

Universidad Técnica Federico Santa María

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Valparaíso - Chile



“UNA ESTRATEGIA DE CONTROL ÓPTIMO PARA LA OPERACIÓN EFICIENTE DE CONVERTIDORES MULTINIVEL EN CASCADA EN CONDICIONES DEGRADADAS”

ALAN EZEQUIEL CABALLERO VAZQUEZ

**MEMORIA DE TITULACIÓN PARA OPTAR AL TÍTULO DE
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA**

Profesores Guía

Alejandro Angulo Cárdenas

Pablo Lezana Illesca

12 de septiembre de 2023

Universidad Técnica Federico Santa María

Departamento de Ingeniería Eléctrica

Valparaíso - Chile



“UNA ESTRATEGIA DE CONTROL ÓPTIMO PARA LA OPERACIÓN EFICIENTE DE CONVERTIDORES MULTINIVEL EN CASCADA EN CONDICIONES DEGRADADAS”

ALAN EZEQUIEL CABALLERO VAZQUEZ

2023

Material de referencia, su uso no involucra responsabilidad del autor o de la Institución.

Este trabajo se lo dedico a mi abuela Raquel.

Agradecimientos

En primer lugar, doy gracias a Dios por la vida.

Quiero agradecer a mis profesores guía Dr. Alejandro Angulo y Dr. Pablo Lezana por toda su ayuda en el desarrollo de la memoria, sin su guía este trabajo no se podría haber realizado. También agradecer a mi compañero Felipe Calderón, en cuyo trabajo se inspira esta memoria. Me dió su apoyo tantas veces que no las puedo contar.

Quiero agradecer a mi esposa Jenifer, mi ayuda idónea, por estar siempre incondicional para apoyarme, no solo en el largo transcurso de esta memoria sino en toda mi etapa universitaria. Agradezco a mi abuela y a mis padres, por todo lo que han hecho por mí. También quiero agradecer a mis suegros, Ana y Rolando, quienes siempre tuvieron palabras de aliento y consejos invaluable, y que también me supieron sostener en los momentos difíciles. Agradezco a mis cuñados Samuel, Nahum y Matías, por las risas, por los juegos, por la compañía.

Agradezco además a ANID, que por medio del proyecto basal FB0008 “Advanced Center for Electrical and Electronic Engineering, AC3E” y el proyecto Fondecyt Regular N° 1210625, ha colaborado en el desarrollo de este trabajo.

Estar alejado de casa hubiera sido muy difícil si no contara con buenos amigos, Rubén y Edgard, gracias por todo su apoyo, los estimo mucho. También agradecer a mis compañeros de pensión, por los buenos momentos y el apoyo mutuo.

Por último, quiero agradecer a todos mis compañeros de carrera, por su gran compañerismo.

Gracias a todos.

Alan

Resumen

En este trabajo se aplica una estrategia de control óptimo en el control de un convertidor multicelda en cascada operando en condiciones degradadas. En primer lugar, con la finalidad de observar resultados que muestren las bondades del control óptimo, se presenta una aplicación preliminar de la propuesta de investigación en que se inspira este trabajo [1]. Para esto, se implementó una estrategia de control óptimo en el control de corriente de un convertidor monofásico operando en régimen de sobremodulación.

Luego, conceptos necesarios para el desarrollo de modelos y su respectiva implementación son presentados, describiendo el funcionamiento, control y modulación de los convertidores multicelda en cascada.

En base a estos antecedentes, y considerando un convertidor multicelda en cascada con modulación basada en carrier y conectado a la red, se presentan dos modelos de control óptimo que comparten restricciones pero tienen funciones objetivo diferentes: la minimización del valor RMS de la tensión de modo común y la minimización de sus componentes armónicas.

Los problemas de optimización son resueltos para distintos tipos de falla y puntos de operación arbitrarios. Además, se analiza la zona de factibilidad en la que los problemas de optimización tienen solución. De manera complementaria, se desarrollan procedimientos para utilizar estas estrategias en implementaciones en tiempo real.

Finalmente, las soluciones de los problemas son implementadas y analizadas mediante los software PLECS y MATLAB, modelando un convertidor multicelda en cascada de siete niveles.

Abstract

This work applies an optimal control strategy to control a Cascade H-Bridge (CHB) converter operating in degraded conditions. In the first place, to observe results that show the benefits of optimal control techniques, a preliminary application of the research proposal on which this work is inspired [1] is presented. For this, an optimal control strategy was implemented in the current control of a single-phase converter operating in an overmodulation regime.

Then, necessary concepts for developing models and their respective implementation are presented, describing the operation, control, and modulation of the CHB converter.

Based on this background and considering a CHB converter with carrier-based modulation and connected to the grid, two optimal control models are studied, both sharing constraints but with different objective functions: the minimization of the RMS value of the common-mode voltage and the minimization of its harmonic components.

Optimization problems are solved for different types of failure and arbitrary operating points. In addition, the feasibility zone in which the optimization problems have a solution is analyzed. In a complementary way, procedures are developed to execute these strategies in real-time platforms.

Finally, the solutions to the problems are implemented and analyzed using the PLECS and MATLAB software, modeling a cascaded seven-level CHB converter.

Índice general

1. Introducción	1
2. Motivación	6
2.1. Descripción de la implementación	9
2.1.1. Bloque SSC	10
2.1.2. Bloque FC	10
2.2. Resultados obtenidos	11
2.2.1. Experimento implementado	11
2.2.2. Caso sin bloque SSC	12
2.2.3. Caso en que se minimiza el THD	12
2.2.4. Caso en que se minimiza el WTHD	13
2.2.5. Resultados obtenidos	14
3. Fundamentos teóricos	16
3.1. Generalidades	16
3.1.1. Convertidores multinivel	16
3.1.2. Convertidor multicelda en cascada	18
3.2. Estrategias de modulación de CMC	21
3.2.1. Modulación convertidor puente H	21
3.2.2. Modulación multicarrier Phase-Shifted	24
3.2.3. Modulación vectorial	26
3.3. Estrategias de control de CMC	28
3.3.1. Control PI resonante	28
3.3.2. Control PI en coordenadas dq	30

3.3.3.	Estrategia de control para CMC operando en condiciones degradadas	32
3.3.4.	Control óptimo	35
4.	Modelamiento	36
4.1.	Descripción del problema	36
4.2.	Inyección de v_0 en esquema de control	37
4.3.	Modelo de control óptimo	38
4.3.1.	Función objetivo	38
4.3.2.	Restricciones	39
4.3.3.	Formulación final	40
4.4.	Soluciones del modelo de control óptimo	41
4.4.1.	Discretización del modelo	41
4.4.2.	Implementación en AMPL	42
4.4.3.	Soluciones	42
4.5.	Análisis del problema de optimización	44
4.6.	Implementación en tiempo real	45
4.6.1.	Mínimo v_{0rms}	46
4.6.2.	Mínimo v_{0hrms}	47
5.	Experimentos computacionales	49
5.1.	Discusión preliminar	50
5.2.	Simulaciones en software PLECS	50
5.2.1.	Experimento	51
5.2.2.	Punto de operación	51
5.2.3.	Soluciones y análisis de resultados	52
5.2.4.	Operación en tiempo real	55
6.	Conclusiones	58
	Anexos	61

A. Códigos implementados en AMPL	62
A.1. Código implementado en AMPL para minimización de tensión RMS de modo común	62
A.1.1. Archivo .dat	62
A.1.2. Archivo .mod	63
A.1.3. Archivo .run	65
A.2. Código implementado en AMPL para minimización de tensión armónica RMS de modo común	69
A.3. Código para determinar límites de factibilidad	71
A.3.1. Archivo .dat	71
A.3.2. Archivo .run	72
A.4. Post-proceso en MATLAB	75
B. Diagramas de bloques y códigos implementados en PLECS y SIMULINK	78
B.1. Esquemas en software PLECS	79
B.1.1. Convertidor multicelda en cascada	79
B.1.2. Puentes H	80
B.1.3. Phase Lock Loop (PLL)	80
B.1.4. Moduladores	81
B.1.5. Esquema para determinar v_0 según [2]	82
B.1.6. C-Script procedimiento sección 4.6.2	83
B.2. Esquemas en softwares SIMULINK Y MATLAB	85
B.2.1. Esquema principal en SIMULINK	85
B.2.2. Código con parámetros	85
B.2.3. Código M-S-Function	87
B.2.4. Controlador PI con antienrollamiento	91
B.2.5. Look-up Table procedimiento sección 4.6.2	92
Referencias	94

Índice de figuras

1.1. Esquema método IV [3].	2
1.2. Tensión de modo común obtenida para una falla en la fase a [2].	2
1.3. Comparación THD de tensión de salida a partir de cada método [4].	3
1.4. Comparación tensiones máximas que se pueden generar con cada método [4].	3
1.5. Comparación componentes fundamentales tensión modo común [4].	3
1.6. Comparación valor RMS de tensión modo común para métodos III y IV [4].	3
2.1. Esquema de control completo	6
2.2. Tensión de salida con mínimo THD para diferentes índices de modulación m [1]	8
2.3. Tensión de salida con mínimo WTHD para diferentes índices de modulación m [1]	9
2.4. Convertidor monofásico con filtro L alimentando una carga R	9
2.5. Formas de onda sin control óptimo.	12
2.6. Formas de onda para minTHD.	13
2.7. Formas de onda para minWTHD.	14
3.1. Clasificación de convertidores de alta potencia [5].	16
3.2. Clasificación de convertidores fuente de tensión [5].	17
3.3. Topología convertidor multicelda en cascada [6]	19
3.4. Fuentes DC de igual magnitud [7]	19
3.5. Puente H [7].	21
3.6. Esquemas equivalentes de modulador bipolar [7].	22
3.7. Modulación Bipolar PWM para el Puente H operando con $m_f = 15$, $m_a = 0,8$, $f_m = 60$ Hz y $f_{cr} = 900$ Hz [7].	22
3.8. Esquemas equivalentes de modulador unipolar [7].	23

3.9. Modulación Unipolar PWM para el Puente H operando con $m_f = 15$, $m_a = 0,8$, $f_m = 60$ Hz y $f_{cr} = 900$ Hz [7].	23
3.10. CMC de siete por fase [7].	25
3.11. Esquema modulación unipolar utilizada en modulación Phase-Shifted.	25
3.12. Fasores espaciales creados por el patrón de conmutaciones básicas (fasores espaciales activos) [8].	26
3.13. Fasor espacial de [8].	26
3.14. Esquema de control realimentado.	28
3.15. Respuesta en frecuencia de controlador PR ideal [9].	29
3.16. Respuesta en frecuencia de controlador PR no ideal [9].	29
3.17. Controladores PI por canal y transformación abc-dq.	32
3.18. Conjunto de soluciones posibles de v_0 . (a) Operación normal. (b) Falla 0-1-0 (c) Falla 0-1-0 [2].	34
4.1. Topología de CMC de N celdas [10].	36
4.2. Esquema de control completo.	38
4.3. v_0 para puntos de operación arbitrarios.	43
4.4. Zona de factibilidad Ω_3 para ambos problemas.	45
4.5. Casos truncamiento.	46
5.1. Hexágonos para operación normal y degradada y punto de operación (referencia). . .	52
5.2. Tensiones v_0 para punto de operación.	52
5.3. Simulación con v_0 propuesto en [2] y detallado en la sección 3.3.3.	53
5.4. Simulación para mínimo v_{0rms}	54
5.5. Simulación para mínimo v_{0hrms}	55
5.6. Simulación en tiempo real para mínimo v_{0rms}	56
5.7. Simulación en tiempo real para mínimo v_{0hrms}	57
B.1. CMC implementado en software PLECS.	79
B.2. Esquema puente H implementado.	80
B.3. Esquema de PLL.	80

ÍNDICE DE FIGURAS

B.4. Esquema entrada de referencia y v_0 al modulador.	81
B.5. Esquema modulador.	81
B.6. Esquema modulador fase c en condiciones de falla.	82
B.7. Esquema determinación de v_0 según [2].	82
B.8. C-Script implementado en PLECS para procedimiento de la sección ???.	83
B.9. Esquema principal en SIMULINK.	85
B.10. Root Locus para determinar el controlador PI (tiempo discreto).	91
B.11. Respuesta escalón de controlador más planta.	92
B.12. Look-up table de dos dimensiones.	92

Índice de Tablas

2.1. Magnitudes de la corriente de referencia.	11
2.2. Resultados de THD de la tensión de salida para $m = 1, 15$ ($ i^* = 11, 36$).	14
3.1. Descripción general del mercado de VSC para convertidores de media tensión [5]. . .	18
3.2. Estados de conmutación de un convertidor de cinco niveles [7].	20
4.1. Puntos de operación arbitrarios para experimento preliminar.	42
4.2. THD, WTHD y valor RMS de v_0 para $\min v_{0rms}$	44
4.3. THD, WTHD y valor RMS de v_0 para $\min v_{0hrms}$	44
4.4. Puntos de operación arbitrarios para experimento preliminar.	46
5.1. Datos de red y CMC	49
5.2. Datos de hardware	50
5.3. Valores rms, THD y WTHD para tensiones y corrientes en condiciones normales y degradadas sin v_0	52
5.4. Valores rms, THD y WTHD para tensiones y corrientes en condiciones degradadas inyectando v_0	53
5.5. Puntos de operación arbitrarios para implementación en tiempo real.	56

Nomenclatura

v_0	Tensión de modo común
v_{01}	Componente fundamental de la tensión de modo común
v_{0h}	Suma de componentes armónicas de la tensión de modo común
v_{0rms}	Valor efectivo de la tensión de modo común
v_{0hrms}	Valor efectivo de la tensión de modo común menos su componente fundamental
m	Índice de modulación
u_k^*	Tensión de referencia de la fase k
u_k'	Tensión de referencia de la fase k más tensión de modo común
V_{dc}	Tensión de alimentación de puente H (V)
Δ_k	Magnitud de falla en la fase k (V)
ω	Frecuencia de red (rad/s)
PI	Controlador proporcional integral
PR	Controlador PI resonante
THD	Distorsión armónica total
WTHD	Distorsión armónica total ponderada
PLL	Phase Locked-Loop
CMC	Convertidor multicelda en cascada
NPC	Convertidor Neutral-Point Clamped

Capítulo 1

Introducción

Los convertidores multinivel son ampliamente utilizados en la actualidad en aplicaciones de media tensión y alta potencia. Entre estas aplicaciones se encuentran accionamientos que involucran motores eléctricos, STATCOM, HVDC y aplicaciones relacionadas con energías renovables [11]. Las principales ventajas de estos dispositivos en comparación a los convertidores de dos niveles, es la posibilidad de operar con un bajo nivel de contenido armónico y con bajo nivel de tensión en los semiconductores de potencia [2].

Entre los convertidores multinivel se encuentran los convertidores multinivel en cascada (CMC). Estos convertidores son ampliamente utilizados debido a que permiten mantener el balance y magnitud de las tensiones de salida en condiciones de falla. Sin embargo, dado el gran número de elementos semiconductores en este convertidor, existe una mayor probabilidad de falla [4] - [12].

La correcta operación de los CMC depende de una adecuada elección de la estrategia de modulación y el correspondiente control de las variables de salida. La estrategia elegida debe permitir seguir operando con tensiones balanceadas en la carga y de magnitud deseadas en condiciones de falla [3]. De esta manera, los métodos de modulación que pueden ser utilizados en condiciones degradadas, pueden ser divididos en cinco categorías [6]: (i) utilización de celdas redundantes, (ii) control de tensiones DC utilizadas en el convertidor, (iii) realización de los respectivos *bypass* en celdas del mismo nivel, (iv) utilización de estados de conmutación redundantes y (v) la inyección de tensión de secuencia cero en las tensiones de referencia del convertidor. Según [6], esta última categoría es la más práctica.

La tensión de secuencia cero v_0 , también conocida como tensión de modo común, tiene efectos dañinos en las máquinas eléctricas [4]. En los convertidores que permiten un flujo bidireccional de potencia, esta tensión interactúa con las corrientes en la carga eventualmente generando potencias de salida negativas [6]. Por esta razón, en [4] y [11] se menciona que la minimización de este parámetro es de gran relevancia. Dicha minimización también disminuye el desbalance resultante en las tensiones a raíz de la operación con fallas. Así, se han desarrollado métodos que mejoran el desempeño de los CMC operando en condiciones degradadas disminuyendo la tensión de modo común [12] - [11].

De esta manera, considerando la categoría (v) mencionada anteriormente, en [2] se propuso una estrategia de modulación generalizada basada en carrier tolerante a fallas. Esta estrategia se basa en

un enfoque geométrico para la inyección de tensión de secuencia cero y considera el estado de cada una de las celdas para la determinación de las señales de modulación. Este método es aplicable a convertidores multinivel en cascada simétricos y asimétricos, y en operaciones en condiciones tanto normales como degradadas.

En la Fig. 1.1 se observa el esquema que describe la determinación e inyección de la tensión de modo común v_0 de la estrategia mencionada anteriormente y denominada *minmax*. La expresión para el cálculo de dicha tensión es la siguiente:

$$v_0 = \frac{u_{max} + u_{min}}{2}, \quad (1.1)$$

donde u_{max} y u_{min} corresponden a los límites superior e inferior de v_0 , respectivamente. A partir de la Fig. 1.2 y de (1.1), se aprecia que la tensión v_0 es calculada de tal manera de asegurar que no se superen los límites de las tensiones que pueden ser generadas en condiciones degradadas. Sin embargo, no son aplicados criterios para minimizar el valor RMS o el contenido armónico de la tensión v_0 .

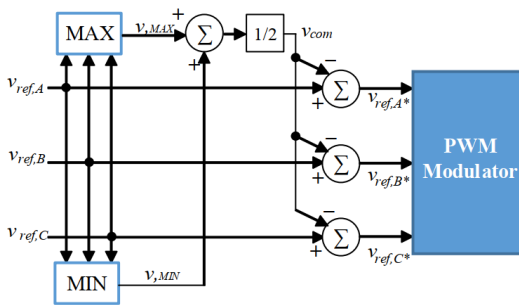


Fig. 1.1: Esquema método IV [3].

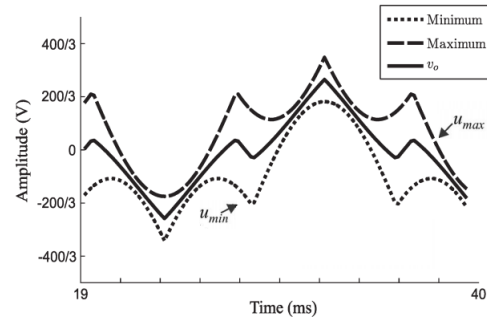


Fig. 1.2: Tensión de modo común obtenida para una falla en la fase a [2].

En [4], la estrategia mencionada anteriormente es llamada método IV y es comparada con tres estrategias de modulación diferentes utilizadas en condiciones de falla:

- Método I: Realización del mismo número de *bypass* en todas las fases, dependiendo del número de celdas con falla en la fase operando en condiciones degradadas. Esto permite tener igual número de celdas disponibles por fase.
- Método II: El control se realiza utilizando la misma tensión de referencia para cada una de las fases, sin realizar *bypass* en las fases que no tienen falla.
- Método III: Este método consiste en la modificación de los ángulos y magnitudes de las tensiones de referencia a partir de la inyección de tensión de modo común. Para lograr esto, los cálculos son realizados de manera *off-line* y dependen de la cantidad de celdas por fase con

falla. Pertenece a la categoría de *Vector-Based Methods*, ya que las referencias son recalculadas a partir de la transformada vectorial.

En la Fig. 1.3 se aprecia que los métodos I y II tienen la menor distorsión armónica total (Total Harmonic Distortion, THD) para un punto de operación arbitrario. Sin embargo, en la Fig. 1.4 se observa que estos métodos aprovechan de peor manera la capacidad del convertidor dado que la magnitud de la tensión de referencia debe ser lo suficientemente pequeña para que pueda ser generada por la tensión máxima limitada por la fase con falla. De esta manera, los métodos III y IV son alternativas que permiten aprovechar de mejor manera la capacidad máxima del convertidor en condiciones de falla, dado que lo habilitan a poder generar tensiones de mayor magnitud.

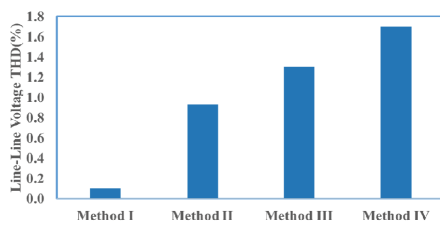


Fig. 1.3: Comparación THD de tensión de salida a partir de cada método [4].

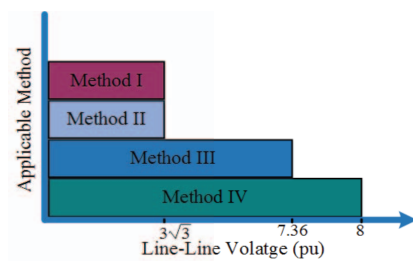


Fig. 1.4: Comparación tensiones máximas que se pueden generar con cada método [4].

En las Fig. 1.5 y Fig. 1.6 se observa que al utilizar el método IV la componente fundamental y el valor RMS de la tensión de modo común son superiores que las obtenidas al utilizar el método III. De esta manera, se aprecia que el método IV tiene aspectos negativos, como alto nivel de distorsión armónica y grandes valores tensión de modo común, y aspectos positivos como el mejor aprovechamiento de la capacidad máxima del convertidor operando en condiciones degradadas.

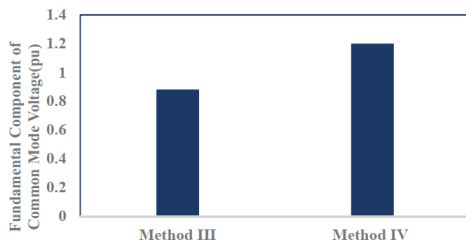


Fig. 1.5: Comparación componentes fundamentales tensión modo común [4].

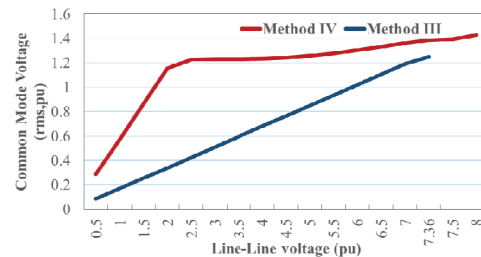


Fig. 1.6: Comparación valor RMS de tensión modo común para métodos III y IV [4].

Adicionalmente, en [12] se menciona que la reducción de la tensión de modo común es una ventaja si se desarrolla un método que no requiera sensores o medidas adicionales por los costos asociados. Una alternativa es el control óptimo, cuyos fundamentos teóricos se presentan en [13]. Un problema de control óptimo se define como encontrar una señal de entrada óptima en un intervalo de tiempo

dado, que lleve una planta en una trayectoria óptima tal que una función objetivo sea minimizada, dadas las condiciones de borde respectivas.

En [1] se propone desarrollar una estrategia de control óptimo para convertidores fuente de tensión monofásicos y trifásicos operando en zona de sobremodulación y estado estacionario. La estrategia propuesta minimiza la distorsión armónica total utilizando indicadores como el THD y la distorsión armónica total ponderada (Weighted Total Harmonic Distortion, WTHD). Este tipo de control puede ser implementado para mejorar los aspectos negativos del método IV presentado anteriormente, minimizando el valor RMS de v_0 e indicadores de distorsión armónica de esta tensión.

A partir de los antecedentes presentados, en este trabajo se pretende desarrollar una estrategia de control que considere la inyección de tensión de modo común basada en técnicas de control óptimo para minimizar indicadores de distorsión armónica como el THD, el WTHD y los valores RMS de las tensiones de salida del convertidor y de la tensión v_0 .

Objetivos

Objetivo General

El objetivo principal de este trabajo es desarrollar y evaluar una estrategia de control óptimo para CMC que permita al equipo operar con un bajo nivel de distorsión armónica en condiciones desbalanceadas/degradadas y que considere una modulación basada en carrier para su funcionamiento.

Objetivos específicos

- Revisar la literatura existente sobre modelos, métodos de modulación y estrategias de control de CMC, con énfasis en aquellas aplicaciones que hacen uso de técnicas de control óptimo para su funcionamiento.
- Desarrollar un modelo de control óptimo para CMC en tiempo continuo, asumiendo una modulación basada en carrier, y cuya función objetivo incluya tanto la distorsión armónica de la tensión de salida como la magnitud de la tensión de modo común.
- Realizar un análisis del problema de control óptimo definido en el punto anterior, diseñando experimentos computacionales adecuados y utilizando software AMPL para su solución.
- Generar tablas o funciones analíticas que permitan el uso de los resultados obtenidos en el punto anterior, en aplicaciones de control en tiempo real.
- Implementar en software PLECS la estrategia de control óptimo propuesta y contrastar con las técnicas de control tradicionales, utilizando indicadores adecuados y documentado los resultados principales del trabajo.

Capítulo 2

Motivación

En términos generales, las estrategias de control óptimo son utilizadas para encontrar un controlador que entregue el mejor comportamiento posible con respecto a un índice de desempeño arbitrario [14]. En el contexto de este trabajo, el objetivo del control óptimo es garantizar que un CMC que opera en condiciones degradadas entregue las componentes fundamentales de tensión y corriente deseadas, minimizando indicadores de distorsión armónica de la tensión de salida del convertidor. Antes de desarrollar estos modelos, es conveniente probar el concepto en un caso simple.

Considérese la estrategia de control óptimo presentada en [1] como ejemplo para mostrar las bondades de este tipo de control. En ese trabajo fue propuesta una estrategia de control óptimo para generar referencias de tensión que permitan modular convertidores fuente de tensión monofásicos operando en régimen de sobremodulación, en estado estacionario y con un bajo nivel de distorsión armónica.

En la Fig. 2.1 se puede observar el esquema de control que describe el funcionamiento de la estrategia considerada, descrita por el bloque de control de estado estacionario (steady state controller, SSC), en conjunto con un lazo de control cerrado, descritos por el controlador tradicional (fast controller, FC) y la planta.

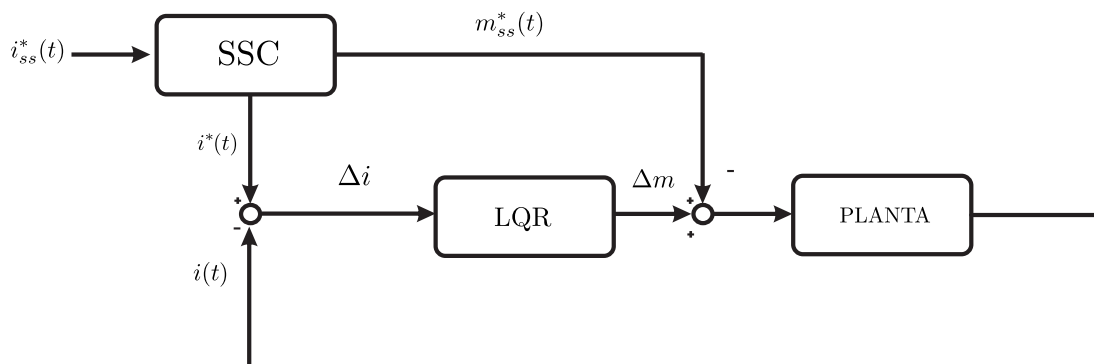


Fig. 2.1: Esquema de control completo

Tal como se puede apreciar en la Fig. 2.1, la corriente de referencia en estado estacionario i_{ss}^* no entra directamente como referencia al control rápido FC, sino que es ajustada en el bloque SSC que, a partir de esta corriente y el punto actual de operación, genera la tensión de referencia en estado estacionario ajustada m_{ss}^* . Finalmente, la actuación corresponde a la suma entre esta referencia de tensión y la salida del control rápido Δm .

