



UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Memoria de Título

Control Predictivo de Estados Finitos de un Convertidor Multipuerto Asimétrico para Aplicaciones Fotovoltaicas

Tesis para optar al grado/título de
Ingeniero Civil Electrónico

Alumno
Elias Armando Collao Maturana

Profesor Supervisor
Dr. Christian Rojas

Profesor Co-Referente
Dra. Ana Llor

Noviembre 8, 2021, Valparaíso, Chile

*“La vida es como andar en bicicleta. Para mantener el equilibrio, debes
seguir moviéndote”.
-Albert Einstein, febrero de 1930.*

*Dedico esta memoria a cada uno y una de la personas que me apoyaron en
este arduo camino llamado carrera universitaria. Dedico su escritura a quienes
me han acompañado y se han preocupado por mí en el tiempo mientras lo hacía.*

AGRADECIMIENTOS

QUISIERA agradecer principalmente a mi familia completa que siempre estuvo apoyándome desde el primer día que entre a la carrera, sin saber que elegiría hasta ese momento. A mis amigos y amigas que me dieron el apoyo emocional que muchas veces mi familia no pudo suplir, lo agradeceré hoy y siempre. A mis compañeros y compañeras que siempre me entregaron valiosos momentos en el camino. También, a mi profesor guía por presentarme la oportunidad de investigar en uno de los temas más interesantes, a mi parecer, dentro de la electrónica de potencia y por guiarme en todos los momentos de dudas. Sin ellos y ellas, hubiese sido muy difícil.

Por otro lado, es necesario agradecer el origen del tema de investigación, por ello, agradecer a ANID/FONDECYT 1210757, AC3E ANID-Basal Project FB0008 y SERC ANID-Fondap Project 15110019, proyectos bajo los cuales se desarrolló este trabajo de memoria.

Elias Armando Collao Maturana

RESUMEN

EN el presente trabajo de título se estudiará la etapa de inversión e inyección de un sistema fotovoltaico (PV) con conexión a red. El estudio se centrará en el convertidor y el esquema de control aplicado a este, tal que asegure una inyección de corriente de alta calidad, dejando para un trabajo futuro el estudio de la etapa DC/DC, por ello se plantea utilizar fuentes DC ideales que emulen el DC link y el arreglo PV.

Se estudiará y simulará el convertidor “Cross connected half bridge” (CCHB), capaz de generar 7 niveles en su voltaje AC con tan solo 6 semiconductores de potencia, mostrando alto potencial para aplicaciones fotovoltaicas por la eficiencia y los niveles mínimos de THD que logra alcanzar.

Para filtrar los armónicos de alta frecuencias generados por las conmutaciones del convertidor, se incluye un filtro LCL a la entrada de la red. Si bien elimina el problema de las conmutaciones, el filtro posee intrínsecamente una frecuencia de resonancia que se debe tener en cuenta al momento de diseñar la frecuencia de conmutación del convertidor.

El esquema de control a estudiar es el “Control predictivo de estados finitos basado en modelo” (FCS-MPC), el cual será implementado en el software PLECS en lenguaje de programación C, para luego ser evaluado mediante su desempeño en pruebas estacionarias y dinámicas. Se implementará un algoritmo multiobjetivo que permita controlar las corrientes de entrada y salida del filtro, además del voltaje en el capacitor del filtro LCL, a partir de las referencias de potencias activa y reactiva impuestas por el programador.

Para entrar en contexto, primero se presentará una breve introducción y estado del arte de los convertidores y los esquemas de control más utilizados para este tipo de conexión. Luego se presentará el convertidor y su topología, para seguir con el estudio y diseño del esquema de control. Finalmente se pondrá a prueba el diseño mediante pruebas en estado estacionario y pruebas dinámicas, además de incorporar una sección de conclusiones finales del trabajo de título.

Palabras Claves

Sistema PV, Convertidor Multipuerto, CCHB, Filtro LCL, Frecuencia de Resonancia, Control Predictivo, Control de Estados Finitos.

ABSTRACT

IN the present entitled work, the inversion and injection stage of a grid-connected photovoltaic (PV) system will be studied. The study will focus on the converter and the control scheme applied to it, to ensure a high quality current injection, leaving for a future work the study of the DC/DC stage, so it is proposed to use ideal DC sources that emulate the DC link and the PV array.

The “ Cross Connected Half Bridge ” (CCHB) converter will be studied and simulated, capable of generating 7 levels in its AC voltage with only 6 power semiconductors, showing high potential for photovoltaic applications due to its efficiency and minimum THD levels. that he manages to achieve.

To filter out the high frequency harmonics generated by the converter switching, an LCL filter is included at the input of the network. Although it eliminates the switching problem, the filter inherently has a resonant frequency that must be taken into account when designing the converter switching frequency.

The control scheme to be studied is the “Finite Control Set Model Predictive Control” (FCS-MPC), which will be implemented in the PLECS software in the C programming language, to later be evaluated through its performance in stationary tests. and dynamics. A multiobjective algorithm will be implemented to control the input and output currents of the filter, as well as the voltage on the LCL filter capacitor, based on the active and reactive power references imposed by the programmer.

To get into context, first a brief introduction and state of the art of the converters and the most used control schemes for this type of connection will be presented. Then the converter and its topology will be presented, to continue with the study and design of the control scheme. Finally, the design will be put to the test by means of tests in steady state and dynamic tests, in addition to incorporating a section of final conclusions of the title work.

Keywords

PV System, Multiport Converter, CCHB, LCL Filter, Resonance Frequency, Predictive Control, Finite Control Set

ÍNDICE

AGRADECIMIENTOS	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
ÍNDICE DE FIGURAS	VI
ÍNDICE DE TABLAS	VIII
ABREVIACIONES	IX
SIMBOLOGÍA	X
1. INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS	1
1.1. Objetivo General y Específicos	3
1.1.1. Objetivos Específicos	4
1.2. Alcances y Limitaciones	5
1.3. Estado del Arte	5
1.3.1. Sistema Fotovoltaico On-Grid	5
1.3.2. Convertidores de Potencia	7
1.3.3. Esquema de Control	13
1.4. Contribuciones	18
1.5. Resumen del Capítulo	18
2. TOPOLOGÍA Y MODELACIÓN	19
2.1. Topología del Convertidor CCHB	19
2.1.1. Estados del Convertidor CCHB	20
2.1.2. Cálculo del Voltaje del Convertidor	21
2.2. Topología Filtro AC	22
2.2.1. Filtro L	22
2.2.2. Filtro LCL	23
2.2.3. Resonancia filtro LCL	24
2.2.4. Diseño de Parámetros	26
2.3. Resumen del Capítulo	27

3. ESQUEMA DE CONTROL	28
3.1. Control Predictivo	28
3.1.1. FCS-MPC	29
3.1.1.1. Diseño e implementación	29
3.1.1.2. Función Objetivo	30
3.2. Control Predictivo del Convertidor CCHB	32
3.2.1. Control Multivariable	32
3.2.2. Sincronismo y Referencias	34
3.2.2.1. Sincronismo	34
3.2.2.2. Generación de referencias	37
3.2.3. Función de Costo	39
3.2.4. Factores de Peso	40
3.2.5. Frecuencia de Conmutación	41
3.3. Resumen del Capitulo	43
4. SIMULACIONES	45
4.1. Resultados en Estado Estacionario	47
4.1.1. Voltaje de salida del Convertidor CCHB	48
4.1.2. Seguimiento de Referencias	48
4.1.3. Armónicos en Estado Estacionario	50
4.2. Resultados ante Pruebas Dinámicas	52
4.2.1. Cambio en la referencia de potencia activa P^*	53
4.2.2. Cambio en la referencia de potencia reactiva Q^*	53
4.2.3. Operación bajo falla de una fuente DC	55
4.2.4. Desempeño Pasive Damping	56
5. CONCLUSIONES	58
5.1. Resumen	58
5.2. Conclusiones	59
5.3. Trabajo Futuro	60
BIBLIOGRAFÍA	61

Índice de figuras

1.1. Línea de tiempo de los primero inversores multinivel	1
1.2. Convertidores Multinivel	3
1.3. Esquema general de un sistema fotovoltaico con conexión a red	6
1.4. Configuraciones de sistemas PV conectados a red: a) Módulo AC. b) String. c) Multi-String. d) Central	6
1.5. Circuito de potencia de un convertidor H-NPC monofásico conectado a red [1]	8
1.6. Esquema de control FCS-MPC aplicado al convertidor H-NPC [1]	8
1.7. Circuito de potencia de un convertidor HERIC monofásico conectado a red [2]	9
1.8. Esquema de Control MPC aplicado al convertidor HERIC [3]	10
1.9. Circuito de potencia de un convertidor PUC monofásico conectado a red [4]	10
1.10. Esquema general de control FCS-MPC aplicado al convertidor PUC [4]	11
1.11. Circuito de potencia de un convertidor CCHB de 5 Niveles [5]	11
1.12. Convertidores CCHB [6]: a) Celda Simple CCHB . b) Múltiples Celdas CCHB en Cascada	12
1.13. Circuito de potencia de un convertidor trifásico en cascada con doble celda CCHB por fase [7]	12
1.14. Esquema VOC aplicado a un convertidor NPC trifásico conectado a red [8]	13
1.15. Esquema DPC aplicado a un convertidor NPC trifásico conectado a red [8]	14
1.16. Características CCS-MPC y FCS-MPC	15
1.17. FCS-MPC aplicado a un convertidor NPC conectado a red propuesto en [9]	16
1.18. Diagrama del algoritmo de control FCS-MPC propuesto en [9]	17
2.1. Bosquejo de un convertidor CCHB conectado a red con filtro LCL	19
2.2. Convertidor CCHB, simplificado para la obtención del voltaje de salida	20
2.3. Circuito simplificado del convertidor CCHB para calculo de v_o	21
2.4. Configuración monofásica del filtro L	23
2.5. Configuración monofásica del filtro LCL	24
2.6. Configuración monofásica del filtro LCL con resistencia de damping	25
3.1. Algoritmo FCS-MPC simple con horizonte de predicción $k+1$ [10]	31
3.2. Esquema de control FCS-MPC aplicado a un convertidor conectado a red [11]	31
3.3. Esquema básico de una PLL monofásica [12]	35
3.4. SOGI-PLL [12]: a) Estructura básica. b) Bloque SOGI.	36
3.5. Posibles armónicas generadas en un sistema con convertidor conectado a red [13]	42
3.6. Esquema completo del sistema y esquema de control FCS-MPC	44

4.1. Esquema del sistema implementado en PLECS	46
4.2. Voltaje de salida del convertidor CCHB en estado estacionario	48
4.3. Desempeño del control en estado estado estacionario. a) Corriente de entrada al filtro i_f y su referencia i_f^* ; b) Corriente de entrada a la red i_g y su referencia i_g^* ; c) Voltaje del capacitor del filtro v_f y su referencia v_f^*	49
4.4. Comparación de fase entre el voltaje y la corriente de red en estado estacionario	50
4.5. Potencias activa-reactiva ($P - Q$) y sus referencias ($P^* - Q^*$) en estado estacionario	50
4.6. Espectro del voltaje de salida del convertidor CCHB en estado estacionario	51
4.7. Bloque para cálculo de THD y su configuración.	52
4.8. THD de las corrientes de entrada y salida del filtro (i_f, i_g) en estado estacionario	52
4.9. Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante cambio en la referencia de potencia activa P^*	54
4.10. Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante cambio en la referencia de potencia reactiva Q^*	55
4.11. Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante variación en el voltaje V_{pv2} del enlace DC.	56
4.12. Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante la activación y desactivación de la resistencia de damping R_d	57

Índice de tablas

2.1. Tabla de estados del convertidor CCHB [7]	21
3.1. Resumen de características para tipos de estrategias de control predictivo [14]	29
3.2. Posibles objetivos de control del esquema FCS-MPC [15]	33
4.1. Parámetros del sistema utilizados para los resultados de la simulación.	47

ABREVIACIONES

Mayúsculas

DC	: corriente directa
AC	: corriente alterna
NPC	: inversor de punto medio enclavado
CHB	: inversor de medio puente en cascada
PUC	: inversor con celdas U
CCHB	: inversor con celdas medio puentes cruzadas
VOC	: control orientado por voltaje
DPC	: control directo de potencia
MPC	: control predictivo basado en modelo
FCS-MPC	: control predictivo de estados finitos basado en modelo
PV	: fotovoltaico
FACTS	: sistema de transmisión AC flexible
AOF	: función objetivo agregada
THD	: distorsión armónica total
LCL, L	: topologías de filtro pasa bajos
SOGI-PLL	: lazo de seguimiento de fase con SOGI
CNE	: comisión nacional de energía
PWM	: modulación por ancho de pulso

SIMBOLOGÍA

Matrices

$\mathbf{A}$	: matriz de estado, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$
$\mathbf{B}$	: matriz de entrada, $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times p}$
$\mathbf{E}$	: matriz de perturbaciones, $\mathbf{E} \in \mathbb{R}^{q \times p}$
$\mathbf{A}_d$	: matriz de estado en tiempo discreto, $\mathbf{A}_d \in \mathbb{R}^{n \times n}$
$\mathbf{B}_d$	: matriz de entrada en tiempo discreto, $\mathbf{B}_d \in \mathbb{R}^{n \times p}$
$\mathbf{E}_d$	: matriz de perturbaciones en tiempo discreto, $\mathbf{E}_d \in \mathbb{R}^{q \times n}$
$\mathbf{T}$	: matriz de transformación de $\alpha\beta$ to dq

Vectores

$\mathbf{\Lambda}$	: factores de peso, $\mathbf{\Lambda} = [\lambda_1 \ \lambda_2 \ \cdots \ \lambda_m]^T$
$\mathbf{\Gamma}(\mathbf{u}_j)$	: función de costo, $\mathbf{\Gamma}(\mathbf{u}_j) = [g_1 \ g_2 \ \cdots \ g_m]^T$

Escalares

T_s	: tiempo de muestreo
λ_i	: factores de peso pertenecientes a $\mathbf{\Lambda}$

Subíndices

$L1, L2, R1, R2, a, b$	: semiconductores del convertidor
i	: objetivos de control
α, β	: componentes con marco de referencia en $\alpha\beta$
d, q	: componentes con marco de referencia en dq
k	: tiempo de muestreo k -ésimo
f	: del lado del filtro
g	: del lado de la red
o	: salida del convertidor

Superíndices

$*$	: referencia
p	: predicción de la variable
k	: tiempo de muestreo <i>k-ésimo</i>
T	: Traspuesta de la matriz
opt	: valor óptimo
$\hat{}$	: valor estimado de la variable

INTRODUCCIÓN Y OBJETIVOS

Los convertidores o inversores de potencia han sido ampliamente estudiados debido a la importancia que toman estos para transformar la energía eléctrica de corriente alterna AC a corriente continua DC y viceversa. Son capaces de regular el flujo de potencia que circula de un extremo a otro haciendo uso de semiconductores controlados que requieren de un pulso de disparo para habilitar el paso de corriente a través de la componente. Un convertidor se compone de varios semiconductores dispuestos en distintas configuraciones denominadas topologías.

A finales del siglo XX se distinguen 3 grandes familias o topologías de convertidores multiniveles, denominados de esta forma por generar más de 2 niveles en el voltaje AC. Ellos son el convertidor “Neutral-Point Clamped” (NPC), el “convertidor Flying Capacitor” (FC) y el convertidor “Cascade H-Bridge” (CHB), quienes constituyen la base de todas las topologías actuales (Fig. 1.1). Estos son capaces de generar 3 niveles diferentes en el voltaje AC, logrando mejoras importantes respecto al primer inversor clásico de 2 niveles. Con 3 niveles, la forma de onda del voltaje asimila más un sinusoidal pura, por lo tanto disminuye la cantidad de armónicos que genera el convertidor, disminuyen las pérdidas por conmutación y los cambios en el voltaje son de menor magnitud, asegurando una conversión más eficiente [16]. Si bien, se presentan como 3 topologías bases, una nueva clasificación logra agruparlas en 2 diferentes familias, aquellos convertidores que poseen fuente DC única y aquellos que tiene múltiples fuentes DC independientes.

Esta segunda familia incorpora convertidores que se basan en el concepto de conectar más de uno en serie y en algunos casos, utilizar este acople como brazo o rama de un

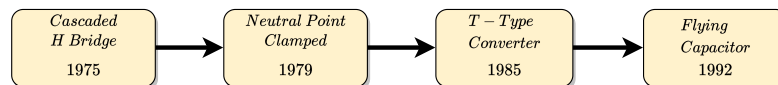


Figura 1.1: Línea de tiempo de los primero inversores multinivel

convertidor trifásico, tal como se trabaja en el artículo [17] donde el autor Marquardt y sus cooperadores generalizaron este concepto nombrando a esta familia como Convertidores Modulares Multinivel o MMC por su sigla en inglés. El concepto de modular viene del acople de más de un convertidor visto como un módulo o celda. En base a estas topologías y combinaciones de estas, es posible configurar convertidores de baja, media y alta potencia.

Al poder competir en un amplio rango de potencia aumentó el horizonte de aplicaciones para utilizar los convertidores. Dentro de los usos más típicos se encuentra el accionamiento de motores, la regulación de potencia en transmisión de energía eléctrica haciendo uso de FACTS y el uso de convertidores para acoplar plantas generadoras de energía eléctrica que utilizan fuentes renovables. En los últimos años, esta última aplicación a tomado mayor relevancia debido a la búsqueda continua por eliminar los combustibles fósiles como fuente de generación de energía eléctrica, producto del daño medio ambiental que genera su explotación y su uso continuo, siendo un hecho que el calentamiento global se ve acelerado, directa o indirectamente, por el uso excesivo de este tipo de recursos. Dentro de las distintas fuentes de energía renovable, el sol es la más atractiva debido a la simpleza que representa su conversión, respecto a otras. Es posible aprovechar la energía de las ondas electromagnéticas de la luz utilizando una celda fotovoltaica (PV), la cual se basa en el efecto fotoeléctrico para generar circulación de corriente.

En Chile, la energía solar representa casi el 50 % de la generación a partir de fuentes renovables no convencionales según el reporte mensual de la Comisión Nacional de Energía (CNE) [18] de Diciembre del 2020, destacando que los proyectos que se encuentran en construcción y entrarán en vigencia en los próximos 3 años son en un 60 % proyectos solares. Si bien se menciona el caso particular de Chile el aumento de los proyectos solares es un fenómeno mundial, impulsado por la baja en los costos de los módulos PV y la evolución de los convertidores siendo más eficientes y autónomos.

En busca de adaptar los convertidores y que estos sean más eficientes en aplicaciones fotovoltaicas, es necesario que la relación entre el número de componentes y el número de niveles que es capaz de generar sea inversamente proporcional, es decir, conseguir la mayor cantidad de niveles con el menor número de componentes. Para ello fue necesario replantear las topologías clásicas. Si bien los convertidores NPC, FC y CHB son capaces de alcanzar un alto número de niveles, requieren de mínimo 8 semiconductores de potencia controlados para alcanzar los 5 niveles, sin contar las demás componentes como capacitores, diodos y fuentes que sin duda deben de aumentar para elevar el número de niveles. Por lo mencionado, la investigación se inclinó por estudiar y reconfigurar las topologías teniendo como objetivo aumentar el número de niveles en el voltaje AC considerando el menor número de componentes, teniendo en cuenta semiconductores, capacitores y fuentes DC. Dentro de estas nuevas topologías se destacan 4 convertidores capaces de generar 5 niveles en el voltaje AC utilizando 6 semiconductores controlados, ellos son el convertidor HERIC, T-Type híbrido o asimétrico, PUC y el convertidor CCHB, donde este último es el convertidor en torno al cual se desarrollará la presente memoria.

A continuación en la Fig. 1.2 se presenta un diagrama que muestra los distintos convertidores mencionados hasta el momento, clasificados según el número de fuentes que poseen. Por otro lado, el control aplicado a los convertidores también a sufrido avances respecto a las primeras técnicas. Los esquemas de control más clásicos aplicados a convertidores con

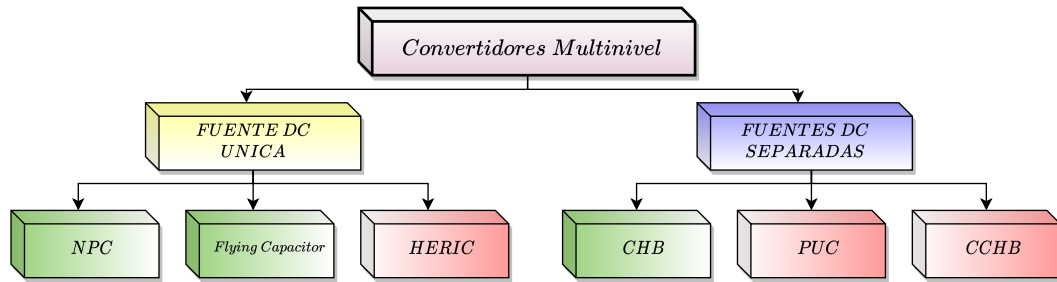


Figura 1.2: Convertidores Multinivel

conexión a red corresponden al Control Orientado por Voltaje (VOC) y el Control Directo de Potencia (DPC), que nacen derechamente del control aplicado a máquinas conocidos como FOC y DTC, respectivamente. En el control VOC se controla la potencia activa y reactiva de manera indirecta utilizando un lazo interno que regulando la corriente de entrada a la red, donde la referencia de esta corriente es generada por un lazo externo que regula el voltaje del bus DC. Por otro lado, en el control DPC se calcula el error de potencia a partir de las medición de corriente y las referencias impuestas, luego este error es utilizado para elegir el estado de conmutación de los semiconductores a partir de una tabla de búsqueda predefinida.

Así como los convertidores, las técnicas de control también mejoraron, debido principalmente a los avances que han tenido los microcontroladores que hicieron posible implementar esquemas ó algoritmos más complejos que conlleven mayor cálculo. Dentro de ellos se encuentra el control “Model Predictive Control” (MPC), el cual utiliza el modelo del sistema para predecir la operación futura de este y mediante una función de costo obtener el estado más óptimo a aplicar. Este esquema presenta como principales ventajas su naturaleza simple e intuitiva, rápida respuesta dinámica y fácil admisión de nuevas restricciones y no-linealidades al modelo.

El MPC se separa en dos líneas, el “Continuous Control Set-MPC” (CCS-MPC) y el “Finite Control Set-MPC” (FCS-MPC), que se distinguen porque el segundo no requiere de una etapa de modulación debido a que se trabaja directamente con la tabla de estados del convertidor [14].

A continuación se presentan los objetivos, alcances y limitaciones del proyecto, además se realiza el estado del arte con los convertidores de 5 niveles más interesantes de mencionar.

1.1. Objetivo General y Específicos

Los convertidores antes mencionados son los que tienen 6 switches y generan 5 niveles. Entre ellos, el CCHB y el PUC son los que tienen la facultad de tener fuentes independientes, sin embargo al CCHB es el que se le ha dado menos énfasis y amerita su estudio. Por ello, esta memoria considera al convertidor “Cross Connected Half Bridge (CCHB)” dentro del sistema a estudiar.

Este convertidor es interesante de aplicar en instalaciones fotovoltaicas debido a la capacidad de generar 5 niveles proporcionando un THD de corriente menor al 1 %, además,

puede limitar las corrientes de fallas gracias a la configuración en la que se encuentran los semiconductores y las fuentes independientes [5]. Esta topología opera con 2 acoples DC y es capaz de aumentar el número de niveles al trabajar con fuentes DC asimétricas, es decir, de distinto valor. En [7] se presenta la proporción **1:2** de forma de generar 7 niveles en el voltaje AC del convertidor.

Si bien, el número de niveles ayuda a disminuir las pérdidas en los convertidores, es necesario asegurar que la corriente que ingresa a la red sea lo más pura posible. Para ello se requiere incorporar un filtro entre el convertidor y la entrada de la red evitando que los armónicos generados a partir de la conmutación a alta frecuencia ingrese a la red. Para aplicaciones fotovoltaicas la topología de filtro más utilizada es la configuración LCL, que al ser mínimo de tercer orden asegura disminuir en gran parte los armónicos pero al mismo tiempo aumenta la complejidad de su análisis.

