

CONTROL PREDICTIVO DE CORRIENTE
A FRECUENCIA FIJA DEL CONVERTIDOR
POR DIODO DE ANCLAJE EN PUNTO MEDIO
APLICADO A MICROREDES



TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

UNIVERSIDAD DEL CONO SUR DE LAS AMÉRICAS
Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías
Renovables y Eficiencia Energética

CONTROL PREDICTIVO DE CORRIENTE A FRECUENCIA FIJA DEL CONVERTIDOR POR DIODO DE ANCLAJE EN PUNTO MEDIO APLICADO A MICROREDES

Luis Gabriel Morinigo Prado
Autor

Raúl Igmar Gregor Recalde
Tutor

Jorge Esteban Rodas Benítez
Cotutor

2020

TRIBUNAL EXAMINADOR

PRESIDENTE

Prof. Dr. JESÚS DOVAL-GANDOY, Universidad de Vigo, España

SECRETARIO

Prof. MSc. SERGIO TOLEDO, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

VOCALES

Prof. Dr. RAÚL GREGOR, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

Prof. Dr. JORGE RODAS, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

Junio 2020
Asunción, Paraguay

RESUMEN

El crecimiento exponencial de la población humana, la descentralización y otros factores que influyen para la expansión de las zonas habitadas, han traído consigo la demanda de recursos de primera necesidad a ser atendida de formas cada vez más remotas a los puntos de producción o explotación de estos recursos. Un claro ejemplo son los pequeños pueblos o ciudades de cualquier tipo aisladas de los sistemas interconectados de potencia eléctrica, ya sea por estar distantes de los puntos de producción y no poder acceder a la red, o que pudieran acceder a ella pero con una cantidad y calidad limitada de energía.

El planteamiento del crecimiento poblacional trajo consigo el desarrollo de tecnologías de suministro de energía eléctrica alternativas, basadas principalmente en la explotación de recursos renovables no convencionales como la radiación solar y el viento. Estos últimos, a pesar de presentar muchas ventajas, tienen limitaciones como la alta variabilidad en cuanto a disponibilidad de los mismos, que aunque ilimitados, sus cantidades dependen de muchos factores externos. Principalmente por lo último expuesto, la forma más práctica de obtener un aprovechamiento para abastecer directamente a una carga es en corriente continua, situación que para la mayoría de los casos no se da, pues en general las cargas como las del tipo domiciliaria o comercial, requieren de corriente alterna.

En los casos donde entra en escena el abastecimiento a partir de corriente continua para su aprovechamiento en su mayoría de corriente alterna, se utilizan convertidores electrónicos de potencia, los cuales pueden provocar variaciones en algunas componentes de las magnitudes eléctricas fundamentales de tensión y corriente. Estos convertidores pueden ser utilizados con una configuración fija sin necesidad de ser automatizados o controlados. Sin embargo, debido a las dinámicas variaciones de la carga y/o una necesidad de trabajar en conjunto con una red de naturaleza distinta, se esta volviendo cada vez más imprescindible la aplicación de varias técnicas de control.

Esta Tesis se centra en los sistemas de microrredes con o sin conexión a un sistema interconectado de potencia, enfocándose principalmente en los convertidores de potencia y las estrategias de control aplicadas a los mismos para dicho fin. Para el caso del convertidor de potencia, se propone al convertidor del tipo diodo de anclaje o anclaje por punto medio (NPC). Por otro lado, la técnica de control elegida para este trabajo de investigación es el control predictivo basada en el modelo (MPC). Por lo mencionado, la investigación se estructura en una primera parte de desarrollo teórico y una segunda parte de ejecución y análisis de simulaciones.

En la primera parte del presente documento se introduce a los convertidores de potencia, las estrategias de control y las microrredes con y sin acceso a un sistema de potencia de gran escala. Posteriormente, se aborda el estudio de forma más profunda, de los convertidores de potencia NPC y de las estrategias de control MPC con dos naturalezas a ser contrastadas posteriormente, con y sin modulación (ambas con retardo compensado). En la segunda parte se ejecutan simulaciones del NPC para suministro de energía considerando un lazo de control predictivo de corriente, uno clásico (FCS) y otro modulado (FFS) que permite fijar la frecuencia de conmutación en aplicaciones a convertidores.

Con los resultados obtenidos en la etapa de simulación se realiza un análisis de sensibilidad para las estrategias MPC, teniendo en cuenta conceptos de distorsión armónica y eficiencia energética, fundamentales para la inyección de potencia a la red o despacho compartido de carga. Se complementa de igual manera una vez más la etapa de simulación procediendo con los resultados de la misma, a la ejecución de un último modelo de simulación con carga interconectada a red y evaluación del comportamiento del conjunto ante variaciones de la microrred abastecida, en términos de despacho compartido de la misma.

Producto de esta investigación, un artículo fue publicado en la The AEIT International Annual Conference: AEIT2019, llevada a cabo en Florencia, Italia. El artículo además obtuvo el reconocimiento como mejor paper de estudiante en dicha conferencia.

LUIS GABRIEL MORINIGO PRADO

Junio, 2020. Asunción, Paraguay.

SUMMARY

The exponential growth of the human population, decentralization and other factors that influence the expansion of inhabited areas, have brought with them the demand for essential resources to be attended further and further away from the points of production or exploitation of these resources. A clear example of this are small towns or cities of any kind isolated from interconnected electrical power systems, either because they are distant from the production points and cannot access the grid, or that they could access it but with a limited quantity and quality of energy.

The approach of population growth brought with it the development of alternative electricity supply technologies, based mainly on the use of renewable resources such as solar radiation or even wind. The latter, despite presenting many advantages, have limitations such as high variability in terms of availability, which, although unlimited, depends on many external factors. Mainly due to the latter, these supply systems attend their loads with direct current, which in most cases is not directly usable by loads such as those of the residential or commercial type.

In cases where the supply from direct current enters the scene for its use in its majority of alternating current, power converters are used, these can cause variations in some components of the fundamental electrical magnitudes of voltage and current. These converters can be used with a fixed configuration without the need to be automated or controlled, however due to dynamic load variations and/or a need to work together with a grid of a different nature, it is becoming increasingly essential the application of various control techniques.

This thesis tries to propose the best possible way to attend to loads in microgrids with or without connection to an interconnected power system, focusing mainly on power converters and the control strategies applied to them for this purpose, particularly for both cases, the study is focused on the neutral point clamped (NPC) converter, and to the control of its output current by means of a model-based predictive control (MPC) technique. As mentioned, the research is structured in a first part of theoretical development and a second part of simulative execution and analysis.

In the first part, a compilation of a state of the art is proposed that provides an overview of power converters, control strategies and microgrids with and without access to a large-scale power system. After making a general overview of these, is standad out from among the power converters to the NPC and from among the control strategies to the MPC with two natures to be contrasted later, with and without modulation (both with compensated delay). In the second part, simulations of the NPC for power supply are performed considering a predictive current control loop, a classic (FCS) and a modulated (FFS) that allows setting the switching frequency in applications to converters.

With the results obtained in the simulation stage, a sensitivity analysis is carried out for the MPC strategies, taking into account concepts of harmonic distortion and energy efficiency, fundamental for the injection of power into the grid or shared load dispatch with it. In the same way, the simulation stage is complemented once more, proceeding with the results thereof, to the execution of a last simulation model with interconnected load to the grid and evaluation of the behavior of the whole when faced with variations of the microgrid supplied in terms of shared dispatch of it.

As a result of this research, an article was published at The AEIT International Annual Conference: AEIT2019, held in Florence, Italy. The article also received recognition as the best student paper in said conference.

LUIS GABRIEL MORINIGO PRADO

June, 2020. Asunción, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

A Dios, el único que cuando me consumía la ansiedad, la desesperación y ni yo mismo tenía esperanzas en lograr llegar más lejos me susurraba al oído, que Él aún tenía y tiene mucho más planeado para mí.

A mi mamá María Concepción Prado que cada día me inspira y motiva a seguir adelante y alcanzar mis metas, para que tal vez algún día llegue a ser la mitad de persona y profesional que es ella. A mi hermana Carmen Morinigo, por siempre acompañarme y alentarme a su manera. Y a mi familia en general, que saben en que momentos fue especialmente bien recibido su apoyo.

A mi novia Jessica Escobar, mi amor incondicional, cuya emoción (muchas veces mayor que la mía) por cada uno de mis logros durante parte de mis estudios de grado y todo este proceso de maestría, cariño y acompañamiento han sido clave para este y cualquier éxito que pueda obtener en el futuro.

A todos los excelentísimos profesionales nacionales e internacionales, que formaron parte del plantel docente del programa de maestría, en especial a mis tutores el Prof. PhD. Raúl Gregor, y el Prof. PhD. Jorge Rodas. A su vez, resaltar particularmente también al Prof. PhD. Marco Rivera, por su asesoramiento para la elaboración de la etapa de simulación de este trabajo.

Al selecto grupo de compañeros becarios del programa de maestría, que cada uno con sus particularidades y especialidades hizo posible una estancia mucho más satisfactoria dentro del periodo de clases e investigación, que la que se hubiese alcanzado con otro grupo de personas.

A todo el equipo tanto de recepción como de limpieza del Centro Tecnológico de la UCSA que nos recibieron durante todo el proceso con la mayor de las cordialidades. A su vez dentro del mismo recinto una mención especial de agradecimiento incalculable a María Emilia Pecci, quien muchas veces se extralimito en su rol de secretaria de la maestría para brindarnos la mejor experiencia académica posible.

A Mattia Monte, Giuseppe Notaro, Francesco Grasso, Nunzio Salerno, entre otros. Quienes hicieron que mi participación durante la conferencia AEIT 2019 y estadía en Italia fueran excelentes.

Al Prof. MSc. Ing. Richad Ríos, quien me insto en un primer momento a iniciar esta travesía de maestría que hoy llega a su fin exitosamente.

Al selecto grupo autodenominado Club Pingüi, mis más que compañeros de grado y en su mayoría ya colegas, amigos incondicionales con quienes pude compartir mis altas y bajas durante este proceso.

A mis compañeros catequistas de confirmación de la Parroquia Santa Catalina de Siena, de forma particular a los miembros de la coordinación del área de la que formo parte, por la paciencia inagotable especialmente, en los tiempos más duros en los que mi presencia no fuera de mucha ayuda dentro de las reuniones.

L.M.

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por el programa de Maestría en Ingeniería Electrónica (POSG17-69) y el incentivo económico correspondiente dentro del mismo.

A la Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA), por el acompañamiento integral y la formación que nos ha brindado a todos los becarios del programa de maestría en cuestión.

Al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción (LSPyC-FIUNA) por brindarnos un espacio irrestricto para disipar dudas, en especial durante el periodo de la realización de esta tesis.

L.M.

*Dedicado a Dios, a mi
mismo, a mi abuela
Facunda, a mi mamá
María Concepción, mi
hermana Carmen y mi
novia Jessica...*

ÍNDICE GENERAL

Resumen	iii
Summary	v
Agradecimientos	vii
Agradecimientos Institucionales	ix
Índice General	xiii
Índice de Figuras	xvii
Índice de Tablas	xxi
Acrónimos	xxiii
Lista de Símbolos	xxv
Introducción	xxvii
Motivación	xxix
Objetivo	xxxi
1 Estado del Arte	1
1.1 Convertidores de potencia	1
	xiii

1.1.1	Inversor por fuente de voltaje	2
1.1.2	Convertidor multinivel	5
1.1.3	Inversor por diodos de anclaje	7
1.2	Control de convertidores de potencia	10
1.2.1	Controles lineales	11
1.2.2	Controles no lineales	14
1.2.3	Control predictivo basado en el modelo	14
1.3	Convertidores de potencia en aplicaciones de microrredes	15
1.3.1	Convertidores en aplicación OFFGRID	16
1.3.2	Convertidores en aplicación ONGRID	18
1.4	Conclusiones del capítulo	19
2	Convertidor NPC	21
2.1	Modelo matemático	21
2.1.1	Modelos matemáticos en tiempo continuo y discreto	22
2.1.2	Estructura de conmutación del NPC	24
2.2	Dimensionamiento de componentes	27
2.2.1	Selección de semiconductores	27
2.2.2	Dimensionamiento del DC-Link	30
2.3	Conclusiones del capítulo	30
3	Estudio Teórico del MPC aplicado al NPC	31
3.1	Convertidor en lazo abierto	31
3.2	Control predictivo	34
3.2.1	Control predictivo clásico	34
3.2.2	Compensación de retardo	36
3.2.3	Control predictivo con frecuencia de conmutación fija	37
3.3	Conclusiones del capítulo	39
4	Estudio de simulaciones	41
4.1	Entorno de simulación genérico	42
4.2	FCS-MPC con retardo compensado aplicado al NPC	44
4.2.1	Análisis de simulación con frecuencia de muestreo de 10 kHz	46
4.2.2	Análisis de sensibilidad del THD con relación a F_s	48
4.3	FFS-MPC con retardo compensado aplicado al NPC	50
4.3.1	Análisis de simulación con frecuencia de muestreo de 10 kHz	53
4.3.2	Análisis de sensibilidad del THD con relación a F_s	55
4.4	Aplicación de los MPC estudiados a microrredes ONGRID	58

4.5	Conclusiones del capítulo	61
5	Conclusiones y trabajos futuros	63
5.1	Conclusiones	63
5.2	Trabajos futuros	64
A	Logros obtenidos	65
A.1	Artículo publicado	66
A.2	Certificado de participación	72
A.3	Galardón obtenido como mejor artículo	73

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Taxonomía de los convertidores de potencia	2
1.2	Esquemático de un VSI medio Puente-H	3
1.3	Salida de tensión de un VSI medio Puente-H de dos niveles	4
1.4	Esquemático de un VSI Puente-H completo	4
1.5	Salida de tensión de un VSI Puente-H completo de dos niveles	5
1.6	Esquema de VSI multinivel en cascada basado en Puente-H	6
1.7	Salida de tensión de un VSI de cinco niveles	7
1.8	Esquemático de un NPC, monofásico y de tres niveles	8
1.9	Salida de tensión de un NPC de tres niveles	8
1.10	Esquemático de un TNPC, monofásico y de tres niveles	9
1.11	Taxonomía de los controles de convertidores de potencia	11
1.12	Diagrama de bloques de un control lineal modulado	12

1.13	Diagrama de bloques de un control tipo Proporcional Integrativo	13
1.14	Diagrama de bloques de un control tipo Proporcional Integral Derivativo	13
1.15	Esquema general de un MPC para convertidores de potencia	15
1.16	Clasificación de las microrredes basadas en electrónica de potencia	16
1.17	Topología de microrred OFFGRID basada en barra simple	17
1.18	Topología de microrred ONGRID basada en barra doble	18
2.1	Esquemático de una rama del NPC	22
2.2	Esquemático de un NPC de tres fases	23
2.3	Vectores de voltaje posibles y estados de conmutación del NPC	26
2.4	Esquemático aproximado de un SiC-MOSFET en Simulink	29
3.1	Topología de control en lazo abierto para NPC conmutado por PWM	32
3.2	Referencia y portadoras para el accionamiento del NPC por PWM	33
3.3	Señales de control PWM para interruptores de NPC	33
3.4	Diagrama de flujo de trabajo del algoritmo del MPC clásico	35
3.5	Algoritmo del MPC clásico para NPC con retardo compensado	37
3.6	Esquema general de un FFS-MPC para convertidores de potencia	38
4.1	Flujograma del estudio de simulaciones	42
4.2	Salidas y referencias de corriente con FCS-MPC	46
4.3	Salida y referencia de corriente con FCS-MPC superpuestas	47
4.4	Tensión de salida V_{ab} con FCS-MPC	47
4.5	Gráfico de sensibilidad del THD ante la variación de F_s	49
4.6	Patrón de conmutaciones para el FFS-MPC	52
4.7	Salidas y referencias de corriente con FFS-MPC	53
4.8	Salida y referencia de corriente con FFS-MPC superpuestas	54
4.9	Tensión de salida V_{ab} con FFS-MPC	54

4.10	Gráfico de sensibilidad del THD ante la variación de F_s	57
4.11	Microred ONGRID con filtro LCL de interconexión	59
4.12	Tensiones de fase sobre la microred	60
4.13	Corriente total de aportes	61

ÍNDICE DE TABLAS

1.1	Tabla de la verdad VSI medio Puente-H, monofásico de dos niveles	3
1.2	Tabla de la verdad VSI Puente-H completo	4
1.3	Tabla de la verdad NPC, monofásico de tres niveles	7
2.1	Estados por patrón de conmutación para un NPC trifásico de tres niveles	24
2.2	Vectores de voltaje del convertidor NPC	25
2.3	Convertidor NPC de tres niveles objetivo	27
2.4	Características del transistor CMF20120D	28
4.1	Valores de THD para las corrientes de salida para el FCS-MPC	49
4.2	Valores de THD para las corrientes de salida para el FFS-MPC	56
4.3	Elementos del filtro de acoplamiento LCL	58
4.4	Valores de THD de corriente y tensión por variación de carga	60

ACRÓNIMOS

ANDE	Administración Nacional de Electricidad
ANN	Redes neuronales artificiales
CA	Corriente alterna
CC	Corriente continua
CEP	Convertidores electrónicos de potencia
DC-Link	Enlace de corriente continua
DSP	Procesadores digitales de señales
ESS	Sistema de almacenamiento de energía
FCS	Conjunto de estado finito
FFS	Frecuencia de conmutación fija
FLC	Control por lógica difusa
FP	Factor de potencia
GRID	Sistema interconectado de potencia a gran escala

GRID-Tie	Acoplamiento a red tipo GRID
IEC	Comisión Electrotécnica Internacional
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada
LCL	Inductor-capacitor-inductor
MOS	Semiconductor-Metal-Óxido
MOSFET	Transistor de efecto de campo semiconductor-metal-óxido
MPC	Control predictivo por modelo
NPC	Inversor por enclavamiento de punto neutro
OFFGRID	Microred sin interconexión con una red de mayor escala
ONGRID	Microred interconectada a una red de mayor escala
PI	Control proporcional integral
PID	Control proporcional integral derivativo
PWM	Modulación por ancho de pulso
Si	Silicio
SiC	Carbono de Silicio
SMC	Control por modo deslizante
THD	Distorsión armónica total
TNPC	Inversor por enclavamiento de punto neutro tipo T
VSI	Inversor con fuente de voltaje
WBG	Ancho de la banda prohibida

SÍMBOLOS

$\mathbf{a}$	Vector de desfase en el dominio imaginario
C	Valor de capacitancia eléctrica
D_c	Diodo de bloqueo
$e(s)$	Error en función a la frecuencia
$e(t)$	Error en función al tiempo
F_s	Frecuencia de muestreo
g	Función de costo
g_{op}	Función de costo óptima
I_D	Corriente de drenaje
k_d	Constante de ganancia derivativa
k_i	Constante de ganancia integrativa
k_p	Constante de ganancia proporcional
L	Valor de inductancia eléctrica

R	Valor de resistencia eléctrica
SW_n	Interruptor número n de un convertidor
S_x	Estados de conmutación para cada rama x de un convertidor
t_k	Instante de muestreo k
t_{k+1}	Instante de muestreo $k+1$
t_{k+2}	Instante de muestreo $k+2$
T_s	Tiempo de muestreo
V_{DC}	Tensión de fuente de corriente continua
V_{DS}	Tensión de drenaje-fuente
$\mathbf{V}_x$	Vector de voltaje x del NPC
$V_{X0}(t)$	Tensión de fase X a neutro en función al tiempo
$\mathbf{x}^*(k)$	Variable estimada en instante k
$\mathbf{x}(k)$	Variable medida en instante k
$\mathbf{x}(k+1)$	Variable medida en instante $k+1$
$\mathbf{x}(k+2)$	Variable medida en instante $k+2$

INTRODUCCIÓN

El exponencial desarrollo tecnológico llevado a cabo en las últimas décadas en el área de la electrónica y su aplicación en las energías renovables y eficiencia energética ha motivado a nuevos esquemas para la generación de la energía eléctrica [1]. Consecuentemente, nuevos esquemas de generación de energía basados en fuentes de generación renovables, como la eólica y la solar fotovoltaica, hacen inevitable la propuesta de nuevas estrategias de control capaces de cumplir con los estándares de calidad de energía eléctrica [2]. Esta mayor cantidad de opciones para la generación de la energía eléctrica, permite a las poblaciones y usuarios en general, desprenderse del viejo paradigma (aunque aún muy arraigado) de formar parte necesariamente de un sistema interconectado de potencia de gran escala, también conocido como generación centralizada. Este desprendimiento da paso a un amplio abanico de posibilidades basadas principalmente en generación distribuida y microrredes [3], [4].

Dentro de los modelos de microrredes abastecidas utilizando, tanto el modelo de generación distribuida aislada, como el de una cogeneración con interconexión a red, se da una tendencia significativa hacia la explotación de recursos renovables como el solar o el eólico, para el aprovechamiento energético en general y eléctrico en particular [5]. A pesar de presentar como principal ventaja el ser renovables, cuestiones como su alta

taza de variabilidad a lo largo del tiempo y la eficiencia de las tecnologías para su transformación de un tipo a otro de energía, hacen que las mismas no puedan abastecer a la carga sin un proceso intermedio de conversión [6]. Este proceso de conversión de la energía eléctrica, para el aprovechamiento final de la misma, puede ser realizado por varios métodos. Sin embargo, la tendencia apunta a la implementación de tecnologías basadas en electrónica de potencia [7].

Los convertidores electrónicos de potencia (CEP), pueden clasificarse dependiendo de las magnitudes sobre las cuales operen para su conversión de forma individual o en conjunto, pudiendo ser estas la frecuencia, la tensión y la corriente entre la entrada y la salida. Entre los CEP se destaca al convertidor por diodo de anclaje en punto neutro (NPC) [8]. El mismo posee características interesantes para su uso en microrredes, entre las que se resaltan las formas de onda de salida con mayor calidad, menos estrés del tipo $\frac{\partial v}{\partial t}$ en dispositivos de conmutación, la capacidad de dividir el voltaje de bloqueo necesario en dos dispositivos conectados en serie, la capacidad de aumentar la frecuencia de conmutación si es necesario sin perder mucha eficiencia y una reducción en el tamaño de los filtros [9], [10].

Con respecto al control de CEP, el control predictivo basado en el modelo (MPC) se ha vuelto una opción popular durante la última década. El MPC ofrece como ventaja principal un enfoque conceptualmente diferente e intuitivo para controlar los CEP al tratarlos como actuadores no lineales y discontinuos; otras ventajas del mismo son su rápida respuesta dinámica, así como la facilidad en la inclusión de restricciones y no linealidades [11], [12]. Por esas razones, varios trabajos han estudiado e implementado el MPC para convertidores de fuente de voltaje [13], filtros de potencia activa [14], [15], convertidores matriciales [16], máquinas multifase [17]-[24], entre otros. En esta Tesis, el MPC se aplica como un controlador predictivo de corriente del NPC en sus formas clásica (FCS) [11] y modulada (FFS) [25], con el objetivo de lograr una buena respuesta dinámica y un buen seguimiento de la corriente, y bajo esa premisa plantear la interconexión de una microrred a una red de mayor escala. Para un mejor rendimiento del MPC, se recomienda una alta frecuencia de muestreo [26], este requisito se puede cumplir con potentes procesadores de señal digital disponibles en la actualidad.

MOTIVACIÓN

La razón principal que motiva ésta Tesis es el desarrollo de combinaciones idóneas entre novedosas y avanzadas estrategias de control, y convertidores electrónicos de potencia de última generación, para el abastecimiento de microredes, pudiendo ser éstas meramente de generación distribuida, así como interconectadas a un sistema de potencia de gran escala. Abordando un proceso de selección tácito, de la estrategia de control y del convertidor, teniendo en cuenta las características principales que pudieran llevar a una microred a la última aplicación mencionada. Por lo mismo generar un aporte significativo al estado del arte a través del proceso de selección mencionado y la difusión de los resultados obtenidos en eventos internacionales de reconocido prestigio.

OBJETIVO

Esta Tesis tiene por objetivo el estudio teórico del estado del arte y práctico mediante simulación, de los NPC con corriente de salida controlada a través del MPC para aplicaciones específicas en microrredes con y sin interconexión a red (ONGRID y OFFGRID respectivamente). Lo descrito puede ser desglosado más específicamente de la siguiente manera:

- Revisar el estado del arte de los convertidores de potencia, estrategias de control de corriente y microrredes, tomando referencias bibliográficas de fuentes confiables y actualizadas.
- Diseñar un convertidor NPC teniendo en cuenta un dimensionamiento de componentes a escala de implementación y modelar matemáticamente su comportamiento basado en magnitudes eléctricas de influencia.
- Estructurar la arquitectura de las estrategias de control a ser implementadas sobre la corriente de salida del convertidor NPC tanto para un funcionamiento en lazo abierto como para uno en lazo cerrado.

- Diseñar y ejecutar algoritmos MPC clásicos y modulados, para el control de corriente de convertidores NPC aplicado a microredes OFFGRID.
- Dimensionar filtros de acoplamiento a red acordes a las estrategias de control a ser implementadas, los niveles de tensión y corriente para microredes ONGRID, y la distorsión armónica admisible para esta finalidad.
- Ejecutar estrategias MPC en convertidores NPC para la interconexión de microredes y despacho compartido de cargas, y evaluar su desempeño teniendo en cuenta criterios de eficiencia energética y distorsión armónica admisibles.

CAPÍTULO 1

ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se aborda la revisión bibliográfica que abarca la actualidad académica acerca de los convertidores más utilizados en la industria y normalmente en aplicaciones de microrredes. Posteriormente se pone de manifiesto una clasificación de las técnicas de control aplicadas a dichos convertidores de potencia, haciendo hincapié en las más estudiadas para aplicaciones en microrredes. Por último se describen algunos pormenores de las microrredes teniendo en cuenta tanto las revisiones de los convertidores de potencia como los tipos de control.