De esta manera, mediante control óptimo se ajusta la corriente de referencia en estado estacionario i_{ss}^* para obtener una nueva corriente de referencia i^* . Cuando se opera en régimen lineal, la corriente i^* es igual a la corriente i_{ss}^* . En régimen de sobremodulación, la corriente i^* corresponde a la estimación de la corriente que se obtendría a partir de aplicar el índice de modulación corregido m_{ss}^* , con lo que se espera que en estado estacionario la actuación Δm sea cero.

Teniendo en cuenta la descripción hecha anteriormente, es posible presentar el modelo desarrollado en [1]. Tal como se mencionó, la idea es minimizar indicadores de distorsión armónica de la tensión de salida $u(\theta)$ del convertidor. Considérese la expresión del THD de $u(\theta)$:

$$THD_u = \frac{1}{m_{ss}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (u(\theta) - m_{ss} \sin(\theta))^2 d\theta} \quad (2.1)$$

donde m_{ss} corresponde a la magnitud de la componente fundamental de $u(\theta)$ en estado estacionario. Para minimizar THD_u basta minimizar el radicando de (2.1), obteniéndose de esta manera la función objetivo del problema de optimización:

$$z_1 = \int_0^{2\pi} (u(\theta) - m_{ss} \sin(\theta))^2 d\theta \quad (2.2)$$

A partir de esta función objetivo se quiere buscar la tensión $u(\theta)$ que minimice el THD_u , garantizando que la magnitud de la componente fundamental de $u(\theta)$ sea m_{ss} . Para lograr esto, se incorpora como restricción la forma diferencial de la serie trigonométrica de Fourier:

$$\dot{m}_s(\theta) = u(\theta) \sin(\theta) \quad (2.3)$$

$$\dot{m}_c(\theta) = u(\theta) \cos(\theta) \quad (2.4)$$

$$m_s(0) = 0, \quad m_s(2\pi) = \pi m_{ss} \quad (2.5)$$

$$m_c(0) = 0, \quad m_c(2\pi) = 0 \quad (2.6)$$

$$0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (2.7)$$

Por último, deben considerarse los límites de $u(\theta)$:

$$-1 \leq u(\theta) \leq 1 \quad (2.8)$$

De esta manera, la formulación final viene dada por:

$$\min_{u(\theta) \in \mathcal{U}} \int_0^{2\pi} (u(\theta) - m_{ss} \sin(\theta))^2 d\theta \quad (2.9)$$

$$\text{s.t.} \quad \dot{m}_s(\theta) = u(\theta) \sin(\theta) \quad (2.10)$$

$$\dot{m}_c(\theta) = u(\theta) \cos(\theta) \quad (2.11)$$

$$m_s(0) = 0, \quad m_s(2\pi) = \pi m_{ss} \quad (2.12)$$

$$m_c(0) = 0, \quad m_c(2\pi) = 0 \quad (2.13)$$

$$-1 \leq u(\theta) \leq 1 \quad (2.14)$$

$$0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (2.15)$$

En la Fig. 2.2 se presentan las soluciones del problema de optimización para diferentes valores de m_{ss} . Como se puede observar, para el caso en que m_{ss} es igual a uno, la solución es puramente sinusoidal. Cabe destacar que las soluciones fueron calculadas mediante AMPL a partir de la discretización del problema de optimización.

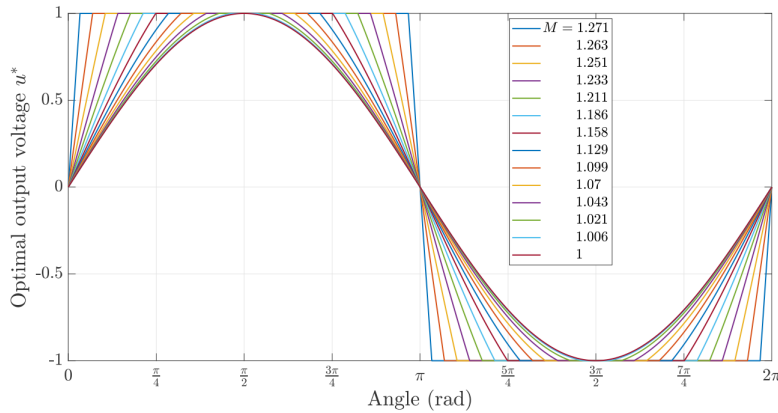


Fig. 2.2: Tensión de salida con mínimo THD para diferentes índices de modulación m [1]

Cabe destacar, que la función objetivo del problema de optimización presentado puede ser reemplazada por otra que minimice el WTHD. Considérese para esto la siguiente expresión:

$$WTHD_u = \frac{1}{m_{ss}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\int_0^\theta (u(\theta) - m_{ss} \sin(\theta)) d\Omega \right)^2 d\theta} \quad (2.16)$$

De esta manera, bastaría minimizar (2.17) para minimizar el WTHD.

$$z_2 = \int_0^{2\pi} \left(\int_0^\theta (u(\theta) - m_{ss} \sin(\theta)) d\Omega \right)^2 d\theta \quad (2.17)$$

La solución del problema de optimización considerando la función objetivo (2.17) se puede observar en la Fig. 2.3.

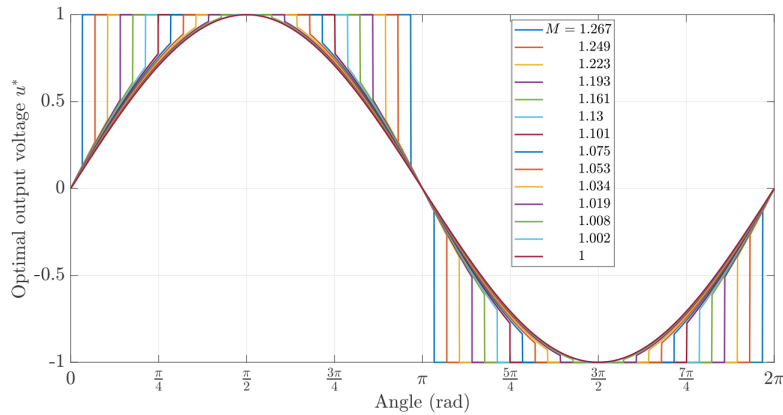


Fig. 2.3: Tensión de salida con mínimo WTHD para diferentes índices de modulación m [1]

A continuación, se desarrolla en detalle la implementación de las soluciones del modelo de control óptimo presentadas con la finalidad de concluir, a partir de los resultados obtenidos, sobre el desempeño del método.

2.1. Descripción de la implementación

El caso en estudio consiste en simular computacionalmente un convertidor monofásico alimentando una carga $R - L$ (Fig. 2.4) cuya corriente de salida i es controlada mediante el esquema de control de corriente descrito anteriormente. El objetivo principal es observar y comparar los valores de las componentes fundamentales de tensión y corriente al operar en régimen lineal y en régimen de sobremodulación.

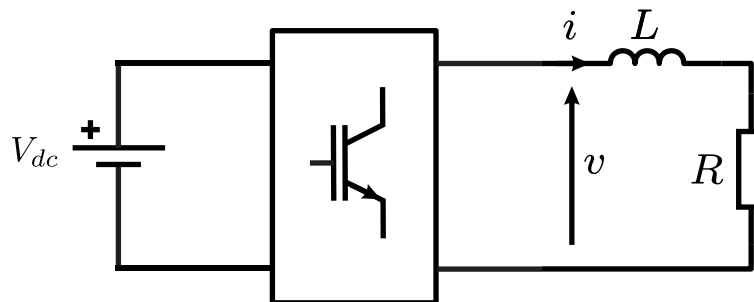


Fig. 2.4: Convertidor monofásico con filtro L alimentando una carga R

2.1.1. Bloque SSC

El bloque SSC de la Fig. 2.1 corresponde a la implementación del control óptimo en el esquema de control. Para las simulaciones computacionales se consideran soluciones *off-line* de los modelos de optimización presentados. Si bien es posible obtener soluciones analíticas de los problemas de optimización, otra alternativa es resolver el problema computacionalmente utilizando software especializado discretizando el dominio de solución¹.

De esta manera, se calculan soluciones para distintos valores de m_{ss} y se incluyen al algoritmo de control mediante *look-up tables*.

Adicionalmente, en el bloque SSC se calcula la corriente i^* que corresponde a la estimación de la corriente que se obtendría a partir de aplicar el índice de modulación corregido m_{ss}^* . Para esto se considera el modelo lineal de la planta:

$$i_{n+1} = Ai_n + Bu_n \quad (2.18)$$

Los coeficientes A y B se obtienen a partir de la discretización del modelo en tiempo continuo de la planta (2.19) y del resultado planteado en [15] (2.20) utilizando una aproximación de Euler.

$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i(t) = \frac{1}{L}v(t) \quad (2.19)$$

$$A = 1 - \frac{R}{L}T_s, \quad B = \frac{1}{L}V_{dc}T_s \quad (2.20)$$

donde T_s corresponde al paso de la discretización.

2.1.2. Bloque FC

Como se mencionó anteriormente, el control óptimo ofrece la señal de referencia corregida para estado estacionario. Para hacer *tracking* de la corriente de referencia i_{ss}^* considerando el comportamiento en estado transitorio, es necesario incorporar un controlador rápido FC. Para esto se considera el controlador Linear Quadratic Regulator (LQR) que corresponde a un controlador proporcional K que es la solución óptima para un MPC de un sistema lineal sin restricciones [16]. De manera preliminar, es necesario destacar que este controlador fue escogido en base a las bondades que ofrece [14]:

- Es un controlador estable y robusto.
- Aplicable en procesos que involucran múltiples entradas y salidas donde los esquemas clásicos son difíciles de aplicar.

¹En este trabajo se utilizó el *solver* Gurobi mediante el lenguaje de programación AMPL.

Este tipo de controlador considera el modelo de la planta para su diseño, es decir, para la determinación de la ganancia K . Esta ganancia se obtiene a partir de la resolución de un problema de optimización que busca minimizar la función objetivo presentada en (2.21).

$$J_{lqr}(u) = \int_0^{\infty} Qi^2(t) + \int_0^{\infty} Ru^2(t)dt \quad (2.21)$$

donde las integrales del lado izquierdo y derecho corresponden a la energía de la salida controlada (corriente) y la energía de la entrada del control (índice de modulación), respectivamente.

Para el caso monofásico, K es un número real escogido de tal manera que el sistema en lazo cerrado sea estable y minimice $J_{lqr}(u)$. En [14] se presenta este tipo de control de manera más detallada. En el software MATLAB este factor puede ser obtenido fácilmente mediante el comando `lqr(A, B, Q, R)`, donde A y B son los coeficientes que modelan la planta y los coeficientes Q y R corresponden a los factores de peso asociados a la variable a controlar (corriente) y la variable de salida respectivamente (índice de modulación).

2.2. Resultados obtenidos

2.2.1. Experimento implementado

El experimento a analizar consiste en cambiar la magnitud de la corriente de referencia de tal manera de comenzar con un valor bajo para luego saturar el convertidor. Las magnitudes escogidas para este experimento y los tiempos en que se aplican (cada dos ciclos y medio) se muestran en la Tabla 2.1.

t (ms)	i^* (p.u.)	i^* (A)
0	0,5	4,94
50	0,9	8,89
100	1,15	11,36

Tabla 2.1: Magnitudes de la corriente de referencia.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos para el caso base en que no se utiliza control óptimo y para los casos en que se minimiza el THD y el WTHD. Para cada caso se presentan las formas de onda para las variables relevantes de la Fig. 2.1, es decir, m_{ss}^* , Δm y la corriente $i^*(t)$ junto a $i(t)$.

A modo de conclusión se presenta un resumen de los resultados obtenidos mediante una tabla, incluyendo información relevante tal como el THD, WTHD, magnitud de componente fundamental de corriente y de tensión para cada caso.

2.2.2. Caso sin bloque SSC

En la Fig. 2.5, se observa el índice de modulación m_{ss}^* sin ajuste, es decir, el resultado esperado de la referencia presentada en la Tabla 2.1.

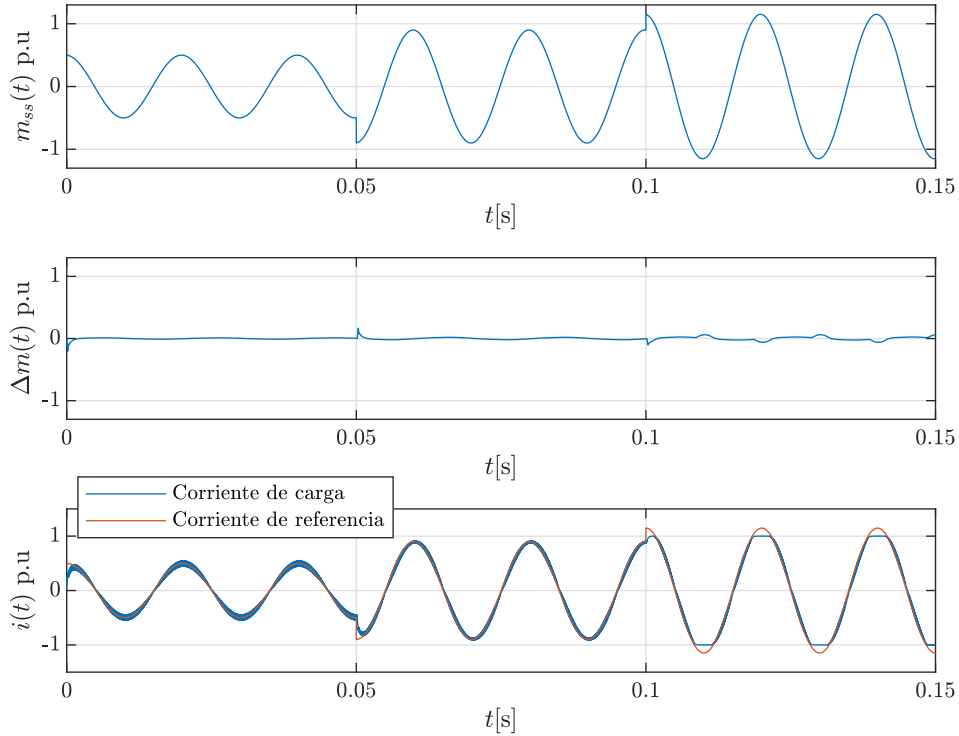


Fig. 2.5: Formas de onda sin control óptimo.

En la Fig. 2.5 se observa en el gráfico de corriente que, a partir de $t = 100\text{ms}$, el convertidor se satura. De esta manera, dado que no existe una corrección de la referencia, el control en lazo cerrado intenta corregir la diferencia entre la corriente real y la referencia.

2.2.3. Caso en que se minimiza el THD

Para el caso en que se minimiza el THD, se espera obtener una forma de onda similar a las presentadas en la Fig. 2.2. En la Fig. 2.6 se observa la señal de referencia corregida. Es necesario apreciar que esta señal está acotada entre -1 y 1, por lo cual, en estado estacionario, no existe actuación del control en lazo cerrado.

En la introducción de la sección 2 se mencionó que para el caso en que se contaba con corrección de la referencia de tensión, era necesario obtener la corriente $i^*(t)$ que corresponde a la corriente que se obtendría en la carga al aplicar la referencia corregida.

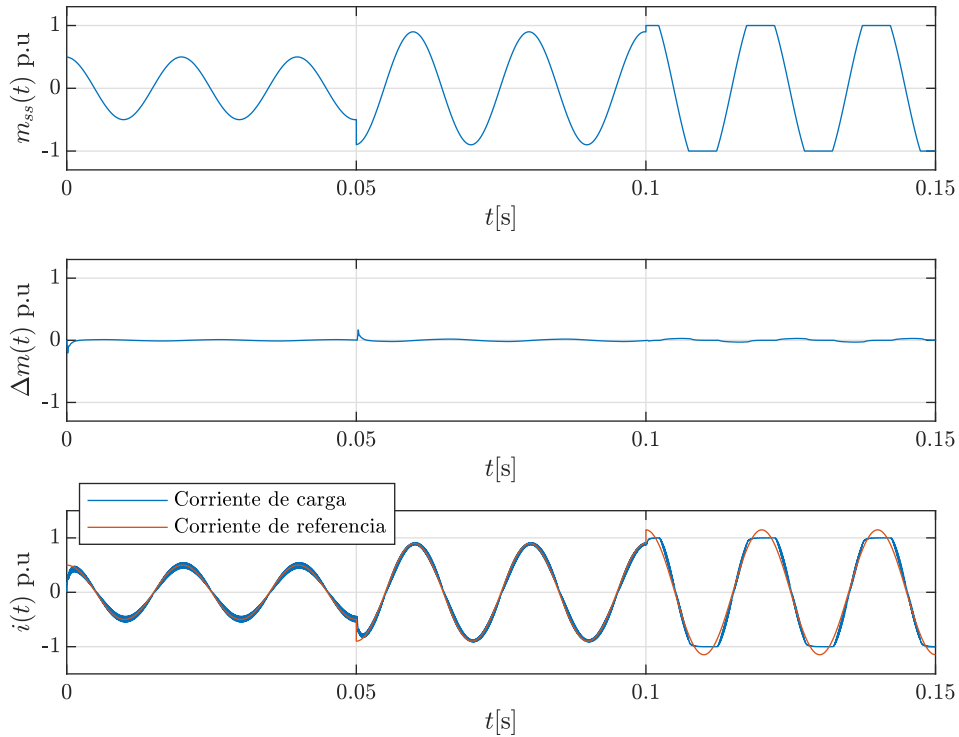


Fig. 2.6: Formas de onda para minTHD.

En la Fig. 2.6, se observa que la corriente en la carga es diferente a la obtenida en el caso sin control óptimo. Naturalmente esto se debe a que se aplica una referencia de tensión diferente. De esta manera, es necesario apreciar que si bien la forma de onda es diferente a la deseada, la componente fundamental de la corriente en la carga es más cercana a la deseada en comparación al caso sin control óptimo. Este resultado se presenta más adelante en la Tabla 2.2.

2.2.4. Caso en que se minimiza el WTHD

Para el caso en que se minimiza el WTHD, en la Fig. 2.7 se observa la forma de onda esperada en el intervalo en que el convertidor se satura. Al igual que en el caso en que se minimiza el THD, para este caso el control en lazo cerrado no necesita hacer correcciones ya que se cuenta con una referencia corregida y una estimación de la corriente de salida. En lo que respecta a la corriente de salida, se observa que dado que la señal de referencia contiene un escalón y se fija en un valor, parte de la corriente corresponde a una respuesta de primer orden. Los valores de las componentes fundamentales de corriente y tensión se estudian en la siguiente sección, en conjunto con los valores de THD y WTHD para los respectivos casos.

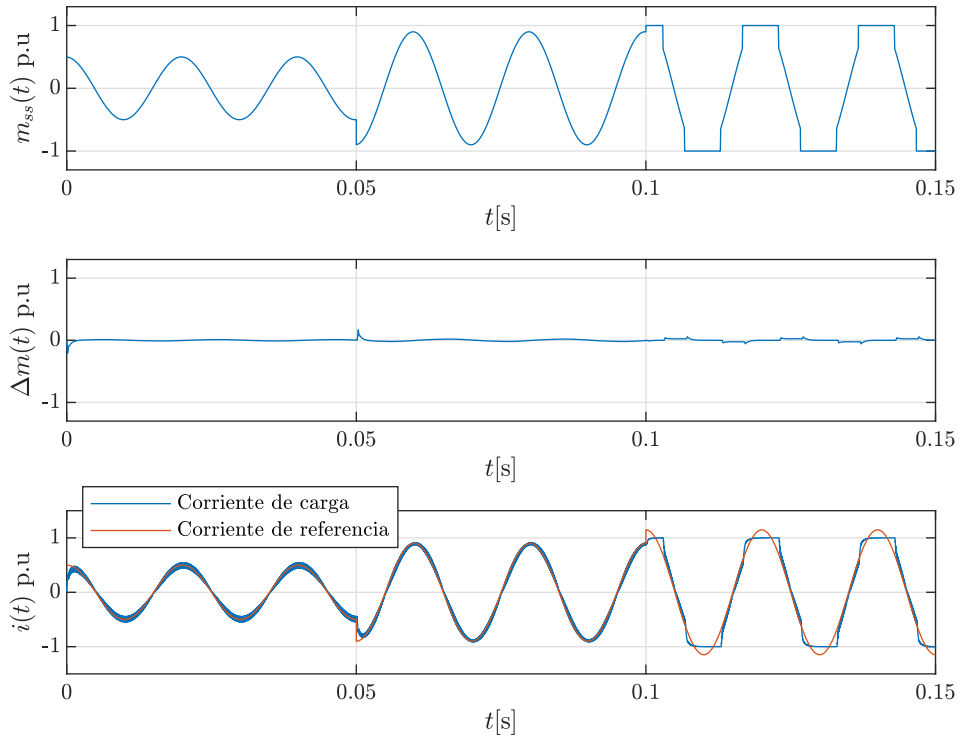


Fig. 2.7: Formas de onda para minWTHD.

2.2.5. Resultados obtenidos

En la Tabla 2.2 se resumen los resultados obtenidos para los tres casos mencionados anteriormente. Los datos presentados corresponden a la operación en régimen de sobremodulación con $m = 1, 15$.

Caso	THD_v [%]	$WTHD_v$ [%]	v_1 [V]	i_1 [A]
Sin control óptimo	44,50	1,37	107,4	10,6
min THD	39,56	3,98	113,6	10,98
min WTHD	37,7	3,77	113,6	11,23

Tabla 2.2: Resultados de THD de la tensión de salida para $m = 1, 15$ ($|i^*| = 11, 36$).

A partir de estos resultados se puede apreciar que al no utilizar la estrategia de control óptimo no se hace *tracking* de la corriente. Esto se debe a que se está operando en régimen de sobremodulación y el convertidor no puede generar la tensión de referencia requerida. La implicancia directa de esto es que no se cumple con el requerimiento de corriente. Adicionalmente, se puede apreciar que al no utilizar la estrategia de control óptimo se obtiene una mayor cantidad de componentes armónicas, lo que se refleja en que para este caso en mayores valores de los indicadores de distorsión armónica.

Para los casos en los que se implementa la estrategia de control óptimo, la magnitud de la componente fundamental de la tensión es la requerida y, además, tiene menor THD_v que para el caso sin control óptimo. Esto lleva a magnitudes de corriente más cercanas a la referencia. De esta manera, al implementar estrategias de control óptimo se obtienen indicadores de distorsión armónica menores para niveles mayores de potencia.

Capítulo 3

Fundamentos teóricos

3.1. Generalidades

3.1.1. Convertidores multinivel

Los convertidores de alta potencia corresponden a topologías que permiten operar los sistemas de conversión de energía de manera altamente eficiente. El amplio desarrollo de los convertidores ha desembocado en un rol indispensable en el sector de conversión de energía. Las aplicaciones en las que son utilizados varían desde bombas de agua y compresores hasta aplicaciones en alta tensión DC. En la Fig. 3.1 se observa una clasificación de los convertidores de alta potencia en cuatro grupos [7].

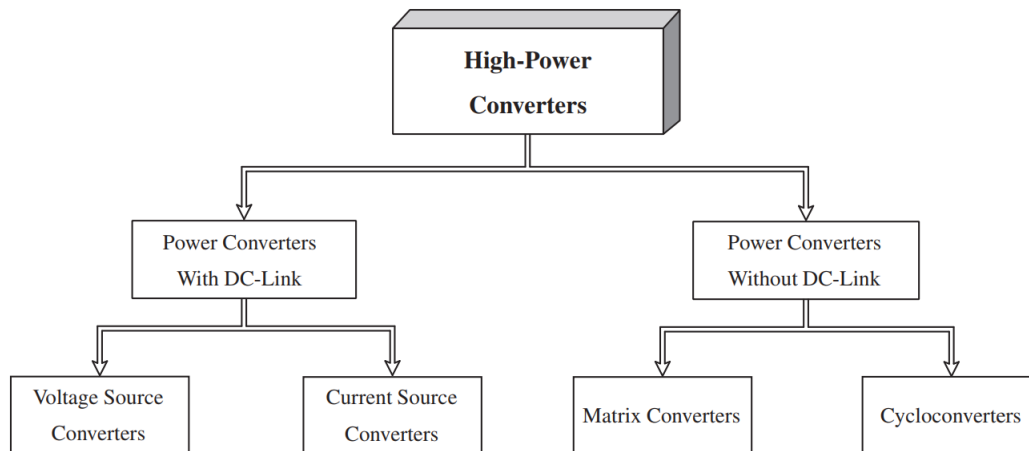


Fig. 3.1: Clasificación de convertidores de alta potencia [5].

En este trabajo se centrará la atención en la topología conocida como Inversores Fuente de Tensión (Voltage Source Inverter, VSI). La función primaria de un VSI es convertir tensión continua fija a tensión alterna de magnitud y frecuencia variables [7]. En la Fig. 3.2, se pueden observar dos clasificaciones generales para los VSI: convertidores de dos niveles y convertidores multinivel.

Una manera usual de aumentar la potencia en convertidores de potencia es aumentar la tensión.

Los semiconductores utilizados en los convertidores deben ser capaces de bloquear estos niveles de tensión. Para el caso de los *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT), ampliamente usados en VSCs y convertidores matriciales, la tensión que soportan es del orden de los 6,5 kV [5]. Sin embargo, el costo de estos semiconductores es muy elevado, por lo que los convertidores multinivel destacan como una alternativa viable para alcanzar altos niveles de voltaje a partir de la utilización de dispositivos de media tensión de menor costo.

Entre las áreas de aplicación de los convertidores multinivel se encuentran los accionamientos eléctricos, compensadores estáticos sincrónicos (STATCOM, en sus siglas en inglés), alta tensión continua y aplicaciones relacionadas con energías renovables. En esta última área destacan por su desempeño los convertidores Neutral Point Clamped (NPC) y los convertidores multicelda en cascada.

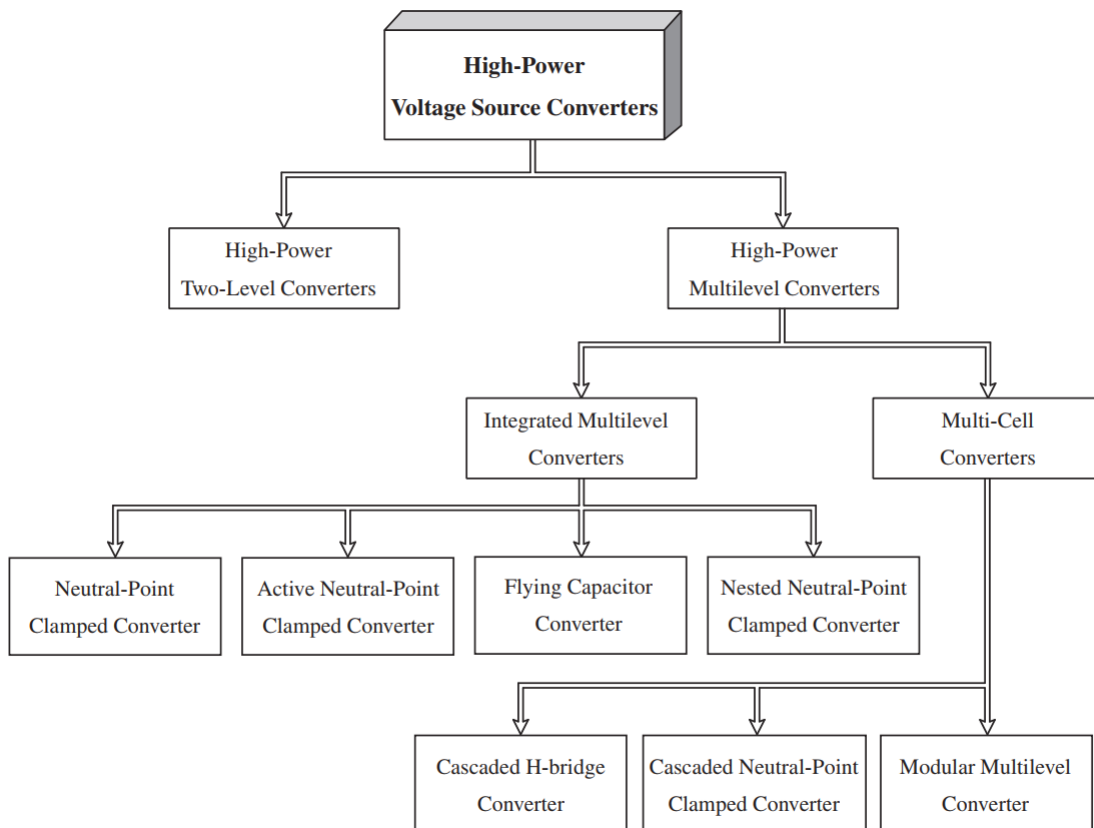


Fig. 3.2: Clasificación de convertidores fuente de tensión [5].

