

# UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTÍSIMA CONCEPCIÓN

FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE MEDIO AMBIENTE Y ENERGÍA



# UCSC

## Uso de Convertidores Tipo Flying Capacitor Para Aplicaciones en Baja y Media Tensión

Hugo Alberto Augusto Muñoz Villalobos

Informe de Habilitación Profesional para optar al título de:  
**Ingeniero Civil Eléctrico**

**Profesor Patrocinante:**

Dr. Ricardo A. Lizana F.

**Profesores Guía:**

Dr. Eduardo E. Espinosa N.

Dr. Guillermo E. Ramírez A.

Concepción, Enero de 2019

UNIVERSIDAD CATÓLICA DE LA SANTISIMA CONCEPCION  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Medio Ambiente y Energía

Profesor Patrocinante:  
Dr. Ricardo A. Lizana F.

# Uso de Convertidores Tipo Flying Capacitor Para Aplicaciones en Baja y Media Tensión

Hugo Alberto Augusto Muñoz Villalobos

Informe de Habilitación Profesional  
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Enero 2019

## Resumen

Cada vez es más frecuente encontrar convertidores DC a AC en distintas aplicaciones en el hogar o en la industria, esto es debido a la necesidad de proveer un voltaje alterno controlado, tanto en amplitud como en frecuencia. Existen distintas formas de hacerlo mediante la utilización de semiconductores de alto o bajo voltaje, dependiendo del nivel de tensión que se desea generar. En general a nivel de voltaje medio, una buena alternativa son los convertidores multinivel.

El incentivo por el cual se comenzó el desarrollo de este trabajo, es debido a que las topologías que se utilizan en convertidores multinivel tienen como principal desventaja el utilizar una gran cantidad de componentes, que si bien, cumplen la función de mejorar las características de los convertidores, introducen una mayor complejidad al sistema, complicando el esquema de control a utilizar. En base a esto es que se quiere estudiar la posibilidad de encontrar una nueva topología que no involucre un aumento de la cantidad significativa de elementos que componen el convertidor.

En este documento se analizan las topologías más básicas de los convertidores multinivel basados en arreglos de condensadores y la respectiva mezcla con diodos, los cuales son los FC y NPC. El convertidor NPC hoy en día es de lo más utilizado en la industria para aplicaciones en motores de media tensión, es por ello que se han estudiado y presentado modificaciones con base a esta topología donde se incrementa la calidad de la operación del sistema, mejorando las formas de onda de salida y el THD de los voltajes y corrientes. En este documento se presenta un convertidor basado en arreglo de condensadores que tiene como principal característica el disminuir la cantidad de componentes para su implementación y presentar características similares al MNPC que es una estructura modular del NPC.

El convertidor propuesto lleva por nombre MFC, este se sometió a distintas pruebas de simulación y se llegó a la conclusión que al compararlo con el MNPC tiene un comportamiento similar, lo que cumple con el objetivo de presentar una nueva topología que utiliza una menor cantidad de componentes que las ya conocidas estructuras del Flying Capacitor. Aproximadamente la topología presentada utiliza un tercio de los condensadores flotantes.

A los alumnos de Ingeniería Civil Eléctrica de la UCSC, a los que fueron, los que son y los que serán en algún momento compañeros o colegas.

## Agradecimientos

Es difícil comenzar a agradecer sin pensar en la infinidad de momentos y experiencias que ha dejado mi paso por la UCSC, he conocido una gran cantidad de personas y que con el paso del tiempo algunos se fueron convirtiendo en amigos.

Deseo hacer una mención a mis compañeros de Chpl@, mis primeros amigos desde que llegue a Concepción, compañeros de mil batallas entre estudios y carretes, esto nos permitió compartir buenos momentos que jamás olvidare y siempre serán recordados con gran alegría. Agradecer a las personas que paralelamente íbamos avanzando en la carrera Mauricio Diaz, Diego Sánchez, Gabriel Freire, Sebastián Ramos y Christopher Cruz, todos ellos formaron parte importante dentro de este proceso, ya que siempre existió una ayuda mutua y desinteresada de todas las partes, gracias por la amistad brindada.

Reconocer a la plantilla docente de la carrera por los conocimientos y herramientas entregadas, a los Profesores Ricardo Lizana, Ricardo Bustos, Eduardo Espinosa, Guillermo Ramírez, Aníbal Morales y Merardo Retamal, pero creo que sería injusto no destacar al Profesor Eduardo Espinosa por intentar constantemente traspasar su prolijidad para realizar los trabajos, por darle un realce a la carrera desde que asumió como Jefe de Carrera, ya que se notó que realizó mejoras que fueron en directo beneficio de los alumnos. Al Profesor Ricardo Bustos por creer en los Ingenieros que se están formando en esta Universidad y demostrar que detrás de ese docente estricto y serio que se hizo ver durante los primeros años hay una persona de una calidad humana tremenda, muy preocupada por sus alumnos. Finalmente agradecer a mi Profesor guía el Profesor Ricardo Lizana, se agradece la paciencia, la pasión y la entrega en cada reunión realizada, esa pasión de siempre ir más allá y dar un ejemplo concreto de lo que se está analizando, se agradece la confianza depositada en mi persona, ya que desde practica de laboratorio confió en mí y me acogió para llevar adelante este trabajo junto a él, reunión a reunión fue entregando sus conocimientos y asegurándose siempre que tuviera una buena captación de ellos.

No puedo dejar afuera de estos agradecimientos a mis amigos de Coihueco, los que hice en mi paso por Temuco, sin embargo, el pilar fundamental de esta etapa ha sido mi familia, hermanos, tíos y todo mi fuerte núcleo familiar que en cada momento he sentido su apoyo y comprensión en las caídas, instándome a intentarlo nuevamente, no obstante omitir en estos agradecimientos a Carlos Parada no sería justo, agradecer por esos almuerzos y enriquecedoras charlas en sus visitas a Concepción, por esas veces que me ayudo en las ciencias básicas y por siempre darme su mirada

racional e Ingenieril de las situaciones, eso siempre lo he valorado y tenido en consideración sus múltiples consejos.

Siempre estaré agradecido de mi familia, del apoyo que me brindaron mis hermanos Carolina y Jorge, de mi padre y especialmente estaré agradecido de dos personas; mi madre Nina Villalobos que me ha brindado su apoyo constante, aportándome consejos y sabiduría a mi vida de una forma muy particular, tal cual siempre le han recordado sus alumnos. Con su ejemplo me ha demostrado que el trabajo a conciencia rinde frutos, además deseo destacar a mi Abuelita Graciela Parada otro gran pilar dentro de esta etapa, que se preocupó cada fin de semana en ayudarme y estar constantemente inculcándome valores, recordándome que lo más importante es la familia, esto es para mí, pero es por ellas. Solo les puedo decir: gracias por mucho y perdón por tan poco.

A todos ellos dedico este trabajo, sin lugar a dudas, sin su apoyo incondicional este camino hubiera sido mucho más difícil y menos enriquecedor.

Concepción, Enero de 2019.

# Tabla de Contenido

LISTA DE TABLAS .....	IX
LISTA DE FIGURAS .....	XI
NOMENCLATURAS .....	XIII
ABREVIACIONES .....	XIII
<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
1.1 INTRODUCCIÓN GENERAL .....	1
1.2 TRABAJOS PREVIOS .....	2
1.2.1 Algunos Convertidores Multinivel y sus Características.....	2
1.2.2 Modulación y Comparación .....	6
1.2.3 Discusión .....	8
1.3 HIPÓTESIS DE TRABAJO .....	8
1.4 OBJETIVOS .....	8
1.4.1 Objetivo General .....	8
1.4.2 Objetivos Específicos.....	9
1.5 ALCANCES Y LIMITACIONES .....	9
1.6 TEMARIO Y METODOLOGÍA .....	10
<b>2. CONVERTIDORES MULTINIVEL .....</b>	<b>11</b>
2.1 CONVERTIDOR NEUTRAL POINT CLAMPED DE 3 NIVELES .....	11
2.2 CONVERTIDOR FLYING CAPACITOR DE 3 NIVELES .....	14
2.3 SIMULACIÓN EN LAZO ABIERTO FC3N.....	16
2.3.1 Parámetros Simulación .....	18
2.3.2 Resultados Simulación Condiciones Nominales.....	21
2.3.3 Resultados Simulación Variación del Tamaño del Condensador Interno .....	25
2.3.4 Resultados Simulación Variación de la Amplitud de la Señal de Referencia .....	26
2.3.5 Resultados Simulación Variación de la Frecuencia Portadora.....	29
2.4 CONVERTIDOR FLYING CAPACITOR DE 5 NIVELES .....	30
2.5 SIMULACIÓN FC5N.....	32
2.5.1 Parámetros Simulación .....	34
2.5.2 Resultados Simulación Condiciones Nominales.....	37
2.5.3 Resultados Simulación Variación del Tamaño del Condensador Interno .....	42
2.5.4 Resultados Simulación Variación de la Amplitud de la Señal de Referencia .....	43
2.5.5 Resultados Simulación Variación de la Frecuencia Portadora.....	44
<b>3. NEUTRAL POINT CLAMPED DE 5 NIVELES .....</b>	<b>46</b>
3.1 NEUTRAL POINT CLAMPED DE 5 NIVELES.....	46
3.2 ACTIVE NEUTRAL POINT CLAMPED DE 5 NIVELES .....	47
3.3 MODULAR NEUTRAL POINT CLAMPED DE 5 NIVELES.....	48
3.3.1 Análisis Estados de Conmutación.....	49
3.3.2 Balance de Voltaje en los Condensadores DC .....	53
3.4 SIMULACIÓN.....	55
3.4.1 Parámetros Simulación .....	56
3.4.2 Resultados Simulación Utilizando Round.....	59
3.4.3 Resultados Simulación Utilizando PWM .....	63
3.4.4 Resultados Cambio Índice de Modulación de Amplitud de 0.5 a 1 .....	67
3.4.5 Resultados Aumento de Frecuencia de la Portadora .....	72
3.4.6 Resultados Variación Tamaño de los Condensadores.....	77
3.4.7 Tabla Comparación Round y PWM.....	78
<b>4. CONVERTIDOR MODULAR FLYING CAPACITOR DE 5 NIVELES.....</b>	<b>79</b>
4.1 ANÁLISIS ESTADOS DE CONMUTACIÓN.....	80
4.2 BALANCE DE VOLTAJE EN LOS CONDENSADORES DC .....	84

4.3	SIMULACIÓN.....	87
4.3.1	<i>Parámetros Simulación</i> .....	88
4.3.2	<i>Resultados Simulación General</i> .....	90
4.3.3	<i>Resultados Simulación Cambio en la Carga</i> .....	95
4.3.4	<i>Resultados Simulación Cambio en la Frecuencia</i> .....	100
4.4	COMPARACIÓN MNPC CON MFC .....	104
4.4.1	<i>Parámetros Simulación Cambio en los Condensadores MNPC</i> .....	104
4.4.2	<i>Resultados Simulación Cambio en los Condensadores MNPC</i> .....	105
4.4.3	<i>Parámetros Simulación Cambio en los Condensadores MNPC</i> .....	109
4.4.4	<i>Resultados Simulación Cambio en los Condensadores MFC</i> .....	110
4.4.5	<i>Comentarios comparación MFC y MNPC de 5 Niveles</i> .....	114
<b>5.</b>	<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>115</b>
5.1	SUMARIO .....	115
5.2	CONCLUSIONES .....	115
5.3	TRABAJO FUTURO.....	118
	<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>119</b>
<b>ANEXO A.</b>	<b>CALCULO DEL RIZADO DEL CONDENSADOR .....</b>	<b>121</b>
<b>ANEXO B.</b>	<b>PWM PHASE SHIFTING .....</b>	<b>122</b>
<b>ANEXO C.</b>	<b>BALANCE DE VOLTAJE EN LOS CONDENSADORES .....</b>	<b>123</b>
<b>ANEXO D.</b>	<b>MÉTODO ROUND.....</b>	<b>124</b>
<b>ANEXO E.</b>	<b>MÉTODO PWM.....</b>	<b>125</b>
<b>ANEXO F.</b>	<b>MÉTODO BALANCE DE VOLTAJE EN LOS CONDENSADORES DEL MNPC .....</b>	<b>127</b>
<b>ANEXO G.</b>	<b>MÉTODO BALANCE DE VOLTAJE EN LOS CONDENSADORES DEL MFC .....</b>	<b>131</b>

## Lista de Tablas

Tabla 2.1 Estado Switch y Salida Convertidor NPC.....	12
Tabla 2.2 Estados Redundantes de Conmutación .....	13
Tabla 2.3 Estados Deseados de Conmutación.....	13
Tabla 2.4 Estado Switch y Salida Convertidor FC.....	15
Tabla 2.5 Parámetros Simulación General FC3N .....	19
Tabla 2.6 Porcentaje del Valor Nominal Condensador Interno FC3N .....	19
Tabla 2.7 Porcentaje del Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC3N.....	20
Tabla 2.8 Porcentaje del Valor Nominal Frecuencia Portadora FC3N .....	20
Tabla 2.9 Resumen Resultados Porcentaje Valor Nominal Tamaño del Condensador FC3N .....	26
Tabla 2.10 Resumen Resultados Porcentaje Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC3N .	27
Tabla 2.11 Resumen Resultados Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Señal Portadora FC3N.....	29
Tabla 2.12 Estado Switch y Salida Convertidor FC 5 Niveles .....	32
Tabla 2.13 Parámetros Simulación FC5N.....	34
Tabla 2.14 Porcentaje Valor Nominal Tamaño de los Condensadores Internos FC5N .....	35
Tabla 2.15 Porcentaje Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC5N.....	35
Tabla 2.16 Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora FC5N .....	36
Tabla 2.17 Resumen Rizado Condensadores Interiores FC5N .....	41
Tabla 2.18 Resumen Porcentaje Valor Nominal Tamaño Condensador de 150 [V] .....	42
Tabla 2.19 Resumen Porcentaje Valor Nominal Tamaño Condensador de 300 [V] .....	42
Tabla 2.20 Resumen Porcentaje Valor Nominal Tamaño Condensador de 450 [V] .....	42
Tabla 2.21 Resumen Porcentaje Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC5N.....	43
Tabla 2.22 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Condensador 150[V] FC5N	44
Tabla 2.23 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Condensador 300[V] FC5N	44
Tabla 2.24 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Condensador 450[V] FC5N	44
Tabla 2.25 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Corriente de Carga FC5N...	45
Tabla 3.1 Comparación Número de Elementos del Convertidor <sup>[4]</sup> .....	49
Tabla 3.2 Estados de Conmutación 5N-MNPC .....	51
Tabla 3.3 Estados de Conmutación de Interés 5N-MNPC.....	52
Tabla 3.4 Estados de la Carga de los Condensadores del 5N-MNPC.....	52
Tabla 3.5 Estados Para Balancear Voltaje en Condensadores 5N-MNPC.....	54
Tabla 3.6 Parámetros Simulación General 5N-MNPC .....	57
Tabla 3.7 Parámetros Simulación Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC .....	57
Tabla 3.8 Parámetros Simulación Aumento Frecuencia Portadora 5N-MNPC .....	58
Tabla 3.9 Parámetros Porcentaje Valor Nominal Tamaño Del Condensador 5N-MNPC .....	58
Tabla 3.10 Ripple Condensadores Método Round 5N-MNPC .....	63
Tabla 3.11 Ripple Condensadores Método PWM 450 [Hz] 5N-MNPC.....	67
Tabla 3.12 Ripple Condensadores Índice de Modulación igual a 0.5 del 5N-MNPC .....	71
Tabla 3.13 Ripple Condensadores Índice de Modulación igual a 1 del 5N-MNPC .....	71
Tabla 3.14 Ripple Condensadores Método PWM 1 [kHz] 5N-MNPC.....	76
Tabla 3.15 Resultados Porcentaje Valor Nominal Tamaño de los Condensadores 5N-MNPC.....	77
Tabla 3.16 Comparación Métodos Balance de Voltaje en los Condensadores 5N-MNPC .....	78

Tabla 4.1 Comparación Número de Elementos del Convertidor con 5N-MFC.....	80
Tabla 4.2 Estados de Conmutación 5N-MFC .....	82
Tabla 4.3 Estados de Conmutación y Nivel 5N-MFC .....	83
Tabla 4.4 Estados de la Carga de los Condensadores del 5N-MFC.....	84
Tabla 4.5 Estados de Carga Condensadores del 5N-MFC para Programar Algoritmo 5N-MFC.....	86
Tabla 4.6 Estado a Implementar en Código para 5N-MFC.....	86
Tabla 4.7 Parámetros Simulación General 5N-MFC .....	88
Tabla 4.8 Parámetros Simulación Cambio en la Carga 5N-MFC .....	89
Tabla 4.9 Parámetros Simulación Cambio En La Frecuencia 5N-MFC .....	89
Tabla 4.10 Ripple Condensadores Simulación General 5N-MFC .....	94
Tabla 4.11 Ripple Condensadores Antes Del Cambio En La Carga 5N-MFC .....	99
Tabla 4.12 Ripple Condensadores Después Del Cambio En La Carga 5N-MFC.....	99
Tabla 4.13 Ripple De Los Condensadores Ante Cambio En La Frecuencia 5N-MFC.....	104
Tabla 4.14 Parámetros Simulación Cambio en los Condensadores 5N-MNPC .....	104
Tabla 4.15 Ripple Condensadores Antes Del Cambio En La Carga 5N-MNPC .....	109
Tabla 4.16 Parámetros Cambio En Los Condensadores 5N-MFC.....	109
Tabla 4.17 Ripple Condensadores Ante el Cambio en los Condensadores 5N-MFC.....	114