1.1 Convertidores de potencia

En esta sección se detallan algunas de las topologías más estudiadas de convertidores de potencia. En la **Figura 1.1** se destaca la basta cantidad de convertidores existentes que principalmente se clasifican en cuanto a la forma de onda de la corriente de entrada y la corriente de salida. Cada una de estas clasificaciones posee a su vez una innumerable cantidad de variantes estudiadas en mayor o menor medida, esto lleva a resaltar solo los

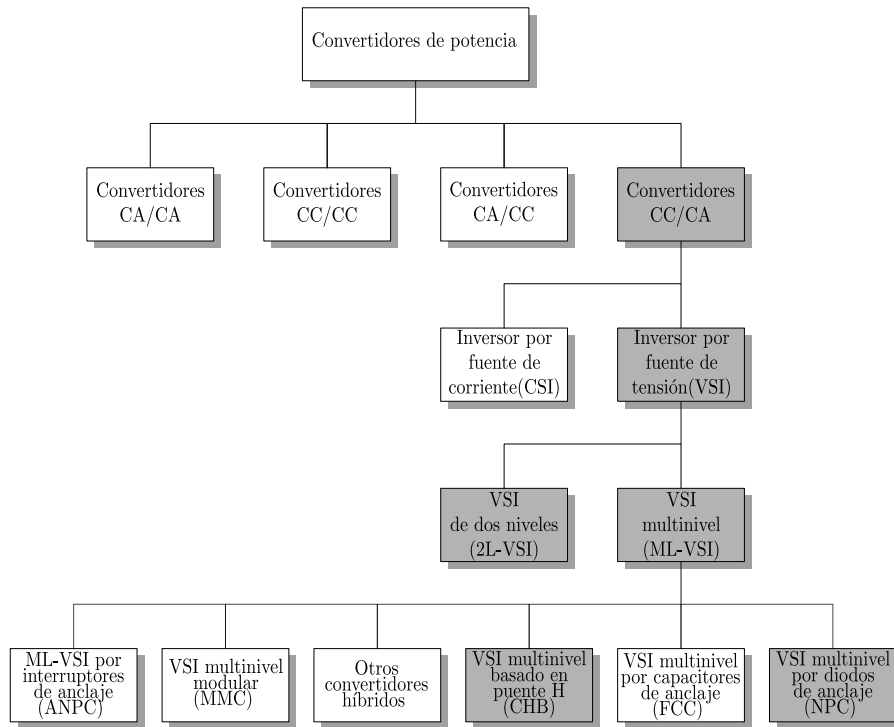


Figura 1.1 Taxonomía de los convertidores de potencia. **Fuente:** [7].

convertidores CC/CA ya que los mismo a pesar de requerir alimentación CC no fluctuante para funcionar de manera óptima, pueden ser analizados directamente a partir de la toma de un enlace de corriente continua (DC-link), es decir sin que obligatoriamente se tenga que acondicionar la generación en CC [27].

Para aplicaciones con tensiones medias como se dan en microredes, los inversores por fuente de voltaje (VSI) presentan una mayor eficiencia, un menor costo de implementación, mayor vida útil y su respuesta dinámica es más rápida [7], [29]. Razones por las cuales la investigación se direcciona hacia éstos.

1.1.1 Inversor por fuente de voltaje

Un convertidor del tipo fuente de voltaje (VSI) se basa en el principio de funcionamiento de la configuración tipo Puente-H de diodos para la rectificación de ondas, para el caso en cuestión, tratándose de un inversor, el mismo es del tipo CC-CA.

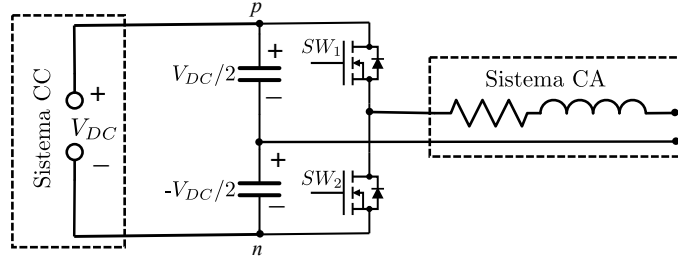


Figura 1.2 Diagrama esquemático de un VSI medio Puente-H. **Fuente:** [30].

Tabla 1.1 Tabla de la verdad VSI medio Puente-H, monofásico de dos niveles.

S_x	SW_1	SW_2	Salida
+	1	0	$V_{DC}/2$
-	0	1	$-V_{DC}/2$

Fuente: Elaboración propia.

A modo de explicar en que consiste este inversor, se utilizara el circuito más básico que consiste en un VSI medio puente, monofásico y de dos niveles (**Figura 1.2**). El mismo consta de una fuente en CC con un nivel de tensión V_{DC} , un par de capacitancias idénticas para realizar un divisor de tensión, una pata con dos interruptores controlados en configuración de medio Puente-H y una carga conectada al mismo.

El accionamiento del mismo es simple, si tomamos en cuenta la **Tabla 1.1** podremos observar que la tensión se va tomando a partir de la división de tensión provocada en cada capacitancia, para el primer nivel se debe activar SW_1 y mantener desactivado SW_2 , provocando un nivel de tensión $V_{DC}/2$ a la salida; para obtener el segundo nivel se desactiva SW_1 y se activa SW_2 , esta segunda secuencia provocara a la salida una nivel de tensión $-V_{DC}/2$. Esta salida se observa en la **Figura 1.3**. Se debe acotar que los interruptores SW_1 y SW_2 no pueden accionarse al mismo tiempo ya que de hacerlo se provocaría un cortocircuito a la salida del convertidor.

Existe una variante del VSI basada en completar el medio Puente-H como se indica en la **Figura 1.4**, esta configuración tiene la particularidad de requerir solo una capacitancia para mantener balanceada la tensión, y se contemplan una mayor cantidad de interruptores, cuatro en total. El método de operación de esta configuración se basa en la **Tabla 1.2**. A diferencia del caso de medio puente, en este se tendría por salida pico la tensión V_{DC} como se observa en la **Figura 1.4**. Como en el caso del medio puente existen combinaciones prohibidas dadas por la conmutación en simultaneo de SW_1 y SW_3 o SW_2 y SW_4 .

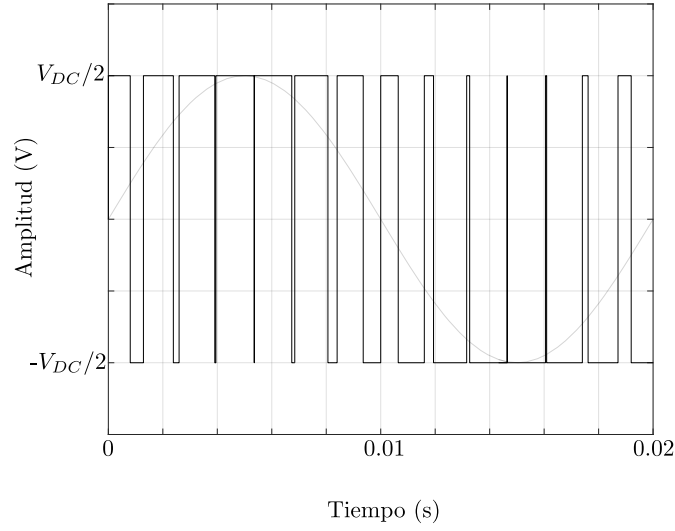


Figura 1.3 Salida de tensión de un VSI medio Puente-H de dos niveles.
Fuente: Elaboración propia.

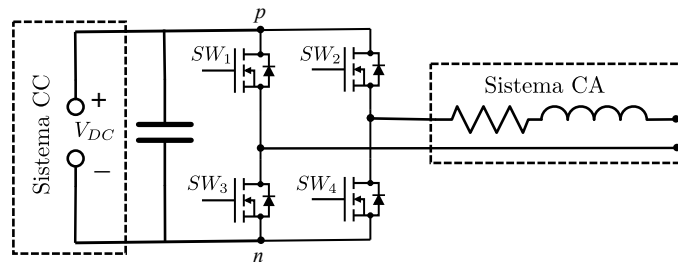


Figura 1.4 Diagrama esquemático de un VSI Puente-H completo. **Fuente:** [30].

Tabla 1.2 Tabla de la verdad VSI Puente-H completo.

S_x	SW_1	SW_2	SW_3	SW_4	Salida
+	0	1	1	0	V_{DC}
-	1	0	0	1	$-V_{DC}$

Fuente: Elaboración propia.

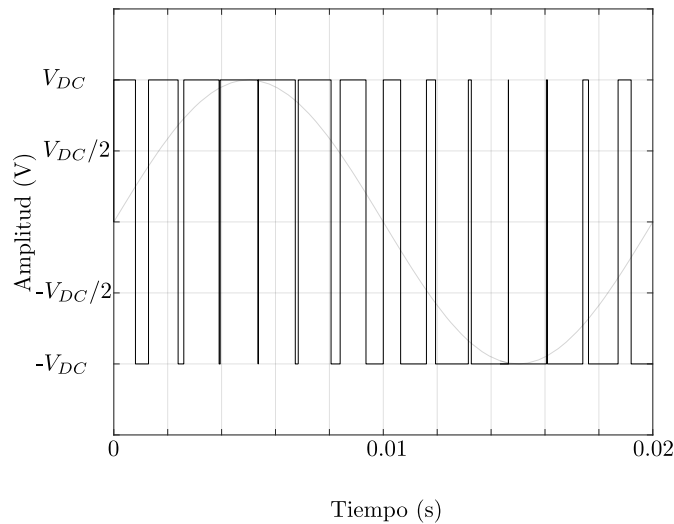


Figura 1.5 Salida de tensión de un VSI Puente-H completo de dos niveles.
Fuente: Elaboración propia.

Para obtener un VSI trifásico, en términos generales, solo es necesario tener tres configuraciones en medio puente monofásicas en paralelo entre sí, con lo cual se obtendría la topología por cada fase. Por lo general, cuando se lleva adelante una interconexión al sistema de CA, se hace a través de un transformador a tres hilos para lo cual no sería necesario contar con más de una capacitancia. En caso de ser necesaria una conexión tetrafilar, sin embargo, debe ser posible acceder al punto medio creado por dos capacitancias idénticas, divisoras de tensión en el enlace de CC [30].

1.1.2 Convertidor multinivel

La necesidad de obtener menores dimensiones en filtros a la salida de los convertidores, adecuar los convertidores a los requerimientos de voltaje y aplicaciones de alta potencia; desencadenaron la utilización de estrategias para la configuración de VSI en forma de múltiples niveles de tensión, también llamados convertidores multiniveles [31]. Conceptualmente, las configuraciones VSI multinivel [30] pueden ser divididas en:

- VSI multinivel basado en Puente-H;
- VSI multinivel por capacitores de anclaje; y
- VSI multinivel por diodos de anclaje.

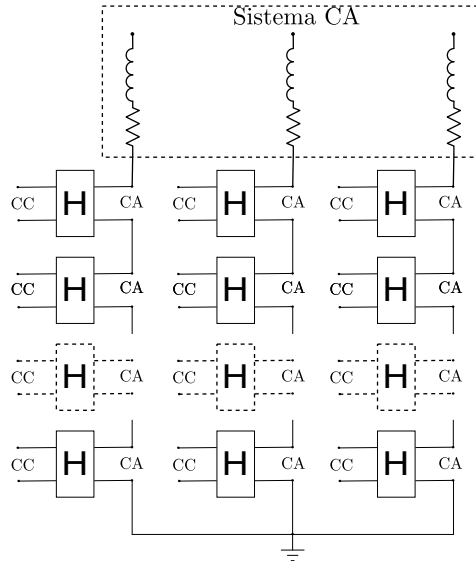


Figura 1.6 Esquema de VSI multinivel en cascada basado en Puente-H. **Fuente:** [30].

Ya que uno de los objetivos de los convertidores multiniveles es reducir al máximo la cantidad y dimensión de los elementos almacenadores de energía no se mencionaran detalles sobre el VSI multinivel por capacitores de anclaje. Se evaluara el modelo basado en Puente-H a partir de una representación simbólica equivalente de un VSI tipo puente completo, monofásico y de dos niveles, un modelo resumido de la **Figura 1.4**. En tanto para el caso del VSI multinivel por diodos de anclaje, el mismo será tratado en la subsección siguiente, ya que es también conocido como convertidor de punto neutro por enclavamiento o neutral point clamped (NPC).

El VSI multinivel basado en Puente-H, también es conocido por lo mencionado anteriormente, como VSI multinivel en cascada, por ser construido a través de la conexión en serie de módulos VSI Puente-H monofásicos. Esto se explica mejor a través de la **Figura 1.6**, el nivel del convertidor estará dado por una relación como la que sigue $niveles = 2n + 1$ en donde n representa al número total de módulos, esta ecuación solo es válida a partir del segundo modulo instalado en cascada al VSI de dos niveles inicial. Es destacable que se controlara cada modulo de forma independiente como si fuera un solo VSI Puente-H de dos niveles, pero sincronizado con los demás para obtener los nuevos niveles y fases correspondientes.

A modo de ejemplificar la salida obtenida, se observa en la **Figura 1.7** como se comportaría un VSI multinivel en cascada en las terminales del lado de CA en una de sus fases, para el caso en cuestión se observan 5 niveles ($V_{DC}/2$, V_{DC} , 0 , $-V_{DC}/2$, $-V_{DC}$).

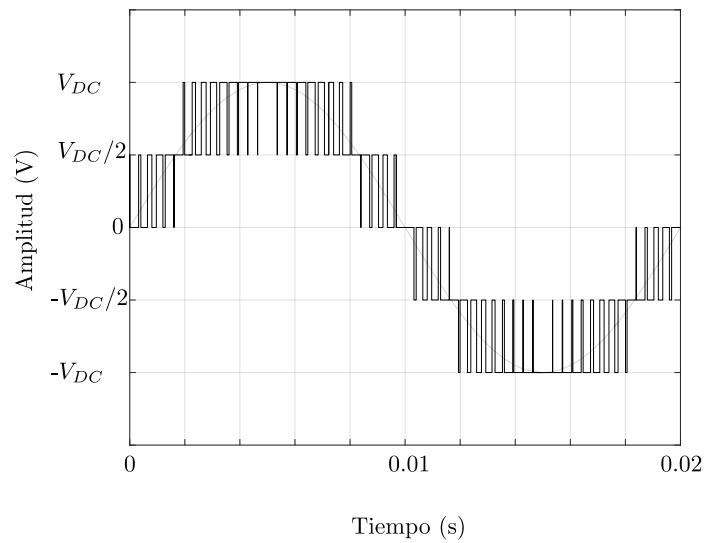


Figura 1.7 Salida de tensión de un VSI monofásico y de cinco niveles. **Fuente:** [32].

1.1.3 Inversor por diodos de anclaje

Como se mencionaba en la subsección anterior, existe una variante al convertidor tipo VSI multinivel, la cual se basa en el enclavamiento de diodos a través de un punto neutro, mismo punto neutro utilizado en algún momento para para realizar una conexión tetrafilar trifásica con punto neutro dentro de un VSI trifásico a un transformador que lo requiera, tomándolo a partir de un divisor de tensión capacitivo en el enlace de corriente continua. Como una subclasificación del VSI se lo conoce por el nombre de diode-clamped multi-level VSI (DCC), sin embargo es más conocido por el nombre *neutral-point diode-clamped* (NPC). El NPC monofásico de tres niveles está topológicamente constituido por una fuente de tensión o dos idénticas si se desea omitir a los capacitores, dos capacitores idénticos en caso de contarse con una sola fuente para formar un divisor capacitivo de tensión en punto neutro, dos diodos para el anclaje y un par de medio Puente-H (cuatro interruptores).

Tabla 1.3 Tabla de la verdad NPC, monofásico de tres niveles.

S_x	SW_1	SW_2	SW_3	SW_4	Salida
+	1	1	0	0	$V_{DC}/2$
0	0	1	1	0	0
-	0	0	1	1	$-V_{DC}/2$

Fuente: Elaboración propia.

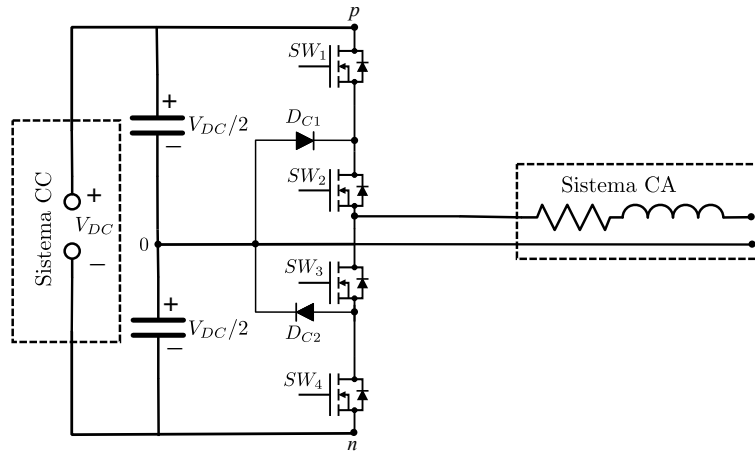


Figura 1.8 Esquemático de un NPC, monofásico y de tres niveles. **Fuente:** [33].

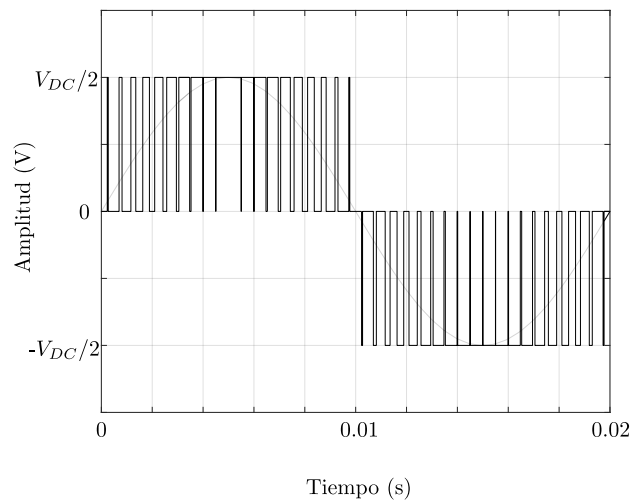


Figura 1.9 Salida de tensión de un NPC de tres niveles. **Fuente:** [33].

Son los interruptores y diodos de anclaje los que se aumentan en cantidad dependiendo de las fases que se requieran, por ejemplo, si se quisiera un sistema trifásico tetrafilar se requerirían en total seis diodos y doce interruptores. Cada conjunto de diodos e interruptores por fase se denomina pata. Lo mencionado anteriormente lo podemos observar en la **Figura 1.8**, el método de operación para la obtención de los distintos niveles de tensión es descrito por la **Tabla 1.3**, dichos niveles se observan en la **Figura 1.9** siendo estos $V_{DC}/2$, 0 y $-V_{DC}/2$.

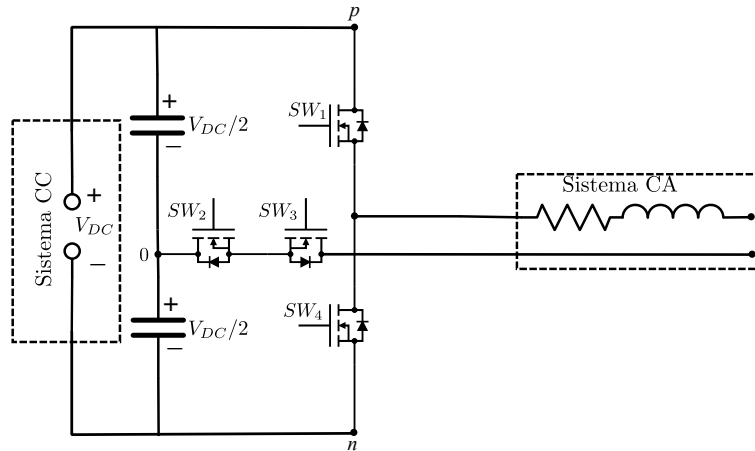


Figura 1.10 Esquemático de un TNPC, monofásico y de tres niveles. **Fuente:** [35].

Los diodos de bloqueo (D_{C1} y D_{C2}), conectados al punto neutro de 0 volts, tienen por función anclar las tensiones de bloqueo de los interruptores a una fracción del bus CC, esto es a la tensión $V_{DC}/2$. Los diodos anclados deben de bloquear la misma tensión[33]. Como en los demás caso, también se deben tener en cuenta los estados prohibidos para los conmutadores del NPC, para este caso los mismos serían SW_1 y SW_3 o SW_2 y SW_4 al mismo tiempo; no atender a esta limitación provocaría un cortocircuito a la salida del convertidor.

El NPC es comúnmente utilizado para sistemas de potencia de baja y media tensión, debido a la calidad de su tensión de salida comparada con el VSI de dos niveles. Pero como hemos analizado antes tanto, el número de interruptores es mayor así como la complejidad de su control. Por esta razón se plantea una alternativa denominada NPC tipo-T (TNPC), esta topología permite conmutaciones medias, menores al NPC común[34].

Inicialmente, se podrá verificar que existe una menor cantidad de dispositivos semi-conductores en el TNPC, no contándose como en el caso del NPC convencional con los diodos de enclavamiento por fases, se verifica esto según se observa en la **Figura 1.10**. La **Tabla 1.3** que hacia referencia al NPC convencional, también puede ser usada para describir el funcionamiento del TNPC, sin embargo es importante tener en cuenta dos puntos fundamentales, el primero es que no es obligatorio que SW_1 y SW_2 o SW_3 y SW_4 conmuten al mismo tiempo, basta con que conmuten SW_1 o SW_4 para obtener sus niveles correspondiente. El segundo es que se cuentan con tres combinaciones prohibidas SW_1 y SW_4 ; SW_2 , SW_3 y SW_1 ; y SW_2 , SW_3 y SW_4 .

1.2 Control de convertidores de potencia

El principio para seleccionar un tipo u otro de método de control en los convertidores de potencia depende principalmente del tipo de microred para el que se vaya a requerir. Se mencionaba anteriormente que los sistemas basados en microredes OFFGRID podrían operar sin inconvenientes en lazo abierto y para el caso de las ONGRID estas operarían dentro de un lazo cerrado de control. Sin embargo, no es en su totalidad cierto en ambos casos, principalmente para un sistema OFFGRID en donde se requiera que el convertidor tenga una respuesta dinámica comparable con las variaciones de la carga y no necesariamente de una GRID, si bien los comportamientos de cargas aisladas son más del tipo determinísticos, no se puede asegurar nada. En esta sección no se definirá ningún tipo de control específico para una microred ya sea ONGRID u OFFGRID, más bien se darán algunos pormenores de algunos que según la literatura son más estudiados o aplicados en los sistemas de electrónica de potencia.

Dentro de la **Figura 1.11** se observa una clasificación amplia de los sistemas de control para convertidores de potencia. Este árbol que muestra una de las taxonomías clasificatorias más explícitas, resalta a su vez con un contraste más oscuro los métodos de control que serán un poco más profundizados en esta revisión bibliográfica. También se destaca que en la misma, el abanico que más desprendimientos tiene es el de control predictivo porque será objeto de una mayor profundización. En trabajos futuros se podría profundizar en mayor medida en los no resaltados con contraste ya que presentan ventajas en circunstancias diferentes a las aplicaciones de microredes; el control por histéresis o lógica difusa (FLC) para la reducción de armónicos con filtro activos basados en convertidores NPC [36], la aplicación de redes neuronales artificiales (ANN) para la detección de fallas durante el suministro de energía de un convertidor [37] o la detección y eliminación de determinados armónicos [38] y así se podrían ir citando todos los demás, pero no es el objeto de este apartado.

En lo que sigue a su vez, se considerará un control en lazo abierto para convertidores de potencia dado por un modulador por ancho de pulso (PWM) que accione los interruptores, pre-configurado con una determinada onda portadora y señal de referencia; si en cambio, se aplicaran algunos métodos de control en lazo cerrado a la señal de referencia se mencionará en el correspondiente control.

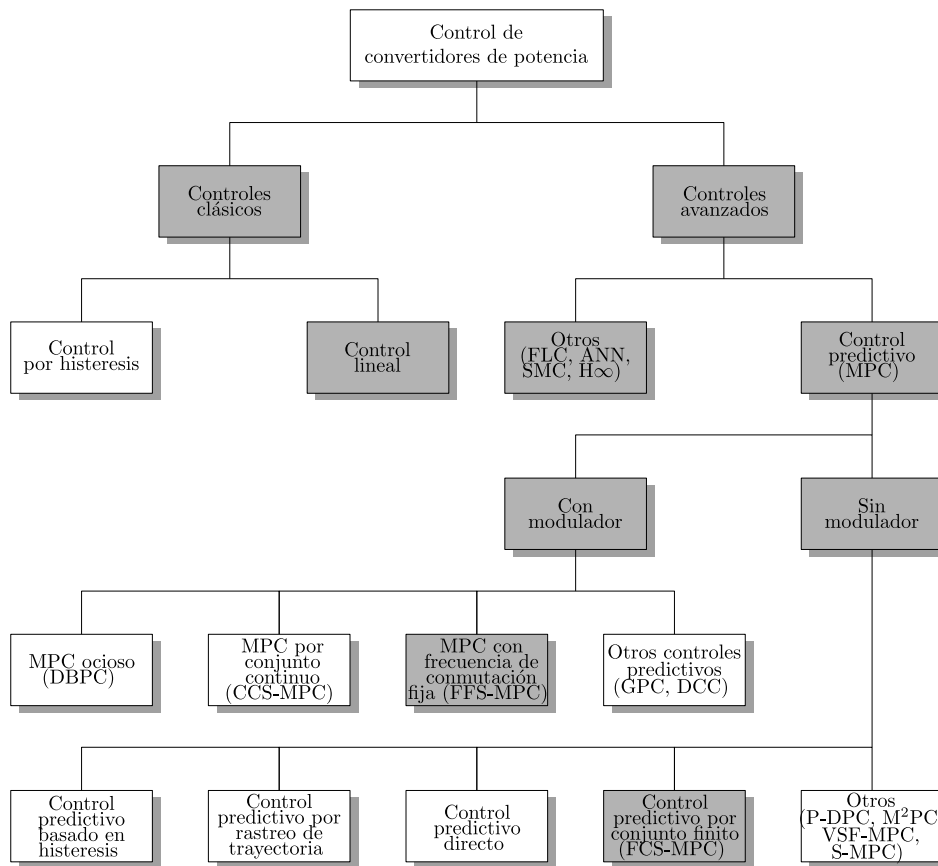


Figura 1.11 Taxonomía de los controles de convertidores de potencia. **Fuente:** [7].

