensiones u_k^j en los condensadores son considerablemente mayores a las de los casos anteriores. Este comportamiento se debe a que la tensión de modo común producida por el convertidor no es la adecuada para compensar el nivel de desbalance considerando únicamente corrientes de red de frecuencia fundamental. Esto último se debe a que el caso V está fuera del dominio factible \mathcal{O} de la estrategia de control de la planta como se observa en la Fig. 4.12. En este sentido, las variables de control y mediciones exhibidas en la Fig. 4.16 constatan que los pesos s_k^j para balancear los condensadores intentan alterar notoriamente los índices de modulación óptimos en hasta un -33% para la fase *c*.

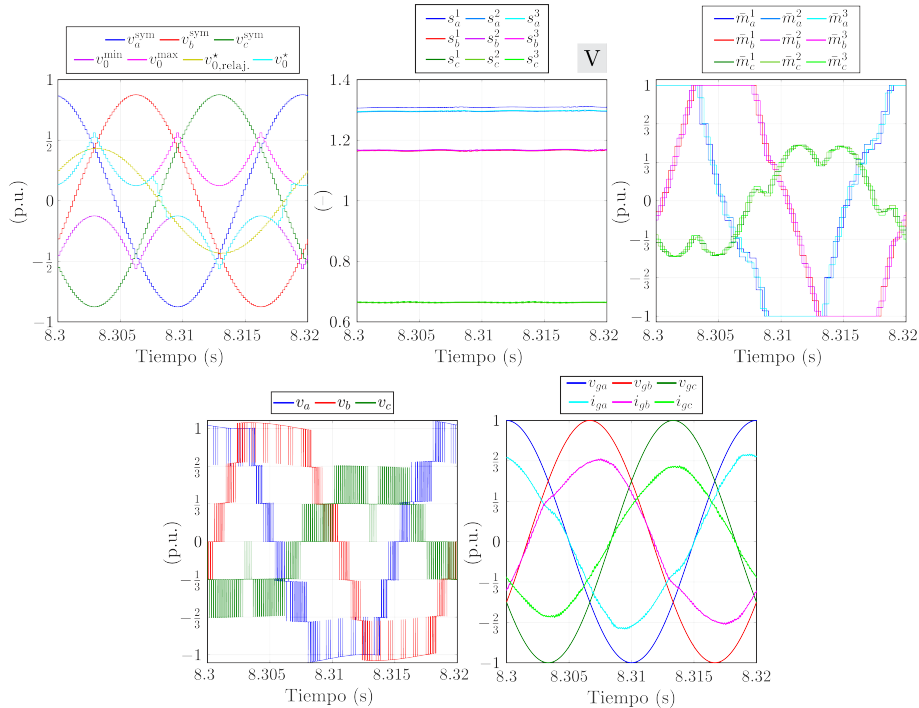


Figura 4.16: Variables de control y mediciones en la planta simulada para el caso V.

Por su parte, la tensión de modo común v_0^* mostrada en la Fig. 4.16 no tiene una componente fundamental igual a $v_{0,relaj}^*$, por lo que las corrientes de red $i_{g,abc}$ dejan de ser balanceadas y, además, incluyen componentes armónicas de bajo orden. Estos armónicos de bajo orden surgen para mantener la inyección de la potencia disponible, ya que su interacción con los armónicos de v_0^* permite compensar los desbalances de potencia $\Delta p_{\alpha\beta}$ según (3.20b) y (3.20c). Es por esta razón que las tensiones en los condensadores de cada puente H tienen a converger a su valor nominal. No obstante, esta condición de operación no es deseable porque el THDe de la corriente llega a ser 6.4%.

En conclusión, la estrategia de control propuesta en este trabajo de tesis, en el ámbito de la simulación computacional, cumple con el objetivo principal. Este corresponde a que, mediante la incorporación de una tensión de modo común en las tensiones de fase del convertidor CHB, es posible generar los índices de modulación adecuados, a través de un controlador PSMPC, para inyectar corrientes balanceadas a una red trifásica desde un sistema de conversión con desbalances severos de potencia entre fases.

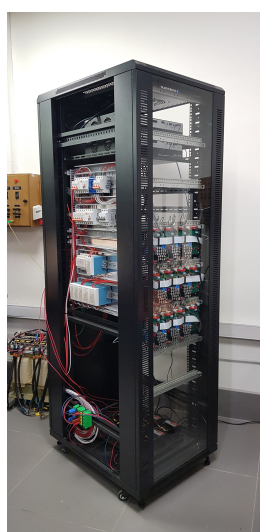
Capítulo 5

Experimentos en laboratorio

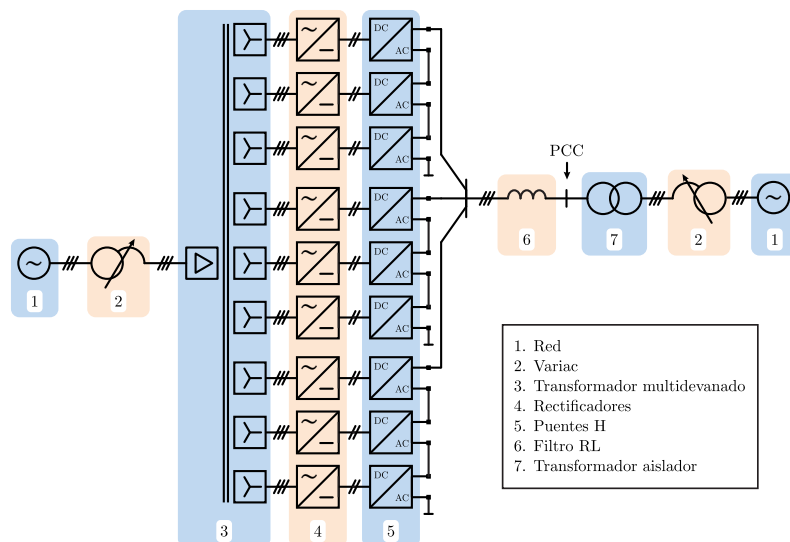
En este capítulo se exhibe el sistema de prueba y sus características, la metodología empírica para ajustar el controlador de corriente PSMPC y los resultados experimentales registrados en laboratorio. El objetivo principal de este capítulo es demostrar la efectividad de la inyección de una tensión de modo común para tratar desbalances de potencia entre fases en el dominio factible \mathcal{O} manteniendo un flujo de corrientes de red balanceado. El análisis de los datos experimentales permite aseverar que, considerando diferentes puntos de operación en el plano de desbalance de potencias entre fases, se observaron corrientes de red con un nivel de desbalance máximo de un 1% y un THDe no mayor a un 2.8%.