El esquema de control escogido para ser aplicado a este convertidor es el esquema FCS-MPC el cual tiene como función regular el flujo de potencia, siendo necesario obtener el modelo matemático en tiempo discreto del sistema. Cabe destacar que en esta memoria se presenta el desafío de generar las referencias de las variables a controlar a partir de observadores y utilizando el mismo modelo del filtro LCL, además se plantea controlar el sistema con un horizonte de predicción de segundo orden igual a $(k + 2)$. Una ventaja que presenta utilizar este horizonte de predicción es la generación de un tiempo de compensación para no sobreponer el tiempo de cálculo con la aplicación de las señales de disparo.

1.1.1. Objetivos Específicos

Con el fin de diferenciar los objetivos específicos de este trabajo, a continuación se presente un listado de ellos:

- Se obtendrá el modelo matemático en tiempo continuo del sistema para aplicar el esquema de control propuesto, utilizando para ello las leyes de corrientes y voltajes de Kirchhoff junto a los estados de conmutación del convertidor. Este modelo incluye fuentes DC, convertidor, filtro LCL y la red. Luego para poder aplicar el esquema de control deseado será necesario discretizar el modelo, utilizando para ello el método de discretización ZOH.
- Se estudiará la metodología del control FCS-MPC implementando un algoritmo capaz de controlar los distintos objetivos de control, además, se sintonizarán correctamente los factores de peso acorde a cada variable.
- Se tiene como objetivo de control regular la corriente inyectada a la red para de esta forma regular el flujo de potencia. Ya que se utiliza un filtro LCL, es necesario controlar la corriente de entrada al filtro como también el voltaje en el capacitor de este mismo, proponiendo en este trabajo un control multivariable.
- Para asegurar sincronismo con la red y entregar la potencia requerida, se utilizará una SOGI-PLL que utiliza la medición de corriente y voltaje de la red para obtener el ángulo de sincronismo que será utilizado para generar los marcos de referencias $\alpha\beta$ y dq , en los cuales se hará el control de las variables.
- Se busca generar la referencia de corriente de entrada a la red a partir de la potencia de referencia definida por el usuario y el voltaje de la red obtenido a partir de una SOGI-

PLL en coordenadas $\alpha\beta$. Las referencias de corriente de entrada al filtro y la referencia del voltaje del capacitor del filtro, se calculan a partir de la referencia de corriente de entrada a la red utilizando para ello el modelo del sistema. Ya que se trabaja en un horizonte de predicción igual a $k + 2$, es necesario extrapolar las referencias obtenidas aplicando algún método de extrapolación. En particular, se utilizará el método de Lagrange.

- Debido a que el FCS-MPC es un esquema que utiliza directamente el modelo del convertidor y no tiene etapa de modulación, provoca que la frecuencia de conmutación sea variable. Para corregir este problema se propone el uso de múltiples filtros elimina banda del tipo Notch a las frecuencias de las armónicas de conmutación más relevantes.
- Se busca aprovechar al máximo este convertidor apreciando como opera bajo fallas en alguna de sus fuentes DC, buscando para ello el voltaje mínimo que requiere el convertidor para seguir operando y la cantidad de niveles que genera cuando esto sucede.
- Se implementará el circuito de potencia y el esquema de control en el software PLECs, el cual nos permite incorporar ambas funciones. Se simulará el control del sistema desarrollado asegurando un correcto seguimiento de las referencias y un THD bajo el 1 %. Se someterá el sistema a pruebas dinámicas de potencia asegurando la inyección de corriente sinusoidal, además de apreciar la operación del sistema bajo fallas.

1.2. Alcances y Limitaciones

En este trabajo se presenta un convertidor conectado a red que tiene como fin ser aplicado en instalaciones fotovoltaicas, regulando el flujo de potencia mediante el esquema de control FCS-MPC. Para esta configuración se asumen fuentes DC ideales sin considerar un arreglo fotovoltaico, el modelo del convertidor utilizado es ideal sin pérdidas por conducción y se asume voltaje sinusoidal para la red. Se consideran los parámetros del sistema para operar entre 500 y 5000 watts, utilizando fuentes DC asimétricas de 120 y 240 volts.

1.3. Estado del Arte

El estudio e implementación de los sistemas fotovoltaicos con conexión a red o on-grid es cada vez más atractivo por los beneficios que trae este tipo de proyecto. Del punto de vista de los costos son cada vez más accesibles debido principalmente a la disminución en los costos de material, además en comparación con los sistemas islas o off-grid, son mas baratos ya que requieren menor mantención.

Durante los últimos 10 años la inclinación por preferir este tipo de proyectos se a mantenido, sostenido en la conciencia social por volcar el escenario actual y transformar la matriz energética mundial en una más limpia. Todo esto a incentivado el estudio de nuevas topologías de convertidores de potencia para ser aplicados en este ámbito y que entreguen una mejor calidad de energía y mayor potencia a la red.

1.3.1. Sistema Fotovoltaico On-Grid

En la Fig. 1.3 se muestra una configuración típica de un esquema fotovoltaico conectado a red. Este está conformado por arreglos de paneles fotovoltaicos que puede estar dispuesto

en 4 distintas configuraciones: centralizada, string, multi-string y módulo-AC. El tipo de configuración a utilizar depende directamente de la aplicación que conlleve el sistema PV, teniendo en cuenta que hay configuraciones que son capaces de alcanzar mayores niveles de potencia. En la Fig. 1.4 se presentan las distintas configuraciones de sistemas PV.

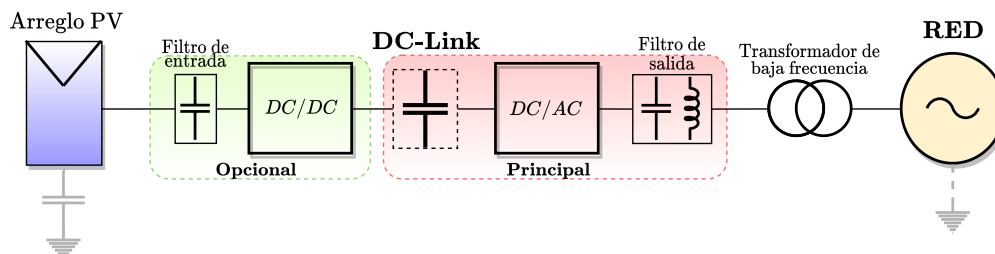


Figura 1.3: Esquema general de un sistema fotovoltaico con conexión a red

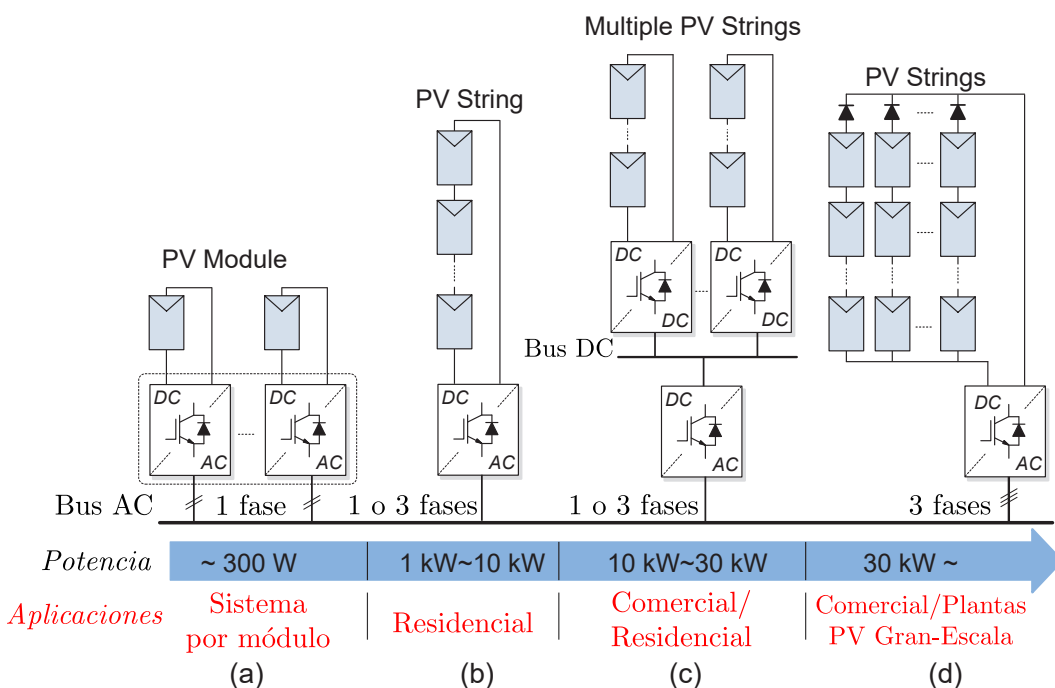


Figura 1.4: Configuraciones de sistemas PV conectados a red: a) Módulo AC. b) String. c) Multi-String. d) Central

Luego se sitúa la sección de conversión DC/AC, encargada de adaptar la energía proveniente del arreglo de paneles PV e inyectarla a la red de manera controlada. A su vez, esta sección de conversión puede estar conformada por 1 o 2 etapas que se pueden distinguir como: etapa principal y etapa opcional, tal como se presenta en la Fig. 1.3.

La etapa principal representa el esquema más básico, compuesto por un DC link utilizado

para estabilizar el voltaje obtenido a partir del arreglo de paneles, luego viene directamente un inversor DC/AC encargado de controlar la corriente inyectada a la red, y además, generalmente se adhiere un filtro de salida (entrada a la red) para filtrar los armónicos generados a partir de la operación del convertidor. En la sección de modelación se presentarán las topologías de filtro L y filtro LCL.

También aparece una etapa opcional que se utiliza de manera previa a la etapa principal. Esta etapa está conformada por un filtro de entrada y un convertidor DC/DC, y cumple la función de acondicionar, aun más, el voltaje obtenido a partir del arreglo de paneles, siendo capaz de elevar o disminuir la magnitud de este. Generalmente este tipo de etapas se utiliza para conexiones multi-string y central.

Uno de los principales problemas que conlleva este tipo de instalación es la generación de un voltaje de modo común entre la tierra de la red y la barra negativa de la instalación. Este voltaje provoca la circulación de altas corrientes (corrientes de fuga) a través de las capacitancias parásitas del sistema PV y el marco metálico de los paneles, los cuales son aterrizados. Si bien estas corrientes son un problema, existen diversas soluciones para mitigarlas, entre ellas se distinguen principalmente 4: aislación, topología del convertidor, técnicas de modulación y técnicas de control [19]. De todas, la más simple y utilizada es la aislación.

Para aislar el sistema PV y la red se utilizan transformadores que separan las tierras de ambos sistemas, lo cual asegura mitigar el paso de posibles corrientes de fugas provenientes del sistema PV o de la misma red, funcionando como una mínima protección para la instalación.

Generalmente el uso de este tipo de aislación se realiza a baja frecuencia, es decir, imponiendo el transformador al lado de la red como se aprecia en la Fig. 1.3, pero cuando se adhiere la etapa opcional es posible incorporar un transformador de alta frecuencia que forme parte de esta etapa. Escoger el uso de la etapa opcional e incorporar la aislación a alta frecuencia presenta la ventaja de disminuir el tamaño de las componentes del transformador.

En particular, en esta memoria se propone estudiar los convertidores aplicados en la configuración string considerando solo el esquema principal de conexión a red, es decir, sin considerar la etapa DC/DC. Además, se plantea sustituir el arreglo PV y el DC-Link por fuentes ideales capaz de mantener un voltaje constante y entregar la corriente requerida.

1.3.2. Convertidores de Potencia

Las características de los convertidores multinivel son especiales para utilizarlos en aplicaciones que requieren gran calidad de conversión. En [20, 21] se nombran los convertidores NPC y CHB como los más apropiados para aplicar en proyectos fotovoltaicos.

En los últimos 10 años se han propuesto nuevas topologías de convertidores con el fin de superar las especificaciones de los convertidores clásicos. Se han propuesto soluciones híbridas como el trabajo presentado en [1] que muestra un convertidor híbrido entre el H-bridge y el NPC, denominado H-NPC. Este convertidor, mostrado en la Fig. 1.5, propone mejorar la calidad de energía inyectada a la red aumentando el número de niveles, lo cual reduce

el estrés de voltaje y la distorsión armónica. Presenta bajas frecuencia de conmutación y es capaz de generar 5 niveles a la salida en el voltaje AC, gracias a sus dos piernas NPC conectadas en puente H.

El esquema de control aplicado a este convertidor es el FCS-MPC, el cual se muestra en la Fig. 1.6. Trabaja con múltiples objetivos de control y con doble horizonte de predicción, sin necesidad de una etapa de modulación, haciendo de este un trabajo interesante de destacar por las similitudes que presenta con los objetivos de esta memoria.

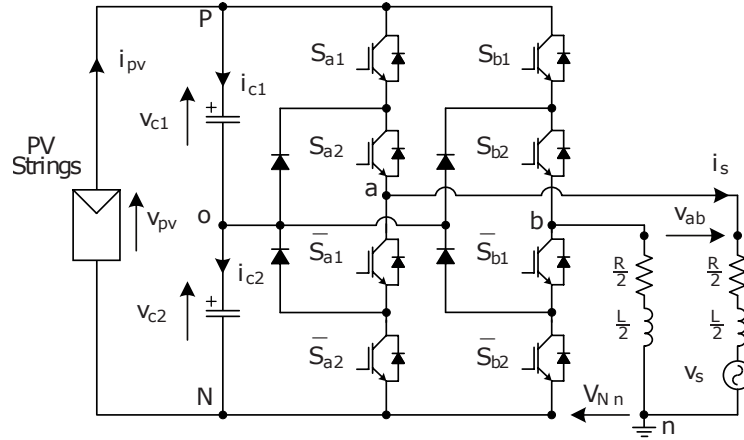


Figura 1.5: Circuito de potencia de un convertidor H-NPC monofásico conectado a red [1]

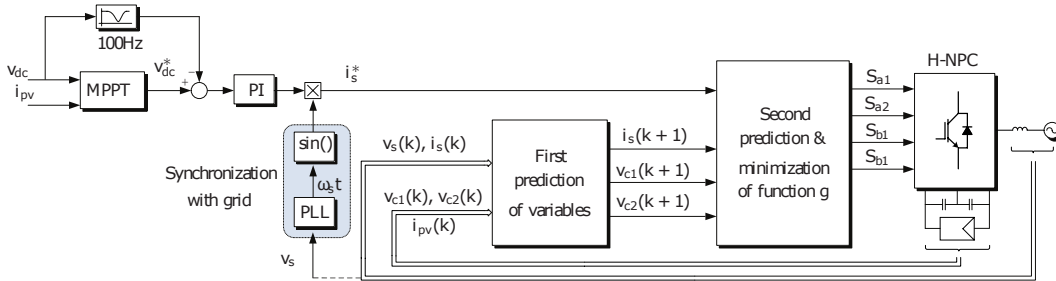


Figura 1.6: Esquema de control FCS-MPC aplicado al convertidor H-NPC [1]

En busca de mejorar la calidad de conversión, surge un convertidor de 3 niveles que por su topología es especial para aplicar en sistemas fotovoltaicos, nombrado convertidor HERIC. Su nombre más que especificar un convertidor en particular, lo que define es un concepto de eficiencia y calidad. Este convertidor nace del convertidor Full-Bridge con la diferencia que incorpora dos semiconductores IGBTs en paralelos a la red, limitando de esta forma las corrientes de fugas. Este se muestra en la Fig. 1.7.

En el artículo [22] se presenta el convertidor HERIC conectado a red utilizando un filtro LC, donde se aplica un esquema de control lineal con modulación PWM unipolar. Destacando que las principales ventajas de este convertidor son: aislar el sistema PV de la red y

prevenir el intercambio de potencia entre las componentes del filtro LC durante el estado de voltaje cero del convertidor.

En [3] también se presenta un trabajo en torno al convertidor HERIC con conexión a red, nombrándolo con uno de los más atractivos para aplicaciones fotovoltaicas dentro de los convertidor monofásicos que no utilizan transformador. En la Fig. 1.8 se presenta el esquema de control aplicado, siendo este un esquema de control MPC, el cual está configurado con 2 estrategias de inyección de potencia reactiva, con el fin de soportar los problemas de bajas de voltaje ó Low Voltage Ride Through, como se conoce en inglés. Cabe destacar que este es un problema típico que debe de soportar un sistema PV con conexión a red.

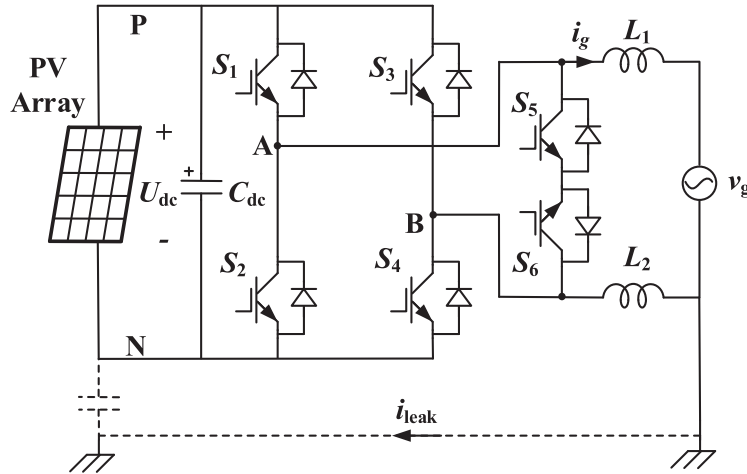


Figura 1.7: Circuito de potencia de un convertidor HERIC monofásico conectado a red [2]

Por otro lado, el estudio de los convertidores se inclinó por reestructurar las topologías buscando generar la mayor cantidad de niveles en el voltaje AC con el menor número de componentes, incluyendo fuentes, semiconductores y componentes pasivas (condensadores e inductores).

En este ámbito se destaca el convertidor PUC, el cual se basa en la conexión de múltiples celdas “U”, que a su vez se componen de dos semiconductores controlados en serie con un capacitor o fuente DC. Este convertidor se presenta con 3 celdas apiladas y 2 enlaces DC (1 fuente DC y 1 capacitor) como se muestra en la Fig. 1.9.

En el artículo [4] se muestra una revisión de las distintas configuraciones del convertidor PUC y sus aplicaciones. Lo interesante de este convertidor radica principalmente en la cantidad de niveles que es capaz de generar, donde dependiendo de la proporción en la que se encuentren los acoples DC es la cantidad de niveles que es capaz de generar. En el artículo se presentan las tablas de estados para cuando se utilizan fuentes DC de igual magnitud, generando de esta forma 3 niveles en el voltaje AC, luego se presenta la proporción 1:2 generando de esta forma 5 niveles, y finalmente se muestra la proporción 1:3 con la cual es capaz de generar 7 niveles en el voltaje AC. Esto lo hace un convertidor flexible para aplicaciones con conexión a red. Por otro lado, el control aplicado a este convertidor es el

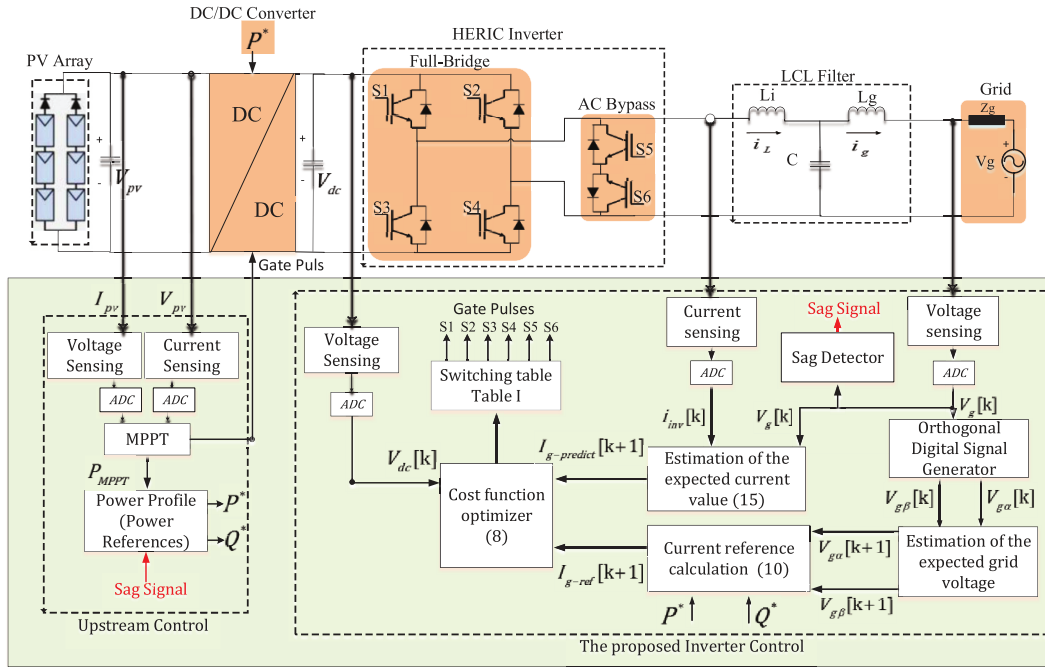


Figura 1.8: Esquema de Control MPC aplicado al convertidor HERIC [3]

FCS-MPC, esquema que se aplicará en este trabajo. En la Fig. 1.10 se aprecia el esquema de control FCS-MPC aplicado al convertidor PUC de 7 niveles.

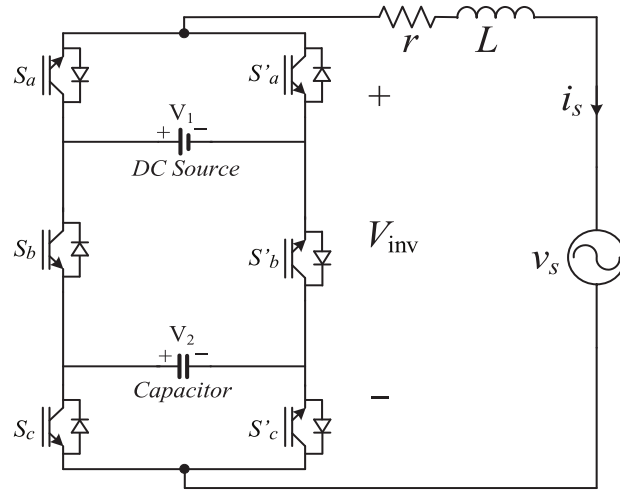


Figura 1.9: Circuito de potencia de un convertidor PUC monofásico conectado a red [4]

Otro convertidor que destaca, es el CCHB de 5 niveles, presentado en la Fig. 1.11, el cual es especial para aplicar en sistemas con conexión a red. Este convertidor fue presentado por

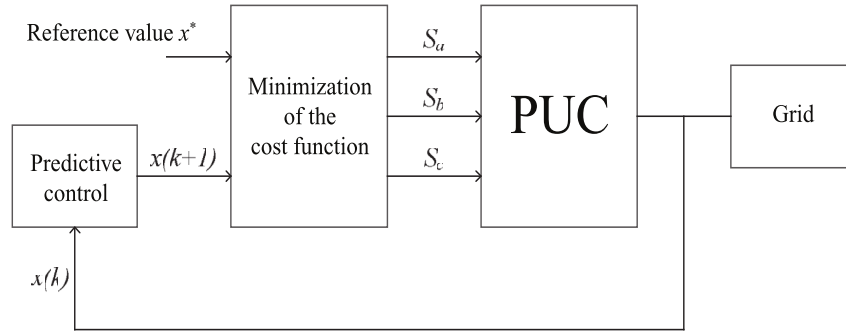


Figura 1.10: Esquema general de control FCS-MPC aplicado al convertidor PUC [4]

primera vez en [5] por la empresa ABB. Este convertidor tiene la capacidad de limitar las corrientes de fugas gracias a que utiliza dos acoples DC, positivo y negativo, que permiten el flujo de corriente en ambos sentidos. Se basa en el acople de múltiple celdas medio puente o “Half-Bridge” como se nombra en inglés, asemejándose mucho a la configuración del convertidor PUC pero presentando la diferencia que utiliza la conexión cruzada de un par de semiconductores, proporcionando de esta forma los dos acoples DC, positivo y negativo. Se presenta como un convertidor compacto con la capacidad de bloquear las fallas de corriente de forma interna.