## Lista de Figuras

Fig. 2.1 Topología NPC de 3 Niveles .....	11
Fig. 2.2 Fase <i>a</i> Convertidor NPC de 3 Niveles .....	12
Fig. 2.3 Convertidor Flying Capacitor de 3 Niveles .....	14
Fig. 2.4 Fase <i>a</i> Convertidor FC 3 Niveles.....	15
Fig. 2.5 Circuito de Control de Disparo Implementado En Simulink.....	16
Fig. 2.6 Esquema Convertidor FC3N Implementado en Simulink .....	18
Fig. 2.7 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> FC3N .....	21
Fig. 2.8 Voltaje Fase <i>a</i> FC3N.....	22
Fig. 2.9 Corriente de Fase <i>a</i> FC3N.....	23
Fig. 2.10 Voltaje Condensador Interior FC3N .....	24
Fig. 2.11 Voltaje Condensador Exterior FC3N.....	25
Fig. 2.12 Convertidor Flying Capacitor de 5 Niveles .....	30
Fig. 2.13 Fase <i>a</i> Convertidor FC 5 Niveles.....	31
Fig. 2.14 Esquema Convertidor FC5N Implementado en Simulink .....	33
Fig. 2.15 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> FC5N .....	37
Fig. 2.16 Voltaje Fase <i>a</i> FC5N.....	38
Fig. 2.17 Corriente de Fase <i>a</i> FC5N.....	39
Fig. 2.18 Voltaje Condensadores Internos FC5N .....	40
Fig. 2.19 Voltaje Condensador Exterior FC5N.....	41
Fig. 3.1 Estructura Convertidor 5N-NPC.....	46
Fig. 3.2 Fase <i>a</i> Convertidor 5N-NPC.....	47
Fig. 3.3 Estructura 5N-MNPC.....	48
Fig. 3.4 Fase <i>a</i> Convertidor 5N-MNPC .....	50
Fig. 3.5 Diagrama del Sistema Implementado .....	55
Fig. 3.6 Esquema Convertidor MNPC Implementado en Simulink.....	56
Fig. 3.7 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> 5N-MNPC Método Round .....	59
Fig. 3.8 Voltaje Fase <i>a</i> 5N-MNPC Método Round.....	60
Fig. 3.9 Corriente de Fase <i>a</i> 5N-MNPC Método Round.....	61
Fig. 3.10 Voltaje en los Condensadores 5N-MNPC Método Round .....	62
Fig. 3.11 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> 5N-MNPC Método PWM .....	63
Fig. 3.12 Voltaje Fase <i>a</i> 5N-MNPC Método PWM.....	64
Fig. 3.13 Corriente de Fase <i>a</i> 5N-MNPC Método PWM.....	65
Fig. 3.14 Voltaje en los Condensadores 5N-MNPC Método PWM .....	66
Fig. 3.15 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC.....	67
Fig. 3.16 Voltaje Fase <i>a</i> ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC .....	68
Fig. 3.17 Corriente de Fase <i>a</i> ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC .....	69
Fig. 3.18 Voltaje en los Condensadores ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC .....	70
Fig. 3.19 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC.....	72
Fig. 3.20 Voltaje Fase <i>a</i> Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC .....	73
Fig. 3.21 Corriente de Fase <i>a</i> Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC .....	74
Fig. 3.22 Voltaje en los Condensadores Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC.....	75

Fig. 4.1 Convertidor 5N-MFC.....	79
Fig. 4.2 Fase <i>a</i> Convertidor 5N-MFC .....	81
Fig. 4.3 Fase <i>a</i> Convertidor 5N-MFC Modificada para Programar Algoritmo .....	85
Fig. 4.4 Esquema Convertidor 5N-MFC Implementado en Simulink .....	87
Fig. 4.5 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> 5N-MFC .....	90
Fig. 4.6 Voltaje Fase <i>a</i> 5N-MFC.....	91
Fig. 4.7 Corriente de Fase <i>a</i> 5N-MFC.....	92
Fig. 4.8 Voltaje En Los Condensadores 5N-MFC .....	93
Fig. 4.9 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> Cambio en la Carga 5N-MFC .....	95
Fig. 4.10 Voltaje Fase <i>a</i> Cambio en la Carga 5N-MFC.....	96
Fig. 4.11 Corriente de Fase <i>a</i> Cambio en la Carga 5N-MFC.....	97
Fig. 4.12 Voltaje En Los Condensadores Cambio en la Carga 5N-MFC .....	98
Fig. 4.13 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> Cambio en la Frecuencia 5N-MFC .....	100
Fig. 4.14 Voltaje Fase <i>a</i> Cambio en la Frecuencia 5N-MFC.....	101
Fig. 4.15 Corriente de Fase <i>a</i> Cambio en la Frecuencia 5N-MFC.....	102
Fig. 4.16 Voltaje En Los Condensadores Cambio en la Frecuencia 5N-MFC .....	103
Fig. 4.17 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> Cambio en los Condensadores 5N-MNPC.....	105
Fig. 4.18 Voltaje Fase <i>a</i> Cambio en los Condensadores 5N-MNPC .....	106
Fig. 4.19 Corriente de Fase <i>a</i> Cambio en los Condensadores 5N-MNPC .....	107
Fig. 4.20 Voltaje En Los Condensadores Cambio en los Condensadores 5N-MNPC.....	108
Fig. 4.21 Voltaje Entre Fase <i>a</i> y <i>b</i> Cambio en los Condensadores 5N-MFC.....	110
Fig. 4.22 Voltaje Fase <i>a</i> Cambio en los Condensadores 5N-MFC .....	111
Fig. 4.23 Corriente de Fase <i>a</i> Cambio en los Condensadores 5N-MFC .....	112
Fig. 4.24 Voltaje En Los Condensadores Cambio en los Condensadores 5N-MFC.....	113

# Nomenclaturas

## Escalares

$m_a$	: Índice De Modulación De Amplitud.
$m_f$	: Índice De Modulación De Frecuencia.
$f_{portadora}$	: Frecuencia Portadora.
$f_{referencia}$	: Frecuencia Referencia.
$V_{DC}$	: Voltaje De La Fuente.

## Abreviaciones

### Mayúsculas

5L-ANPC	: 5 Niveles NPC Activo.
5N-MFC	: 5 Niveles Modular Flying Capacitor
5N-MNPC	: 5 Niveles Modular Neutral Point Clamped
AC	: Corriente Alterna.
CHB	: Inversor Puente H en Cascada.
DC	: Corriente Continua.
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPD	: In-Phase Disposition.
L.C.	: Lazo Cerrado.
FC	: Flying Capacitor.
FC3N	: Flying Capacitor 3 Niveles.
FC5N	: Flying Capacitor 5 Niveles.
HVDC	: High Voltaje DC.
MFC	: Modular Flying Capacitor.
MFCI	: Multilevel Flying Capacitor Inverter.
MNPC	: Modular Neutral Point Clamped.
NPC	: Neutral Point Clamped.
NPC3N	: Neutral Point Clamped 3 Niveles.
NPC/H-Brigde	: Inversor NPC Puente H.
PS	: Phase Shifting.
PSC-PD-PWM	: Phase-Shifted Carrier Phase Disposition Pulse Width Modulation.
PWM	: Pulse Width Modulation.
PD-PWM	: Phase Disposition Pulse Width Modulation.
PS-PWM	: Phase Shifted Pulse Width Modulation.
RFCI	: Inverter With Reduced Number Of Fying Capacitor.
SVM	: Space Vector Modulation En Español Modulación De Vector Espacial.
THD	: Total Harmonic Distortion En Español Distorsión Armónica Total.
$V_{LL}$	: Voltaje Línea a Línea.

# 1. Introducción

---

## 1.1 Introducción General

Para nadie es un misterio que hoy en día la electrónica se hace presente en todos los ámbitos a nuestro alrededor, desde los teléfonos celulares que se usan hasta el más mínimo aparato tecnológico que está presente en el hogar. Desde sus orígenes ha contribuido al desarrollo del ser humano en todos los ámbitos inimaginables, supliendo necesidades básicas y otras no tan básicas; favoreciendo la comunicación, el transporte, los servicios básicos entre otros, destacándose como el descubrimiento más relevante de nuestra era. Entre toda esta revolución que se desata hace ya varios años está la electrónica de potencia, que es una rama de la electrónica que está tomando día a día más fuerza debido a los avances y utilidades que esta brinda tanto a las aplicaciones cotidianas como así también a las industriales.

En la electrónica de potencia se posicionan cada día más los convertidores de energía eléctrica de naturaleza continua a otro de naturaleza alterna, estos son los denominados inversores. Este auge viene acompañado de la proliferación de las energías renovables que en su gran mayoría generan la energía en DC y ahí los inversores la transforman en AC con una amplitud y frecuencia controlada, además se suma que la electrónica que constituye los inversores cada día disminuye su precio.

Los inversores permiten la operación de los motores eléctricos a distintas velocidades, dado que permiten generar señales AC con amplitud, frecuencia y fase controlada, por lo cual en los sistemas eléctricos industriales es de vital importancia la operación óptima de estos equipos para lograr una mayor eficiencia de los sistemas productivos.

La conversión de DC a AC se realiza mediante la conexión de arreglos de semiconductores que permiten obtener distintos niveles de voltaje, siendo los más básicos los de 2 niveles, pero para lograr una correcta conversión es que *“los convertidores multinivel se han investigado durante las últimas décadas, ya que han sido reconocidos como potenciales candidatos para aplicaciones en media y alta tensión. Las topologías del convertidor multinivel más importantes son las NPC, FC y CHB.<sup>[6]</sup>”* Estos mejoran las características de un inversor normal y permiten obtener un menor THD, una menor variación de voltaje ( $dv/dt$ ) y otras prestaciones características que son deseadas sobre todo por las cargas que demandan alta potencia.

Dentro de la gran familia de convertidores multinivel existen una amplia gama de configuraciones, entre ellas se destaca los Neutral Point Clamped y los Flying Capacitor.

Dentro de la revisión de la bibliografía se encontró una publicación que presenta una estructura llamada MNPC<sup>[4]</sup> que tiene como característica principal ser modular y utilizar menor cantidad de componentes que sus pares de la familia NPC. Es en base a la topología del paper donde se quieren concentrar los esfuerzos a fin de encontrar una topología que sea de igual manera modular, que implique una menor cantidad de condensadores flotantes y con ello una disminución de su costo y espacio de implementación, pero con la salvedad que siga entregando señales con baja distorsión armónica y por ende un mejor voltaje a la salida.

Para lograr llegar a descubrir la nueva topología es que se hará el análisis del NPC de 3 niveles de voltaje junto a las topologías clásicas del Flying Capacitor de 3 y 5 niveles, para luego analizar el MNPC, todos estos convertidores se someterán a distintas pruebas con el fin de comprender las características y el funcionamiento para tener una base de análisis sólida que construirá las bases en la búsqueda de esta nueva configuración.

## 1.2 Trabajos Previos

Se presenta los trabajos previos diferenciados en dos títulos como lo son algunos convertidores multinivel que abarca el análisis que se le realizó a los convertidores NPC y FC como punto fuerte y luego a la modulación PWM y a la comparación entre distintos convertidores. Se exhiben algunas reseñas de documentos relacionados al tema, estos fueron obtenidos desde la librería digital de la IEEE y se caracterizan por ser en su mayoría publicaciones. Dentro de lo que se encontró se podría hacer mención a distintas topologías multinivel que se encontraron y a las modulaciones utilizadas sobre todo en la estructura que produce mayor interés como es la FC, finalmente se encontró un documento que compara distintas topologías que van desde 2 a 5 niveles que son las que se manejan.

### 1.2.1 Algunos Convertidores Multinivel y sus Características

- ♣ Bin Wu, "DiodeClamped Multilevel Inverters," in High-Power Converters and AC Drives, 1, Wiley-IEEE Press, 2006, pp.143-177. [1]

En este capítulo del libro 'High Power Converter and AC Drivers' se abordan convertidores multinivel que usan diodos como lo es el NPC, destacando que se pueden generar de distintos niveles, pero el que lleva la delantera es el NPC de 3 niveles en aplicaciones de media y alta tensión. Se abarca la topología, se presentan tablas de estado de conmutación que generan distintas salidas y además se

presenta el Space Vector Modulation o 'SMV'. Se habla sobre el control de los desbalances que pueda generar el que este convertidor esté conectado mediante puntos medios de los condensadores, permitiendo la circulación de corriente de neutro en determinado caso. Se discute el contenido armónico y el THD de salida del inversor y su aumento en el número de niveles.

- ♣ Bin Wu, "Other Multilevel Voltage Source Inverters," in High-Power Converters and AC Drives, 1, Wiley-IEEE Press, 2006, pp.179-186. [2]

En este capítulo se hace énfasis en dos convertidores en general, estos son el NPC/H-Bridge y el Flying Capacitor. Sobre el primero se destaca que permite generar 5 niveles, mientras que la base que es el NPC solo puede generar 3 niveles a la salida. El NPC/H-Bridge es de lo más usado en aplicaciones industriales de media y alta tensión, ya que disminuye el THD y los  $dv/dt$  son más pequeños, pero un problema que puede presentar es que necesita tres fuentes DC aisladas, lo que genera un aumento de la complejidad del sistema y los costos. Además, puede presentar que en los neutros necesite un control para evitar desbalances, con respecto a la modulación que se menciona es la In Phase Disposition (IPD) y presenta armónicos en el orden de  $2 m_f \pm 3$  y  $4 m_f \pm 3$ , lo que facilita el filtrado.

Con respecto al FC de 5 niveles se comenta que solo necesita 4 señales de control para controlar las compuertas, ya que están los switch y sus conjugados. Se presentan tablas de estado y sus respectivos voltajes de salida que puede generar este convertidor multinivel, el análisis se hace por fase y se hace énfasis que algunos voltajes de salida se pueden obtener de más de una forma, introduciendo el concepto de redundancia de estados de conmutación que es un fenómeno usual en los convertidores multinivel que entrega alternativas para implementar distintos patrones de como conmutar los semiconductores. Este convertidor no ha proliferado de gran manera debido a que utiliza una gran cantidad de condensadores y estos deben tener sus respectivos circuitos de precarga separados, también se presenta el problema que existe un desbalance de los voltajes de los condensadores, siendo esta su mayor desventaja, ya que esta condición varía con el uso que se le da al convertidor, por lo tanto no se puede tener un patrón estándar para subsanar este problema y esto añade más complejidad a su implementación.

- ♣ J. Korhonen, A. Sankala, J. P. Ström, P. Silventoinen and A. Doktor, "Five-level inverter with a neutral point connection and a flying capacitor," 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, Lappeenranta, 2014, pp. 1-7. [3]

En este paper se presenta una nueva topología de 5 niveles basada en un punto neutro de conexión y un condensador volante. Esta topología está compuesta por ocho switch y un condensador. El rendimiento se demuestra comparando con el convertidor de 5 niveles NPC. El estudio de las topologías de conversores multinivel a llevado a crear híbridos entre los distintos convertidores clásicos como lo son el CHB, el FC y el NPC. Entre los híbridos se destacan el 5L-ANPC que utiliza un NPC activo de 3 niveles en combinación con un condensador flotante para lograr un voltaje de 5 niveles, esta topología utiliza 8 switch al igual que la que se presenta en el documento.

La topología presentada en el documento hace que el condensador se cargue y descargue, por lo que permite obtener diferentes salidas dependiendo del sentido de la corriente, además esto introduce estados redundantes.

Se simula la topología presentada y la 5L-ANPC para comparar las pérdidas y eficiencia, en general por fase fueron similares las pérdidas provocadas por la conmutación de los distintos switch, por lo tanto se especifica que para frecuencias entre 20 [Hz] y 50 [Hz] la eficiencia es cercana, pero a frecuencia más baja la topología 5L-ANPC lleva la delantera.

- ♣ A. Dekka, R. L. Fuentes, M. Narimani and B. Wu, "Voltage Balancing of a Modular Neutral-Point-Clamped Converter With a Carrier-Based Modulation Scheme," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 10, pp. 8208-8212, 2018. [4]

Se presenta una estructura multinivel a través de la interconexión entre dos convertidores NPC de 3 niveles conectados mediante su neutro, se hace una pequeña introducción sobre el estado del arte de los convertidores multinivel, destacando que se han investigado, pero no hay mucho para el comercio. Se mencionan las ventajas de la topología 5L-MNPC entre las que destacan la facilidad de fabricación, la menor cantidad de diodos enclavados y el evitar usar algún condensador volante además de requerir menos switch activos. Los análisis de las ventajas se hacen utilizando la placa DSpace, que permite implementar el convertidor a nivel de laboratorio. El control que se implementa para esta topología es un PWM para balancear los voltajes en los condensadores del enlace DC, la propuesta logra cumplir con el balance de los voltajes en distintos régimen.

- ♣ T. Meynard, A. M. Lienhardt, G. Gateau, C. Haederli and P. Barbosa, "Flying Capacitor MultiCell Converters with Reduced Stored Energy," 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, Que., 2006, pp. 914-918. [5]

EL FC se introdujo en la decada del 90 a la industria y menciona que se ocupa hoy en dia con 4 niveles, pero se tiene la necesidad de aumentar 5, pero no se puede debido al aumento del tamaño de semiconductores que esto implica y con ello el costo. Todos los condensadores del FC son del mismo tamaño de capacitancia, pero ven distintos niveles de tensión, el que sean del mismo es para que tengan un ripple similar entre ellos. Lo que plantea este documento es la sustitución de los condensadores para dar paso a nuevas topologías que tengan la misma forma de onda que un convertidor Flying Capacitor. Las distintas topologías van variando el número de componentes semiconductores y la energía que se necesita para los condensadores que están flotantes (Flying Capacitor).