En la Fig. 3.1 se observa un listado de los convertidores multinivel disponibles en el mercado, donde se puede destacar las distintas categorías y sus respectivos niveles de potencia y tensión. Es posible apreciar que la gran mayoría de convertidores utilizan semiconductores IGBT.

Además, a partir de la Tabla 3.1 se puede observar que convertidores multinivel tales como NPC, Active Neutral-Point Clamped (ANPC), Flying Capacitor, y Nested Neutral-Point pueden operar hasta con 6,6 kV. Para tensiones mayores a 6,6 kV estos convertidores no son rentables en términos de

costos. Los convertidores multicelda en cascada puede operar con tensiones superiores a 6,6 kV (hasta 13,8 kV) con bajos costos.

Topology	Manufacturer	Product Model	Power (MVA)	Voltage (kV)	Semiconductor
3L-NPC	ABB	ACS 1000	0,3-5	2,3-4,16	IGCT
		ACS 6000	3,0-27	2,3-3,3	IGCT
	Converteam	VDM 7000	7-9,5	3,3	GTO/MV-IGBT
		MV 7000	0,4-40	1,25-6,6	IGCT/HV-IGBT
	Siemens	Sinamics GM150	0,6-10,1	2,3-6,6	MV-IGBT
		SM 150	5-28	3,3	IGCT
	TMEIC-GE	Dura-Bilt5i MV	0,3-2,4	4,16	IGBT
	Ingedrive	Ingedrive MV100	0,8-15	3,15-4,16	HV-IGBT
Ingedrive MV500		6-36	3,15-3,3	IGCT	
3L-ANPC	ABB	PCS 8000	6-100	6-220	IGCT
4L-FC	Alstom	VDM 6000	0,3-8	2,3-4,2	MV-IGBT
CHB	Siemens	Perfect Harmony	0,3-30	2,3-13,8	LV-IGBT
	Hitachi	Hivectol-HVI-E	0,31-10	2,3-11	IGBT
	LS Ind. Systems	LS MV Drive	0,2-3	3,3-6,6	IGBT
	Schneider	HARSVERT-A	0,25-6,25	3,3-11	LV-IGBT
	Rongxin Power	MVC	0,25-10	10	IGBT
	Rockwell	PF6000	0,2-5,6	3-11	IGBT
	Automation				
5L-HNPC	ABB	ACS 5000	1,7-27	6-6,9	IGCT
	TMEIC-GE	TMdrive-XL85	30-120	7,2	GCT
MMC	Siemens	Sinamics SM120	6-13,7	3,3-7,2	IGBT
	Benshaw	M2L 3000	0,224-7,466	2,3-6,6	IGBT

Tabla 3.1: Descripción general del mercado de VSC para convertidores de media tensión [5].

3.1.2. Convertidor multicelda en cascada

El convertidor multicelda en cascada está compuesto por múltiples celdas conectadas en cascada. Normalmente la topología de estas celdas es del tipo puente H. La topología tradicional de este convertidor se muestra en la Fig. 3.3. El CMC es uno de los convertidores más populares utilizados en aplicaciones de media tensión y alta potencia, alcanzando tensiones de operación de 13,8 kV [5]. A partir de esta topología es posible operar con un bajo nivel de distorsión armónica en condiciones degradadas. El número de niveles de este convertidor está determinado por la tensión de operación requerida y por su costo.

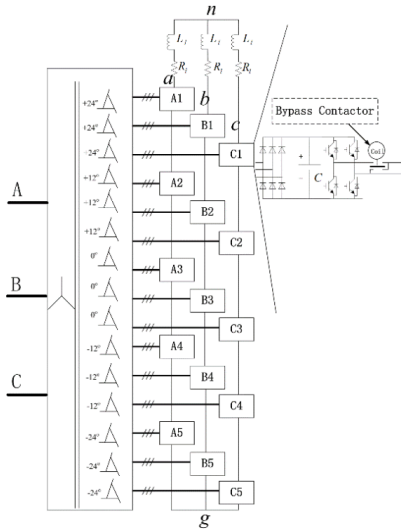


Fig. 3.3: Topología convertidor multi-celda en cascada [6]

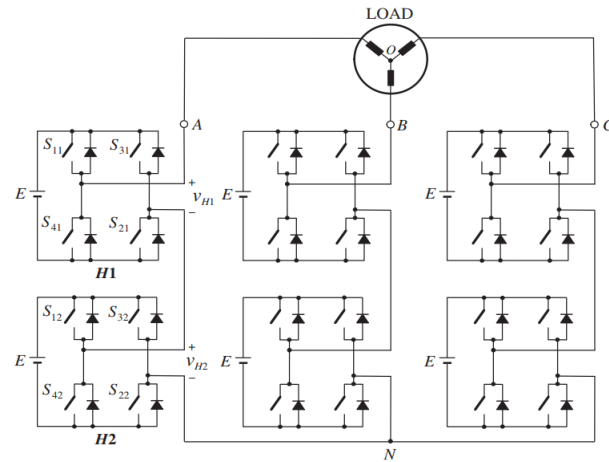


Fig. 3.4: Fuentes DC de igual magnitud [7]

Las celdas de los CMC están conectadas en serie y pueden ser puestas fuera de servicio ante una eventual falla, utilizando un sistema de *bypass* formado principalmente por un interruptor tipo T. Esta conexión en serie permite incrementar, de manera sencilla, la tensión del convertidor y, por consiguiente, la potencia entregada.

Para la operación de este convertidor se requieren fuentes DC aisladas galvánicamente, como por ejemplo, grupos de paneles fotovoltaicos o la salida de rectificadores alimentados desde secundarios de un rectificador trifásico. Estas fuentes DC pueden ser de igual o diferente magnitud.

Para convertidores con *dc-links* de igual valor, el número de niveles n del convertidor multicelda en cascada se determina de la siguiente manera:

$$n = 2H + 1 \tag{3.1}$$

donde H corresponde al número de celdas por fase.

Observando la Fig. 3.4, con dos celdas en cascada por fase, se puede notar que las tensiones V_{Hi} pueden tomar los valores E , 0 y $-E$. Por lo tanto, la tensión V_{AN} puede tomar los valores $2E$, E , 0 , $-E$ y $-2E$.

En la Tabla 3.2 se presentan todos los estados de conmutación posibles para el convertidor de cinco niveles mostrado en la Fig. 3.4. Se puede observar que algunos de los niveles pueden ser obtenidos por más de un estado de conmutación. Por ejemplo, los niveles de tensión E y $-E$ pueden ser producidos por cuatro estados de conmutación diferentes cada uno. Este fenómeno conocido como *redundancia de estados de conmutación* es común en los convertidores multinivel, proveyendo gran flexibilidad en las aplicaciones en los que se les utilice.

Output Voltage v_{AN}	Switching State				v_{H1}	v_{H2}
	S_{11}	S_{31}	S_{12}	S_{32}		
2E	1	0	1	0	E	E
E	1	0	1	1	E	0
	1	0	0	0	E	0
	1	1	1	0	0	E
	0	0	1	0	0	E
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	E	-E
	0	1	1	0	-E	E
-E	0	1	1	1	-E	0
	0	1	0	0	-E	0
	1	1	0	1	0	-E
	0	0	0	1	0	-E
-2E	0	1	0	1	-E	-E

Tabla 3.2: Estados de conmutación de un convertidor de cinco niveles [7].

La gran flexibilidad de este convertidor, en términos de la redundancia de los estados de conmutación, permite plantear propuestas para la operación en condiciones de falla.

3.2. Estrategias de modulación de CMC

El inversor monofásico puente H es uno de los convertidores de potencia monofásicos más flexibles y simples. El convertidor multicelda en cascada es básicamente un arreglo de varios de estos convertidores. Por lo tanto, es conveniente tomarlo como punto de partida para la descripción de los esquemas de modulación de los CHB.

3.2.1. Modulación convertidor puente H

En la Fig. 3.5 se observa la estructura básica del puente H. Este convertidor está compuesto por dos semiconductores de potencia por cada pierna, que generalmente son MOSFETs o IGBTs, dependiendo de la potencia y tensión de la aplicación. El convertidor es alimentado por la tensión continua V_d de la Fig. 3.5, que bien puede ser una batería, la salida de un rectificador u otra fuente de generación continua.

Se puede apreciar que, para que no haya un cortocircuito en la fuente, los semiconductores S_1 y S_4 (al igual que S_3 y S_2) deben trabajar de manera complementaria, es decir:

$$S_1 = \overline{S_4}, \quad S_3 = \overline{S_2} \quad (3.2)$$

A partir de la Fig. 3.5 se puede apreciar que la tensión v_{AB} puede tomar de manera instantánea uno de los valores E , 0 o $-E$. Sin embargo, esta tensión puede ser ajustada a partir de un esquema de modulación apropiado [7]. De esta manera, es posible obtener una tensión deseada a partir de la aplicación de un patrón de voltaje cuyo promedio es la tensión deseada.

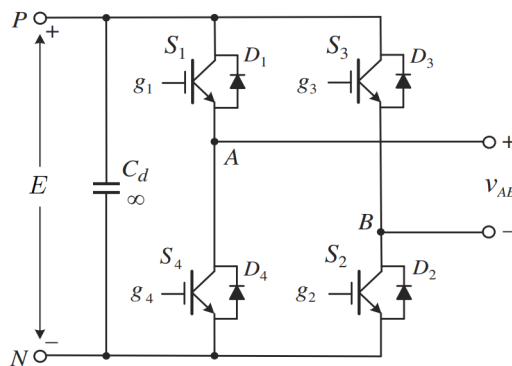


Fig. 3.5: Puente H [7].

En esta sección se describirán brevemente los esquemas de modulación bipolar y unipolar, con la finalidad de comprender los aspectos básicos que serán fundamentales en la aplicación de este trabajo.

3.2.1.a. Modulación Bipolar

En la Fig. 3.6 se puede apreciar un esquema equivalente de modulación bipolar. Como se puede observar, este tipo de modulación consiste básicamente en comparar la tensión de referencia v_m con la señal triangular v_{cr} de tal manera de obtener pulsos de disparo complementarios entre los semiconductores $S_1 - S_4$ y $S_3 - S_2$ (v_{g1} y v_{g3} respectivamente). Los patrones de los pulsos de disparo y la

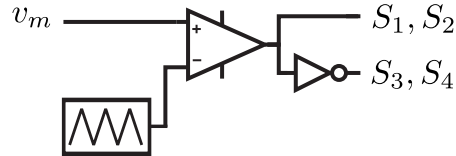


Fig. 3.6: Esquemas equivalentes de modulador bipolar [7].

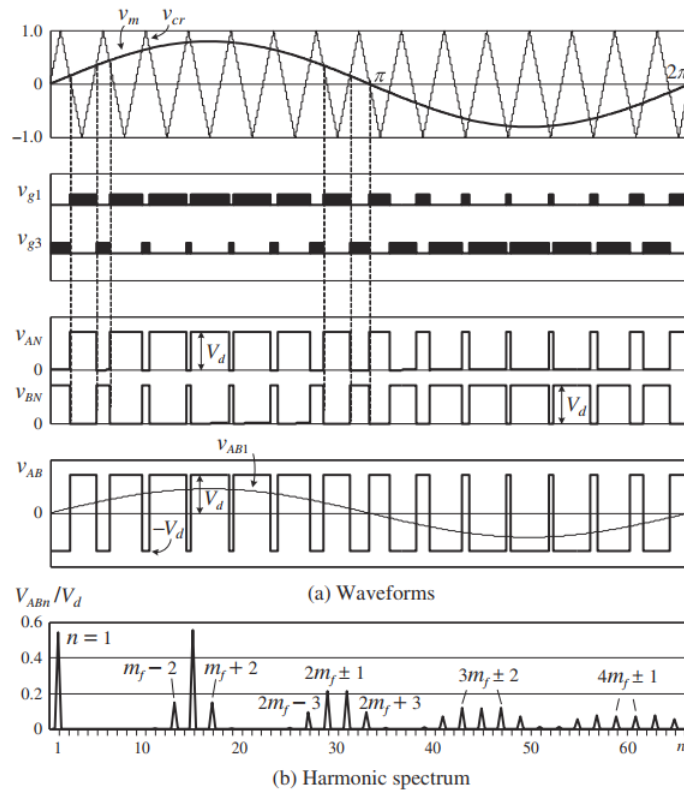


Fig. 3.7: Modulación Bipolar PWM para el Puesto H operando con $m_f = 15$, $m_a = 0,8$, $f_m = 60$ Hz y $f_{cr} = 900$ Hz [7].

forma de onda en la salida del convertidor obtenida por la modulación bipolar se puede apreciar en la Fig. 3.7. Dado que la forma de onda de la tensión de salida del convertidor v_{AB} alterna entre los valores V_d y $-V_d$ a lo largo de la frecuencia de modulación, este esquema se denomina bipolar.

3.2.1.b. Modulación Unipolar

En la Fig. 3.8 se observa un esquema equivalente de un modulador unipolar. En contraste a la

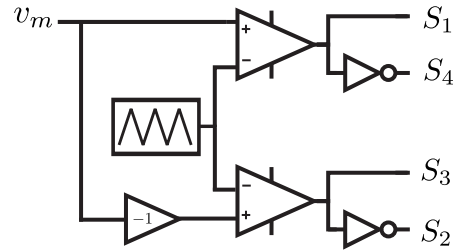


Fig. 3.8: Esquemas equivalentes de modulador unipolar [7].

modulación bipolar, este tipo de modulación utiliza dos señales de referencia v_m y $-v_m$. Estas dos señales de referencia se comparan, con una señal triangular común, generando los pulsos de disparo v_{g1} y v_{g3} , respectivamente.

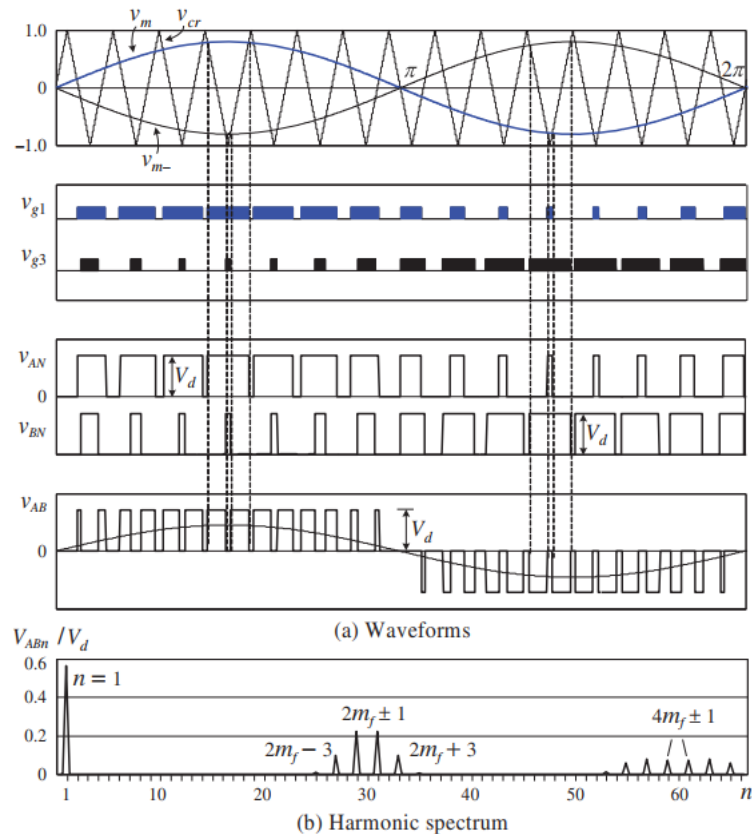


Fig. 3.9: Modulación Unipolar PWM para el Puesto H operando con $m_f = 15$, $m_a = 0,8$, $f_m = 60$ Hz y $f_{cr} = 900$ Hz [7].

Al utilizar este esquema de modulación, la tensión de salida del convertidor v_{AB} , alterna entre 0 y

V_d en el ciclo positivo de la frecuencia fundamental y entre 0 y $-V_d$. Por esta razón se conoce como modulación unipolar.

La modulación unipolar es uno de los mejores métodos para modular Puentes H. Observando las Fig. 3.7(b) y Fig. 3.9(b) se puede apreciar que para una misma componente fundamental, la modulación unipolar tiene menor cantidad de componentes armónicas. Este último esquema permite eliminar las componentes de bajo orden m_f y $m_f \pm 2$.

3.2.2. Modulación multicarrier Phase-Shifted

Existen dos categorías en que se pueden clasificar los esquemas de modulación de CMC basados en carrier: Phase-Shifted y Level-Shifted [7]. A continuación, se describirán aspectos relevantes de la primera.

3.2.2.a. Operación normal

En términos generales, un convertidor multinivel con m niveles de tensión y cuyas celdas son moduladas con modulación unipolar, requiere de $(m - 1)/2$ portadoras triangulares [7] por fase. En el caso del método *Phase-Shifted*, las $(m - 1)/2$ señales se generan con la misma frecuencia, amplitud y con un desfase constante entre una y otra dado por:

$$\varphi_{cr} = \frac{180^\circ}{m - 1} \quad (3.3)$$

donde los 180° corresponde a un periodo de la señal triangular dividido en dos, por el efecto de doblaje en frecuencia de la modulación unipolar.

En la Fig. 3.11 se observa el esquema de funcionamiento de este método de modulación para una fase, aplicado a la fase a del CMC de siete niveles de la Fig. 3.10. Como se puede observar, si bien es posible negar las triangulares en lugar de la referencia, en este caso se usa una sola referencia que es negada. Por esta razón, se usan tres señales triangulares v_{cr1} , v_{cr2} y v_{cr3} y no seis.

La señal de referencia v_m , se compara con las señales v_{cr1} , v_{cr2} y v_{cr3} para generar los pulsos de disparo para los semiconductores S_{1k} y S_{4k} de cada puente H, con $k \in \{1, 2, 3\}$. Por otro lado, la referencia negada $-v_m$ se compara con las triangulares para generar los pulsos de disparo de los semiconductores S_{2k} y S_{3k} .

A partir de la obtención de los pulsos de disparo, se generan las respectivas tensiones en cada celda, es decir, v_{H1} , v_{H2} y v_{H3} . De esta manera, es posible obtener la tensión a la salida de la fase a del convertidor 3.4.

$$v_{AN} = v_{H1} + v_{H2} + v_{H3} \quad (3.4)$$

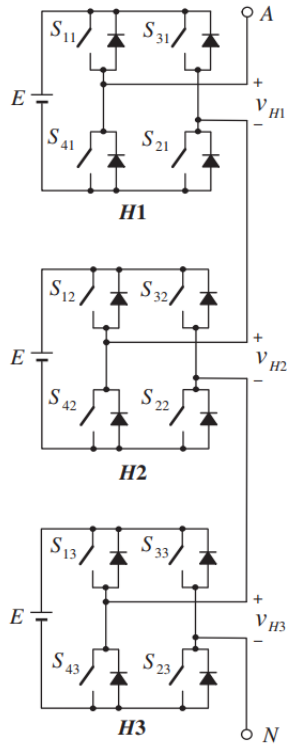


Fig. 3.10: CMC de siete por fase [7].

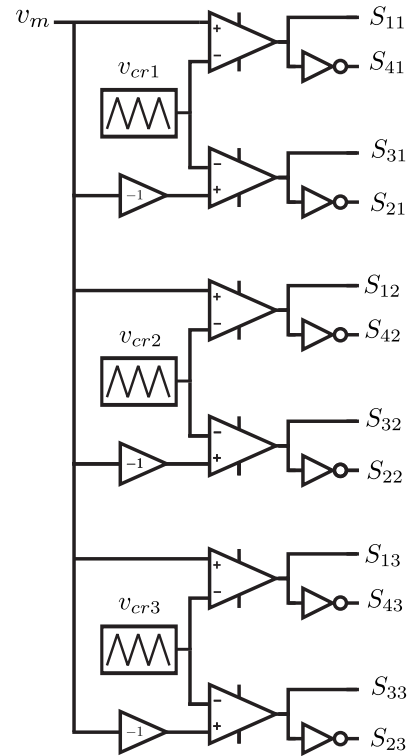


Fig. 3.11: Esquema modulación unipolar utilizada en modulación Phase-Shifted.

3.2.2.b. Operación en condiciones degradadas

Los aspectos tratados anteriormente se aplican correctamente a CMC que operan en condiciones normales, es decir, con todas las celdas operando correctamente. Sin embargo, cuando una o más celdas por fase fallan, hay que tener ciertas consideraciones para evitar la aparición de armónicas indeseadas asociadas a la modulación.

Como se mencionó en la sección 3.2.2.a, la cantidad de triangulares portadoras y el desfase φ_{cr} entre estas depende de la cantidad de niveles del convertidor. En condiciones degradadas, la cantidad de niveles en la fase con falla disminuye. De esta manera, para que el convertidor siga operando en condiciones de falla, el algoritmo de conmutación debe ser modificado [4].

Considerando (3.3), se recalcula el desfase φ_{cr} entre las triangulares y la cantidad de portadoras dependerá del número de celdas con falla. No obstante, dado que en condiciones degradadas existe diferente número de celdas disponibles por fase, aparecerán armónicas de alta frecuencia en la carga y, por tanto, las tensiones de salida de cada fase tendrán su primera componente de alta frecuencia para distintos valores de frecuencia. Por esta razón, al interactuar a través del neutro de la carga, aparecerán armónicas de tensión y corriente en todas las fases.

3.2.3. Modulación vectorial

Como se mencionó anteriormente, es posible emplear la modulación vectorial para modular convertidores multinivel en cascada explorando eficientemente la capacidad del convertidor con reducido THD en la tensión de salida [2]. Además, se han propuesto soluciones para operación en condiciones degradadas [17].

La modulación vectorial difiere de los métodos presentados anteriormente dado que no necesita utilizar moduladores separados para su implementación. Esto se debe a que la señal de control que se envía a los dispositivos semiconductores se determina directamente del fasor espacial de referencia [8].

En la Fig. 3.15 se muestra el patrón tensiones que se puede obtener a partir de conmutaciones básicas. De esta manera, teniendo un fasor espacial de referencia dado, se combinan en un subciclo de conmutación dos fasores espaciales activos de tal manera de obtener, en promedio ponderado por los tiempos, el fasor deseado.

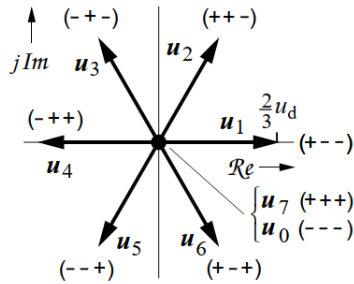


Fig. 3.12: Fasores espaciales creados por el patrón de conmutaciones básicas (fasores espaciales activos) [8].

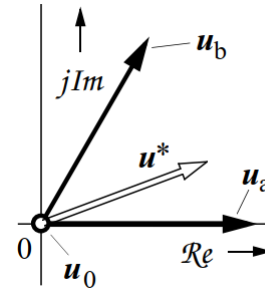


Fig. 3.13: Fasor espacial de [8].

El método para generar un fasor espacial a la salida del convertidor por medio de modulación vectorial consiste básicamente en los siguientes pasos [8]- [18]:

1. Teniendo el fasor espacial de referencia, se determina el sector en el que se encuentra.
2. Con el sector y el valor de la referencia, se determinan los tres fasores espaciales activos que están involucrados.
3. Con esto, se establecen ecuaciones para determinar los tiempos en que deben ser aplicados los fasores del sector (tiempos de conmutación).

A pesar de las ventajas que ofrece este método de modulación, su implementación es más compleja y exigente en términos computacionales, lo que a menudo lleva a utilizar enfoques basados en carrier [2].

Dado que en este trabajo se enfoca el interés en las técnicas de control óptimo, se considera suficiente considerar los enfoques de modulación basados en PWM presentados anteriormente.

3.3. Estrategias de control de CMC

En la sección anterior se describieron aspectos importantes de los esquemas utilizados para la modulación de los CMC. Dichos esquemas de modulación requieren de señales de modulación para su funcionamiento, las cuales se obtienen a partir de un controlador. El esquema tradicional de control realimentado se observa en la Fig. 3.14.

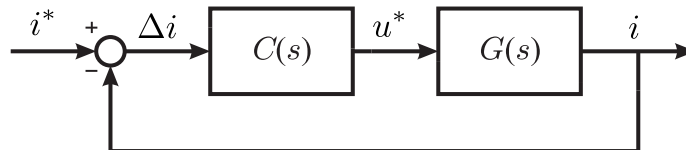


Fig. 3.14: Esquema de control realimentado.

donde $C(s)$ y $G(s)$ son funciones de transferencias que representan el controlador y la planta, respectivamente. La variable i^* es la señal de referencia de la variable i que se quiere controlar.

Dada una planta $G(s)$ es posible diseñar un controlador $C(s)$ que permita hacer seguimiento de la señal de referencia i^* con error de estado estacionario cero alcanzando este valor en un tiempo razonable en función de la aplicación.

A continuación, se describen dos tipos de controladores que pueden ser utilizados para controlar plantas trifásicas sinusoidales. Como se podrá apreciar, la referencia i^* puede ser sinusoidal o continua, factor que determinará el controlador óptimo a ser utilizado.

3.3.1. Control PI resonante

El controlador proporcional resonante (PR) es una de las alternativas de control con más alto rendimiento en aplicaciones de corriente y tensión alterna. Este controlador es equivalente a dos controladores PI tradicionales en dos sistemas de referencia sincrónicos: uno de secuencia positiva y otro de secuencia negativa [19]. De esta manera, estos controladores son capaces de hacer seguimiento de referencias sinusoidales arbitrarias sin error en estado estacionario.

Entre las principales ventajas de este controlador destacan las siguientes:

- Considerable disminución del costo computacional en comparación a otros esquemas de control (no hay necesidad de recurrir a las transformaciones de Park).
- Menor sensibilidad al ruido y al error en la sincronización.

- Aplicación directa a sistemas monofásicos.
- Compensación de desbalances con menor número de controladores dada su capacidad de hacer seguimiento simultáneo de secuencias positivas y negativas.

En (3.5) se presenta la estructura básica de un controlador PI resonante ideal [9].

$$G_s(s) = K_p + \frac{2K_i s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (3.5)$$

donde, K_p corresponde a la resonancia, K_i la ganancia resonante y ω_0 la frecuencia de la red.

Como se puede apreciar en la Fig. 3.15, el controlador alcanza ganancia infinita cuando la frecuencia es ω_0 . Esto fuerza a cero el error en estado estacionario de la tensión de salida sin presentar desfase [9].

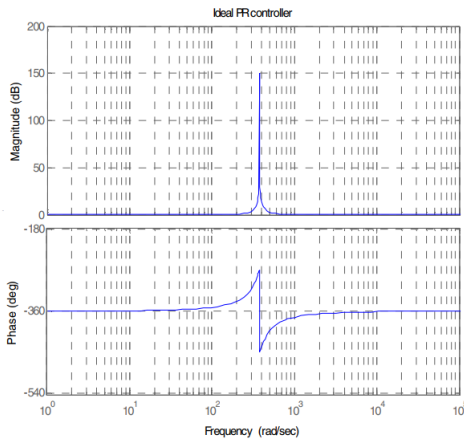


Fig. 3.15: Respuesta en frecuencia de controlador PR ideal [9].