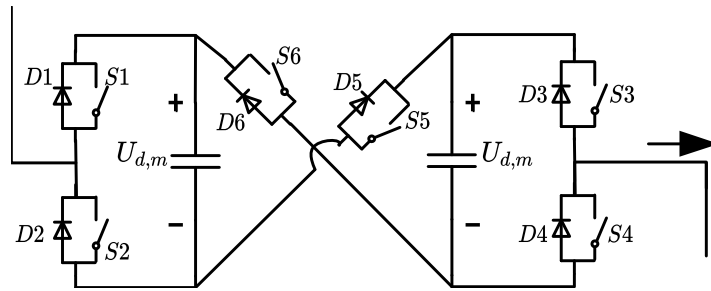


Figura 1.11: Circuito de potencia de un convertidor CCHB de 5 Niveles [5]

En [6] se presenta este mismo convertidor distinguiendo el uso de la proporción 1:2 para las fuentes DC, obteniendo 7 niveles a la salida, como se muestra en la Fig. 1.12a. En este mismo artículo, se propone la conexión en cascada de múltiples celdas CCHB, mostrada en la Fig. 1.12b, donde se compara con otros convertidores en cascada demostrando la particularidad de requerir menor cantidad de semiconductores controlados, diodos de potencia, circuitos de control y fuentes de voltajes para generar más niveles en el voltaje AC. Además, el voltaje de bloqueo de los semiconductores es menor en comparación a las otras topologías.

En [7] se vuelve a trabajar con este convertidor para proponer una configuración trifásica que utiliza dos celdas CCHB de 7 niveles en cascada por cada fase, tal como se muestra en la Fig. 1.13, demostrando que posee un THD menor al 1% y reduce las pérdidas por conmutación gracias a la asimetría de las fuentes DC.

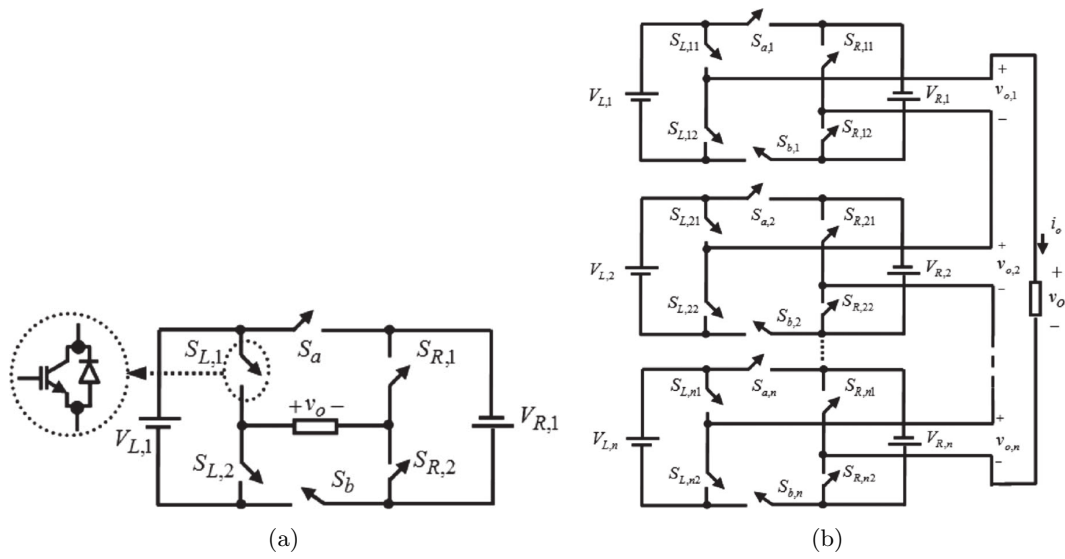


Figura 1.12: Convertidores CCHB [6]: a) Celda Simple CCHB . b) Múltiples Celdas CCHB en Cascada

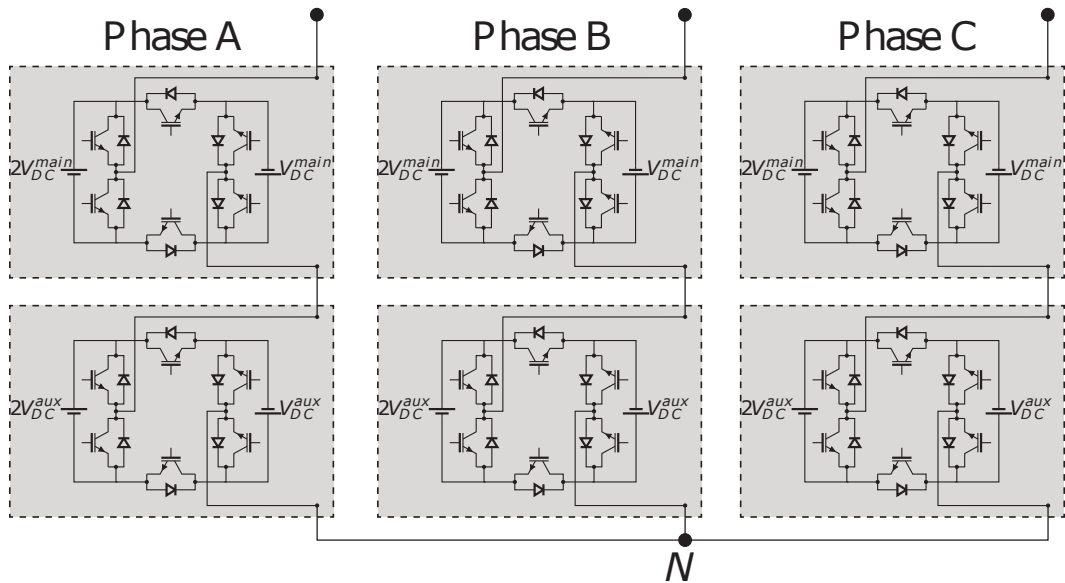


Figura 1.13: Circuito de potencia de un convertidor trifásico en cascada con doble celda CCHB por fase [7]

1.3.3. Esquema de Control

Los sistemas activos conectados a red han ido en aumento, entre ellos se encuentran las turbinas eólicas, generadores hidráulicos, generadores geotérmicos y de biomasa, sistemas fotovoltaicos, celdas de combustible y dispositivos de almacenaje. Todas estas instalaciones interconectadas a la red lo hacen mediante un convertidor (inversor) y un filtro, proporcionando un intercambio dinámico de potencia activa y reactiva con la red, haciendo muy necesario un control de potencia capaz de dirigir, guiar y limitar este intercambio.

Las técnicas de control más clásicas aplicadas a convertidores conectados a red, se pueden clasificar en sus inicios en dos grandes estrategias de control, directo e indirecto [23]. Dentro de los métodos indirectos, el control orientado por voltaje VOC es la estrategia de control más utilizada. Se basa en conocer la posición del vector del voltaje de línea y la orientación espacial del vector de corriente de la red. Se emplean las conocidas transformaciones de Park y Clark para mover el espacio de trabajo de coordenadas abc a un marco de referencia rotatorio dq o un marco estacionario $\alpha\beta$ y así poder aplicar controladores lineales PI. Luego se desarrolla el concepto de Flujo Virtual (VF), donde se asume que la red junto al convertidor trabajan como un motor AC [24], por lo tanto, la resistencia y la inductancia del filtro de red son equivalentes a la resistencia por fase y la inductancia de leakage del motor, mientras que el voltaje por fase del convertidor se relaciona con un VF ficticio. Una de las ventajas de utilizar este enfoque es que es más robusto ante variaciones en el voltaje de línea.

En general, las estrategias de control indirectas permiten tener una respuesta con un buen transiente y un estado estacionario estable, además, operan a frecuencias de conmutación constantes permitiendo el uso de técnicas de modulación avanzadas. Estas características hacen más simple la optimización para obtener menores pérdidas de conmutación y además simplifica el diseño del filtro de red. En [8] se hace uso de este esquema de control aplicado a un convertidor NPC de 3 niveles trifásico conectado a red. El esquema se presenta en la Fig. 1.14, donde se aprecia que este consta de un bloque PLL de sincronización, dos controladores PI desacoplados para la corriente en coordenadas dq y una etapa de modulación SPWM.

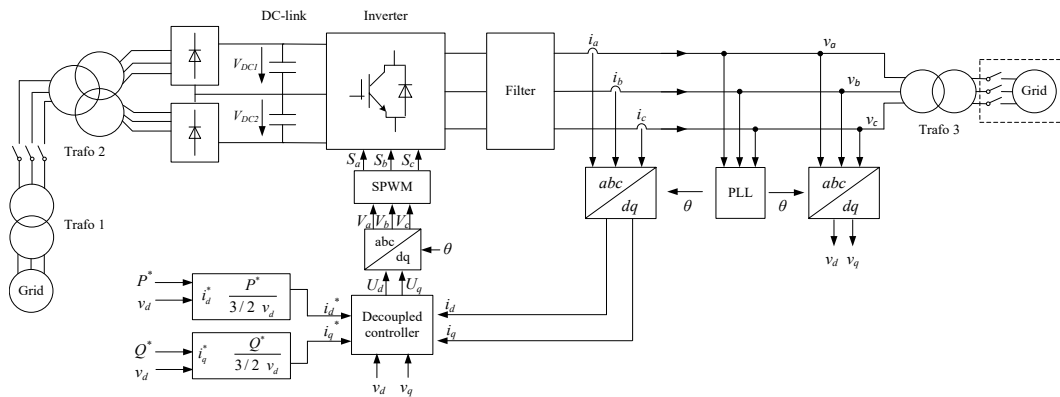


Figura 1.14: Esquema VOC aplicado a un convertidor NPC trifásico conectado a red [8]

Por otro lado, se encuentra el Control Directo de Potencia (DPC) como la estrategia de control directa más utilizada en convertidores conectados a red. Este esquema nace y se

deriva del Control Directo de Torque (DTC) para máquinas AC, en donde en cada instante de tiempo de muestreo se evalúa cuál de los vectores de voltaje instantáneos es el más adecuado generar, es decir, cuales semiconductores prender o apagar para acercar al sistema al valor de referencia. Ya que esta evaluación se realiza en cada tiempo de muestreo no es necesario una etapa de modulación, otorgándole mayor dinámica al sistema. En el control DPC los lazos de control de potencia activa y reactiva se basan en reguladores con histéresis que seleccionan el voltaje apropiado a partir de una tabla que contiene los posibles valores de salida. Para este esquema también es aplicable la idea de VF, constituyendo el esquema de control VF-DPC. La mayor desventaja de este esquema es que opera bajo frecuencia de conmutación variable, lo cual genera armónicos dispersos por un amplio espectro dificultando el diseño del filtro de entrada a la red.

En [8] se utiliza el esquema de control DPC aplicado a un convertidor NPC de 3 niveles trifásico. El esquema se presenta en la Fig. 1.15 donde se aprecia la estructura compuesta por un bloque que calcula la potencia activa y reactiva instantánea, el controlador por histéresis y la tabla con los posibles estados de conmutación. Comparado con el control VOC, el esquema DPC no requiere de un lazo de control interno de corriente y no requiere de transformaciones rotacionales Park y Clark.

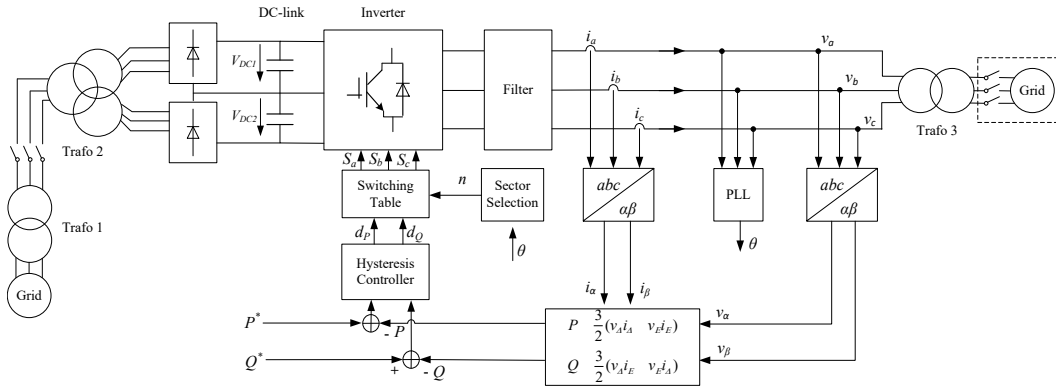


Figura 1.15: Esquema DPC aplicado a un convertidor NPC trifásico conectado a red [8]

También existen otros esquemas de control aplicado a convertidores conectados a red como son el Control en Modo Sliding y el Control Predictivo, los cuales presentan ciertas ventajas respecto a los esquemas de control lineal clásicos. Dentro de los controles predictivos destaca el Control Predictivo basado en Modelo (MPC), siendo una de las técnicas que a tomado mayor relevancia y estudio en las últimas 2 décadas.

El control MPC requiere el uso de hardware que sea capaz de computarizar una gran cantidad de cálculos en tiempos muy cortos. Si bien, esta técnica de control posee estudios desde inicio de siglo, por el bajo desarrollo tecnológico de la época no fue posible incorporar este tipo de técnicas industrialmente. Hoy, con los avances en los microprocesadores es posible utilizar este esquema de control para controlar las dinámicas de las variables de los sistemas conectados a red. Justamente para este tipo de aplicaciones el esquema MPC es intuitivo y fácil de entender, se pueden incluir fácilmente restricciones y no linealidades,

además de manejar múltiples objetivos de control a la vez.

Tal como su nombre lo indica, este esquema utiliza el modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables bajo control. Esta información es utilizada por el microcontrolador con el fin de obtener la actuación más óptima de acuerdo a un criterio de optimización predefinido. Este criterio se define como una función de costo que debe ser minimizada. En particular, esta función de costo suele expresarse como la minimización del error cuadrático entre la referencia de la variable bajo control y la predicción.

Dentro del esquema MPC se pueden distinguir dos estrategias de control: el FCS-MPC (Finite Control Set) y el CCS-MPC (Continuous Control Set), donde la gran diferencia se encuentra en que el primero no requiere de una etapa de modulación, tal como se describe en la Fig. 1.16. El FCS-MPC se presenta como el esquema de control predictivo más prometedor en este ámbito, ya que aprovecha la limitante del número de posibles estados de conmutación del convertidor y así optimizar aún más el algoritmo.

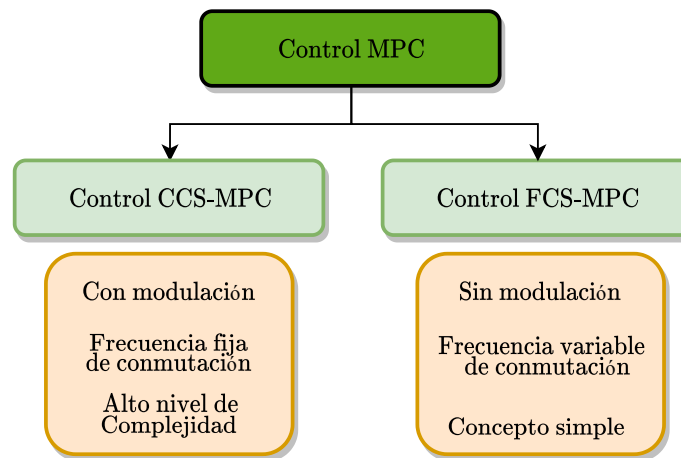


Figura 1.16: Características CCS-MPC y FCS-MPC

En [9] se presenta el uso del esquema FCS-MPC para un convertidor NPC de 3 niveles conectado a red mediante un filtro LCL, donde se aplican múltiples objetivos de control en una única función objetivo. Se utilizó un modelo para predecir el comportamiento de las variables de estados del filtro LCL: corriente del inversor, voltaje del capacitor y corriente de red, además, se utilizó otro modelo del DC link para predecir el voltaje del capacitor del DC link. Luego estas 4 variables de estado son aplicadas en una única función de costo, permitiendo un balance efectivo del voltaje del DC link, mitigando las oscilaciones provocadas por el filtro LCL y proporcionando la inyección de corriente sinusoidal a la red.

En la Fig. 1.17 se presenta el esquema de control propuesto por el artículo, en el cual se puede apreciar tanto el circuito de potencia como también el esquema de control y sus bloques más distinguidos. A nivel de circuito se aprecia la etapa DC compuesta por el DC link (fuente DC, capacitores), luego viene la conversión AC con el inversor NPC, la etapa de inyección compuesta por el filtro y finalmente se aprecia la red eléctrica trifásica. A nivel

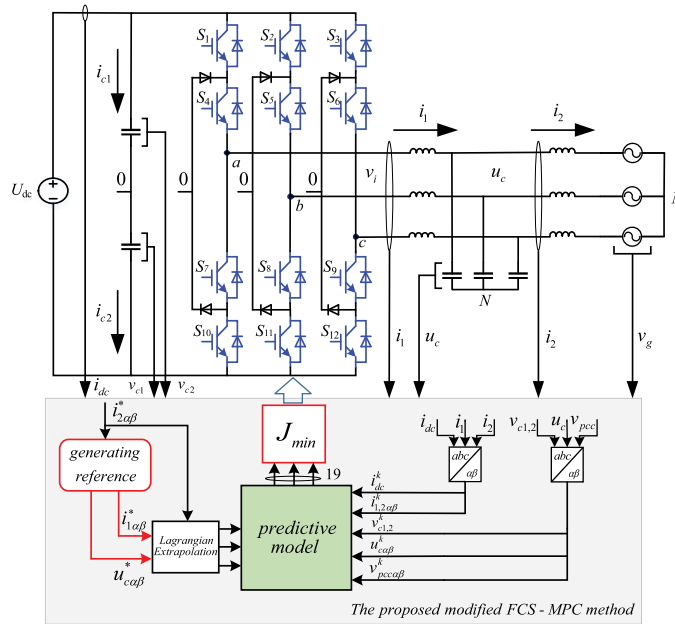


Figura 1.17: FCS-MPC aplicado a un convertidor NPC conectado a red propuesto en [9]

de control se aprecian las mediciones de las variables de corriente y voltaje tanto del lado DC como AC, se aprecian las respectivas transformaciones ya que el control se realiza en coordenadas $\alpha\beta$. También se observa el bloque que genera las referencias, el cual necesita de una referencias de corriente de red inicial para generar las demás referencias de las variables de estados del modelo del filtro LCL. Se aprecia el uso de un bloque de extrapolación para las referencias, con el fin de utilizar el mismo horizonte de tiempo que las predicciones. Estas predicciones junto con la evaluación de la función objetivo, entrega el conjunto de señales de disparo que aseguran los múltiples objetivos propuestos.

En la Fig. 1.18 se puede apreciar en detalle el algoritmo interno del FCS-MPC el cual parte midiendo todas las variables que requiere el control, luego calcula las referencias del voltaje del capacitor del filtro LCL y la corriente del inversor usando la referencia de corriente de entrada a la red, destacando que las referencias calculadas deben ser extrapoladas. Una vez calculadas las extrapolaciones de las referencias, el algoritmo procede a predecir el valor de los voltajes de los capacitores del DC link y el capacitor del filtro, la corriente del inversor y la corriente de entrada a la red para el siguiente instante de muestreo y para todos los estados posibles del convertidor, por ello en el algoritmo se utiliza un ciclo **for** que representa los 27 estados posibles. Dentro de este ciclo se aplica la función de costo que debe minimizarse mediante la selección del vector de voltaje más óptimo que ayude a alcanzar las referencias. Esto se logra mediante la minimización del error entre las referencias generadas y las predicciones calculas. Se debe destacar que los objetivos de control son de distinta naturaleza, por ello, es necesario incorporar un factor de peso a cada error para asegurars la influencia deseada de cada variable sobre la función de costo total.

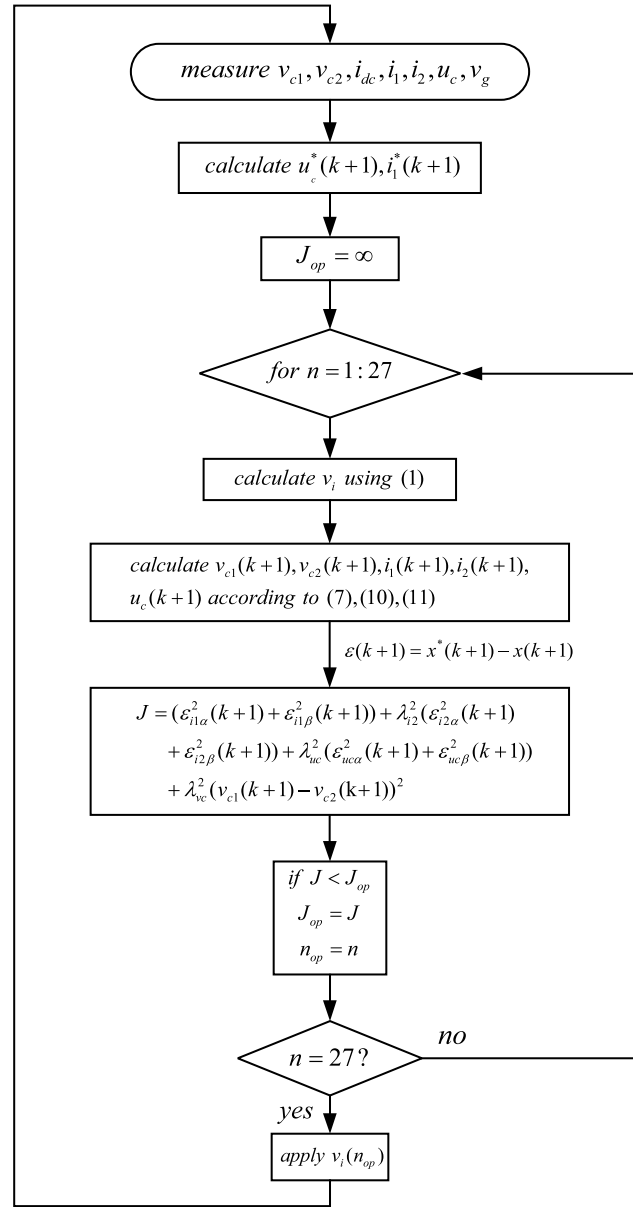


Figura 1.18: Diagrama del algoritmo de control FCS-MPC propuesto en [9]

Este artículo de FCS-MPC se menciona por ser similar al trabajo propuesto en esta memoria. Si bien se utilizará otro inversor de mayor cantidad de niveles, la estrategia de control a aplicar en este trabajo es similar ya que también contará con un inversor conectado a red mediante un filtro LCL, por lo tanto, los objetivos de control coincide en su gran mayoría.

1.4. Contribuciones

En vista del estado del arte, se debe destacar lo interesante que es este trabajo de memoria en donde se apunta a utilizar un convertidor de potencia relativamente nuevo con técnicas de control avanzadas como lo es el esquema FCS-MPC.

Este trabajo consta en un sistema conectado a red con aplicación fotovoltaica. El circuito de potencia a utilizar consta de una etapa DC compuesto por dos fuentes DC asimétricas, que serán trabajadas como fuentes ideales. Estas fuentes se acoplan a los enlaces DC del convertidor CCHB para generar 7 niveles en su salida AC. Se incorpora un filtro LCL a la entrada de la red con el objetivo de mitigar lo armónicos de alta frecuencia proveniente de las conmutaciones del convertidor y finalmente se conectan a una red monofásica ideal, es decir, sin distorsiones.

Se busca mejorar el algoritmo clásico de control FCS-MPC, cambiando la forma de obtener las referencias de las variables a controlar. Se utilizará un control indirecto de potencia utilizando referencias de potencia activa y reactiva para calcular las referencias de corrientes y voltajes del filtro LCL. Por otro lado, uno de los principales problemas del FCS-MPC es que genera una frecuencia de conmutación variable, para afrontar este problema se plantea como solución incorporar múltiples filtros Notch elimina banda, de forma de limitar o guiar la frecuencia de conmutación.