- ♣ S. Choi and M. Saeedifard, "Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters by Space Vector PWM," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 3, pp. 1154-1161, July 2012. [6]

Este documento habla sobre una técnica de balanceo de los voltajes en los condensadores del Flying Capacitor, ya que esta es su principal desventaja. La modulación que propone es la SMV que saca ventajas de los estados redundantes para equilibrar los condensadores. Menciona como ventaja del FC que no necesita fuentes DC aisladas como el CHB y que para el correcto funcionamiento de este convertidor es que se debe tener los voltajes de los condensadores equilibrados, caso que se analizara durante el desarrollo de este trabajo. Para el control de los voltajes de los condensadores es que se propone un lazo abierto con modulación PS-PWM, otro método propuesto es mediante una combinación de un circuito RLC para balancear el voltaje, pero trae como consecuencia un aumento en los costos. Finalmente se propone un método de lazo cerrado para controlar el balance de los voltajes, pero detalla distintos inconvenientes que trae este método, entre ellos la complejidad para realizar el control, pero este algoritmo es general y aplicable a cualquier cantidad de niveles de un FC para controlar los voltajes.

- ♣ Z. Lim, A. I. Maswood and G. H. P. Ooi, "Modular-Cell Inverter Employing Reduced Flying Capacitors With Hybrid Phase-Shifted Carrier Phase-Disposition PWM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4086-4095, July 2015. [8]

Este artículo propone una topología llamada RFCI con la implementación de una modulación basada en PWM llamada PSC-PD-PWM. Se compara el RFCI con el MFCI, donde se destacan algunas características como que el RFCI reduce los componentes y por ende los costos, trayendo consigo una mejora en la eficiencia sobre todo en aplicaciones de baja potencia, además esta topología entrega un mejor THD para el voltaje línea a línea. Lo que se expone en el documento es que el RFCI mejora las características del convertidor Flying Capacitor clásico.

- ♣ E. Burguete, J. López and M. Zabaleta, "A New Five-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter With Reduced Overvoltages," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp. 7175-7183, Nov. 2016.[7]

En esta publicación se presenta una nueva topología que cubre un efecto que se da en los convertidores multiniveles y que acrecienta a medida que se aumentan los niveles de voltaje, se habla específicamente de las sobretensiones que se producen por efecto de la conmutación en los semiconductores. *"El artículo analiza estas sobretensiones en el convertidor NPC activo de cinco niveles, uno de los convertidores de cinco niveles más populares y empleados por ABB en su variador ACS-2000"*. La topología propuesta mejoró este problema en comparación a la topología clásica del NPC activo, esto se logró agregando condensadores, lo cual resulta raro para un convertidor de la familia NPC.

### **1.2.2 Modulación y Comparación**

- ♣ A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, G. J. Capella, V. G. Agelidis, R. P. Aguilera and T. Meynard, "Single-Carrier Phase-Disposition PWM Implementation for Multilevel Flying Capacitor Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5376-5380, Oct. 2015. [9]

Se habla sobre cierta ventaja que presenta el FC sobre el NPC a la hora de utilizar modulación PS-PWM (modulación por ancho de pulso con desplazamiento de fase), ya que permite controlar el

desbalance sin afectar el rizado de la tensión, pero esto afecta los voltajes de línea. Una alternativa es la PD-PWM pero que no se puede implementar directamente en el Flying Capacitor y las mejoras que se plantean son la modificación de las señales portadoras, pero esto conlleva a un trabajo de procesamiento digital que puede demandar una cantidad considerable de cálculos que sin embargo con los avances tecnológicos que se presentan día a día se puede eliminar ese problema. Se presenta una modulación PD-PWM que es probada en un convertidor de 5 niveles con RLC que ayuda a mejorar el desbalance en los condensadores, sin embargo el adicionar RLC aparte de las complicaciones que puedan surgir al implementar la modulación se debe considerar el aumento que produce esto ya sea de componentes y costo, por lo tanto se debe buscar otra alternativa que sea con menos componentes y más económica.

- ♣ D. Krug, S. Bernet, S. S. Fazel, K. Jalili and M. Malinowski, "Comparison of 2.3-kV Medium-Voltage Multilevel Converters for Industrial Medium-Voltage Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 2979-2992, Dec. 2007. [10]

En este documento se hace un análisis de una amplia variedad de topología de convertidores que se encuentran en el mercado de 2, 3, 4 y 5 niveles. Se analiza y compara la eficiencia, la pérdida de los convertidores, los esquemas de modulación que utilizan y el contenido armónico que generan, se presentan tablas para poder interpretar los resultados, destacándose como comentario que para obtener un THD a la salida con un convertidor de 2 o 3 niveles es necesario un filtro, lo cual aumenta el costo del sistema y puede llegar a tomar ventaja un convertidor de mayor nivel.

- ♣ S. H. Hosseini, A. K. Sadig and A. Sharifi, "Estimation of flying capacitors voltages in multicell converters," 2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Pattaya, Chonburi, 2009, pp. 110-113.[11]

En este documento se hace mención a la limitación que representa el convertidor Flying Capacitor debido al desequilibrio en los voltajes de los condensadores flotantes. Se presenta un modelo en tiempo discreto del convertidor Flying Capacitor que permite controlar el desbalance de estos mediante la medición de la corriente, que disminuye los costos de mantener en equilibrio el voltaje, ya que otra forma es mediante el censado de los voltajes de los condensadores flotantes, pero esto encarece el convertidor.

### **1.2.3 Discusión**

En general del análisis de los distintos trabajos previos es que se ha observado que el NPC y sus topologías derivadas en los distintos niveles de tensión son los más usados y estudiados para aplicaciones en media y alta tensión, esto se debe a que sus desventajas son más fáciles de subsanar mediante un menor costo. Esta desventaja que se menciona hace referencia al desbalance y la circulación de corriente por el neutro.

El convertidor Flying Capacitor multinivel se ha estudiado, pero en el mercado no se ha posicionado fuertemente debido a la complejidad que presenta el llevar un control sobre los voltajes de los condensadores ante ciertas asimetrías. Esta complejidad que se menciona aumenta a medida que se agregan más dispositivos para una mayor cantidad de niveles de voltaje, llevando a que se tenga que invertir en una mayor cantidad de sensores para medir el voltaje de los condensadores internos, esto se traduce inmediatamente en un aumento en los costos de este convertidor. Es aquí donde se presenta una oportunidad de evaluar alguna alternativa que sea eficiente, de un costo moderado y que permita utilizar esta topología de mejor manera.

La topología que se presenta en [4] representa una alternativa innovadora debido a que utiliza una estructura modular que sin mayores esfuerzos se podría cambiar a Flying Capacitor, reduciendo los condensadores flotantes a 2 por cada fase.

## **1.3 Hipótesis de Trabajo**

Es factible desarrollar una topología modular basado en Flying Capacitor, que sea alternativa con respecto a otras topologías similares, tales como la topología MNPC. Esta nueva topología deberá utilizar una menor cantidad de componentes en comparación a las existentes, además de generar formas de onda AC de calidad igual o superior con respecto a las topologías similares.

## **1.4 Objetivos**

Se presenta el objetivo general y específico de este trabajo.

### **1.4.1 Objetivo General**

El objetivo general es adquirir conceptos básicos sobre modulación de convertidores multinivel, desarrollar simulaciones sobre una nueva topología de convertidor multinivel basado en topología Flying Capacitor. En base al trabajo realizado sobre la nueva topología se pretende plantear

un control de voltaje DC de los condensadores a fin de mantener el balance y evitar que estos afecten a la salida.

### **1.4.2 Objetivos Específicos**

- Comprensión y comparación de la operación de los convertidores multinivel FC y NPC.
- Simular el convertidor FC frente a distintas dinámicas de operación.
- Plantear una nueva topología del convertidor FC para obtener un mayor número de niveles, pero con menor cantidad de componentes que la topología clásica, esta topología será llamada como MFC.
- Plantear un control que permita mantener estable el voltaje DC en los condensadores de las topologías MNPC y MFC analizadas.
- Analizar la calidad de las formas de onda de salida de la topología MFC.

## **1.5 Alcances y Limitaciones**

El incentivo por el cual se comenzó el desarrollo de este trabajo, es debido a que las topologías que se utilizan en convertidores multiniveles tienen como principal desventaja el utilizar una gran cantidad de componentes que si bien, cumplen la función de mejorar las características de los convertidores, introducen una mayor pérdida y complejidad al sistema<sup>[2]</sup>. En base a esto es que se quiere estudiar la posibilidad de encontrar una nueva topología que no involucre un aumento de la cantidad significativa de elementos que componen el convertidor.

Las limitaciones que se asumen para el desarrollo de este informe son algunas, como, por ejemplo, el que siempre se analizan casos ideales, donde las señales de control y la carga están completamente balanceadas, además la fuente DC utilizada es ideal. Los semiconductores tienen un comportamiento perfecto y no varían sus características de conmutación o pérdidas a medida que cambia la frecuencia de conmutación, además la temperatura de funcionamiento de los elementos en ningún momento es considerada. Otras limitaciones que se deben considerar son las que impone el software Matlab en el modo de modelar los componentes, ya que sus características se mantienen constantes y no están afectados por las condiciones ambientales como la temperatura o humedad entre otros, como ocurre en la realidad.

Se debe mencionar que dentro de las limitaciones es que se habla de las pérdidas por conmutación de los switches durante el desarrollo del trabajo, pero estas no son cuantificadas en

ningún momento y solo se asume la tónica que, a mayor frecuencia de conmutación, mayor son las perdidas por este mismo concepto.

## **1.6 Temario y Metodología**

En el capítulo 1 de este trabajo se hace la introducción y la evaluación del estado del arte del mismo, se trabaja sobre la bibliografía encontrada en las distintas páginas web para poder ampliar el conocimiento del tema. Además, se presentan los objetivos y la hipótesis que se plantean para el desarrollo.

En el capítulo 2 se hace el análisis de algunos convertidores de 3 niveles de voltaje como lo son el Neutral Point Clamped y el Flying Capacitor, además se suma el FC de 5 niveles. Para los tres convertidores se presentan tablas que permiten obtener el estado de conmutación y la salida que genera la combinación de sus switches, pero como el trabajo se basa en la familia de los Flying, solamente estos se someten a distintas variaciones de sus parámetros, cambio de la frecuencia portadora, variación del tamaño de los condensadores, etc. El objetivo de este capítulo es comprender el funcionamiento de los convertidores multinivel del tipo Flying Capacitor.

El capítulo 3 se basa únicamente en el análisis del convertidor NPC de 5 niveles de voltaje, las topologías mencionadas son obtenidas desde la bibliografía. Se hace énfasis en el MNPC, ya que este cumple con el objetivo de tener una menor cantidad de componentes, este se somete a distintas pruebas para verificar el resultado de un algoritmo que se planteó para balancear el voltaje de los condensadores.

En el capítulo 4 se plantea la nueva topología basada en un Flying Capacitor Modular que tiene menor cantidad de componentes que el FC clásico, este se presenta con su respectivo análisis de los estados de conmutación y se somete a variación de parámetros para ver su comportamiento y el del algoritmo que se plantea para controlar el voltaje de los condensadores de la topología.

Finalmente, en el capítulo 5 se presentan las conclusiones y el trabajo futuro que se estima se debería realizar en base a lo desarrollado en esta memoria.

La metodología que se utilizará primeramente es el análisis de documentación pertinente al tema y posteriormente mediante el software llamado Matlab-Simulink se realizarán las simulaciones correspondientes para evaluar, analizar y comentar los resultados.

## 2. Convertidores Multinivel

### 2.1 Convertidor Neutral Point Clamped de 3 Niveles

Los convertidores de 3 niveles tienen la particularidad de generar 3 niveles de voltaje distintos por fase. El convertidor NPC se caracteriza por utilizar un punto de conexión común entre el punto medio de los capacitores externos y los diodos de cada fase.

A continuación, se muestra el análisis que se realizó para el convertidor multinivel Neutral Point Clamped de 3 niveles. Se presentan distintos casos que pretenden abarcar los estados de conmutación y se estima el voltaje de salida por fase, cuáles son los semiconductores que actúan y los estados de los switches que producen las condiciones analizadas. La topología que representa al convertidor es la que se muestra (Fig. 2.1).

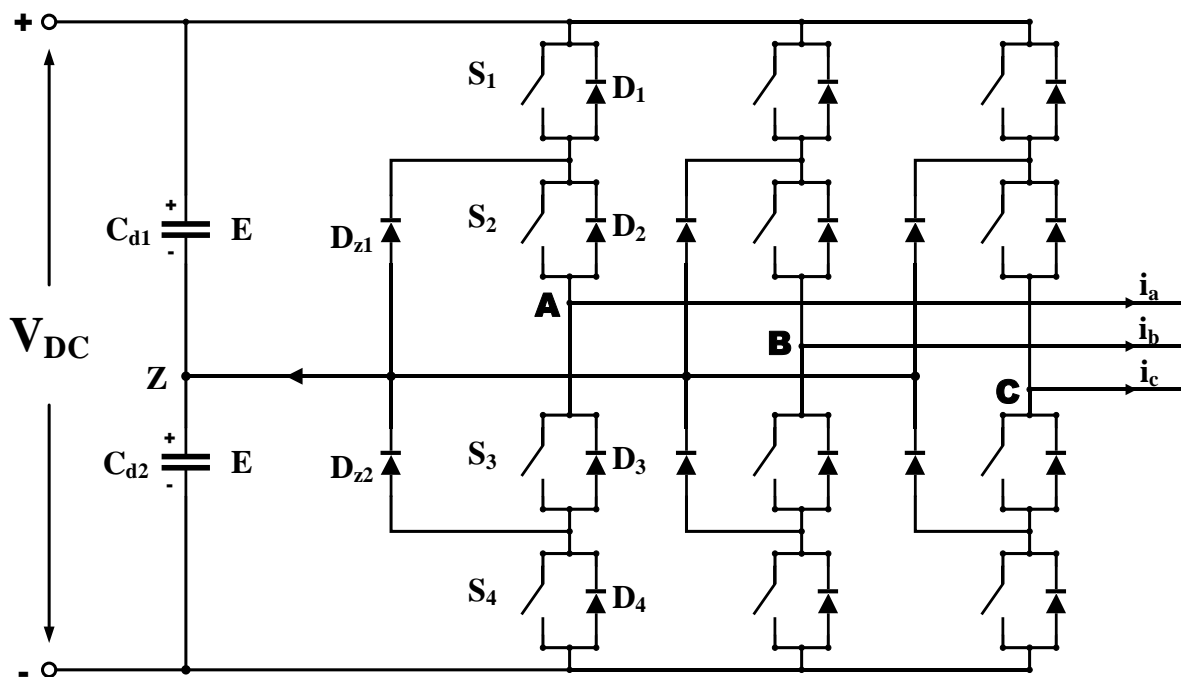


Fig. 2.1 Topología NPC de 3 Niveles

El análisis de los estados que entrega el convertidor se hace en base a la fase  $a$  que se muestra en la Fig. 2.2 y se presentan en la Tabla 2.1.

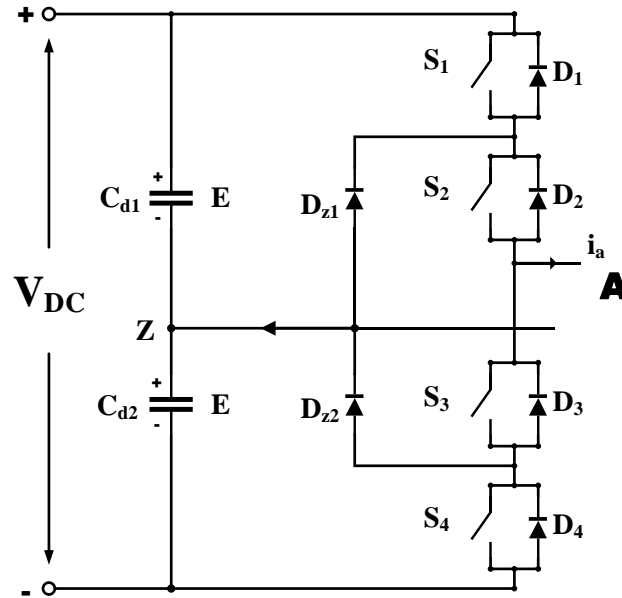
Fig. 2.2 Fase *a* Convertidor NPC de 3 Niveles

Tabla 2.1 Estado Switch y Salida Convertidor NPC

N°	Estado Switch				Estado Condensador		Voltaje De Salida [V]		Comentarios Del Estado
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$I_A -$	$I_A +$	$I_A -$	$I_A +$	
1	0	0	0	0	-	-	Ind.	Ind.	Indeterminado
2	0	0	0	1	-	-	Ind.	Ind.	Indeterminado
3	0	0	1	0	-	-	0	Ind.	Salida depende de $I_A$
4	0	0	1	1	↓	↑	$-E_{Cd2}$	$-E_{Cd2}$	Voltaje salida es del $C_{d2}$
5	0	1	0	0	-	-	Ind.	0	Salida depende de $I_A$
6	0	1	0	1	-	-	Ind.	0	Salida depende de $I_A$
7	0	1	1	0	-	-	0	0	Salida es 0
8	0	1	1	1	-	-	-	-	Co-ci en $C_{d2}$
9	1	0	0	0	-	-	Ind.	Ind.	Indeterminado
10	1	0	0	1	-	-	Ind.	Ind.	Indeterminado
11	1	0	1	0	-	-	0	Ind.	Salida depende de $I_A$
12	1	0	1	1	↓	↑	$-E_{Cd2}$	$-E_{Cd2}$	Voltaje Salida es del $C_{d2}$
13	1	1	0	0	↑	↓	$E_{Cd1}$	$E_{Cd1}$	Voltaje Salida es del $C_{d1}$
14	1	1	0	1	↑	↓	$E_{Cd1}$	$E_{Cd1}$	Voltaje Salida es del $C_{d1}$
15	1	1	1	0	-	-	-	-	Co-ci en $C_{d1}$
16	1	1	1	1	-	-	-	-	Corto Circuito

Se observa desde la tabla que el convertidor NPC de 3 niveles puede entregar a través de distintos estados de conmutación de sus switches voltajes entre  $-E$ ,  $0$  y  $E$  con la salvedad que dependiendo el sentido que tenga la corriente, los condensadores se cargan o descargan.