5.1 Sistema de prueba para evaluación en laboratorio

La evaluación del esquema de control propuesto se desarrolló en base a un sistema de prueba cuyas características se especifican en la presente sección. Antes que todo, es primordial tener en cuenta que el aporte principal de este trabajo de tesis yace en la inyección de una tensión de modo común con mínimo contenido armónico para mitigar desbalances de generación entre fases empleando un controlador de corriente tipo PSMPC. Teniendo esto en consideración, el lado de generación en el sistema de conversión se simplificó a un sistema de rectificación para disponer de tensiones continuas de valor nominal en los *dc-links* de cada SM. En las Figs. 5.1a y 5.1b se presenta el sistema prueba para la evaluación en laboratorio y su representación en un diagrama unilinear, respectivamente.



(a) Sistema de prueba.



(b) Diagrama unilinear del sistema de prueba.

Figura 5.1: Sistema de prueba para evaluación en laboratorio.

Como se aprecia en la Fig. 5.1b de izquierda a derecha, la energía es obtenida de la red trifásica disponible en el laboratorio. Luego, mediante un variac trifásico se regula la tensión en el primario de un transformador multidevanado que permite obtener nueve sistemas de tensión trifásicos aislados entre sí. Sucesivamente, se alimentan independientemente puentes rectificadores trifásicos de diodos que permiten sostener una tensión continua en los terminales de entrada de los diferentes puentes H. Estos últimos constan de un condensador de entrada y un puente completo de MOS-FETs con diodos en antiparalelo. En la Fig. 5.2 se presentan los circuitos de los convertidores descritos para cada SM.

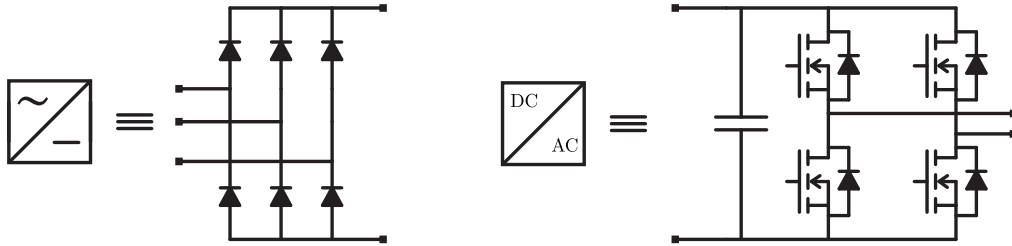


Figura 5.2: Circuitos de los convertidores que componen cada SM.

Consecuentemente, los pares de terminales de salida en cada puente H se conectan formando un arreglo trifásico en cascada y, como se aprecia en la Fig. 5.1b, estos alimentan el filtro RL de salida. Tras el filtro RL se tiene el punto denominado en inglés *point of common coupling* (PCC) donde se efectuarán las mediciones de tensión de la red. Luego, un transformador aislante de razón de transformación unitaria permite el aislamiento galvánico del convertidor con respecto a la red, mientras que un variac permite ajustar la tensión en el PCC alimentándose desde la misma red del laboratorio. Por último, en la Tab. 5.1 se exhiben los parámetros del sistema de prueba.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia nominal	S_b	3 kVA
Tensión nominal en el PCC	V_g	$110\sqrt{3}$ V
Frecuencia de la red	f	50 Hz
Submódulos por fase	N	3
Inductor del filtro	L	8.3 mH
Resistencia del filtro	R	0.2Ω
Tensión en los <i>dc-links</i>	V_{dc}	70 V
Capacidad en los <i>dc-links</i>	C	1 mF
Frecuencia de las ondas portadoras	f_c	1 kHz

Tabla 5.1: Parámetros del sistema de prueba.

Durante el desarrollo de los experimentos se utilizó la conexión a la red común del laboratorio donde se emplazó el sistema de prueba. Es crucial destacar que, si bien el nivel de desbalance en el sistema de tensiones fue despreciable, el contenido armónico de baja frecuencia en las tensiones de fase era considerable. Principalmente, se observaron quintos y séptimos armónicos que permitieron prever, dada su interacción con la corriente de frecuencia fundamental, el surgimiento de sextos armónicos en la potencia inyectada al PCC. Por ende, los resultados experimentales reflejan esta hipótesis en base a la observación del contenido armónico en la tensión del PCC. Además, se evidenció que el patrón conmutado de las tensiones del convertidor CHB impactó distorsionando la tensión del PCC mediante las corrientes de línea.

Por su parte, las simplificaciones en el sistema de prueba con respecto al modelo de planta inicial conllevan a que el esquema de control de la Fig. 3.13 prescindiera de algunas de sus componentes. En específico, al no haber convertidores *boosts* tanto el esquema MPPT como los PIs y moduladores se eliminaron. Por otra parte, la tensión en los *dc-links* de cada puente H fue regulada manualmente a través del variac que alimenta el transformador de múltiples devanados, por lo que en consecuencia, el esquema de balance de los condensadores no fue considerado. Por su parte, los niveles de potencia disponible en cada fase fueron ajustados de acuerdo al punto de operación que se buscó reproducir. En resumen, el esquema de la Fig. 5.3 presenta el esquema de control para el sistema de prueba.