1.5. Resumen del Capítulo

En este primer capítulo se discutió las bases sobre las cuales se fundará esta memoria. Explicando brevemente el progreso que han tenido el uso de los convertidores y como son cada más utilizados en aplicaciones con conexión red, siendo necesario que las topologías y las técnicas de control de estos tuvieran que mejorar con el fin de entregar energía de calidad y cumplir con los códigos de red que son cada vez más exigentes. Se presentó los objetivos y los alcances que quiere cumplir este trabajo, seguido del estado del arte mostrando los trabajos que presenten cercanía en materia y objetivos respecto a este trabajo. Finalmente se presentaron las principales contribuciones que conlleva esta memoria.

TOPOLOGÍA Y MODELACIÓN

A continuación se presenta la topología y modelación de todo el sistema conectado a red que dará las bases que se necesita para realizar un correcto control predictivo del sistema. Considerando los enlaces DC como fuentes ideales se procederá directamente a modelar el convertidor DC/AC que corresponde al convertidor CCHB.

Después se continuará con la presentación de las topologías de filtro L y LCL, ambos son filtros AC de primer y tercer orden, respectivamente. En este trabajo se propone utilizar la topología de filtro LCL.

Estas dos etapas (convertidor y filtro) se observan en el bosquejo de la Fig. 2.1.

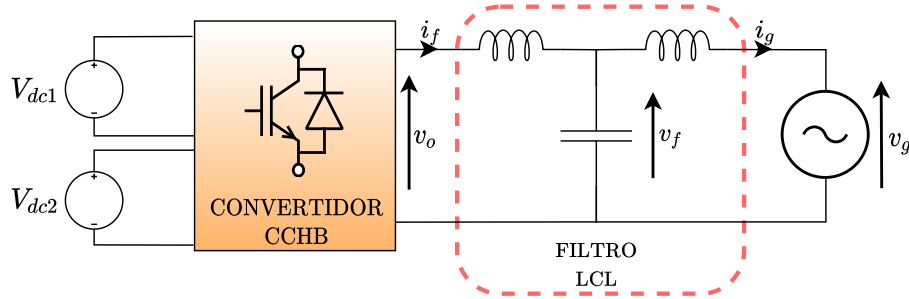


Figura 2.1: Bosquejo de un convertidor CCHB conectado a red con filtro LCL

2.1. Topología del Convertidor CCHB

Es necesario comprender la topología del convertidor CCHB para poder realizar un control adecuado de este. En particular conocer la topología nos ayuda a obtener una expresión matemática para el voltaje de salida del convertidor. Con este resultado es posible predecir y controlar la corriente de entrada a la red.

La configuración del convertidor CCHB se muestra en la Fig. 2.2. El convertidor como tal está conformado por 2 fuentes DC desacopladas, 6 semiconductores de potencia bidireccionales (MOSFETs ó IGBTs) y una salida AC. Al ser un convertidor monofásico, el análisis se hará sobre este plano, donde se buscará determinar la ecuación del voltaje v_o en función de los semiconductores.

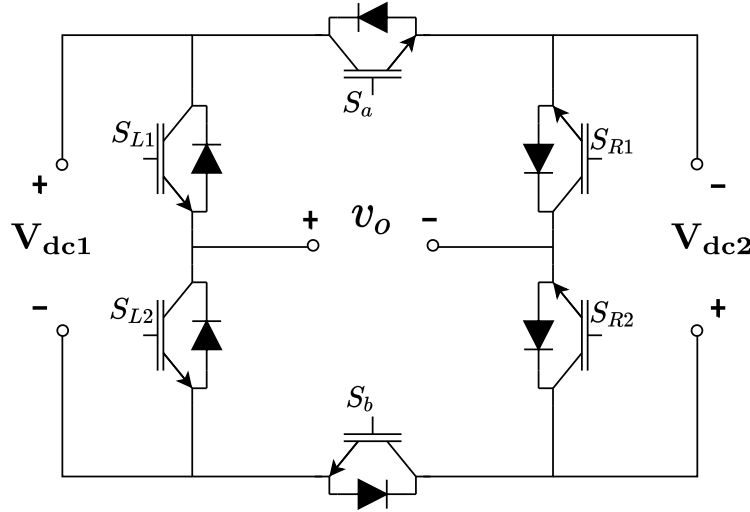


Figura 2.2: Convertidor CCHB, simplificado para la obtención del voltaje de salida

2.1.1. Estados del Convertidor CCHB

La cantidad de niveles que es capaz de generar el convertidor CCHB, depende de la proporción en que se encuentren las magnitudes de las fuentes DC. Utilizando fuentes simétricas, el convertidor es capaz de generar hasta 5 niveles en el voltaje AC, mientras que si se utiliza la proporción 1:2 el número de niveles aumenta a 7, considerándose ventajoso para una conversión de calidad.

Independiente del número de niveles, este convertidor posee 8 estados de conmutación. Los estados de conmutación son el conjunto de señales de disparo que pueden tener los semiconductores en un momento de operación. Por la configuración del convertidor CCHB, apreciada en la Fig. 2.2, los pares de semiconductores S_{L1} - S_{L2} , S_{R1} - S_{R2} y S_a - S_b operan en contraposición, es decir, mientras uno se encuentre encendido el otro se encuentra apagado. Las señales de disparo que activan o desactivan los semiconductores toman valores del tipo binario, es decir, “1” para activar el estado “ON” del semiconductor y “0” para activar el estado “OFF” del mismo.

En la Tabla 2.1 se resumen las posibles combinaciones de operación de los semiconductores, llamando a este conjunto “estados de conmutación”. Estos estados de conmutación dan a lugar a los posibles valores que puede tomar el voltaje de salida v_o , resumidos en la última columna de la tabla.

Se puede deducir que la cantidad de estados redundantes que dan a lugar a un mismo voltaje de salida, varía dependiendo de las magnitudes de las fuentes DC. Utilizando fuentes simétricas se generan 3 pares de estados redundantes, mientras que al utilizar la proporción propuesta solo existe un par de estados redundante (estado 4), aprovechando de mejor forma la topología del convertidor.

Estado	S_{L1}	S_{L2}	S_{R1}	S_{R2}	S_a	S_b	v_o
1	1	0	0	1	0	1	V_{dc1}
2	0	1	1	0	0	1	V_{dc2}
3	1	0	1	0	0	1	$V_{dc1} + V_{dc2}$
4	1	0	1	0	1	0	0
	0	1	0	1	0	1	
5	0	1	1	0	1	0	$-V_{dc1}$
6	1	0	0	1	1	0	$-V_{dc2}$
7	0	1	0	1	1	0	$-(V_{dc1} + V_{dc2})$

Tabla 2.1: Tabla de estados del convertidor CCHB [7]

2.1.2. Cálculo del Voltaje del Convertidor

Ya definida la topología y la tabla de estados del convertidor CCHB se procede a calcular el voltaje de salida v_o en función de los semiconductores, lo cual es muy importante y necesario para implementar el control descrito en el siguiente capítulo.

Para calcular v_o nos centraremos solo en los semiconductores que afectan al cambio de voltaje en la salida. En este caso se puede apreciar que la rama S_{L1} y S_{L2} habilitan o deshabilitan el efecto de la fuente V_{dc1} sobre v_o . Por otro lado, se tiene que la rama de semiconductores S_{R1} y S_{R2} habilitan o deshabilitan el efecto de la fuente V_{dc2} sobre v_o y se tiene que los semiconductores S_a y S_b habilitan o deshabilitan el efecto de la sumatoria de ambas fuentes, ya sea en sentido positivo o negativo.

Como ya se mencionó, los semiconductores por rama trabajan de manera complementaria lo que hace posible describir el voltaje de salida solo con 3 de los 6 semiconductores. Tomando en cuenta el circuito de la Fig. 2.3, se puede describir v_o tal como se presenta en (2.1).

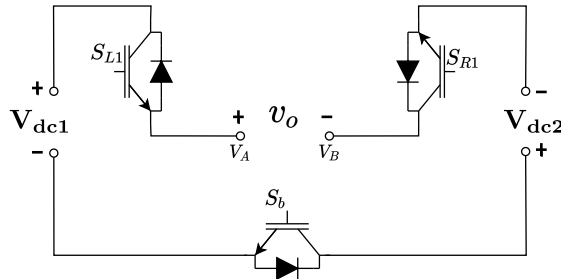


Figura 2.3: Circuito simplificado del convertidor CCHB para cálculo de v_o

$$v_o = f_v(V_{dc1}, V_{dc2}, S_{L1}, S_{R1}, S_b) \quad (2.1)$$

Utilizando la ley de voltaje de Kirchhoff es posible obtener v_o de forma explícita, tal como se describe en (2.2).

$$v_o = S_{R1}V_{dc2} + S_b(V_{dc2} + V_{dc1}) + S_{L1}V_{dc1} \quad (2.2)$$

Por motivos de expresión y comodidad se replantea la ecuación intercambiando el semiconductor S_b por el S_a . Ya que trabajan de forma complementaria se impone un signo negativo que acompaña a la señal S_a , quedando finalmente la ecuación (2.3) para el voltaje de salida.

$$v_o = S_{R1}V_{dc2} - S_a(V_{dc2} + V_{dc1}) + S_{L1}V_{dc1} \quad (2.3)$$

2.2. Topología Filtro AC

Luego de definir la etapa de conversión DC/AC se procede a inyectar esta energía a la red, pero antes que eso, es necesario incluir un filtro AC a la entrada de la red, que pretende filtrar el contenido armónico generado por el convertidor y mejorar la calidad de la energía que se este inyectando.

Existen diversas topologías de filtros AC aplicado a sistemas con conexión a red, entre ellos se encuentran la topología L, LC y LCL, definidos desde el más simple al más complejo. Si bien las 3 topologías son aplicables, la última es la más utilizada y recomendada, pero a su vez es la más compleja de aplicar debido al número de componentes dinámicas que utiliza. A continuación, se presentan las ecuaciones en variable de estado para los filtros L y LCL, con el fin de apreciar las diferencias en términos de complejidad de sus modelos matemáticos.

2.2.1. Filtro L

El filtro L se presenta en la Fig. 2.4, el cual está compuesto por una resistencia y un inductor, presentando solo 1 componente dinámica, la cual define el comportamiento de la corriente de entrada a la red i_f .

Se puede apreciar que se requiere solo de un LVK para definir el sistema, descrito en la ecuación (2.4).

$$v_o - L_f \frac{di_f}{dt} - i_f R_f = 0$$

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{v_o}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_f \quad (2.4)$$

Este LVK incluye el voltaje de salida del convertidor, obtenido en el punto anterior, el voltaje que cae tanto en la resistencia como en el inductor y finalmente el voltaje de la red. Si bien es simple, al ser de primer orden su respuesta en frecuencia es lenta en comparación a otras topologías.

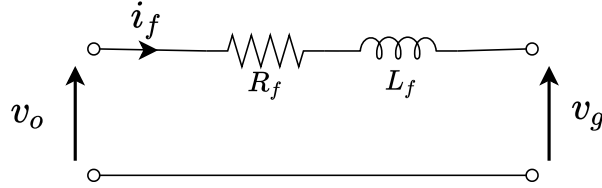


Figura 2.4: Configuración monofásica del filtro L

2.2.2. Filtro LCL

El filtro LCL posee mínimo 3 elementos dinámicos: un condensador (C_f) y dos inductores (L_f , L_g), además, se incluyen resistencias al modelo (R_f , R_g) que simulan las pérdidas en las conexiones reales del sistema incluyendo las pérdidas en las componentes, en la Fig. 2.5 se muestra un filtro LCL que presenta las inductancias divididas por línea, las resistencias de modelación y el condensador. Si bien las inductancias se presentan de manera separada, estas en la práctica son acoplan magnéticamente, por lo tanto, para el cálculo del modelo se toman como si fueran solo una.

Para describir este circuito, es necesario aplicar dos LVK y un LCK, ya que hay dos mallas. El primer LVK se realiza en la malla hacia el lado del convertidor, incluyendo el voltaje del convertidor v_o , la caída de tensión sobre el inductor y la resistencia del lado de convertidor (L_f y R_f), y el voltaje en el condensador v_f . El segundo LVK es hacia el lado de la red, el cual incluye el voltaje de la red v_g , la caída de tensión sobre la inductancia y la resistencia de red (L_g y R_g), y nuevamente el voltaje v_f . La última ecuación se obtiene a partir de un LCK en el nodo superior del capacitor, el cual incluye las corrientes de entrada i_f y salida i_g , además la corriente que circula por el capacitor, la cual puede ser descrita mediante el voltaje v_f . En (2.5) se presentan las 3 ecuaciones obtenidas a partir del análisis.

Luego con estas ecuaciones es posible obtener el modelo monofásico en variables de estados en tiempo continuo del filtro LCL. A diferencia del modelo del filtro L, en este modelo existen 3 variables de estados, siendo estas la corriente de entrada al filtro i_f , el voltaje en el capacitor v_f y la corriente de entrada a la red i_g , tal como se muestra en (2.6).

Desde el punto de vista del modelo del filtro LCL, se puede tomar el voltaje de salida del convertidor v_o como una actuación, mientras que el voltaje de la red v_g se puede tomar como una perturbación, pudiendo resumir el modelo continuo con vectores de estados tal como se muestra en (2.7).

$$\begin{aligned}
 \frac{di_f}{dt} &= \frac{v_o}{L_f} - \frac{R_f}{L_f} i_f - \frac{v_f}{L_f} \\
 \frac{di_g}{dt} &= \frac{v_f}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} i_g - \frac{v_g}{L_g} \\
 \frac{dv_f}{dt} &= \frac{i_f}{C_f} - \frac{i_g}{C_f}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

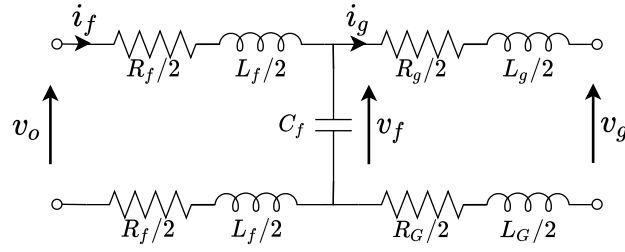


Figura 2.5: Configuración monofásica del filtro LCL

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_f}{dt} \\ \frac{di_g}{dt} \\ \frac{dv_f}{dt} \end{bmatrix}}_{\dot{x}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & 0 & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & -\frac{R_g}{L_g} & \frac{1}{L_g} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}}_{A_c} \underbrace{\begin{bmatrix} i_f \\ i_g \\ v_f \end{bmatrix}}_{x(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_c} \underbrace{\left(v_o \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right)}_{u(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_g} \\ 0 \end{bmatrix}}_{E_c} \underbrace{v_g}_{p(t)} \quad (2.6)$$

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + B_c u(t) + E_c p(t) \quad (2.7)$$

Se destacan las matrices A_c , B_c y E_d que posteriormente se discretizarán para ser incorporadas al modelo de control propuesto en el siguiente capítulo.

2.2.3. Resonancia filtro LCL

Dentro de la modelación se debe considerar las frecuencias de resonancias intrínsecas que posee un filtro LCL, provocadas por estar compuesto por varios elementos dinámicos que interactúan entre sí. Estas frecuencias son perjudiciales, ya que cualquier armónico que se encuentre cerca de tales frecuencias resonantes sería eventualmente amplificado, por ello, es muy importante conocer la ubicación de estas frecuencias.

A partir del modelo obtenido en (2.6) es posible obtener las frecuencias de resonancia en función de los parámetros del filtro LCL (L_f, L_g y C_f) [25].

La primera frecuencia de resonancia es f_{r1} y está relacionada con la impedancia en paralelo de L_f , L_g y C_f . La segunda frecuencia es f_{r2} y está relacionada con la impedancia en paralelo de C_f y L_g . Las expresiones para ambas frecuencias se describen en (2.8).

$$\begin{aligned} f_{r1} &= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_f \frac{L_f L_g}{L_f + L_g}}} \\ f_{r2} &= \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_f L_g}} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Si bien se distinguen 2 frecuencias de resonancia, se define la frecuencia de resonancia del sistema como $f_r = f_{r1}$. Esto porque f_{r2} depende fuertemente de L_g que depende de la

red, mientras que f_{r1} depende de L_f y C_f que es filtro propiamente tal.

Existen distintos métodos para combatir el efecto de la resonancia entre los elementos dinámicos de un filtro LCL. Dentro de estos, la técnica Passive Damping es la más utilizada para mantener la estabilidad de los sistemas conectados a red que incorporan un filtro LCL [26]. Esta técnica consiste en incorporar un elemento físico resistivo R_d en serie al capacitor C_f , teniendo como objetivo transformar la respuesta natural del sistema y evitar inestabilidades que dan paso al efecto de resonancia.

En la Fig. 2.6 se puede apreciar la resistencia de damping R_d que se incluye al sistema de filtrado.

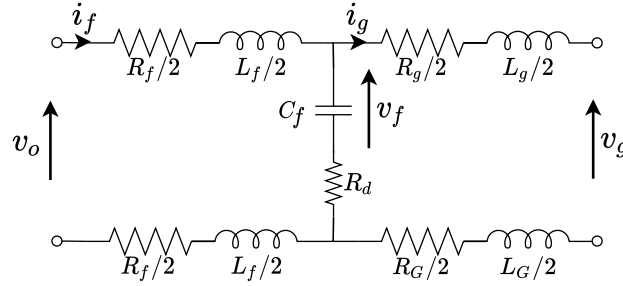


Figura 2.6: Configuración monofásica del filtro LCL con resistencia de damping

A partir del sistema descrito se obtiene la función de transferencia $H_{v_o i_f}(s)$ entre el voltaje de salida del convertidor (v_o) y la corriente de entrada al filtro (i_f), tal como se muestra a continuación:

$$H_{v_o i_f}(s) = \frac{i_f}{v_o} = \frac{1}{Ls} \frac{s^2 + 2\zeta' z_{LC}s + z_{LC}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_r s + \omega_r^2} \quad (2.9)$$

donde $z_{LC}^2 = (L_g C_f)^{-1}$, $\omega_r^2 = (2\pi f_r)^2 = (1 + L_g/L_f)z_{LC}^2$ es la frecuencia de resonancia y ζ es el factor de damping del filtro LCL, el cual se puede definir por:

$$\zeta = \frac{C_f \omega_r R_d}{2} \quad (2.10)$$

Debido a que depende de la resistencia de damping, es posible diseñar esta resistencia bajo un valor deseado de ζ . Se ha estudiado que el uso de valores de ζ mayores a $\sqrt{1/2}$ mitiga por completo las posibles resonancias dentro del filtro LCL [27], por lo tanto, el diseño se basará en este hecho.

Con la incorporación de esta resistencia se asegura la estabilidad del sistema mitigando las posibles resonancias internas, pero al hacerlo se genera la desventaja de desperdiciar energía a través de este elemento pasivo, por lo que también es importante tener en cuenta no introducir una resistencia tan grande que intervenga sobre el control.

Existen técnicas modernas de mitigación que superan estas desventajas, las cuales incorporan elementos virtuales al modelo del filtro LCL. Una de las técnicas más simple que

utiliza este método es el Virtual Damping, en la cual se incorpora un elemento resistivo virtual al modelo matemático del circuito, operando del mismo modo que el Passive Damping. Se menciona esta técnica con el fin de continuar el estudio de esta memoria y adherir este tipo de técnica como solución a la mitigación de la resonancia intrínseca del filtro LCL.

2.2.4. Diseño de Parámetros

Uno de los puntos importantes dentro de la modelación es el diseño de los valores que se utilizarán para las componentes que conforman el filtro LCL. Existen diversos estudios enfocados en el diseño de filtros en sistemas con convertidores conectados a red, donde uno de los principales parámetros es el sistema y su operación en el cual será implementado el filtro, ya que no es lo mismo introducir un filtro en un sistema que incluye plantas solares a un sistema que incluye plantas eólicas.

Para simplificar la búsqueda de los valores de las componentes que tendrá el filtro LCL, se tomarán los valores idénticos del artículo [9], donde se muestra el uso de un filtro LCL como interfaz entre un convertidor NPC trifásico y la red. La elección de estos valores se basa en la similitud de los niveles de voltaje y corriente que conlleva una fase del sistema trabajado en el artículo y los niveles de potencia que se desean alcanzar en este trabajo.

Finalmente los valores de las componentes del filtro LCL utilizado en esta memoria se presentan a continuación:

$$\begin{aligned} L_f &= 2,4 \text{ mH} \\ L_g &= 1,2 \text{ mH} \\ C_f &= 6,0 \text{ } \mu\text{F} \end{aligned} \tag{2.11}$$

En base a estos valores es posible diseñar la resistencia de damping, la cual tendrá el siguiente valor:

$$R_d = \frac{2\zeta}{C_f\omega_r} \tag{2.12}$$

Como se mencionó, para el cálculo de la resistencia de damping R_d es necesario designar un valor de ζ . En es caso, se utilizará un valor de $\zeta = 0,7070$, con el cual se obtiene una resistencia de damping $R_d = 16,327 \text{ } \Omega$.

Se debe considerar que la resistencia de damping afecta directamente el valor final del THD que tendrá la corriente de salida del convertidor, donde al aumentar este valor la convergencia a un valor fijo de THD será más rápido, mientras que a menor valor la convergencia es lenta y en algunos casos no se logra alcanzar, lo cual se relaciona directamente con el damping ζ escogido.

2.3. Resumen del Capítulo

En el presente capítulo se describió la topología del convertidor CCHB, mencionando sus componentes y la cantidad de niveles que es capaz de generar en el voltaje AC.

Se obtuvo la expresión matemática del voltaje de salida del convertidor v_o en función de los semiconductores y los posibles estados de conmutación.

Luego se obtuvo el modelo del sistema completo incorporando el filtro LCL y la red. Se aprecia que el modelo es mucho más complejo al utilizar un filtro de tercer orden y para simplificar la comprensión del modelo este se denota en forma matricial, agrupando la expresión en variables de estados, actuaciones y perturbaciones. Esta forma de expresar el modelo ayudará más adelante para simplificar la discretización del mismo.

Se debió incluir al modelo una resistencia de damping R_d para combatir el efecto de resonancia interna del filtro LCL, calculando primero la ubicación de esta frecuencia f_r , para luego encontrar una resistencia adecuada en función de un damping de diseño ζ .

Finalmente se presentó el valor de las componentes del filtro LCL (L_f , L_g y C_f), las cuales se obtuvieron a partir de los valores mencionados en el trabajo [9].

ESQUEMA DE CONTROL

Una vez se ha descrito la topología del convertidor CCHB y obtenido el modelo matemático, es posible aplicar este modelo para controlar el sistema utilizando el esquema de control predictivo.

Para comprender de la mejor forma posible el esquema de control y su forma de operar, se definirá el control predictivo describiendo su funcionamiento, diseño e implementación. Luego se aplicará el esquema de control al sistema estudiado utilizando el modelo en variables de estados, obtenido en el capítulo anterior. Se identificará la forma de generar las referencias de corrientes y de voltaje del filtro LCL, utilizando para ello referencias de potencias activa y reactiva, y el modelo del sistema. Se estudiará una de las partes más importantes del control de convertidores conectados a red, siendo esta la etapa de sincronismo. Es una de las más importantes, ya que es la etapa encargada de leer la red y dibujar el marco de referencia en el cual se orientará todo el control. Se trabajará la forma de fijar la frecuencia de conmutación, siendo este uno de los principales problemas del esquema de control predictivo, provocando ensuciar la energía inyectada a la red. Finalmente se comentará la forma de obtener los factores de peso aplicados a los distintos objetivos de control.

3.1. Control Predictivo

Gracias al avance tecnológico en los microprocesadores fue posible incorporar nuevas técnicas o esquemas de control que requieren mayor cantidad de cálculos y mayor velocidad de respuesta. Si bien las técnicas de control clásicas poseen madurez en la literatura e industria, la técnica de control predictivo es apropiado y conveniente para ser aplicado a convertidores de potencia.