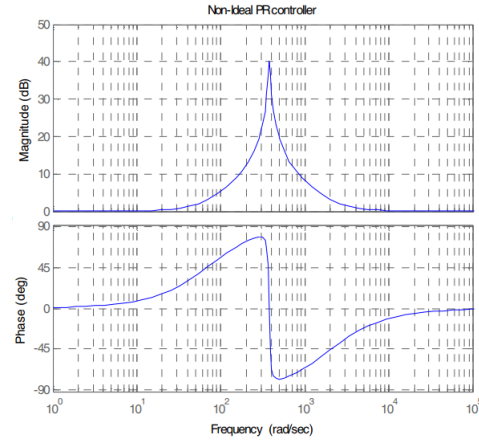


Fig. 3.16: Respuesta en frecuencia de controlador PR no ideal [9].

El controlador resonante ideal presenta ciertas características que hace que su implementación práctica sea compleja. Por ejemplo, la ganancia del controlador mostrado en (3.5) es muy reducida a frecuencias diferentes a ω_0 , lo que impide eliminar de manera adecuada las componentes armónicas introducidas por la tensión de la red [9].

Para superar estas deficiencias, generalmente se implementa un controlador resonante no ideal, como el mostrado en (3.6).

$$G_s(s) = K_p + \frac{2K_i \omega_{cut} s}{s^2 + 2\omega_{cut} s + \omega_0^2} \quad (3.6)$$

donde se introduce la frecuencia de corte ω_{cut} . En la Fig. 3.16 se observa la respuesta en frecuencia del controlador PR no ideal. Como se puede observar, la ganancia máxima en este caso es 40 dB, valor que elimina el error en estado estacionario de manera satisfactoria. Además, se puede observar un ancho de banda mayor, lo cual minimiza la sensibilidad del controlador ante pequeñas variaciones

en la frecuencia a controlar. En el caso de que existan ganancias mayores, el comportamiento del controlador PR no ideal es similar al caso ideal.

En convertidores monofásicos, los controladores PR permiten superar inconvenientes que se presentan con los controladores PI: incapacidad de hacer *tracking* a referencias sinusoidales sin error en estado estacionario y mala capacidad de rechazo de perturbaciones no constantes [9].

Sin embargo, para sistemas trifásicos no es necesario controlar individualmente cada una de las fases con controladores PR, es posible recurrir a un marco de referencia apropiado que permita utilizar controladores PI.

3.3.2. Control PI en coordenadas dq

El control en coordenadas dq para convertidores trifásicos conectados a red se realiza a partir un controlador PI para cada canal. Esto es posible gracias a la posibilidad de poder describir un sistema trifásico en términos de sistemas de coordenadas arbitrarios.

3.3.2.a. Controladores PI

Los controladores PI son uno de los esquemas más comunes para el control de sistemas. Sus ventajas radican en una estructura simple y útil. Sin embargo, a diferencia de los controladores PR presentados en la sección anterior, estos controladores son óptimos solo para el seguimiento de referencias constantes. Es decir, su rapidez y mínimo error en estado estacionario son óptimos para este tipo de referencias.

La representación matemática del controlador PI depende del dominio del tiempo en que se esté trabajando: continuo o discreto. Las implementaciones más tempranas de este controlador se realizaban en el dominio de tiempo continuo mediante amplificadores operacionales. Con la llegada de los microcontroladores, fue posible diseñar estos controladores utilizando dominio de tiempo discreto.

Las expresiones matemáticas para este controlador se presentan en tiempo continuo (3.7) y en tiempo discreto (3.8).

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.7)$$

$$PI(z) = K_p + \frac{K_i}{z-1} = \frac{K_p z + K_i - K_p}{z-1} \quad (3.8)$$

3.3.2.b. Transformación $abc-dq$

Como se mencionó anteriormente, para controlar una planta trifásica mediante controladores PI es necesario transformar las señales a un sistema de referencia mediante la transformación de Park, es decir, observar las señales desde un sistema que gira a velocidad angular constante ω .

Dicha transformación, para un sistema de variables x_{abc} , viene dada por:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

En los software SIMULINK y PLECS existen bloques que realizan esta transformación. Los *inputs* son las señales que se quieren transformar y el ángulo ωt obtenido a través de un PLL (Phase-locked loop).

Adicionalmente, es necesario destacar que, en sistemas donde hay fenómenos inductivos, los canales dq se encuentran acoplados en el caso de que se quiera controlar corriente. Este fenómeno se puede apreciar en el LVK en coordenadas dq planteado para un convertidor alimentando una carga R-L. En primer lugar, se plantea este LVK para coordenadas estático:

$$\mathbf{v}_s = R\mathbf{i}_s + L\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (3.10)$$

Para pasar de este referencia a un sistema de referencia dq , se consideran las siguientes transformaciones:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{v}_{dq}e^{j\omega t}, \quad \mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{dq}e^{j\omega t} \quad (3.11)$$

Reemplazando (3.11) en (3.10) y despejando se obtiene lo siguiente:

$$v_d = Ri_d + L\frac{di_d}{dt} - \omega Li_q \quad (3.12)$$

$$v_q = Ri_q + L\frac{di_q}{dt} + \omega Li_d \quad (3.13)$$

De esta manera, es necesario diseñar el controlador sin considerar la perturbación ωLi_k y luego incorporarla en el esquema de control.

3.3.2.c. Esquema completo

Teniendo en cuenta los aspectos tratados anteriormente, en la Fig. 3.17 se presenta el esquema de control completo para un CMC conectado a la red.

A continuación, se describe en detalle el proceso de control mostrado en la Fig. 3.17:

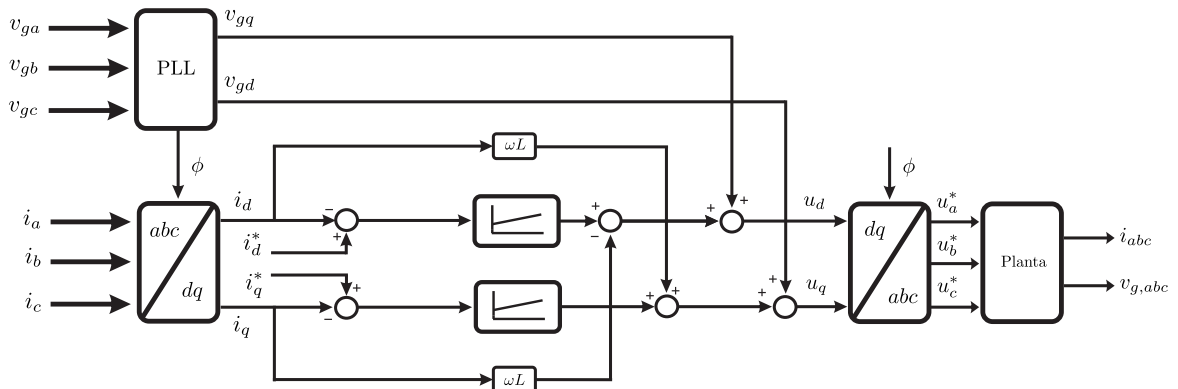


Fig. 3.17: Controladores PI por canal y transformación abc-dq.

1. El ángulo ϕ se determina a partir de un PLL utilizando las tensiones de fase de la red.
2. Este ángulo se utiliza para transformar las corrientes de referencia de fase a coordenadas dq .
3. Se calculan las diferencias entre estas corrientes con las corrientes de referencia en coordenadas dq .
4. Estas diferencias para cada canal ingresan al respectivo controlador PI para luego incorporar la perturbación que es descrita por el acomplamiento entre los canales.
5. Adicionalmente, las tensiones de red en coordenadas dq son sumadas a las salidas de los controladores PI.
6. Finalmente, las tensiones de salida del controlador PI son transformadas a las tensiones de referencia en coordenadas abc que entrarán a los respectivos moduladores.

En las siguientes secciones se describen aspectos importantes sobre métodos de control utilizados para operar en condiciones degradadas. Como se podrá apreciar, a este esquema de control se incorporará una señal denominada tensión de modo común v_0 .

3.3.3. Estrategia de control para CMC operando en condiciones degradadas

Los métodos de control presentados anteriormente permiten operar el CMC de manera adecuada en condiciones normales. Sin embargo, en condiciones degradadas en las que una o más celdas fallan, el dominio de operación del convertidor cambia, por lo que es necesario recurrir a métodos de control que permitan aprovechar toda la capacidad del convertidor.

En [2] se propuso una estrategia de control generalizada basada en carrier tolerante a fallas. Esta estrategia utiliza un enfoque geométrico y considera el estado de cada una de las celdas para la determinación de las señales de modulación. El método es aplicable a convertidores multinivel en cascada simétricos y asimétricos, y en operaciones en condiciones normales y degradadas. A continuación, se presentan aspectos relevantes que deben ser considerados en este trabajo.

Sin pérdida de generalidad, se considerará que las tensiones de salida se obtienen a partir de tensiones de fase de referencia u_a^* , u_b^* y u_c^* cuya suma es cero. De esta manera, se tiene lo siguiente:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_a^* \\ u_b^* \\ u_c^* \end{bmatrix} + v_0 \quad (3.14)$$

donde v_0 corresponde a la tensión de modo común y las tensiones u_k corresponden a las tensiones de fase del convertidor. A partir de (3.14), es posible apreciar que las tensiones de modulación pueden ser obtenidas fácilmente a partir de las tensiones de referencia y v_0 [2]. De esta manera, a partir de la apropiada elección de v_0 es posible explorar toda la capacidad del convertidor.

Con el objetivo de obtener una solución de la tensión de modo común para la operación del convertidor en la región lineal Ω , se definen las matrices \mathbf{F} y \mathbf{v}_{dc} :

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_a \\ \mathbf{f}_b \\ \mathbf{f}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{a1} & f_{a2} & \dots & f_{aN} \\ f_{b1} & f_{b2} & \dots & f_{bN} \\ f_{c1} & f_{c2} & \dots & f_{cN} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{v}_{dc} = \begin{bmatrix} V_{dc1} \\ V_{dc2} \\ \vdots \\ V_{dcN} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

donde N corresponde al número de celdas por fase del CMC, V_{dci} corresponde a la tensión de alimentación de la celda i y $f_{ki} \in \{0, 1\}$ es el estado operativo de la celda i y la fase k , con $f_{ki} = 0$ para la celda con falla y $f_{ki} = 1$ para la celda en condiciones normales.

Para una determinada condición de falla, el convertidor opera en la región lineal siempre y cuando se cumpla la siguiente inecuación:

$$-\mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} \leq v_{kg} \leq \mathbf{f}_k \cdot \mathbf{v}_{dc} \quad (3.17)$$

Reemplazando (3.14) en (3.17), es posible expresar los límites de operación del convertidor en la región lineal en función de v_0 :

$$u_{\min} \leq v_0 \leq u_{\max} \quad (3.18)$$

donde:

$$u_{\max} = \min(c_a, c_b, c_c) \quad (3.19)$$

$$u_{\min} = \max(c'_a, c'_b, c'_c) \quad (3.20)$$

$$c_k = f_k \cdot v_{dc} - u_k^* \quad (3.21)$$

$$c'_k = -f_k \cdot v_{dc} - u_k^* \quad (3.22)$$

Una vez definidos los límites u_{\max} y u_{\min} , a partir de (3.18) se puede asegurar que se opera en la región Ω si se define v_0 de la siguiente manera:

$$v_0 = \frac{u_{\max} + u_{\min}}{2} \quad (3.23)$$

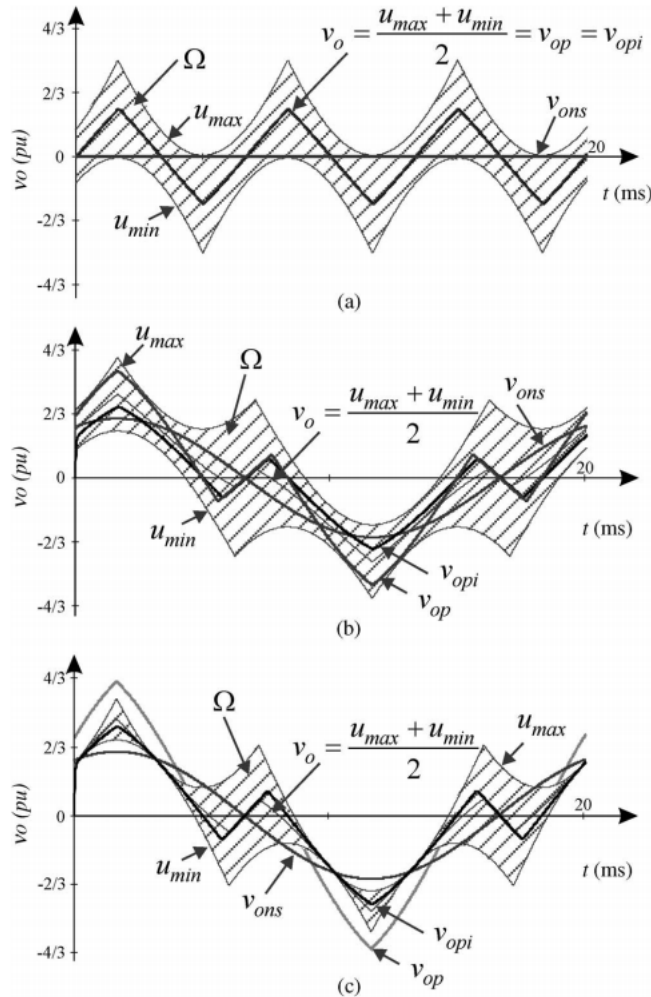


Fig. 3.18: Conjunto de soluciones posibles de v_0 . (a) Operación normal. (b) Falla 0-1-0 (c) Falla 0-1-0 [2].

Es posible apreciar que si bien v_0 es escogido para operar en la región Ω , no se tiene en consideración ningún criterio de optimización. Por esta razón, se considera que este método es un buen punto

de partida para realizar comparaciones con los resultados de los modelos que se desarrollan en este trabajo.

En la Fig. 3.18 se observan soluciones de v_0 para distintas condiciones de operación. Como se puede apreciar, las soluciones de v_0 siempre se encuentran entre los límites u_{\max} y u_{\min} .

3.3.4. Control óptimo

En la sección anterior se presentó una estrategia de control propuesta con la finalidad de determinar una tensión de modo común v_0 que garantizara la operación de un CMC en zona lineal en una operación con falla. Tal como se mencionó en esa sección, no se aplicaron métodos de optimización para garantizar que v_0 cumpla con algún criterio.

En [13] se presenta la teoría de control óptimo y se define este problema como encontrar una señal de entrada óptima en un intervalo de tiempo dado, que lleve una planta en una trayectoria óptima tal que la función objetivo sea minimizada, dadas las condiciones de borde respectivas. De esta manera, se aprecia que este tipo de control permite encontrar una entrada de control $u^*(t)$ que sea una función del tiempo.

Con la finalidad de poder utilizar técnicas de control óptimo para aplicar criterios de optimización a la tensión v_0 en este trabajo se considerará $v_0(t)$ como $u^*(t)$ y la planta como el CMC.

Capítulo 4

Modelamiento

En este capítulo se presenta el modelo de optimización formulado para operar en condiciones degradadas con señales de salida del convertidor con calidad óptima. Como se podrá apreciar, la formulación del modelo es fácilmente extensible a todo tipo de convertidores trifásicos a partir de la modificación apropiada de la restricción que fija el dominio de operación del convertidor.

4.1. Descripción del problema

En la Fig. 4.1 se puede apreciar la topología de un convertidor multicelda en cascada (CMC) de N celdas conectado a la red a través de un filtro $r - L$. Cada una de las celdas es alimentada por una fuente de tensión continua aislada.

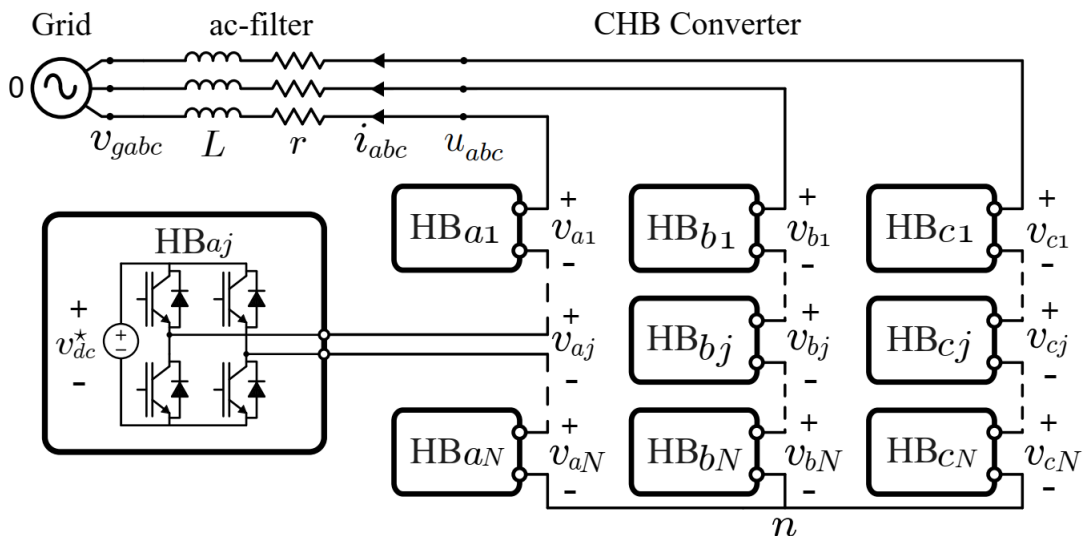


Fig. 4.1: Topología de CMC de N celdas [10].

Desde la red existe un requerimiento de potencia aparente $s_{3\phi} = [p_{3\phi} \ q_{3\phi}]^T$, que puede ser reinterpretado como un requerimiento de corriente i_{abc}^* y, de la misma manera, en un requerimiento de

tensión a la salida del convertidor u_{abc}^* . Para simplificar el análisis, en este trabajo se considerará que el convertidor inyecta energía a la red con factor de potencia unitario.

Los métodos que pueden ser utilizados para operar en condiciones degradadas, pueden ser divididos en cinco categorías [6]: utilización de celdas redundantes, control de tensiones DC utilizadas en el convertidor, realización de los respectivos *bypass* en celdas del mismo nivel, utilización de estados de conmutación redundantes y la inyección de voltaje de secuencia cero en las tensiones de referencia del convertidor. Según [6], esta última categoría es la más práctica.

De esta manera, el problema consiste en alterar de manera óptima las tensiones de referencia u_{abc}^* para obtener una tensión u'_{abc} modificada que permita operar en condiciones degradadas. Considerando la literatura, sabemos que:

$$u'_{abc} = u_{abc}^* + v_0 \quad (4.1)$$

Por lo tanto, el problema se reduce a determinar v_0 óptimo en términos de parámetros que cuantifiquen la distorsión armónica de las señales de salida. Para plantear el problema y desarrollar un esquema de control óptimo en tiempo continuo, es necesario considerar ciertos supuestos:

- En el caso de existencia de falla, se considera que existe un sistema que se encarga de hacer un *bypass* en la celda defectuosa, reemplazando dicha celda por un cortocircuito [17]- [2].
- Si bien las tensiones u_{abc} a la salida del convertidor son discretas, dada la presencia del modulador y de una frecuencia de conmutación suficientemente alta, pueden considerarse continuas dentro del intervalo $[u_{\min}, u_{\max}]$.

4.2. Inyección de v_0 en esquema de control

En la sección anterior se presentó la inyección de v_0 como una alternativa para operar en condiciones degradadas. El esquema de control completo para implementar esta estrategia se muestra en la Fig. 4.2. Este esquema consiste en cuatro etapas [10]:

1. En primer lugar, se transforman las corrientes de referencia en coordenadas abc a un marco de referencia dq estacionario.
2. Luego, las tensiones requeridas u_{dq} para realizar el seguimiento de las corrientes i_{dq} de referencia son obtenidas a través de controladores PI para cada canal.
3. La tercera etapa consiste en transformar las tensiones u_{dq} al sistema de referencia abc original, dando como resultado tensiones simétricas y balanceadas u_{abc}^* .
4. En la última etapa se agrega a cada una de estas tensiones la tensión de modo común, obteniéndose $u'_{abc} = u_{abc}^* + v_0$.

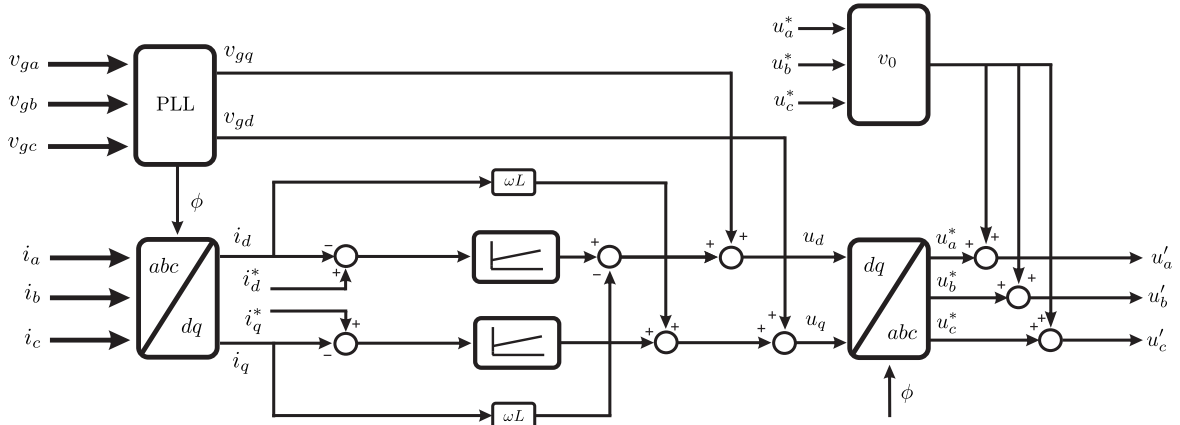


Fig. 4.2: Esquema de control completo.

4.3. Modelo de control óptimo

4.3.1. Función objetivo

En (4.1) se puede observar que la tensión de salida ajustada para operar en condiciones degradadas es la suma de una tensión puramente sinusoidal y la tensión de modo común. De esta manera, optimizando las componentes armónicas de la tensión v_0 , se optimizan las de la tensión modificada u'_{abc} .

A partir de la literatura se conoce que para condiciones normales, la tensión v_0 es cero. Por otra parte, cuando los desbalances son pequeños esta tensión es puramente sinusoidal y de frecuencia de red. Las componentes armónicas aparecen cuando los desbalances son grandes. De esta manera, para desarrollar un modelo que determine la tensión v_0 óptima, es posible definir dicha tensión de la siguiente manera:

$$v_0(\theta) = v_{01}(\theta) + v_{0h}(\theta) \tag{4.2}$$

donde $v_{01}(\theta)$ corresponde a la componente fundamental de v_0 y el término $v_{0h}(\theta)$ corresponde a la suma de las componentes armónicas propias de la operación del convertidor.

La tensión de modo común tiene efectos dañinos en las máquinas [4]. En los convertidores que permiten un flujo bidireccional de potencia, esta tensión interactúa con las corrientes en la carga generando potencias de salida negativas [6]. En [15] se menciona que para evitar los efectos dañinos de esta tensión en las máquinas, su valor RMS típicamente es limitado. Por esta razón, en [4] y [11] se menciona que la minimización de este parámetro es de gran relevancia práctica.

Adicionalmente, como se mencionó en la introducción de este trabajo, en [12] se indica que la reducción de la tensión de modo común es una ventaja si se desarrolla un método que no requiera

sensores o medidas adicionales por los costos asociados.

A partir de (4.2) y de los aspectos tratados en este capítulo, es posible definir la función objetivo de dos maneras:

1. El valor RMS de v_0 al cuadrado:

$$z_1 = v_{0rms}^2 = \int_0^{2\pi} v_0^2(\theta) d\theta \quad (4.3)$$

2. El valor RMS de v_{0h} al cuadrado:

$$z_2 = v_{0hrms}^2 = \int_0^{2\pi} v_{0h}^2(\theta) d\theta \quad (4.4)$$

Cabe destacar que al minimizar z_1 y z_2 se minimizan los valores RMS de v_0 y v_{0h} , respectivamente, donde el último solo considera las componentes armónicas de la tensión de modo común, ya que en el caso de máquinas eléctricas, son las que potencialmente generan un mayor daño.

4.3.2. Restricciones

Las restricciones asociadas a las funciones objetivo z_1 y z_2 deben ser definidas para garantizar que el convertidor opere en condiciones degradadas sin superar las tensiones y corrientes máximas admitidas. Dado que estas características dependen del convertidor, las restricciones serán las mismas para ambas funciones objetivo.

En primer lugar, las tensiones generadas por el convertidor deben cumplir con la siguiente restricción:

$$u_k^{\min} \leq u_k \leq u_k^{\max}, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.5)$$

donde, para un CMC de N celdas por fase operando en condiciones normales, se tiene que:

$$u_k^{\min} = -NV_{dc} \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.6)$$

$$u_k^{\max} = NV_{dc} \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.7)$$

Cuando una o más celdas fallan, estas tensiones máximas y mínimas cambian, alterando la relación (4.5):

$$u_k^{\min} + \Delta_k \leq u_k \leq u_k^{\max} - \Delta_k, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.8)$$

donde

$$\Delta_k = F_k V_{dc} \quad (4.9)$$

con F_k es el número de celdas con falla en la fase k .

Por otro lado, dado que se quiere modificar las referencias de tensión para cada fase inyectando v_0 , es necesario incorporar esta tensión en la restricción (4.8). Una manera de hacerlo, es utilizando la transformada $\alpha\beta$, ya que en este marco de referencia, la tensión v_0 no tiene efecto. Dado que las magnitudes de u_α y u_β son iguales, es conveniente definir estas tensiones en términos de el índice de modulación m :

$$u_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m \cos(\theta) \\ m \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

De esta manera, se tiene la relación (4.11) para u_k .

$$u_k = T_k u_{\alpha\beta} + v_0, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.11)$$

donde

$$T_a = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad T_b = \begin{bmatrix} -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, \quad T_c = \begin{bmatrix} -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Así, la restricción final vendría dada por:

$$u_k^{\min} + \Delta_k \leq T_k u_{\alpha\beta} + v_0 \leq u_k^{\max} - \Delta_k, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.13)$$

Por último, es posible incluir en el problema de optimización una restricción a partir de la cual se obtenga m a partir de la transformada fasorial utilizando el requerimiento de potencia aparente o de corriente. De esta manera, se tiene que:

$$m = \frac{\|(r + j\omega L)I_k^* + \mathbf{V}_{gk}\|}{V_{dc}}, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.14)$$

donde ω corresponde a la frecuencia de red, I_k^* corresponde a la transformada fasorial de la corriente de referencia inyectada por la fase k , \mathbf{V}_{gk} corresponde a la transformada fasorial de la tensión de red en la fase k , L corresponde a la inductancia del filtro y r a su resistencia.