Se debe destacar que para un mismo voltaje de salida pueden existir 2 estados de conmutación distintos de los switches. Este comentario va dirigido a que los niveles +E y -E se pueden lograr con la conmutación simultanea de 2 o 3 switches, tal como se presenta en la Tabla 2.2.

Hay estados que no son deseados debido a que producen un corto circuito o simplemente no se puede determinar el voltaje de salida que entregan.

En la Tabla 2.1 se refiere a un estado indeterminado a aquel estado que la salida no es 0 [V], ya que el terminal queda sin una referencia y por lo tanto no se puede determinar el voltaje. Hay algunos casos particulares que, dependiendo el sentido de la corriente, el voltaje de salida es indeterminado o 0.

**Tabla 2.2 Estados Redundantes de Conmutación**

N°	Estado Switch				Número Switch Activos	Voltaje De Salida [V]
	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>		
4	0	0	1	1	2	-E
12	1	0	1	1	3	-E
13	1	1	0	0	2	+E
14	1	1	0	1	3	+E

La tabla anterior presenta estados que generan la misma salida, pero conmutando distinta cantidad de switches, es deseable siempre conmutar la menor cantidad de switches para evitar las pérdidas por conmutación, ya que a mayor cantidad de semiconductores conmutando, mayor es la pérdida por conmutación y las pérdidas siempre se quieren disminuir la mayor cantidad posible. La Tabla 2.3 presenta los estados de conmutación que solamente determinan voltajes de salida mediante 2 semiconductores.

**Tabla 2.3 Estados Deseados de Conmutación**

N°	Estado Switch				Número Switch Activos	Voltaje De Salida [V]
	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>		
4	0	0	1	1	2	-E
7	0	1	1	0	2	0
13	1	1	0	0	2	+E

Se destaca que en la Tabla 2.3 para pasar de un estado a otro solamente cambian dos switches.

## 2.2 Convertidor Flying Capacitor de 3 Niveles

El convertidor Flying Capacitor como su nombre lo indica se caracteriza por poseer condensadores flotantes, en el desarrollo de este trabajo se analizarán los resultados para este convertidor y para el de 5 niveles. La principal desventaja que tiene es que al igual que el NPC de 3 niveles a bajas frecuencias de salida no tienen buen comportamiento. El circuito que representa al convertidor Flying Capacitor 3 Niveles o FC3N es el siguiente:

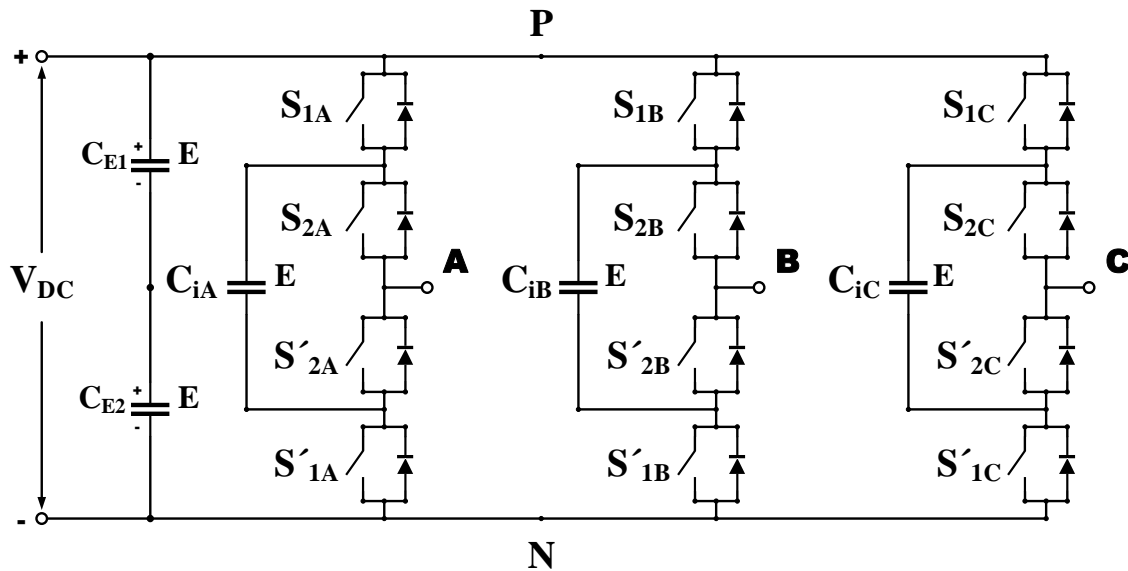


Fig. 2.3 Convertidor Flying Capacitor de 3 Niveles

Al igual que el convertidor presentado en la sección anterior se hace un análisis a la salida que entrega y las múltiples combinaciones de sus switches, se debe recalcar que la particularidad del Flying es que los  $S_1, S'_1$  son complementarios, así como ocurre para  $S_2, S'_2$ . La fase *a* de convertidor es:

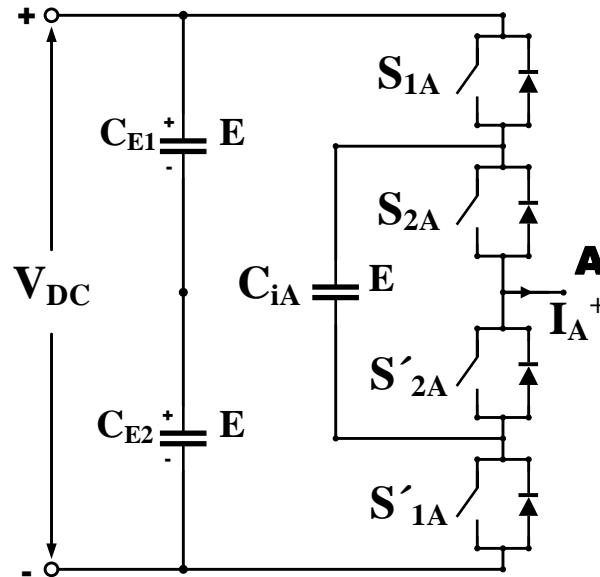


Fig. 2.4 Fase *a* Convertidor FC 3 Niveles

Como los switches son complementarios, la cantidad de estados distintos se calcula como  $2^n$ , donde  $n$  toma en este caso el valor de 2 y por lo tanto son 4 estados distintos que se muestran en la siguiente tabla.

Tabla 2.4 Estado Switch y Salida Convertidor FC

N°	Estado Switch				Estado Condensador	Voltaje De Salida A-N
	$S_1$	$S'_1$	$S_2$	$S'_2$		
1	0	1	0	1	-	0 V
2	0	1	1	0	Carga	+ E V
3	1	0	0	1	Descarga	- E V
4	1	0	1	0	-	0 V

Se observa de la Tabla 2.4 que se puede obtener un voltaje a la salida positivo o negativo dependiendo de qué semiconductores son los que se activan y para obtener una salida de 0 [V] se pueden dar dos combinaciones para que este convertidor de 3 niveles entregue ese voltaje.

Desde la comparación de las tablas Tabla 2.1 y Tabla 2.4 se puede diferenciar el FC con el NPC, que en el FC no hay un estado que deje flotando el punto A o en cortocircuito los elementos, además para la obtención de los distintos niveles de voltaje basta solamente con conmutar dos semiconductores, por lo cual disminuyen las pérdidas por conmutación.

## 2.3 Simulación en Lazo Abierto FC3N

La simulación realizada para obtener datos que posteriormente serán analizados se realizó mediante la herramienta de Matlab llamada Simulink, el tipo de modulación que se utilizó es una PS-PWM que se explica en el Anexo B.

Se ingresaron los parámetros para obtener una red trifásica balanceada, esta implementación se realizó a través de los distintos bloques que presenta Simulink, se miden los voltajes de los condensadores internos, externos, el voltaje que entrega el convertidor y la corriente. La carga utilizada es una carga RL, que es la representación de la mayoría de las cargas, entre ellas una de interés como lo son los motores. Aunque se debe destacar que no es una representación idónea de los motores, ya que se obvian parámetros. El circuito implementado es el de la Fig. 2.6 y el circuito de control de disparo es,

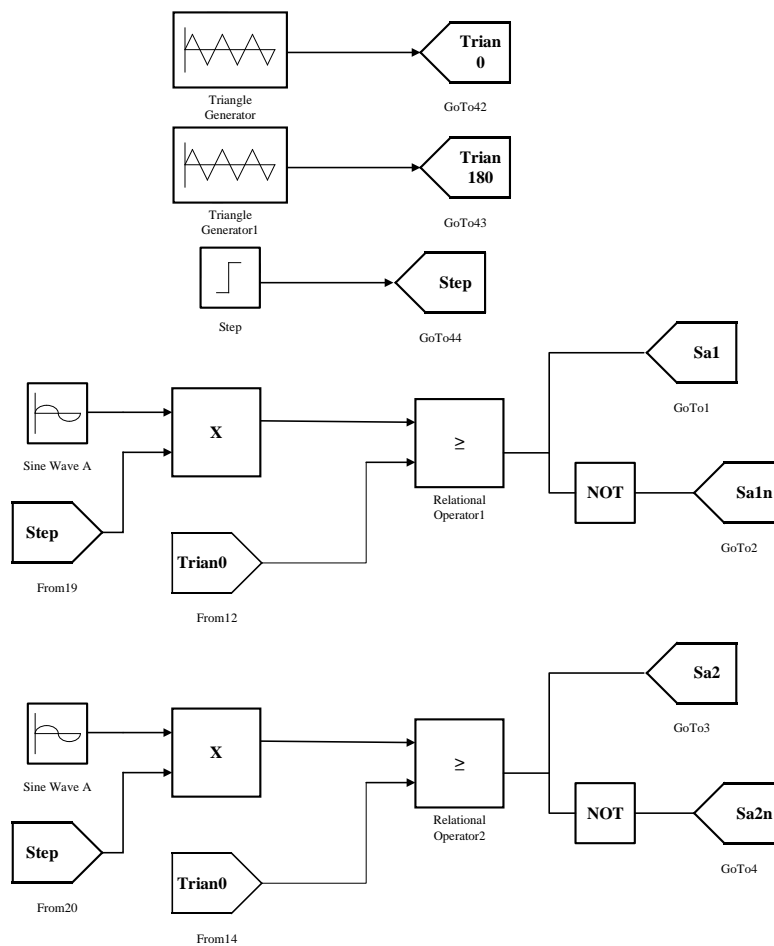


Fig. 2.5 Circuito de Control de Disparo Implementado En Simulink

Se presenta la comparación realizada para una fase.

El desfase de las señales triangulares se calcula mediante el procedimiento indicado en Anexo B, donde como el convertidor es de 3 niveles, el  $n$  toma ese valor y por lo tanto al utilizar la ecuación (B.2) queda,

$$Desfase\ Triangular = \frac{360^\circ}{n - 1}, \quad (2.1)$$

Donde  $n$  corresponde al número de niveles, en este caso son 3, por lo tanto, reemplazando en la ecuación (2.1),

$$Desfase\ Triangular = \frac{360^\circ}{3 - 1} = \frac{360^\circ}{2} = 180^\circ, \quad (2.2)$$

Finalmente se determina que se utilizaran 2 triangulares desfasadas  $180^\circ$  cada una de la otra y las señales de referencia son,

$$V_{AN} = m_{AN} \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (2.3)$$

$$V_{BN} = m_{BN} \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ), \quad (2.4)$$

$$V_{CN} = m_{CN} \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ). \quad (2.5)$$

Donde:

$V_{AN}$  : voltaje fase  $a$ -neutro,

$V_{BN}$  : voltaje fase  $b$ -neutro,

$V_{CN}$  : voltaje fase  $c$ -neutro.

La variable THD que se utiliza para realizar los análisis a continuación se calcula mediante la fórmula que se presenta a continuación, esta es válida para el voltaje y la corriente:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{n,RMS})^2}}{V_{1,RMS}} \quad (2.6)$$

Donde:

$V_{1,RMS}$  : valor RMS de la Componente fundamental del voltaje o corriente según sea el caso,

$V_{n,RMS}$  : valor RMS del armónico de voltaje o corriente según sea el caso,

$n$  : orden del armónico.

### 2.3.1 Parámetros Simulación

El esquema del convertidor implementado en Simulink es el que se presenta a continuación, se destaca que se mide el voltaje entre fases, la corriente de la fase  $a$ , el voltaje de los condensadores internos y externos y el voltaje entre la salida de la fase  $a$  y el punto N, que corresponde al voltaje fase neutro del convertidor.

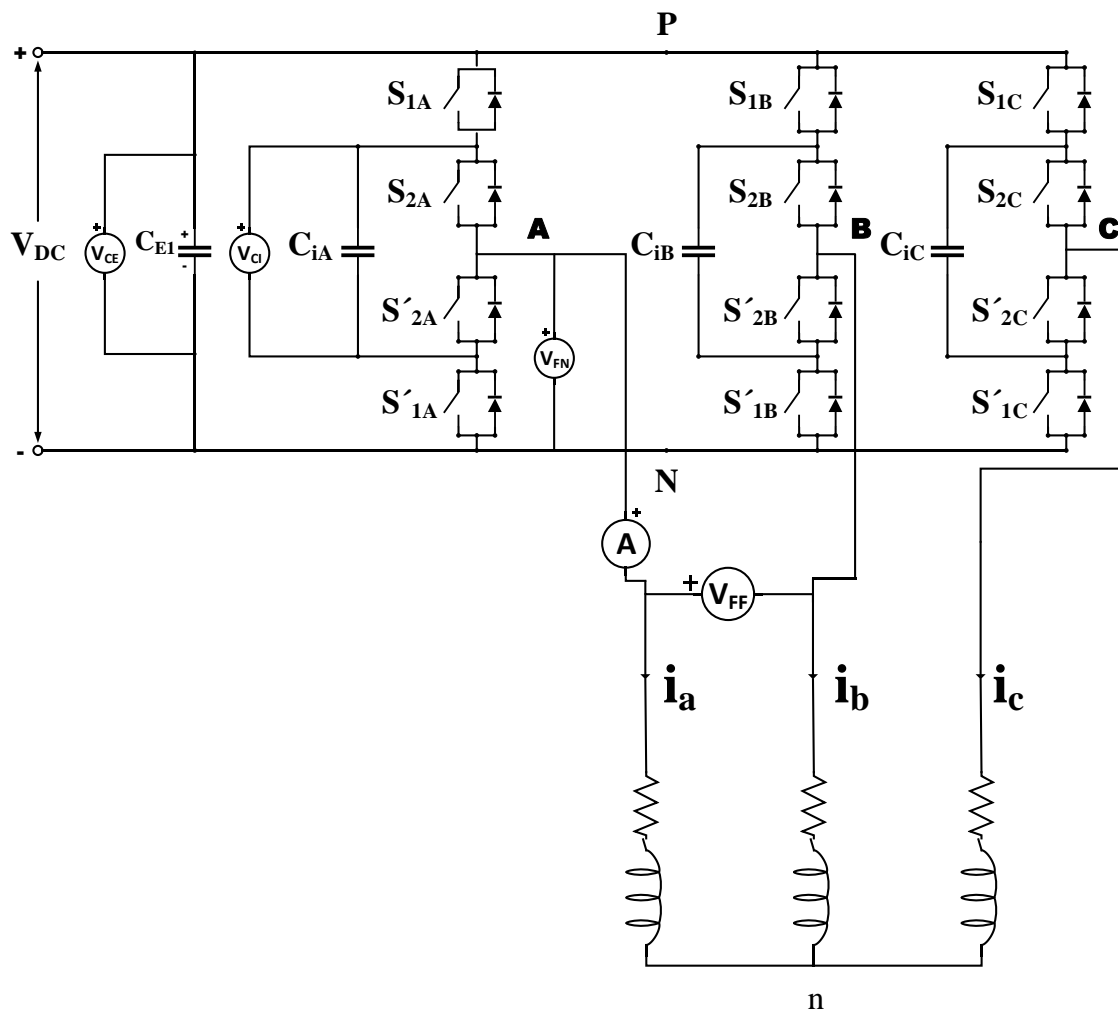


Fig. 2.6 Esquema Convertidor FC3N Implementado en Simulink

### 2.3.1.1 *Parámetros Simulación General*

Los parámetros utilizados para la simulación con condiciones nominales son:

**Tabla 2.5 Parámetros Simulación General FC3N**

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu s$
Fuente DC	500 V
Capacitores Externos	1000 $\mu F$
Resistencia en Serie Capacitores Externos	5 $m\Omega$
Capacitores Internos	1000 $\mu F$
Resistencia en Serie Capacitores Internos	0.01 $\Omega$
Frecuencia Señal Portadora	5000 Hz
Frecuencia Señal de Referencia	50 Hz
Resistencia de la Carga	10 $\Omega$
Inductancia de la Carga	20 $mH$

Se destaca que los capacitores externos e internos (flotantes) tienen valor de resistencia para efecto de la simulación, también esto añade una pérdida muy baja que se podría asociar al cable que conecta a los elementos del circuito. La carga actúa como filtro pasa con una frecuencia de corte igual a 79.6 [Hz].