El control predictivo presenta grandes ventajas como esquema, ya que su concepto es fácil de comprender, tiene una dinámica rápida, es fácil adicionar nuevas restricciones y no linealidades al modelo, además, es capaz de controlar múltiples objetivos a la vez.

Las técnicas clásicas se basan en esquemas de control que utilizan lazos cerrados con controladores lineales PI, viéndose limitados estos esquemas por una correcta sintonización

de los controladores. Además requieren de una etapa de modulación para generar la señales de disparo, lo cual ralentiza la dinámica del esquema.

Existen diferentes esquemas de control predictivo, los cuales se resumen en la Tabla 3.1.

Los diferentes esquemas de control predictivos se asemejan en el uso del modelo discreto del sistema para predecir su operación futura, y a partir de este decidir cual es la mejor actuación en función de un criterio de optimización. Es este criterio de optimización quien diferencia a los distintos esquemas. Uno de los más flexibles es el Model Predictive Control (MPC) que utiliza como criterio una función de costo que se debe minimizar [14].

Existen dos diferentes tipos de control MPC, se encuentra el CCS-MPC y FCS-MPC, donde este último no requiere de una etapa de modulación.

Control Predictivo			
Esquema	Modulación	Frecuencia de Conmutación	Otras Características
Deatbeat Control	Sí	Fija	No incluye restricciones
Basado en Histéresis	No	Variable	Concepto simple
Basado en Trayectoria	No	Variable	No requiere estructura en cascada
MPC-CCS	Sí	Fija	Se puede incluir restricciones
MPC-FCS	No	Variable	Se puede incluir restricciones y es de baja complejidad

Tabla 3.1: Resumen de características para tipos de estrategias de control predictivo [14]

3.1.1. FCS-MPC

El FCS-MPC es especial para aplicar al control de convertidores ya que aprovecha la operación ON-OFF de los semiconductores de potencia y los estados de conmutación del convertidor. Ya que el conjunto de estados de conmutación es finito, disminuye las alternativas a evaluar en la etapa de optimización y simplifica los tiempos de cálculo.

3.1.1.1. Diseño e implementación

El diseño de la estrategia de control para el FCS-MPC se puede resumir en 3 etapas imperiales [28]:

- Identificar todos los estados de conmutación del convertidor y obtener el modelo del sistema que se desea controlar en variables de estados.
- Discretizar el modelo obtenido anteriormente.

- Definir una función de costo que contenga todos los objetivos de control deseados.

Una vez descritos los requisitos necesarios para aplicar esta estrategia de control, se procede a enumerar los pasos que debe cumplir el algoritmo FCS-MPC para su implementación.

- 1 Medir las señales necesarias para el cálculo de las predicciones y posterior cálculo de las señales de referencia.
- 2 Aplicar el nuevo estado óptimo de conmutación
- 3 Predicción y extrapolación de las señales a controlar para el instante de tiempo $(k+1)$.
- 4 Cálculo del voltaje de salida y de la segunda predicción $(k+2)$ de las señales a controlar para cada uno de los estados de conmutación.
- 5 Evaluación de la función objetivo.
- 6 Selección del estado más óptimo para ser aplicado en el siguiente instante.

De los pasos recién descritos, se puede apreciar que el segundo corresponde a la aplicación del estado más óptimo, es decir, la aplicación de las señales de disparo que dan lugar al estado de conmutación más óptimo. En un esquema de control clásico, la aplicación de las señales de disparo tienen lugar al final del algoritmo, pero en este caso el FCS-MPC los aplica casi al inicio, después de medir las variables. Esto debido a que el paso 4 requiere la mayor cantidad de cálculos dentro del esquema, por lo tanto, si el tiempo que demora en realizar los cálculos es comparable con el tiempo de muestreo, que corresponde al tiempo cada cuanto se ejecuta el algoritmo, es posible que exista un retraso entre la medición de las variable y la aplicación del nuevo estado de conmutación. Para corregir y evitar este posible suceso, se recurre al algoritmo descrito, ubicando en segundo lugar la aplicación del estado más óptimo, este método es conocido en la literatura como “Delay compensation” [28].

Existen diferencias respecto a otros algoritmos, mas simples o más complejos, dependiendo de la aplicación y los objetivos de control que se tengan en cuenta. En [10] se muestra un algoritmo más sencillo que utiliza un horizonte de predicción simple hasta $(k+1)$, presentado en la Fig. 3.1. En la Fig. 3.2 se puede apreciar el esquema general del FCS-MPC aplicado a un convertidor conectado a red con horizonte de predicción $(k+2)$ [11].

3.1.1.2. Función Objetivo

En esta memoria el método utilizado para la optimización multi-objetivo está basado en la estrategia denominada “Aggregate Objective Function” (AOF) [15]. El método AOF es probablemente el más usado en optimizaciones multi-objetivo, el cual consiste en asignar pesos no negativo ($\lambda_i > 0$) a cada función objetivo i , de esta manera la función objetivo puede expresarse en su forma general como:

$$G(\mathbf{u}_j) = \sum_{i=1}^m \lambda_i g_i(\mathbf{u}_j) = \Lambda^T \Gamma(\mathbf{u}_j) \quad (3.1)$$

Donde $\Lambda = [\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_m]^T$ es el vector que contiene cada peso asociado a su respectiva función de costo y $\Gamma(\mathbf{u}_j) = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_m]^T$ es el vector que reúne todas las funciones de

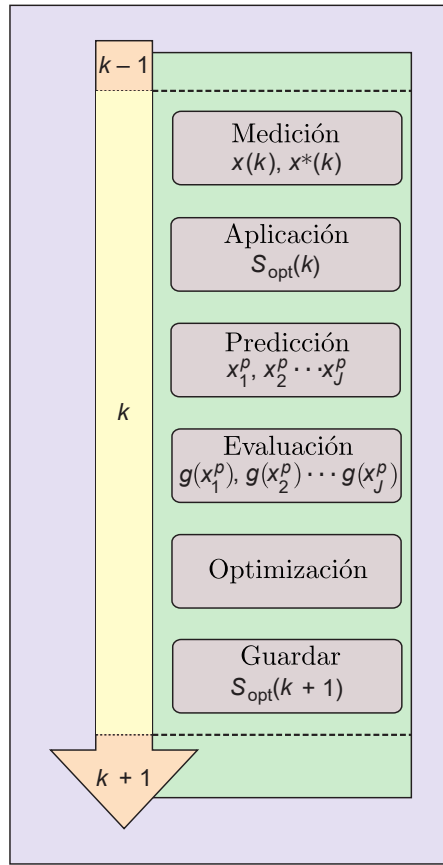


Figura 3.1: Algoritmo FCS-MPC simple con horizonte de predicción $k+1$ [10]

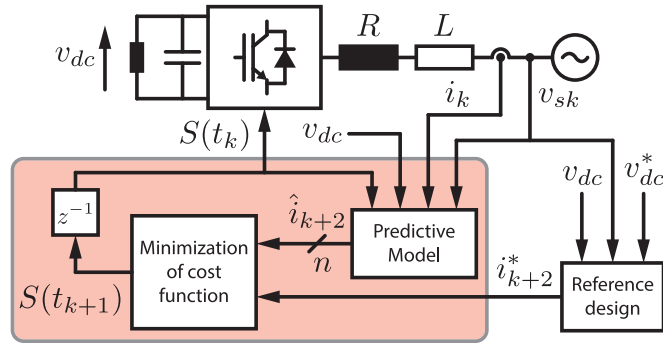


Figura 3.2: Esquema de control FCS-MPC aplicado a un convertidor conectado a red [11]

costo de las variables a controlar. En la Tabla (3.2) se muestran distintas funciones de costo, donde se aprecia que el formato de estas es bastante similar y lo que varía son las variables involucradas que depende principalmente de la aplicación del convertidor de potencia y los objetivos de control deseados.

En general, en el control de convertidores, una función de costo de una variable X cualquiera, suele describirse como el error cuadrático entre su referencia y la misma variable, tal como se muestra en la ecuación (3.2).

$$g_i = (X_{i(k+2)}^* - X_{i(k+2)}^p)^2 \quad (3.2)$$

Esta función de costo debe aplicarse para cada objetivo de control i , y se debe calcularse para todos los estados conmutación, de modo de ir comparando los valores obtenidos e ir guardando el valor más óptimo, es decir, se busca un mínimo.

Este valor mínimo puede describirse como:

$$\mathbf{u}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{u}_j \in U} G(\mathbf{u}_j) \quad (3.3)$$

Una vez se obtiene el valor mínimo, es posible detectar y guardar el estado de conmutación i que lo generó, el cual será aplicado en el siguiente ciclo del algoritmo.

Es importante destacar que en un esquema AOF, las funciones de costo deben ser normalizadas antes de ser evaluadas, ya que generalmente las variables a controlar operan a distintas magnitudes, como por ejemplo: corrientes, voltajes, flujos, potencias, entre otras.

Comúnmente el vector Λ , que contiene los factores de peso, se escoge con $\|\Lambda\| = 1$, donde el valor otorgado para cada peso se justifica con el nivel de importancia que posee la variable dentro del esquema de control.

3.2. Control Predictivo del Convertidor CCHB

Ya en conocimiento de las etapas principales y el algoritmo específico que debe cumplir el control FCS-MPC, se procede a aplicar este esquema de control al sistema estudiado.

3.2.1. Control Multivariable

Se debe recordar que los objetivos de control son las corrientes i_g , i_f y el voltaje v_f en el capacitor del filtro LCL. Controlando estas tres variables es posible asegurar la inyección de corriente sinusoidal a la red, con mínima distorsión armónica.

En el capítulo anterior se obtuvo un modelo matemático en variables de estados en tiempo continuo (2.7), donde las variables corresponden justamente a los objetivos de control. Para aplicar el FCS-MPC, es necesario discretizar el modelo, usando para ello el método de discretización directa Zero Orden Hold (ZOH) [29]. Si bien existen métodos de aproximación que requieren menor cantidad de cálculos como lo es Euler o Tustin, se utilizará este método ya que es la forma más directa y sencilla de implementar.

Aplicando las transformaciones descritas en (3.4) es posible reescribir el modelo en tiempo discreto. Se aprecia que estas transformaciones requieren de las matrices descritas en (2.6) y un tiempo de muestreo T_s . Destacar que en este método se asume que durante el tiempo de muestreo todas las variables toman un valor y no dependen del tiempo, es más, en el modelo presentado ninguna matriz posee un elemento que dependa del tiempo.

$$\begin{aligned}
A_d &= e^{T_s \cdot A_c} \\
B_d &= A_c^{-1}(e^{T_s \cdot A_c} - I)B_c \\
E_d &= A_c^{-1}(e^{T_s \cdot A_c} - I)E_c
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Con las nuevas matrices A_d , B_d y E_d se obtiene un modelo recursivo que permite predecir las variables a controlar con un horizonte de predicción igual a $(k + 1)$, tal como se muestra en (3.5).

$$\begin{bmatrix} i_{f(k+1)} \\ i_{g(k+1)} \\ v_{f(k+1)} \end{bmatrix} = A_d \cdot \begin{bmatrix} i_{f(k)} \\ i_{g(k)} \\ v_{f(k)} \end{bmatrix} + B_d \cdot \left(v_{o(k)} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) + E_d \cdot v_{g(k)} \tag{3.5}$$

Se aprecia que la estructura de este modelo respecto al modelo en tiempo continuo (2.6) es similar, donde el voltaje de la red v_{gk} nuevamente se incluye como una perturbación, y al igual que en (2.7) es posible resumir el modelo en un modelo vectorizado, tal como se muestra en (3.6).

$$x(k + 1) = A_d x(k) + B_d u(k) + E_d p(k) \tag{3.6}$$

Ya que se desea aplicar el FCS-MPC con horizonte de predicción igual a $(k + 2)$, se deberá aplicar dos veces el modelo obtenido, teniendo en cuenta que al momento de utilizar el

Variable control	Función de Costo	Nomenclatura y descripción	
Corriente	$g_i = i_\alpha^* - i_\alpha^p + i_\beta^* - i_\beta^p $	$i_{\alpha,\beta}^*$	: referencia de corriente
Voltaje	$g_v = v_\alpha^* - v_\alpha^p + v_\beta^* - v_\beta^p $	$v_{\alpha,\beta}^*$	: referencia de voltaje
		$v_{\alpha,\beta}^p$	: predicción de voltaje
Torque	$g_T = T_e^* - T_e^p $	T_e^*	: referencia de torque
Flujo de estator	$g_\Psi = \Psi_s ^* - \Psi_s ^p$	$ \Psi_s ^*$	: referencia flujo de estator
		$ \Psi_s ^p$	: predicción flujo de estator
Potencia	$g_P = P^* - P^p $	P^*	: referencia de potencia activa
activa	$P^p = v_{s\alpha} i_{s\alpha} + v_{s\beta} i_{s\beta}$	P^p	: predicción de potencia activa
Potencia	$g_Q = Q^* - Q^p $	Q^*	: referencia potencia reactiva
reactiva	$Q^p = v_{s\beta} i_{s\alpha} - v_{s\alpha} i_{s\beta}$	Q^p	: predicción potencia reactiva
Frecuencia conmutación	$g_n = n_c = \sum_i^{a,b,c} v(S_i) - v^p(S_i) $	n_c	: número de conmutaciones a alcanzar en el próximo muestreo

Tabla 3.2: Posibles objetivos de control del esquema FCS-MPC [15]

modelo para calcular la predicción al tiempo $(k+2)$, las señales del lado derecho del modelo deben estar en un tiempo $(k+1)$, lo que implica que es necesario extrapolar las señales del voltaje del convertidor $v_{o(k+1)}$ y el voltaje de la red $v_{g(k+1)}$.

En particular, como la aplicación de esta segunda predicción se encuentra dentro del algoritmo de optimización, no es necesario obtener la extrapolación del voltaje del convertidor $v_{o(k+1)}$, ya que se estarán evaluando todos los estados de conmutación posibles, pero sí será necesario calcular la extrapolación del voltaje de red $v_{g(k+1)}$.

La extrapolación de una variable al tiempo $(k+1)$ se puede obtener a partir de la fórmula de interpolación de Lagrange, teniendo en cuenta que el período de muestreo T_s es constante [30].

En la ecuación (3.7) se puede apreciar la extrapolación de orden n de una variable X cualquiera al tiempo $(k+1)$.

$$X_{(k+1)} = \sum_{l=0}^n (-1)^{n-l} \binom{n+1}{l} X_{(k+l-n)} \quad (3.7)$$

Para simplificar el cálculo se utilizará la predicción de segundo orden, es decir, $n = 2$. Con ello se obtiene la predicción cuadrática descrita en (3.8).

$$X_{(k+1)}^* = 3X_{(k)}^* - 3X_{(k-1)}^* + X_{(k-2)}^* \quad (3.8)$$

Se puede apreciar que utilizando el método de Lagrange, la extrapolación de una señal X al tiempo de muestreo $(k+1)$ requiere el valor de la misma señal a los tiempos (k) , $(k-1)$ y $(k-2)$, por lo tanto, para aplicar este método al algoritmo de control, se requiere que el algoritmo vaya almacenando los valores de las señales para su posterior extrapolación.

3.2.2. Sincronismo y Referencias

Resumiendo hasta el momento las variables involucradas en el control, se tienen: los objetivos de control (i_g, i_f, v_f) , el voltaje del convertidor (v_o) y el voltaje de la red (v_g) . A estas señales se deben adherir las señales de referencia (i_g^*, i_f^*, v_f^*) , necesarias para aplicar en la función de costo.

Las variables a controlar y el voltaje de la red en el tiempo de muestreo (k) se obtendrán directamente como medición del circuito a simular, el voltaje del convertidor se obtendrá a partir de la ecuación (2.3), mientras que las señales de referencia se calcularán a partir del sincronismo, las potencias de referencia y el modelo (2.6) obtenido en el capítulo anterior.

3.2.2.1. Sincronismo

Se debe tener en cuenta que se desea inyectar corriente a la red, por lo tanto, es la red quien impone el voltaje. El control aplicado debe ser capaz de seguir este voltaje, siendo imperativo incorporar una etapa de sincronismo al esquema de control.

Además de seguir a la red, es necesario que esta etapa presente robustez ante problemas que ocurran en ella y sea capaz de mitigarlos manteniendo el sincronismo. Los típicos problemas pueden ser elevación o baja de voltaje, variaciones de frecuencia, armónicos y off-set DC en el voltaje de red.

Existen diferentes métodos de sincronismo, entre ellos se encuentran los basados en la detección de Cruce por Cero, filtros de Kalman, transformaciones digitales de Fourier, algoritmos de estimación con Ponderación Recursiva, Redes Neuronales artificiales, métodos basados en filtros Notch Adaptativos y algoritmos basados en PLL (phase-locked loop) [12].

De todas las técnicas, las basadas en PLL han tomado mayor relevancia y atención debido principalmente a su simplicidad, robustez y efectividad.

Una PLL es un sistema de control de lazos cerrado retroalimentado capaz de sincronizar una señal de salida, en frecuencia y fase, con una señal de entrada. Se pueden diferenciar 3 bloques funcionales dentro del esquema general de una PLL: detector de fase (PD), filtro (LF) y oscilador controlado por voltaje (VCO), tal como se muestra en la Fig. 3.3.

Existen diversos esquemas PLLs, donde la principal diferencia entre ellos radica en el bloque PD.

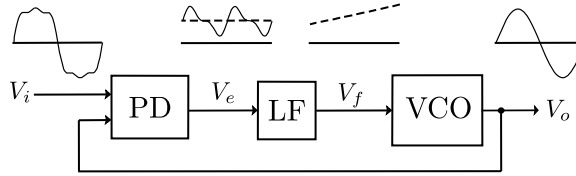


Figura 3.3: Esquema básico de una PLL monofásica [12]

En particular, para sistemas monofásicos, la implementación de PLLs es un poco más complicado, debido a que no existen señales independientes con las cuales el bloque PD detecta la fase de la red. Aún así, se han propuesto técnicas para crear una señal ortogonal a partir de la señal monofásica de entrada.

Una solución práctica y simple para generar la señal ortogonal es utilizar la técnica “Second-Order Generalized Integrator PLL” (SOGI-PLL). Las principales ventajas de este método es la capacidad de trabajar bajo variaciones de frecuencia, presenta alta capacidad de filtrado y requiere bajo niveles de computación, haciendo que sea una excelente solución para distorsiones armónicas y condiciones de frecuencia variable en la red.

En la Fig. 3.4a se puede apreciar la estructura general de una SOGI-PLL [12], donde v_g es el voltaje de la red, $\hat{\omega}$ y $\hat{\theta}$ son la estimación de la frecuencia y fase, respectivamente, y ω es la frecuencia nominal o de referencia, que en este caso vendrían siendo los 50hz de la red. Se aprecia que la etapa de detección de fase está compuesta por un bloque SOGI y un bloque de transformación de coordenadas ($\alpha\beta \rightarrow dq$).

La implementación del bloque SOGI se muestra en la Fig. 3.4b [12]. Con este bloque es posible obtener las funciones de transferencia entre el voltaje de entrada v_g y los voltajes de

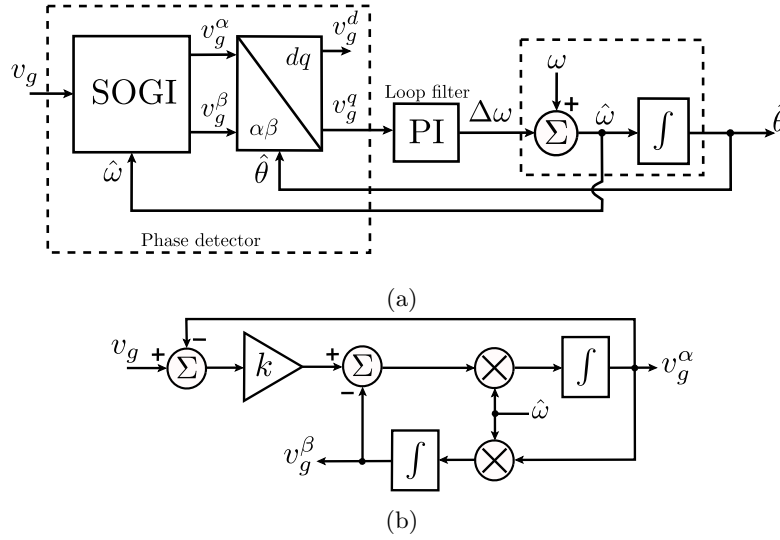


Figura 3.4: SOGI-PLL [12]: a) Estructura básica. b) Bloque SOGI.

salida v_g^α y v_g^β , tal como se muestra en (3.9). Notar que se requiere de la frecuencia estimada de la red $\hat{\omega}$ para construir las funciones de transferencias.

$$\begin{aligned} G_\alpha(s) &= \frac{v_g^\alpha(s)}{v_g(s)} = \frac{k\hat{\omega}s}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} \\ G_\beta(s) &= \frac{v_g^\beta(s)}{v_g(s)} = \frac{k\hat{\omega}^2}{s^2 + k\hat{\omega}s + \hat{\omega}^2} \end{aligned} \quad (3.9)$$

El factor k que se describe en (3.9) se denomina el factor de damping y es quien determinará los anchos de bandas de las funciones de transferencia. Su valor óptimo es aproximadamente $\pi/2$ para cuando se usa el método SOGI-PLL, el cual es obtenido al comparar el tiempo de asentamiento de las funciones de transferencia para distintos valores de k [31].

Una vez se tiene los voltajes en $\alpha\beta$, se procede a construir los voltajes en cuadratura dq , para a partir de ellos obtener la estimación de la frecuencia $\hat{\omega}$ y el ángulo de fase $\hat{\theta}$.

Para generar los voltajes en cuadratura se utiliza la matriz de transformación de Park T descrita en (3.10). Aplicando esta transformación, los voltajes v_g^d y v_g^q quedan descritos como se muestra en (3.11).

$$T = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} v_g^d \\ v_g^q \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} v_g^\alpha \cos \hat{\theta} + v_g^\beta \sin \hat{\theta} \\ -v_g^\alpha \sin \hat{\theta} + v_g^\beta \cos \hat{\theta} \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

En el esquema de la Fig. 3.4a se muestra que el voltaje v_g^q es el que se desea controlar y

fijar a cero, con el fin de trabajar solo con la componente directa. Este voltaje pasa por un controlador PI que tiene como salida la diferencia de frecuencias $\Delta\hat{\omega}$, la cual se puede definir como $\hat{\omega} - \omega$. Luego es posible sumar la frecuencia de referencia ω para obtener directamente la frecuencia estimada $\hat{\omega}$. Finalmente es posible obtener la estimación del ángulo de la red $\hat{\theta}$ integrando la frecuencia estimada $\hat{\omega}$.

Para construir el PI es necesario obtener una función de transferencia que relacione el voltaje v_g^q con la diferencia de frecuencias $\Delta\hat{\omega}$. Esta planta es posible obtenerla considerando que los voltajes v_g^α y v_g^β pueden ser descritos como:

$$\begin{bmatrix} v_g^\alpha \\ v_g^\beta \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} V_g \cos \theta \\ V_g \sin \theta \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

donde V_g y θ son la amplitud y ángulo del voltaje medido de la red, respectivamente. Al reemplazar (3.12) en (3.11), se tiene:

$$\begin{aligned} v_g^q &= V_g(\sin \theta \cos \hat{\theta} - \cos \theta \sin \hat{\theta}) \\ v_g^q &= V_g \sin(\theta - \hat{\theta}) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Si se considera que las variaciones entre el ángulo medido y el estimado son pequeñas es posible aproximar el término $\sin(\theta - \hat{\theta})$ por solo su argumento $(\theta - \hat{\theta})$. Luego considerando que $\Delta\hat{\theta} = \hat{\theta} - \theta$, se puede reescribir el voltaje v_g^q como:

$$v_g^q = -V_g(\hat{\theta} - \theta) = -V_g\Delta\hat{\theta} \quad (3.14)$$

Como se comentó es posible relacionar la frecuencia y el ángulo de fase mediante la integral, de la forma $\hat{\theta} = \int \hat{\omega} dt$. Con este cambio y considerando el plano de Laplace, es posible construir la función de transferencia que relaciona el voltaje v_g^q y la diferencia de frecuencias $\Delta\hat{\omega}$, tal como se muestra en (3.15).

$$\frac{v_g^q}{\Delta\hat{\omega}} = -\frac{1}{\frac{1}{V_g}s} \quad (3.15)$$

Con esta planta se diseña un controlador PI discreto considerando un tiempo de muestreo y ciertos requisitos de ancho de banda y damping.