4.3.3. Formulación final

Finalmente, se presentan las formulaciones utilizadas para las dos funciones objetivo presentadas anteriormente:

- Problema considerando minimización de v_{0rms} (\mathbf{P}_1):

$$\min_{v_0} \int_0^{2\pi} v_0^2(\theta) d\theta \quad (4.15)$$

$$\text{s.t.} \quad u_k^{\min} + \Delta_k \leq T_k u_{\alpha\beta} + v_0 \leq u_k^{\max} - \Delta_k \quad k \in \{a, b, c\}, \quad \theta \in \Theta \quad (4.16)$$

$$m = \frac{\|j\omega L I_k^* + \mathbf{V}_{gk}\|}{V_{dc}}, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.17)$$

$$0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (4.18)$$

- Problema considerando minimización de v_{0hrms} (\mathbf{P}_2):

$$\min_{v_0} \int_0^{2\pi} v_{0h}^2(\theta) d\theta \quad (4.19)$$

$$\text{s.t. } u_k^{\min} + \Delta_k \leq T_k u_{\alpha\beta} + v_0 \leq u_k^{\max} - \Delta_k \quad k \in \{a, b, c\}, \quad \theta \in \Theta \quad (4.20)$$

$$m = \frac{\|j\omega L\mathbf{I}_k^* + \mathbf{V}_{gk}\|}{V_{dc}}, \quad k \in \{a, b, c\} \quad (4.21)$$

$$0 \leq \theta \leq 2\pi \quad (4.22)$$

4.4. Soluciones del modelo de control óptimo

4.4.1. Discretización del modelo

Las soluciones de los problemas de optimización formulados anteriormente pueden ser obtenidas mediante soluciones analíticas o mediante software especializado. En esta sección será considerada la última alternativa, específicamente la utilización del *solver* Gurobi y el lenguaje de programación matemático AMPL.

En primer lugar, es necesario discretizar las formulaciones hechas en tiempo continuo para realizar la implementación en AMPL. Para esto se aproximan las funciones objetivo del problema de optimización con un método de integración numérica, ya que corresponden a integrales definidas.

Considérese la aproximación mediante la regla del trapecio compuesta de una función $f(x)$ continua en el intervalo $[a, b]$. Dividiendo este intervalo en n subintervalos de ancho $h = (b - a)/n$, se aproxima la integral definida de la siguiente manera:

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{h}{2} (f(a) + 2f(a+h) + 2f(a+2h) + \dots + f(b)) \quad (4.23)$$

Reescribiendo la expresión anterior, se obtiene formulación final:

$$\int_a^b f(x) dx \approx \frac{b-a}{n} \left(\frac{f(a) + f(b)}{2} + \sum_{k=1}^{n-1} f\left(a + k \frac{b-a}{n}\right) \right) \quad (4.24)$$

Aproximando la primera función objetivo definida en (4.3) mediante la regla del trapecio compuesta, se obtiene la siguiente expresión:

$$z_1 = \int_0^{2\pi} v_0^2(\theta) d\theta \approx \frac{2\pi}{n} \left(\frac{v_0^2(0) + v_0^2(2\pi)}{2} + \sum_{j \in \mathcal{J}} v_0^2\left(j \frac{2\pi}{n}\right) \right) \quad (4.25)$$

donde n corresponde al número de subintervalos y $j \in \mathcal{J}$ donde:

$$\mathcal{J} = \{j | j \in \mathcal{N} \wedge 1 \leq j \leq n - 1\} \quad (4.26)$$

De la misma manera se obtiene la discretización para la segunda función objetivo (4.4):

$$z_2 = \int_0^{2\pi} v_{0h}^2(\theta) d\theta \approx \frac{2\pi}{n} \left(\frac{v_{0h}^2(0) + v_{0h}^2(2\pi)}{2} + \sum_{j \in \mathcal{J}} v_{0h}^2 \left(j \frac{2\pi}{n} \right) \right) \quad (4.27)$$

En cuanto a las restricciones, estas corresponden a la evaluación de las restricciones en tiempo continuo para cada paso del intervalo discretizado:

$$u_k^{\min} + \Delta_k \leq T_k u_{\alpha\beta} \left(j \frac{2\pi}{n} \right) + v_0 \leq u_k^{\max} - \Delta_k, \quad k \in \{a, b, c\}, \quad j \in \mathcal{J} \quad (4.28)$$

4.4.2. Implementación en AMPL

4.4.3. Soluciones

En los anexos A.1 y A.2 se pueden observar los códigos implementados en AMPL para obtener soluciones óptimas de los problemas antes definidos.

En (4.9) se definió la magnitud de la falla Δ_k en la fase k como un valor que depende de la tensión de alimentación de las celdas V_{dc} y del número de celdas con falla F_k . Así, Δ_k puede ser igual a un número limitado de valores según la cantidad de celdas del convertidor. Sin embargo, es posible calcular, con la finalidad de estudiar el problema de optimización, las soluciones para valores arbitrarios de Δ_k .

Adicionalmente, para este estudio se considerará suficiente un criterio N-1 en el que solo una celda de la fase c falla. Los grados de falla arbitrarios en la fase c para los que se calculan las soluciones se muestran en la tabla 4.1.

Caso	I	II	III
Δ_c (p.u.)	0,05	0,15	0,25

Tabla 4.1: Puntos de operación arbitrarios para experimento preliminar.

Para cada uno de estos grados de falla, se considera un único punto de operación arbitrario:

$$i^* = 48,519 \text{ A} = 1 \text{ p.u.}, \quad m = 210 \text{ V} = 1 \text{ p.u.}$$

Tanto el índice de modulación m como Δ_c fueron normalizados utilizando como base la tensión $3 \times V_{dc} = 210$.

Los tiempos de simulación por iteración son los siguientes:

- Para minimización de v_{0rms} es de 0,250 s.
- Para minimización de v_{0hrms} es de 0,125 s.

Si bien el caso en que se minimiza v_{0rms} es más costoso computacionalmente, para este trabajo no es relevante ya que estas soluciones son calculadas de manera *off-line*. Sin embargo, para su implementación *online* se requiere de la utilización de *look-up tables* con las que las tensiones de modo común óptimas son interpoladas en tiempo real. De esta manera, si se requiere una operación más precisa, el tiempo de cómputo es un factor a considerar.

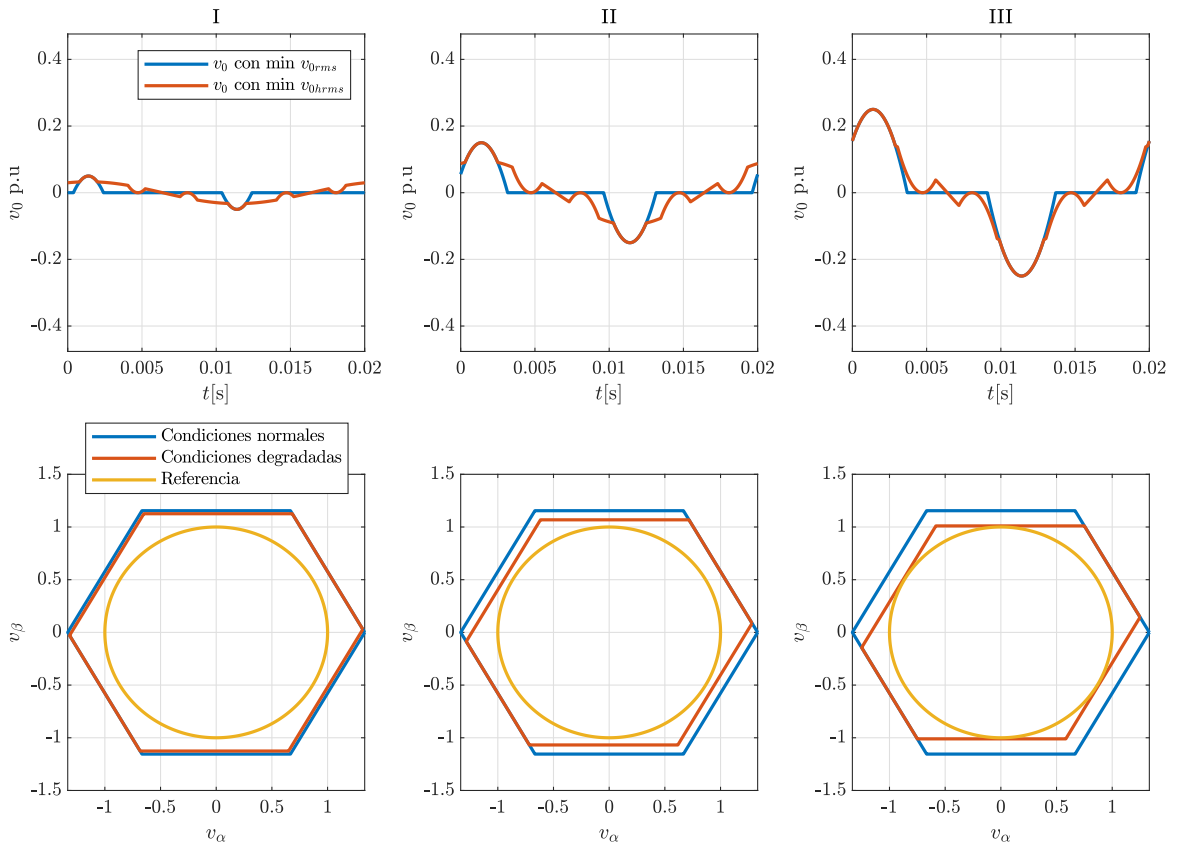


Fig. 4.3: v_0 para puntos de operación arbitrarios.

A partir de la Fig. 4.3 se realizan las siguientes observaciones:

- Para el problema en que se minimiza v_{0rms} , la tensión v_0 tiene la misma forma de onda para todos los casos. Esta solución consiste en truncar la tensión de referencia de la fase con falla de tal manera que no se supere el valor máximo dado por la cantidad de celdas disponibles.

- No existe solución al problema de optimización cuando la referencia, que corresponde a la circunferencia amarilla, no puede ser circunscrita al hexágono de tensiones máximas en condiciones degradadas.

En las Tabla 4.2 y Tabla 4.3 se presentan los valores de THD, WTHD, RMS y componente fundamental para ambas formulaciones.

Caso	THD _{v₀} (%)	WTHD _{v₀} (%)	v _{0RMS} (p.u.)	v ₀₁ (p.u.)
I	142,52	35,79	0,010	0,009
II	90,1	27,27	0,041	0,043
III	67,44	21,66	0,078	0,092

Tabla 4.2: THD, WTHD y valor RMS de v₀ para min v_{0rms}.

Caso	THD _{v₀} (%)	WTHD _{v₀} (%)	v _{0RMS} (p.u.)	v ₀₁ (p.u.)
I	31,52	8,08	0,015	0,021
II	43,98	13,53	0,048	0,062
III	52,49	16,74	0,080	0,100

Tabla 4.3: THD, WTHD y valor RMS de v₀ para min v_{0hrms}.

Observando estos resultados es posible apreciar que, si bien en el caso en que se minimiza el valor RMS de v₀ efectivamente se obtiene una solución con menor valor RMS, el valor de los indicadores de distorsión armónica es considerablemente superior al caso en que se minimiza el valor RMS de v_{0h}. Estos resultados no implican que una solución es mejor que otra en términos absolutos, sino que la estrategia de control resultante debe ser escogida en función de la aplicación del equipo.

4.5. Análisis del problema de optimización

A partir de las observaciones realizadas a la Fig. 4.3, y considerando que para poder inyectar energía a la red *m* debe ser superior a la tensión de red igual a 0,74 p.u, se determinó la zona de factibilidad de ambos problemas de optimización. Dicha zona corresponde a la región Ω₃ de la Fig. 4.4 y fue determinada utilizando AMPL y considerando como ejes la magnitud de la falla Δ_c y el índice de modulación *m*. Con respecto a la Fig. 4.4, se obtienen las siguientes observaciones:

- La región de factibilidad Ω₃ corresponde a los puntos de operación en los que ambos problemas tienen solución, esto es para valores de tensión superiores a la tensión de red.
- La región Ω₁ comprende todos los puntos de operación en los que el convertidor puede operar con todas las celdas de una fase con fallas, es decir, un cortocircuito en una de las fases. Esta

operación solo es posible cuando el convertidor no está conectado a la red, es decir, cuando no existe un m mínimo que debe ser generado.

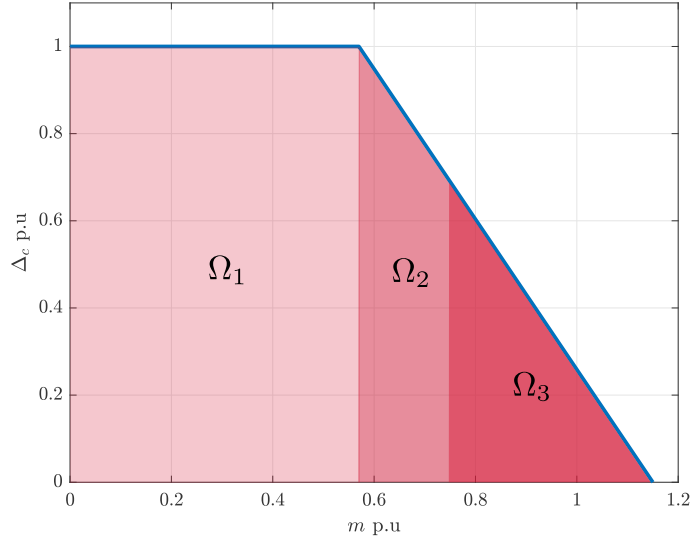


Fig. 4.4: Zona de factibilidad Ω_3 para ambos problemas.

- La zona $\Omega_2 \cup \Omega_3$ permite observar que a partir de cierto índice de modulación de comienza a limitar la capacidad máxima del convertidor.
- Se puede observar que existen valores de Δ_c para los cuales es posible operar el convertidor con requerimientos de tensión superiores a 1 p.u. Es decir, para valores de tensión de salida en los que se entraría en sobremodulación, con este esquema de control es posible operar en zona lineal.
- El índice de modulación máximo corresponde a $m = 1, 15$.

4.6. Implementación en tiempo real

En la sección 4.4.3 se calcularon las soluciones para tres puntos arbitrarios de operación. No obstante, es necesario contar con procedimientos que permitan implementar las soluciones en tiempo real para un rango de operación amplio. Para desarrollar estos procedimientos, se estudian en esta sección las soluciones obtenidas para ambos problemas de optimización considerando un criterio N-1, donde falla una celda de la fase c , es decir, $\Delta_c = V_{dc}$ según (4.9). Si otra fase fuese la fallada, solo se reinterpretan los resultados.

4.6.1. Mínimo v_{0rms}

Con la finalidad de observar el comportamiento de las señales de v_0 calculadas a partir de la minimización de su valor RMS, se calculan las soluciones para los puntos de operación mostrados en la Tabla 4.4.

Caso	I	II	III
u_c^* (p.u.)	0,761	0,828	0,930

Tabla 4.4: Puntos de operación arbitrarios para experimento preliminar.

En la Fig. 4.5 se puede observar la tensión de referencia u_c^* , la tensión $u'_c = u_c^* + v_0$, la tensión v_0 y los límites de la tensión u_c dados por las condiciones degradadas. Nótese que la tensión v_0 es tal que permite truncar la tensión de referencia v_c^* . De esta manera, es posible determinar v_0 a partir de la tensión de referencia del punto de operación y de las tensiones máximas y mínimas dadas por la falla en la fase respectiva.

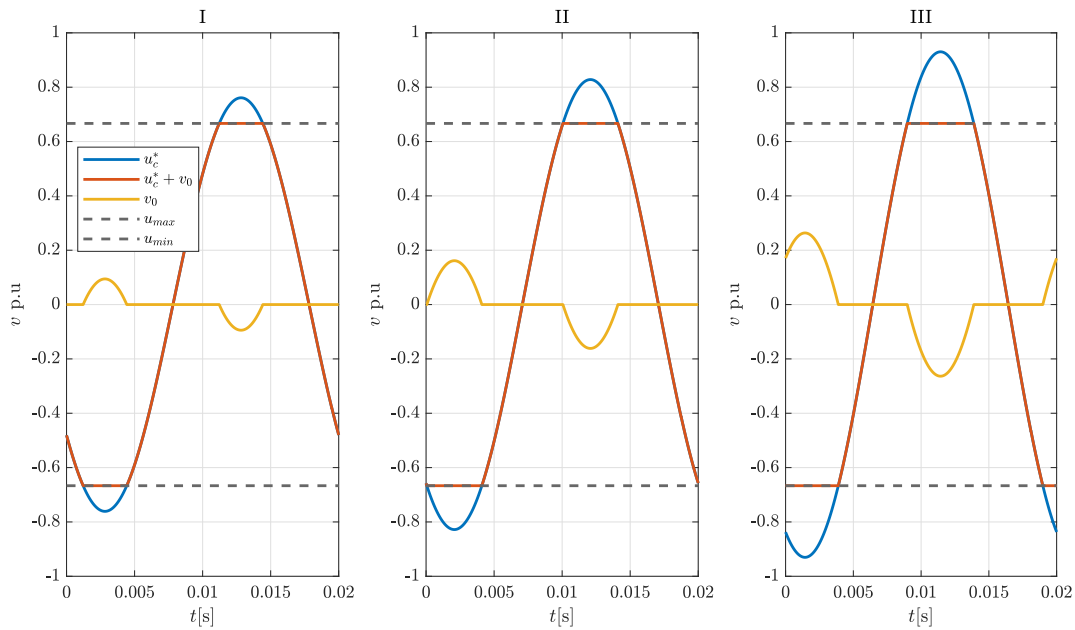


Fig. 4.5: Casos truncamiento.

Nótese que en el caso en que la tensión de referencia se encuentra entre las tensiones u_{max} y u_{min} , la tensión v_0 es igual a cero. Para los otros casos, la tensión v_0 corresponde a la diferencia entre la tensión de referencia y la tensión máxima o mínima, según corresponda. En base a estos antecedentes,

v_0 se formula de la siguiente manera:

$$v_0 = \begin{cases} 0, & \text{si } |v_c^*| < \Delta_c \\ -(v_c^* - \Delta_c), & \text{si } v_c^* \geq \Delta_c \\ -(v_c^* + \Delta_c), & \text{si } v_c^* \leq -\Delta_c \end{cases} \quad (4.29)$$

Con esta relación, la implementación en tiempo real de esta estrategia se simplifica notoriamente y solo se requerirá de una implementación eficiente de (4.29) para habilitar su uso.

4.6.2. Mínimo v_{0hrms}

En la Fig. 4.3 se observa que las soluciones del caso en que se minimiza v_{0hrms} son más complejas que el caso anterior y no es trivial obtener soluciones analíticas. Para implementar dichas soluciones en tiempo real, es posible utilizar métodos que permitan estimar las soluciones de manera *on-line* a partir de soluciones calculadas *off-line*.

Una alternativa es realizar búsquedas en tablas de dimensión arbitraria mediante técnicas de interpolación. La tabla de consulta (Look-up Table, LUT) en la que se realiza la búsqueda, es una representación muestreada de una función de N dimensiones. Para el caso en estudio, la tabla de búsqueda es de dos dimensiones y corresponde a las soluciones del problema en que se minimiza v_{0hrms} , muestradas en función del índice de modulación m y del ángulo θ . En (4.30) se observa la estructura de la matriz de búsqueda S :

$$S = \begin{bmatrix} v_0(\theta_1, m_1) & \cdots & v_0(\theta_1, m_k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_0(\theta_n, m_1) & \cdots & v_0(\theta_n, m_k) \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

donde $\theta \in \Theta$ con $\Theta = \{\theta \in \mathbf{R} : 0 \leq \theta \leq 2\pi\}$ y $v_0(\theta_n, m_k)$ corresponde al valor de v_0 para el ángulo θ_n y el punto de operación dado por el índice de modulación m_k .

Considerando la matriz S , se puede apreciar que para el punto de operación, los valores de entrada vienen dados por θ y m . Estas entradas son utilizadas para determinar los elementos de S que son utilizados para estimar el valor de v_0 mediante interpolación lineal.

De esta manera, el procedimiento desarrollado para realizar la implementación en tiempo real consiste en los siguientes pasos:

1. Determinar la matriz S resolviendo el problema de optimización k veces de manera *off-line*.

2. Operando en tiempo real, se determina el valor del índice de modulación m mediante las referencias de tensión.
3. Para cada paso de simulación, se determina el valor de θ .
4. Con el vector de entrada (θ, m) determinado, se buscan los dos elementos de S cuyos índices son los más cercanos al vector de entrada, se realiza la interpolación para obtener el valor de v_0 estimado.

Capítulo 5

Experimentos computacionales

En este capítulo se implementan las soluciones de los modelos desarrollados en el capítulo anterior utilizando el CMC de siete niveles que se muestra en la Fig. B.1 del anexo B. El estudio y análisis de los modelos son realizados mediante simulaciones computacionales, sin considerar para este trabajo implementaciones experimentales físicas. La implementación se realiza mediante las siguientes herramientas computacionales:

- PLECS: software utilizado para simular los circuitos eléctricos y esquemas de control.
- MATLAB: es utilizado para hacer cálculos previos, definición de variables iniciales, programación de controladores, procesamiento de datos, etc.
- SIMULINK: entorno de programación visual que permite integrar PLECS con MATLAB, con la finalidad de implementar funciones, códigos, extraer datos, entre otros.

Los parámetros del convertidor y la red utilizados en los experimentos no son arbitrarios. Dichos valores corresponden a los utilizados en el laboratorio en la implementación del trabajo en el que se inspira esta Memoria de Titulación [1]. Los datos se resumen en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
Resistencia r [Ω]	0,2
Inductancia L [mH]	8,5
Tensión de red [V_{rms}]	110
Frecuencia de la red [Hz]	50
Potencia nominal CMC [kVA]	3
V_{dc} [V]	70
Nº de celdas	3

Tabla 5.1: Datos de red y CMC

5.1. Discusión preliminar

En la siguiente tabla se muestran datos relevantes del hardware utilizado para resolver estos problemas:

Procesador	Intel(R) Core(TM) i7-10510U CPU @ 1.80GHz 2.30GHz
Memoria RAM	8.00 GB (7.81 GB utilizable)
Tipo de sistema	Sistema operativo de 64 bits, procesador x64

Tabla 5.2: Datos de hardware

El objetivo principal de este trabajo es estudiar la operación de un CMC en condiciones degradadas, es decir, cuando una o más celdas fallan. Para este estudio, se considerará suficiente un criterio N-1 en el que solo una celda de la fase c falla.

Las soluciones del problema de optimización son utilizadas en la implementación de un CMC en el software PLECS, cuyos circuitos simulados se muestran en el anexo B. Los controladores PI son implementados a través de códigos, junto con la definición de todos los parámetros relevantes.

Los resultados obtenidos son comparados con la implementación del método presentado en sección 3.3.3, método utilizado para obtener v_0 sin criterios de optimización. En esta comparación, se observa la optimalidad de las soluciones desarrolladas.

Es necesario destacar que los modelos son desarrollados y resueltos considerando un dominio de tiempo continuo, sin el impacto de los moduladores para su determinación. De esta manera, deben tenerse en cuenta estas consideraciones al calcular los diferentes indicadores de distorsión armónica y valores RMS y peak de señales.

5.2. Simulaciones en software PLECS

En la Fig. B.1 del anexo B se muestra el CMC de siete niveles implementado en el software PLECS. En el anexo B.2.4 se puede observar la determinación del controlador PI óptimo en el plazo z utilizado para controlar la corriente de los canales d y q . Para esto se definió un factor de amortiguamiento de 0,7 y una planta de primer orden más un retraso que modela el convertidor.

Con respecto a la modulación del CMC, en el anexo B.1.4 se puede apreciar la implementación del método *phase-shifted* en el software PLECS. Es posible observar que tres moduladores unipolares son utilizados, por lo que las seis portadoras se obtienen a partir de tres.

Como se mencionó en la sección 3.2.2.a, la cantidad de triangulares portadoras y el desfase entre estas depende de la cantidad de niveles del convertidor. En condiciones degradadas, la cantidad de

niveles en la fase con falla disminuye. De esta manera, para que el convertidor siga operando en condiciones de falla, el algoritmo de conmutación debe ser modificado [4]. Como se puede observar en la Fig. B.6, la cantidad de señales portadoras y su desfase es modificado.

La determinación del ángulo de las tensiones de red ϕ utilizado en las transformaciones $dq - abc$, se calcula a partir de un PLL y se muestra en la Fig. B.3.

Por último, la implementación en PLECS del método descrito en la sección 3.3.3 con el que se compararan las estrategias desarrolladas, se muestra en la Fig. B.7 del anexo B.1.5.

5.2.1. Experimento

El experimento considerado para implementar en PLECS consiste en simular tres diferentes condiciones de operación consecutivas para cada una de las estrategias de determinación de v_0 : la estrategia descrita en la sección 3.3.3 y las dos alternativas desarrolladas en este trabajo. Para esto se consideran tres tramos compuestos de dos periodos de 20 ms cada uno. De esta manera, las tres condiciones se simulan en un tiempo de 0,12 s.

Las tres condiciones de operación a considerar son las siguientes:

- I. Convertidor operando en condiciones normales, sin ninguna celda con falla.
- II. Convertidor operando en condiciones degradadas sin inyección de v_0 .
- III. Convertidor operando en condiciones degradadas con inyección de v_0 .

5.2.2. Punto de operación

El punto de operación a considerar es el siguiente:

$$i^* = 42,8A = 0,95\text{p.u.}, \quad m = 200V = 0,95\text{p.u.}$$

Además, tal como se mencionó anteriormente, el criterio utilizado es un análisis N-1. De esta manera, se tiene que la condición degradada viene dada por una falla en una de las celdas de la fase c :

$$\Delta_c = 70V = 0,33\text{p.u.} \tag{5.1}$$

En la Fig. 5.1 se observan los hexágonos de operación normal y operación en condiciones degradadas junto a las tensiones de referencia $v_{\alpha\beta}^*$ correspondientes al punto de operación. Note que el punto de operación está dentro de la zona de factibilidad Ω_3 presentada en la sección anterior.

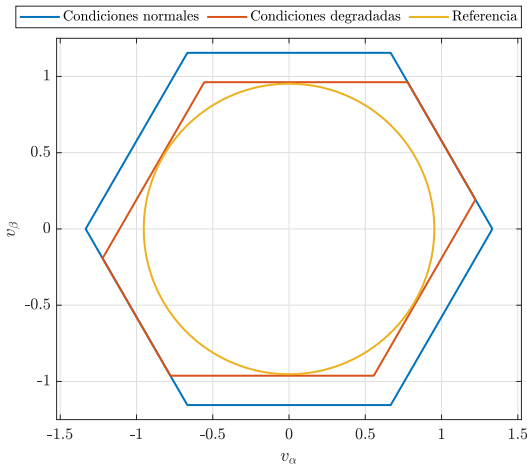


Fig. 5.1: Hexágonos para operación normal y degradada y punto de operación (referencia).

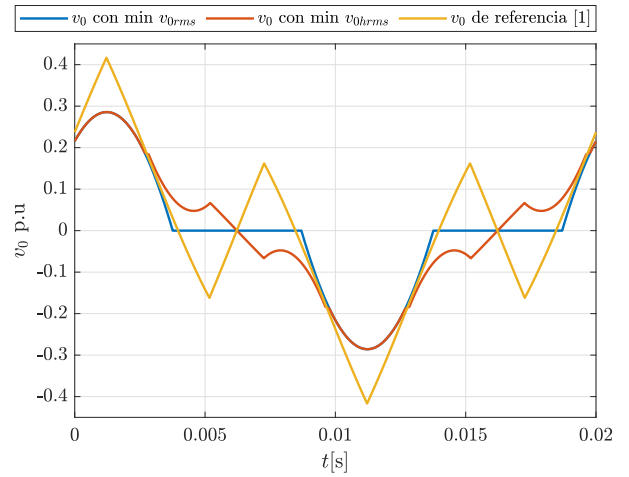


Fig. 5.2: Tensiones v_0 para punto de operación.

5.2.3. Soluciones y análisis de resultados

En las Fig. 5.3, Fig. 5.4 y Fig. 5.5 se observan las señales de corriente de fase (parte superior) y las señales de las tensiones u'_{abc} (parte inferior). Estas últimas se determinan a partir del punto 4 de la sección 4.2. A partir de estas figuras, se puede observar que todos los métodos permiten entregar corrientes trifásicas simétricas y balanceadas.

Como se puede apreciar, los dos primeros sectores (I y II) tienen el mismo comportamiento para los tres casos, ya que no se está inyectando v_0 . En la tabla 5.3 se presentan los valores RMS, THD y WTHD para tensiones y corrientes de estos dos sectores.