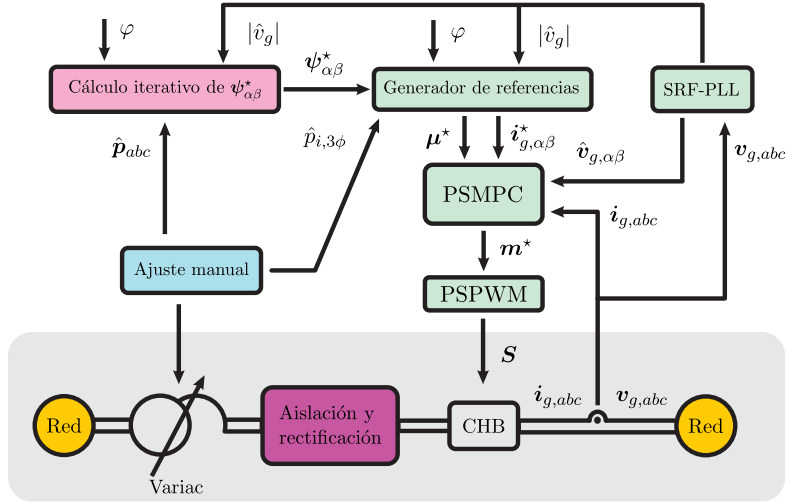


Figura 5.3: Esquema de control para el sistema de prueba.

La estrategia de control de la Fig. 5.3 se programó en una plataforma OPAL-RT OP4510. A través de los puertos de entradas análogas de la plataforma se realimentaron las corrientes y tensiones de red para efectuar el control. Mientras que por los puertos de salidas digitales se enviaron las señales de conmutación a tarjetas de conversión a fibra óptica para accionar los MOSFETs de cada puente H. Por su parte, todas los registros para elaborar los gráficos se llevaron a cabo con un osciloscopio KEYSIGHT DSOX3014T con una tasa de muestreo igual a 5 MHz.

5.2 Ajuste empírico del factor de ponderación

El controlador de corriente PSMPC toma sus decisiones en base a tres fuentes de información principalmente. En primer lugar, al modelo de la planta cuyos parámetros son determinantes para lograr un buen desempeño de este tipo de controlador. Por otra parte, a las mediciones de corriente las cuales traen consigo la respuesta real de la planta, por ende, cualquier error de modelamiento es compensando por el controlador a través de esta retroalimentación. Por último, a la estimación de la tensión fundamental en el PCC la cual se realiza empleando un esquema tradicional SRF-PLL incluyendo un filtro pasa bajos para eliminar las componentes armónicas medidas.

Estas fuentes de información se combinan en la función objetivo del controlador PSMPC (3.74), cuya estructura permite hacer un balance entre el seguimiento de la corriente de referencia y los índices de modulación en estado estacionario. De esta manera, la rapidez o ancho de banda del controlador puede ser regulado a través de la determinación empírica del factor de ponderación σ . Por consiguiente, si σ crece, la respuesta del controlador se parecerá cada vez más a un controlador en lazo abierto cuyas decisiones se basan únicamente en el modelo del sistema que permitió calcular los índices de modulación en estado estacionario. En contraposición, si σ decrece, la respuesta del controlador considerará, en mayor medida, la información provista por las mediciones de las corrientes. En el límite en que $\sigma \rightarrow 0$, el controlador se torna en uno denominado *dead-beat* (DB) cuyas actuaciones se caracterizan por tener variaciones abruptas ante el error de seguimiento, con el consecuente riesgo de generar la saturación del convertidor.

En vista de la importancia de este tema, se efectuó un ensayo de sensibilidad de la respuesta del controlador ante diferentes valores del factor de ponderación σ . Estos ensayos se realizaron teniendo en consideración dos criterios de ajuste: (i) que σ no sea lo bastante grande para sacrificar el seguimiento de la corriente y (ii) que σ no sea lo suficientemente pequeño como para generar índices de modulación con variaciones abruptas. En simples palabras, la idea fue buscar el punto de equilibrio entre un controlador en lazo abierto y uno DB.

De esta manera, se realizaron pruebas donde se dieron las referencias de potencia $p_a = p_b = p_c = 1 \text{ kW}$ con factor de potencia unitario. Los valores de σ que fueron probados son 2.5, 2 y 1.6. Este descenso progresivo se dio hasta que las corrientes no se distorsionaran con el comportamiento propio del controlador DB. De esta forma, las mediciones correspondientes a las tensiones en el convertidor, las corrientes de red y las tensiones en el PCC se muestran en la Fig. 5.4.

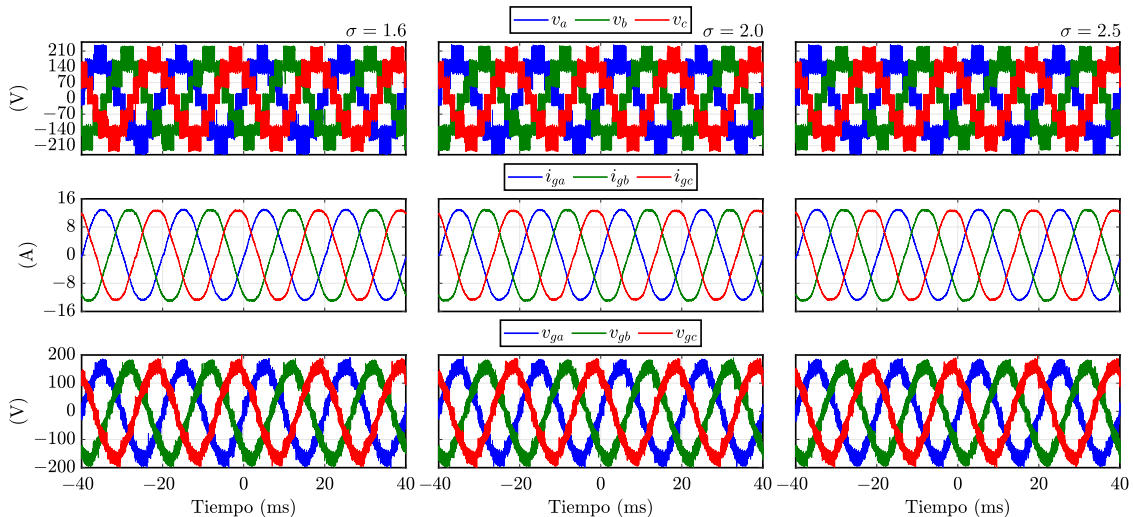


Figura 5.4: Mediciones durante el ajuste del factor de peso σ .