1.2.1 Controles lineales

Los controles lineales pueden tener una basta subclasificación, sin embargo en este apartado se pondrán a colación solo dos de ellos; el control proporcional integrativo (PI) y el proporcional integral derivativo (PID). Es importante resaltar que para la aplicación de estos métodos de control lineal dentro del estudio de los convertidores de potencia, se debe contar con un modulador de señal de conmutación (**Figura 1.12**), para el caso en cuestión un sistema de modulación por ancho de pulso [39], [40].

El controlador Proporcional Integrativo (PI) tradicional tiene dos constantes de ganancia, una proporcional y otra integrativa (k_p y k_i) que son establecida para mantener operando al sistema en un rango determinado. Como se observa en la **Figura 1.13**, un controlador PI posee un lazo de realimentación con el que se calcula un error entre la salida del sistema

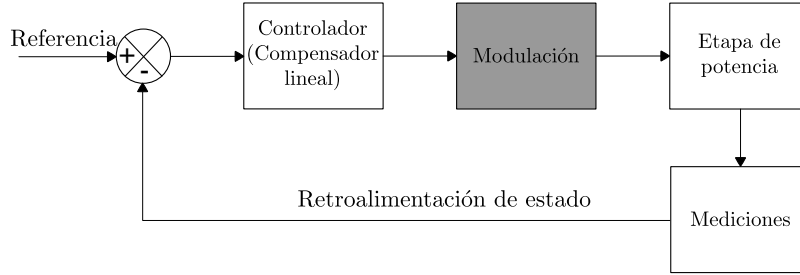


Figura 1.12 Diagrama de bloques de un control lineal modulado. **Fuente:** [42].

y un valor de referencia. La ecuación en el dominio del tiempo de un controlador PI está dada por,

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (1.1)$$

donde k_i es la ganancia integrativa, k_p la ganancia proporcional, y e representa al error entre la salida y la referencia. Si se optara por la ecuación en el dominio de la frecuencia (s), se tendría la ecuación,

$$u(s) = k_p e(s) + \frac{k_i e(s)}{s} \quad (1.2)$$

la cual es la más aplicada y de mejor implementación práctica. Algunos de los métodos más conocidos para ajustar las ganancias k_p y k_i son el de Ziegler-Nicholas, Cohen-Coon, Ziegler-Nichols y el método de ajuste de lambda, los últimos tres difieren del primero al ser métodos de ensayo y error [41].

Considerando que $e = r - y$, lo planteamos según la ecuación (1.2) y posteriormente hacemos una analogía con el procedimiento que acciona los inversores de potencia como el PWM, podemos considerar que la señal de referencia (r) en el caso de un sistema ONGRID se da por lo que se mida en el lado de CA del sistema (y), la planta es propiamente el PWM que realiza las conmutaciones en el convertidor CC/CA, a medida que el error (e) vaya variando el controlador PI ira ajustando la variable de control (u). Complementando a lo expuesto en el caso del controlador PI, a dicha estructura de control se le puede añadir un complemento derivativo. El control Proporcional Integral Derivativo (PID) es ampliamente utilizado en los sistemas de control por su simpleza y facilidad de implementación [43]. Cuando se quiere una mejora significativa en la eliminación del error de estado estacionario y la respuesta transitoria del sistema controlado, el PID es una opción muy adecuada [44]. La construcción de un controlador PID se puede caracterizar por la ecuación,

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt + k_d \frac{di}{dt} e(t) \quad (1.3)$$

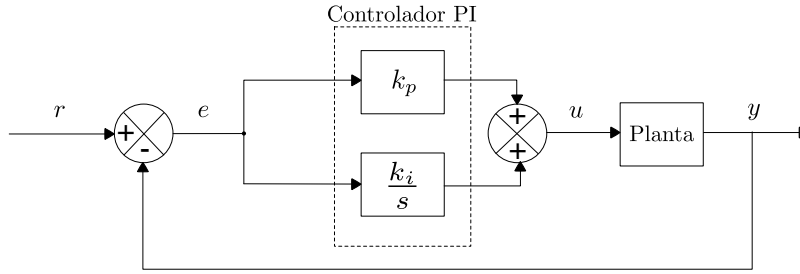


Figura 1.13 Diagrama de bloques de un control tipo Proporcional Integrativo. **Fuente:** Elaboración Propia.

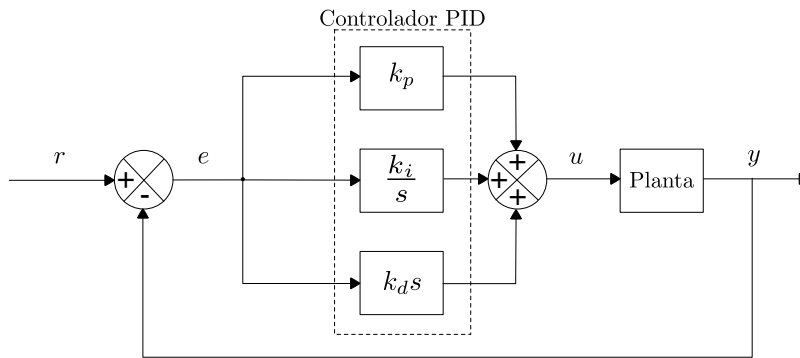


Figura 1.14 Diagrama de bloques de un control tipo Proporcional Integral Derivativo. **Fuente:** Elaboración Propia.

donde k_d representa el valor de la ganancia diferencial, que es el que se agregar en complemento a la ecuación (1.1). En cuanto a los métodos de ajuste de las ganancias k_p , k_i y k_d estos no difieren con el caso anterior del control PI.

De los conceptos presentados para el caso PI se pueden tomar varias analogías para no caer en redundancias para el PID, por ejemplo la forma en que se puede aplicar el lazo de control en una microred para llevar adelante el control de conmutaciones de un convertidor. Aún así, y presentando sin embargo esta y otras analogías como la función de control del convertidor en la ecuación (1.3) que solo se ve alterada en el termino diferencial, en la ecuación (1.4) y la **Figura 1.14** muestran la función del controlador PID en el dominio de la frecuencia y el diagrama de bloques respectivamente.

$$u(s) = k_p e(s) + \frac{k_i e(s)}{s} + k_d e(s)s \quad (1.4)$$

1.2.2 Controles no lineales

En [45] se menciona que la naturaleza de un convertidor (CC/CC en dicha referencia) es no lineal por dos motivos principales:

- Poseer componentes de conmutación como los transistores y diodos. Los transistores se encienden y apagan en respuesta a una señal aplicada y los diodos tienen una función característica $v - i$ no lineal. A su vez la caída de tensión en los interruptores puede verse como perturbación interna cuando las tensiones de entrada y salida del convertidor son bajas.
- Los componentes reactivos, tales como los inductores y capacitores. Estos funcionan como elementos de almacenamiento en los convertidores, y como elementos de filtro para aislar las componentes armónicas de corriente.

Las mencionadas componentes sumadas a los efectos parásitos o indeseables dan como resultado un modelo meramente no lineal en los convertidores conmutados. Bajo estas condiciones, varios métodos de control no lineal han sido implementados en los convertidores como la linealización por realimentación [46], el modo deslizante (SMC) [47], control basado en pasividad [45], por lógica difusa (FLC) [41], [48], el backstepping adaptativo [49], H-infinito (H^∞) [50], entre otros. El primero de los mencionados es el procedimiento más habitual, por el cual se linealiza propiamente el modelo y se aplica lo que mencionábamos anteriormente con el control PI o PID, su problema es que la no linealidad inherente puede provocar inestabilidad, por lo cual cuando se trate de abordar más de una variable de control dentro de un sistema compuesto por convertidores se recomienda analizar la posibilidad de utilizar alguno de los otros métodos de control no lineales también citados. Se destaca que no son los únicos existentes, pero si los más estudiados.

1.2.3 Control predictivo basado en el modelo

Se ha optado por describir al último el control predictivo basado en modelo (MPC) en una sección independiente, ya que aunque en algunas literaturas se lo clasifica como un método de control no lineal, en otras se lo deja sin una clasificación obligatoria y fija. En [51] se lo describe como un control óptimo, control de procesos con tiempos muertos, procesos multivariantes y que utiliza las referencias cuando están disponibles; que al utilizar una estrategia con horizonte finito permite la consideración de restricciones y procesos no lineales.

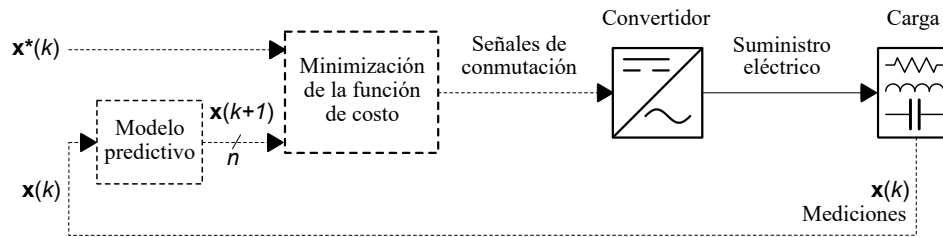


Figura 1.15 Esquema general de un MPC para convertidores de potencia. **Fuente:** [11].

Uno de lo mayores atractivos del MPC es que se basa en un procedimiento relativamente sencillo, que tiene un único punto débil, el cual es que requiere muestreos de las variables muy rápidos, del orden de los μs ; aunque este requerimiento puede ser subsanado por los procesadores de alto rendimiento y gran velocidad de computo con los que se cuenta hoy en día [6]. Describiéndolo como un proceso de conmutación de interruptores de un convertidor, el mencionado procedimiento de aplicación se daría según la **Figura 1.15**.

Una vez establecido el modelo predictivo y la función de costo, se llevan acabo las mediciones de las magnitudes a ser controladas $\mathbf{x}(k)$; con estas magnitudes se procede a calcular el valor de los mismo en un tiempo de muestreo en el futuro a través del modelo predictivo (un valor para cada uno de los n posibles valores de conmutación del convertidor). Luego, cada uno de estos valores se compara con una referencia, la menor función de costo equivale al orden de conmutación que se dará el próximo tiempo de muestreo.

1.3 Convertidores de potencia en aplicaciones de microredes

Una microred puede definirse como un pequeño grupo de fuentes de energía eléctrica y cargas. Es una versión más pequeña de una red interconectada de potencia (GRID), la cual generalmente esta compuesta por pocas y grandes centrales de generación, y abarca grandes áreas [52]. En este contexto, cuando se trata de microredes, que al contrario de la GRID, cuenta con un gran número de fuentes de generación de menores potencias, los convertidores juegan un papel fundamental ya que vinculan a la generación (mayoritariamente en CC) con el consumo (mayoritariamente en CA).

Ya sea que se trate de un microred independiente de la GRID (OFFGRID) o una con interconexión (ONGRID), en [53] se clasifica a las mismas como se indica en la **Figura 1.16**. En este apartado se analizarán los dos casos (ONGRID y OFFGRID), y aunque en esencia, las filosofías principales de una microred son el aislamiento y la generación distribuida, no se puede dejar de mencionar el efecto de la GRID y el rol que cumplen los convertidores de potencia aquí.

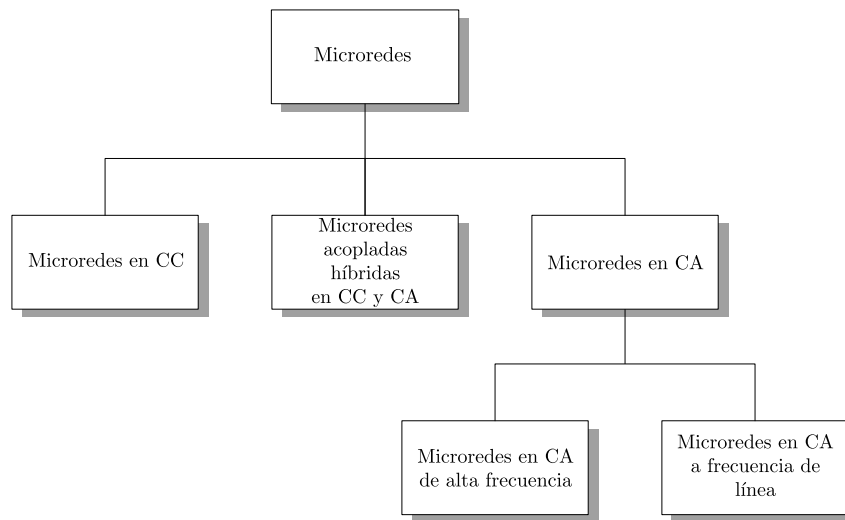


Figura 1.16 Clasificación de las microredes basadas en electrónica de potencia. **Fuente:** [53].

1.3.1 Convertidores en aplicación OFFGRID

Una OFFGRID se define como una microred independiente a la GRID. Cuando se trata de la clasificación que se menciona en la **Figura 1.16** se da en cualquiera de los casos posibles, aunque es más común encontrarla en forma de microred acoplada híbrida en CC y CA, ya que al ser independiente de la GRID (generalizándola en CA), no está obligada a alimentar cargas totalmente en CA y puede poseer cargas especialmente diseñadas para niveles de tensión adecuados en CC por las cortas distancias entre la generación y el consumo.

Según [54], las topologías más estudiadas y utilizadas para microredes OFFGRID son tres, basadas en buses individuales. La primera cuenta con un bus de alta tensión en CA (HVac), la segunda cuenta con un bus de baja tensión en CC (LVdc) y la tercera se basa en un bus de alta tensión en CA (HVac). En la **Figura 1.17** se pueden observar las mencionadas topologías, destacando que los acondicionamientos provistos por convertidores CC/CC no se indican aquí al no ser objetos de estudio en este trabajo.

Las OFFGRID se encuentran aisladas de la GRID más por una cuestión de inviabilidad logística que por ser la mejor opción, esto quiere decir que por lo general se encuentran a una gran distancia de los grandes centros de generación, y además los sistemas de generación convencionales no son aplicables en su zona. Cuestiones como estas las obligan a optar por opciones renovables y limpias, como los sistemas fotovoltaicos o la generación eólica; fuentes que tienen una producción de energía eléctrica en CC. Ciertamente este

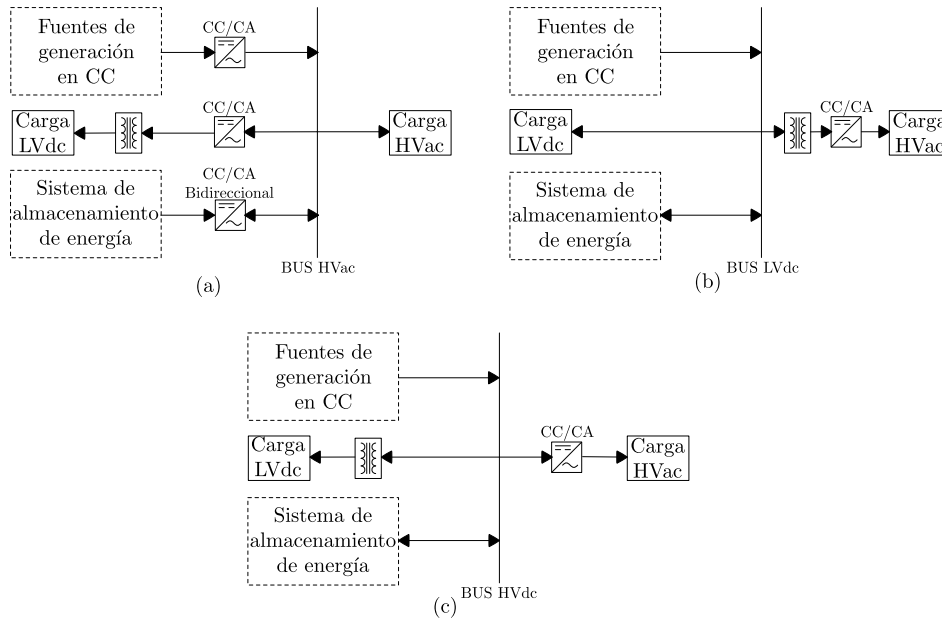


Figura 1.17 Topología de microred OFFGRID basada en barra simple (a) basada en bus de alta tensión en CA, (b) basada en bus de baja tensión en CC, y (c) basada en bus de alta tensión en CC. **Fuente:** [54].

concepto es redundante pero muy importante, pues justifica en su totalidad la aplicación de convertidores, justificación verificable en las topologías presentadas en la **Figura 1.17**.

La mayor ventaja de los sistemas OFFGRID es que los inversores no requieren de complejas estrategias de control, pudiendo trabajar directamente en lazo abierto, con las desventajas inherentes que esto represente.

1.3.2 Convertidores en aplicación ONGRID

Una microred con fundamentos ONGRID consiste básicamente en una OFFGRID interconectada a la GRID, pero el principio de operación no es tan simple, pues no se puede tomar por ejemplo la topología de la **Figura 1.17** (a) y agregarle un generador equivalente a la GRID en el bus HVac. Para llevar adelante este procedimiento es necesario un eslabón más, que permita sincronizar el sistema OFFGRID con la GRID para poder operar en conjunto sin provocar cortocircuito, este proceso es comúnmente denominado GRID-Tie y consiste en tener la misma magnitud, fase y frecuencia, de la energía eléctrica en los dos puntos a ser interconectados [55].

Bajo el criterio de llevar adelante una sincronización con el objetivo de interconectar sistemas y obtener una microred ONGRID, se puede empezar a mencionar la necesidad de contar con un sistema de control en lazo cerrado que efectúe progresivamente los accionamientos correspondientes de interruptores del convertidor de manera a mantener constantes las variables mencionadas anteriormente dentro del proceso de GRID-Tie. Para todo este cometido existe una pieza fundamental conocida como bucle de enganche de fase (PLL), cuya misión es asegurarse de mantener en fase con la GRID la tensión y la corriente del inversor [56].

En la **Figura 1.18** se propone la topología más generalizada para los sistemas ON-GRID, basada en las topologías OFFGRID de las **Figuras 1.17**, con las particularidades que encierra la interconexión a la GRID. Se destaca que los flujos de potencia son los indicados con las flechas solidas y los del lazo de control con líneas de puntos. En los sistemas ONGRID existen una mayor cantidad de detalles sobre el control del convertidor y la disposición de los disparos que vayan a efectuarse. A medida que se quieran incluir mayores complejidades y se requiera un mayor número de fuentes de generación, proporcionalmente aumentará la complejidad de los métodos de control.

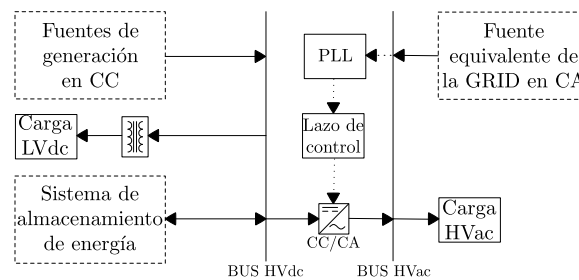


Figura 1.18 Topología de microred ONGRID basada en barra doble.
Fuente: Elaboración propia.

1.4 Conclusiones del capítulo

Se han revisado de forma bibliográfica los convertidores más estudiados y con mayor implementación en aplicaciones de electrónica de potencia. También se han presentado estos en su aplicación dentro de las microredes. Por último, una vez definidas las microredes, se procedió a mostrar a grandes rasgos, los métodos más resaltantes de control de dichos convertidores de potencia.

Entre los convertidores revisados, el que más resalta para aplicaciones de mediana tensión, con buena respuesta a altas frecuencias de conmutación y una considerablemente aprovechable eficiencia es el NPC siendo el que menor caída de tensión y estrés en los semiconductores presenta [6]. Considerando las ventajas que presenta el MPC como método de control para llevar adelante procedimientos de GRID-Tie en microredes, la siguiente etapa del trabajo se centra en estudiar algunos pormenores de ésta estrategia de control para su aplicación en el NPC y proponer modelos en el entorno simulativo contrastables entre sí.

CAPÍTULO 2

CONVERTIDOR NPC

En este capítulo se estudiara al convertidor NPC aunque no de forma redundante al capítulo anterior de revisión bibliográfica del mismo, sino se enfocará en la descomposición de dicho convertidor en sus dos fundamentos principales, su modelo matemático y el dimensionamiento de sus componentes para un estudio más definido del mismo en etapas posteriores.

2.1 Modelo matemático

De la misma forma que se estableció la tabla de la verdad del NPC en el capítulo anterior en la **Tabla 1.3**, con una sola fase, así también se procederá con su modelado matemático ya que es extrapolable a la cantidad de fases que se requieran. En cuanto a la carga que se utilizara para dicho modelo, en una microred al predominar las cortas distancias de líneas de abastecimiento eléctrico, el efecto capacitivo de las misma se ve muy atenuado, pudiéndose considerar despreciable; por tanto se utilizaran cargas con un factor de potencia en atraso para este y los demás estudios posteriores.

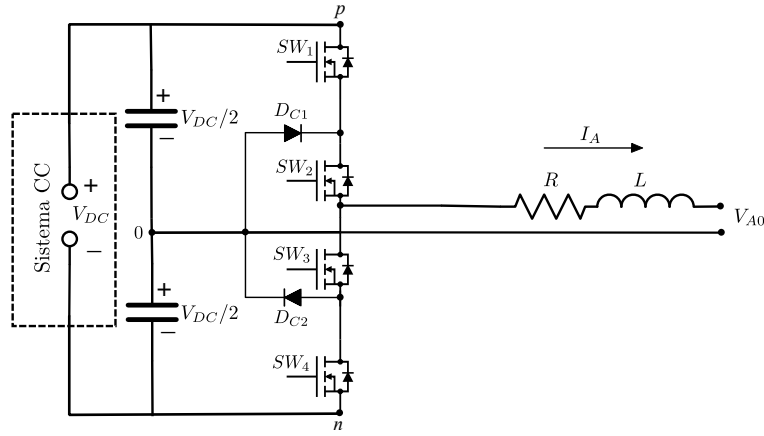


Figura 2.1 Esquemático de una rama del NPC. **Fuente:** [33].

2.1.1 Modelos matemáticos en tiempo continuo y discreto

En la **Figura 2.1** a la salida se tiene conectada una carga del tipo inductiva (RL). Considerando que los niveles de tensión siguen siendo del tipo de CC a pesar de darse cambios de dichos niveles y conmutaciones a altas frecuencias, se debe tratar en el dominio del tiempo a la carga como un circuito de primer orden y evaluar su correspondiente respuesta transitoria [57]. Dicho esto de otra manera a través de la ecuación,

$$V_{A0}(t) = RI_A(t) + L \frac{dI_A(t)}{dt} \quad (2.1)$$

donde $V_{A0}(t)$ representa al valor de la tensión entre la fase A y el punto neutro formado entre los capacitores y $I_A(t)$ equivale a la corriente que circula por la carga.

La ecuación (2.1) se considerara como la representación matemática en tiempo continuo para una fase del convertidor NPC en cuestión. Este modelo matemático nos será útil para la deducción del modelo equivalente al mismo, en tiempo discreto utilizando la aproximación,

$$\frac{dI_A(t)}{dt} = \frac{I_A[k+1] - I_A[k]}{T_s} \quad (2.2)$$

denominada comúnmente aproximación de Euler hacia adelante [58], donde k representa el instante actual del muestreo y T_s el tiempo de muestreo.

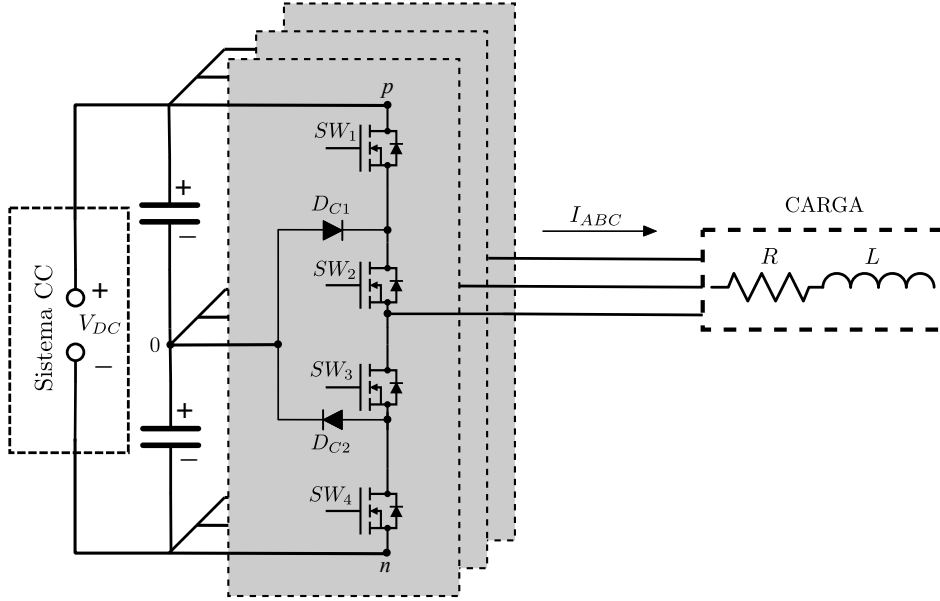


Figura 2.2 Esquemático de un NPC de tres fases. **Fuente:** [33].

Reemplazando la correspondiente aproximación 2.2 en 2.1 y llevando todas las demás funciones en el dominio del tiempo "t" al dominio del tiempo "k" se obtiene cuanto sigue,

$$V_{A0}[k] = RI_A[k] + L \frac{I_A[k+1] - I_A[k]}{T_s} \quad (2.3)$$

siendo $k+1$ un instante de muestreo adelantado con relación al instante actual k . Entonces, una vez obtenida la última ecuación ya en el dominio del tiempo discreto se procede a ordenar algebraicamente las variables en cuanto a su dependencia del tiempo de muestreo k , es decir la función de corriente adelantada un instante de muestreo en un lado de la ecuación y las dependientes del instante actual en el otro lado, según se ve en la siguiente ecuación:

$$I_A[k+1] = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) I_A[k] + \frac{V_{A0}[k]T_s}{L} \quad (2.4)$$

Según lo propuesto en el esquema general de un MPC para convertidores de potencia observado en la **Figura 1.15**, se requiere para el modelo predictivo la función de predicción para llevar adelante el control. Dicho de otra manera, la ecuación (2.4) corresponde al modelo de predicción de corriente del NPC para un horizonte de predicción igual a $k=1$. Este modelo será utilizado en el próximo capítulo cuando se detallen los distintos MPC aplicados al convertidor de estudio.