### 2.3.1.2 *Parámetros Simulación Variación del Tamaño del Condensador Interno*

Los parámetros a utilizar son los mismos de la Tabla 2.5, pero con la salvedad que se cambia el tamaño de los condensadores internos. Estos toman valores en el rango de:

**Tabla 2.6 Porcentaje del Valor Nominal Condensador Interno FC3N**

<b>Porcentaje del Valor Nominal</b>	<b>Valor Condensador [<math>\mu F</math>]</b>
10 %	100
20 %	200
30 %	300
40 %	400
50 %	500
60 %	600
70 %	700
80 %	800
90 %	900

El valor del 100% corresponde a los parámetros de la simulación general.

### 2.3.1.3 *Parámetros Simulación Variación de la Amplitud de la Señal de Referencia*

Los parámetros a utilizar son los mismos de la Tabla 2.5, pero con la salvedad que se cambia el tamaño de la amplitud de la señal de referencia. Los valores de la amplitud de referencia se muestran a continuación:

**Tabla 2.7 Porcentaje del Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC3N**

<b>Porcentaje del Valor Nominal</b>	<b>Valor Amplitud de Referencia [V]</b>
10 %	0.1
20 %	0.2
30 %	0.3
40 %	0.4
50 %	0.5
60 %	0.6
70 %	0.7
80 %	0.8
90 %	0.9

Variar la amplitud de la referencia se aplica mediante el cambio en la sinusoidal de referencia, el parámetro del 100 % corresponde a la simulación general.

### 2.3.1.4 *Parámetros Simulación Variación de la Frecuencia Portadora*

Los parámetros a utilizar son los mismos de la Tabla 2.5, pero ahora cambia la frecuencia de la portadora, esta toma valores que se detallan en la tabla siguiente:

**Tabla 2.8 Porcentaje del Valor Nominal Frecuencia Portadora FC3N**

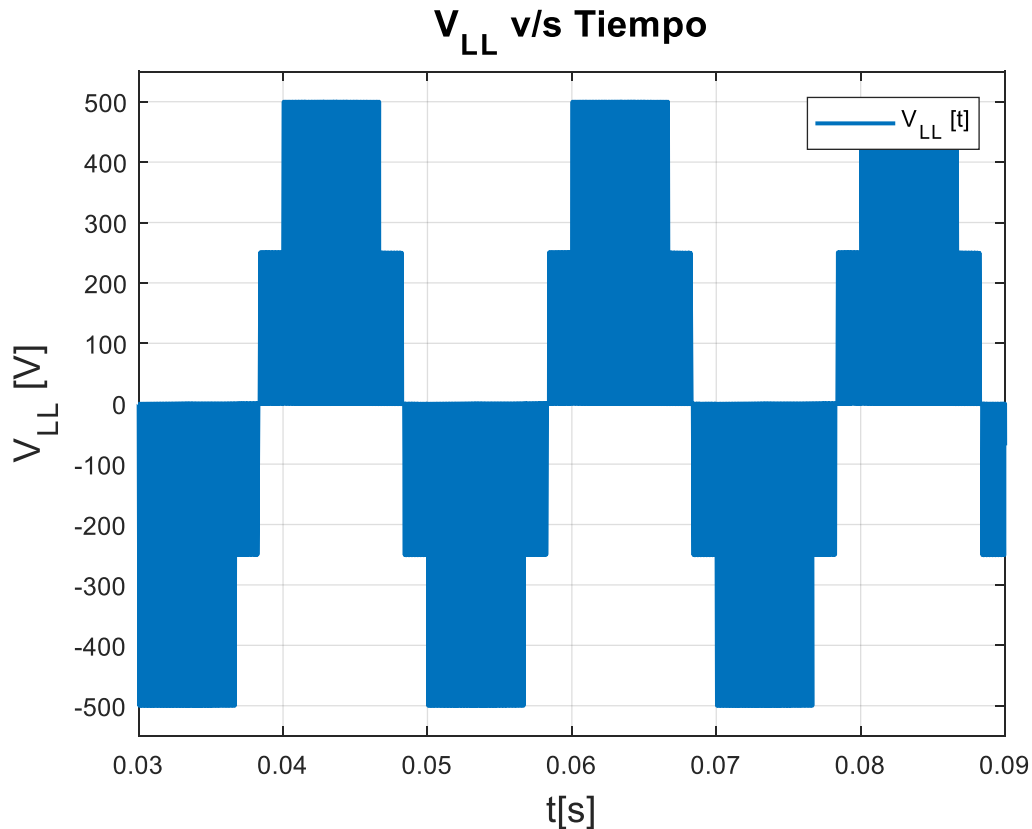
<b>Porcentaje del Valor Nominal</b>	<b>Frecuencia [Hz]</b>
10 %	500
20 %	1000
30 %	1500
40 %	2000
50 %	2500
60 %	3000
70 %	3500
80 %	4000
90 %	4500

La frecuencia de la portadora se modifica cambiando la frecuencia de la señal triangular.

### 2.3.2 Resultados Simulación Condiciones Nominales

Los parámetros utilizados para la simulación son los de Tabla 2.5. Se destaca que el condensador interior está a la mitad del voltaje que el condensador exterior.

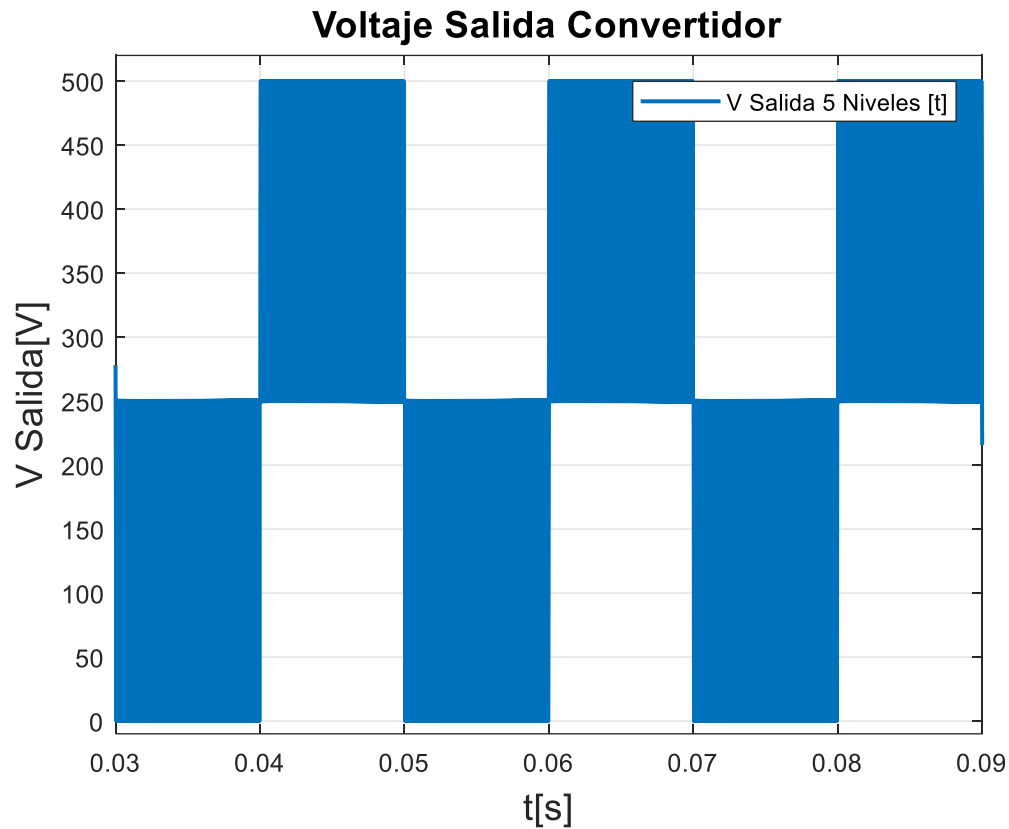
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 2.7 Voltaje Entre Fase  $a$  y  $b$  FC3N**

Se observan los cinco niveles de voltaje para el convertidor implementado, este valor se obtiene al medir entre el punto  $a$  y  $b$  de la Fig. 2.6. Los niveles de voltaje oscilan entre -500 [V] y 500 [V], pasando por -250 [V] y 250 [V], que corresponden a los valores que se obtienen con la interacción de los condensadores internos. El voltaje tiene un THD de 40.54%, es esperablemente alto debido a que es un convertidor de 3 niveles, que en el voltaje entre fases se ven reflejado 5 niveles de voltaje.

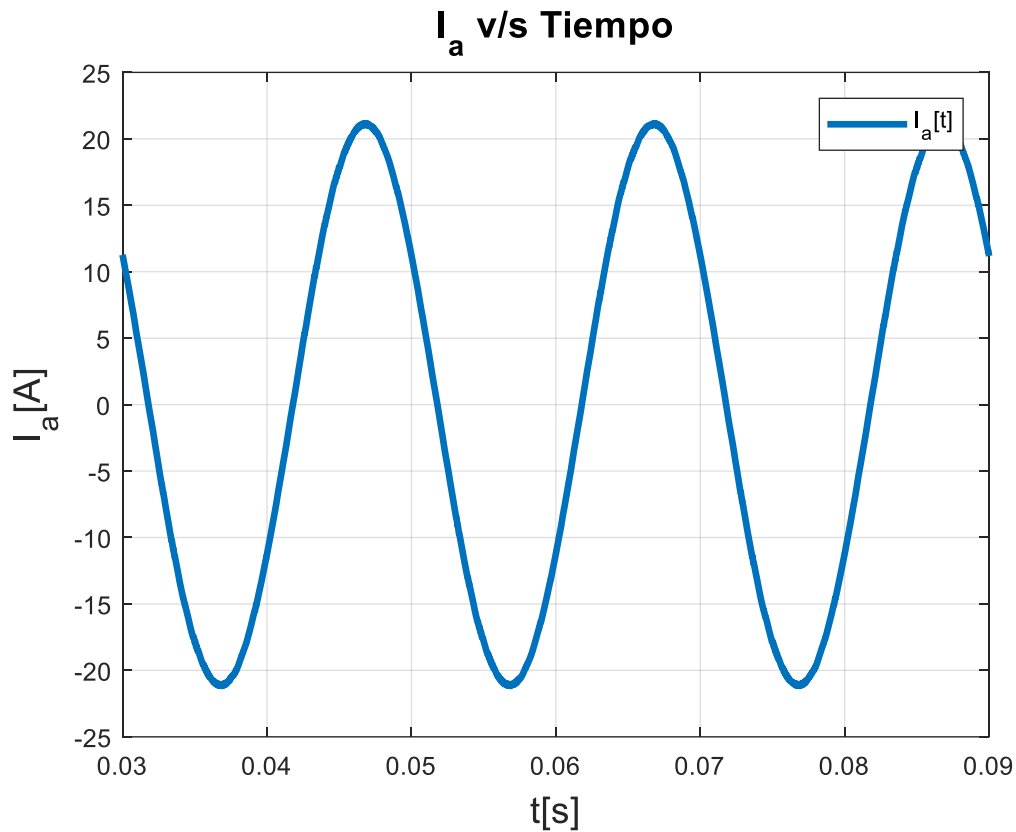
- Voltaje Fase Neutro del Convertidor



**Fig. 2.8 Voltaje Fase  $a$  FC3N**

Se observan los tres niveles del voltaje a la salida del convertidor en la Fig. 2.8, estos datos son obtenidos entre el punto  $A$  y  $N$  de la Fig. 2.6. Se puede ver que la imagen es consistente con respecto a la modulación implementada, puesto que es una señal cuadrada la que entrega el convertidor PWM. Los niveles de voltaje observados son 0 [V], 250 [V] y 500 [V].

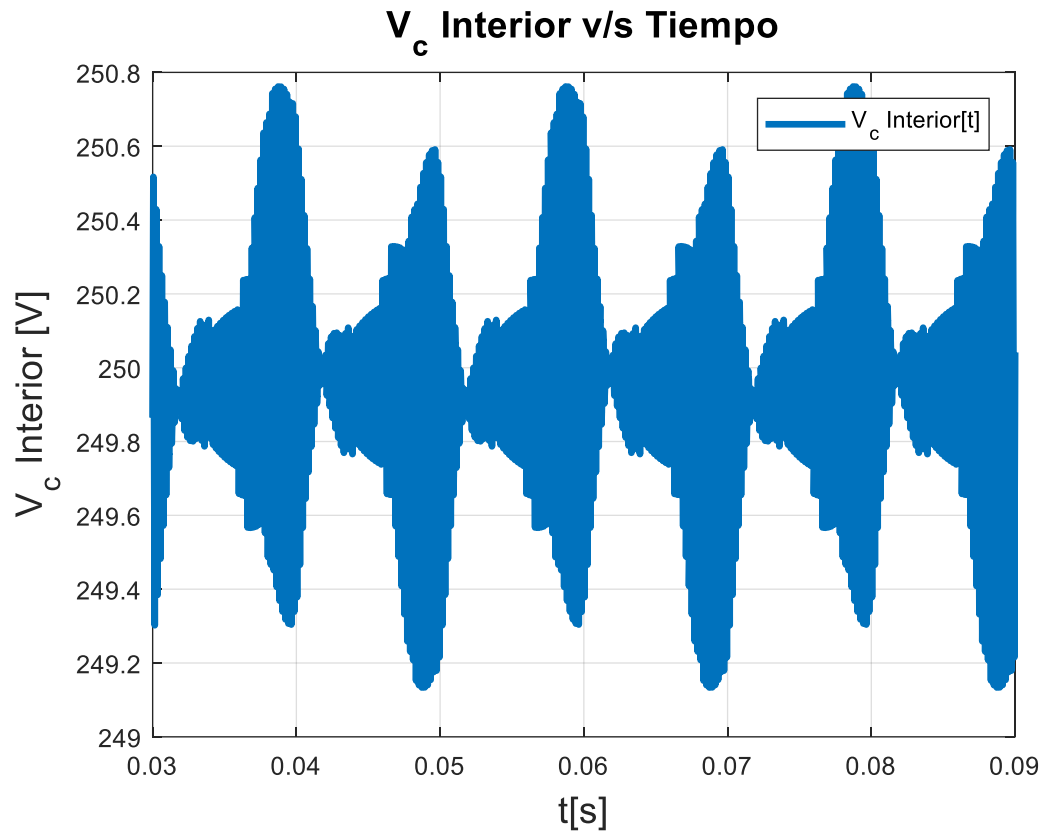
- Corriente del Convertidor



**Fig. 2.9 Corriente de Fase  $a$  FC3N**

El valor de la corriente oscila entre  $-21.17$  [A] y  $21.17$  [A], la señal observada en la Fig. 2.9 es de  $50$  [Hz]. Se puede comentar que, aunque el voltaje no sea sinusoidal, la corriente si lo es debido al efecto de la carga que actúa como filtro pasabajo, eliminando las componentes que distorsionan la corriente. El THD de la corriente es de  $0.33\%$ , destacando además que el valor de la inductancia es considerable.

- Voltaje Condensador Interno

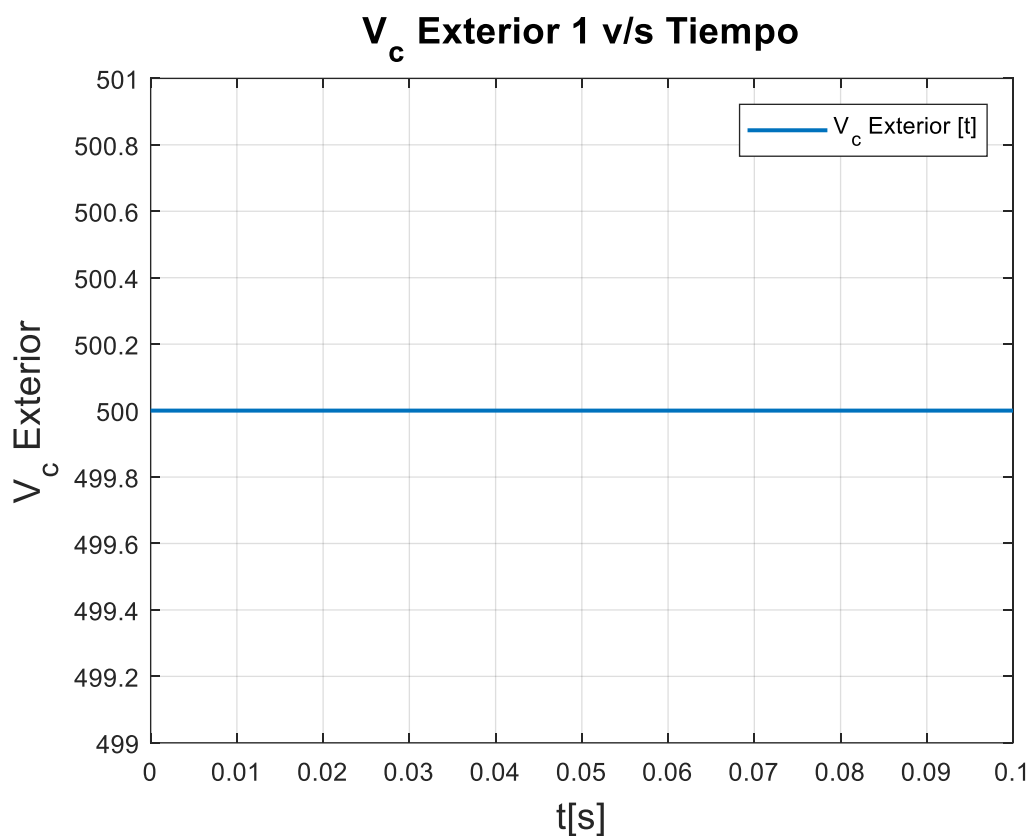


**Fig. 2.10 Voltaje Condensador Interior FC3N**

Como el voltaje de la fuente es de 500 [V], se observa que el voltaje del condensador interno de la Fig. 2.10 es de 250 [V], la mitad del voltaje del condensador que está en paralelo a la fuente Fig. 2.11. Se muestra que el voltaje oscila, pero tiende siempre a estar en torno a los 250 [V], esto es debido a la PWM que balancea naturalmente el voltaje.