Como se observa en la primera fila de la Fig. 5.4, las tensiones del convertidor son señales conmutadas de siete niveles cuyos máximos y mínimos se desvían respecto a los niveles de tensión $\pm 210\text{V}$, respectivamente, dado el efecto doblaje de tensión en cada transitorio de alta frecuencia. Este efecto se refleja en las tensiones del PCC donde también se aprecia una distorsión de alta frecuencia. No obstante, el filtro pasa bajos del esquema SRF-PLL permite que el controlador pueda determinar los índices de modulación óptimos en función de la función de peso ajustada. A pesar de que las diferencias no son perceptibles en la Fig. 5.4, el THDe de la corriente de red sí muestra variaciones de acuerdo al valor de σ que se adopte. En la Tab. 5.2 se detallan los indicadores de distorsión armónica para la corriente de red y las tensiones del convertidor.

	σ	1.6	2	2.5
THDe	$i_{g,abc}$	2.9%	3.1%	3.2%
	v_{abc}	5.6%	5.1%	4.6%

Tabla 5.2: THDe en las corrientes $i_{g,abc}$ y tensiones v_{abc} para cada valor de σ .

A simple vista, en la Tab. 5.2 se nota el efecto compensador del controlador de corriente ante las desviaciones que tiene la red respecto al modelo asumido en su estimador. Luego, al reducir el valor de σ , el contenido armónico en las tensiones del convertidor aumenta con el fin de mitigar armónicos de bajo orden en la red y, de esta manera, conseguir una corriente de red con menor THDe. Por lo tanto, el punto de equilibrio buscado es $\sigma = 1.6$ y este es empleado en las restantes pruebas experimentales.

5.3 Validación experimental

Una vez configurado el controlador de corriente se efectuó la validación experimental del esquema de control propuesto en este trabajo de tesis. El objetivo fue verificar un flujo balanceado de corrientes hacia la red considerando la inyección de una tensión de modo común a las tensiones del convertidor con el fin de imponer desbalances de potencia entre fases preestablecidos. Es necesario recordar que la tensión en el *dc-link* de cada SM se forzó externamente mediante la regulación del variac representado a la izquierda de la Fig. 5.1b.

La potencia total inyectada a la red se fijó igual a la potencia nominal del sistema de prueba con factor de potencia unitario. Por su parte, el cálculo de la tensión de modo común se da en términos de los niveles de desbalance en las potencias de cada fase que se grafican en la Fig. 5.5. De esta manera, los registros obtenidos de las tensiones del convertidor v_{abc} , las corrientes de línea $i_{g,abc}$ y las tensiones en el PCC $v_{g,abc}$ se despliegan en la Fig. 5.6 para los casos 0 y 1, mientras que en la Fig. 5.7 para los casos 2, 3, 4 y 5.

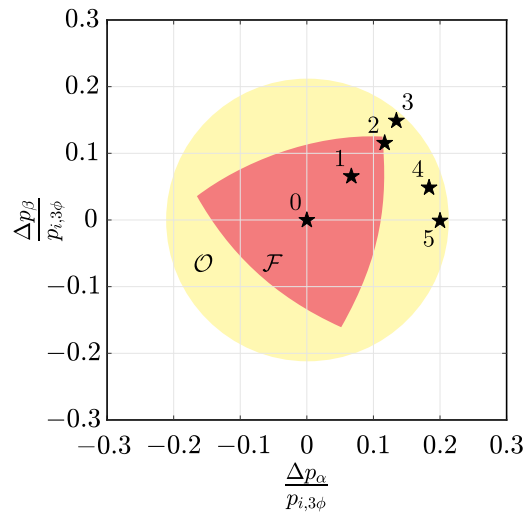


Figura 5.5: Puntos de operación experimentales en el plano de desbalances de potencia.

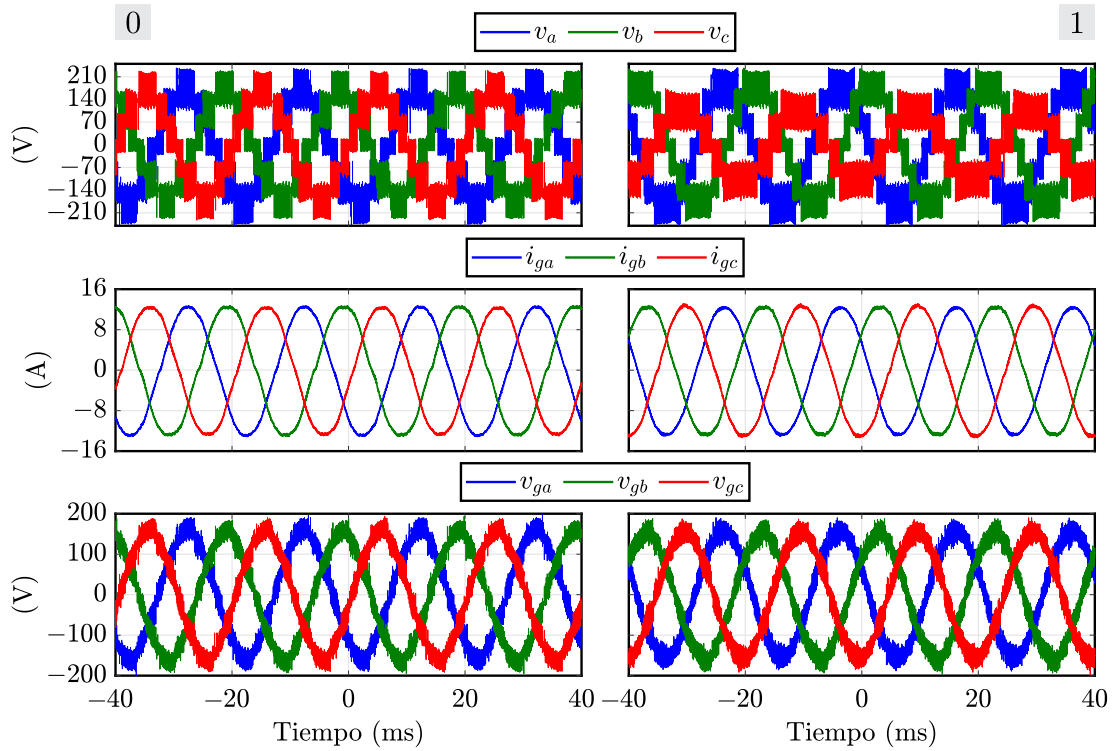


Figura 5.6: Mediciones para los casos experimentales 0 y 1.