2.1.2 Estructura de conmutación del NPC

A partir de este punto se extiende el estudio a un análisis contemplando las 3 fases del NPC, con lo cual se tendrían ya ahora S_a , S_b y S_c , como representación del estado de cada rama del convertidor para obtener la fase correspondiente.

Tabla 2.1 Estados por patrón de conmutación para un NPC trifásico de tres niveles.

S_a, S_b, S_c	SW_1	SW_2	SW_5	SW_6	SW_9	SW_{10}	E_x
(+,+,+)	1	1	1	1	1	1	E_1
(0,0,0)	0	1	0	1	0	1	E_2
(-,-,-)	0	0	0	0	0	0	E_3
(+,0,0)	1	1	0	1	0	1	E_4
(0,-,-)	0	1	0	0	0	0	E_5
(+,+,0)	1	1	1	1	0	1	E_6
(0,0,-)	0	1	0	1	0	0	E_7
(0,+,0)	0	1	1	1	0	1	E_8
(-,0,-)	0	0	0	1	0	0	E_9
(0,+,+)	0	1	1	1	1	1	E_{10}
(-,0,0)	0	0	0	1	0	1	E_{11}
(0,0,+)	0	1	0	1	1	1	E_{12}
(-,-,0)	0	0	0	0	0	1	E_{13}
(+,0,+)	1	1	0	1	1	1	E_{14}
(0,-,0)	0	1	0	0	0	1	E_{15}
(+,-,-)	1	1	0	0	0	0	E_{16}
(+,0,-)	1	1	0	1	0	0	E_{17}
(+,+,-)	1	1	1	1	0	0	E_{18}
(0,+,-)	0	1	1	1	0	0	E_{19}
(-,-,-)	0	0	1	1	0	0	E_{20}
(-,+,0)	0	0	1	1	0	1	E_{21}
(-,+,+)	0	0	1	1	1	1	E_{22}
(-,0,+)	0	0	0	1	1	1	E_{23}
(-,-,+)	0	0	0	0	1	1	E_{24}
(0,-,+)	0	1	0	0	1	1	E_{25}
(+,-,+)	1	1	0	0	1	1	E_{26}
(+,-,0)	1	1	0	0	0	1	E_{27}

Fuente: Elaboración propia.

Según lo previsto en la **Tabla 1.3** se prevé que el NPC, a través de distintos patrones de conmutación de sus interruptores, obtenga alguno de los tres posibles niveles de tensión que ahí se establecen. La mencionada tabla no contempla la redundancia del nivel de tensión 0 cuando cuando SW_1 y SW_2 sean 0 y 0 respectivamente. En la **Tabla 1.3** S_x representa a los niveles de tensión en forma de signos genéricos a sus valores ya sean el máximo (+), el nulo (0) o el mínimo (-); a su vez el subíndice x es extrapolable a cada fase que se contemple dentro del convertidor, para el caso de estudio serán un total de tres fases (a , b y c).

Teniendo 3 estados por cada fase, al caso trifásico (**Figura 2.2**) se tendrían en total 27 combinaciones posibles, esto se ilustra mejor en la **Tabla 2.1**. Cada combinación equivale a un determinado vector de tensión trifásico como se observa en al **Figura 2.3**, donde se cuenta con algunas redundancias siendo en total 1 vector nulo (3 combinaciones

Tabla 2.2 Vectores de voltaje del convertidor NPC.

E_x	V_x	
E_1, E_2, E_3	V_0	0
E_4, E_5	V_1	$\frac{1}{3}V_{DC}$
E_6, E_7	V_2	$(\frac{1}{6} + j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$
E_8, E_9	V_3	$(-\frac{1}{6} + j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$
E_{10}, E_{11}	V_4	$-\frac{1}{3}V_{DC}$
E_{12}, E_{13}	V_5	$(-\frac{1}{6} - j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$
E_{14}, E_{15}	V_6	$(\frac{1}{6} - j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$
E_{16}	V_7	$\frac{2}{3}V_{DC}$
E_{17}	V_8	$(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$
E_{18}	V_9	$(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{DC}$
E_{19}	V_{10}	$j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
E_{20}	V_{11}	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{DC}$
E_{21}	V_{12}	$(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$
E_{22}	V_{13}	$-\frac{2}{3}V_{DC}$
E_{23}	V_{14}	$(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$
E_{24}	V_{15}	$(-\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{DC}$
E_{25}	V_{16}	$-j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{DC}$
E_{26}	V_{17}	$(\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{DC}$
E_{27}	V_{18}	$(\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{6})V_{DC}$

Fuente: Elaboración propia.

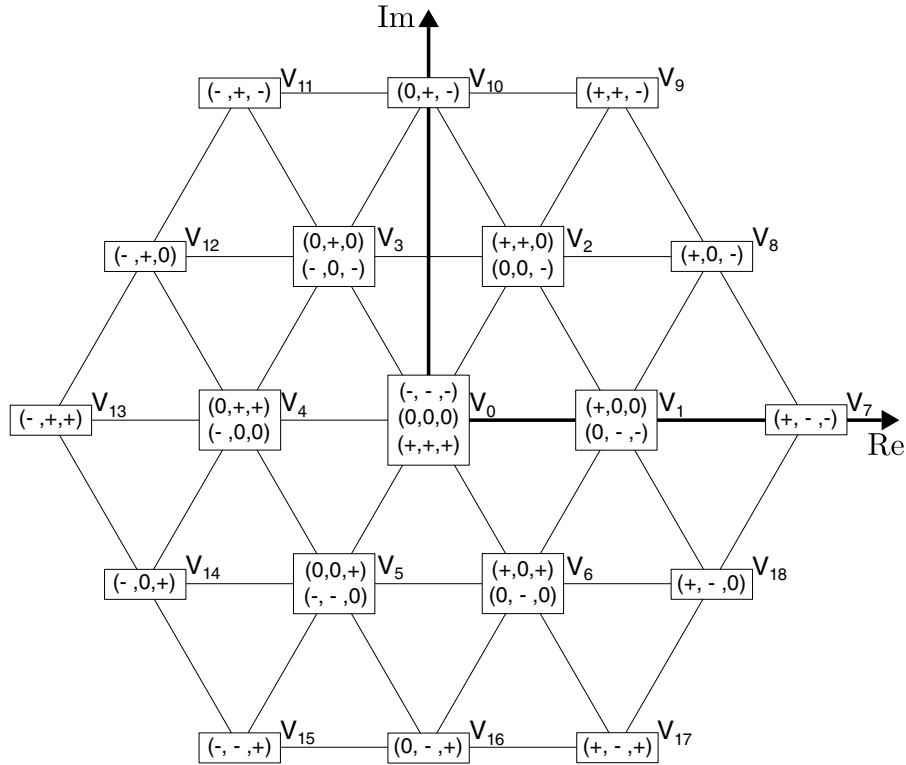


Figura 2.3 Vectores de voltaje posibles y estados de conmutación del NPC. **Fuente:** [11].

diferentes) y 18 vectores no nulos (24 combinaciones diferentes). También en la **Tabla 2.1** es importante destacar que no se muestran los estados de los interruptores " SW_3 , SW_4 , SW_7 , SW_8 , SW_{11} y SW_{12} " no se muestran en la misma ya que corresponden a los estados de los interruptores " SW_1 , SW_2 , SW_5 , SW_6 , SW_9 y SW_{10} " respectivamente.

El valor de cada uno de los 27 vectores de tensión puede calcularse a partir de dos consideraciones, la primera es que el valor de cada vector es un número complejo conjugado y la segunda que el desfase de las componentes por rama es de 120° . Por lo tanto el vector de tensión está definido por,

$$\mathbf{V}_x = \frac{2}{3}(V_{A0} + \mathbf{a}V_{B0} + \mathbf{a}^2V_{C0}) \quad (2.5)$$

donde $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} = \frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ representa al desfase correspondiente [11].

Considerando la ecuación 2.5 y la **Tabla 2.1** se puede generar lo que se observa en la **Tabla 2.2**, donde se tienen los vectores de tensión sin considerar las redundancias. Así mismo se puede generar por medio de dicha tabla, la **Figura 2.3** que ilustra de una mejor manera la misma.

2.2 Dimensionamiento de componentes

En esta sección se realiza una revisión de los componentes esenciales para la construcción de un NPC trifásico de tres niveles ya sea para su estudio teórico en simulación computacional o si se quisiera llevar adelante su implementación en hardware, esta selección sería igual de útil.

El NPC sin una fuente de CC equivale prácticamente a un arreglo de interruptores controlables y capacitores que forman entre sí el punto medio de anclaje a su vez el enlace de CC (DC-Link). En la **Tabla 2.3** se listan las características básicas que se buscan presente el NPC trifásico de tres niveles que se dimensionara, sobre dicha tabla se acotará a su vez que para el valor máximo de tensión mencionado refiere a una magnitud entre fases.

2.2.1 Selección de semiconductores

Los interruptores utilizados en los convertidores de potencia como el NPC están basados en tecnología de semiconductores. Los semiconductores son materiales especiales basados generalmente en silicio, los cuales conducen electricidad de manera diferente bajo distintas condiciones. Pueden actuar como un no conductor o un conductor, dependiendo de la polaridad de la carga eléctrica que se le aplica, lo que lleva al termino semiconductor [59].

Tabla 2.3 Convertidor NPC de tres niveles objetivo.

Magnitud de salida	Valor Máximo
Tensión	600 V
Corriente	45 A
Potencia	27 kVA
Factor de Potencia	0.8 (atraso)
Frecuencia	50 Hz
Fuente: Elaboración propia.	

La tecnología de semiconductores se clasifica generalmente según el ancho de su banda prohibida (WBG), este WBG por lo general permite definir a los semiconductores a ser utilizados según tres parámetros eléctricos principales los rangos de tensión, corriente y frecuencia en los que pueden operar los semiconductores como transistores. En [60] se describe con mayor claridad una manera de seleccionarlos según su aplicación. Para el estudio en cuestión se utilizarán transistores basados en tecnología del carbono de silicio (SiC) y semiconductor metal-óxido por efecto de campo (MOSFET). El SiC-MOSFET presenta una versatilidad bastante amplia para rangos de tensión y corrientes medios, adecuados para aplicaciones en microrredes; además de soportar altas frecuencias de conmutación del orden de los 100 kHz a dichas tensiones y corrientes mencionadas, lo que facilitará la implementación del MPC.

Es importante aclarar que el SiC-MOSFET no cuenta con un modelo de transistor disponible en la herramienta MATLAB-Simulink, por lo cual el semiconductor que se seleccione deberá, a partir de sus especificaciones técnicas, ser modelado dentro del entorno de simulación mencionado, al menos lo más aproximado posible. En [61] y [6] se describen algunos pasos para realizar este procedimiento.

Si se toma lo establecido en la **Tabla 1.3** y se considera el requerimiento máximo de tensión de salida entre fases de la **Tabla 2.3**, se entiende que para darse este valor se tendrían que encontrar dos de las fases con un valor de tensión máximo posible simultaneo. En otras palabras para cada transistor la tensión mínima admisible de drenaje-fuente (V_{DS}) deberá ser de 300 V. Para el caso de la corriente, como los interruptores actúan en serie, pero sigue dándose el accionamiento de dos ramas en paralelo en la condición

Tabla 2.4 Características del transistor CMF20120D.

V_{dsmax}	Drain-Source max Voltage	650 V
L_d	Drain Inductance	90 nH
C_{gd}	Gate-Drain Capacitance	90 pF
C_{gs}	Gate-Source Capacitance	1200 pF
R_g	Gate Resistance	13.8 Ω
R_{on}	FET Resistance	120 m Ω
L_{don}	Diode Inductance	15 nH
R_d	Diode Resistance	0.2 Ω
V_f	Diode Forward Voltage	1.5 V
R_s	Snubber Resistance	0.26 Ω
C_s	Snubber Capacitance	13 pF

Fuente: Elaboración propia.

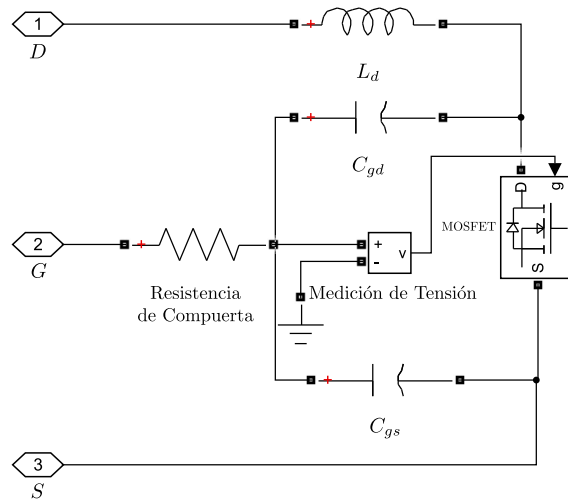


Figura 2.4 Esquemático aproximado de un SiC-MOSFET en Simulink. **Fuente:** [61].

de valor máximo, estos deben ser capaces como mínimo de soportar una corriente de drenaje (I_D) igual a 22.5 A. Bajo estas consideraciones, el transistor a ser modelado computacionalmente para ser estudiado es el *CMF20120D* según las especificaciones provistas por su fabricante ROHM Semiconductor. En la **Tabla 2.4** se pueden observar las características utilizadas para su modelado, según se ve en la **Figura 2.4**.

En la **Figura 2.4** solo se observan cuatro de todos los parámetros citados en la **Tabla 2.4**, ya que algunos de ellos son insertados a través de la función Parámetros de Bloque dentro del entorno propio de la plataforma Simulink.

Durante los procesos de conmutación, los diodos de enclavamiento o anclaje, deben ser capaces de operar a frecuencias equivalentes a las de los transistores de potencia. Estos también, deben poder soportar como mínimo un voltaje de inversa igual que el V_{DS} mínimo de los transistores y una corriente directa promedio equivalente a lo que en promedio vaya a suministrar el convertidor a la mínima tensión de conducción, que para el caso sería de 22.5 A. Los diodos utilizados serán de recuperación ultrarrápida de la marca *POWER INTEGRATIONS*, específicamente los *LQA30T300*, capaces de soportar una corriente de inversa máxima de hasta 300 V y una corriente directa de 30 A.

2.2.2 Dimensionamiento del DC-Link

Según se menciona en [62], los dos criterios principales para la selección de capacitores que conformaran un DC-Link modular para un convertidor NPC son: El voltaje de rizado en el punto neutro y las limitaciones térmicas. Las corrientes en el punto neutro causan pérdidas térmicas y desbalances en los capacitores. El *WIMA* ofrece una serie de capacitores de polipropileno metalizado (PP) especialmente diseñados para optimizar su desempeño en aplicaciones de DC-Link, denominados *DC-Link MKP4*, para nuestro caso de estudio se utilizarán los capacitores *DCP4I042006A*, con una capacidad de $150\mu\text{F}$, capaces de soportar niveles de tensión de 600 VDC (70°C) / 450 VDC (85°C) y una corriente de 33 A_{rms} a 10 kHz.

2.3 Conclusiones del capítulo

Al inicio del capítulo se ha propuesto el estudio del convertidor NPC a partir de la descomposición del mismo en sus principales facetas de análisis, tanto su modelo matemático como su estructura física. Ambas facetas de análisis realizadas para poder, en posteriores capítulos, resolver el control del mismo y estudiarlo por medio de procesos de simulación computacional de la manera más próxima a la realidad posible.

El modelo matemático a ser utilizado en el MPC es la definición matemática del NPC en tiempo discreto, mostrada en 2.4. También se ahondó en la estructura conmutativa del NPC trifásico de tres niveles, buscando llegar a los posibles vectores de voltaje por combinación de conmutación mostrados en la **Figura 2.3**.

En la etapa de dimensionamiento del NPC se han seleccionado los principales componentes que forman la estructura de dicho convertidor como, el tipo de interruptores basados en semiconductores a ser utilizados, para este caso la tecnología SiC-MOSFET; los tipos de diodos, que bajo los requerimientos de conmutación deberán atender a características adecuadas para soportar estas, también teniendo que estar basados en la tecnología SiC-MOSFET. A su vez, la selección de los capacitores que formaran en su conjunto al DC-Link, siendo estos de presentados en su sección correspondiente en forma tal que puedan ser utilizados por ramas, aunque su valor de capacitancia será del triple de lo descrito ahí al encontrarse cada rama en paralelo para la formación de las tres fases.

CAPÍTULO 3

ESTUDIO TEÓRICO DE CONTROL APLICADO AL NPC

En este capítulo se abarcan las teorías de control directamente aplicadas al convertidor NPC, seleccionadas anteriormente entre las conclusiones del **Capítulo 1**. Ciertamente podemos referir que al cerrar el estudio del estado del arte en el mencionado capítulo solo se estableció que se llevaría adelante una profundización en lo que respecta al MPC aplicado al NPC, sin embargo en este capítulo también serán mencionados algunos pormenores acerca del control del NPC en la forma más sencilla posible, operando en lazo abierto. En este capítulo tanto para la opción del convertidor en lazo abierto como para el MPC no se llevarán a cabo simulaciones en entornos computacionales, estas se presentarán en el próximo capítulo.

3.1 Convertidor en lazo abierto

Como se mencionaba en capítulos anteriores, cuando el convertidor lleva adelante sus operaciones en un sistema aislado de la GRID u OFFGRID, en cualquiera de las topologías de microrredes que se propusieron en la **Figura 1.17**, la tendencia es la de

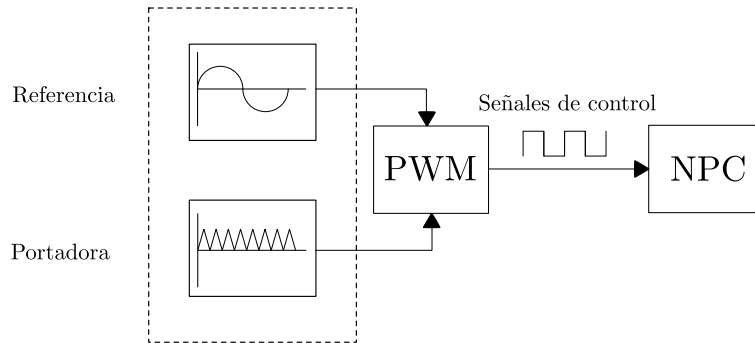


Figura 3.1 Topología de control en lazo abierto para NPC conmutado por PWM. **Fuente:** Elaboración Propia.

utilizar una imposición de referencia sin fluctuaciones que no necesariamente provenga de un sistema al cual se requiera acoplar o sincronizar, en otras palabras que los convertidores operen con imposición de referencia externa. Esto se puede apreciar de una mejor manera en la **Figura 3.1**, donde el sistema recibe una referencia impuesta, pero no de lazo realimentado con origen de mediciones a la salida.

Si volvemos a referirnos a la **Figura 3.1** vemos que no solamente ejemplifica la topología de un sistema en lazo abierto genérico, sino que concretamente propone el método de accionamiento de convertidores más utilizado, el de modulación por ancho de pulso o pulse width modulation (PWM). Para este tipo de accionamiento se requiere la comparación de una señal de referencia sinusoidal y contra una onda portadora que para el caso concreto es una triangular. Estas señales imponen las frecuencias del sistema, la primera la frecuencia de salida de la tensión y la segunda la frecuencia de conmutación de los interruptores.

Existen variantes muy novedosas del PWM para aplicación al NPC bastante interesantes como lo estudiado en [63] o [64] entre muchos otros, pero que requieren una profundización importante de análisis que no competen a este trabajo en cuestión. Un accionamiento PWM básico para el convertidor NPC, a diferencia de los conocidos para un VSI [65], consta de dos ondas portadoras tipo triangulares una desplazada actuando solo en el semiplano positivo (0 a 1), la otra también triangular pero limitada al semiplano negativo (0 a -1); y una onda sinusoidal por cada fase que se requiera con la frecuencia de red que se requiera a la salida del convertidor. Lo mencionado se puede observar de una manera más explícita en la **Figura 3.2**.

La comparación que se lleva adelante en el PWM correspondiente para el NPC entre la referencia y la portadora superior enviada será utilizada para comandar el SW_1 y correspondientemente (aunque negado) el SW_3 . Así mismo la comparación entre la

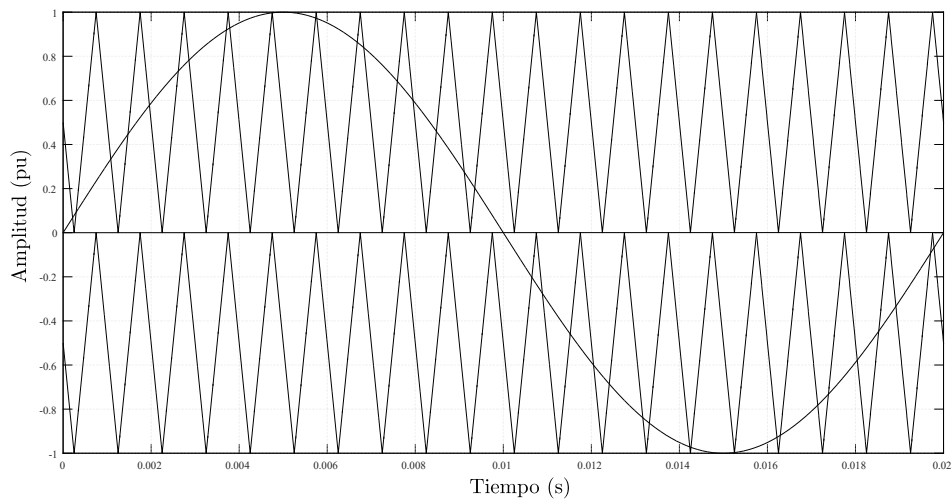


Figura 3.2 Referencia y portadoras para el accionamiento del NPC por PWM. **Fuente:** Elaboración Propia.

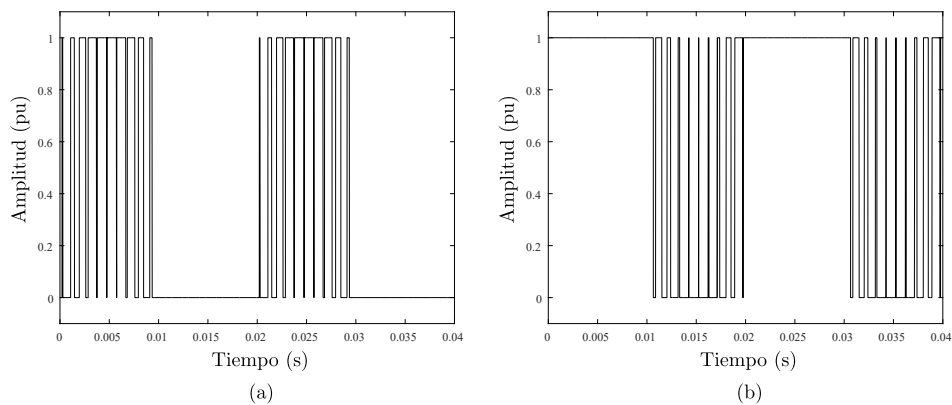


Figura 3.3 Señales de control PWM (a) S_1 y (b) S_2 , para interruptores de NPC. **Fuente:** Elaboración Propia.

referencia y la portadora inferior comanda a SW_2 y correspondientemente a SW_4 de forma negada. Estas señales de comando que podemos denominar S_1 y S_2 correspondientes a cada mención anterior se observan en la **Figura 3.3**.

3.2 Control predictivo

Como se estableció desde el **Capítulo 1** en su apartado de conclusiones y dentro de la selección de los métodos de control de convertidores a ser estudiados, haremos en esta sección un desglose de control predictivo basado en modelo (MPC) sobre el NPC para analizarlo como el método de GRID-Tie en microredes ONGRID [66]. Siendo el MPC por conjunto finito (FCS) o clásico [11] el más usado no se puede dejar de analizar, sin embargo existen algunas variantes interesantes que también resaltamos en la **Figura 1.11**, las cuales han ido mejorando la técnica de control a lo largo de los últimos años como son el mismo MPC clásico con compensación de retardo [6] y el MPC con frecuencia de conmutación fija (FFS) [67]; el primero entrando todavía en la clasificación sin modulación y el segundo ya con modulación. Se analizaran entonces de estos su estructura algorítmica de control y algunos otros pormenores que sean de interés sobre los mismos.

3.2.1 Control predictivo clásico

Utilizando como punto de partida la **Figura 1.15** y lo referido a la misma en su apartado correspondiente, las partes fundamentales del MPC son:

- El modelo matemático del sistema representado a través de la magnitud a ser predicha y/o controlada.
- Las mediciones que se requieran según este modelo a la salida en un lazo realimentado.
- Una referencia de corriente por cada fase que será comparada con las predicciones.
- La función de minimización o función de costo para determinar la conmutación más óptima por instante de muestreo.

El modelo matemático, específicamente a ser utilizado en el MPC clásico es el mostrado en la ecuación (2.4), el cual requiere tomar a la salida del NPC mediciones de corriente por cada fase, así mismo debe poder contar con los valores de la carga y el tiempo de muestreo. Teniendo las mediciones y el modelo matemático se procede con el mismo a calcular una determinada cantidad de predicciones por cada instante de muestreo, para el caso del convertidor en cuestión se calculan 3 predicciones por cada fase (si no se considera la redundancia del 0), aunque en total los estados predichos posibles para un convertidor trifásico considerando las redundancias llegarían a los 27 como se describe en la **Tabla 2.1**. Con cada predicción hecha a su vez se calcula una valor utilizando la función de costo que las compara con la referencia de corriente en el instante de muestreo

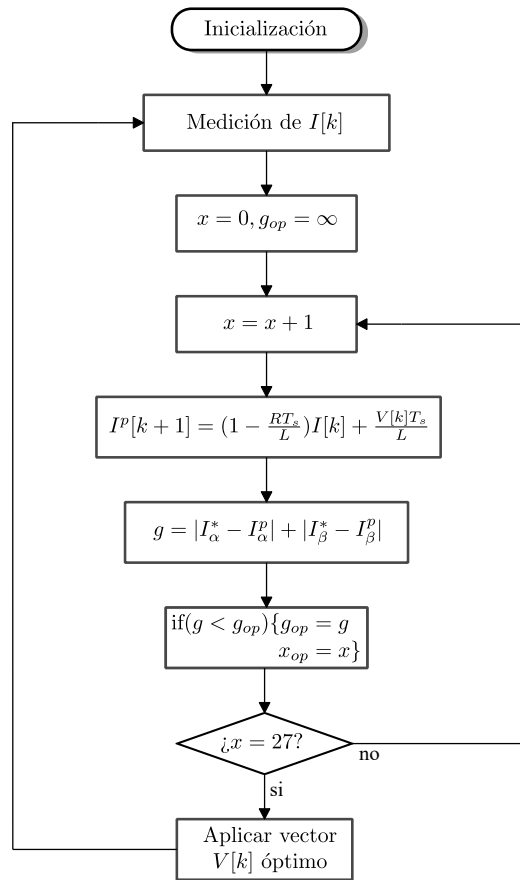


Figura 3.4 Diagrama de flujo de trabajo del algoritmo del MPC clásico. **Fuente:** Elaboración Propia.

correspondiente, en dicho instante se almacenan las funciones de costo menores y los estados de conmutación que las produjeron. En el instante de muestreo inmediatamente seguido se aplica este orden de conmutación subóptimo almacenado.