Fase	Condiciones normales			Condiciones degradadas sin v_0		
	a	b	c	a	b	c
$u_{kn} (V_{rms})$	141,25	141,30	141,07	154,04	158,51	121,53
THD (%)	0,89	0,84	1,03	18,23	14,91	23,36
WTHD (%)	0,06	0,06	0,08	5,45	4,07	6,59
$i_k (A_{rms})$	30,26	30,26	30,26	29,85	31,57	29,48
THD (%)	0,01	0,01	0,02	2,99	5,07	4,30
WTHD (%)	0,01	0,01	0,01	0,71	1,41	1,30

Tabla 5.3: Valores rms, THD y WTHD para tensiones y corrientes en condiciones normales y degradadas sin v_0 .

Observando estos resultados, se aprecia que el controlador PI trata de compensar el déficit de potencia en la fase c aumentando las tensiones en las fases a y b . De esta manera, se genera un

desbalance en las corrientes de salida, además de empeorar los indicadores de distorsión armónica.

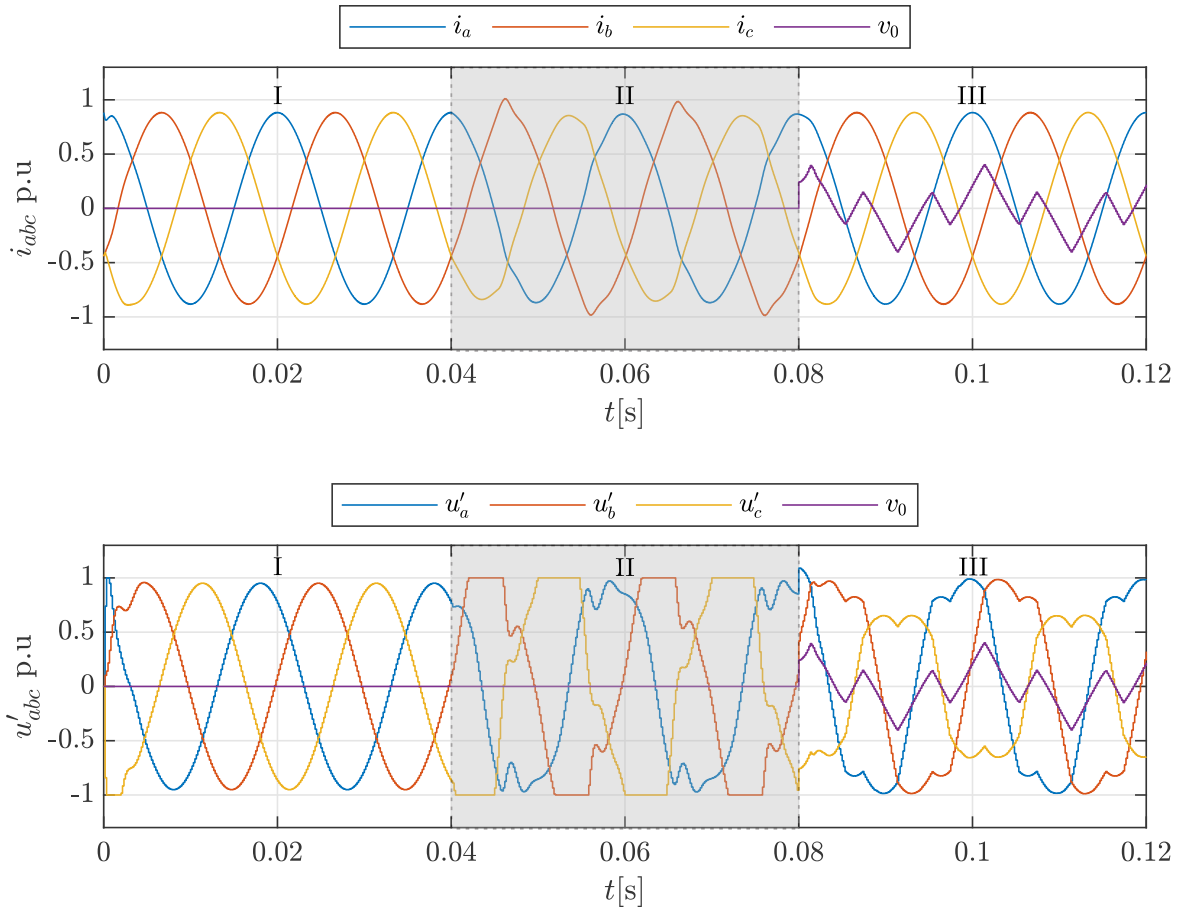


Fig. 5.3: Simulación con v_0 propuesto en [2] y detallado en la sección 3.3.3.

Fase	min v_{0rms}			min v_{0hrms}			v_0 de [2]		
	a	b	c	a	b	c	a	b	c
$u_{kn} (V_{rms})$	156,94	156,92	115,71	159,11	159,39	110,68	159,53	159,47	116,08
THD (%)	10,27	10,44	14,22	6,53	6,66	9,59	17,02	16,98	23,78
WTHD (%)	3,33	3,40	4,51	1,98	2,02	2,183	5,51	5,56	7,77
$i_k (A_{rms})$	30,25	30,26	30,26	30,26	30,26	30,26	30,27	30,25	30,26
THD (%)	0,10	0,14	0,20	0,08	0,13	0,18	0,04	0,09	0,11
WTHD (%)	0,01	0,03	0,03	0,01	0,03	0,03	0,01	0,02	0,02

Tabla 5.4: Valores rms, THD y WTHD para tensiones y corrientes en condiciones degradadas inyectando v_0 .

En el sector III se observan diferencias considerables en el contenido armónicas de las tensiones generadas. Esto se evidencia en la Fig. 5.3, Fig. 5.4 y Fig. 5.5.

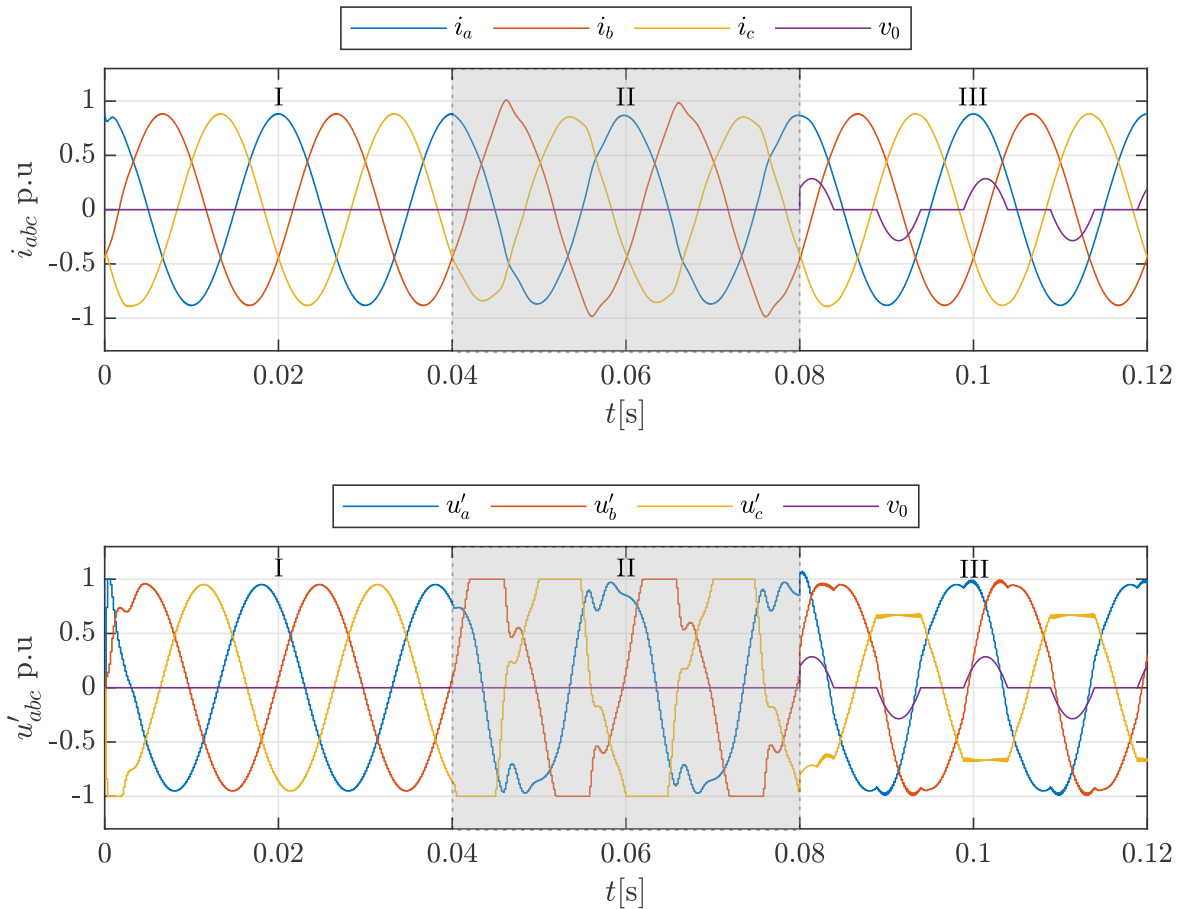


Fig. 5.4: Simulación para mínimo v_{0rms} .

En la Tabla 5.4 se presentan los valores RMS, THD y WTHD para tensiones y corrientes para el sector III de los diferentes casos. Aquí destacan varios aspectos que se describen a continuación:

- El peor caso en términos de la calidad de las tensiones de salida es el que utiliza la tensión v_0 de la referencia [2]. Este resultado es esperable ya que en esta propuesta no se consideran criterios de optimización, solo se procura garantizar que la tensión v_0 permita operar en zona lineal.
- Para este punto de operación, el mejor caso en términos de la calidad de las tensiones de salida es el caso en que se minimiza v_{0hrms} . Se puede apreciar que el THD y WTHD es mínimo y es el menor de los tres casos para cada una de las fases.
- Si bien el caso en que se minimiza v_{0rms} no tiene mejores indicadores de calidad de señal que

el caso de mínimo v_{0hrms} , es el caso en que menos se le exige a las fases que no tienen falla, lo que se aprecia en menores valores RMS en las fases a y b .

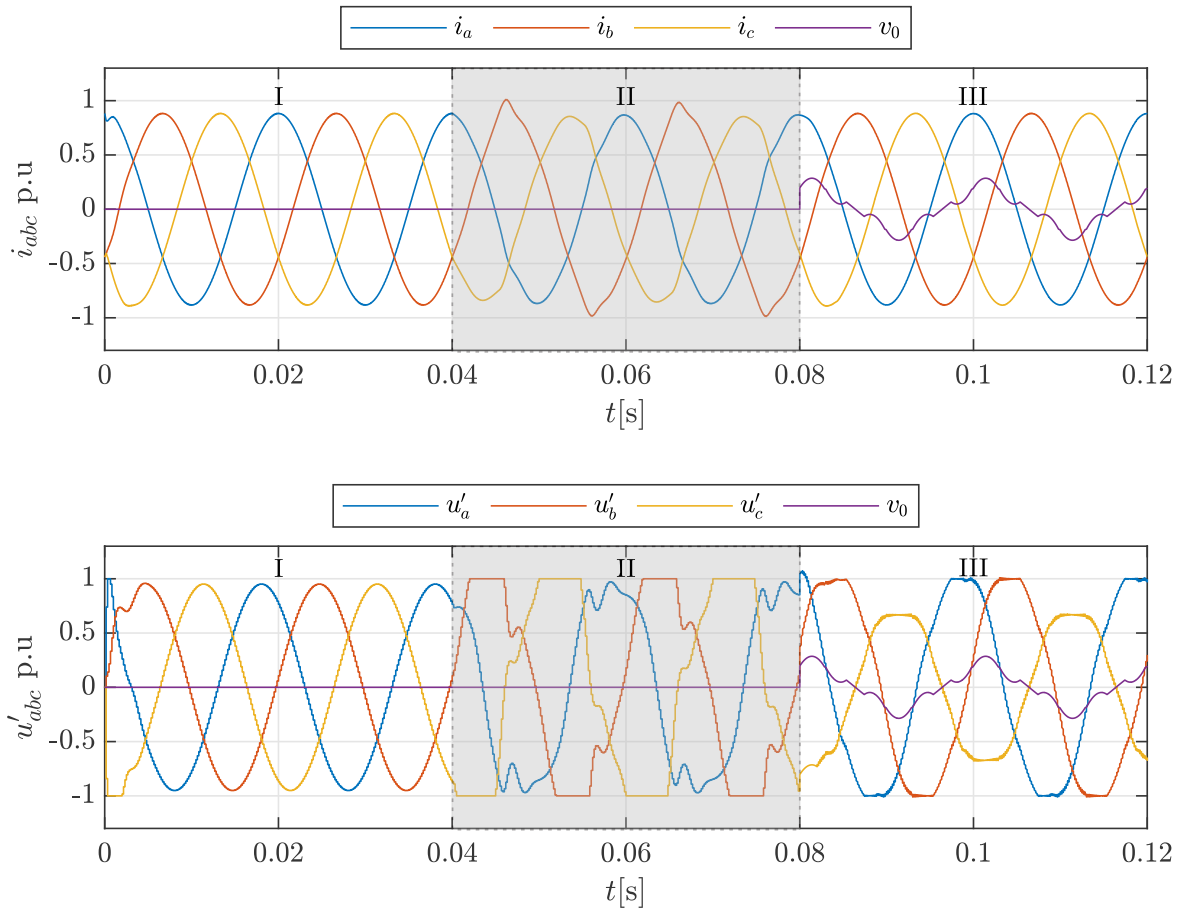


Fig. 5.5: Simulación para mínimo v_{0hrms} .

5.2.4. Operación en tiempo real

En esta sección se implementan los procedimientos determinados en la sección 4.6 para la operación en tiempo real. Para ambos casos, el experimento consiste en mostrar el comportamiento dinámico para los tres puntos de operación consecutivos mostrados en la Tabla 5.5. Estos puntos son distintos a los estudiados anteriormente y hacen uso de LUTs y C-Script para su implementación.

La condición degradada para este caso corresponde a una falla en una de las celdas de la fase c .

Caso	I	II	III
u^* p.u	0,801	0,872	0,952
i^* p.u	0,412	0,660	0,882

Tabla 5.5: Puntos de operación arbitrarios para implementación en tiempo real.

5.2.4.a. Mínimo v_{0rms}

En la Fig. 5.6, se observa el resultado de la implementación del procedimiento desarrollado en la sección 4.6.1, considerando el C-Script implementado en PLECS mostrado en la sección B.1.6.

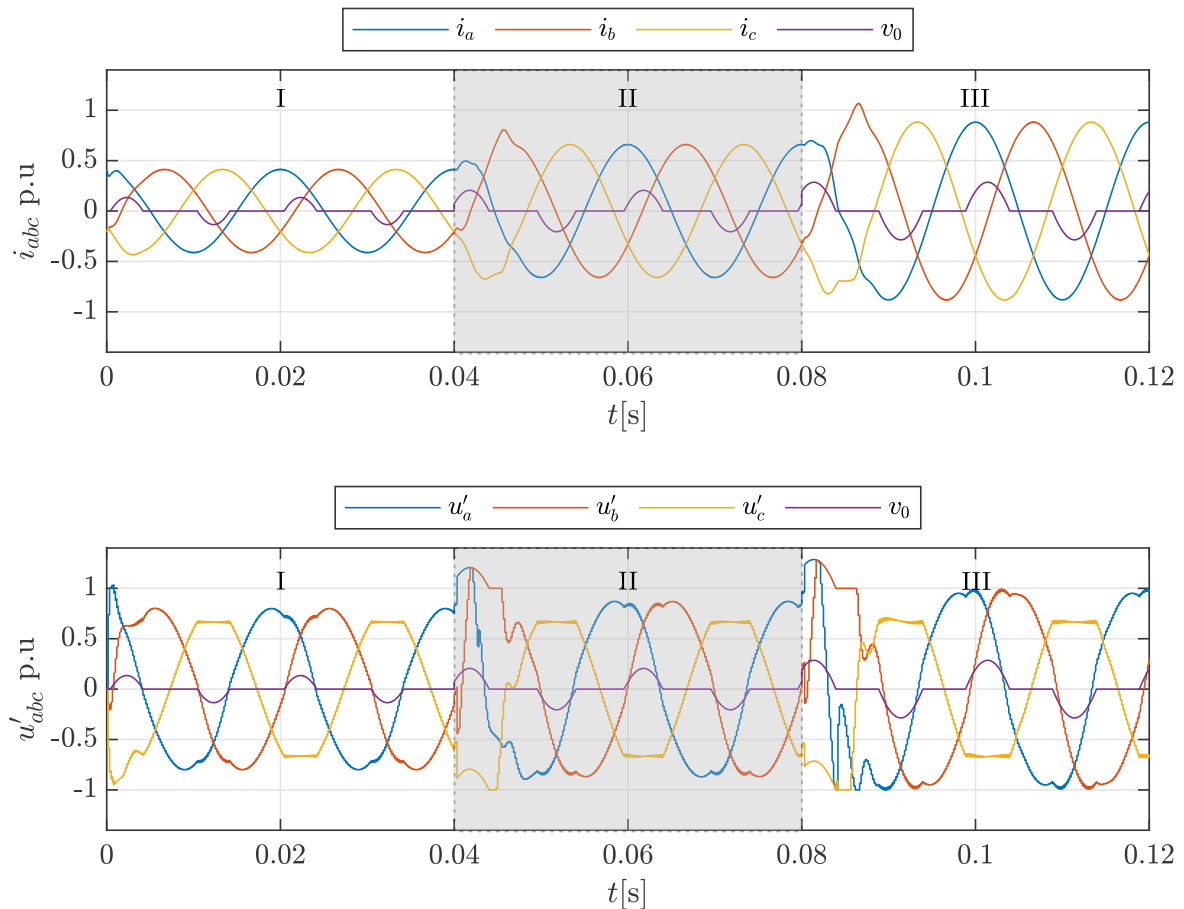


Fig. 5.6: Simulación en tiempo real para mínimo v_{0rms} .

Como se puede observar, después del transitorio las tensiones se estabilizan resultando en corrientes balanceadas. La tensión v_0 permite truncar la referencia de la fase con falla, en este caso la fase c .

5.2.4.b. Mínimo v_{0hrms}

En la Fig. 5.7 se observa el resultado de la implementación del procedimiento desarrollado en la sección 4.6.1. Al igual que en el caso anterior, las corrientes en estado estacionario son balanceadas para los tres casos que se muestran.

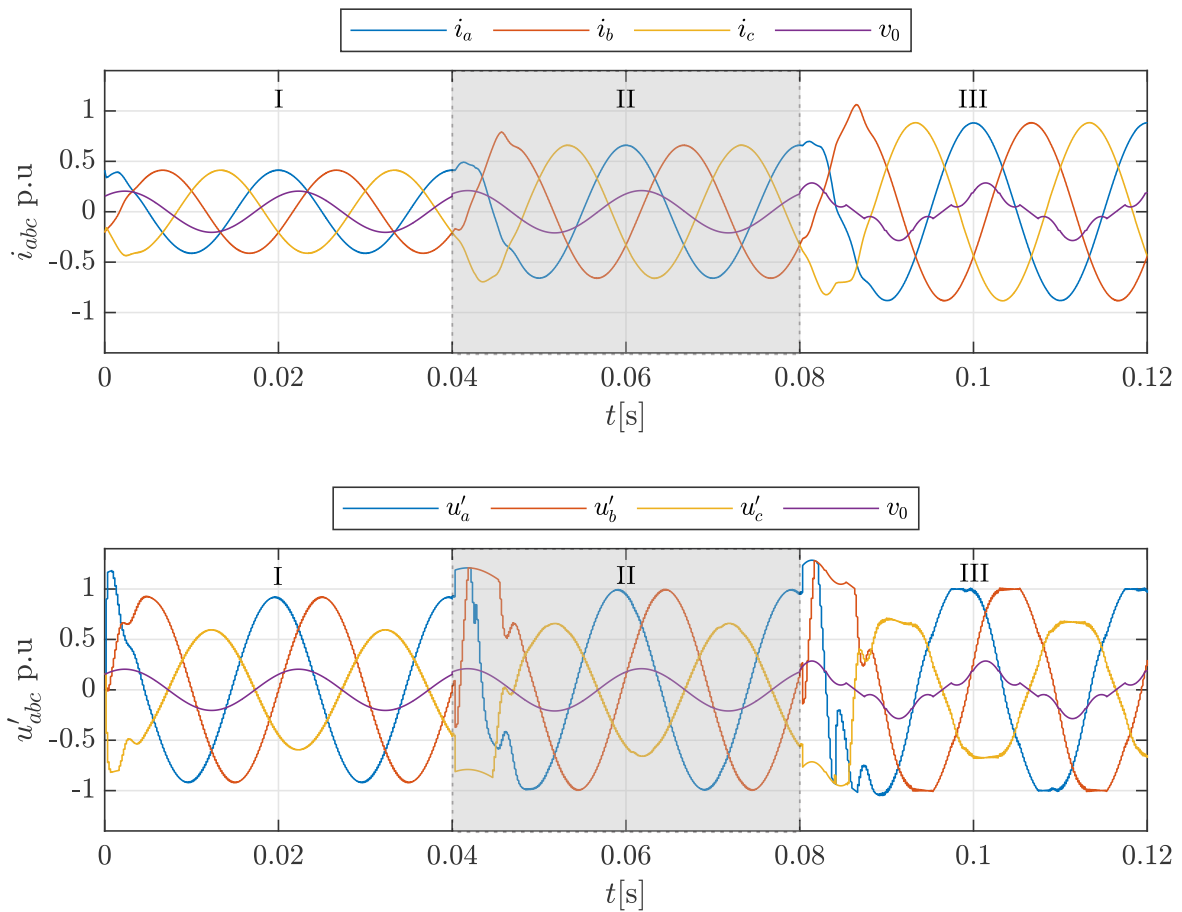


Fig. 5.7: Simulación en tiempo real para mínimo v_{0hrms} .

Para implementar este procedimiento, se utilizaron las soluciones de v_0 calculadas de manera *off-line* mediante una LUTs de dos dimensiones, tal como se observa en la Fig. B.12. Las entradas de esta tabla, corresponden al ángulo y a la tensión de referencia, la cual es calculada mediante transformada fasorial utilizando el requerimiento de potencia.

Capítulo 6

Conclusiones

El objetivo principal de este trabajo fue el siguiente: desarrollar y evaluar una estrategia de control óptimo para CMC, que permita al equipo operar con un bajo nivel de distorsión armónica en condiciones desbalanceadas/degradadas y que considere una modulación basada en carrier para su funcionamiento.

La estructura con la que se presentaron los antecedentes fue diseñada para definir conceptos que progresivamente permitieran establecer claramente el problema y su respectiva solución. De esta manera, al finalizar este trabajo se puede concluir que el objetivo fue plenamente satisfecho.

En primer lugar, en el capítulo 2 se presentó la aplicación del modelo de optimización desarrollado en el trabajo en que se inspira esta Memoria de Titulación. Se pudo apreciar de manera directa la utilización del control óptimo como método viable para optimizar indicadores de distorsión armónica.

El desarrollo de la estrategia de control óptimo que se buscó desarrollar en este trabajo, se realizó en un esquema específico considerando un CMC conectado a la red y modulación basada en carrier. En el capítulo 3 se presentaron antecedentes que mostraran la necesidad de implementar este tipo de estrategias de control, junto a elementos claves a tener en cuenta en el modelo. La conclusión principal de este capítulo, fue la gran versatilidad de estrategias de control que consideran la inyección de tensión de modo común en las referencias de las tensiones en los convertidores.

A partir del planteamiento del modelo en el capítulo 4, se pudo apreciar la gran flexibilidad en los criterios de optimización que pueden ser utilizados en este problema. Entre todas ellas, se escogieron dos considerando la revisión bibliográfica: minimización del valor RMS de la tensión de modo común (v_{0rms}) y la minimización de las componentes armónicas de esta tensión (v_{0hrms}).

A partir de la implementación en AMPL de los modelos desarrollados se obtuvieron las siguientes conclusiones:

- El problema en que se minimiza v_{0rms} es más costoso computacionalmente que el caso en que se minimiza v_{0hrms} . Esto se debe tener en cuenta al considerar aplicaciones con soluciones *on-line* de estos problemas.
- Para ambos casos, minimización de v_{0rms} y minimización de v_{0hrms} , la tensión máxima que

se puede alcanzar en condiciones normales es la misma e igual a $m = 1,15p.u.$. Este punto de operación corresponde al régimen de sobremodulación que, si bien forma parte de la motivación de este trabajo, no es central en los análisis planteados.

- Se calculó que los límites de factibilidad para ambas funciones objetivos son los mismos. Esto se debe a que dichos límites vienen dados por las restricciones que modelan el requerimiento de potencia desde la red y no por la función objetivo utilizada.
- En base a los indicadores THD y WTHD, se observa que las soluciones de v_0 , para el caso en que se minimiza v_{0rms} , tienen mayor cantidad de distorsión armónica que para el caso en que se minimiza v_{0hrms} . Sin embargo, minimizar el valor RMS de la tensión v_0 es conveniente por el efecto dañino de esta tensión en aplicaciones que involucran máquinas eléctricas.
- Una conclusión importante de este capítulo es que, en el caso de que el convertidor alimente una carga y el requerimiento de potencia sea suficientemente pequeño, es posible operar con una fase entera con falla mediante las estrategias de control desarrolladas.

Teniendo como base la implementación realizada en AMPL, se implementaron simulaciones computacionales de un CMC en el software PLECS. A continuación, se enumeran las conclusiones más importantes de estos experimentos:

- Al comparar las implementaciones de las estrategias desarrolladas con un método que no aplica criterios de optimización al determinar la tensión v_0 , se puede observar una mejora sustancial en los indicadores de distorsión armónica, reflejada en menores valores de THD y de WTHD, tanto de v_0 como de las tensiones de salida del convertidor.
- Para la estrategia en que se minimiza v_{0hrms} , se obtienen THD y WTHD menores que para el caso en que se minimiza v_{0rms} . No obstante, el valor RMS de las tensiones de salida y de v_0 es menor para el último caso. Esto implica que la selección de cada método dependerá de la aplicación. Por ejemplo, para aplicaciones en que se alimenten motores eléctricos, es mejor la estrategia en que se minimiza v_{0rms} , por los efectos dañinos de esta.

Adicionalmente, es necesario destacar que los métodos desarrollados son fácilmente aplicables a cualquier tipo de convertidor, siempre y cuando se tengan las consideraciones pertinentes en las restricciones que fijan los límites de las tensiones de salida.

En este trabajo se determinó la solución analítica del problema en que se minimiza v_{0rms} pero no se determinó para el caso en que se minimiza v_{0hrms} , dada la complejidad de las soluciones. Por esta razón, se propone como trabajo futuro desarrollar un procedimiento para estimar las soluciones del último problema sin necesidad de recurrir a LUTs. Alternativas a considerar son la utilización de estrategias de *Machine Learning* o el ajuste de las curvas que describen el comportamiento de las componentes armónicas en función del índice de modulación.

Conclusiones

Por último, también se propone como trabajo futuro desarrollar los modelos en tiempo discreto centrándose en aplicaciones que involucren motores eléctricos u otras alternativas diferentes a la conexión a red.