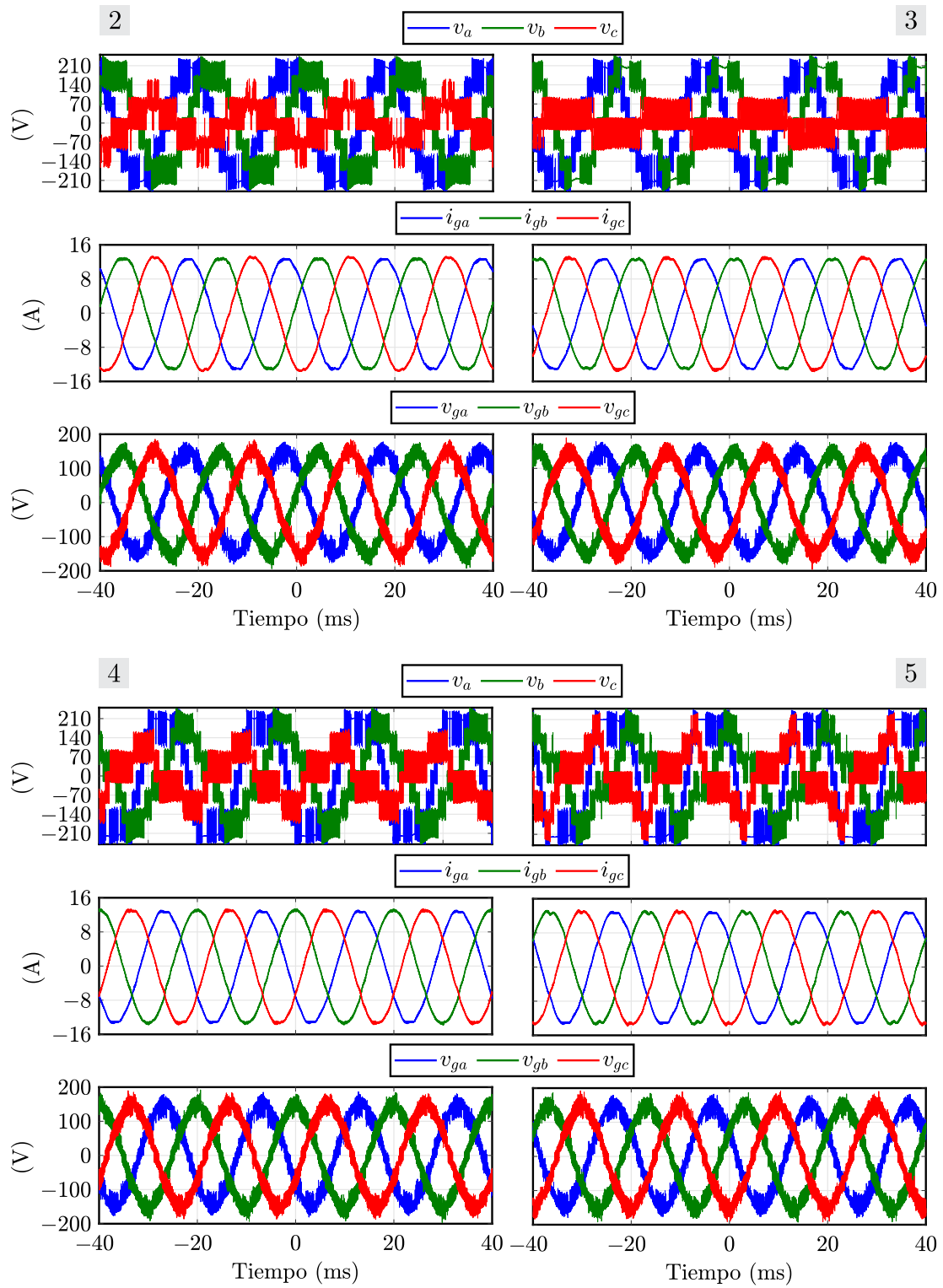


Figura 5.7: Mediciones para los casos experimentales 2, 3, 4 y 5.

A partir de las Figs. 5.6 y 5.7 se puede apreciar cómo las corrientes inyectadas a la red se mantienen balanceadas pese a la notoria distorsión que introduce la tensión de modo común en las tensiones de fase del convertidor. En la Tab. 5.3 se muestran los promedios de las corrientes fundamentales y la máxima desviación respecto a estos. Al observar la Tab. 5.3, se aprecia que la máxima desviación porcentual de una corriente de línea respecto al promedio fue igual a 1.0%. Por lo tanto, el desempeño del controlador de corriente PSMPC con el algoritmo ASM permite mantener un bajo nivel de desbalance en las corrientes de línea pese a la operación con saturación del convertidor.

Caso	0	1	2	3	4	5
$\bar{i}_{g,1}$	12.87	12.86	13.25	13.20	13.33	13.27
$\max\Delta i_{g,1}$	0.4%	0.6%	1.0%	1.0%	0.8%	1.0%

Tabla 5.3: Corriente fundamental promedio en A_{peak} y máxima desviación porcentual.

Desde otro punto de vista, se midió el contenido armónico de las corrientes en términos del THDe, mientras que para las tensiones en el inversor se adoptó el THDe y el WTHDe. Este último tiene la ventaja de dar mayor preponderancia a los armónicos de menor orden, por lo que permite observar mejor la inclusión de una tensión de modo común que provoca la saturación del convertidor. Así, en la Tab. 5.4 se exhiben los indicadores de distorsión armónica mencionados.