El algoritmo en forma de flujo de trabajo que se presenta en la **Figura 3.4** representa de forma más resumida lo mencionado en el párrafo anterior. En el mismo se pueden observar de forma más detallada los bucles y condicionales que se tienen en cuenta a la hora de escribir el pseudocódigo correspondiente al orden de operación del controlador. Se debe resaltar que a modo de expresar en un solo flujo de trabajo las tres fases de salida del sistema y a su vez condicionarlo a todos 27 estados posibles, se opta por utilizar el dominio $\alpha - \beta$ que permite, a través de la Transformación de Clarke, representar las fases a , b y c en una sola función compleja que las contenga [68].

3.2.2 Compensación de retardo

Cuando se lleva adelante una implementación experimental del control predictivo se requiere de un gran número de cálculos y se introduce una gran cantidad de retardos en el sistema. Estos retardos pueden afectar el rendimiento del sistema si no son contemplados [11]. Es destacable, sin embargo, que estos retardos no son muy identificables y tampoco se presentan de la misma manera dentro de una implementación computacional de un modelo predictivo, al ser difícil cuantificar todos los factores físicos externos que puedan verse involucrados [6]. Para compensar el retardo producido por las diferentes perturbaciones y ya que no se pueden realizar individualizaciones de estas causales, se realiza una estimación del mejor escenario de aplicación de la conmutación. La alternativa que destaca es la de llevar a cabo una estimación un instante de muestreo más adelante ($k + 2$) que la primera predicción ($k + 1$) [69]. Esta estimación que se calcula por encima de la primera predicción será utilizada para aplicar la conmutación en lugar de la que se hubiese utilizado con un MPC clásico. Dicho de otra manera y como se muestra en la **Figura 3.5**, dentro del mismo instante de muestreo se realizan dos predicciones, al finalizar este instante de muestreo se aplican los valores óptimos arrojados a partir de la segunda predicción [67]. El algoritmo de control es modificado como sigue:

1. Medición de las corrientes de carga.
2. Aplicación de los estados de conmutación (seleccionados en el intervalo anterior).
3. Estimación del valor de las corrientes en el tiempo t_{k+1} , considerando el estado de conmutación aplicado (paso 2).
4. Predicción de las corrientes de carga para el instante de muestreo t_{k+2} para todos los posibles estados de conmutación.
5. Evaluar la función de costo para cada predicción (del paso 4).
6. Selección de los estados de conmutación que minimicen la función de costo.

Sin embargo, y aunque suene un poco incongruente, la compensación de retardo no muestra grandes mejoras en los modelos de control predictivo dentro de entornos computacionales, si más bien lo hace en una implementación experimental. Incluso, se podría notar que si se contrastaran dos sistemas cuasi idénticos en cuanto a parámetros, siendo uno de entorno simulativo y otra una implementación experimental de hardware, la segunda presentaría menor rizado a la salida, luciendo como debería en general lucir la primera. Esto se plantea en investigaciones como [70], entre otros.

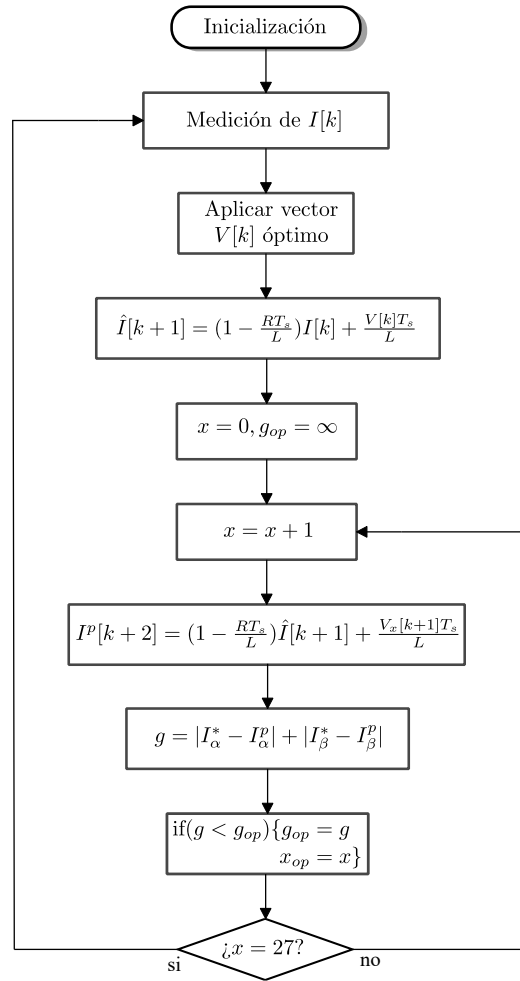


Figura 3.5 Algoritmo del MPC clásico para NPC con retardo compensado. **Fuente:** Elaboración Propia.

3.2.3 Control predictivo con frecuencia de conmutación fija

En el caso del FCS-MPC se planteaba la consigna de analizar cada vector de forma individual (con o sin compensación del retardo), y eventualmente aplicar el patrón del vector óptimo durante un periodo de muestreo completo. Cuando se trata del método conocido como MPC modulado o con de conmutación fija (FFS) (para su aplicación en convertidores de potencia), los que establecen los estados óptimos de conmutación ya no son los estados vectoriales posibles en forma individual, sino más bien regiones dentro

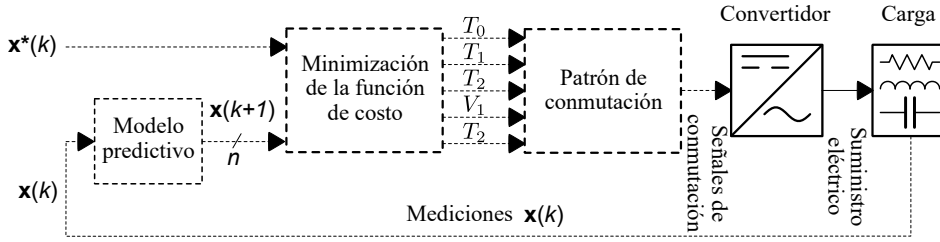


Figura 3.6 Esquema general de un FFS-MPC para convertidores de potencia. **Fuente:** [25].

de estos vectores, ordenados de forma tal que se tenga un patrón de conmutación "fijo" durante un periodo de muestreo, ya no aplicando simplemente un vector durante todo el proceso sino más bien una región óptima durante fracciones definidas del muestreo. El caso ideal en el cual las variables pueden ser medidas, la función de costo evaluada, el patrón óptimo de la región calculado y el convertidor de potencia controlado instantáneamente en t_k no es viable en aplicaciones de tiempo real [67]. Sin embargo, se puede así mismo como en el caso del FCS-MPC, compensar el retardo para el FFS-MPC, a través de la estimación de las regiones con un horizonte de predicción t_{k+2} [71].

En la **Figura 2.3** se pueden observar los posibles estados del convertidor NPC en forma de vectores de voltaje. Utilizando un ejemplo similar al planteado por [25] y lo que se observa en la **Figura 3.6**, se tomarán dos vectores consecutivos para formar cada región como podrían ser V_1 y V_2 , dentro de esta región se estimaran dos funciones de costo que serán g_1 y g_2 respectivamente. Este recorrido se realizara hasta completar todos los estados posibles durante el muestreo. También se estimara una función de costo para el vector nulo, pero esto se realizará una sola vez por periodo de muestreo, dando como resultado g_0 . Por lo anterior, el ciclo de trabajo para cada vector se calcula resolviendo:

$$d_0 = \frac{K}{g_0} ; d_1 = \frac{K}{g_1} ; d_2 = \frac{K}{g_2} ; d_0 + d_1 + d_2 = T_s \quad (3.1)$$

Resolviendo 3.1 es posible obtener el valor K y el ciclo de trabajo de cada ecuación como funciones directas de las funciones de costo y el tiempo de muestreo, esto se presenta como sigue:

$$\begin{aligned} d_0 &= T_s g_1 g_2 / (g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2) \\ d_1 &= T_s g_0 g_2 / (g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2) \\ d_2 &= T_s g_0 g_1 / (g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Con los ciclos de trabajo expresados como en 3.2 se puede obtener la nueva función de costo general para cada periodo de muestreo, definida como la óptima

$$g_{op} = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (3.3)$$

Los dos vectores (o la región) que minimicen la función de costo presentada en 3.3 serán los seleccionados para ser aplicados en el siguiente periodo de muestreo, cada vector sera aplicado según los siguientes tiempos

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s d_0 \\ T_1 &= T_s d_1 \\ T_2 &= T_s d_2 \end{aligned} \quad (3.4)$$

donde cada periodo es respectivamente a los vectores V_0 , V_1 y V_2 , teniendo en cuenta los seleccionados de ejemplo al inicio. Estos obedecerán un patrón de conmutación establecido previamente por quien haya diseñado el control [66].

3.3 Conclusiones del capítulo

Se ha podido llevar adelante un estudio teórico de los controles a ser desarrollados en el estudio de simulaciones, se ha podido visualizar cuales son los principios de operación de sus correspondientes algoritmos y algunos pormenores interesantes acerca de su desempeño y funcionamiento. Se destaca que desde este punto y considerando el enfoque del análisis hacia la interconexión con la GRID del NPC, en el siguiente capítulo solo se presentaran a los correspondientes controles de lazo cerrado que se mencionaron en este apartado recientemente, siendo estos el FCS-MPC y el FFS-MPC ambos con compensación de retardo, a su vez se propondrá según la comparación de estos últimos la aplicación teórica de alguno de ellos a microrredes ONGRID.

CAPÍTULO 4

ESTUDIO DE SIMULACIONES

En este capítulo, se describe el procedimiento por el cual se lleva adelante el análisis computacional a través de un estudio de simulaciones del convertidor NPC controlado por medio del MPC según se especifico en las conclusiones del capítulo anterior. Por lo mismo, en las secciones segunda y tercera de este capítulo se revisa al NPC controlado por medio de un FCS-MPC y un FFS-MPC respectivamente, ambos con retardo compensado, para posteriormente a partir de ciertos criterios de eficiencia de cada conjunto seleccionar uno para su estudio ONGRID en simulación, describiéndolo en la sección cuarta. Todo esto se pondrá a prueba por medio de la herramienta MATLAB-Simulink. En todos los casos expuestos se tomaran muestras de rizado de la corriente de salida para cada fase, el nivel de distorsión armónica total (THD) y la cantidad de conmutación de los interruptores; todo esto manteniendo los parámetros de todos los conjuntos convertidor-controlador similares o comparativamente equilibrados. Una descripción más gráfica de lo mencionado anteriormente es presentada en la **Figura 4.1**, aunque en esta se incluye como primer paso lo desarrollado en capítulos anteriores.

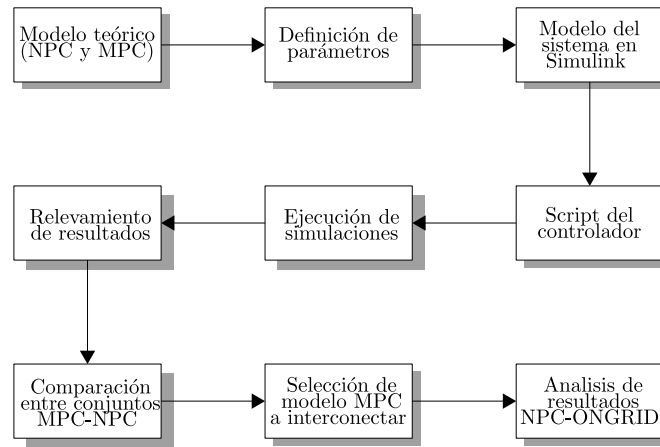


Figura 4.1 Flujograma del estudio de simulaciones. **Fuente:** Elaboración Propia.

4.1 Entorno de simulación genérico

En términos generales, el modelo dentro del entorno de MATLAB-Simulink siempre permanecerá invariante para los estudios que se realicen tanto en el FCS-MPC como en el FFS-MPC en condiciones de microrredes OFFGRID, refiriéndonos a estas invariaciones como pueden ser: el DC-Link, el convertidor NPC con los interruptores SiC-MOSFET modelados según la **Figura 2.4** y la **Tabla 2.4**, la carga y la generación de la referencia de corriente. Además de estas condiciones que no varíaran en gran medida, otro factor como el tiempo de muestreo tampoco será modificado entre conjuntos de controladores. Sabiendo que tanto el FCS-MPC como el FFS-MPC (ambos con retardo compensado) se basan en la arquitectura del algoritmo de control del FCS-MPC clásico, se presentarán algunas partes de dicho algoritmo en forma de script de MATLAB representando al controlador mismo.

Como se propuso en la **Tabla 2.3**, el NPC tendrá un valor máximo de tensión admisible de 600 V entre fases, lo que brinda una pequeña holgura en el caso de pretender un suministro cuya tensión deberá adecuarse a cargas y/o la GRID, que operen al nivel de tensión estandarizado de 380 V_{rms} o $\sqrt{2} \cdot 380\text{ V}_p$, por tanto la fuente de tensión del DC-Link será fijada en aproximadamente 537.40 V y los capacitores serán de $150\mu\text{F}$, especificados anteriormente en el **Capítulo 2**. En cuanto a los interruptores, los mismos se dispondrán de tal suerte que queden configurados según se muestra en la **Figura 2.2** con sus diodos de punto neutro correspondientes. Se había mencionado a su vez en su momento que la carga a ser estudiada sería del inductiva con un factor de potencia en atraso, por lo cual se ha elegido una de tal suerte que se llegue al valor máximo fijado

para el convertidor, de factor de potencia 0.8, una impedancia aproximadamente igual a $4.7769 + j0.0114$.

La sentencia del lazo de control de un FCS-MPC clásico se da como se muestra en las siguientes líneas de código, como una adaptación dentro del lenguaje de MATLAB de su correspondiente flujograma en la **Figura 3.4**,

```

1  for ind = 1 : c
2
3      Iasig = (1 - R/L * Ts) * Ia + Ts/L * (VC(1,ind) * Vdc);
4      Ibsig = (1 - R/L * Ts) * Ib + Ts/L * (VC(1,ind) * Vdc);
5      Icsig = (1 - R/L * Ts) * Ic + Ts/L * (VC(1,ind) * Vdc);
6
7      ga = (ira - Iasig)^2 ;
8      gb = (irb - Ibsig)^2 ;
9      gc = (irc - Icsig)^2 ;
10
11     if (ga < ga_min)
12         inda = ind ;
13         ga_min = ga;
14     end
15
16     if (gb < gb_min)
17         indb = ind ;
18         gb_min = gb;
19     end
20
21     if (gc < gc_min)
22         inde = ind ;
23         gc_min = gc;
24     end
25 end
26
27 res = [ XI(inda,1) ; XI(inda,2) ;
28         XI(indb,1) ; XI(indb,2) ;
29         XI(inde,1) ; XI(inde,2) ];
30 ga_min = 1e8 ; gb_min = 1e8 ; gc_min = 1e8 ;
31 tant = tact ;
32 end
    
```

donde XI , $tant$ y $tact$ son variables auxiliares del código, que no se mencionan en la **Figura 3.4**; correspondiendo la primera a la matriz de estados de conmutación, la segunda al seteo del tiempo de muestreo para un barrido y la última al reloj propio del programa. Para el caso de la variable res que también es auxiliar, la misma cumple la función de almacenar el orden de conmutación óptima al finalizar la sentencia del tiempo de muestreo correspondiente. En ese contexto, la misma se traduciría en la matriz,

$$res = \begin{bmatrix} SW_1 & SW_2 \\ SW_5 & SW_6 \\ SW_9 & SW_{10} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

la cual toma los valores correspondientes a la **Tabla 2.1**.

Para la selección de la frecuencia de muestreo por la cual se llevará adelante la presentación de simulación se tomaron en cuenta los que se proponen en [25, 66, 67, 70, 71], refiriendo a una frecuencia de 10 kHz (100 μs) en general, la cual representa a la más obtenible en el mercado en términos generales, por los procesadores digitales de señales (DPS). Sin embargo y a modo de plasmar una mayor cantidad de resultados, también se desarrollará un análisis de sensibilidad de la distorsión armónica total (THD) suponiendo una variación de dicha frecuencia de muestreo en un rango de 5 kHz a 100 kHz, con un paso entre cada prueba de 5 kHz.

4.2 FCS-MPC con retardo compensado aplicado al NPC

Según se propuso con la **Figura 3.5**, cuando se analiza el FCS-MPC clásico con retardo compensado, el script que se presentaba en la sección anterior para el FCS-MPC clásico se ve afectado solo varía en cuanto al cálculo previo al condicional for , de la predicción en t_{k+1} para ser utilizado, dentro de dicho condicional, en la realimentación durante el cálculo de la predicción en t_{k+2} , esto traducido al script del controlador representa cuanto sigue,

```

1  Iasig = (1 - R/L * Ts) * ica + Ts/L *(VC(1,inda)* Vdc);
2  Ibsig = (1 - R/L * Ts) * icb + Ts/L *(VC(1,indb)* Vdc);
3  Icsig = (1 - R/L * Ts) * icc + Ts/L *(VC(1,indc)* Vdc);
4
5  for ind = 1 : c
6
7      Iasig2 = (1 - R/L * Ts)*Iasig + Ts/L *(VC(1,ind)* Vdc);
8      Ibsig2 = (1 - R/L * Ts)*Ibsig + Ts/L *(VC(1,ind)* Vdc);
9      Icsig2 = (1 - R/L * Ts)*Icsig + Ts/L *(VC(1,ind)* Vdc);
10
11     ga = (ira - Iasig2)^2 ;
12     gb = (irb - Ibsig2)^2 ;
13     gc = (irc - Icsig2)^2 ;
14
15     if (ga < ga_min)
16         inda = ind ;
17         ga_min = ga;
18     end
19
20     if (gb < gb_min)
21         indb = ind ;
22         gb_min = gb;
23     end
24
25     if (gc < gc_min)
26         indc = ind ;
27         gc_min = gc;
28     end
29 end
30 res = [ XI(inda,1) ; XI(inda,2) ;
31         XI(indb,1) ; XI(indb,2) ;
32         XI(indc,1) ; XI(indc,2) ];
33 ga_min = 1e8 ; gb_min = 1e8 ; gc_min = 1e8 ;
34 tant = tact ;

```

Es importante destacar antes de continuar con la ejecución del algoritmo de control del FCS-MPC en el entorno de simulación de MATLAB-Simulink, que la razón por la cual se presentan los códigos de cada controlador en a , b y c y no en el dominio $\alpha - \beta$, es para poder cotejar sin mucha dificultad que el flujo de trabajo es invariante y así mismo tratándose de implementaciones computacionales, los retardos que trabajar en abc puedan ocasionar son imperceptibles, si no, inexistentes.

4.2.1 Análisis de simulación con frecuencia de muestreo de 10 kHz

Como se mencionaba en el flujograma de la **Figura 4.1**, posterior a la ejecución del entorno de simulación, se presenta un relevamiento de los resultados de la misma. Primeramente, se muestra en la **Figura 4.2** un contraste o paralelismo entre la corriente de salida obtenida tras la aplicación del FCS-MPC con retardo compensado y a su correspondiente referencia. A modo de permitir una observación menos subjetiva, se presenta en la **Figura 4.3**, lo mismo pero a través de una superposición de dichas corrientes. Las corrientes presentan una distorsión armónica total promedio con relación a la fundamental (50 Hz) de 6.343%.

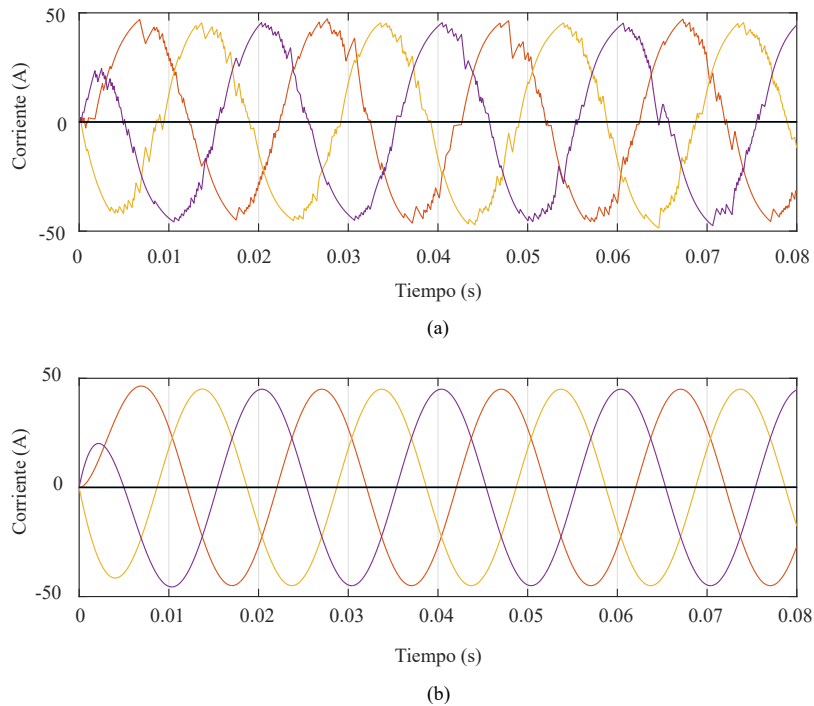


Figura 4.2 (a) Salidas y (b) referencias de corriente con FCS-MPC. **Fuente:** Elaboración Propia.

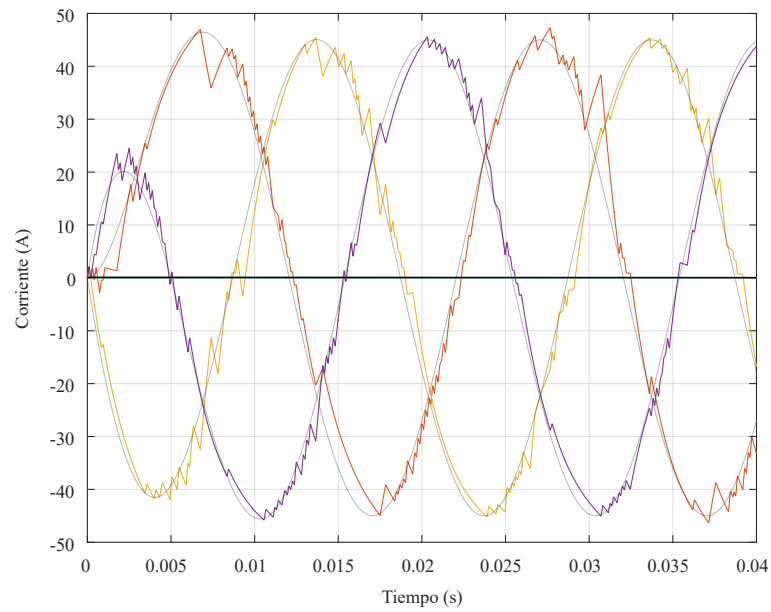


Figura 4.3 Salida y referencia de corriente con FCS-MPC superpuestas.
Fuente: Elaboración Propia.

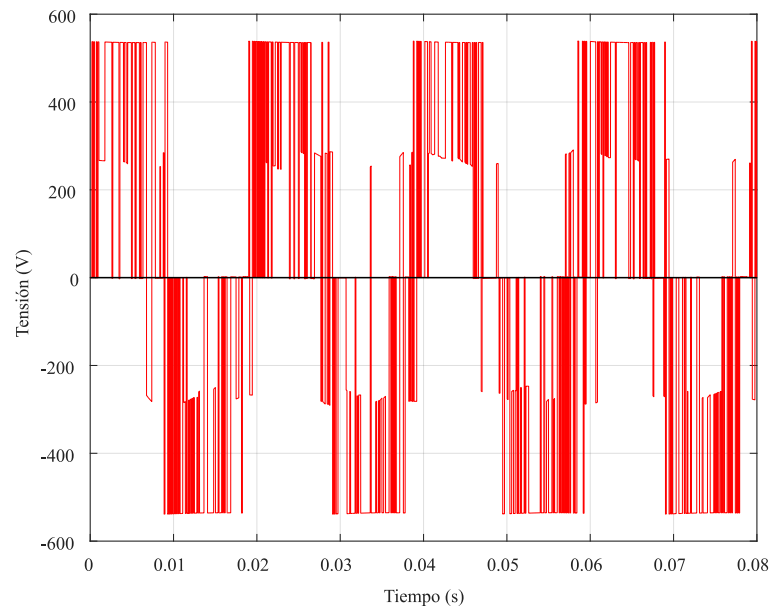


Figura 4.4 Tensión de salida V_{ab} con FCS-MPC. **Fuente:** Elaboración Propia.

En cuanto a la tensión y los que es obtenido a partir de la aplicación del controlador basado en FCS-MPC con retardo compensado, la **Figura 4.4** representa los niveles obtenidos entre fases, para el caso en cuestión con un pico de aproximadamente 537 V, como se esperaba. La tensión entre fases no representa a los niveles del convertidor (siendo este de 3), sino más bien, a lo vectores de tensión alcanzados o alcanzables por el método de control seleccionando.