El rizado que presenta este condensador se calcula como se indica en Anexo A, el valor máximo que alcanza es de 250.76 [V] y el mínimo es de 249.16 [V], lo que da un rizado de 0.64 %.

- Voltaje Condensador Externo



**Fig. 2.11 Voltaje Condensador Exterior FC3N**

En general no se analiza mucho el condensador que queda en paralelo a la fuente, ya que este se carga y toma el voltaje de la fuente entre sus terminales. Lo que si se debe destacar como característica típica de un Flying Capacitor es que el voltaje del condensador exterior es el doble del condensador interior en el caso de 3 niveles.

### 2.3.3 Resultados Simulación Variación del Tamaño del Condensador Interno

Los parámetros utilizados para la simulación son los de 2.3.1.2. Se presenta una tabla resumen con el análisis de la variación del voltaje en los condensadores internos sometidos al cambio en el tamaño de estos mismos. El valor nominal del voltaje en los condensadores internos de cada fase es de 250 [V] y el ripple se calculó como se especifica en el Anexo A.

Tabla 2.9 Resumen Resultados Porcentaje Valor Nominal Tamaño del Condensador FC3N

Porcentaje Del Valor Nominal	Valor Condensador [ $\mu\text{F}$ ]	$V_{C_{\min}}$ [V]	$V_{C_{\max}}$ [V]	Ripple
10 %	100	242.9	256.1	5.28 %
20 %	200	246.4	253.2	2.72 %
30 %	300	247.6	252.2	1.84 %
40 %	400	248.1	251.7	1.44 %
50 %	500	248.5	251.4	1.16 %
60 %	600	248.8	251.1	0.92 %
70 %	700	248.8	251.0	0.88 %
80 %	800	249.0	250.9	0.76 %
90 %	900	249.1	250.8	0.68 %

A menor tamaño del condensador interno, mayor es la variación del voltaje o el ripple que se presenta en el condensador. Esto es esperable, ya que un condensador más pequeño puede almacenar una carga menor.

La variación del tamaño del condensador afecta al voltaje que éste entrega y por consecuencia al voltaje y corriente de salida del convertidor. Se debe destacar que en este caso lo descrito anteriormente no es notorio debido a que la frecuencia de conmutación ayuda a suplir el efecto.

### 2.3.4 Resultados Simulación Variación de la Amplitud de la Señal de Referencia

Los parámetros utilizados para la simulación son los de 2.3.1.3. La variación de la amplitud de la señal de referencia tiene un impacto en el índice de modulación de amplitud, que se define como:

$$m_a = \frac{V_{m_{\text{referencia}}}}{V_{m_{\text{portadora}}}} = \frac{V_{m_{\text{senoidal}}}}{V_{m_{\text{triangular}}}} \quad (2.7)$$

Donde:

- $m_a$  : índice de modulación de amplitud,
- $V_{m_{\text{referencia}}}$  : Amplitud señal de referencia o sinusoidal,
- $V_{m_{\text{portadora}}}$  : Amplitud señal portadora o triangular.

Los valores que resultan de la variación dan como resultado un  $m_a \leq 1$ , esto afecta directamente a la amplitud de los pulsos de la señal de control y la amplitud a frecuencia fundamental, que en este caso es 50 [Hz].

A continuación, se presenta una tabla resumen con los resultados de la variación de la amplitud de la sinusoidal.

**Tabla 2.10 Resumen Resultados Porcentaje Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC3N**

<b>Porcentaje Del Valor Nominal</b>	<b>Valor Amplitud Referencia [V]</b>	$I_{1carga}$ [A]	% THD <sub>I</sub>	$V_{1carga}$ [V]	% THD <sub>V</sub>
10 %	0.1	2.18	2.15	25.76	320.44
20 %	0.2	4.09	1.80	48.35	226.19
30 %	0.3	6.39	1.19	75.46	168.68
40 %	0.4	8.34	1.24	98.55	139.95
50 %	0.5	10.61	0.97	125.4	114.52
60 %	0.6	12.61	0.89	149	97.57
70 %	0.7	14.85	0.69	175.4	80.77
80 %	0.8	16.85	0.58	199	67.84
90 %	0.9	19.06	0.41	225.1	53.62

De forma general se puede comentar que a medida que fue aumentada la amplitud de la señal de referencia o sinusoidal, la componente fundamental de la corriente también aumento su valor. Además, la duración de los pulsos de control para los switches a medida que aumentó la amplitud de la sinusoidal fue mayor. Un pulso más pequeño trae como consecuencia una menor amplitud en la componente fundamental.

El aumento de la amplitud de la señal de referencia aumenta la amplitud de la corriente de carga fundamental, esto se explica ya que aumenta el valor de la componente fundamental del voltaje y por ley de Ohm lo hace la corriente. La ley de Ohm para una impedancia es:

$$V = I \cdot Z, \quad (2.8)$$

Donde:

- $V$  : corresponde al voltaje en [V],
- $I$  : corresponde a la corriente en [A],
- $Z$  : corresponde a la impedancia.

Despejado la corriente desde la ecuación (2.8):

$$I = \frac{V}{Z}, \quad (2.9)$$

Ahora la componente fundamental del voltaje de salida del convertidor está definida por la ecuación:

$$V_1 = m_a \cdot V_{DC} \quad (2.10)$$

Donde:

$V_1$  : corresponde al voltaje fundamental en [V],

$m_a$  : corresponde al índice de amplitud,

$V_{DC}$  : corresponde al voltaje de la fuente.

Reemplazando la ecuación (2.10) en (2.9) y despejando la corriente se tiene la siguiente ecuación para las componentes fundamentales:

$$I_1 = \frac{m_a \cdot V_{DC}}{Z_1} \quad (2.11)$$

Finalmente como análisis en cadena al observar la ecuación (2.7) y luego la (2.11) se puede comentar que al variar la amplitud de la señal sinusoidal se cambia la amplitud de manera lineal de la componente fundamental de la corriente.

Se observa de la Tabla 2.10 que a mayor amplitud sinusoidal, se obtiene un THD de corriente más bajo, pero se debe tener la salvedad que esto se cumple hasta una amplitud igual a 1, luego no se observa una gran diferencia en el valor del THD para una amplitud sinusoidal entre 0.8 y 0.9, por lo que se infiere que esos son valores idóneos para trabajar hasta un índice de modulación de amplitud cercano a 1, resumiéndose matemáticamente de la siguiente manera:

$$0.8 \leq m_a \leq 1$$

Se debe tener la precaución que valores del índice de modulación o amplitud sinusoidal cercanos a 1 deja poca tolerancia para el control en caso de alguna perturbación o falla.

### 2.3.5 Resultados Simulación Variación de la Frecuencia Portadora

Los parámetros utilizados para la simulación son los de Tabla 2.8. La variación de la frecuencia de la señal portadora tiene efecto sobre el índice de modulación de frecuencia  $m_f$  que está relacionado por la frecuencia de la señal portadora y señal de referencia de la siguiente manera:

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} = \frac{f_{triangular}}{f_{senoidal}} \quad (2.12)$$

Donde:

- $m_f$  : índice de modulación de frecuencia,
- $f_{portadora}$  : frecuencia señal portadora o triangular,
- $f_{referencia}$  : frecuencia señal de referencia o senoidal.

La variación del índice de modulación de frecuencia trae como consecuencia un cambio en el orden de los armónicos, siendo estos desplazados a la derecha o la izquierda del eje real de acuerdo al tamaño del índice. La siguiente tabla presenta los parámetros que se consideraron más significativos de destacar y analizar.

**Tabla 2.11 Resumen Resultados Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Señal Portadora FC3N**

<b>Porcentaje Del Valor Nominal</b>	<b>Frecuencia [Hz]</b>	$V_{C_{min}}$ [V]	$V_{C_{máx}}$ [V]	<b>Ripple</b>	$\% THD_i$	$\% THD_V$
10 %	500	243.7	256.2	5 %	2.71	39.98
20 %	1000	247	253	2.4 %	1.35	40.1
30 %	1500	247.8	252	1.68 %	0.9	40.33
40 %	2000	248.3	251.5	1.28 %	0.67	40.12
50 %	2500	248.7	251.3	1.04 %	0.54	40.17
60 %	3000	248.9	251	0.84 %	0.45	40.02
70 %	3500	249	251	0.80 %	0.41	39.95
80 %	4000	249.1	251	0.76 %	0.34	39.98
90 %	4500	249.1	250.8	0.68 %	0.31	40.23

Se debe destacar de la Tabla 2.11 que a medida que la frecuencia fue aumentando, la variación de voltaje del condensador interno fue disminuyendo. Además, a mayor frecuencia de conmutación se mejoró el THD y se llevó a valores cercanos a 0, lo cual es deseable, aunque se debe destacar que

el inductor de la carga que se está utilizando es de un tamaño considerable, lo que mejora el efecto del filtrado.

De forma general se destaca que a medida que aumentó la frecuencia de la señal triangular, en el voltaje de salida se comenzó a notar una mayor cantidad de pulsos y la corriente se volvió más sinusoidal, ya que su THD llegó a valores cercanos al 0.31% gracias a que los armónicos se fueron desplazando más hacia la derecha. El voltaje interno para cada fase disminuyó cada vez más su variación a medida que se aumentaba la frecuencia, provocando que la carga y descarga de este fuera más pequeña.

El THD de voltaje se mantiene cercano al 40%, tiene una leve variación, pero se debe al momento en donde se tomó la muestra para calcular el valor. A medida que aumenta la frecuencia el THD de voltaje se mantiene estable mientras que el de corriente va mejorando debido al desplazamiento de armónicos.

## 2.4 Convertidor Flying Capacitor de 5 Niveles

Un convertidor Flying Capacitor de 5 niveles tiene mejores prestaciones que uno de 3 niveles, ya que las variaciones del voltaje de salida ( $dv/dt$ ) se hacen menores al tener mayor cantidad de niveles de voltaje, para lograr esto es que se agregan más semiconductores para obtener mejores resultados, pero esto trae como consecuencia un aumento en los costos del convertidor y una mayor problemática de cómo controlarlo. La topología del FC 5 se muestra en la Fig. 2.12.

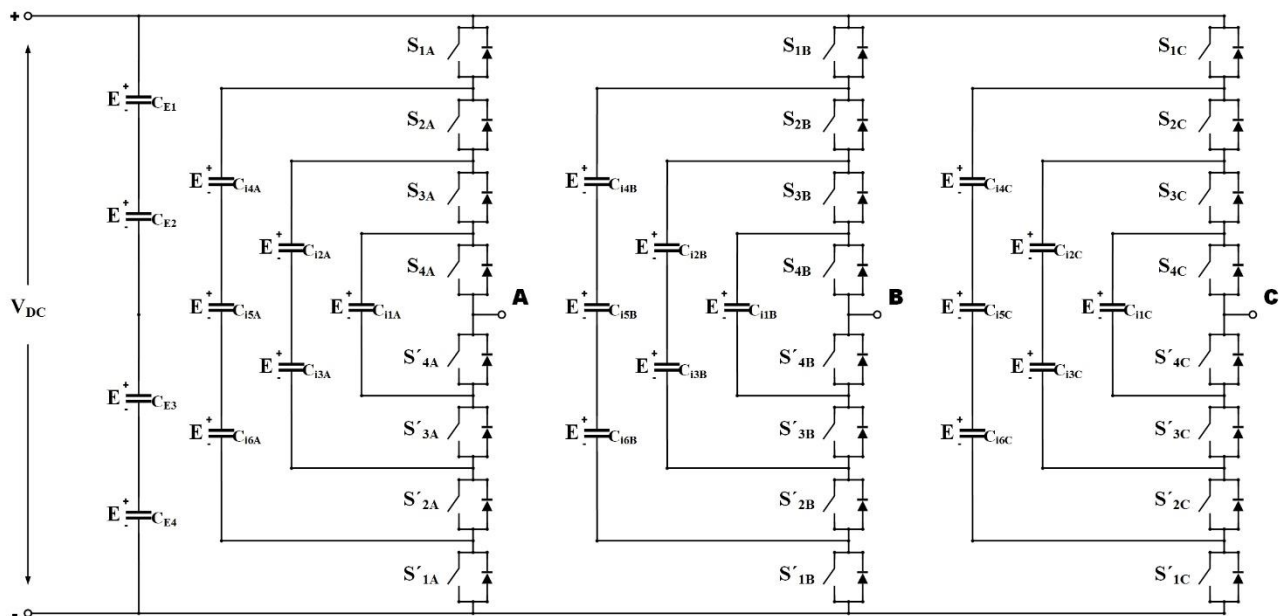
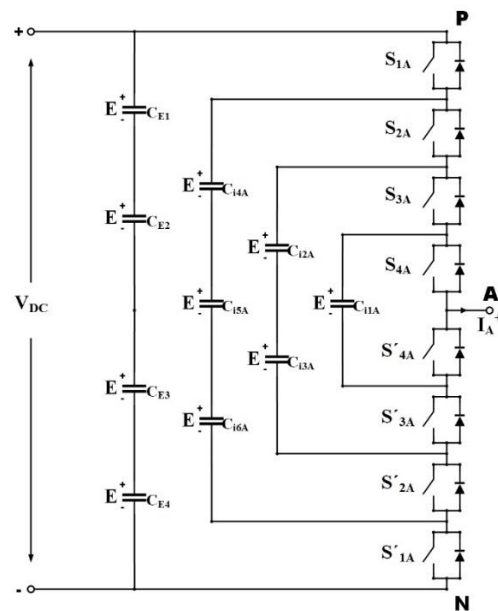


Fig. 2.12 Convertidor Flying Capacitor de 5 Niveles

Como se observa en la Fig. 2.12, se agregan más condensadores y semiconductores para obtener una mayor cantidad de niveles, se tienen 4 switches y sus respectivos conjugados, además se debe comentar que el condensador exterior tiene el doble del voltaje que el condensador interior, luego el que sigue hacia el exterior tiene el triple, finalmente es por eso que para efectos de análisis se dibuja un condensador extra para cada nivel exterior a fin de multiplicar el voltaje del condensador por el número de condensadores presentes para cada nivel.

Ahora se presentan distintos estados de conmutación y el voltaje de salida que generan estos en base al convertidor FC de 5 niveles. Este análisis se hace en la salida que corresponde a la fase  $a$  (Fig. 2.13), la Tabla 2.12 muestra los voltajes de salida y la respectiva conmutación que la genera.



**Fig. 2.13 Fase  $a$  Convertidor FC 5 Niveles**

Tabla 2.12 Estado Switch y Salida Convertidor FC 5 Niveles

N°	Estado Del Switch								Estado Del Condensador		Condensadores	Voltaje Salida
	S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3</sub>	S <sub>4</sub>	S' <sub>1</sub>	S' <sub>2</sub>	S' <sub>3</sub>	S' <sub>4</sub>	I <sub>A</sub> <sup>-</sup>	I <sub>A</sub> <sup>+</sup>		
1	0	0	0	0	1	1	1	1	-	-	-	0 V
2	0	0	0	1	1	1	1	0	↑	↓	C <sub>i1A</sub>	+E V
3	0	0	1	0	1	1	0	1	↑	↓	C <sub>i3A</sub>	+E V
4	0	0	1	1	1	1	0	0	↑	↓	C <sub>i2A</sub> , C <sub>i3A</sub>	+2E V
5	0	1	0	0	1	0	1	1	↑	↓	C <sub>i6A</sub>	+E V
6	0	1	0	1	1	0	1	0	↑	↓	C <sub>i5A</sub> , C <sub>i6A</sub>	+2E V
7	0	1	1	0	1	0	0	1	↑	↓	C <sub>i5A</sub> , C <sub>i6A</sub>	+2E V
8	0	1	1	1	0	0	0	0	↑	↓	C <sub>i4A</sub> , C <sub>i5A</sub> , C <sub>i6A</sub>	+3E V
9	1	0	0	0	0	1	1	1	↑	↓	C <sub>E4</sub>	+ E V
10	1	0	0	1	0	1	1	0	↑	↓	C <sub>E3</sub> , C <sub>E4</sub>	+ 2E V
11	1	0	1	0	0	1	0	1	↑	↓	C <sub>E3</sub> , C <sub>E4</sub>	+ 2E V
12	1	0	1	1	0	1	0	0	↑	↓	C <sub>E2</sub> , C <sub>E3</sub> , C <sub>E4</sub>	+ 3E V
13	1	1	0	0	0	0	1	1	↑	↓	C <sub>E3</sub> , C <sub>E4</sub>	+ 2E V
14	1	1	0	1	0	0	1	0	↑	↓	C <sub>E2</sub> , C <sub>E3</sub> , C <sub>E4</sub>	+ 3E V
15	1	1	1	0	0	0	0	1	↑	↓	C <sub>E2</sub> , C <sub>E3</sub> , C <sub>E4</sub>	+ 3E V
16	1	1	1	1	0	0	0	0	↑	↓	C <sub>E1</sub> , C <sub>E2</sub> , C <sub>E3</sub> , C <sub>E4</sub>	+4E V

Se destaca desde la Tabla 2.12 que para la corriente positiva los condensadores se descargan y para caso contrario para el valor de corriente negativo, esto es útil en caso de querer balancear el voltaje en los condensadores, ya que al aumentar el número de niveles de voltaje en el Flying Capacitor, los voltajes comienzan a oscilar pudiendo causar alguna alteración a la salida. Es destacable que, al aumentar la cantidad de niveles, aumentó también con ello la cantidad de estados redundantes, ya que existe una amplia gama de combinaciones de los distintos switches que generan el mismo voltaje de salida.