A partir de la función de transferencia es posible despejar $\Delta\hat{\omega}$, luego se suma la frecuencia de operación a este término, para obtener directamente la frecuencia estimada $\hat{\omega}$.

Apreciar que en este esquema SOGI-PLL, el lazo requiere de un primer loop para entregar las señales estimadas realimentadas de frecuencia y ángulo, y luego obtener los voltajes $\alpha\beta$ y en cuadratura dq .

3.2.2.2. Generación de referencias

Luego de explicar el funcionamiento del esquema de sincronismo y explicar cómo en este se construyen los voltajes en cuadratura v_g^{dq} , se procede a utilizarlos para generar las referencias.

En primera instancia se construye la referencia de la corriente de entrada a la red i_g^* . Para generarla se debe tener en cuenta el “teorema de potencia instantánea de Akagi”, mostrado en (3.16). Este cálculo de potencia activa y reactiva está referido a un sistema trifásico, pero como el objetivo de esta memoria es trabajar con un sistema monofásico conectado a red, es necesario multiplicar por 1/3 para aplicar el teorema a una sola fase, tal como se muestra en (3.17).

$$\begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_g^\alpha & -v_g^\beta \\ v_g^\beta & v_g^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g^\alpha \\ i_g^\beta \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} P_g \\ Q_g \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} v_g^\alpha & -v_g^\beta \\ v_g^\beta & v_g^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g^\alpha \\ i_g^\beta \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Se puede apreciar que es necesario transformar los voltajes obtenidos a partir del sincronismo, los cuales se encuentran en ejes dq , y llevarlos a un marco de referencia rotatorio $\alpha\beta$. Para ello se utiliza la transformación de Park inversa aplicando la matriz transpuesta de T (T^T). En (3.18) se puede ver la transformación como tal.

$$\begin{bmatrix} v_g^\alpha \\ v_g^\beta \end{bmatrix} = T^T \begin{bmatrix} v_g^d \\ v_g^q \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Si bien este teorema utiliza las corrientes en coordenadas $\alpha\beta$ para el cálculo de las potencias, puede ser utilizado de forma inversa para obtener la corriente de referencia de la red i_g^* en coordenadas $\alpha\beta$ en función de las potencias de referencias P_g^* y Q_g^* [32], quedando la siguiente expresión:

$$\begin{bmatrix} i_g^{\alpha(*)} \\ i_g^{\beta(*)} \end{bmatrix} = \frac{2}{(v_g^\alpha)^2 + (v_g^\beta)^2} \begin{bmatrix} v_g^\alpha & v_g^\beta \\ v_g^\beta & -v_g^\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_g^* \\ Q_g^* \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Tomando en cuenta solo la componente de corriente que transmite potencia instantánea, es decir, solo el eje (α), es posible definir finalmente la referencia de corriente de entrada a la red como:

$$i_g^* = \frac{2}{(v_g^\alpha)^2 + (v_g^\beta)^2} (P_g^* v_g^\alpha + Q_g^* v_g^\beta) \quad (3.20)$$

Con la expresión definida en (3.20) es posible obtener la referencia de corriente de la red a partir de los niveles de potencia activa y reactiva que se desean inyectar. Gracias a esto es posible definir un control indirecto de potencia controlando la corriente de inyección.

Luego a partir de esta referencia de corriente inyectada a la red, es posible construir las 2 referencias restantes, correspondiente a la corriente i_f^* del lado del convertidor y el voltaje v_f^* en el condensador del filtro de red.

Para generar estas dos referencias se hace uso del modelo obtenido en la sección 2, en específico, se utilizan las ecuaciones descritas en (2.5).

En primera instancia se debe generar el voltaje de referencia v_f^* , de la forma:

$$v_f^* = v_g + R_g i_g^* + L_g \frac{di_g^*}{dt} \quad (3.21)$$

Luego es posible generar la corriente de referencia i_f^* , de la forma:

$$i_f^* = i_g^* + C \frac{dv_f^*}{dt} \quad (3.22)$$

Las ecuaciones (3.20), (3.21) y (3.22) describen la forma de obtener las referencias de los 3 objetivos de control en tiempo continuo. Ya que la implementación del control FCS-MPC se realiza en tiempo discreto, es necesario transcribirlas como:

$$I_{g(k)} = \frac{2}{(V_{g(k)}^\alpha)^2 + (V_{g(k)}^\beta)^2} (P_{g(k)}^* V_{g(k)}^\alpha + Q_{g(k)}^* V_{g(k)}^\beta) \quad (3.23)$$

$$V_{f(k)} = V_{g(k)} + R_g I_{g(k)} + L_g \mathbf{d} I_{g(k)} \quad (3.24)$$

$$I_{f(k)} = C \mathbf{d} V_{f(k)} + I_{g(k)} \quad (3.25)$$

Donde los términos con $\mathbf{d}$ denotan la derivada del elemento. Para el cálculo de estos elementos se utilizó la definición de derivada en tiempo discreto de Euler. A continuación se expresa el cálculo explícito de dichos elementos:

$$\begin{aligned} dI_{g(k)} &= \frac{I_{g(k)} - I_{g(k-1)}}{T_s} \\ d^2 I_{g(k)} &= \frac{dI_{g(k)} - dI_{g(k-1)}}{T_s} \\ dV_{f(k)} &= R_g dI_{g(k)} + L_g d^2 I_{g(k)} \end{aligned}$$

Se aprecia que es necesario guardar y actualizar el valor de los elementos para ser aplicados en el siguiente tiempo de muestreo, tal como sucede con los términos $I_{g(k)}$ y $dI_{g(k)}$.

En definitiva el cálculo de las referencias utilizadas por el control se pueden resumir en las ecuaciones (3.23), (3.24) y (3.25).

3.2.3. Función de Costo

Luego de calcular las referencias, es posible definir las funciones de costos como se muestra en (3.27), las cuales representan los distintos objetivos de control.

$$\begin{aligned} g_1 &= (i_{f(k+2)}^* - i_{f(k+2)}^p)^2 \\ g_2 &= (i_{g(k+2)}^* - i_{g(k+2)}^p)^2 \\ g_3 &= (v_{f(k+2)}^* - v_{f(k+2)}^p)^2 \end{aligned} \quad (3.26)$$

Como se puede apreciar, además de las variables de control, las señales de referencias ($i_{g(k+2)}^*$, $i_{f(k+2)}^*$ y $v_{f(k+2)}^*$) deben estar estimadas en un instante de tiempo $(k+2)$ para ser evaluadas junto a las predicciones en las funciones de costos.

Si bien es necesario que las señales que se comparan estén en el mismo tiempo de muestreo, las señales de referencia no presentan un gran cambio entre un tiempo de muestreo a

otro, por lo que es posible considerar las señales de referencia en el instante $(k + 1)$ y así poder aplicar la extrapolación de Lagrange definida en 3.8.

En base a lo recién comentado es posible reescribir las funciones de costo como:

$$\begin{aligned} g'_1 &= (i_{f(k+1)}^* - i_{f(k+2)}^p)^2 \\ g'_2 &= (i_{g(k+1)}^* - i_{g(k+2)}^p)^2 \\ g'_3 &= (v_{f(k+1)}^* - v_{f(k+2)}^p)^2 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Se puede apreciar que g'_1 corresponde a la función de costo relacionada con la corriente i_f de entrada al filtro LCL, la función de costo g'_2 se encuentra relacionada con la corriente de entrada al red i_g , y la función de g'_3 se encuentra relacionada con el voltaje v_f del capacitor del filtro LCL.

Como se comentó se hará uso del método AOF, lo cual genera una función de costo condensada en un solo término, donde las distintas funciones de costo se multiplican por un factor de peso único λ_i y luego son sumadas, tal como se puede apreciar en (3.28).

$$G(\mathbf{u}_j) = \lambda_1 g'_1 + \lambda_2 g'_2 + \lambda_3 g'_3 \quad (3.28)$$

3.2.4. Factores de Peso

Como ya se mencionó en el punto anterior el método AOF reúne las distintas funciones de costo en un solo termino. Para distinguir los objetivos de control, se designará un factor de peso λ_i particular, donde i puede tomar el valor de 1, 2 o 3, dependiente a la función de costo a la cual se encuentre asociado (g'_1 , g'_2 o g'_3).

El valor otorgado a cada factor de peso determinará la importancia del objetivo dentro del esquema general de control, pero antes de designar un valor es necesario normalizar las funciones de costo, ya que se tienen dos funciones de corrientes y una de voltaje. El valor por el cual se normaliza es el cuadrado del valor peak de las variables, en particular, el valor peak de corriente es 31[A], y el de voltaje es 311[V].

Comentado lo anterior, la nueva función de costo total normalizada queda de la siguiente forma:

$$G(\mathbf{u}_j) = \lambda_1 \frac{g'_1}{(31)^2} + \lambda_2 \frac{g'_2}{(31)^2} + \lambda_3 \frac{g'_3}{(311)^2} \quad (3.29)$$

Para trabajar la función de costo total de manera más simple se elimina un factor multiplicativo, quedando:

$$G(\mathbf{u}_j) = \lambda_1 g'_1 + \lambda_2 g'_2 + \lambda_3 \frac{g'_3}{(100,65)} \quad (3.30)$$

Una vez normalizada la función de costo, es posible asegurar que los factores de peso se encuentren en un mismo plano de comparación.

En esta memoria se plantea darle prioridad a la función de costo asociada a la corriente de entrada a la red, para ello, se impondrá un factor de peso mayor para esta función teniendo esta variable como objetivo principal de control, mientras que los factores de peso asociados a las funciones de costos de la corriente de salida del convertidor y el voltaje en el capacitor de filtro se mantendrán iguales en un valor base [19].

Para simplificar la búsqueda del valor de prioridad otorgado al factor de peso principal, se utilizará un factor multiplicativo inicialmente igual a 4, destacando que los ajustes de este valor se comentaran en el siguiente capítulo. Con este valor se da a entender que de las posibles actuaciones que pueda otorgar el convertidor, al momento de realizar seguimiento de referencia y mantener un control adecuado, 2/3 de los costos sobre la función de costo total lo impondrá la corriente de entrada a la red.

A continuación se muestra los distintos valores de los factores de peso designados a cada función de costo:

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= 1 \\ \lambda_2 &= 4 \\ \lambda_3 &= 1\end{aligned}\tag{3.31}$$

Reemplazando los valores descritos en (3.31) en la ecuación (3.30), se obtiene la función de costo total explícita:

$$G(\mathbf{u}_j) = 1 * g'_1 + 4 * g'_2 + 1 * \frac{g'_3}{(100,65)}\tag{3.32}$$

3.2.5. Frecuencia de Conmutación

Uno de los principales desafíos al utilizar el esquema de control FCS-MPC es la frecuencia de conmutación que generan los semiconductores del convertidor. Si no se toma ninguna acción de control sobre ella, resulta ser en una frecuencia de conmutación aleatoria (variable), provocando que el espectro de la señal de voltaje de salida del convertidor resulte distribuida en un amplio rango de frecuencias. En este plano el diseño del filtro de entrada a la red resulta ser más complejo, debido a que no existe una región fija en la que se concentren las armónicas. Además, la falta de regulación de la frecuencia de conmutación deja un límite superior de la mitad de la frecuencia de muestreo, provocando pérdidas indeseadas en los semiconductores [33].

Los problemas recién mencionados se provocan producto que este esquema en particular no utiliza una etapa de modulación para generar las señales de disparos. Sin ningún control sobre la frecuencia de conmutación, el FCS-MPC decide el estado óptimo exclusivamente para corregir el error sobre la variable a controlar, lo que lleva a conmutaciones aleatorias.

En busca de una solución, se han propuesto diversas opciones, tales como: penalización simple, sliding window y el uso de filtros notch, entre otras. En esta memoria, para poder fijar la frecuencia de conmutación se aplican múltiples filtros notch directamente en la función de costo [34].

Filtro Notch

Esta estrategia tiene como objetivo acotar el espectro de las variables alrededor de una frecuencia deseada. Esto puede ser logrado modificando la función de costo de la variable bajo control, pasando el error de seguimiento a través de un filtro notch o elimina banda. Aplicando lo mencionado, la función de costo queda definida como:

$$J_i = F_{notch}(G(\mathbf{u}_j), \omega_r)^2 \quad (3.33)$$

donde $G(\mathbf{u}_j)$ es la función definida en (3.28) y representa la función de costo total.

La idea es suprimir la acción del control a la frecuencia f_{sw} para dar libertad al convertidor de conmutar a esa frecuencia, es por ello, que es posible concentrar las armónicas en las bandas laterales, teniendo a f_{sw} como frecuencia central.

El filtro notch descrito como función de transferencia en el dominio de Laplace, posee la siguiente estructura:

$$H(s) = \frac{s^2 + \omega_r^2}{s^2 + \xi\omega_r s + \omega_r^2} \quad (3.34)$$

donde ω_r es la frecuencia alrededor de la cual se concentraran las armónicas y ξ es el inverso del factor de calidad del filtro ($\xi \approx 1$).

En este trabajo se presenta la idea de utilizar una frecuencia de conmutación elevada por sobre la frecuencia de resonancia, de tal forma que la concentración de armónicos se establezca en una banda segura lejana a la banda de resonancia dada por el filtro LCL, por ello, se plantea utilizar una frecuencia de conmutación equivalente o cercana a los 5 kHz.

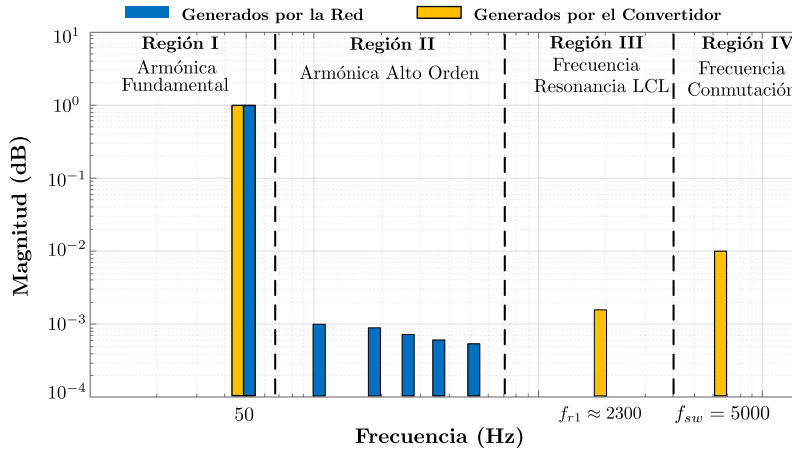


Figura 3.5: Posibles armónicas generadas en un sistema con convertidor conectado a red [13]

Analizando, en el dominio de la frecuencia, los armónicos que contribuyen tanto el voltaje del convertidor como el voltaje de la red, se pueden distinguir 4 regiones, tal como se muestra en la Fig. 3.5, observando que las armónicas sobre la fundamental son menores en

1 o 2 grados de magnitud respecto a esta.

En la primera región se encuentra solo la armónica fundamental, la cual debe ser provista tanto por la red como por el convertidor para asegurar un intercambio apropiado de energía. En la segunda región se alojan todas las armónicas múltiplos de la frecuencia fundamental generadas por el voltaje de la red, donde las más relevantes son la 2°, 5°, 7°, 11° y la 13°. Estas armónicas se hacen presente cuando el voltaje de red en el punto de acople se distorsiona, producto de fallas o por la conexión de cargas no lineales. En la tercera región se encuentran las armónicas generadas por la resonancia del filtro LCL. Finalmente en la cuarta región se aloja la banda de control en donde se fija la frecuencia de conmutación de forma segura.

3.3. Resumen del Capitulo

En el presente capitulo se presentó la definición del esquema de control FCS-MPC y como este se adecuó al sistema presentado en el capitulo anterior.

Se especificaron los requisitos necesarios para poder aplicar el FCS-MPC y los pasos que debe seguir el algoritmo del mismo. Dentro de los requisitos fue necesario discretizar el modelo del sistema y definir una función de costo que agrupe todos los objetivos de control. El método de discretización utilizado fue Zero Orden Hold (ZOH), mientras que el método para definir la función de costo se baso en el método AOF.

Se incorporó una etapa de sincronismo para cumplir con el seguimiento del voltaje de red y de esta forma asegurar una inyección de corriente exitosa. Además, a partir de esta etapa de sincronismo se obtuvo los voltajes en cuadratura dq , los cuales se utilizan para generar las referencias que serán evaluadas en las funciones de costo.

Se presentó la forma de generar las referencias de forma explicita a partir del teorema de potencia de Akagi aplicado a un sistema monofásico, y además, aplicando las distintas ecuaciones que describen el modelo del sistema.

Teniendo las referencias se definió las funciones de costo de manera explicita, mostrando nuevamente el método AOF.

Finalmente se incorporó al algoritmo un filtro elimina banda Notch, con el fin de mitigar el efecto de frecuencia de conmutación variable que provoca de manera innata el esquema de control FCS-MPC. Este filtro se aplica directamente sobre la función objetivo con el fin de dar libertad al convertidor de conmutar a una frecuencia deseada.

En la Fig. 3.6 se puede apreciar el esquema de control aplicado en este trabajo, donde se muestra de manera paralela el sistema completo conectado a red (fuentes DC, convertidor CCHB, filtro LCL y Red) y el esquema de control aplicado.

Con ayuda de la figura es posible apreciar donde se aplican las mediciones y los pasos que conlleva el algoritmo, hasta obtener los pulsos de disparos que activaran los semiconductores del convertidor.

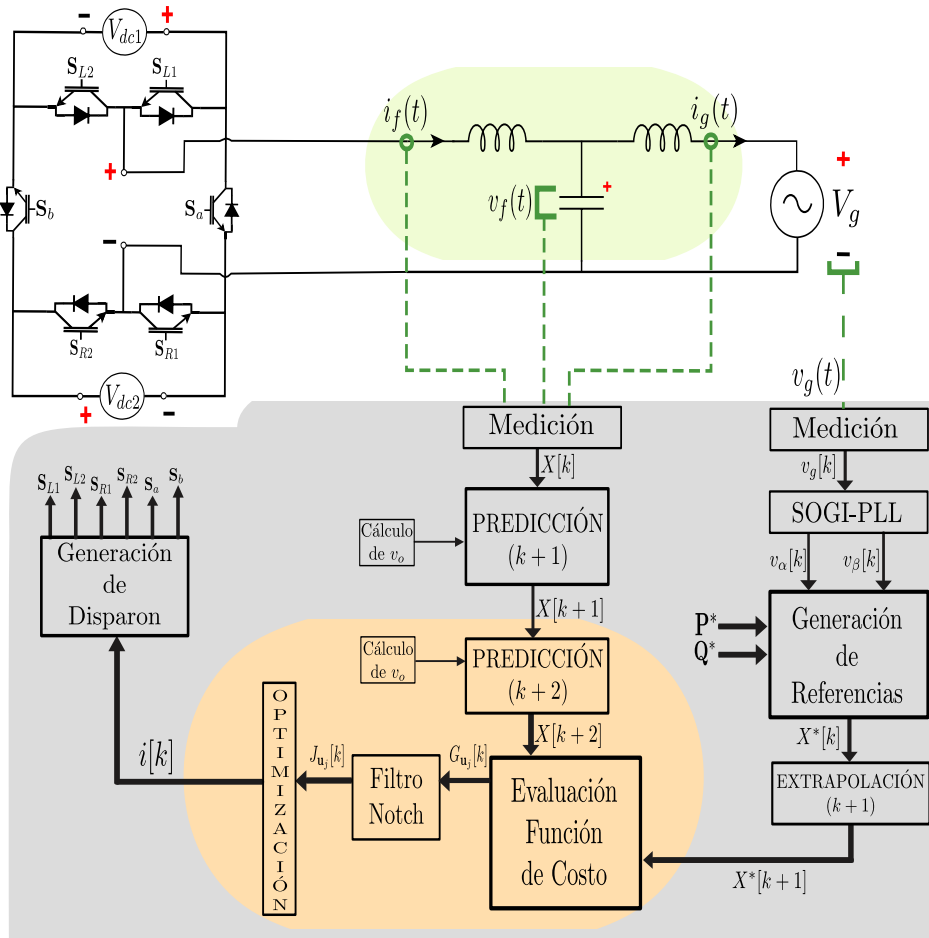


Figura 3.6: Esquema completo del sistema y esquema de control FCS-MPC

SIMULACIONES

Una vez estudiado la topología y el modelo del sistema, además de construir el esquema de control para el mismo, se procede a implementar lo propuesto para así obtener las conclusiones pertinentes acerca de los resultados de su funcionamiento.

En el capítulo anterior se definió el esquema de control completo (Fig. 3.6), el cual tiene como función controlar la inyección de corriente desde el sistema fotovoltaico hacia la red. Para poner a prueba el sistema de control propuesto se realizarán simulaciones computacionales implementadas en el software **PLECS V4.5.3** provisto por **Plexim**.

PLECS nos permite simular el Sistema Fotovoltaico, el Convertidor CCHB, el Filtro de Red (LCL), la red Eléctrica y el Algoritmo de Control en una misma interfaz. Como ya se mencionó, el convertidor de potencia posee dos acoples DC, donde se pueden conectar diferentes fuentes DC, como baterías, sistemas fotovoltaicos, entre otros. Este trabajo se centrará en estudiar los componentes que se encuentran desde el lado del convertidor hacia la red, incluyendo el convertidor, por lo que, para efectos de simulación, se conectarán fuentes DC ideales en los acoples DC del convertidor. El algoritmo completo de control predictivo será programado e implementado en **PLECS** en lenguaje de programación **C** mediante el bloque **C-Script**. Este bloque permite la declaración de entradas y salidas en tiempo discreto, ejecutándose cada cierto periodo de tiempo T_s declarado por el programador, lo cual se encuentra acorde al modelo discreto obtenido en el capítulo 2.

En la Fig. 4.1 se aprecia el esquemático completo implementado en **PLECS**. Se puede distinguir la etapa de conversión que incluye las fuentes DC ideales y el convertidor CCHB, luego se encuentra la etapa de filtrado junto con la red, y finalmente se encuentra la etapa de control compuesta por las mediciones, el algoritmo de control y las acciones sobre el convertidor.

En esta sección se espera demostrar el correcto funcionamiento del sistema completo, incluyendo el control de corriente hacia la red, lo cual se traduce en un correcto control de potencia activa y reactiva. Se espera ver lo eficiente que es el convertidor y como en

Parámetro	Símbolo	Valor	
Parámetros Generales			
Potencia Activa nominal	P	5	[KW]
Tensión de red	v_g	220	[V _{rms}]
Frecuencia de red	f_g	50	[Hz]
Tensión DC nominal	V_{dc}	360	[V]
Corriente DC nominal	I_{dc}	32.14	[A]
Parámetros Fuentes DC			
Tensión Fuente DC 1	v_{dc1}	240	[V]
Tensión Fuente DC 2	v_{dc2}	120	[V]
Parámetros del filtro LCL			
Inductancia de red	L_g	1.2	[mH]
Resistencia de red	R_g	0.5	[Ω]
Inductancia del filtro	L_f	2.4	[mH]
Resistencia del filtro	R_f	0.5	[Ω]
Condensador del filtro	C_f	6	[μF]
Resistencia física de Damping	R_d	16.327	[Ω]
Parámetros del control FCS-MPC			
Frecuencia de conmutación	f_{sw}	5	[KHz]
Periodo de muestreo	T_s	10	[μs]
Factor de peso corriente del filtro	λ_1	1	[—]
Factor de peso corriente de red	λ_2	4	[—]
Factor de peso voltaje del condensador del filtro	λ_3	1	[—]

Tabla 4.1: Parámetros del sistema utilizados para los resultados de la simulación.