4.2.2 Análisis de sensibilidad del THD con relación a F_s

Para el análisis de sensibilidad se han tomado un número total de 20 muestras de THD con variación de la frecuencia de muestreo (F_s) dentro de un intervalo de 5 kHz a 100 kHz, con un paso de 5 kHz. Los resultados de dicho recuento se muestran en la **Tabla 4.1**, en la **Figura 4.5** por otra parte y tomando el recuento de dicha tabla, se observa el comportamiento del THD promedio entre fases para cada frecuencia de muestreo.

Se esperaría para un modelo de simulación, que utilizara interruptores perfectos, se diera una especie de disminución progresiva y lineal del THD promedio con el aumento de la frecuencia de muestreo, sin embargo y considerando las limitaciones que presenta la aproximación del SiC-MOSFET que se utiliza para este trabajo, dicha linealidad se ve afectada por los elementos pasivos almacenadores de energía que esta aproximación contiene.

Si bien se puede observar en la **Figura 4.5** que el sistema los valores de THD, a partir de la aplicación de una F_s mayor o igual a 90 kHz tiende a aumentar ligeramente, esto no es más que por las limitaciones que se trataron de replicar en los interruptores, como se mencionaba anteriormente.

Las disminuciones más drásticas en cuanto a THD ocurren específicamente entre las frecuencias de 5 kHz y 10 kHz en primer lugar y entre los 25 kHz y 30 kHz, posterior a estos puntos la curva tiende a suavizarse. El rango de valores de F_s donde se encontró una mejor respuesta del sistema en cuanto al THD se encuentra entre los valores de 75 kHz y 85 kHz. En todos los casos se ha analizado el espectro de frecuencias de las corrientes para cada fase, en cada frecuencia de muestreo, cada una mostró que los armónicos que mayormente afectaban al sistema se resultaban ser de orden par, aunque esto se atenuaban rápidamente en todos los casos. Los gráficos de análisis en el dominio de la frecuencia no son presentados para no caer en redundancias innecesarias, pero es un dato importante de destacar.

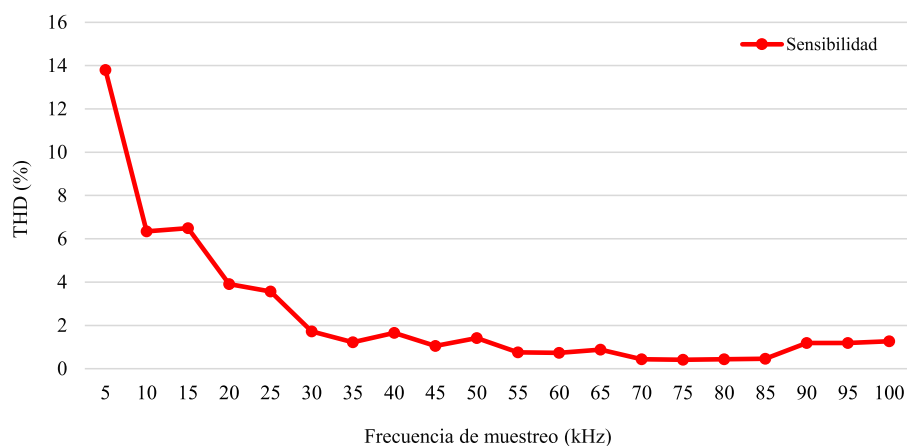


Figura 4.5 Gráfico de sensibilidad del THD ante la variación de F_s . **Fuente:** Elaboración Propia.

Tabla 4.1 Valores de THD para las corrientes de salida para el FCS-MPC.

$F_s(\text{kHz})$	$THD_a(\%)$	$THD_b(\%)$	$THD_c(\%)$	$THD_{prom}(\%)$
5	12.57	14.08	14.76	14.76
10	9.06	5.32	4.64	6.34
15	6	6.37	7.53	6.49
20	2.56	6.81	2.33	3.90
25	2.70	3.78	4.20	3.56
30	1.44	2.28	1.45	1.72
35	1.26	1.20	1.19	1.22
40	1.97	1.50	1.48	1.65
45	1.10	0.92	1.12	1.04
50	1.54	1.56	1.14	1.41
55	0.72	0.68	0.85	0.75
60	0.80	0.67	0.69	0.72
65	1.01	0.66	0.96	0.87
70	0.46	0.41	0.42	0.43
75	0.39	0.40	0.43	0.41
80	0.49	0.40	0.40	0.43
85	0.41	0.48	0.49	0.46
90	1.81	0.67	1.08	1.19
95	1.67	0.70	1.20	1.19
100	1.77	0.73	1.27	1.26

Fuente: Elaboración propia.

4.3 FFS-MPC con retardo compensado aplicado al NPC

El FFS-MPC se basa principalmente en la obtención de una región óptima para las conmutaciones, más que en la selección de un único vector para ser aplicado durante un periodo entero, como era el caso del FCS-MPC con y sin retardo compensado. Entonces, para llevar adelante esta propuesta con retardo compensado, se presenta el código a ser utilizado para dicho efecto, en este script se procederá como en los casos anteriores, primeramente calculando la predicción en t_{k+1} para la compensación del retardo y la función de costo g_0 , como propuesta alternativa a calcularla para los vectores nulos del sistema:

```

1   Ias = (1 - R/L * Ts) * ica + Ts/L * Vca;
2   Ibs = (1 - R/L * Ts) * icb + Ts/L * Vcb;
3   Ics = (1 - R/L * Ts) * icc + Ts/L * Vcc;
4
5   ga_0 = (ira - Ia)^2 ;
6   gb_0 = (irb - Ibs)^2 ;
7   gc_0 = (irc - Ics)^2 ;

```

A partir de lo expuesto, el siguiente paso consiste introducir al código dentro de un condicional *for* como en los casos mostrados para el FCS-MPC, sin embargo aquí se presentaran ligeras variaciones que incluyen el cálculo de las funciones de costo tanto para el primer vector que corresponda como para su adyacente, así mismo las variables auxiliares para el cálculo de los periodos de aplicación de cada vector de región óptima:

```

8   for ind = 1 : c
9       %%
10      Iasig2_1 = (1 - R/L * Ts)*Ias + Ts/L*(VC1(1,ind)*Vdc);
11      Ibsig2_1 = (1 - R/L * Ts)*Ibs + Ts/L*(VC1(1,ind)*Vdc);
12      Icsig2_1 = (1 - R/L * Ts)*Ics + Ts/L*(VC1(1,ind)*Vdc);
13      %%
14      ga_1 = (ira - Iasig2_1)^2 ;
15      gb_1 = (irb - Ibsig2_1)^2 ;
16      gc_1 = (irc - Icsig2_1)^2 ;
17      %%
18      Iasig2_2 = (1 - R/L * Ts)*Ias + Ts/L*(VC2(1,ind)*Vdc);
19      Ibsig2_2 = (1 - R/L * Ts)*Ibs + Ts/L*(VC2(1,ind)*Vdc);

```

```

20  Icsig2_2 = (1 - R/L * Ts)*Ics + Ts/L*(VC2(1,ind)*Vdc);
21  %%
22  ga_2 = (ira - Iasig2_2)^2 ;
23  gb_2 = (irb - Ibsig2_2)^2 ;
24  gc_2 = (irc - Icsig2_2)^2 ;
25  %%
26  da_1 = ((ga_0*ga_2)/(ga_1*ga_2+ga_0*ga_2+ga_0*ga_1));
27  db_1 = ((gb_0*gb_2)/(gb_1*gb_2+gb_0*gb_2+gb_0*gb_1));
28  dc_1 = ((gc_0*gc_2)/(gc_1*gc_2+gc_0*gc_2+gc_0*gc_1));
29  %%
30  da_2 = ((ga_0*ga_1)/(ga_1*ga_2+ga_0*ga_2+ga_0*ga_1));
31  db_2 = ((gb_0*gb_1)/(gb_1*gb_2+gb_0*gb_2+gb_0*gb_1));
32  dc_2 = ((gc_0*gc_1)/(gc_1*gc_2+gc_0*gc_2+gc_0*gc_1));
33  %%
34  da_0 = 1 - da_1 - da_2;
35  db_0 = 1 - db_1 - db_2;
36  dc_0 = 1 - dc_1 - dc_2;
37  %%
38  ga = da_0*ga_0 + da_1*ga_1 + da_2*ga_2;
39  gb = db_0*gb_0 + db_1*gb_1 + db_2*gb_2;
40  gc = dc_0*gc_0 + dc_1*gc_1 + dc_2*gc_2;
41  %%

```

Posterior a esto se procede como se venía realizando en los casos clásicos. En caso de que las funciones de costo sean las óptimas se puede setear los valores de índices para las conmutaciones y a su vez establecer los valores correspondientes para los periodos de aplicación de cada vector, luego de esto se cierra el condicional *for* para proceder a la etapa de conmutación:

```

42  if (ga < ga_min)
43      inda = ind ;
44      ga_min = ga;
45      Ta_0 = (Ts/Tm) * da_0;
46      Ta_1 = (Ts/Tm) * da_1;
47      Ta_2 = (Ts/Tm) * da_2;
48  end
49

```

```

50     if (gb < gb_min)
51         indb = ind ;
52         gb_min = gb;
53         Tb_0 = (Ts/Tm) * db_0;
54         Tb_1 = (Ts/Tm) * db_1;
55         Tb_2 = (Ts/Tm) * db_2;
56     end
57
58     if (gc < gc_min)
59         indc = ind ;
60         gc_min = gc;
61         Tc_0 = (Ts/Tm) * dc_0;
62         Tc_1 = (Ts/Tm) * dc_1;
63         Tc_2 = (Ts/Tm) * dc_2;
64     end
65 end
66 end

```

Para la aplicación de la señal de conmutación, como muestra la **Figura 3.6**, es necesario establecer dentro del código un patrón de conmutación definido por los periodos T_0 , T_1 y T_2 . Este patrón, en lugar de presentarlo como el código mismo (por ser bastante extenso), se describirá a través de la **Figura 4.6**. Esto representa la última etapa del controlador para el muestreo correspondiente.

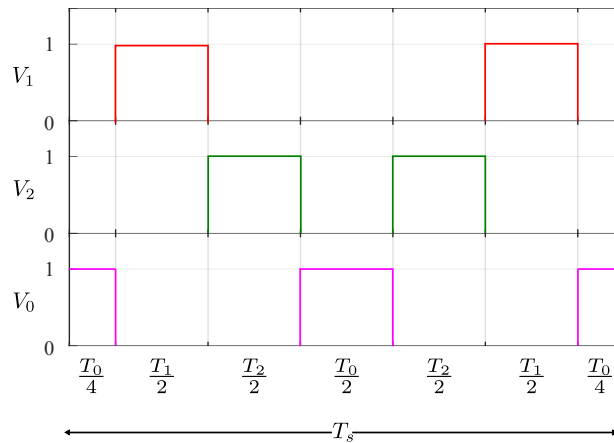


Figura 4.6 Patrón de conmutaciones para el FFS-MPC. **Fuente:** Elaboración Propia.

4.3.1 Análisis de simulación con frecuencia de muestreo de 10 kHz

La etapa de ejecución de simulación que compete al modelo FFS-MPC con retardo compensado para el NPC, se realiza como en el caso del FCS-MPC con una frecuencia de muestreo de 10 kHz por las razones mencionadas en apartados anteriores. El contraste entre las corrientes tanto de las salidas controladas como de las referencias por cada fase es lo que se puede observar en la **Figura 4.7**, así mismo se presenta también superposición entre estas formas de onda en la **Figura 4.8**. Esto arroja un promedio de distorsión armónica total con relación a la fundamental (50 Hz) de 3.143%. De forma preliminar se puede destacar que el THD mencionado equivale a aproximadamente la mitad del valor del presentado por el FCS-MPC para la misma frecuencia de muestreo y con las mismas condiciones, aunque esa no es la única comparación en este punto, dado que a su vez se puede observar un rizado más uniforme que en el caso anterior. Sin embargo, también se ha notado pequeños sobrepicos de corriente, alrededor del 4% del valor máximo.

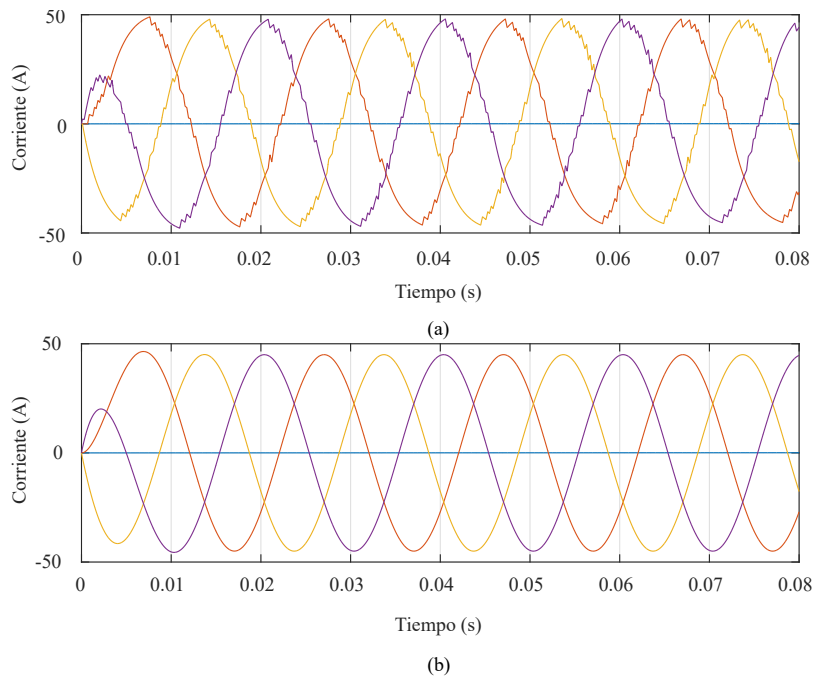


Figura 4.7 (a) Salidas y (b) referencias de corriente con FFS-MPC. **Fuente:** Elaboración Propia.

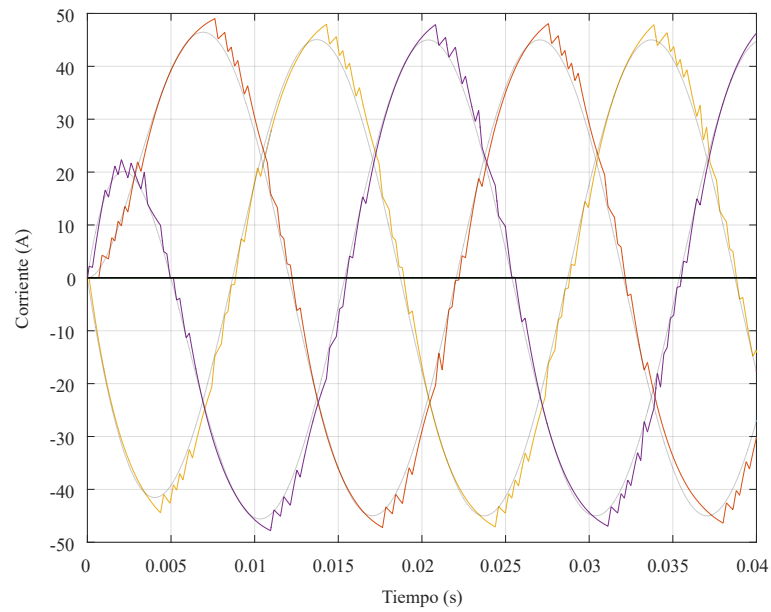


Figura 4.8 Salida y referencia de corriente con FFS-MPC superpuestas.
Fuente: Elaboración Propia.

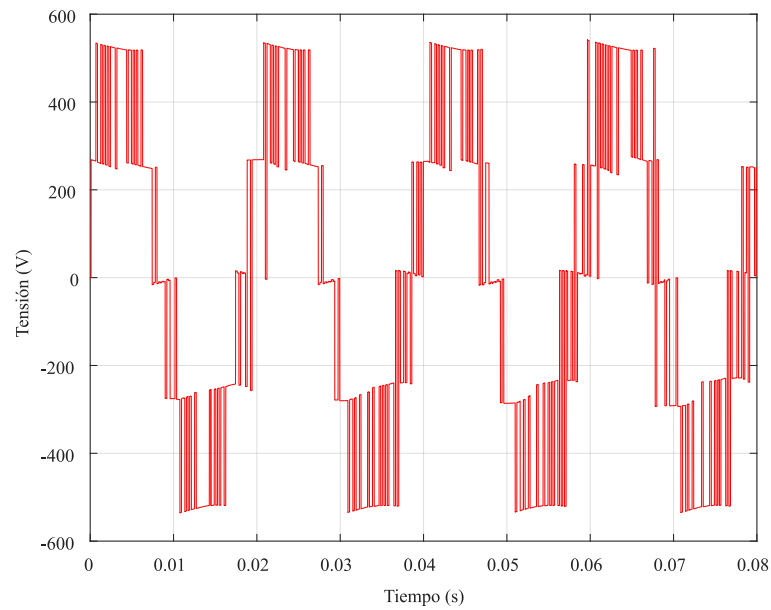


Figura 4.9 Tensión de salida V_{ab} con FFS-MPC. **Fuente:** Elaboración Propia.

En la **Figura 4.9** se puede observar la forma de onda que se obtiene, aproximándose su valor pico al esperado de 537 V . Anteriormente se había mencionado que los niveles a ser visualizados para el caso de la tensión entre fases era de 5, no siendo este el valor que define al convertidor el cual es de 3 niveles (entre fase y un punto neutro).

Lo destacable con esta mención es que haciendo una comparación con la **Figura 4.4**, se puede visualizar una mejoría notable para esta magnitud. Esto puede deberse en gran medida a que, al fijar la frecuencia para las conmutaciones, se han disminuido también en número, evitando conmutaciones que resultaban innecesarias durante un determinado tiempo de muestreo.

4.3.2 Análisis de sensibilidad del THD con relación a F_s

Es imprescindible destacar que llevar adelante un análisis de sensibilidad para el caso del FFS-MPS es necesario tanto como lo fue el análisis de sensibilidad del FCS-MPC, para evaluar el comportamiento del sistema relacionado a la variable del THD ante distintos escenarios de F_s . En este sentido, el mismo para el presente caso no es una redundancia innecesaria sino uno de los criterios de comparación más importantes del trabajo, a fin de seleccionar cual de los controladores será utilizado en conjunto con el convertidor para el estudio de microredes ONGRID. Teniendo como premisa la misma consigna que en el último análisis de sensibilidad, se realiza un barrido y relevamiento de las THD (con relación a una fundamental de 50 Hz) de las corrientes de salida, tanto por fase como un promedio de las mismas para valores de F_s en un rango de 5 kHz a 100 kHz con un paso de 5 kHz entre cada evaluación.

Tabla 4.2 Valores de THD para las corrientes de salida para el FFS-MPC.

$F_s(\text{kHz})$	$THD_a(\%)$	$THD_b(\%)$	$THD_c(\%)$	$THD_{prom}(\%)$
5	4.93	4.92	4.95	4.93
10	3.61	2.92	2.91	3.14
15	2.49	2.29	2.25	2.34
20	1.99	1.95	2.11	2.02
25	1.56	1.35	1.32	1.41
30	1.06	1.29	1.34	1.23
35	0.98	0.99	1.14	1.04
40	1.11	0.96	1.13	1.07
45	0.98	0.87	0.95	0.93
50	0.74	0.66	0.72	0.71
55	0.63	0.80	0.76	0.73
60	0.68	0.71	0.77	0.72
65	0.61	0.68	0.59	0.63
70	1.03	0.70	0.73	0.82
75	0.63	0.57	0.60	0.60
80	0.72	0.52	0.61	0.62
85	0.71	0.51	0.67	0.63
90	0.54	0.61	0.64	0.60
95	0.78	0.56	0.66	0.67
100	0.44	0.51	0.50	0.48

Fuente: Elaboración propia.

En la **Tabla 4.2** se pueden observar los valores que va adquiriendo la THD tanto para cada fase como un promedio de las mismas. Haciendo una evaluación de la evolución del valor promedio, se puede notar que los cambios con cada incremento de F_s no son bruscos de sobre manera, como se daba para el FCS-MPC con las primeras frecuencias de muestreo planteadas. Se mencionaba a su vez, en la subsección anterior un sobre pico en las corrientes, que aunque se encuentra en un orden para considerarse leve es existente y en caso de extrapolamiento a un convertidor con mayores manejos de corriente, resulta en un alto grado de peligrosidad. Sin embargo, durante el proceso de toma de datos de los diferentes THD también se pudo observar que este sobre pico se atenuó a prácticamente un porcentaje nulo a partir de la frecuencia de 25 kHz.

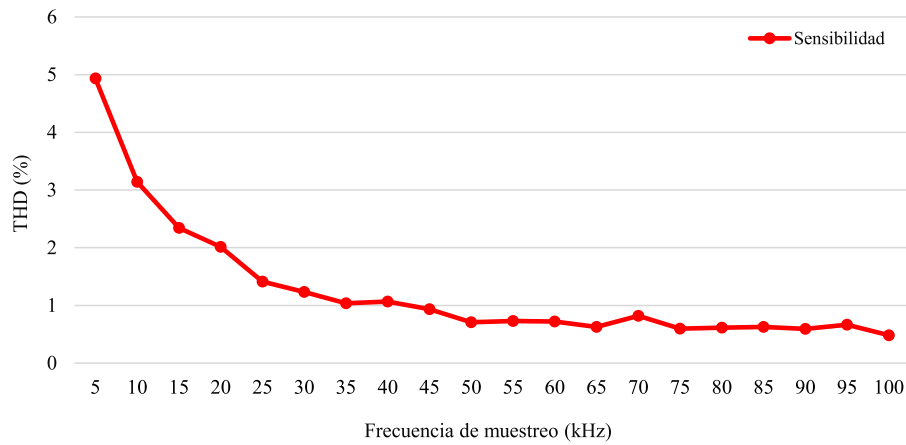


Figura 4.10 Gráfico de sensibilidad del THD ante la variación de F_s .
Fuente: Elaboración Propia.

Tomando los datos obtenidos y plasmados en la **Tabla 4.2** se puede obtener como resultado la **Figura 4.10**, un resultado más intuitivo del comportamiento de la variable analizada ante la fluctuación de la F_s . La curva obtenida en la mencionada figura presenta un comportamiento suave y más acorde a lo que se esperaría tras el aumento de la frecuencia de muestreo en un modelo de control predictivo, esto es debido a que a pesar de usarse las mismas aproximaciones de SiC-MOSFET en este caso y acercándonos a los valores límites de operación que presentábamos en el FCS-MPC, al tratarse de un método de conmutación con frecuencias fijas, no solo se obtiene un menor o más eficiente número de conmutaciones, sino que también se reduce la frecuencia con la que conmutan ellas. Otra afirmación relevante del controlador que se puede obtener a partir de la curva, es que esta obedece a una función decreciente inversamente proporcional a la frecuencia prácticamente determinista, en otras palabras es bastante predecible su comportamiento y brinda una certeza de mejor rendimiento ante perturbaciones que pudieran aparecer. En el rango de 50 kHz a 95 kHz es donde se ha visto un rendimiento más estable basados en el THD (a pesar de la leve fluctuación para 70 kHz).

4.4 Aplicación de los MPC estudiados a microredes ONGRID

Basados en los resultados obtenidos tanto para el FCS-MPC como para el FFS-MPC, se ha podido resolver que el segundo en ser mencionado presenta mayores beneficios para ser aplicado en sistemas con niveles de corriente relativamente bajos y/o procesadores digitales de señales (DSPs) con prestaciones en capacidad de muestreo medianamente buenas, condiciones relativamente sencillas de ser cumplidas dentro del estudio de las microredes. Por tanto, en esta sección se estudiara brevemente dicho método de control combinado con el convertidor NPC para aplicaciones en microredes interconectadas a la GRID u ONGRID. Para este cometido no se realizaran modificaciones al convertidor sino a la función de predicción y al modelo de suministro de Simulink, dentro de este principalmente a la toma de la referencia que en este caso deberá realizarse teniendo en cuenta la magnitud, fase y frecuencia de la GRID.

En este estudio la microred estará constituida por una carga hasta dos veces mayor a la presentada durante todo este capítulo en las secciones anteriores, bajo esta consigna se hace la suposición de que, desde el DC-Link hasta las limitaciones inherentes del convertidor, no permitirán que se logre un despacho completo de la carga, en cuyo caso la mitad restante de carga (repartida en 4 ensayos de 25, 50, 75 y 100 %) deberá ser atendida en paralelo por la GRID. Esta última será considerada como una barra o bus infinito [72], lo cual significaría para los efectos de la simulación que sus parámetros no se verían en ningún momento afectados por la microred (exceptuando los armónicos que esta pueda introducir). Sí, que la misma sería la encargada de fijar los parámetros del conjunto.

La **Figura 4.11**, que representa al esquema unifilar a ser implementado de microred ONGRID, debe indefectiblemente contar con un filtro de acoplamiento en el punto de acoplamiento común (PCC) antes de realizar el GRID-Tie [73, 74], que en este caso se representará por el conjunto de los buses de acoplamiento 1, 2 y 3 y no por un nodo. Para dicho fin se utilizará un filtro LCL (**Tabla 4.3**) como el propuesto en [75], con la diferencia que para este trabajo se aplicó un factor de extrapolación que modifica las dimensiones del filtro, esto debido a que en el referido artículo el dimensionamiento corresponde a un convertidor que otorgará una corriente máxima de 20 A, ara nuestro caso de estudio la misma es de 45 A.

Tabla 4.3 Elementos del filtro de acoplamiento LCL.

R_1, R_2	R_3	L_1	L_2	C_1
55.6 m Ω	0.1 m Ω	11.1 mH	0.89 mH	65.25 pF

Fuente: Elaboración propia.