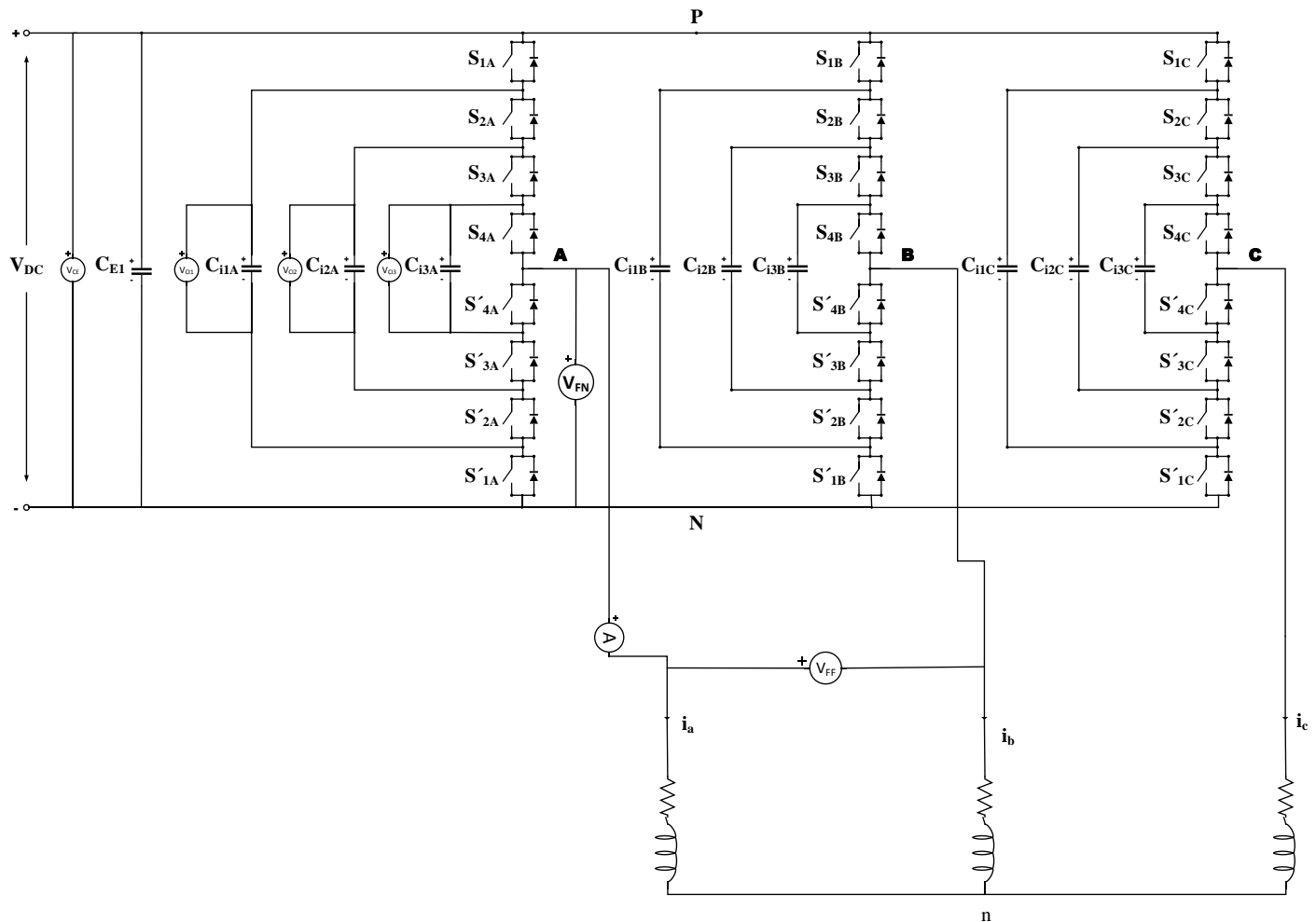
## 2.5 Simulación FC5N

Para este convertidor de 5 niveles se utilizó el mismo principio que para el de 3 niveles en la sección 2.3, el circuito implementado es el de la Fig. 2.14. La modulación utilizada es una PWM Phase Shift, donde el desfase de las triangulares cambia con respecto al FC3N, ya que este al tener mayor cantidad de niveles cambia el valor de  $n$  a 5 y por lo tanto al utilizar la ecuación (2.1) esto queda,

$$Desfase\ Triangular = \frac{360^\circ}{5-1} = \frac{360^\circ}{4} = 90^\circ, \quad (2.13)$$

Se desprende desde la ecuación (2.13) que los ángulos de las triangulares son  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $270^\circ$ . El sistema que se quiere simular es trifásico equilibrado, por lo tanto son los mismos que el Flying Capacitor y corresponden a las ecuaciones (2.3), (2.4) y (2.5) con amplitud igual a 1.

El circuito implementado es el siguiente:



**Fig. 2.14 Esquema Convertidor FC5N Implementado en Simulink**

Se mide el voltaje entre fase, la corriente de la fase  $a$ , el voltaje entre fase y neutro del convertidor y los voltajes de los condensadores internos y el voltaje del condensador externo que está conectado en paralelo a la fuente.

## 2.5.1 Parámetros Simulación

### 2.5.1.1 Parámetros Simulación General

Los parámetros de la simulación general son,

Tabla 2.13 Parámetros Simulación FC5N

Parámetro	Valor
Tiempo de Muestreo	2 $\mu s$
Fuente DC	600 V
Frecuencia Señal Portadora	5000 Hz
Frecuencia Señal de Referencia	50 Hz
Capacitores Externos	1000 $\mu F$
Resistencia En Serie Capacitores Externos	2.5 $m\Omega$
Capacitores Internos	1000 $\mu F$
Resistencia En Serie Total Capacitores Internos	0.01 $\Omega$
Resistencia De La Carga	10 $\Omega$
Inductancia De La Carga	20 $mH$
Índice Modulación de Amplitud	1

Se destaca de la Tabla 2.13 que los condensadores internos y externos tienen el mismo tamaño, la amplitud de la sinusoidal de referencia y la triangular de igual forma son máximas igual a 1. Nuevamente la carga para probar el convertidor es una RL que actúa como un filtro pasa bajo con frecuencia de corte aproximada de 79.6 [Hz].

### 2.5.1.2 Parámetros Simulación Variación del Tamaño de los Condensadores Internos

Los parámetros utilizados para la simulación son los de la Tabla 2.13, pero para este caso la simulación se realizará con la variación los condensadores internos. Los valores que toman los condensadores internos asociados a 150 [V], 300 [V] y 450 [V] son los mismos y se presentan en la tabla siguiente:

**Tabla 2.14 Porcentaje Valor Nominal Tamaño de los Condensadores Internos FC5N**

<b>Porcentaje del Valor Nominal</b>	<b>Valor Condensador [<math>\mu</math>F]</b>
10 %	100
20 %	200
30 %	300
40 %	400
50 %	500
60 %	600
70 %	700
80 %	800
90 %	900

### **2.5.1.3 Parámetros Simulación Variación de la Amplitud de la Señal de Referencia**

Los parámetros utilizados para la simulación son los de la Tabla 2.13, pero cambia la amplitud de la señal de referencia, los valores que toma la señal de referencia son:

**Tabla 2.15 Porcentaje Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC5N**

<b>Porcentaje del Valor Nominal</b>	<b>Valor Amplitud de Referencia [V]</b>
10 %	0.1
20 %	0.2
30 %	0.3
40 %	0.4
50 %	0.5
60 %	0.6
70 %	0.7
80 %	0.8
90 %	0.9

#### 2.5.1.4 *Parámetros Simulación Variación de la Frecuencia Portadora*

Los parámetros utilizados para la simulación son los de la Tabla 2.13, pero cambia la frecuencia de la señal portadora. Los valores que toma la frecuencia son:

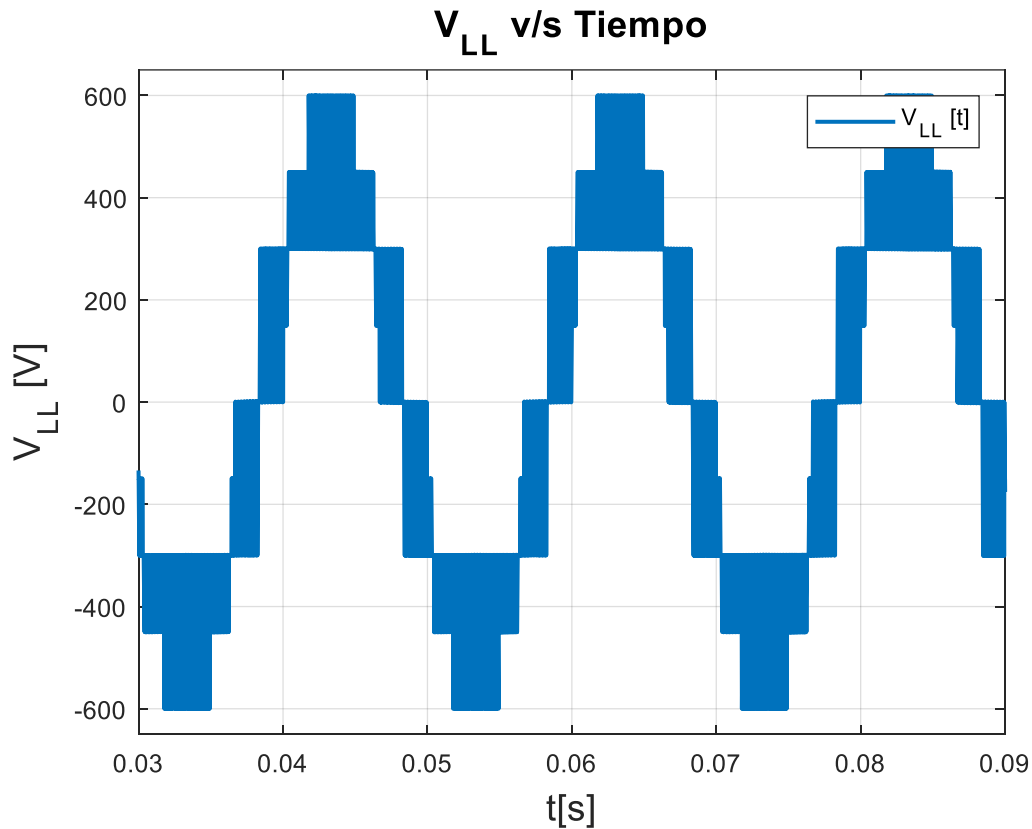
**Tabla 2.16 Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora FC5N**

<b>Porcentaje del Valor Nominal</b>	<b>Frecuencia [Hz]</b>
10 %	500
20 %	1000
30 %	1500
40 %	2000
50 %	2500
60 %	3000
70 %	3500
80 %	4000
90 %	4500

## 2.5.2 Resultados Simulación Condiciones Nominales

A continuación, se presentan las gráficas correspondientes a las condiciones nominales del convertidor, se muestra el voltaje entre fases, el voltaje fase neutro, corriente del convertidor y los voltajes de los condensadores internos y externos. Los parámetros de la simulación están en la Tabla 2.13.

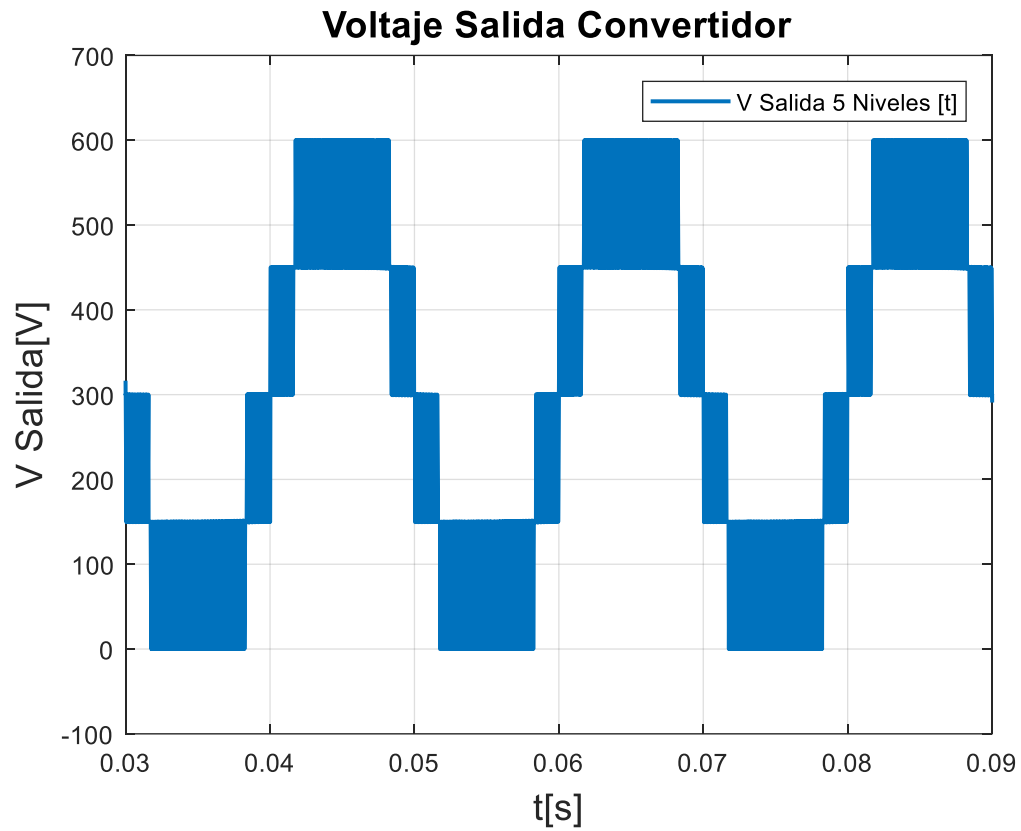
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 2.15 Voltaje Entre Fase  $a$  y  $b$  FC5N**

Se observan los 9 niveles de voltaje en la Fig. 2.15, el voltaje línea a línea oscila entre -600 [V] y 600 [V], pasando por valores intermedios que son entregados por los condensadores internos como lo son -150 [V], -300 [V], -450 [V], 150 [V], 300 [V], 450 [V] y además el valor 0 [V]. La señal tiene una frecuencia de 50 [Hz] y un THD de voltaje igual a 25.84%, el cual es menor en comparación al FC3N debido a que aumentaron los niveles y con ello disminuyó la variación de voltaje.

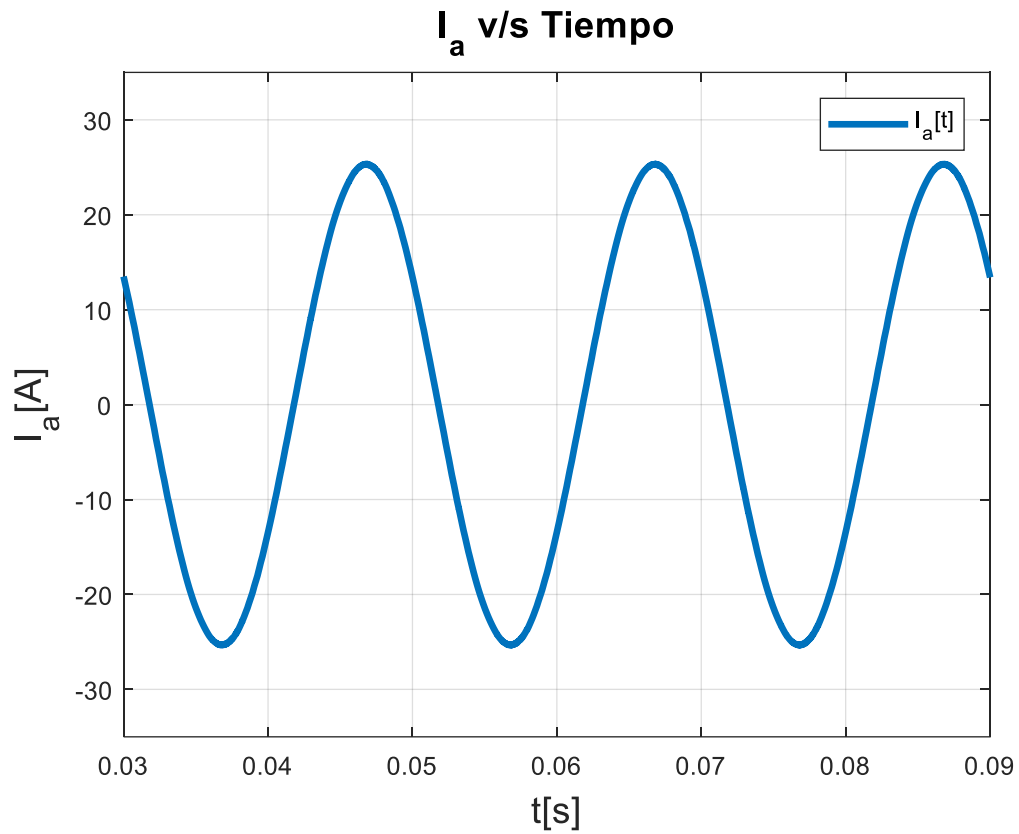
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 2.16 Voltaje Fase *a* FC5N**

De la Fig. 2.16 se observan los 5 niveles de voltaje correspondientes a 0 [V], 150 [V], 300 [V], 450 [V] y 600 [V] que es el voltaje de la fuente o de los condensadores externos, la señal tiene un periodo de 0.02 [s], por lo tanto su frecuencia es de 50 [Hz].