Anexos

Anexo A

Códigos implementados en AMPL

A.1. Código implementado en AMPL para minimización de tensión RMS de modo común

A.1.1. Archivo .dat

```
1  /* ***** */
2  /*          GENERAL          */
3  /* ***** */
4  param S := 1200 ; # number fo intervals to discretize 120deg
5  param PI := 3.14159265358979323846264338327950 ;
6  param root3 := 1.73205080756887729352744634150587 ;
7
8
9  param 2PI3 := 2.094395102393195;
10 param L := 100;
11
12 param faVdc := 210;#3 celdas de 110
13 param fbVdc := 210;
14 param fcVdc := 140;
15
16 param ualphac := 159.81030;
17 param ualphas := 0.00000;
18 param ubetac := 0.00000;
19 param ubetas := 159.81030;
```

A.1.2. Archivo .mod

```

1  /*****
2  /**          CONJUNTOS          **/
3  *****/
4  param S>=0, integer;
5  set SAMPLES := 1..3*S;
6  set SAMPLES0 := 0..3*S;
7
8  /*****
9  /**          GENERAL          **/
10 *****/
11 param PI ;
12 param root3 ;
13 param 2PI3;
14 param L;
15 param faVdc;
16 param fbVdc;
17 param fcVdc;
18 param ualphac ;
19 param ualphas ;
20 param ubetac ;
21 param ubetas ;
22
23 /*****
24 /**          POSTPROCESOS          **/
25 *****/
26 param DTHETA ;
27 param M ;
28 param dM ;
29 param THETA{i in SAMPLES0} ;
30
31
32 /*****
33 /**          VARIABLES DE DECISION          **/
34 *****/
35
36 param ualpha{i in SAMPLES0} ;
37 param ubeta{i in SAMPLES0} ;
38
39 var v0{i in SAMPLES0} ;
40 var v0rms, >=0 ;

```

```

41 var v0_c , >=0 ;
42 var v0_s , >=0 ;
43
44 /* ***** */
45 /*          OBJETIVO          */
46 /* ***** */
47 minimize obj:  v0rms^2;# + ualpharms^2 + ubetarms^2;
48
49 /* ***** */
50 /*          RESTRICCIONES          */
51 /* ***** */
52
53 subject to ubeta_cos_UB:
54     (1/PI)*sum{k in SAMPLES} (v0[k-1]*cos(THETA[k-1])+v0[k]*cos(THETA
55     [k]))*DTHETA/2 == v0_c ;
56 subject to ubeta_cos_LB:
57     (1/PI)*sum{k in SAMPLES} (v0[k-1]*sin(THETA[k-1])+v0[k]*sin(THETA
58     [k]))*DTHETA/2 == v0_s ;
59
60 subject to v0_rest1{k in SAMPLES0}:
61     -faVdc<=ualpha[k]+v0[k]<=faVdc ; # fase a
62 subject to v0_rest2{k in SAMPLES0}:
63     -fbVdc<=-0.5*ualpha[k]+root3*0.5*ubeta[k]+v0[k]<=fbVdc ; # fase b
64 subject to v0_rest3{k in SAMPLES0}:
65     -fcVdc<=-0.5*ualpha[k]-root3*0.5*ubeta[k]+v0[k]<=fcVdc ; #fase c
66
67 #v0rms^2
68 subject to v0_definition:
69     sum{k in SAMPLES} (v0[k-1]^2+v0[k]^2)*DTHETA/2 <= v0rms^2 ;
70 subject to v0_cycle:
71     v0[0] == v0[3*S] ;

```

A.1.3. Archivo .run

```

1  /*****
2  /**          CONFIGURACION SOLVER          **/
3  *****/
4  option solver gurobi ;
5  option gurobi_options 'timelim=3600 outlev=1 logfreq=5 timing=1 mipgap=1E
   -9 barqcptol=1E-9 feastol=1E-9 intfeastol=1E-09 MIPFocus=1' ;
6
7  option log_file 'OOM.log';
8  option display_eps 1E-6 ;
9  option presolve 1;
10
11 model OOM.mod ;
12 data OOM.dat ;
13
14 /*****
15 /**          PREPROCESSING          **/
16 *****/
17 let DTHETA := 2*PI/3/S;
18 let dM := 0.00001*DTHETA;
19 let {k in SAMPLES0} THETA[k] := k*DTHETA;
20
21 /*****
22 /**          OPTIMIZACION          **/
23 *****/
24 param M2RUN := 1 ;
25 param MMIN := 10;#2/root3; #2/root3; #1/2
26 param MMAX := 10;# 2/PI -> 8/root3/PI ;
27
28 #a v0
29 param RESULTS_a{SAMPLES0,1..M2RUN+2} ;
30 param RESULTS_vb{SAMPLES0,1..M2RUN+2} ;
31 param RESULTS_vc{SAMPLES0,1..M2RUN+2} ;
32
33 param RESULTS_v0{SAMPLES0,1..M2RUN+2} ;
34
35 let {k in SAMPLES0} RESULTS_va[k,1] := THETA[k] ;
36 let {k in SAMPLES0} RESULTS_vb[k,1] := THETA[k] ;
37 let {k in SAMPLES0} RESULTS_vc[k,1] := THETA[k] ;
38 let {k in SAMPLES0} RESULTS_v0[k,1] := THETA[k] ;
39

```

```

40 for {j in SAMPLES0} {
41     let ualpha[j]:= ualphac*cos(THETA[j]);
42 } ;
43 for {j in SAMPLES0} {
44     let ubeta[j]:= ubetas*sin(THETA[j]);
45 } ;
46
47 for {i in 0..M2RUN} {
48     printf "=====\n" ;
49     printf " Running simulation %d of %d \n", i+1, M2RUN+1 ;
50     printf "=====\n" ;
51     let M := MMIN+(MMAX-MMIN)*(i/M2RUN) ;
52
53     solve;
54
55     let{k in SAMPLES0} RESULTS_va[k,i+2] := ualpha[k];
56     let{k in SAMPLES0} RESULTS_vb[k,i+2] := -0.5*ualpha[k]+root3*0.5*ubeta
57         [k];
58     let{k in SAMPLES0} RESULTS_vc[k,i+2] := -0.5*ualpha[k]-root3*0.5*
59         ubeta[k];
60     let{k in SAMPLES0} RESULTS_v0[k,i+2] := v0[k] ;
61
62 } ;
63
64 /******
65 /**          POSTPROCESOS          **
66 /******
67
68 #a
69 param DEL symbolic := "," ;
70 param csvFile symbolic := "OOM_results_va.csv";
71 printf "-1 " > (csvFile) ;
72 for {i in 0..M2RUN} {
73     printf "%s %.12f ", DEL, MMIN+(MMAX-MMIN)*(i/M2RUN) >> (csvFile) ;
74 };
75 printf "\n" >> (csvFile) ;
76 for {k in SAMPLES0} {
77     for {i in 1..M2RUN+2} {
78         if (i==1) then {
79             printf "%.12f ", RESULTS_a[k,i] >> (csvFile) ;
80         } else {
81             printf "%s %.12f ", DEL, RESULTS_va[k,i] >> (csvFile) ;

```

```

80     } ;
81   };
82   printf "\n" >> (csvFile) ;
83 };
84 #b
85 param DEL_vb symbolic := "," ;
86 param csvFile_vb symbolic := "OOM_results_vb.csv";
87 printf "-1 " > (csvFile_vb) ;
88 for {i in 0..M2RUN} {
89   printf "%s %.12f ", DEL_vb, MMIN+(MMAX-MMIN)*(i/M2RUN) >> (csvFile_vb)
90   ;
91 };
92 printf "\n" >> (csvFile_vb) ;
93 for {k in SAMPLES0} {
94   for {i in 1..M2RUN+2} {
95     if (i==1) then {
96       printf "%.12f ", RESULTS_vb[k,i] >> (csvFile_vb) ;
97     } else {
98       printf "%s %.12f ", DEL_vb, RESULTS_vb[k,i] >> (csvFile_vb) ;
99     } ;
100   };
101   printf "\n" >> (csvFile_vb) ;
102 };
103 #c
104 param DEL_vc symbolic := "," ;
105 param csvFile_vc symbolic := "OOM_results_vc.csv";
106 printf "-1 " > (csvFile_vc) ;
107 for {i in 0..M2RUN} {
108   printf "%s %.12f ", DEL_vc, MMIN+(MMAX-MMIN)*(i/M2RUN) >> (csvFile_vc)
109   ;
110 };
111 printf "\n" >> (csvFile_vc) ;
112 for {k in SAMPLES0} {
113   for {i in 1..M2RUN+2} {
114     if (i==1) then {
115       printf "%.12f ", RESULTS_vc[k,i] >> (csvFile_vc) ;
116     } else {
117       printf "%s %.12f ", DEL_vc, RESULTS_vc[k,i] >> (csvFile_vc) ;
118     } ;
119   };
120   printf "\n" >> (csvFile_vc) ;
121 };

```

```

120
121 #v0
122 param DEL_v0 symbolic := "," ;
123 param csvFile_v0 symbolic := "OOM_results_v0.csv";
124 printf "-1 " > (csvFile_v0) ;
125 for {i in 0..M2RUN} {
126     printf "%s %.12f ", DEL_v0, MMIN+(MMAX-MMIN)*(i/M2RUN) >> (csvFile_v0)
127     ;
128 };
129 printf "\n" >> (csvFile_v0) ;
130 for {k in SAMPLES0} {
131     for {i in 1..M2RUN+2} {
132         if (i==1) then {
133             printf "%.12f ", RESULTS_v0[k,i] >> (csvFile_v0) ;
134         } else {
135             printf "%s %.12f ", DEL_v0, RESULTS_v0[k,i] >> (csvFile_v0) ;
136         } ;
137     };
138     printf "\n" >> (csvFile_v0) ;
139 };
display v0rms ;

```

A.2. Código implementado en AMPL para minimización de tensión armónica RMS de modo común

Para resolver este problema solo es necesario modificar el archivo .mod presentado anteriormente.

```

1  /*****
2  /**          CONJUNTOS          **/
3  *****/
4  param S>=0, integer;
5  set SAMPLES := 1..3*S;
6  set SAMPLES0 := 0..3*S;
7
8  /*****
9  /**          GENERAL          **/
10 *****/
11 param PI ;
12 param root3 ;
13 param 2PI3 ;
14 param L;
15 param faVdc;
16 param fbVdc;
17 param fcVdc;
18 param ualphac ;
19 param ualphas ;
20 param ubetac ;
21 param ubetas ;
22
23 /*****
24 /**          POSTPROCESOS          **/
25 *****/
26 param DTHETA ;
27 param M ;
28 param dM ;
29 param THETA{i in SAMPLES0} ;
30
31
32 /*****
33 /**          VARIABLES DE DECISION          **/
34 *****/
35
36 param ualpha{i in SAMPLES0} ;

```

```

37 param ubeta{i in SAMPLES0} ;
38
39 var v0{i in SAMPLES0} ;
40 var v0rms , >=0 ;
41 var v0_c , >=0 ;
42 var v0_s , >=0 ;
43
44 /* ***** */
45 /* *          OBJETIVO          * */
46 /* ***** */
47 minimize obj:  v0rms^2;# + ualpharms^2 + ubetarms^2;
48
49 /* ***** */
50 /* *          RESTRICCIONES          * */
51 /* ***** */
52
53 subject to ubeta_cos_UB:
54     (1/PI)*sum{k in SAMPLES} (v0[k-1]*cos(THETA[k-1])+v0[k]*cos(THETA
55     [k]))*DTHETA/2 == v0_c ;
56 subject to ubeta_cos_LB:
57     (1/PI)*sum{k in SAMPLES} (v0[k-1]*sin(THETA[k-1])+v0[k]*sin(THETA
58     [k]))*DTHETA/2 == v0_s ;
59
60 subject to v0_rest1{k in SAMPLES0}:
61     -faVdc<=ualpha[k]+v0[k]<=faVdc ; # fase a
62 subject to v0_rest2{k in SAMPLES0}:
63     -fbVdc<=-0.5*ualpha[k]+root3*0.5*ubeta[k]+v0[k]<=fbVdc ; # fase b
64 subject to v0_rest3{k in SAMPLES0}:
65     -fcVdc<=-0.5*ualpha[k]-root3*0.5*ubeta[k]+v0[k]<=fcVdc ; #fase c
66
67 #v0rms^2
68 subject to v0_definition:
69     sum{k in SAMPLES} ((v0[k-1]-(v0_c*cos(THETA[k-1])+v0_s*sin(THETA[
70     k-1])))^2+(v0[k]-(v0_c*cos(THETA[k])+v0_s*sin(THETA[k])))^2)*
71     DTHETA/2 <= v0rms^2 ;
72
73 subject to v0_cycle:
74     v0[0] == v0[3*S] ;

```

A.3. Código para determinar límites de factibilidad

Para obtener estos resultados, se desarrollaron cambios principalmente en el archivo `.run` presentado anteriormente. De esta manera, es posible resolver el problema de manera iterativa modificando parámetros arbitrariamente. Además, se hacen cambios menores en el archivo `.dat`.

A.3.1. Archivo `.dat`

```
1  /* ***** */
2  /*          GENERAL          */
3  /* ***** */
4  param S := 1200 ; # number fo intervals to discretize 120deg
5  param PI := 3.14159265358979323846264338327950 ;
6  param root3 := 1.73205080756887729352744634150587 ;
7
8
9  param 2PI3 := 2.094395102393195;
10 param L := 100;
11
12 param faVdc := 210;#3 celdas de 110
13 param fbVdc := 210;
14 param fcVdc := 210;
15
16 param ualphac := 155.56;
17 param ualphas := 0.00000;
18 param ubetac := 0.00000;
19 param ubetas := 155.56;
```

A.3.2. Archivo .run

```

1  /*****
2  /**          CONFIGURACION SOLVER          **/
3  *****/
4  option solver gurobi ;
5  option gurobi_options 'timelim=3600 outlev=1 logfreq=5 timing=1 mipgap=1E
        -9 barqcptol=1E-9 feastol=1E-9 intfeastol=1E-09 MIPFocus=1' ;
6
7  option log_file 'OOM.log';
8  option display_eps 1E-6 ;
9  option presolve 0;
10 model OOM.mod ;
11 data OOM.dat ;
12
13 /*****
14 /**          PREPROCESSING          **/
15 *****/
16 let DTHETA := 2*PI/3/S;
17 let dM := 0.00001*DTHETA;
18 let {k in SAMPLES0} THETA[k] := k*DTHETA;
19
20 /*****
21 /**          OPTIMIZACION          **/
22 *****/
23
24 for {j in SAMPLES0} {
25     let ualpha[j]:= ualphac*cos(THETA[j]);
26 } ;
27 for {j in SAMPLES0} {
28     let ubeta[j]:= ubetas*sin(THETA[j]);
29 } ;
30
31 #a v0
32 param RESULTS {1..100000,1..2};
33 param RESULTS_v0h {1..100000,1..3};
34
35 repeat {
36     let cont := cont + 1;
37     let cont2:=0;
38     let cont3:=0;
39

```

```

40     repeat {
41
42         solve;
43         display ualphac ;
44         display fcVdc ;
45         if (solve_result = "unbounded") then let cont2:=1;
46         if (solve_result = "infeasible") then let cont2:=2;
47         if (solve_result = "limit") then let cont2:=3;
48         if (solve_result = "failure") then let cont2:=4;
49         display cont2;
50         display solve_result_num;
51         let fcVdc := fcVdc - 1;
52
53         let contv0 := contv0 + 1;
54         let RESULTS_v0h[contv0,1] := ualphac;
55         let RESULTS_v0h[contv0,2] := fcVdc+2;
56         let RESULTS_v0h[contv0,3] := v0rms;
57
58     } until cont2>0 ;
59
60     let RESULTS[cont,1] := ualphac;
61     let RESULTS[cont,2] := fcVdc+2;
62
63     let ualphac := ualphac + 1;
64     let ubetas := ubetas + 1;
65
66     let fcVdc := 210;
67     for {j in SAMPLES0} {
68         let ualpha[j]:= ualphac*cos(THETA[j]);
69     } ;
70     for {j in SAMPLES0} {
71         let ubeta[j]:= ubetas*sin(THETA[j]);
72     } ;
73     solve;
74     if (solve_result = "unbounded") then let cont3:=1;
75     if (solve_result = "infeasible") then let cont3:=2;
76     if (solve_result = "limit") then let cont3:=3;
77     if (solve_result = "failure") then let cont3:=4;
78 } until cont3>0 ;
79
80 /* ***** */
81 /*           POSTPROCESOS           */

```

```
82  /* ***** */
83
84  #a
85  param DEL symbolic := "," ;
86  param csvFile symbolic := "OOM_results.csv";
87
88  for {k in 1..cont} {
89      for {i in 1..2} {
90          if (i==1) then {
91              printf "%.12f ", RESULTS[k,i] >> (csvFile) ;
92          } else {
93              printf "%s %.12f ", DEL, RESULTS[k,i] >> (csvFile) ;
94          } ;
95      };
96      printf "\n" >> (csvFile) ;
97  };
98
99  param DEL_v0h symbolic := "," ;
100  param csvFile_v0h symbolic := "OOM_results_v0h.csv";
101
102  for {k in 1..contv0} {
103      for {i in 1..3} {
104          if (i==1) then {
105              printf "%.12f ", RESULTS_v0h[k,i] >> (csvFile_v0h) ;
106          } else {
107              printf "%s %.12f ", DEL_v0h, RESULTS_v0h[k,i] >> (csvFile_v0h)
108              ;
109          } ;
110      };
111      printf "\n" >> (csvFile_v0h) ;
112  };
113  display v0rms ;
```

A.4. Post-proceso en MATLAB

Teniendo los resultados de las implementaciones de la sección A.3 para ambos problemas, se obtienen límites de factibilidad mediante MATLAB.

```

1  clc
2  clear
3
4  %% LIMITE DE FACTIBILIDAD PARA MIN v0Hrms
5
6  data3 = csvread("OOM_results_v0h_minh.csv");
7  data4 = csvread("OOM_results_minh.csv");
8  n = length(data3(:,1));
9  area2 = [];
10 cont2 = 0;
11 aux1 = data3(1,1);
12 for c = 1:n
13     if c<n && data3(c+1,3)>0.1 && data3(c,3)<0.1
14         cont2 = cont2 + 1;
15         area2(cont2,1) = data3(c,1)/210;
16         area2(cont2,2) = 1 - data3(c,2)/210;
17     end
18     if data3(c,3)<0.1 && c==n
19         cont2 = cont2 + 1;
20         area2(cont2+1,1) = data3(c,1)/210;
21         area2(cont2+1,2) = 1 - data3(c,2)/210;
22     end
23 end
24
25 plot(area2(:,1),area2(:,2),'LineWidth',2)
26 hold on
27 plot(data4(:,1)/210,1-data4(:,2)/210,'LineWidth',2)
28 %hold on
29 %plot(312.60128,109,'*')
30
31 set(gca,'TickLabelInterpreter','latex')
32 xlabel('$m$ p.u','interpreter','latex')
33 ylabel('$\Delta_c$ p.u','interpreter','latex')
34 axis([109.7*sqrt(2)/210 250/210 0 0.8])
35 %legend('Limite de factibilidad para min $v_{0hrms}$','Limite para $v_{0}$
36     $ sinusoidal','interpreter','latex');

```

```

37 hold on
38 plot(159.81030/210,70/210,'*','color','k')
39
40 legend('Limite de factibilidad para ambos problemas','Limite para $v_{0}$
      sinusoidal (min $v_{0rms}$)','Punto de operacion para simulaciones',
      'interpreter','latex');
41 hold off
42 grid on
43 %axis equal
44
45 %% LIMITE DE FACTIBILIDAD PARA MIN v0rms
46
47 data3 = csvread("OOM_results_v0h_minv0rms.csv");
48 data4 = csvread("OOM_results_minv0rms.csv");
49 n = length(data3(:,1));
50 area2 = [];
51 cont2 = 0;
52 aux1 = data3(1,1);
53 for c = 1:n
54     if c<n && data3(c+1,3)>0.1 && data3(c,3)<0.1
55         cont2 = cont2 + 1;
56         area2(cont2,1) = data3(c,1)/210;
57         area2(cont2,2) = 1 - data3(c,2)/210;
58     end
59     if data3(c,3)>0.1 && c==n
60         cont2 = cont2 + 1;
61         area2(cont2+1,1) = data3(c,1)/210;
62         area2(cont2+1,2) = 1 - data3(c,2)/210;
63     end
64 end
65
66 plot(area2(:,1),area2(:,2),'LineWidth',2)
67 %hold on
68 plot(data4(:,1)/210,1-data4(:,2)/210,'LineWidth',2)
69 %hold on
70 %plot(312.60128,109,'*')
71
72 set(gca,'TickLabelInterpreter','latex')
73 xlabel('$m$ p.u','interpreter','latex')
74 ylabel('$\Delta_c$ p.u','interpreter','latex')
75 axis([109.7*sqrt(2)/210 250/210 0 0.8])
76 legend('Limite de factibilidad para min $v_{0rms}$','interpreter','latex'

```

```

    );
77 hold off
78 grid on
79 %axis equal
80
81 %% GRAFICO V0 IGUALES PARA AMBOS CASOS
82
83 data = csvread("OOM_results_v0h_minh.csv");
84 data2 = csvread("OOM_results_v0h_minv0rms.csv");
85 n = length(data(:,1));
86 area = [];
87 cont = 0;
88 for c = 1:n
89     if abs(data(c,3)-data2(c,3))<0.1 && data(c,2)<210
90         cont = cont + 1;
91         area(cont,1) = data(c,1)/210;
92         area(cont,2) = 1 - data(c,2)/210;
93     end
94 end
95
96 compv0 = [0.7408 0.2571;1 0;1.01 0.00238;1.026 0.004762; 1.053
97           0.007143;1.093 0.009524;1.146 0.01429;1.148 0.009524;1.15
98           0.007143;1.153 0.002381]
99 plot(compv0(:,1),compv0(:,2),'LineWidth',2)
100
101 set(gca,'TickLabelInterpreter','latex')
102 xlabel('$m$ p.u','interpreter','latex')
103 ylabel('$\Delta_c$ p.u','interpreter','latex')
104 axis([109.7*sqrt(2)/210 1.153 0 0.3])
105 %legend('Limite para $v_{0hrms}=0$', 'Limite de factibilidad para $P_1$', '
    interpreter','latex');
106 hold off
107 grid on

```

Anexo B

Diagramas de bloques y códigos implementados en PLECS y SIMULINK

En este anexo se presentarán los diagramas de bloques y códigos desarrollados para implementar las tensiones v_0 determinadas en este trabajo. Se presentan todos los esquemas, tanto del convertidor como de las partes que hacen posible su operación: puentes H, PLL, modulador y generador de referencias.

Finalmente, se presenta el esquema utilizado en SIMULINK y los códigos para enlazar esta herramienta con los esquemas de PLECS presentados anteriormente. Los códigos de la M-S-Function de MATLAB son presentados, junto con el código del controlador PI.

Los esquemas que se presentan fueron los desarrollados para obtener los resultados de la sección 5.2.

B.1. Esquemas en software PLECS

B.1.1. Convertidor multicelda en cascada

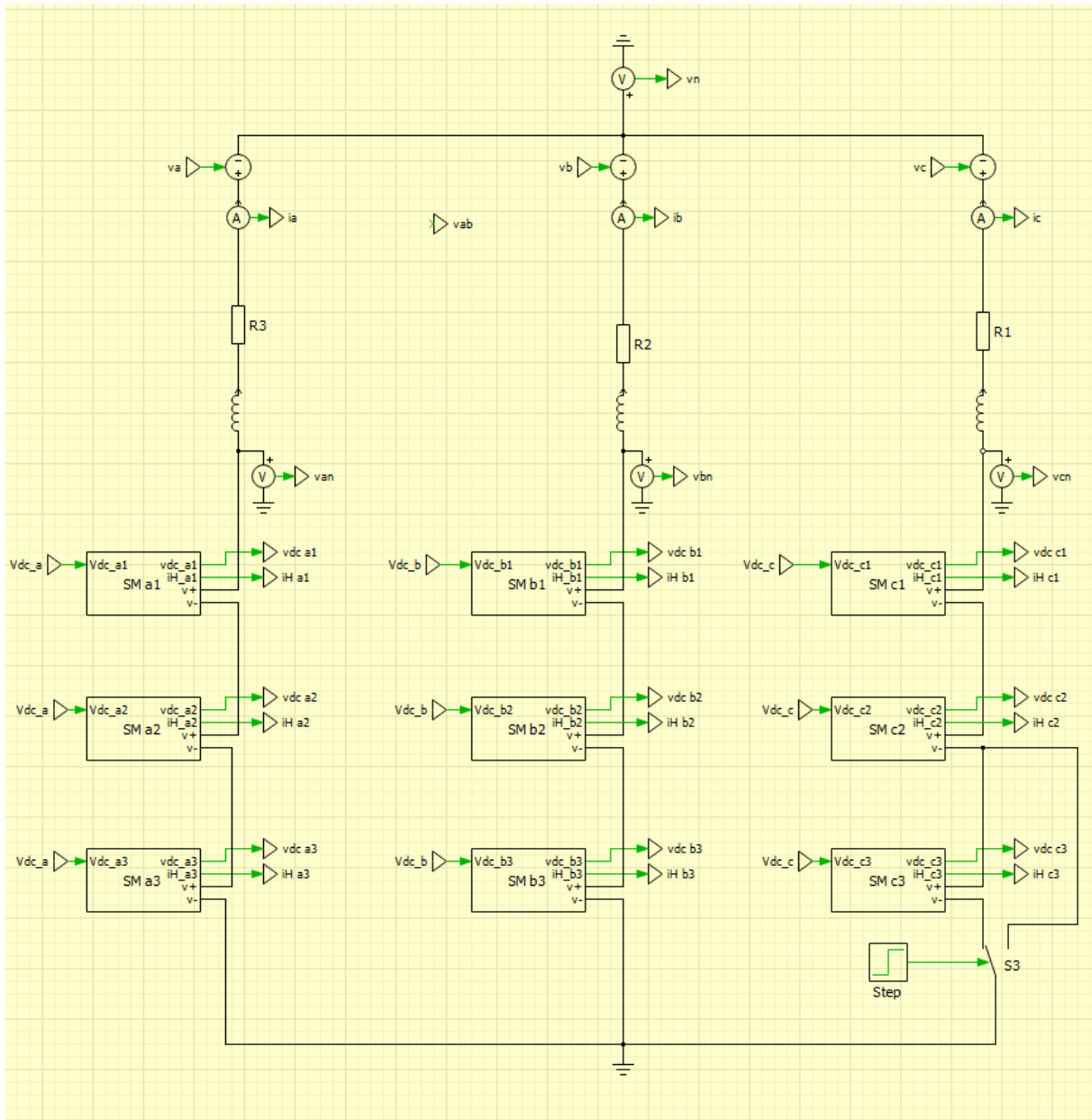


Fig. B.1: CMC implementado en software PLECS.

B.1.2. Puentes H

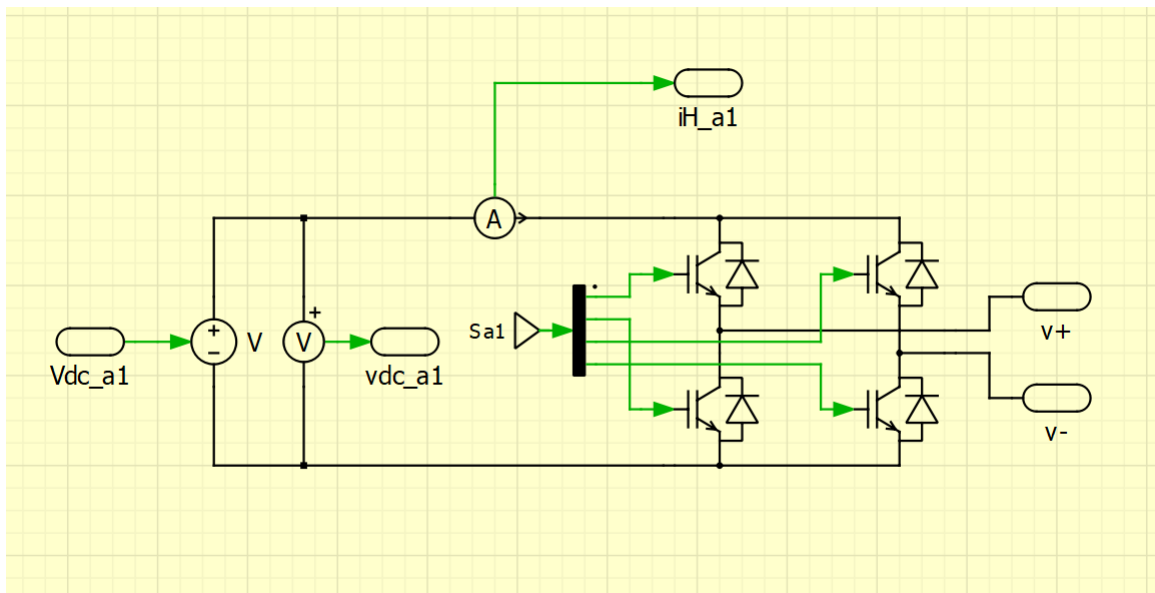


Fig. B.2: Esquema puente H implementado.