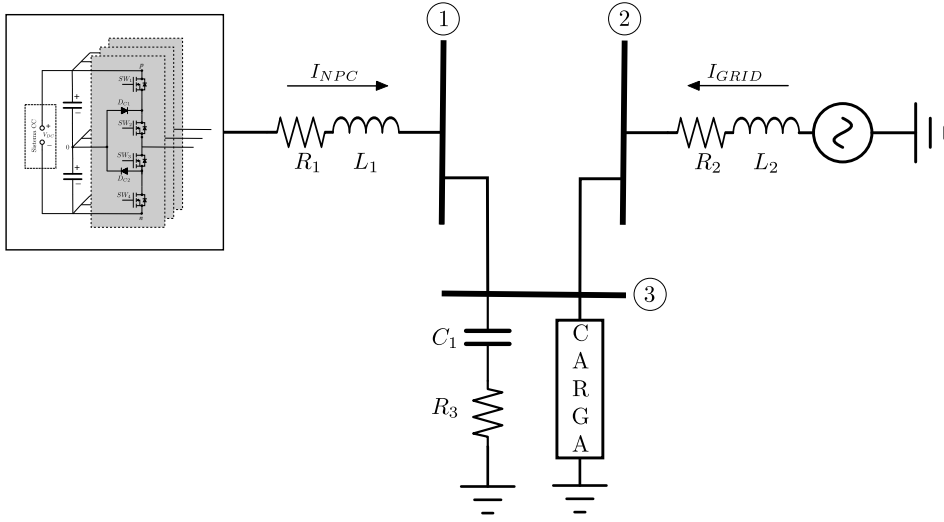


Figura 4.11 Microred ONGRID con filtro LCL de interconexión. **Fuente:** Elaboración Propia.

La función de predicción general para la corriente en t_{k+1} se puede expresar en función de las componentes del filtro y la tensión sobre la carga,

$$I_A[k+1] = \left(1 - \frac{R_1 T_s}{L_1}\right) I_A[k] + \frac{T_s}{L_1} (V_{A0}[k] + V_{ln}[k]) \quad (4.2)$$

esto es debido a que si observamos al sistema de la GRID y la microred desde el bus 1 como una fuerza contraelectromotriz en términos de tensión y pudiéndose tomar mediciones de esta tensión continuamente, resulta práctico realizar la adaptación del modelo de esta manera.

Habiendo realizado las modificaciones correspondiente al sistema, al controlador en cuanto a la función de predicción y la adición del filtro de acoplamiento LCL; se procede a la ejecución del programa en conjunto. Los resultados gráficos que se mostraran en este punto corresponderán solo a uno de los 4 ensayos a ser realizados, el correspondiente a la carga dos veces mayor a la capacidad del convertidor (42 kVA), para el caso de los ensayos con cargas equivalentes a 26.25, 31.50 y 36.75 kVA se plantea una tabulación de las correspondientes THD% promedios inyectados a la GRID para la tensión y para la corriente, teniendo en cuenta también la anterior. Los algoritmos de control modificados serán ejecutados con una F_s de 50 kHz, siendo este el punto considerado más óptimo en la sección anterior tras su correspondiente análisis de sensibilidad.

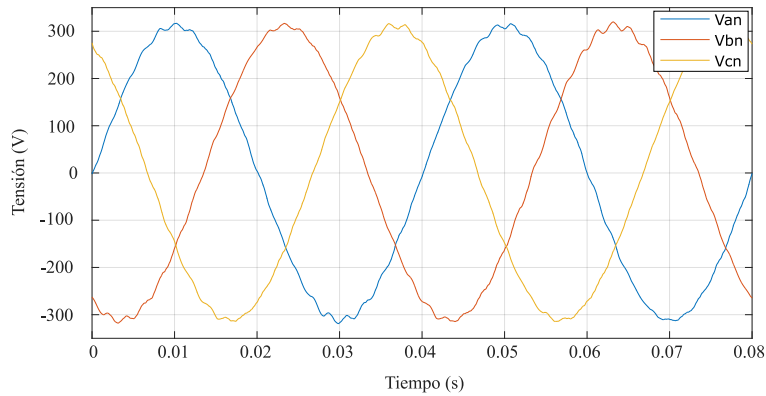


Figura 4.12 Tensiones de fase sobre la microred. **Fuente:** Elaboración Propia.

En la **Figura 4.12** se puede observar a la forma de onda de la tensión sobre la carga por cada fase, en dicho caso la tensión ha alcanzado un valor RMS aproximado a los $220 V_{rms}$ entre cada fase y el una referencia neutra, el rizado de dicha tensión depende mucho principalmente de dos factores: el valor la capacitancia de acoplamiento de red y la frecuencia de muestreo, mejorando con el aumento ambas en tamaño para la primera y en magnitud para la segunda. En el caso de la **Figura 4.13**, la cual representa a la corriente total tanto del aporte de la GRID como del NPC, la medida de su distorsión se ve en mayor medida afectada por la F_s , no teniendo tanto impacto para esta magnitud la variación en términos de capacitancia de acoplamiento de red, se obtuvo un nivel de corriente máxima según lo esperado de 90 A por cada fase.

La **Tabla 4.4** recoge los datos que competen a los ensayos de variación de carga, cuyo objetivo principal es visualizar el despacho de la misma por parte del NPC y la GRID, por medio de los valores de THD porcentual promedio en las tensiones y corrientes. Según el mencionado relevamiento se puede deducir que, a medida que se produce un aumento de la potencia consumida por la carga, la GRID por su robustez se ve forzada a aumentar la

Tabla 4.4 Valores de THD de corriente y tensión por variación de carga.

Sobrecarga(%)	Potencia (kVA)	THD _i (%)	THD _v (%)
25	26.25	1.98	2.39
50	31.50	1.50	2.08
75	36.75	1.20	1.97
100	42.00	1.09	1.58

Fuente: Elaboración propia.

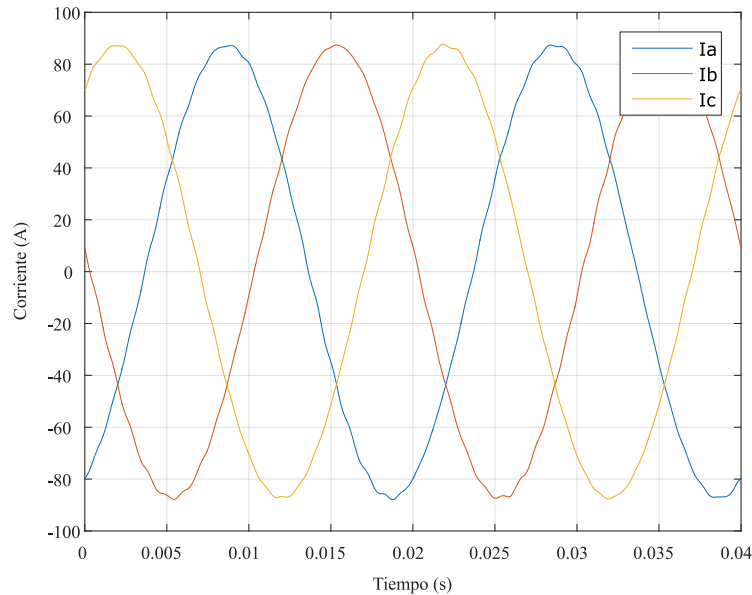


Figura 4.13 Corriente total de aportes. **Fuente:** Elaboración Propia.

cantidad de carga atendida, en contra partida y considerando que la capacidad máxima de potencia despachable por el NPC es de 21 kVA para el nivel de tensión en el que se está trabajando, se produce un cierto amortiguamiento de distorsión armónica, siendo esta la causa principal de la disminución de la distorsión ya sea para la tensión o la corriente.

4.5 Conclusiones del capítulo

En una primera instancia se ha resuelto la esquematización tanto del convertidor como del algoritmo de control base dentro del entorno de simulación MATLAB-Simulink. Sobre la mencionada base se han realizado las pertinentes adecuaciones para la ejecución y evaluación de los FCS-MPC y FFS-MPC para el control de la corriente del NPC de forma aislada a la red u OFFGRID. Desde los resultados se ha realizado para cada caso un análisis de sensibilidad de las THD correspondientes, obteniendo así algunos parámetros como los valores máximos y mínimos de THD y suavidad de las curvas, por los cuales seleccionar una de las dos estrategias de control (FFS-MPC para el caso) y llevarla a una adecuación (filtro de acoplamiento, función de predicción, etc.) para la interconexión de la microred a la GRID, la realización de una GRID-Tie.

El procedimiento de interconexión a red se pudo realizar con éxito y fue observado con una frecuencia de muestreo de 50 kHz, además de una variación en términos de carga atendida, los dos resultados principales de esta ejecución fueron primeramente el haber logrado la GRID-Tie utilizando un filtro de acoplamiento LCL y en segundo lugar el haber apreciado la variación de la THD tanto para la tensión como para la corriente a medida que la robustez de la GRID se encarga de abastecer un mayor porcentaje de carga que el convertidor; con relación a este último resultado, si bien los valores son muy pequeños en términos generales (independientemente a la variación de carga), esto se debe al buen dimensionamiento del filtro LCL, la frecuencia de muestreo utilizada para el análisis y la estrategia de control previamente seleccionada para el cometido.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

5.1 Conclusiones

En este trabajo se ha conseguido realizar un estudio tanto teórico como de simulación. Abarcando tanto a los convertidores, estrategias de control y microredes en general así como los convertidores NPC, las estrategias MPC y microredes utilizando estos de forma específica, respectivamente. De una manera mas estructurada, las conclusiones que se pueden obtener para este trabajo se resaltan como sigue:

- Se han podido relevar datos de bibliografías científicas publicadas por fuentes de alto impacto y actuales en la medida de cada caso, con lo que se ha descrito una revisión del estado del arte correspondiente a los convertidores de potencia mas aplicados en conjunto con determinadas estrategias de control, a microredes ONGRID y OFFGRID.
- Tanto el diseño del convertidor NPC considerando las especificaciones técnicas de sus componentes para una posible implementación a escala experimental, como

su modelado matemático basado en magnitudes eléctricas propias como tensión y corriente, han sido alcanzados satisfactoriamente.

- Se estructuraron estrategias de control tanto en lazo abierto como en lazo cerrado para el NPC, basado en PWM para el primer caso y en MPC para el segundo caso respectivamente. Se llevaron a la implementación en el entorno de simulación las correspondientes a modelos MPC con retardo compensado, concretamente este en su forma clásica (FCS) y modulada (FFS), en ambos casos OFFGRID.
- Teniendo en cuenta [75] se realizó una extrapolación del filtro de acoplamiento LCL que ahí se propone, para adaptarlo al convertidor NPC propuesto en este trabajo, la estrategia de control seleccionada y su capacidad de eliminar la máxima distorsión armónica admisible propuesta por el administrado del sistema eléctrico en el Paraguay.
- Se eligió el método FFS-MPC para ser aplicado durante el proceso de GRDI-Tie, a partir de los análisis de sensibilidad del THD% promedio de cada caso MPC OFFGRID evaluado, se ejecutó dicho algoritmo consiguiendo una interconexión exitosa.
- Se realizó una interpretación de los resultados obtenidos tras la variación de despacho de carga en las simulaciones ONGRID obteniendo valores de THD% para tensión y corriente, acordes a las exigencias mínimas de la Administración Nacional de Electricidad (ANDE) para el Paraguay y de estándares internacionales como la IEC 61000, donde la primera establece valores no mayores al 5% y 3% para la corriente y la tensión del sistema a ingresar a la GRID respectivamente.

5.2 Trabajos futuros

Se plantean principalmente como trabajos futuros la validación de los resultados obtenidos hasta el momento, a través de la implementación experimental tanto del convertidor NPC en hardware como de las estrategias de control del mismo dentro de una interfaz de procesamiento digital de señales, buscando así generar aún mayores aportes al estado del arte con posteriores publicaciones científicas en revistas de alto impacto dentro de las áreas de interés. En este contexto, gran parte de los objetivos planteados en un principio para este trabajo serán adoptados pero ya para la implementación experimental mencionada.

A

LOGROS OBTENIDOS

En el presente anexo se realiza una recopilación de los logros obtenidos en el marco del presente trabajo final de maestría. En este contexto, primeramente se anexa el artículo científico publicado en una conferencia internacional arbitrada e indexada, cuyos datos se presentan a continuación:

- L. Morinigo, T. Morel, J. Rodas, and R. Gregor, “Predictive current control for a neutral point clamped inverter considering sic-mosfet as switches and using a photovoltaic power source,” in *2019 AEIT International Annual Conference (AEIT)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.

Posteriormente se anexa el certificado obtenido por la presentación del mencionado artículo en la conferencia llevada a cabo en Florencia, Italia. Por último, se presenta una fotografía del galardón recibido, denominado *AEIT 2019 Best Student Contest Award*.

A.1 Artículo publicado

Predictive Current Control for a Neutral Point Clamped Inverter Considering SiC-MOSFET as Switches and Using a Photovoltaic Power Source

1st Luis Morinigo
Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad del Cono Sur de las Américas
 Asunción, Paraguay
 lmorinigo@alumnomie.ucs.edu.py

2nd Thalia Morel
Maestría en Ingeniería Electrónica
Universidad del Cono Sur de las Américas
 Asunción, Paraguay
 tmorel@alumnomie.ucs.edu.py

3rd Jorge Rodas
Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 jrodas@ing.una.py

4th Raúl Gregor
Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción
 Luque, Paraguay
 rgregor@ing.una.py

Abstract—This paper proposes a predictive current control of a three-phase 3-level neutral point clamped (3L-NPC) inverter. The main contribution of this paper is the analysis of the effects of the DC LINK voltage on the output of the 3L-NPC on a specific class of power semiconductor, namely SiC-MOSFET. The power source of the DC LINK is a photovoltaic array, the process to choose the number of series panels is a heuristic method. All analyses and results were conducted through simulations, using Matlab/Simulink.

Index Terms—Neutral point clamped converter, predictive current control, photovoltaic system, SiC-MOSFET.

I. INTRODUCTION

The solar photovoltaic (PV) system, like all available renewable sources, have several advantages such as clean energy and potential to provide sustainable electricity to remote areas [1]. However, the restrictions on the development of grid-connected PV systems are the cost of PV modules and the challenges for the grid connection [2], [3]. Because of these challenges, it is necessary to optimize the connection of PV systems by using high-efficiency power converters. In general, for low power applications, the two-level voltage source converters are still positioned as the most used in PV generation systems. However, due to the increase in power of the PV systems, the study and implementation of new power converter schemes were tracked in the last decade. In that context, multilevel converters have appeared as a solution to high voltage/power applications [4].

Among the multilevel power converters, one of the most used, is the commonly called neutral point clamped (NPC). This power converter has several advantages, including output waveforms with higher quality, less stress of type $\frac{\partial v}{\partial t}$ in switching devices, the ability to split the necessary blocking voltage into two series-connected devices, the switching

frequency can be increased if necessary without losing much efficiency and a reduction in the size of the filters [5], [6].

Regarding the control of power converter, the model predictive control (MPC) has become a popular choice during the last decade. Its fast dynamic response, as well as the ease in the inclusion of restrictions and nonlinearities, are just a few of the advantages of MPC [7], [8]. For those reasons, several works have studied and implemented the MPC for voltage source converters [9], active power filters [10], [11], matrix converters [12], multiphase machines [13]–[20] and so on. In this work, the MPC is applied as a predictive current controller of the NPC with the aims of achieving good dynamic response and good current tracking. For better performance of the MPC, a high sampling frequency is recommended [21]. This requirement can be fulfilled with powerful digital signal processors available nowadays.

A higher switching frequency of the NPC can be also achieved by using state-of-the-art semiconductors, such as the SiC-MOSFET [22], [23]. To consider the use of this semiconductor in the study, it is necessary to model it on Matlab/Simulink. The existing models of SiC-MOSFET are mostly in PSPICE and have problems in some applications [24].

In this context, this paper proposes the predictive current control of the SiC-MOSFET based NPC fed by PV power source. Theoretical study based on computational simulations is provided to validate the proposed digital controller.

II. PV SYSTEM

A. PV cell modeling

A photocell unit is a power semiconductor device that transforms a light source into an electrical source due to the PV effect [25]. If the photon energy source is greater than the

semiconductor bandgap, the flow of electrons is generated in the form of a current source. However, a PV cell is different from a photodiode because, in a photodiode, the light source falls into the junction channel N of the semiconductor and obtains a signal of renewed current or voltage; while in the PV cell it is always in a condition skewed forward [26], [27].

Most of the datasheets provided by manufacturers do not provide sufficient information on parameters that depend on weather conditions, such as irradiance and temperature. It is, therefore, necessary to make some assumptions regarding the physical nature of cell behavior to establish a mathematical model of the cell and PV module, also, of course, to the use of information provided by the constructors. There are differences among the equivalent circuits depending on the simplifications made within it as can be seen in [28]. In the Fig. 1 is the equivalent circuit used for the PV system.

The $I(V)$ characteristic of a PV cell is a non-linear equation with multiple parameters classified as follows: those provided by the constructors, those known as constants and those that must be computed [28]. The parameters to be calculated are presented in the following equations:

$$I_{ph} = [I_{sc} + k_i \times (T - 298)] \times \frac{G}{1000} \quad (1)$$

where I_{ph} is the photocurrent, I_{sc} represents the short-circuit current of the PV panel, k_i is the short-circuit current of the cell at 25 °C and 1000 W/m², T known as the temperature on the panel and G as the irradiance.

$$I_{rs} = \frac{I_{sc}}{\exp\left(\frac{V_{oc}}{V_t}\right) - 1} \quad (2)$$

being I_{rs} the inverse saturation current, V_{oc} the open circuit voltage and V_t thermal voltage.

$$I_{sh} = \frac{V + I \times R_s}{R_{sh}} \quad (3)$$

where I_{sh} is the current through shunt resistor, R_s the series resistance, R_{sh} the shunt resistance and V is the output voltage.

$$I_o = I_{rs} \times \left(\frac{T}{T_n}\right)^3 \times \exp\left[\frac{q \times E_g \times (1/T_n - 1/T)}{n \times K}\right] \quad (4)$$

where I_o is the saturation current, T_n the nominal temperature equivalent to 298 K, q the charge of the electron, E_g bandgap energy of the semiconductor, n the suitability factor and K Boltzmann's constant (J/K).

$$V_t = \frac{(n \times K \times N_s \times T)}{q} \quad (5)$$

know as the diode thermal voltage V_t , which is dependent of the temperature, Boltzmann's constant, electron charge and N_s which corresponds to the number of cells connected in series.

$$I = I_{ph} - I_o \times \left[\exp\left(\frac{V + I \times R_s}{V_t}\right) - 1\right] - I_{sh} \quad (6)$$

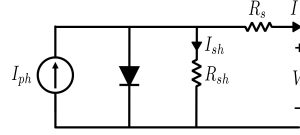


Fig. 1. Equivalent circuit of the PV cell

finally, the output current I of each PV cell is obtained.

B. Characteristics of the PV Module

From the equations described for the equivalent circuit of the selected PV module, it is proceeded with the simulation to obtain the desired parameters such as voltage, current and power.

A PV module has a unique current-voltage (I-V) characteristic curve for each irradiation and temperature condition; an increment in the PV module temperature decreases the output power. As an example, we have the characteristic curves of a solar module of 49 W. Fig. 2 shows the effect of the temperature variation on the characteristics power-voltage of the panel at constant irradiation of 1000 W/m². Since environmental conditions are constantly changing to improve the efficiency of PV modules, it is necessary to keep the module at a low temperature to ensure that it operates at its maximum power point.

The $I(V)$ characteristics are presented in Fig. 3 varying the temperature from 25 °C to 65 °C with constant irradiance under standard test conditions of 1000 W/m². By graphically representing the PV module characteristic curves a significant difference in power level can be seen affecting not only the efficiency of the system but also its service life.

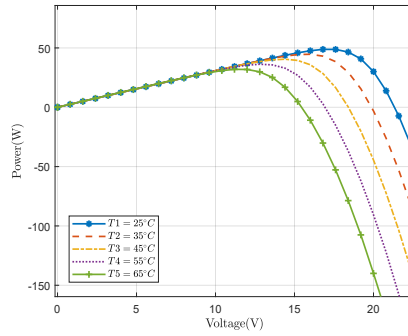


Fig. 2. Simulation results of PV array with P(V) characteristics

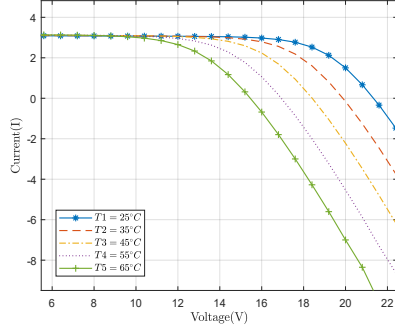


Fig. 3. Simulation results of PV array with I(V) characteristics

TABLE I
CHARACTERISTICS OF PR100-12S 100 W PV MODULE

P_{mp}	100 W	N_s	32
I_{mp}	5.7 A	n	1.2
V_{mp}	17.5 V	k_i	0.0032 A
I_{sc}	6.3 A	K	1.38e-23
V_{oc}	21.5 V	q	1.6e-19
R_s	0.35 Ω	E_{go}	1.1

From the parameters of the PV panel found in Table I, and (1)-(6) was made the system that has the PV module as energy generation.

III. MATHEMATICAL AND TOPOLOGICAL MODEL OF THE 3L-NPC INVERTER

A. Modelling of SiC-MOSFET on MATLAB/Simulink

MATLAB/Simulink is a powerful and very use software in the academy for the theological studies. However, it has some limitations in physical models, particularly the case of SiC-MOSFET.

In this context and considering that the software does not have a SiC-MOSFET model to implement on the NPC inverter, this transistor has been modeled as in [24], but in this work has been chosen the CREE CAS120M12BM2 as a study case, being able to choose any other commercial device without altering the conclusions that are derived from this work.

B. DC LINK Source Dimension Method

The PV panel used in this article as an array of one cell or module has the peak output voltage that is shown in the Table I, in Table IV can be observed the chosen heuristically values of PV arrays, to have other levels of peak voltage outputs. Hypothetically based on the max drain-source voltage

TABLE II
CHARACTERISTICS OF CREE CAS120M12BM2 SiC-MOSFET

V_{dsmax}	Drain-Source max Voltage	1.2 kV
L_d	Drain Inductance	90 nH
C_{gd}	Gate-Drain Capacitance	70 pF
C_{gs}	Gate-Source Capacitance	6300 pF
R_g	Gate Resistance	1.8 Ω
R_{on}	FET Resistance	13 m Ω
L_{don}	Diode Inductance	15 nH
R_d	Diode Resistance	0.2 Ω
V_f	Diode Forward Voltage	1.5 V
R_s	Snubber Resistance	0.26 Ω
C_s	Snubber Capacitance	40 pF

supported by the transistors modeled, that can be seen in the Table II, and the NPC topology, the fault point of the inverter in terms of the voltage level on DC LINK has to be equal to $2 \times V_{dsmax} \approx 2.4$ kV.

C. NPC Description and Modelling

The NPC diagram is shown in Fig. 4, where it can be seen that it is composed of 12 active switches and 6 clamping diodes. In the DC side of the inverter, the DC LINK is composed of two capacitors, preferentially, identical and a neutral point named *n*.

The variable S_x represents the state of commutation of phase *x*, with $x = a, b, c$, and has three possible values $V_{dc}/2$, $-V_{dc}/2$ and 0 [29]. In Table III can be seen the possible states corresponding to the output voltage of the inverter.

The variables that depends of the states of commutation are represented by H_{1x} and H_{2x} and are defined as follow:

$$H_{1x} = \begin{cases} 1 \rightarrow & \text{if } S_x = + \\ 0 \rightarrow & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

$$H_{2x} = \begin{cases} 1 \rightarrow & \text{if } S_x = - \\ 0 \rightarrow & \text{otherwise} \end{cases} \quad (8)$$

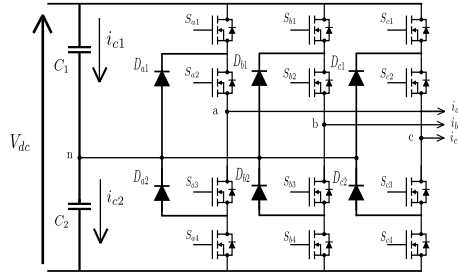


Fig. 4. 3L-NPC inverter circuit topology

The discrete-time model of the NPC output current is:

$$i^P(k+1) = \left[\left(1 - \frac{R \times T_s}{L}\right) \hat{i}(k) + \frac{T_s}{L} V(k) \right] \quad (9)$$

being $V(k)$ the voltage vector under evaluation and T_s the sampling time.

IV. MPC CONTROL STRATEGY

For the algorithm of an MPC, the process can be divided into three important stages. The first step is to identify all possible switching states and their relations with input/output currents, then initialize the optimal switching value and cost function, predict the load currents, compute the cost function that will represent the desired behavior of the system, and finally, apply the optimal switching state [30].

The proposed current control block diagram, based MPC approach, is shown in Fig. 5. The future values of the load current are provided for the 27 states of commutation by the NPC inverter, states that are shown in Fig. 6. Note that it is necessary to take measures of the actual load current values also. Then, with the predictions (9) and (10), the cost function g , evaluated in each state of commutation. The switching state that minimizes the cost function is selected and applied during the next sample period [31].

Recent trends on MPC techniques apply a second-ahead prediction horizon in order to compensate the delay. As a consequence, a reduction of the load currents ripple is obtained [32], [33]. Then, (9) is used to obtain the prediction as follows:

$$i^P(k+2) = \left[\left(1 - \frac{R \times T_s}{L}\right) \hat{i}(k+1) + \frac{T_s}{L} V(k+1) \right] \quad (10)$$

being $\hat{i}(k+1)$ the estimated load current at $k+1$.

The cost function aims to minimize the error between the expected load currents $i^P(k+2)$ and their references $i_{ref}(k+2)$ and is represented as follows:

$$g = [i_{ref}(k+2) - i^P(k+2)]^2 \quad (11)$$

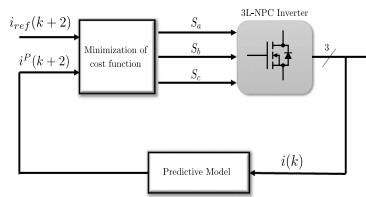


Fig. 5. Diagram of the predictive current controller applied to the 3L-NPC inverter

TABLE III
COMMUTATION STATES AND OUTPUTS FOR ONE PHASE OF THE NPC

S_x	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	S_{x4}	S_n
0	1	0	0	1	0
+	1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	0	0
-	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

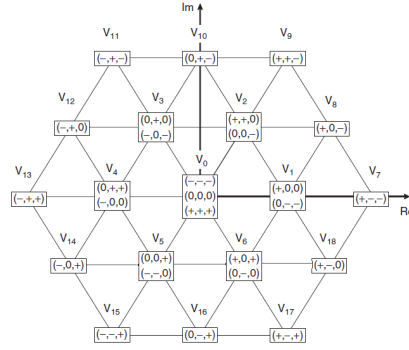


Fig. 6. Possible voltage vectors and switching states generated by the 3L-NPC [7]

V. SIMULATION RESULTS

In order to validate the proposed predictive current controller, a custom Simulink model of the system has been designed. For all simulations analysis, a sampling frequency of 100 kHz has been used.