	Caso	0	1	2	3	4	5
THDe	$i_{g,abc}$	2.8%	2.4%	2.6%	2.7%	2.1%	2.4%
	v_{abc}	5.5%	5.1%	4.8%	8.4%	19.2%	30.0%
WTHDe	v_{abc}	1.0%	0.9%	0.9%	1.9%	6.1%	9.8%

Tabla 5.4: Indicadores de distorsión armónica para $i_{g,abc}$ y $v_{g,abc}$ en pruebas experimentales.

A partir de la Tab. 5.4, se evidencia que pese a que la distorsión armónica en las tensiones del convertidor aumenta para los casos 3, 4 y 5, el THDe de la corriente se mantiene en un rango admisible, es decir, menor a un 5%. Además, se observa cómo a contar del caso 3, la inclusión de armónicos de bajo orden en las tensiones de fase del convertidor impacta en el aumento del WTHDe medido respecto a los casos con una tensión de modo común puramente sinusoidal.

Finalmente, las potencias activa y reactiva inyectada en la red para cada caso se presentan en la Fig. 5.8.

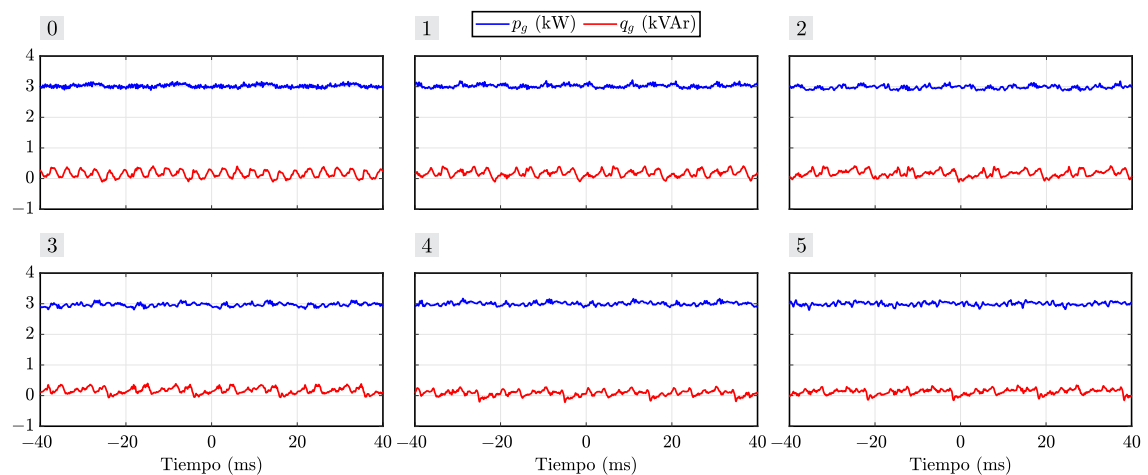


Figura 5.8: Potencias activa y reactiva para los casos experimentados.

De la Fig. 5.8 se puede deducir que la potencia activa total inyectada en la red, en todos los casos, se mantiene en torno a su valor de referencia. Por su parte, la potencia reactiva se mantiene con un valor medio constante y con un error en estado estacionario que disminuye para los casos 4 y 5. Además, se evidencian oscilaciones de sexta armónica de potencia reactiva debido a la interacción entre la corriente fundamental y los armónicos de orden cinco y siete de la tensión en el PCC.

Para finalizar, el análisis de los datos obtenidos experimentalmente permite aseverar que el objetivo principal de la estrategia de control propuesta fue cumplido. En primer lugar, las corrientes que fluyen hacia la red demostraron tener un nivel de desbalance no mayor a 1% y con un THDe máximo igual a 2.8%. Estos resultados se obtuvieron pese a que la tensión de las fases del convertidor se distorsionaron considerablemente dada la inclusión de una tensión de modo común para forzar desbalances de potencia entre fases. En conclusión, los resultados experimentales permiten validar la efectividad de la técnica de control propuesta en este trabajo de tesis.

Capítulo 6

Conclusiones y trabajos futuros

En este trabajo de tesis se ha presentado una estrategia de control óptimo para plantas fotovoltaicas de gran escala conectadas a redes trifásicas mediante convertidores puente H en cascada. El detalle de los puntos importantes de mencionar son:

1. El procedimiento adoptado en el estudio del sistema ha permitido elaborar el modelo matemático (3.20) que permite la operación de la planta con severos desbalances de generación entre sus fases con un flujo balanceado de corrientes hacia la red. La variable que permite dicha operación es la tensión de modo común, por lo que la capacidad de generar la tensión adecuada define el dominio factible de la planta. Es importante destacar que se elaboraron expresiones analíticas para la tensión de modo común óptima como para las regiones factibles de la planta.
2. Por su parte, el control de las corrientes inyectadas en la red considerando índices de modulación con una componente de modo común se efectuó mediante un controlador PSMPC. El desempeño efectivo del controlador se dio gracias a un algoritmo de tipo ASM que permitió el cálculo en tiempo real de la solución óptima del problema de control, es decir, los índices de modulación óptimos.
3. Se dio especial énfasis al análisis del dominio factible de la estrategia de inyección de una tensión de modo común para garantizar que estas puedan ser materializadas en un sistema de prueba real. Esto último fue exitosamente logrado gracias a la implementación de un algoritmo de búsqueda de ceros iterativo y distribuido que permitió la determinación de la tensión de modo común en tiempo real.
4. Las experimentos computacionales llevados a cabo dieron garantías de que la estrategia logró mantener una inyección plena de potencia a la red desde un sistema con desbalances severos de potencia entre fases. Esto último manteniendo corrientes balanceadas y con un bajo nivel de distorsión armónica.
5. Finalmente, las pruebas experimentales desarrolladas en el laboratorio dieron como resultado la verificación empírica de que la estrategia propuesta en este trabajo de tesis es efectiva para cualquier nivel de desbalance en la generación entre fases que esté dentro del dominio factible \mathcal{O} . En específico, se logró mantener un flujo de corrientes con desbalances de, a lo más, un 1% y un THDe máximo de 2.8%.