B.1.3. Phase Lock Loop (PLL)

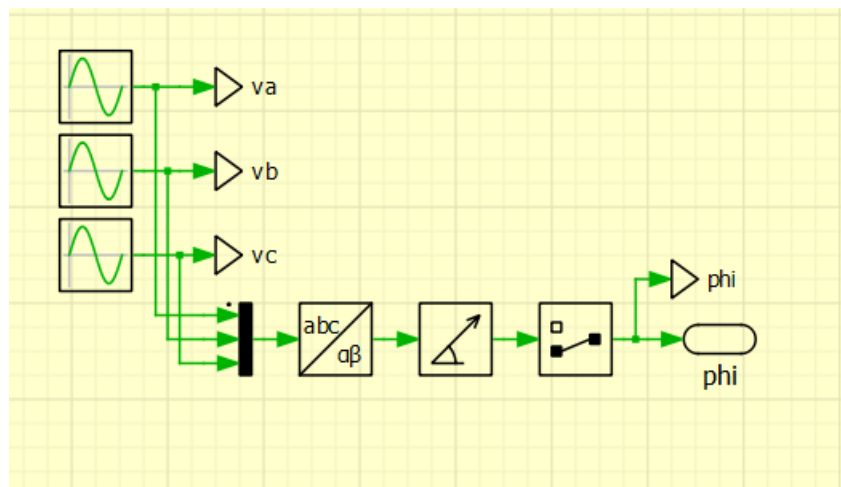


Fig. B.3: Esquema de PLL.

B.1.4. Moduladores

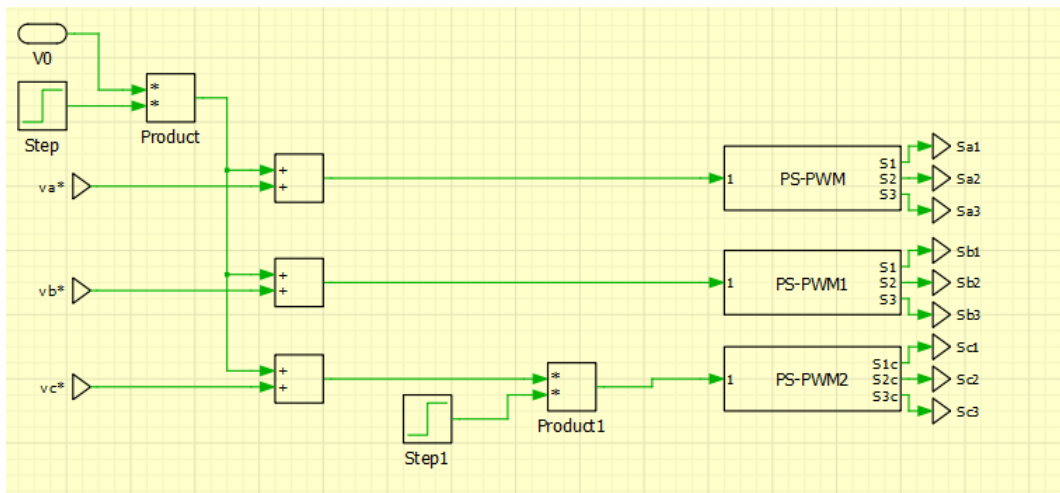


Fig. B.4: Esquema entrada de referencia y v_0 al modulador.

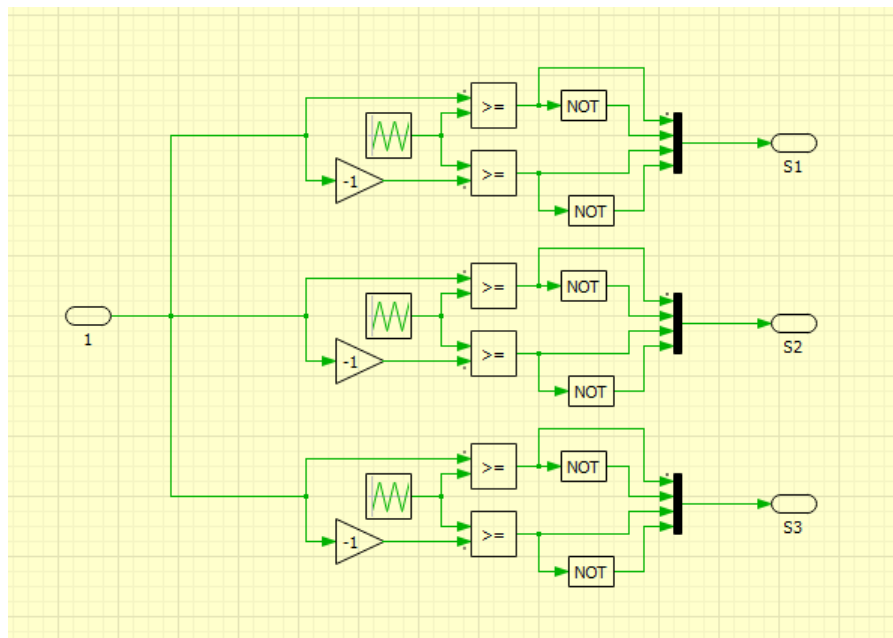


Fig. B.5: Esquema modulador.

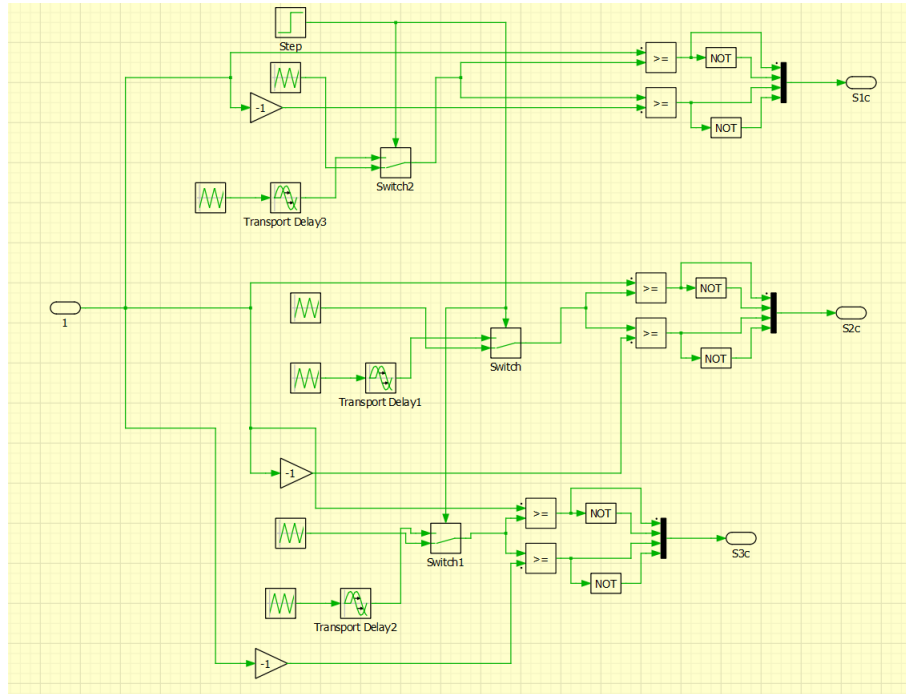


Fig. B.6: Esquema modulador fase c en condiciones de falla.

B.1.5. Esquema para determinar v_0 según [2]

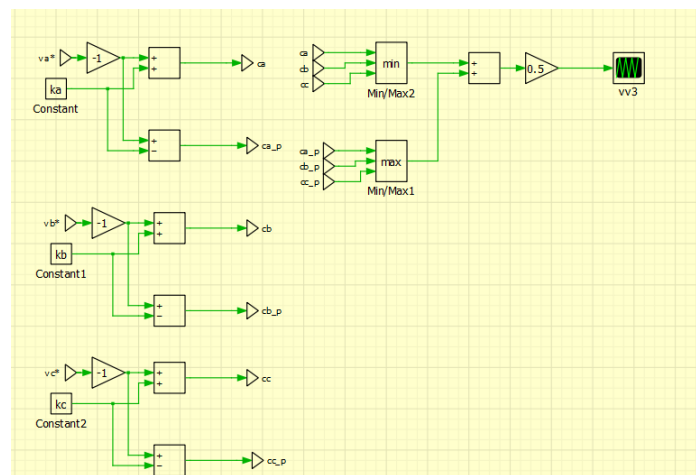


Fig. B.7: Esquema determinación de v_0 según [2].

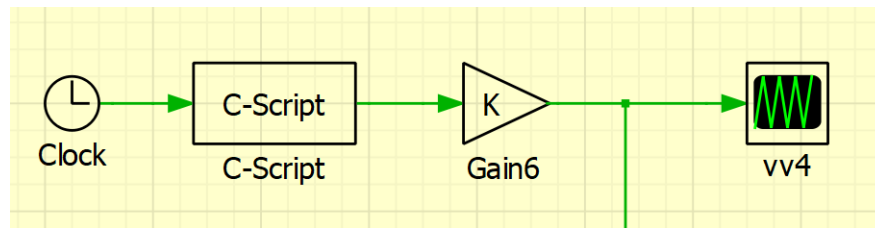
B.1.6. C-Script procedimiento sección 4.6.2

Fig. B.8: C-Script implementado en PLECS para procedimiento de la sección ??.

A continuación, se presenta el código del bloque C-Script. En primer lugar la declaración de las variables:

```

1  #include <math.h>
2  #define tt InputSignal(0,0)
3  double vc_ref;
4  static double vc_ref_abs1 , vc_ref_angle1 , freq;
5  static double vc_ref_abs2 , vc_ref_angle2;
6  static double vc_ref_abs3 , vc_ref_angle3;
  
```

Luego, la función de salida:

```

1  if (tt <= 0.04){
2  vc_ref = vc_ref_abs1*cos(freq*tt+vc_ref_angle1);
3  if (vc_ref >= 140){
4  OutputSignal(0,0) = -(vc_ref-140);
5  }
6
7  else if(vc_ref <= -140){
8  OutputSignal(0,0) = -(vc_ref+140);
9  }
10
11 else {
12 OutputSignal(0,0) = 0;
13 }}
14
15 else if(0.04 < tt && tt < 0.08){
16 vc_ref = vc_ref_abs2*cos(freq*tt+vc_ref_angle2);
17 if (vc_ref >= 140){
18 OutputSignal(0,0) = -(vc_ref-140);
19 }
20
  
```

```
21 else if(vc_ref <= -140){
22   OutputSignal(0,0) = -(vc_ref+140);
23 }
24
25 else {
26   OutputSignal(0,0) = 0;
27 }}
28
29 else if(tt >= 0.08){
30   vc_ref = vc_ref_abs3*cos(freq*tt+vc_ref_angle3);
31   if (vc_ref >= 140){
32     OutputSignal(0,0) = -(vc_ref-140);
33   }
34
35   else if(vc_ref <= -140){
36     OutputSignal(0,0) = -(vc_ref+140);
37   }
38
39   else {
40     OutputSignal(0,0) = 0;
41   }}
```

B.2. Esquemas en softwares SIMULINK Y MATLAB

B.2.1. Esquema principal en SIMULINK

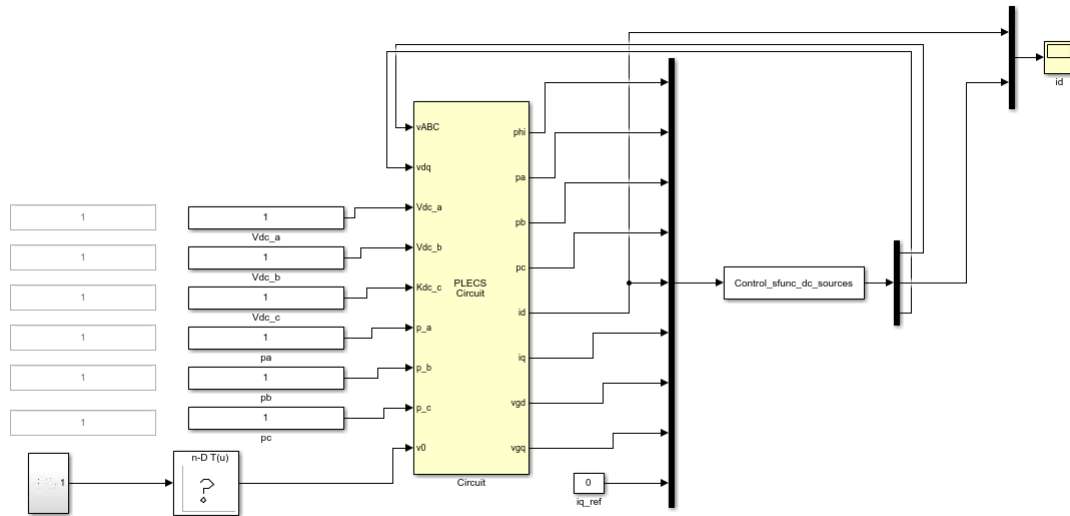


Fig. B.9: Esquema principal en SIMULINK.

B.2.2. Código con parámetros

```

1  digits(20); clc; %clear all
2
3  % Per unit base
4  Sb = 3e3;          %VA
5
6  % ac side
7  vb = 190*sqrt(2/3); %V
8  ib = 2/3*Sb/vb;    %A
9  fb = 50;           %Hz
10 wb = 2*pi*50;      %rad/s
11 zb = vb/ib;        %Ohms
12 cb = 1/(zb*wb);   %F
13 lb = zb/wb;        %H
14
15 % dc side
16 Vb = 2*vb;         %V
17 Ib = 3/4*ib;       %A
    
```

```

18 Cb = 3/8*cb;           %F
19 %Lb = 8/3*lb;        %H
20
21 %H-bridges
22 n = 3;
23
24 % Parameters
25 Vab = 1*vb*sqrt(3);  %V
26 Pn  = 1*Sb;          %W
27 fg  = 1*fb;          %Hz
28 Lf  = 8.5e-3;        %H
29 R = 0.2;
30 C = 18e-3;           % dc-link capacitance F
31 Vdc = 70;            % dc-link voltage reference
32 fs = 6e3;            % Hz
33
34 % Modelo del filtro L
35 h = 1/fs;
36 s = tf('s');
37
38 Gi = exp(-s*h)/(Lf*s+R);
39 Giz = c2d(Gi,h);
40
41 % Modelo del controlador de corriente digital
42 C1 = 16.57/19.5;
43 C2 = -0.1501/19.5;
44 Kp = 19.5;
45
46 sat = Vb;
47
48 % Referencias de corriente
49 iq_ref = 0;
50
51 % Simulation times
52 Tsync = .05; %s
53 Tss    = .30; %s
54 Tsim   = .12; %s
55
56 %H-bridges
57 na = 3;
58 nb = 3;
59 nc = 2;

```

```

60 n = 3;
61
62 phase_a = 2*n/fs/(2*na);
63 phase_b = 2*n/fs/(2*nb);
64 phase_c = 2*n/fs/(2*3);
65 phase_c2 = 2*n/fs/(2*2);
66
67 % Determinacion de v0
68 ka = na/3;
69 kb = nb/3;
70 kc = nc/3;
71
72 % Initial conditions i
73 ia0 = i_abs;
74 ib0 = i_abs*cos(-2*pi/3);
75 ic0 = i_abs*cos(2*pi/3);

```

B.2.3. Código M-S-Function

```

1 %% MAin
2 function Control_sfunc_dc_sources(block)
3     setup(block);
4 %%endfunction
5
6 %% SSetup
7 function setup(block)
8     % [h Vdc C1 C2 sat Lf fg vb Sb]
9     block.NumDialogPrms = 1;
10    % Register number of input and output ports
11    block.NumInputPorts = 1;
12    block.NumOutputPorts = 1;
13    % Setup functional port properties to dynamically inherited.
14    block.SetPreCompInPortInfoToDynamic;
15    block.SetPreCompOutPortInfoToDynamic;
16    % [phi pa pb pc id iq vgd vgq iq_ref]
17    block.InputPort(1).Dimensions = 9; % 1+1+1+1+1+1+1+1+1
18    block.InputPort(1).DirectFeedthrough = false;
19    % [vABC id_r vdq]
20    block.OutputPort(1).Dimensions = 3+1+2;
21    % Set block sample time to [Ts 0]

```



```

105
106     %Read grid current errors and voltage angle
107     id_ac = block.InputPort(1).Data(5);
108     ed_ac = id_r - id_ac;
109     iq_ac = block.InputPort(1).Data(6);
110     iq_r = block.InputPort(1).Data(9);
111     eq_ac = iq_r - iq_ac;
112
113     vgq = block.InputPort(1).Data(8);
114     phi = block.InputPort(1).Data(1);
115
116     a = PI_ig(C1,C2, sat ,[ ed_ac ; eq_ac ], phi , u_an , x_an , Kp);
117
118     u_ac = [ a(1);a(2) ];
119     x_ac = [ a(3);a(4) ];
120
121     u_an = u_ac;
122     x_an = x_ac;
123
124     vdq(1) = u_ac(1) - 2*pi*fg*Lf*iq_ac + vgd;
125     vdq(2) = u_ac(2) + 2*pi*fg*Lf*id_ac + vgq;
126
127     vaa = cos(phi)*vdq(1) - sin(phi)*vdq(2);
128     vbb = cos(phi-2*pi/3)*vdq(1) - sin(phi-2*pi/3)*vdq(2);
129     vcc = cos(phi+2*pi/3)*vdq(1) - sin(phi+2*pi/3)*vdq(2);
130
131     vA = max(min(vaa,3*Vdc),-3*Vdc);
132     vB = max(min(vbb,3*Vdc),-3*Vdc);
133     vC = max(min(vcc,3*Vdc),-3*Vdc);
134
135     contt = contt + 1;
136     %endfunction

```

B.2.4. Controlador PI con antiwindup

```

1 function output = PI_ig(C1,C2,sat,e,phi,u_an,x_an,Kp)
2
3 % Antiwindup-PI Controller
4 x_ac = C1.*x_an + C2.*u_an;
5 u_ac = Kp.*(e-x_ac);
6
7 if u_ac(1)^2+u_ac(2)^2 > sat^2
8     u_ac(1) = sat*cos(phi);
9     u_ac(2) = sat*sin(phi);
10 end
11
12 output = [u_ac(1),u_ac(2),x_ac(1),x_ac(2)];
    
```

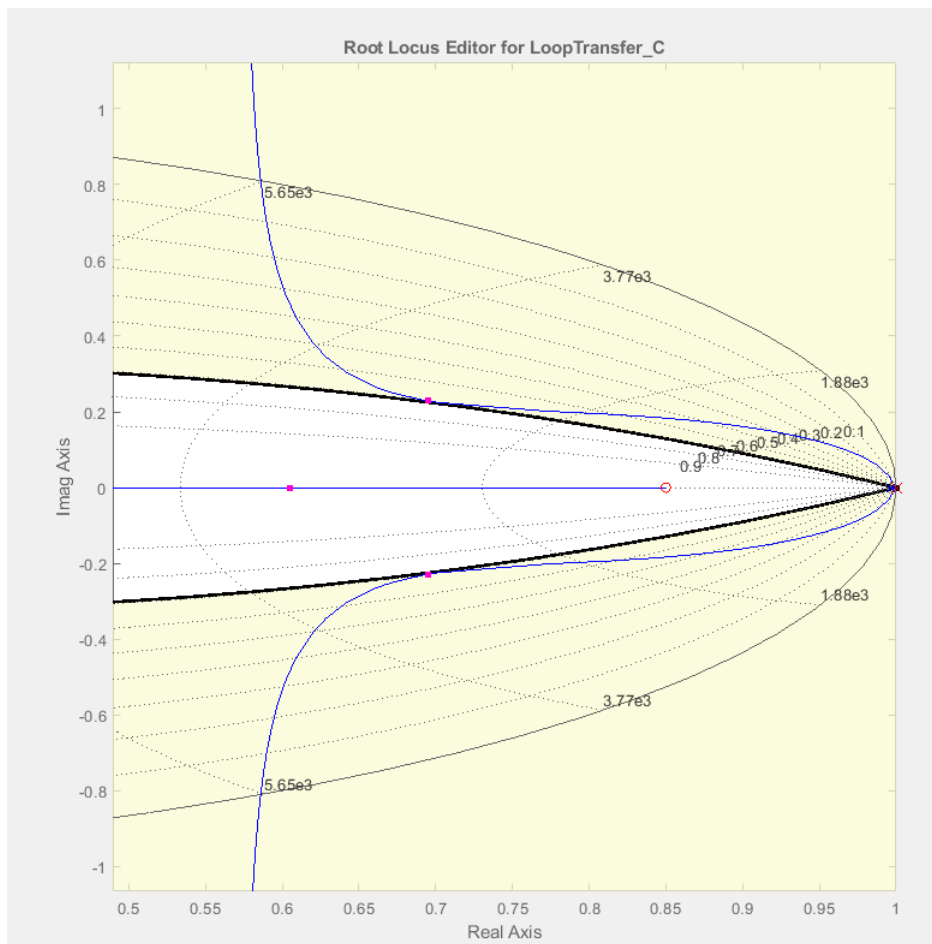


Fig. B.10: Root Locus para determinar el controlador PI (tiempo discreto).

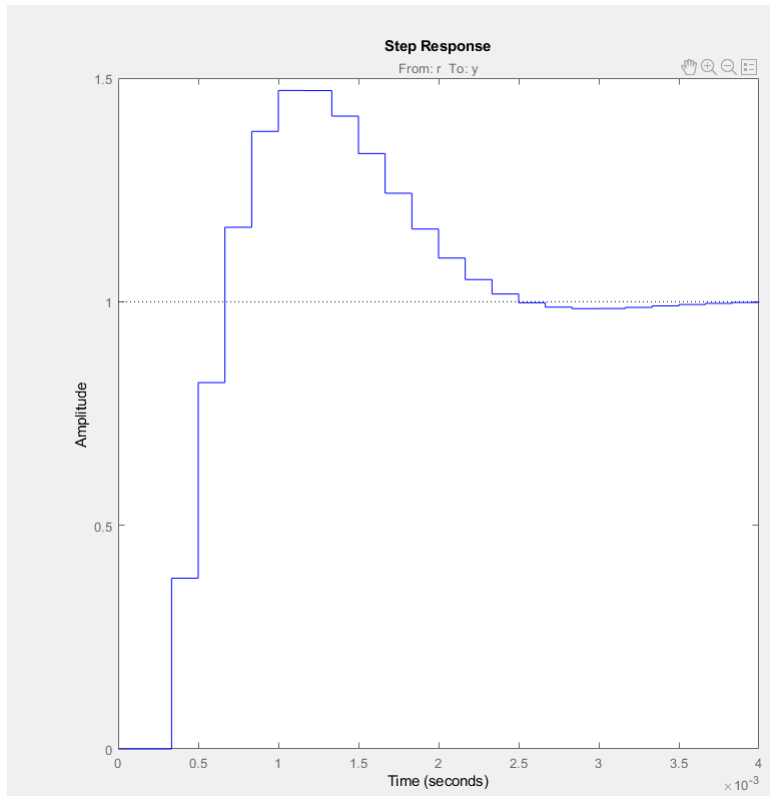


Fig. B.11: Respuesta escalón de controlador más planta.

B.2.5. Look-up Table procedimiento sección 4.6.2

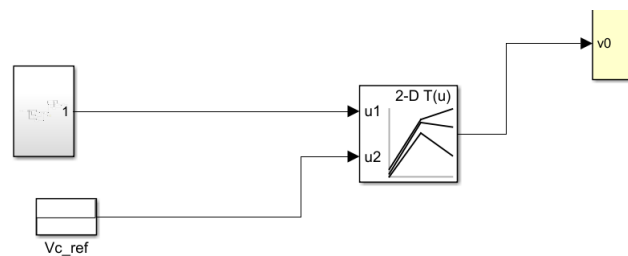


Fig. B.12: Look-up table de dos dimensiones.

Referencias

- [1] F. Calderon and A. Angulo, “Estrategia de sobremodulación en convertidores fuente de tensión basada en técnicas de control óptimo,” *Propuesta de proyecto PIIC 2020*, 2020.
- [2] F. Carnielutti, H. Pinheiro, and C. Rech, “Generalized carrier-based modulation strategy for cascaded multilevel converters operating under fault conditions,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 679–689, Feb 2012.
- [3] K. Thantirige, S. K. Panda, A. K. Rathore, S. Mukherjee, M. A. Zagrodnik, and A. K. Gupta, “Fault-tolerant cascaded multi-level inverter with improved output quality,” in *2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, 2016, pp. 332–337.
- [4] S. Ouni, A. U. Schmeisser, M. Zolghadri, H. Oraee, J. Rodriguez, and P. Lezana, “A decision algorithm to select a proper control method for a cascaded multilevel inverter under faulty condition,” in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2015, pp. 004 830–004 835.
- [5] B. W. S. Du, A. Dekka and N. Zargari, “Modular multilevel converters: Analysis, control and applications,” in *IEEE Press Editorial Board, John Wiley and Sons, Inc.*, 2018.
- [6] L. Sun, Z. Wu, F. Xiao, and X. Cai, “Suppression of real power back flow of non-regenerative cascaded h-bridge inverters operating under faulty conditions,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2014, pp. 3075–3082.
- [7] B. wu and M. Narimani, “High-power converters and ac drives,” in *IEEE Press Editorial Board, John Wiley and Sons, Inc.*, 2017.
- [8] J. Holtz, *Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion*. Electr. Machine and Drives, 1994.
- [9] H. Cha, T.-K. Vu, and J.-E. Kim, “Design and control of proportional-resonant controller based photovoltaic power conditioning system,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 2198–2205.
- [10] R. H. Cuzmar, J. Pereda, and R. P. Aguilera, “Phase-shifted model predictive control to achieve power balance of chb converters for large-scale photovoltaic integration,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 10, pp. 9619–9629, 2021.

- [11] R. Babaloo, M. Fathi, E. Afjei, and A. Siadatan, "A new fault tolerant method for cascaded h-bridge inverters based on peak reduction post-fault control method," in *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, 2019, pp. 671–676.
- [12] S. Ouni, M. R. Zolghadri, M. Khodabandeh, M. Shahbazi, J. Rodriguez, H. Oraee, P. Lezana, and A. U. Schmeisser, "Improvement of post-fault performance of a cascaded h-bridge multilevel inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2779–2788, 2017.
- [13] F. L. Lewis and V. L. Syrmos, "Optimal control," in *Wiley-Interscience, Second Edition*, 1995, pp. 129–214.
- [14] J. P. Hespanha, *LQG/LQR Control Design*, 2014.
- [15] T. Geyer, *Model predictive control of high power converters and industrial drives*. Wiley, 2017.
- [16] M. Norambuena, "Control dual aplicado a un convertidor multinivel flying capacitor," Master's thesis, Universidad Técnica Federico Santa María, 2013.
- [17] A. Mora, P. Lezana, and J. Juliet, "Control scheme for an induction motor fed by a cascade multicell converter under internal fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 11, pp. 5948–5955, 2014.
- [18] D. Barrios, "Control digital de velocidad para un banco de pruebas," 2007.
- [19] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, Ó. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "High-performance digital resonant controllers implemented with two integrators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 2, pp. 563–576, 2011.