In this section, Table IV, at its third column shows the percentage of total harmonic distortion (THD) of the output controlled current in each case of cell array. It is observed that when reaching the number of 140 modules, equivalent to a superior value of 2.4 kV, the THD of the current begins to increase exponentially.

TABLE IV
SENSIBILITY OF THE THD BY EACH PV ADDING IN SERIES

Cell Array	$V_{dc}(V)$	THD(%)
1	18.17	0.5
3	54.51	0.49
10	181.7	0.48
50	908.5	0.47
100	1817	0.38
120	2180.4	0.37
130	2362.1	0.35
140	2543.8	2.38
160	2907.2	11.3
180	3270.6	17.29

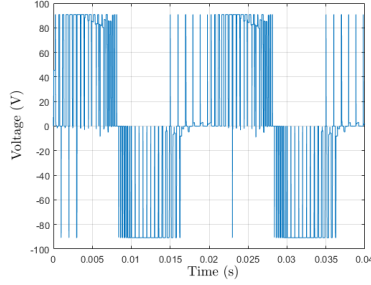
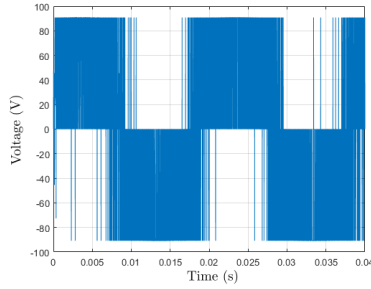
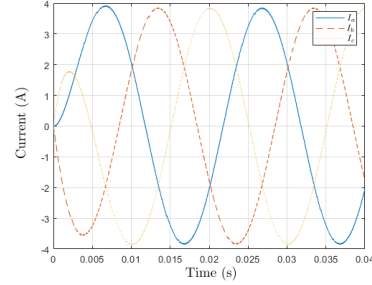
Fig. 7. V_{ab} graph using common switching methodsFig. 8. V_{ab} graph switching NPC with proposed MPC

Fig. 9. Load currents using the MPC

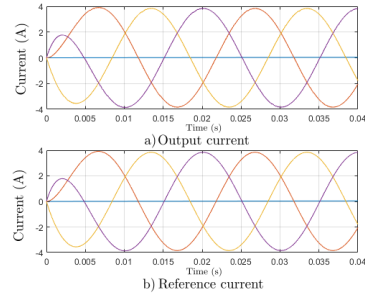


Fig. 10. Comparison between the output current and the reference current with the MPC

Considering this voltage limit, the rest of the results in the next subsection would be expressed under this limit. Specifically 5 series modules.

The results for the current MPC proposed are presented in this subsection. The principal objectives of this subsection are to show the characteristics of the control used over the 3L-NPC and the RL load studied.

The phase-phase voltage waveform of the NPC inverter using a non-controlled conventional commutation operation can be seen in Fig. 7 (the illustrative figure is of a 3L-NPC inverter activated by PWM). In the Fig. 8 can be seen the results of the same magnitude but corresponding to the control algorithm proposed in this article.

Can be noted in the Fig. 9 a very good waveform for the output current, this can be subtended looking at Fig. 10; even in the Table IV at tolerable levels of input voltage for the NPC inverter the THD on all the cases does not exceed 0.5, a very good level, especially if is considered in some moment an interconnection to the grid.

VI. CONCLUSION

In this work, a predictive current controller of a 3L-NPC inverter has been presented. A PV system has been used as a DC power source. The complete model of the 3L-NPC has been designed as well as the modeling of a non-standardized SiC-MOSFET, both by using Simulink. Then, a variation of the PV arrays has been studied. As a consequence, it is possible to state that, by this control procedure, under the study conditions previously presented, can be produced good results as a minimum absolute current error, a considerable fast dynamic response and a very small THD on the output current. Moreover, it could be noted that the model of SiC-MOSFET on Simulink based on its technical specifications reacts as expected when it operates under input voltage variations.

The next step, considering the results obtained, would be to implement this investigation and obtain the experimental results to have a contrast with the simulated results. In that case, the physical behavior of the components, particularly the semiconductors (PV-panels and switches) will be the key factors.

ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank the financial support from the Paraguayan Science and Technology National Council (CONACYT) through the “Maestría en Ingeniería Electrónica” (POSG17-69).

REFERENCES

- [1] A. Panda, M. Pathak, and S. Srivastava, “A single phase photovoltaic inverter control for grid connected system,” *Sadhana*, vol. 41, no. 1, pp. 15–30, 2016.
- [2] A. Chatterjee, A. Keyhani, and D. Kapoor, “Identification of photovoltaic source models,” *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 26, no. 3, pp. 883–889, 2011.
- [3] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. Ruppert Filho, “Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays,” *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, 2009.
- [4] Y. Li, X. Yang, W. Chen, T. Liu, and F. Zhang, “Neutral-point voltage analysis and suppression for npc three-level photovoltaic converter in lvt operation under imbalanced grid faults with selective hybrid svpwm strategy,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 2, pp. 1334–1355, 2019.
- [5] L. Ning, L. Wanting, Z. Hui, W. Shuzheng, and X. Liansong, “A novel modulation strategy of three level npc converter,” in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, 2018, pp. 1347–1351.
- [6] S. A. Khan, M. R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, “An amorphous alloy magnetic-bus-based sic npc converter with inherent voltage balancing for grid-connected renewable energy systems,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 2, pp. 1–8, 2019.
- [7] J. Rodríguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [8] M. Jofre, A. M. Llor, and C. A. Silva, “Sensorless low switching frequency explicit model predictive control of induction machines fed by neutral point clamped inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018.
- [9] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, “Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency,” in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [10] J. Rodas, R. Gregor, and A. Renault, “Modulated predictive current control for H-bridge active power filters,” in *The 23rd World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*. WMSCI, 2019, pp. 1–6.
- [11] R. Gregor and J. Rodas, “Finite-fixed switching predictive control technique for a 7-level cascaded H-Bridge multilevel active power filter: A comparative study,” in *The 22nd World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*. WMSCI, 2018, pp. 1–6.
- [12] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, “Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator,” in *2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
- [13] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahal, C. Martín, and R. Gregor, “On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: a case study using five-phase induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5348–5356, 2016.
- [14] J. Rodas, C. Martín, M. R. Arahal, F. Barrero, and R. Gregor, “Influence of covariance-based als methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2602–2607, 2017.
- [15] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, H. Moreira, and M. Rivera, “A comparative study of reduced order estimators applied to the speed control of six-phase generator for a WT applications,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2013, pp. 5124–5129.
- [16] M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, M. Saad, and M. Rivera, “Comparative study of predictive control strategies at fixed switching frequency for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, May 2017, pp. 1–8.
- [17] O. Gonzalez, J. Rodas, M. Ayala, R. Gregor, M. Rivera, M. J. Duran, and I. Gonzalez-Prieto, “Predictive current control with Kalman filter observer for a five-phase induction machine operating at fixed switching frequency,” in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, June 2017, pp. 349–354.
- [18] O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, M. Ayala, and M. Rivera, “Speed sensorless predictive current control of a five-phase induction machine,” in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, June 2017, pp. 343–348.
- [19] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, G. Rivas, and J. Doval-Gandoy, “Variable-speed control of a six-phase induction machine using predictive-fixed switching frequency current control techniques,” in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2018, pp. 1–6.
- [20] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and R. Gregor, “Predictive-fixed switching current control of a six-phase induction machine,” *Energies*, vol. 12, no. 12, p. 2294, 2019.
- [21] E. Maqueda, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, J. Rodas, M. Rivera, and P. Wheeler, “An assessment of predictive current control applied to the direct matrix converter based on SiC-MOSFET bidirectional switches,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [22] E. Maqueda, J. Rodas, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilan, and M. Rivera, “Design and implementation of a modular bidirectional switch using SiC-MOSFET for power converter applications,” *Active and Passive Electronic Components*, vol. 2018, 2018.
- [23] J. Pacher, J. Rodas, R. Gregor, M. Rivera, A. Renault, and L. Comparatore, “Efficiency analysis of a modular H-bridge based on SiC MOSFET,” *International Journal of Electronics Letters*, vol. 7, no. 1, pp. 59–67, 2019.
- [24] Y. Cao, L. Yuan, K. Chen, Z. Zhao, T. Lu, and F. He, “Modeling of sic mosfet in matlab/simulink,” in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE, 2014, pp. 1–5.
- [25] H. Xiao and S. Xie, “Leakage current analytical model and application in single-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 4, pp. 902–913, 2010.
- [26] R. Palanisamy, A. Mutawakkil, and K. Vijayakumar, “Hysteresis svm for coupled inductor z source diode clamped 3-level inverter based grid connected pv system,” *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 7, no. 4, 2016.
- [27] M. B. Sharifian, Y. Mohamadrezapour, M. Hosseinpour, and S. Torabzade, “Single-stage grid connected photovoltaic system with reactive power control and adaptive predictive current controller,” *Journal of Applied Sciences*, vol. 9, no. 8, pp. 1503–1509, 2009.
- [28] H. Bellia, R. Youcef, and M. Fatima, “A detailed modeling of photovoltaic module using matlab,” *NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics*, vol. 3, no. 1, pp. 53–61, 2014.
- [29] N. Bekhoucha, N. Meshahi, and S. Ouchen, “Predictive current control of three level neutral point clamped grid connected inverter in photovoltaic generation systems,” in *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [30] M. Novak, U. M. Nyman, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, “Analytical design and performance validation of finite set MPC regulated power converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 3, pp. 2004–2014, 2018.
- [31] V. Yaramasu and B. Wu, *Model predictive control of wind energy conversion systems*. John Wiley & Sons, 2016, vol. 55.
- [32] P. Cortes, J. Rodríguez, 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, 2011.
- [33] T. Jin, X. Shen, T. Su, and R. C. Flesch, “Model predictive voltage control based on finite control set with computation time delay compensation for pv systems,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 34, no. 1, pp. 330–338, 2018.

A.2 Certificado de participación



Certificate of Attendance

This is to certify that

Prof. Luis Gabriel Morínigo Prado

Universidad del Cono Sur de las Americas, Paraguay

participated in the above mentioned event
presenting the paper

**Predictive Current Control for a Neutral Point
Clamped Inverter Considering SiC-MOSFET as
Switches and Using a Photovoltaic Power Source**

AEIT Secretariat


ASSOCIAZIONE ITALIANA DI ELETTROTECNICA, ELETTRONICA,
AUTOMAZIONE, INFORMATICA E TELECOMUNICAZIONI
Ufficio Centrale - Via V. Macchi, 32 - 20124 MILANO
Partita IVA - Codice Fiscale 01950140150

A.3 Galardón obtenido como mejor artículo



Referencias

- [1] L. Morinigo, C. Romero, R. Ríos, A. González, and G. Blanco, “Electrical energy supply alternatives analysis for an isolated community–pozo hondo, paraguayan chaco,” in *2018 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [2] S. G. Malla, P. K. Dadi, and J. Dadi, “Wind and photovoltaic based hybrid stand-alone power generation system,” in *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*. IEEE, 2017, pp. 3718–3725.
- [3] E. H. Beshr, H. Abdelghany, and M. Eteiba, “Novel optimization technique of isolated microgrid with hydrogen energy storage,” *PloS one*, vol. 13, no. 2, 2018.
- [4] E. Sosnina, A. Shalukho, E. Kryukov, N. Erdili, and A. Ivanov, “Modeling of stand-alone power supply system with distributed generation sources,” in *2019 16th International Conference on the European Energy Market (EEM)*. IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [5] N. Voropai, K. Suslov, T. Sokolnikova, Z. Styczynski, and P. Lombardi, “Development of power supply to isolated territories in russia on the bases of microgrid

- concept,” in *2012 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. IEEE, 2012, pp. 1–5.
- [6] L. Morinigo, T. Morel, J. Rodas, and R. Gregor, “Predictive current control for a neutral point clamped inverter considering sic-mosfet as switches and using a photovoltaic power source,” in *2019 AEIT International Annual Conference (AEIT)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [7] V. Yaramasu and B. Wu, *Model predictive control of wind energy conversion systems*. John Wiley & Sons, 2016.
- [8] J. Guzman Guemez, “Modelling and control of grid-tied npc inverters,” Ph.D. dissertation, University of Southampton, 2020.
- [9] L. Ning, L. Wanting, Z. Hui, W. Shuzheng, and X. Liansong, “A novel modulation strategy of three level npc converter,” in *2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, 2018, pp. 1347–1351.
- [10] S. A. Khan, M. R. Islam, Y. Guo, and J. Zhu, “An amorphous alloy magnetic-bus-based sic npc converter with inherent voltage balancing for grid-connected renewable energy systems,” *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 29, no. 2, pp. 1–8, 2019.
- [11] J. Rodriguez and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. John Wiley & Sons, 2012, vol. 40.
- [12] M. Jofre, A. M. Llor, and C. A. Silva, “Sensorless low switching frequency explicit model predictive control of induction machines fed by neutral point clamped inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018.
- [13] F. Gavilan, D. Caballero, S. Toledo, E. Maqueda, R. Gregor, J. Rodas, M. Rivera, and I. Araujo-Vargas, “Predictive power control strategy for a grid-connected 2l-vsi with fixed switching frequency,” in *2016 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [14] J. Rodas, R. Gregor, and A. Renault, “Modulated predictive current control for H-bridge active power filters,” in *The 23rd World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*. WMSCI, 2019, pp. 1–6.
- [15] R. Gregor and J. Rodas, “Finite-fixed switching predictive control technique for a 7-level cascaded H-Bridge multilevel active power filter: A comparative study,”

- in *The 22nd World Multi-Conference on Systemics, Cybernetics and Informatics*. WMSCI, 2018, pp. 1–6.
- [16] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, D. Gregor, and D. Franco, “Multi-modular matrix converter topology applied to the six-phase wind energy generator,” in *2015 50th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. IEEE, 2015, pp. 1–6.
 - [17] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahál, C. Martín, and R. Gregor, “On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: a case study using five-phase induction machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 9, pp. 5348–5356, 2016.
 - [18] J. Rodas, C. Martín, M. R. Arahál, F. Barrero, and R. Gregor, “Influence of covariance-based als methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 4, pp. 2602–2607, 2017.
 - [19] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, H. Moreira, and M. Rivera, “A comparative study of reduced order estimators applied to the speed control of six-phase generator for a WT applications,” in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov 2013, pp. 5124–5129.
 - [20] M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, M. Saad, and M. Rivera, “Comparative study of predictive control strategies at fixed switching frequency for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, May 2017, pp. 1–8.
 - [21] O. Gonzalez, J. Rodas, M. Ayala, R. Gregor, M. Rivera, M. J. Duran, and I. Gonzalez-Prieto, “Predictive current control with Kalman filter observer for a five-phase induction machine operating at fixed switching frequency,” in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, June 2017, pp. 349–354.
 - [22] O. Gonzalez, J. Rodas, R. Gregor, M. Ayala, and M. Rivera, “Speed sensorless predictive current control of a five-phase induction machine,” in *2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, June 2017, pp. 343–348.
 - [23] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, G. Rivas, and J. Doval-Gandoy, “Variable-speed control of a six-phase induction machine using predictive-fixed

- switching frequency current control techniques,” in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2018, pp. 1–6.
- [24] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and R. Gregor, “Predictive-fixed switching current control of a six-phase induction machine,” *Energies*, vol. 12, no. 12, p. 2294, 2019.
- [25] M. Rivera, M. Perez, C. Baier, J. Munoz, V. Yaramasu, B. Wu, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, and P. Wheeler, “Predictive current control with fixed switching frequency for an npc converter,” in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2015, pp. 1034–1039.
- [26] E. Maqueda, S. Toledo, R. Gregor, D. Caballero, F. Gavilán, J. Rodas, M. Rivera, and P. Wheeler, “An assessment of predictive current control applied to the direct matrix converter based on SiC-MOSFET bidirectional switches,” in *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [27] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons, 2011, vol. 29.
- [28] A. VanderMeulen and J. Maurin, “Current source inverter vs. voltage source inverter topology,” *Technical Data TD02004004E*, Eaton, 2010.
- [29] G. E. Vinasco and M. I. E. SA, “Uso de fuentes vsi/csi en sistemas de potencia,” *Interconexión Eléctrica SA, Colombia*, 2005.
- [30] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*. Wiley - Inglaterra, 2010. [Online]. Available: <http://books.google.com.py/books?id=XZvoeFzPchoC>
- [31] B. Wu, H.-P. Converters, and A. Drives, “New york/piscataway,” *NJ: Wiley/IEEE Press*, no. 0.5, p. 1, 2006.
- [32] J. N. Chiasson, Z. Du, B. Özpıneci, and L. M. Tolbert, “High dynamic performance programmed pwm control of a multilevel inverter with capacitor dc sources,” in *Proceedings of the 48th IEEE Conference on Decision and Control (CDC) held jointly with 2009 28th Chinese Control Conference*. IEEE, 2009, pp. 6561–6568.
- [33] D. M. Hernandez, “Control digital para convertidor multinivel alimentado con energía solar,” 2006.

- [34] M. Sajitha, J. Sandeep, and R. Ramchand, "Comparative analysis of different modulation techniques for three level three phase t-type npc inverter," in *TENCON 2019-2019 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*. IEEE, 2019, pp. 1529–1534.
- [35] F. G. Stein and Y. R. de Novaes, "Analysis of a snubber for the t-type npc converter," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, 2015, pp. 239–244.
- [36] H. Bellatreche, M. Bounekhla, and A. Tlemçani, "Using fuzzy logic and hysteresis current control to reduce harmonics in three level npc shunt active power filter," in *2016 8th International Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*. IEEE, 2016, pp. 5–9.
- [37] H. H. Lee, P. Q. Dzung, T. P. Hoa, N. X. Bac *et al.*, "Fault detection using ann for three-level npc inverter fed induction motor drive," in *TENCON 2010-2010 IEEE Region 10 Conference*. IEEE, 2010, pp. 2148–2153.
- [38] I. Khoukha, C. Hachemi, and B. El Madjid, "Ann control of nine level npc voltage inverter based on selective harmonics elimination," in *2007 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*. IEEE, 2007, pp. 587–591.
- [39] C. S. Lim, E. Levi, M. Jones, N. A. Rahim, and W. P. Hew, "Fcs-mpc-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with pi-pwm control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, 2013.
- [40] C. Rech, H. Pinheiro, H. Grundling, H. Hey, and J. Pinheiro, "Analysis and design of a repetitive predictive-pid controller for pwm inverters," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 01CH37230)*, vol. 2. IEEE, 2001, pp. 986–991.
- [41] S. V. Arun, U. Subramaniam, S. Padmanaban, M. S. Bhaskar, and D. Almakhlles, "Investigation for performances comparison pi, adaptive pi, fuzzy speed control induction motor for centrifugal pumping application," in *2019 IEEE 13th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*. IEEE, 2019, pp. 1–6.
- [42] A. Tajfar and S. K. Mazumder, "Sequence-based control of an isolated dc/ac matrix converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1757–1773, 2015.

- [43] E. M. Wazeer, R. El-Azab, M. Daowd, and A. A. Ghany, "Short-term frequency stability regulation for power system with large-scale wind energy penetration using pid controller," in *2018 Twentieth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*. IEEE, 2018, pp. 1059–1063.
- [44] V. Arikatla and J. A. A. Qahouq, "Dc-dc power converter with digital pid controller," in *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, 2011, pp. 327–330.
- [45] M. I. Arteaga Orozco, *Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental*. Universitat Politècnica de Catalunya, 2007.
- [46] J. Wu and Y. Lu, "Feedback linearization adaptive control for a buck converter with constant power loads," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [47] M. A. Hassan, E. Li, S. Chi, T. Li, L. Cheng, and C. Duan, "Sliding mode control of parallel-connected dc-dc buck power converters in dc microgrid systems," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.
- [48] P. Gaur, D. Pathak, B. Kumar, and Y. K. Chauhan, "Pi and fuzzy logic controller based tip speed ratio control for smoothening of output power fluctuation in a wind energy conversion system," in *2016 7th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [49] K. S. Alharbi and R. A. McCann, "Non-overparametrized adaptive backstepping control of pwm dc-dc non-inverting buck-boost power converter," in *2019 IEEE Green Technologies Conference (GreenTech)*. IEEE, 2019, pp. 1–5.
- [50] T. Takahashi and Y. Uchimura, "Design of h controller for networked predictive control system with prediction error observer," in *2016 IEEE 14th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*. IEEE, 2016, pp. 135–140.
- [51] E. F. Camacho and C. Bordons, "Control predictivo: Pasado, presente y futuro," *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. 1, no. 3, pp. 5–28, 2004.
- [52] E. Mohn, "Microgrid." *Salem Press Encyclopedia of Science*, 2019. [Online]. Available: <http://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&db=ers&AN=>

137502028&authtype=sso&custid=ns021105&lang=es&site=eds-live&custid=ns021105&authtype=ip,sso

- [53] X. Wang, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and Z. Chen, "A review of power electronics based microgrids," *Journal of Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 181–192, 2012.
- [54] D. Schumacher, O. Beik, and A. Emadi, "Standalone integrated power electronics system: Applications for off-grid rural locations," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 6, no. 4, pp. 73–82, 2018.
- [55] H. W. Marar, "Synchronization of grid-tie inverters using 802.11 ah," in *2018 International Conference on Renewable Energy and Power Engineering (REPE)*. IEEE, 2018, pp. 18–21.
- [56] G. A. Raiker, P. C. Ramamurthy, L. Umanand, S. Abines, S. G. Vasisht *et al.*, "Solar pv interface to grid-tie inverter with current referenced boost converter," in *2018 IEEE 13th International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*. IEEE, 2018, pp. 343–348.
- [57] J. F. Mora, *Circuitos eléctricos*. Pearson Educación, 2012.
- [58] F. Suño Mamani, "Solución de ecuaciones diferenciales parciales con condiciones de contorno abiertas por el método de monte carlo," *Revista Boliviana de Física*, vol. 29, no. 29, pp. 6–16, 2016.
- [59] C. J. Walsh, "Semiconductors." *Salem Press Encyclopedia of Science*, 2018. [Online]. Available: <http://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&db=ers&AN=89474873&authtype=sso&custid=ns021105&lang=es&site=eds-live&custid=ns021105&authtype=ip,sso>
- [60] N. Iwamuro, "Recent progress of sic-mosfets and their futures-competition with state-of-the-art si-igbt," in *2019 International Conference on Electronics Packaging (ICEP)*. IEEE, 2019, pp. 260–264.
- [61] Y. Cao, L. Yuan, K. Chen, Z. Zhao, T. Lu, and F. He, "Modeling of sic mosfet in matlab/simulink," in *2014 IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE, 2014, pp. 1–5.
- [62] A. Bubert, S. Swain, and R. W. De Doncker, "Design considerations of dc-link capacitors in npc inverters for electric vehicles," in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.

- [63] B. Ustuntepe and A. M. Hava, "A novel two-parameter modulation and neutral point potential control method for the three-level neutral point clamped inverter," in *2007 IEEE International Electric Machines & Drives Conference*, vol. 1. IEEE, 2007, pp. 742–747.
- [64] W. Srirattanawichaikul, S. Premrudeepreechacharn, and Y. Kumsuwan, "Modified unipolar carrier-based pwm strategy for three-level neutral-point-clamped voltage source inverters," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 9, no. 2, pp. 489–500, 2014.
- [65] A. Namboodiri and H. S. Wani, "Unipolar and bipolar pwm inverter," *International Journal for Innovative Research in Science & Technology*, vol. 1, no. 7, pp. 237–243, 2014.
- [66] S. Vazquez, R. P. Aguilera, P. Acuna, J. Pou, J. I. Leon, L. G. Franquelo, and V. G. Agelidis, "Model predictive control for single-phase npc converters based on optimal switching sequences," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 12, pp. 7533–7541, 2016.
- [67] F. Donoso, A. Mora, R. Cárdenas, A. Angulo, D. Sáez, and M. Rivera, "Finite-set model-predictive control strategies for a 3l-npc inverter operating with fixed switching frequency," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 5, pp. 3954–3965, 2017.
- [68] J. Rodas, H. Guzmán, R. Gregor, and F. Barrero, "Model predictive current controller using kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems," in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*. IEEE, 2016, pp. 1–6.
- [69] B. Arif, L. Tarisciotti, P. Zanchetta, J. C. Clare, and M. Degano, "Grid parameter estimation using model predictive direct power control," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 6, pp. 4614–4622, 2015.
- [70] M. Rivera, V. Yaramasu, A. Llor, J. Rodriguez, B. Wu, and M. Fadel, "Digital predictive current control of a three-phase four-leg inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 4903–4912, 2012.
- [71] H. Li, S. Chen, X. Wu, and G. Tan, "Model predictive control method with constant switching frequency to reduce common-mode voltage for pmsm drives," *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2018, 2018.

- [72] J. D. Glover, M. S. Sarma, and T. Overbye, *Power system analysis & design, SI version*. Cengage Learning, 2012.
- [73] F. Li, F. He, Z. Ye, X. Wang, and X. Zhang, “A simplified pwm strategy based on mpc for npc three-level apf systems,” *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, vol. 9, no. 2, p. 025501, 2017.
- [74] M. Hamdi, M. Hamouda, L. Sbita, and K. Al-Haddad, “Fcs-mpc for grid-tied three-phase three-level npc inverter with experimental validation,” in *2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*. IEEE, 2017, pp. 1–6.
- [75] J. M. Geldenhuys, H. du Toit Mouton, A. Rix, and T. Geyer, “Model predictive current control of a grid connected converter with lcl-filter,” in *2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. IEEE, 2016, pp. 1–6.