Actualmente existen diversos fabricantes de MOSFETs, entre ellos “TOSHIBA” que produce el modelo “TK39Z60X”, el cual tiene un voltaje de bloqueo de 600[V] y permite el paso de hasta 38.8[A], siendo adecuado en comparación a los valores nominales presentados en la tabla de parámetros (4.1).

4.1. Resultados en Estado Estacionario

Como se mencionó, en primera instancia se presentaran los resultados en estado estacionario que validen la correcta implementación del esquema de control predictivo desarrollado en el capítulo anterior. Dentro de estas pruebas se validará el correcto cálculo de los parámetros utilizados, tales como: cálculo de componentes, factores de peso, fijación de frecuencia de conmutación y cálculo de resistencia de damping. Para ello, se apreciará el voltaje de salida de convertidor, se apreciarán los seguimientos de las distintas referencias y se mostrará el espectro del voltaje de salida, para apreciar que sucede con las armónicas referentes a la frecuencias de resonancia y de conmutación.

Cabe destacar que las imágenes de simulación, en su mayoría, serán obtenidas en PLECS y procesadas en **MATLAB** para cumplir con un formato específico.

4.1.1. Voltaje de salida del Convertidor CCHB

En la Fig. 4.2 se aprecia el voltaje en la salida AC del convertidor CCHB. Tal como se explicó en el capítulo 2, donde se desarrolló la topología y modelación de este convertidor, es capaz de alcanzar 7 diferentes niveles, permitiendo generar una señal más cercana a una sinusoidal que los convertidores de 5, 3 y 2 niveles. Se puede apreciar que los distintos niveles corresponden a los descritos en la Tabla 4.1, los cuales son combinaciones entre las 2 fuentes DC. También se puede apreciar que los dv/dt , es decir, los saltos de voltajes entre un nivel y otro corresponde a $120V$, que es justamente el valor de la fuente DC menor. La frecuencia de la señal de voltaje corresponde a $50[Hz]$, lo cual coincide con la frecuencia impuesta en la red.

Se aprecia que los niveles de voltaje se encuentran bien definidos y sin distorsiones, lo cual genera un patrón de conmutación similar a cuando se utilizan esquemas de control que incorporan una etapa de modulación, esto debido principalmente al uso de filtros NOTCH para fijar la frecuencia de conmutación. Más adelante se enfatizará en este último punto, apreciando para ello, el espectro armónico del voltaje del convertidor. Aún así, existen distorsiones en el voltaje del convertidor, pero estas no afectaran la calidad de la corriente inyectada a la red, debido a la incorporación del filtro LCL.

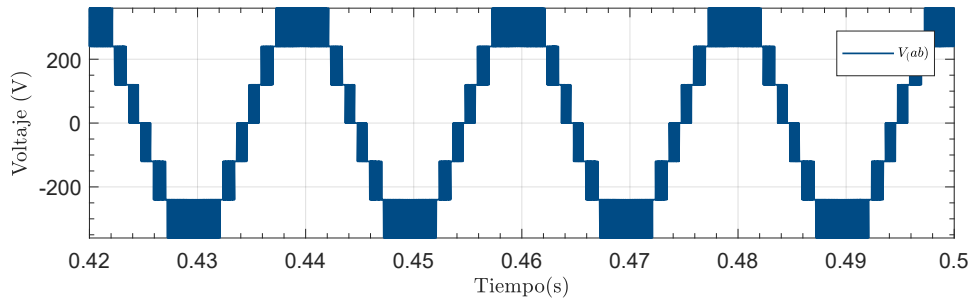


Figura 4.2: Voltaje de salida del convertidor CCHB en estado estacionario

4.1.2. Seguimiento de Referencias

Luego de apreciar que el voltaje del convertidor cumple con los niveles de voltaje y distorsión esperados, se procede a observar la operación de las variables bajo control y examinar si es posible alcanzar las referencias impuestas con los niveles de voltaje del convertidor.

En la Fig. 4.3 se muestran los 3 objetivos de control (i_f , i_g y v_f) junto a sus respectivas referencias calculadas en el capítulo anterior. Se observa que cumplen el seguimiento de manera correcta, alcanzando sin problemas los valores nominales de corriente y voltaje.

Si se comparan las corrientes i_f e i_g que corresponde a la corriente de entrada y salida del filtro LCL, respectivamente, se puede apreciar el efecto del filtro sobre las señales. Se observa en i_f un ripple generado a partir de los cambios de estados del convertidor, que hacen que la corriente suba y baje formando una señal triangular que tiene como valor medio la referencia, luego, si se aprecia detalladamente i_g se observa que el ripple es suprimido por

acción del filtro LCL, pero no por completo, debido a que este no es capaz de eliminar los efectos de baja frecuencia.

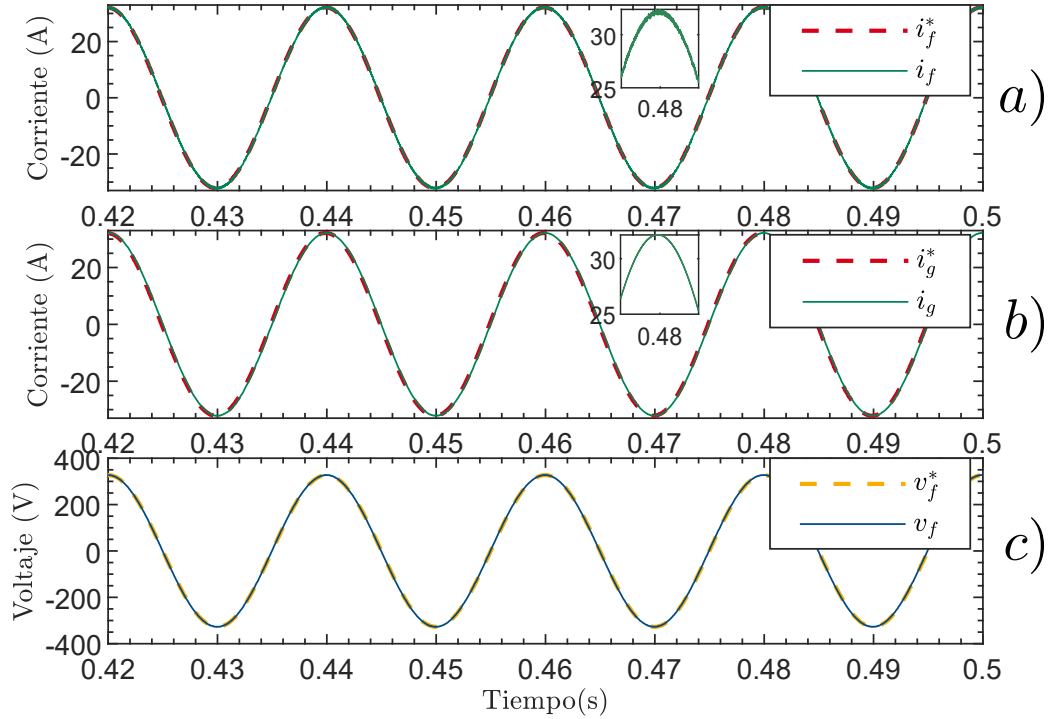


Figura 4.3: Desempeño del control en estado estacionario. a) Corriente de entrada al filtro i_f y su referencia i_f^* ; b) Corriente de entrada a la red i_g y su referencia i_g^* ; c) Voltaje del capacitor del filtro v_f y su referencia v_f^*

Al igual que el voltaje del convertidor, estas señales poseen la frecuencia fundamental de 50[Hz] impuesto por el voltaje de red. En la Fig. 4.4 se aprecia mejor que la frecuencia corresponde a la deseada, donde se incluye la corriente de red (i_g) junto al voltaje de red (v_g). En este caso, al estar ambas señales en fase, el convertidor se encuentra inyectando únicamente potencia activa. Además, con esta figura se comprueba la correcta operación del seguimiento de fase impuesto en la etapa de sincronismo.

Si bien se verifica que las referencias de las señales a controlar son seguidas correctamente, estas son internas, generadas a partir del esquema de control. Las referencias originales que se desea que nuestro convertidor cumpla son las referencias de potencias, por lo que, queda demostrar que las referencias de potencia activa y reactiva sean correctamente seguidas.

En la Fig. 4.5 se muestran ambas potencias, donde el eje vertical derecho corresponde a la medida de potencia activa en kW, mientras que el eje izquierdo corresponde a la medida de potencia reactiva en kVAR. Se aprecia que la potencia activa en estado estacionario

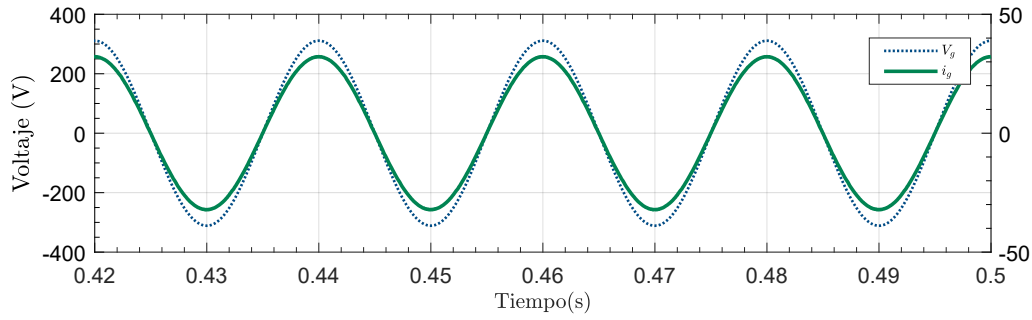


Figura 4.4: Comparación de fase entre el voltaje y la corriente de red en estado estacionario

alcanza la potencia nominal deseada e indica en la tabla de datos, correspondiente a 5kW. Ya que esta prueba se realiza en conjunto con la prueba de sincronismo, al tener en fase la corriente y voltaje de la red, solo se está inyectando potencia activa, por lo tanto, la potencia reactiva es igual o muy cercana a cero. Con esto se comprueba un correcto seguimiento de las referencias de ambas potencias en estados estacionario.

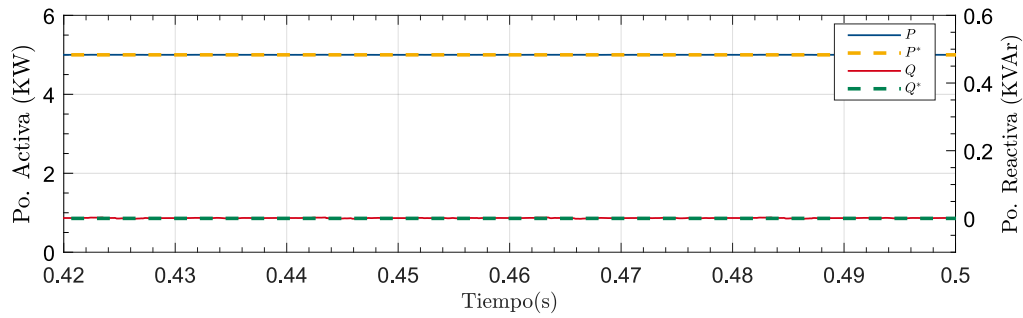


Figura 4.5: Potencias activa-reactiva ($P - Q$) y sus referencias ($P^* - Q^*$) en estado estacionario

4.1.3. Armónicos en Estado Estacionario

Como se explicó en el capítulo 3, el esquema de control FCS-MPC posee la desventaja de generar una frecuencia de conmutación variable, lo cual distorsiona la señal de la corriente, traduciéndose en pérdidas de conversión de energía. Para suprimir en cierta medida este problema, se planteó incorporar diversos filtros NOTCH con el fin de fijar la frecuencia de conmutación. En particular, se planteó fijarla a unos 5[kHz] para mantener distancia con los armónicos asociados a la frecuencia de resonancia del filtro LCL.

En la Fig. 4.6 se aprecian los armónicos de la señal de voltaje del convertidor. Para ello se calculó los armónicos en un periodo de la señal de voltaje cuando se encuentra en estado estacionario. Se utilizó como frecuencia base 50[Hz] y se muestran los armónicos hasta $N=120$, es decir, se muestra un espectro entre 0 y 6[kHz]. Con este rango, se muestra la energía asociada al armónico fundamental de 50Hz, luego entre los 2 y 3 kHz se aprecian los

armónicos asociados a la frecuencia de resonancia, ya mencionada, y finalmente se aprecia alrededor de los 5KHz los armónicos asociados a la frecuencia de conmutación. Destacar que la escala de la magnitud (eje Y), se encuentra en por unidad [p.u.], donde la energía de la fundamental corresponde a la base de cálculo, además, se realizó un zoom en el eje Y para apreciar las armónicas de mayor frecuencia, ya que comparadas con la fundamental son mínimas.

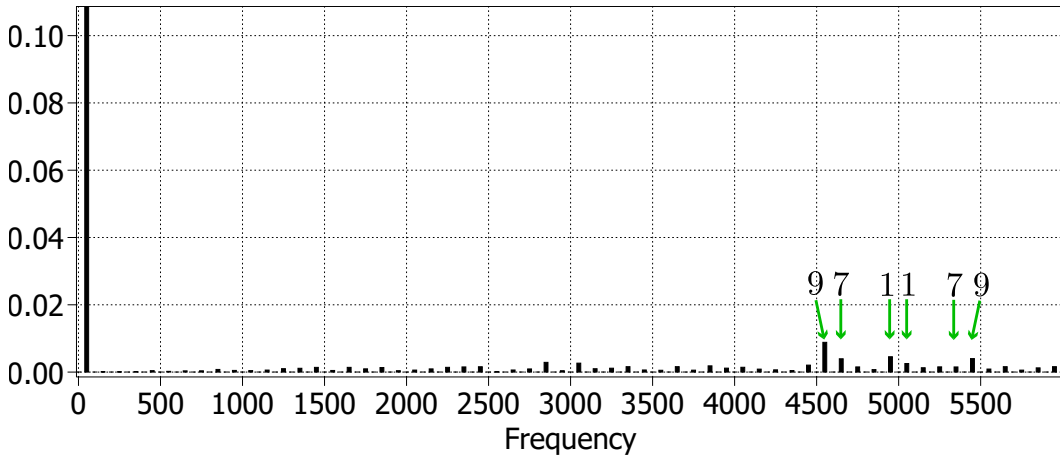


Figura 4.6: Espectro del voltaje de salida del convertidor CCHB en estado estacionario

Si apreciamos con mayor detalle la imagen, se distinguen los armónicos específicos de los filtros NOTCH. En particular, en este trabajo se planteó incorporar 6 filtros Notch para condensar la energía en los armónicos 1, 7 y 9 alrededor de los 5KHz, corroborando la libertad que se otorgó al convertidor para conmutar en esas frecuencias.

Junto con corroborar la fijación de la frecuencia de conmutación, un fenómeno asociado a esto es el hecho de generar una señal más uniforme, lo cual se traduce en una disminución de la Distorsión Armónica Total (THD) de las señales eléctricas, lo cual es muy importante, ya que el THD es un parámetro para distinguir la calidad de la energía inyectada a la red eléctrica.

Para el cálculo del THD de las señales, se utiliza el bloque dispuesto en la librería del software PLECS denominado “Discrete Total Harmonic Distortion”. La configuración de este bloque dispone de 2 parámetros: el tiempo de muestreo (f_{STHD}) y el número de muestreos (N_{THD}). En la Fig. 4.7 se muestra el bloque utilizado junto a su configuración.

En las Fig. 4.8 se aprecia el valor obtenido para el THD de la corriente de entrada al filtro (i_f) y la corriente de entrada a la red (i_g), en estado estacionario (e.e). Se comenta que se encuentra en e.e., ya que existe una dinámica detrás de esta señal, que será analizada en la sección de pruebas dinámicas.

Ambas corrientes presentan un THD bajo al 1 %, donde, la corriente de salida del filtro, que corresponde a la corriente que se inyecta a la red, posee un THD cercano al 0.2 %, corro-

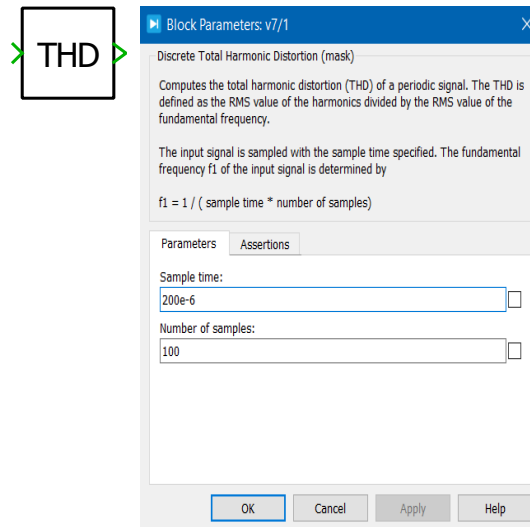


Figura 4.7: Bloque para cálculo de THD y su configuración.

borando una inyección de alta calidad a la red, previniendo que las distorsiones generadas por la etapa de conversión afecten a la red, ya que estas son muy pequeñas.

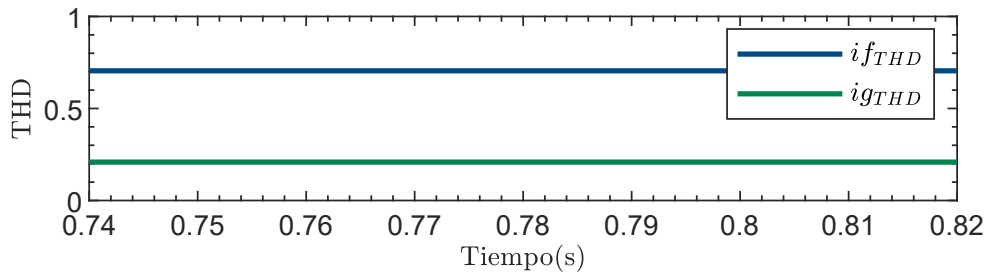


Figura 4.8: THD de las corrientes de entrada y salida del filtro (i_f , i_g) en estado estacionario

4.2. Resultados ante Pruebas Dinámicas

Además de las pruebas en estado estacionario (e.e.), es necesario poner a prueba la velocidad de respuesta del control ante posibles cambios en las entradas del sistema. Dentro de estas entradas se encuentran las referencias de potencias, ya que según los requerimientos de conexión a red, será necesario inyectar más ó menos potencia activa, o bien, inyectar potencia reactiva. Ya que se está emulando un sistema PV con conexión a red, se debe reconocer el hecho que la generación de energía depende de la temperatura y la radiación. Por otro lado, es este trabajo se simuló los enlaces DC como fuentes ideales DC, por lo que, para responder ante el echo recién mencionado, se probará el sistema ante un fallo total de una de sus dos fuentes DC, simulando la desconexión total de un sistema PV.

Se desea mostrar la importancia de la resistencia de damping incorporada para estabilizar el sistema y eliminar las resonancia intrínseca del filtro LCL, para ello se variará para mostrar los efectos sobre los objetivos de control.

4.2.1. Cambio en la referencia de potencia activa P^*

El algoritmo predictivo implementado en este trabajo, genera la referencia de corriente de entrada a la red a partir de las referencias de potencia activa y reactiva impuesta por el programador, tal como se describe en la ecuación (3.20). Luego a partir de esta referencia el algoritmo genera las otras, que en conjunto describen los objetivos de control del sistema. Por lo tanto, son las referencias de potencias quienes finalmente cambian las referencias de corriente y controlan el funcional de costo dentro del FCS-MPC.

Primero se ilustra en la Fig. 4.9 un cambio en la referencia de potencia activa, manteniendo la referencia de potencia reactiva constante en cero. La potencia activa comienza en 0.5[kW] y luego a los 0.35(s) de simulación se introduce un escalón que aumenta la potencia a su valor nominal de 5[kW]. Se aprecia que el seguimiento, si bien, no es instantáneo, el tiempo para alcanzar la referencia no supera los 0.02(s), demorando menos que un periodo de la señal fundamental. Se puede apreciar que al cambiar la referencia de potencia activa, también existe una perturbación en la potencia reactiva, debido al acople matemático que tienen las corrientes y potencias en coordenadas d y q .

Se incluye en la figura el voltaje de convertidor para dar cuenta que ocurre en este al cambiar la referencia de potencia. A simple vista solo se aprecia que ocurre una variación al momento de aplicar el cambio de referencia, pero al observar más detenidamente, se puede distinguir que la cantidad de tiempo que se mantiene en cada nivel cambia, donde al requerirse mayor potencia el convertidor conmuta más entre los voltajes de mayor nivel ($\pm[240,360][V]$), y a menor potencia, las conmutaciones se distribuye entre los voltajes de menor nivel ($\pm[0,120,240][V]$).

Además, ya que las referencias de potencias generan las de corriente, es correcto apreciar lo que ocurre con ellas. En la parte inferior de la imagen se ilustra la corriente de entrada a la red i_g junto al voltaje de red v_g . Se observa que la amplitud de la corriente depende directamente del nivel de potencia requerido, en un inicio, cuando la potencia es de 0.5[kW] la amplitud de corriente es aproximadamente 3.2[A], luego al aumentar la potencia hasta el valor nominal, la corriente también aumenta a su valor nominal de 32.14[A]. Notar ambas señales se encuentran en todo momento en fase, ya que en esta prueba se está inyectando puramente potencia activa.

4.2.2. Cambio en la referencia de potencia reactiva Q^*

Una posibilidad que entrega el esquema de control utilizado es manejar las referencias de potencias, tanto activa como reactiva. En la prueba anterior se apreció la respuesta del sistema ante cambios en la referencia de potencia activa, por lo tanto, se procede a realizar un cambio en la referencia de reactiva.

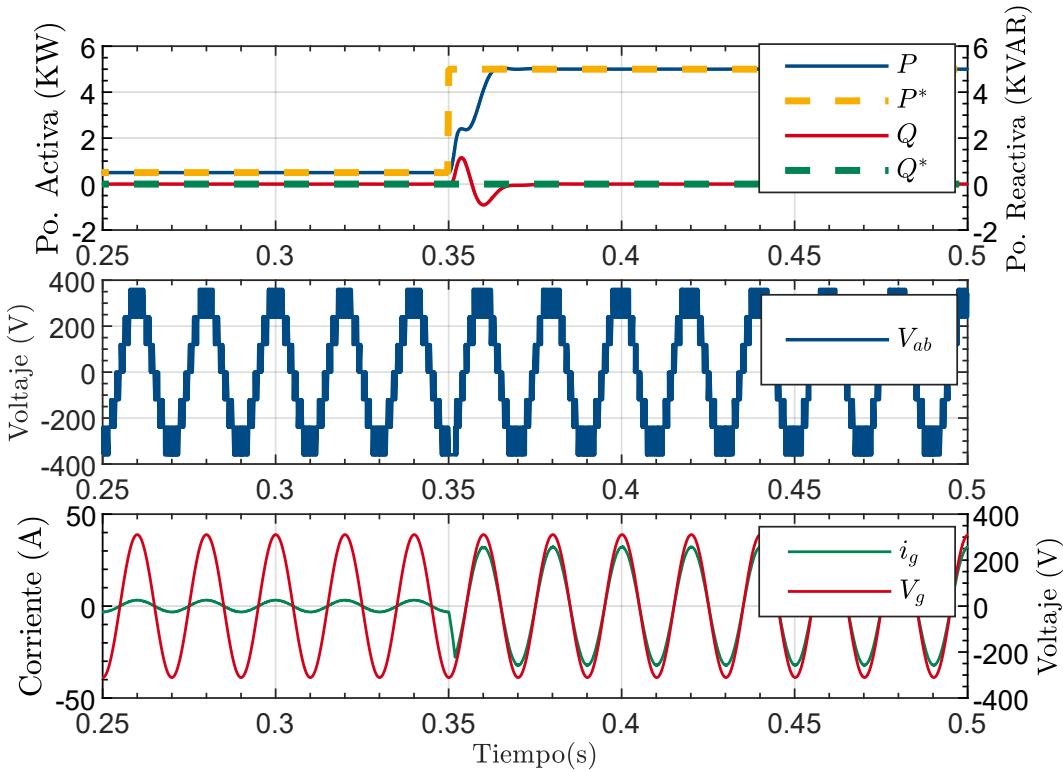


Figura 4.9: Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante cambio en la referencia de potencia activa P^* .