Finalmente, a partir de los resultados expuestos en esta tesis se desprenden los siguientes trabajos de investigación futuros:

1. Con simulaciones computacionales se evidenció que el nivel armónico de las corrientes de línea aumenta a medida que se opera fuera de la región \mathcal{O} permitiendo un equilibrio entre la generación fotovoltaica y la inyección de potencia en la red. Por lo que, considerando que los estándares internacionales en calidad de energía permiten un nivel máximo de distorsión armónica en corriente, en un trabajo a futuro se podría extender aún más la región con desbalances de potencia entre fases.
2. Se observó que un adecuado tratamiento del balance entre la generación fotovoltaica y los aportes de cada celda a la inyección de energía a la red se refleja en un perfil balanceado de

tensiones en los condensadores de cada celda. De esta manera, una estrategia generalizada para tratar desbalances de generación intra y entre fases se podría confeccionar el embeber el control de tensiones en los dc-links en el problema de control óptimo dando origen a un problema de control bilineal.

Bibliografía

- [1] Forecast International's Energy Portal. Wind & Solar Energy Installation Data: 2000-2018 Actuals + 2019-2023 Forecast. [Online] Disponible en <http://www.fi-powerweb.com/Renewable-Energy.html>.
- [2] Yifan Yu, Georgios Konstantinou, Branislav Hredzak, and Vassilios G Agelidis. Power balance optimization of cascaded h-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2):1108–1120, 2015.
- [3] Gro Harlem Brundtland. Report of the World Commission on Environment and Development: Our Common Future. [Online] Disponible en <https://sustainabledevelopment.un.org/content/documents/5987our-common-future.pdf>, Marzo 1987.
- [4] Ignacio J Pérez-Arriaga. *Regulation of the power sector*. Springer, 2014.
- [5] REN21. Renewables 2020 Global Status Report. [Online] Disponible en <https://www.ren21.net/reports/global-status-report/>, Junio 2020.
- [6] IEA PVPS. Snapshot of Global PV Markets 2020. [Online] Disponible en <https://iea-pvps.org/snapshot-reports/snapshot-2020/>, Abril 2020.
- [7] Jinyue Yan, Ying Yang, Pietro Elia Campana, and Jijiang He. City-level analysis of subsidy-free solar photovoltaic electricity price, profits and grid parity in china. *Nature Energy*, 4(8):709–717, 2019.
- [8] IRENA (2019). *Renewable Power Generation Costs in 2018*. International Renewable Agency, Abu Dhabi, 2019.
- [9] IEA PVPS. Trends in Photovoltaic Applications 2018. [Online] Disponible en <https://iea-pvps.org/trends-reports/>, 2018.
- [10] Ministerio de Energía. Energía 2050 Política Energética de Chile, 2016.
- [11] Asociación Chilena de Energías Renovables y Almacenamiento (ACERA). Estadísticas Sector de Generación de Energía Eléctrica Renovable. [Online] Disponible en <https://acera.cl/wp-content/uploads/2021/01/2020-12-Boletín-Estadísticas-ACERA-2.pdf>, Diciembre 2020.
- [12] Servicio de Evaluación Ambiental (SEA). Informe Consolidado de la Evaluación de Impacto Ambiental de la Declaración de Impacto Ambiental del Proyecto El Romero Solar. [Online] Disponible en <https://seia.sea.gob.cl/documentos/documento.php?idDocumento=2129271592>, Febrero 2014.
- [13] Servicio de Evaluación Ambiental (SEA). Informe Consolidado de la Evaluación de Impacto Ambiental de la Declaración de Impacto Ambiental del Proyecto Planta Fotovoltaica Malgarida II. [Online] Disponible en <https://seia.sea.gob.cl/documentos/documento.php?idDocumento=2131803934>, Septiembre 2016.
- [14] Coordinador Eléctrico Nacional. Infotécnica: Instalaciones en Operación. [Online] Disponible en <https://infotecnica.coordinador.cl/instalaciones/centrales>.
- [15] Samir Kouro, Bin Wu, Haitham Abu-Rub, and Frede Blaabjerg. Photovoltaic energy conversion systems. *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, pages 160–198, 2014.

- [16] Jyoti Sastry, Panagiotis Bakas, Hongrae Kim, Lei Wang, and Antonios Marinopoulos. Evaluation of cascaded h-bridge inverter for utility-scale photovoltaic systems. *Renewable Energy*, 69:208–218, 2014.
- [17] Paul Sochor and Hirofumi Akagi. Theoretical comparison in energy-balancing capability between star-and delta-configured modular multilevel cascade inverters for utility-scale photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(3):1980–1992, 2015.
- [18] Yifan Yu, Georgios Konstantinou, Branislav Hredzak, and Vassilios G Agelidis. Power balance of cascaded h-bridge multilevel converters for large-scale photovoltaic integration. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1):292–303, 2015.
- [19] Rahul Sharma and Anandarup Das. Enhanced active power balancing capability of grid-connected solar pv fed cascaded h-bridge converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7(4):2281–2291, 2019.
- [20] Ahmad Khan, Mohsen Hosseinzadehtaher, Mohammad B Shadmand, Sertac Bayhan, and Haitham Abu-Rub. On the stability of the power electronics-dominated grid: A new energy paradigm. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 14(4):65–78, 2020.
- [21] Sebastian Rivera, Bin Wu, Ricardo Lizana, Samir Kouro, Marcelo Perez, and Jose Rodriguez. Modular multilevel converter for large-scale multistring photovoltaic energy conversion system. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 1941–1946. IEEE, 2013.
- [22] CD Townsend, TJ Summers, and RE Betz. Control and modulation scheme for a cascaded h-bridge multi-level converter in large scale photovoltaic systems. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 3707–3714. IEEE, 2012.
- [23] ND Marks, TJ Summers, and RE Betz. Control of a 19 level cascaded h-bridge multilevel converter photovoltaic system. In *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 2265–2272. IEEE, 2014.
- [24] Bailu Xiao and Leon M Tolbert. Efficiency improved and current balanced three-phase modular cascaded h-bridge multilevel pv inverter for grid-connected applications. In *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 4661–4669. IEEE, 2014.
- [25] Bailu Xiao, Lijun Hang, Jun Mei, Cameron Riley, Leon M Tolbert, and Burak Ozpineci. Modular cascaded h-bridge multilevel pv inverter with distributed mppt for grid-connected applications. *IEEE transactions on industry applications*, 51(2):1722–1731, 2014.
- [26] Ricardo P Aguilera, Pablo Acuna, Yifan Yu, Georgios Konstantinou, Christopher D Townsend, Bin Wu, and Vassilios G Agelidis. Predictive control of cascaded h-bridge converters under unbalanced power generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1):4–13, 2016.
- [27] Wang Mao, Xing Zhang, Tao Zhao, Yuhua Hu, Fusheng Wang, Zhiqiang Dai, and Renxian Cao. Research on power equalization of three-phase cascaded h-bridge photovoltaic inverter based on the combination of hybrid modulation strategy and zero-sequence injection methods. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(11):9337–9347, 2019.
- [28] Rodrigo Cuzmar, Javier Pereda, and Ricardo P Aguilera. Phase-shifted model predictive control to achieve power balance of chb converters for large-scale photovoltaic integration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020.
- [29] Ana Cabrera-Tobar, Eduard Bullich-Massagué, Mònica Aragüés-Peñalba, and Oriol Gomis-Bellmunt. Topologies for large scale photovoltaic power plants. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 59:309–319, 2016.
- [30] 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*, 9(1):47–61, 2015.
- [31] MERCOS India. With 2245 MW of Commissioned Solar Projects, World’s Largest Solar Park is Now at Bhadla. [Online] Disponible en <https://mercomindia.com/world-largest-solar-park-bhadla/>, 3 2020.