Para esta prueba se mantuvo la potencia activa fija en su valor nominal y bajo esta operación se fuerza al sistema a que entregue potencia reactiva a la red, como también se prueba que el sistema sea capaz de absorber potencia reactiva proveniente de la red.

En la Fig. 4.10, en la parte superior se ilustran ambas potencias, se aprecia que los cambios potencia reactiva se efectúan en los tiempos 0.3(s) y 0.4(s). Primero se fuerza al sistema para inyectar 1[kVAR] a la red, y luego, se simula lo contrario, es decir, que el sistema absorba 1[kVAR] proveniente de la red. En ambos cambios la señal sigue a la referencia sin mayores sobre-pasos y en un tiempo menor al periodo de la señal fundamental. Al igual que en la prueba anterior, el cambio en la referencia de una potencia afecta a la otra debido al acople matemático, se puede apreciar como la potencia activa se desvía al momento del cambio en la potencia reactiva, pero vuelve rápidamente a su valor nominal.

Se aprecia, en la parte media de la figura, que el voltaje del convertidor no sufre ninguna variación al inyectar o absorber potencia reactiva, pero si se puede decir que la distribución de las conmutaciones en los distintos niveles de voltaje se mantiene pareja, debido a que la potencia activa se mantiene constante.

En la parte inferior de la imagen, al igual que en la prueba pasada, se ilustran la corriente

de red i_g y el voltaje de red v_g . En esta ocasión la amplitud de la señal de corriente no varía al cambiar la referencia de potencia reactiva, ya que la potencia reactiva afecta directamente al desfase entre corriente y voltaje. Se observa que al inyectar potencia reactiva la fase de la corriente se adelanta respecto al voltaje, mientras que al absorber, la fase se retrasa.

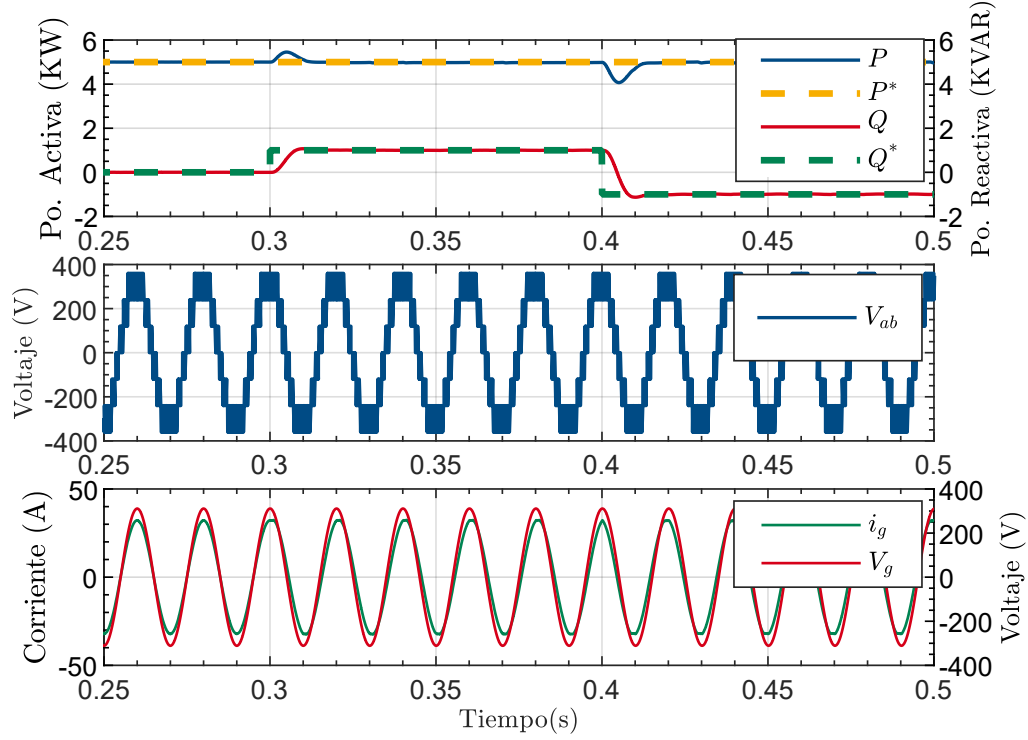


Figura 4.10: Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante cambio en la referencia de potencia reactiva Q^* .

4.2.3. Operación bajo falla de una fuente DC

Teniendo en cuenta el hecho que el voltaje de un enlace DC que proviene de un sistema PV, depende directamente de la radiación solar, es necesario poner a prueba el sistema ante variaciones en este punto.

Para ello se propone variar la fuente DC de menor nivel (120 [V]), disminuyendo su valor al 80 % de su valor nominal, es decir, a 96[V]. En la Fig. 4.11, en la parte superior, se ilustra la variación del voltaje de la fuente DC. Se aprecia que la variación se produce a los 0.375(s) bajando su magnitud al valor mencionado.

En la parte inferior al voltaje DC, se aprecia el voltaje del convertidor y las variaciones que sufre. Se aprecia que al bajar el voltaje de la fuente DC a un 80 %, el voltaje del convertidor disminuye su amplitud de 360[V] a 336[V], pero sigue siendo capaz de operar

el sistema, de echo, si al mismo tiempo se aprecian las potencias y las corrientes se puede observar que no existen mayores variaciones.

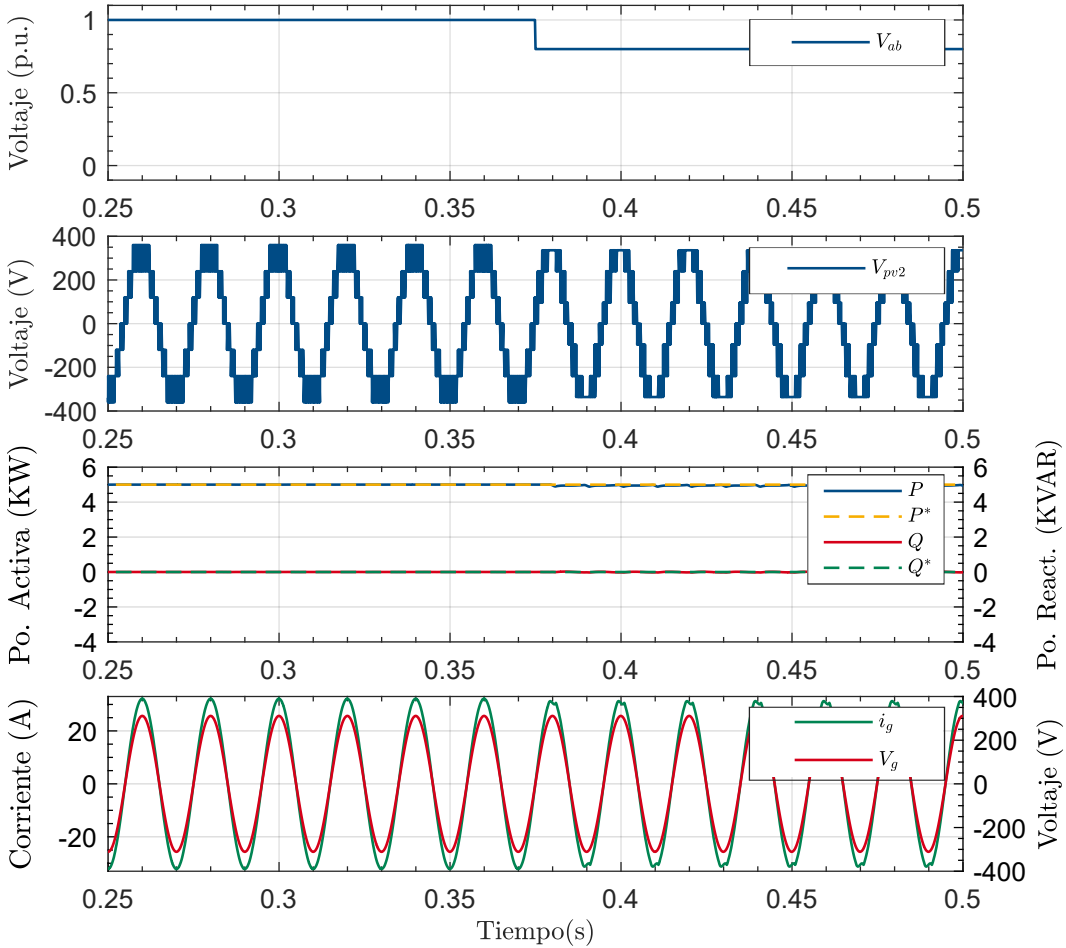


Figura 4.11: Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante variación en el voltaje V_{pv2} del enlace DC.

4.2.4. Desempeño Passive Damping

Una de las dificultades encontradas durante el desarrollo de este trabajo fue la resonancia del filtro que incorpora ruido sinusoidal de gran magnitud a las señales de corrientes y voltaje. Para resolver este problema se introdujo una resistencia real de damping que fue calculada mediante la ecuación (2.12).

Para comprobar el efecto de la resistencia de damping y como esta estabiliza el sistema, se aprecia el THD de la corriente de entrada al filtro para cuando se conecta y desconecta la resistencia.

En la Fig. 4.12, en la parte superior, se ilustra la conexión y desconexión de la resistencia de damping, donde 1 significa su conexión y 0 su desconexión. Luego se tiene el THD de la corriente de entrada al filtro i_f , la cual nos da cuenta del nivel de distorsión de la señal para los distintos instantes. Se puede apreciar que cuando la resistencia de damping se encuentra desconectada el THD de la señal de corriente aumenta por sobre el 3% de THD, y para cuando se conecta, el THD disminuye inmediatamente y aproximadamente después de 0.5(s) se establece hasta los 0.7%, valor previsto en las pruebas en estado estacionario. Para contrastar aún más el efecto, en la parte inferior de la imagen, se ilustra un periodo de la señal de corriente i_f para cada instante, donde se aprecia que en los instantes donde la resistencia de damping se encuentra desconectada, esta señal posee un ripple bastante notorio producto de la resonancia intrínseca del filtro LCL, mientras que para cuando se encuentra conectada, el ripple desaparece debido a que estas fluctuaciones son absorbidas por la resistencia.

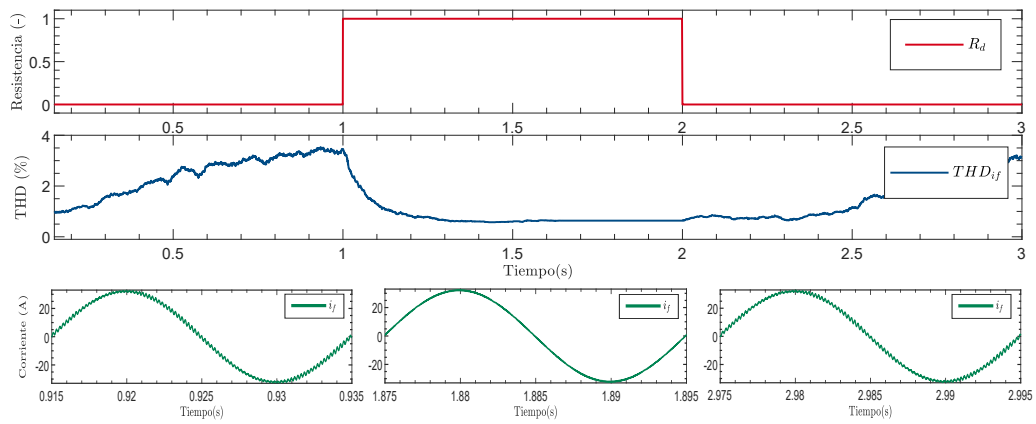


Figura 4.12: Prueba dinámica. Respuesta del sistema ante la activación y desactivación de la resistencia de damping R_d .

CONCLUSIONES

5.1. Resumen

En el presente trabajo de título se ha estudiado el control predictivo de estados finitos basado en modelo (FCS-MPC), en conjunto con el convertidor CCHB para aplicación fotovoltaica. El sistema total es de una etapa directa de conversión DC/AC, la cual se conecta a la red, ubicando un filtro LCL a la entrada de esta, usado para mitigar los armónicos que deterioran la calidad de la energía inyectada.

El convertidor CCHB, permite la conexión de dos enlaces DC y una salida AC. Las fuentes DC utilizadas son ideales, dejando la incorporación del sistema PV para un trabajo futuro, con el fin de concentrar la atención sobre el convertidor y el esquema de control implementados. Este convertidor está compuesto por 2 convertidores HB conectados de manera cruzada, el cual es capaz de limitar las corrientes de fuga gracias a la bipolaridad de sus acoples DC, siendo ideal para aplicar a sistemas PV con conexión a red. Los acoples DC se utilizaron de manera asimétrica en proporción 1:2, para generar 7 niveles en su voltaje AC.

El esquema de control propuesto es capaz de seguir correctamente las referencias de potencias activa y reactiva. A su vez, el algoritmo genera correctamente las referencias de los múltiples objetivos de control que son alcanzados gracias al proceso de minimización dentro del FCS-MPC.

El uso conjunto del convertidor, el filtro LCL y el esquema de control aseguran la inyección de corriente con muy baja distorsión, en particular, la corriente de entrada a la red i_g mantiene un THD muy bajo en estado estacionario.

5.2. Conclusiones

A continuación se presentan un resumen de las conclusiones del presente trabajo de título.

- El modelo discreto del filtro LCL que se obtuvo con el método de discretización ZOH a partir de su modelo en variables de estado es correcto para el sistema propuesto, con el cual fue posible obtener las referencias de los distintos objetivos de control. Ya que el modelo en tiempo discreto es una ecuación recursiva, es necesario que exista una memoria por parte del controlador que sea capaz de ir almacenando valores en tiempos de cálculos progresivos, haciendo que este esquema de control requiera de microcontroladores avanzados que soporten la carga de cálculo. Implícitamente se corrobora el uso exitoso de la extrapolación de Lagrange para obtener los elementos requeridos por el modelo discreto, donde también es necesario ir guardando valores en tiempo de muestreo contiguos, demostrando una vez más la necesidad de memoria por parte del controlador.
- La etapa de sincronismo SOGI-PLL genera correctamente los voltajes virtuales en coordenadas $\alpha\beta$ y dq a partir de la medición del voltaje de red v_g . Si la generación es correcta, entonces es posible seguir en fase al voltaje de red, tal como se demostró en la sección 4.1.2. Es muy importante la incorporación de esta etapa para orientar la inyección de corriente, además de esta se obtienen los voltajes que serán necesarios para generar las referencias de los objetivos de control.
- El esquema de control FCS-MPC propuesto, logra controlar los 3 objetivos de control de diseño: corriente de entrada al filtro i_f , corriente de entrada a la red i_g y voltaje del capacitor del filtro v_f . La elección de los factores de peso es válida por el desempeño de las variables controladas tanto en estado estacionario como en pruebas dinámicas. El uso de los múltiples filtros Notch logró solucionar el principal problema del FCS-MPC, fijando la frecuencia de conmutación alrededor de los 5kHz. En conjunto, todas las atribuciones que posee el esquema de control permiten manejar el nivel de corriente inyectada a la red, con niveles de THD mínimos, inferiores al 1 %. En particular, se obtuvo un THD de 0.2 % para la corriente de entrada a la red en estado estacionario.
- El filtro LCL incluido en el sistema de potencia logra eliminar los armónicos de alta frecuencia presentes en la corriente inyectada a la red, validando los valores utilizados para sus componentes. Se debió tener en cuenta que al usar este tipo de filtro existía la posibilidad que sus componentes resonaran entre sí, por lo que fue necesario adicionar una resistencia física de damping para modificar la respuesta del sistema moviendo la frecuencia resonante. Se corroboró en la sección 4.2.4 la operación efectiva de esta resistencia, ya que al momento de conectarla desaparecieron las oscilaciones de alta frecuencia. Habiendo diferentes métodos para corregir los efectos de resonancia, el utilizado es uno de los más directos, simple y efectivo.
- El uso de dos acoples DC por parte del convertidor, lo hacían muy interesante para el estudio de este trabajo enfocado en aplicaciones fotovoltaicas. Mediante pruebas dinámicas se comprobó que el convertidor es capaz de seguir operando cuando hay pequeñas disminuciones en el voltaje del acople DC con menor magnitud, pero llega a un punto crítico en el cual el sistema es incapaz de seguir las referencias impuestas.

- Se logra un correcto seguimiento de potencia activa y reactiva, logrando en estado estacionario la potencia de 5kW propuesta a inyectar como objetivo de este documento, pero además, gracias al esquema de control utilizado, es posible compensar potencia reactiva en momentos donde la red lo requiera.

La capacidad para el procesamiento de datos en lenguaje C facilitó el desarrollo y programación del control predictivo con múltiples objetivos, sistemas matriciales, lazos de control lineal, SOGI-PLL, entre otros elementos. Además, gracias a PLECS, toda la programación se realiza en el mismo software, facilitando el desarrollo y el tiempo de implementación.

Como conclusión general, el sistema de control predictivo desarrollado para este sistema en particular, opera cumpliendo todos los objetivos generales y específicos, mostrando un desempeño óptimo en la conversión DC/AC con inyección de corriente de alta calidad a la red eléctrica.

5.3. Trabajo Futuro

Se considera que es posible profundizar aún más el trabajo presentado, dejando para un futuro la incorporación del sistema fotovoltaico junto al control de una etapa DC-DC que acomode y extraiga la máxima potencia provenientes de los paneles, el desarrollo e investigación en mayor profundidad del convertidor CCHB con el fin de obtener un modelo más complejo que albergue mayor detalle de la operación del mismo, mejoras en el algoritmo de control buscando nuevos esquemas para fijar la frecuencia de conmutación, añadir más objetivos de control a partir de un modelo más completo, entre otras. En particular, unos de los objetivos de control que se desea investigar para un trabajo futuro es el control del voltaje de modo común con el fin de evitar el uso de transformadores de aislación, pero para ello es necesario recurrir a un modelo más completo.

Otra modificación sencilla y no lejana a la solución propuesta, es el uso del método Virtual Damping para eliminar la resonancia interna del filtro LCL. En este caso la resistencia física se reemplaza por una virtual, incorporando los elementos necesarios al modelo matemático del sistema.

El ajuste de factores de peso no fue realizado de manera específica para esta memoria, por lo que se presenta como un desafío para un trabajo futuro, incorporando técnicas avanzadas que se presentan en la literatura como en [19].

Si bien existen mejoras y cambios que se pueden incorporar, se cumplieron los objetivos propuestos en esta memoria [35].

BIBLIOGRAFÍA

- [1] E. Gutierrez, S. Kouro, C. A. Rojas, and M. Aguirre, "Predictive control of an h-NPC converter for single-phase rooftop photovoltaic systems," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, sep 2015.
- [2] Z. Tang, M. Su, Y. Sun, B. Cheng, Y. Yang, F. Blaabjerg, and L. Wang, "Hybrid UP-PWM scheme for HERIC inverter to improve power quality and efficiency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4292–4303, may 2019.
- [3] E. Z. Bighash, S. M. Sadeghzadeh, E. Ebrahimzadeh, and F. Blaabjerg, "LVRT capability of single-phase grid-connected HERIC inverter in PV systems by a look-up table based predictive control," in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, oct 2017.
- [4] H. Vahedi, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "PUC converter review: Topology, control and applications," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, nov 2015.
- [5] A. Nami, L. Wang, F. Dijkhuizen, and A. Shukla, "Five level cross connected cell for cascaded converters," in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. IEEE, sep 2013.
- [6] E. Babaei, S. Laali, and S. Alilu, "Cascaded multilevel inverter with series connection of novel h-bridge basic units," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 12, pp. 6664–6671, dec 2014.
- [7] A. Yenes, D. Munoz, and J. Pereda, "Optimal asymmetry for cascaded multilevel converter with cross-connected half-bridges," in *IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, nov 2015.
- [8] H. Yin and S. Dieckerhoff, "Experimental comparison of DPC and VOC control of a three-level NPC grid connected converter," in *2015 IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, jun 2015.
- [9] X. Chen, N. Gao, W. Wu, M. Huang, H. S.-H. Chung, and F. Blaabjerg, "Finite control set model predictive control for LCL-filter-based grid-tied NPC inverter," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. IEEE, nov 2018.

- [10] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo, J. Rodriguez, H. A. Young, A. Marquez, and P. Zanchetta, "Model predictive control: A review of its applications in power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, mar 2014.
- [11] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, feb 2017.
- [12] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, "Dynamics assessment of advanced single-phase PLL structures," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, pp. 2167–2177, jun 2013.
- [13] A. Milczarek, K. Mozdzyński, M. Malinowski, and S. Stynski, "Effective and simple control of grid-connected three-phase converter operating at a strongly distorted voltage," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 12 307–12 315, 2020.
- [14] P. Cortes, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, dec 2008.
- [15] C. A. Rojas, "Multiobjective finite control set model predictive torque and stator flux control of an induction machine," Ph.D. dissertation, Universidad Técnica Federico Santa María, 2013. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/11673/78>
- [16] A. K. Koshti and M. N. Rao, "A brief review on multilevel inverter topologies," in *2017 International Conference on Data Management, Analytics and Innovation (ICDMAI)*. IEEE, feb 2017.
- [17] H. Akagi, "Multilevel converters: Fundamental circuits and systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2048–2065, nov 2017.
- [18] C. N. de Energía, "Reporte Sector Energético Diciembre," vol. 52, 2020.
- [19] C. A. Rojas, M. Aguirre, S. Kouro, T. Geyer, and E. Gutierrez, "Leakage current mitigation in photovoltaic string inverter using predictive control with fixed average switching frequency," vol. 64, no. 12, pp. 9344–9354, dec 2017.
- [20] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, aug 2010.
- [21] S. Rivera, S. Kouro, B. Wu, J. I. Leon, J. Rodriguez, and L. G. Franquelo, "Cascaded h-bridge multilevel converter multistring topology for large scale photovoltaic systems," in *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE, jun 2011.
- [22] P. Somani and D. J. Vaghela, "Design of HERIC configuration based grid connected single phase transformer less photovoltaic inverter," in *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*. IEEE, mar 2016.
- [23] S. Larrinaga, M. Vidal, E. Oyarbide, and J. Apraiz, "Predictive control strategy for DC/AC converters based on direct power control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 3, pp. 1261–1271, jun 2007.

- [24] C. J. O'Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin, and J. L. Kirtley, "A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 4, pp. 2070–2083, dec 2019.
- [25] H. Miranda, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and L. Helle, "Model predictive current control for high-power grid-connected converters with output LCL filter," in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE, nov 2009.
- [26] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Analysis of the passive damping losses in LCL-filter-based grid converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2642–2646, jun 2013.
- [27] Y.-J. Kim and H. Kim, "Optimal inductance ratio of LCL filter for grid connected inverters considering with low order harmonics," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, oct 2016.
- [28] P. Cortes, J. Rodriguez, C. Silva, and A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, feb 2012.
- [29] C. A. Rojas, J. I. Yuz, M. Aguirre, and J. Rodriguez, "A comparison of discrete-time models for model predictive control of induction motor drives," in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, mar 2015.
- [30] O. Kukrer, "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, mar 1996.
- [31] S. Prakash, J. K. Singh, R. K. Behera, and A. Mondal, "Comprehensive analysis of SOGI-PLL based algorithms for single-phase system," in *2019 National Power Electronics Conference (NPEC)*. IEEE, dec 2019.
- [32] X. Chen, W. Wu, N. Gao, H. S.-H. Chung, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Finite control set model predictive control for LCL-filtered grid-tied inverter with minimum sensors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 12, pp. 9980–9990, dec 2020.
- [33] M. Aguirre, S. Kouro, C. A. Rojas, and S. Vazquez, "Enhanced switching frequency control in FCS-MPC for power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 3, pp. 2470–2479, mar 2021.
- [34] M. Aguirre, S. Kouro, C. A. Rojas, J. Rodriguez, and J. I. Leon, "Switching frequency regulation for FCS-MPC based on a period control approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5764–5773, jul 2018.
- [35] K. A. Islam, M. Abdelrahman, and R. Kennel, "Efficient finite control set-model predictive control for grid-connected photovoltaic inverters," in *2016 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL)*. IEEE, nov 2016.