- [32] F. Blaabjerg, Zhe Chen, and S. B. Kjaer. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(5):1184–1194, 2004.
- [33] Jose Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 49(4):724–738, 2002.
- [34] Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5):518–523, 1981.
- [35] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt. Multicell converters: basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5):955–964, 2002.
- [36] Peter W Hammond. A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 33(1):202–208, 1997.
- [37] KC Oliveira, MC Cavalcanti, João L Afonso, AM Farias, and FAS Neves. Transformerless photovoltaic systems using neutral point clamped multilevel inverters. In *2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 1131–1136. IEEE, 2010.
- [38] Mariusz Malinowski, K Gopakumar, Jose Rodriguez, and Marcelo A Perez. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 57(7):2197–2206, 2009.
- [39] Samir Kouro, Bin Wu, Álvaro Moya, Elena Villanueva, Pablo Correa, and José Rodríguez. Control of a cascaded h-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems. In *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pages 3976–3982. IEEE, 2009.
- [40] Soumyadeep Ray, Nitin Gupta, and Ram Avtar Gupta. A comprehensive review on cascaded h-bridge inverter-based large-scale grid-connected photovoltaic. *IETE Technical review*, 34(5):463–477, 2017.
- [41] IEC 62109-1: Safety of power converters for use in photovoltaic power systems—part 1: General requirements, 2010.
- [42] Y. Shi, R. Li, Y. Xue, and H. Li. High-frequency-link-based grid-tied pv system with small dc-link capacitor and low-frequency ripple-free maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(1):328–339, 2016.
- [43] S. Rivera, S. Kouro, B. Wu, J. I. Leon, J. Rodriguez, and L. G. Franquelo. Cascaded h-bridge multilevel converter multistring topology for large scale photovoltaic systems. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 1837–1844, 2011.
- [44] Antonio Dell’Aquila, Marco Liserre, Vito Giuseppe Monopoli, and Paola Rotondo. Overview of pi-based solutions for the control of dc buses of a single-phase h-bridge multilevel active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 44(3):857–866, 2008.
- [45] D Grahame Holmes and Thomas A Lipo. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, volume 18. John Wiley & Sons, 2003.
- [46] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari. Evolution of topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(4):1631–1656, 2017.
- [47] Petros Karamanakos, Eyke Liegmann, Tobias Geyer, and Ralph Kennel. Model predictive control of power electronic systems: Methods, results, and challenges. *IEEE Open Journal of Industry Applications*, 1:95–114, 2020.
- [48] V. Yaramasu and B. Wu. Predictive control of a three-level boost converter and an npc inverter for high-power pmsg-based medium voltage wind energy conversion systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(10):5308–5322, 2014.
- [49] T. Geyer and S. Mastellone. Model predictive direct torque control of a five-level anpc converter drive system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(5):1565–1575, 2012.

- [50] P. Lezana, R. Aguilera, and D. E. Quevedo. Model predictive control of an asymmetric flying capacitor converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(6):1839–1846, 2009.
- [51] M. A. Perez, P. Cortes, and J. Rodriguez. Predictive control algorithm technique for multi-level asymmetric cascaded h-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4354–4361, 2008.
- [52] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub. Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8):2691–2699, 2010.
- [53] R. Vargas, J. Rodriguez, C. A. Rojas, and M. Rivera. Predictive control of an induction machine fed by a matrix converter with increased efficiency and reduced common-mode voltage. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 29(2):473–485, 2014.
- [54] M. Narimani, Bin Wu, V. Yaramasu, Zhongyuan Cheng, and N. R. Zargari. Finite control-set model predictive control (fcs-mpc) of nested neutral point-clamped (nnpc) converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12):7262–7269, 2015.
- [55] J. Qin and M. Saeedifard. Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back hvdc system. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(3):1538–1547, 2012.
- [56] Andrew D Lewis. The maximum principle of pontryagin in control and in optimal control. *Handouts for the course taught at the Universitat Politecnica de Catalunya*, 2006.
- [57] Frank L Lewis, Draguna Vrabie, and Vassilis L Syrmos. *Optimal control*. John Wiley & Sons, 2012.
- [58] Regina Burachik, C. Kaya, and Saba Majeed. A duality approach for solving control-constrained linear-quadratic optimal control problems. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 52:1423–1456, 05 2014.
- [59] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. Wiley - IEEE. Wiley, 2010.
- [60] Jorge Nocedal and Stephen J Wright. Quadratic programming. *Numerical optimization*, pages 448–492, 2006.
- [61] KYOCERA. KC200GT High Efficiency Multicrystal Photovoltaic Module. [Online] Disponible en <https://www.energymatters.com.au/images/kyocera/KC200GT.pdf>.