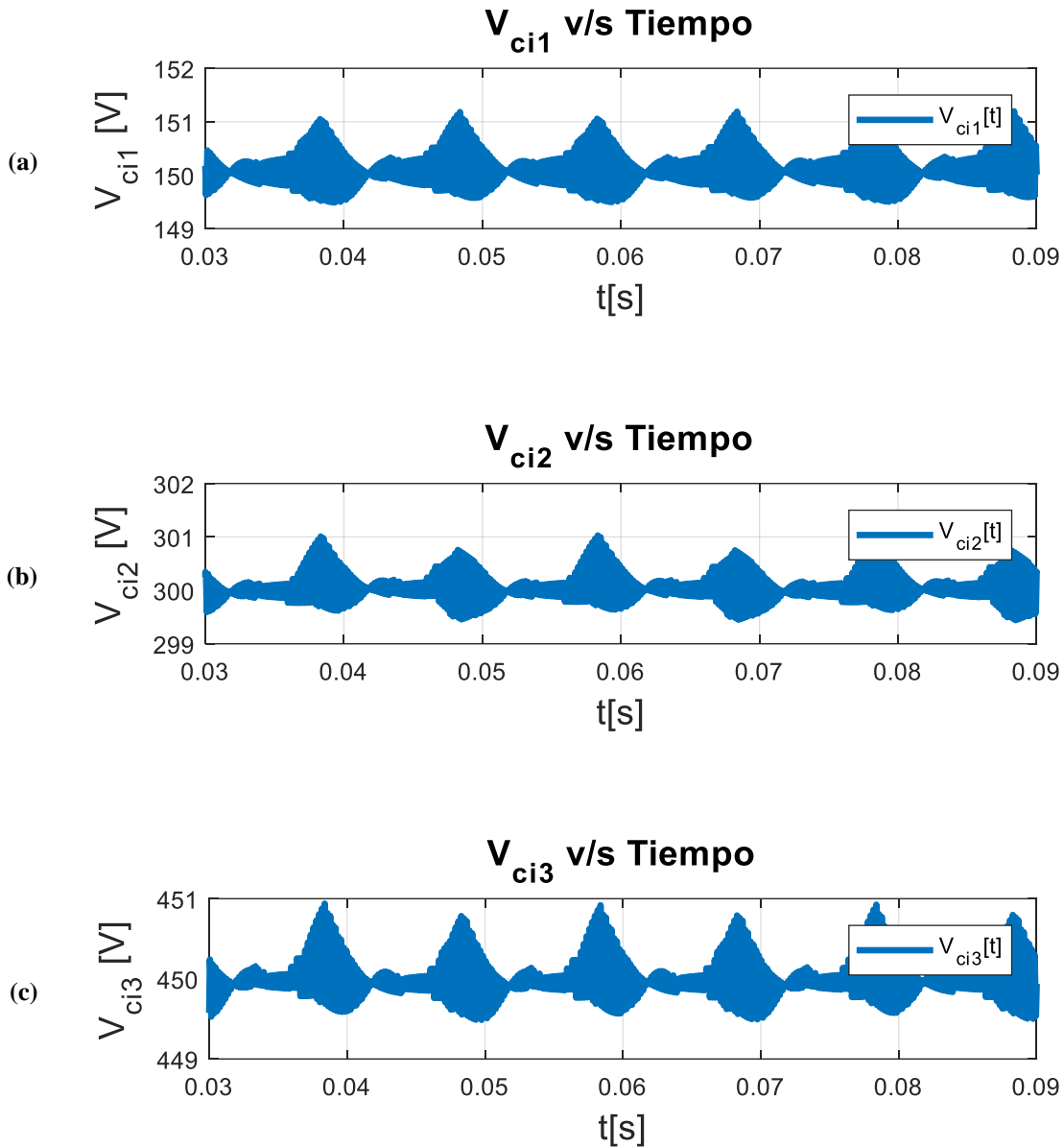
- Corriente del Convertidor



**Fig. 2.17 Corriente de Fase  $a$  FC5N**

La corriente de la fase  $a$  que se muestra en la Fig. 2.17 oscila entre los valores de 25.35 [A] y - 25.35 [A], la frecuencia de la onda es de 50 [Hz] y tiene un THD de 0.2%, lo cual es muy bajo y esperable debido a la alta frecuencia de conmutación.

- Voltajes Condensadores Internos



**Fig. 2.18** Voltaje Condensadores Internos FC5N

(a) Voltaje Condensador 150 [V] (b) Voltaje Condensador 300 [V] (b) Voltaje Condensador 450 [V]

Los voltajes de los condensadores internos se cargan y descargan a medida que transcurre la simulación, tal cual como se observa en la Fig. 2.18, es observable en los condensadores un pequeño efecto de desbalance debido a la conmutación y el uso de los distintos estados para generar la salida.

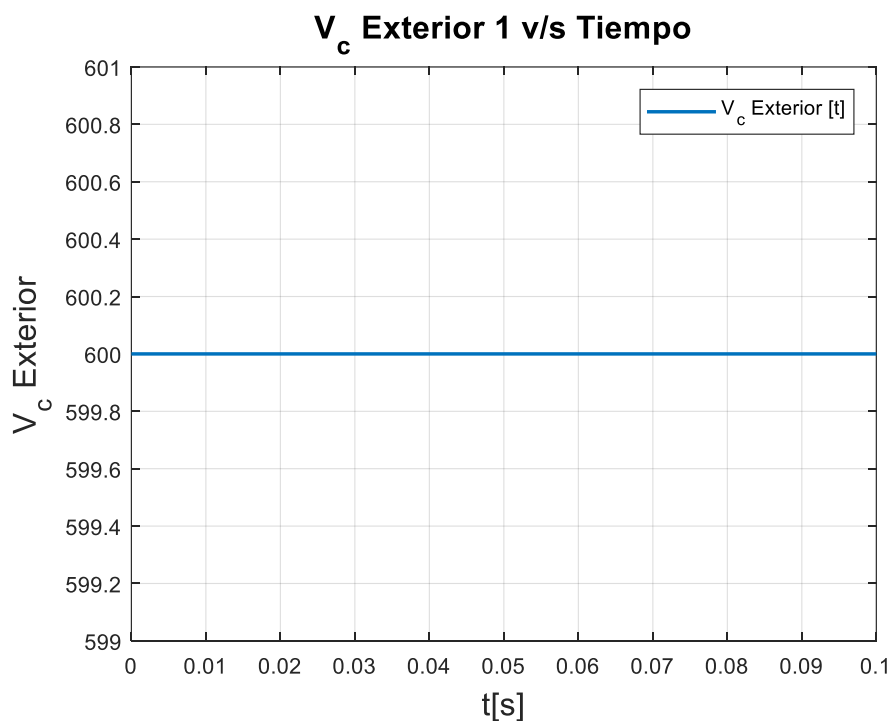
La Fig. 2.18 (a) corresponde al condensador de 150 [V] nominales, la Fig. 2.18 (b) al de 300 [V] nominales y la Fig. 2.18 (c) al de 450 [V]. La oscilación de los voltajes se presenta a continuación, además se estima el rizado que estos se calculan mediante el Anexo A.

**Tabla 2.17 Resumen Rizado Condensadores Interiores FC5N**

Condensador Interior	Voltaje Nominal [V]	$V_{C_{\min}}$ [V]	$V_{C_{\max}}$ [V]	Ripple
1	150	149.5	151.2	0.011 %
2	300	299.4	301.0	0.005 %
3	450	449.5	450.9	0.003 %

Debido a la alta frecuencia, el voltaje en los condensadores oscila poco, además el desbalance de los voltajes es controlado por el tipo de modulación.

- Voltaje Condensador Externo



**Fig. 2.19 Voltaje Condensador Exterior FC5N**

De la Fig. 2.19 se observa que el voltaje del condensador exterior es de 600 [V] lo cual es esperable debido a que está en paralelo a la fuente del convertidor, a lo largo de la simulación este no sufre variaciones observables por lo mismo.

### 2.5.3 Resultados Simulación Variación del Tamaño del Condensador Interno

Se presentan unas tablas con los voltajes y el respectivo rizado que se obtiene con los cambios para los condensadores de 150 [V], 300 [V] y 450 [V]. El rizado se obtuvo como se indica en el Anexo A.

Tabla 2.18 Resumen Porcentaje Valor Nominal Tamaño Condensador de 150 [V]

Porcentaje Del Valor Nominal	Valor Condensador [ $\mu\text{F}$ ]	$V_{C_{min}}$ [V]	$V_{C_{m\acute{a}x}}$ [V]	Ripple
10 %	100	146.5	159.9	8.9 %
20 %	200	148.2	155.1	4.6 %
30 %	300	148.7	153.4	3.1 %
40 %	400	149.0	152.6	2.4 %
50 %	500	149.2	152.2	2.0 %
60 %	600	149.3	151.8	1.7 %
70 %	700	149.4	151.6	1.5 %
80 %	800	149.4	151.4	1.3 %
90 %	900	149.5	151.3	1.2 %

Tabla 2.19 Resumen Porcentaje Valor Nominal Tamaño Condensador de 300 [V]

Porcentaje Del Valor Nominal	Valor Condensador [ $\mu\text{F}$ ]	$V_{C_{min}}$ [V]	$V_{C_{m\acute{a}x}}$ [V]	Ripple
10 %	100	295.4	309.4	4.7 %
20 %	200	297.6	304.8	2.4 %
30 %	300	298.3	303.2	1.6 %
40 %	400	298.7	302.5	1.3 %
50 %	500	298.9	302.0	1.0 %
60 %	600	299.0	301.7	0.9 %
70 %	700	299.2	301.5	0.8 %
80 %	800	299.2	301.4	0.7 %
90 %	900	299.3	301.2	0.6 %

Tabla 2.20 Resumen Porcentaje Valor Nominal Tamaño Condensador de 450 [V]

Porcentaje Del Valor Nominal	Valor Condensador [ $\mu\text{F}$ ]	$V_{C_{min}}$ [V]	$V_{C_{m\acute{a}x}}$ [V]	Ripple
10 %	100	445.3	458.7	3.0 %
20 %	200	447.6	454.4	1.5 %
30 %	300	448.3	453.1	1.1 %
40 %	400	448.7	452.4	0.8 %
50 %	500	448.9	451.9	0.7 %
60 %	600	449.1	451.6	0.6 %
70 %	700	449.2	451.4	0.5 %
80 %	800	449.3	451.3	0.4 %
90 %	900	449.3	451.2	0.4 %

Al igual que en el caso analizado para un FC3N, se puede observar que a medida que el tamaño del condensador aumenta, se hace menor el rizado, esto debido a que es capaz de almacenar más carga y por ende sufre menor variación de voltaje.

## 2.5.4 Resultados Simulación Variación de la Amplitud de la Señal de Referencia

A continuación, se presenta una tabla resumen con los resultados de la variación de la amplitud de la sinusoidal.

Tabla 2.21 Resumen Porcentaje Valor Nominal Amplitud Señal de Referencia FC5N

Porcentaje Del Valor Nominal	Valor Amplitud Referencia [V]	$I_{1carga}$ [A]	% THD <sub>I</sub>	$V_{1carga}$ [V]	% THD <sub>V</sub>
10 %	0.1	2.61	1.70	30.81	215.24
20 %	0.2	4.91	1.28	58.01	143.35
30 %	0.3	7.65	0.49	90.38	96.15
40 %	0.4	10.02	0.56	118.40	69.09
50 %	0.5	12.71	0.18	150.10	39.52
60 %	0.6	15.12	0.30	178.60	26.19
70 %	0.7	17.79	0.13	210.10	28.17
80 %	0.8	20.20	0.23	238.60	29.82
90 %	0.9	22.88	0.14	270.2	28.79

Para la amplitud de la sinusoidal igual a 1 se tiene una amplitud de la corriente de carga fundamental igual a  $I_{1carga} = 25.3$  [A] y un  $THD_I = 0.20$  %. De forma general se puede comentar que a medida que aumento la amplitud de la sinusoidal, aumento el valor de la componente fundamental de la corriente y disminuyo el THD en la mayoría de los casos, aunque se debe destacara que debido a que la PWM no es sincrónica se observan en algunos casos una mayor cantidad de interarmónicos que traen como consecuencia que la linealidad no sea tan clara en los valores de THD.

## 2.5.5 Resultados Simulación Variación de la Frecuencia Portadora

A continuación, se presenta una tabla resumen con los resultados de la variación de la frecuencia de la señal triangular, se presenta una tabla para cada condensador interno y finalmente para la corriente.

**Tabla 2.22 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Condensador 150[V] FC5N**

<b>Porcentaje Del Valor Nominal</b>	<b>Frecuencia [Hz]</b>	<b><math>V_{C_{min}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{C_{max}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
10 %	500	147.0	158.4	7.60 %
20 %	1000	148.0	154.2	4.14 %
30 %	1500	148.3	152.6	2.87 %
40 %	2000	149.0	152.2	2.14 %
50 %	2500	149.6	152.2	1.74 %
60 %	3000	149.9	152.4	1.67 %
70 %	3500	149.5	151.6	1.40 %
80 %	4000	148.2	150.6	1.60 %
90 %	4500	148.2	150.5	1.54 %

**Tabla 2.23 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Condensador 300[V] FC5N**

<b>Porcentaje Del Valor Nominal</b>	<b>Frecuencia [Hz]</b>	<b><math>V_{C_{min}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{C_{max}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
10 %	500	295.6	308.1	4.17 %
20 %	1000	298.3	304.2	1.97 %
30 %	1500	299.1	303.4	1.44 %
40 %	2000	299.1	302.3	1.07 %
50 %	2500	298.8	301.5	0.90 %
60 %	3000	298.5	301.1	0.87 %
70 %	3500	299.2	301.3	0.70 %
80 %	4000	300.0	302.5	0.84 %
90 %	4500	300.1	302.4	0.77 %

**Tabla 2.24 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Condensador 450[V] FC5N**

<b>Porcentaje Del Valor Nominal</b>	<b>Frecuencia [Hz]</b>	<b><math>V_{C_{min}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{C_{max}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
10 %	500	446.6	458.0	2.53 %
20 %	1000	447.8	454.2	1.43 %
30 %	1500	448.2	452.3	0.92 %
40 %	2000	448.9	452.2	0.74 %
50 %	2500	449.6	452.3	0.60 %
60 %	3000	449.8	452.3	0.56 %
70 %	3500	449.4	451.5	0.47 %
80 %	4000	448.1	450.6	0.56 %
90 %	4500	448.0	450.6	0.58 %

**Tabla 2.25 Resumen Porcentaje Valor Nominal Frecuencia Portadora Corriente de Carga FC5N**

<b>Porcentaje Del Valor Nominal</b>	<b>Frecuencia [Hz]</b>	<b>% <math>THD_I</math></b>
10 %	500	1.03
20 %	1000	0.51
30 %	1500	0.34
40 %	2000	0.25
50 %	2500	0.21
60 %	3000	0.19
70 %	3500	0.19
80 %	4000	0.14
90 %	4500	0.13

Al igual que en el caso de 3 niveles se debe destacar que mientras aumento la frecuencia de la triangular, mejoro el THD y la variación de voltaje del condensador. Los armónicos de frecuencia se desplazaron hacia niveles más altos, lo que trae como consecuencia un menor THD cada vez.

Al analizar las distintas pruebas realizadas se puede comentar de forma general que para tener una baja distorsión armónica a la salida de corriente se debe conmutar a una alta frecuencia o se debe tener capacitores de tamaños grandes, ojalá sobre 1000 [ $\mu$ F]. Variar la amplitud de la señal de referencia o variar el tamaño del índice de modulación es de utilidad para controlar el valor de la componente fundamental del voltaje y con ello de la corriente, según las tablas, es deseable mantenerse en un rango de 0.8 a 1 para la índice de modulación de amplitud, ya que es en ese rango que se obtiene una baja distorsión armónica para la corriente, pero tratando de ser más acotado se debería trabajar en un rango de 0.85 a 0.95, ya que esto deja un margen para un posible impacto de carga.

### 3. Neutral Point Clamped de 5 Niveles

Hasta el momento el análisis realizado tiene el propósito de comprender el funcionamiento de los convertidores multinivel, ahora se analizará la topología NPC para en el siguiente capítulo proponer la nueva topología.

Un convertidor Neutral Pointing Clamped de 5 niveles es una configuración que utiliza más dispositivos semiconductores que un NPC de 3 niveles, ya que de esta forma se logra un mayor número de niveles para el voltaje, disminuyendo las variaciones de este y como consecuencia se obtiene una mejor calidad de onda a la salida.

Existen una variedad de convertidores NPC de distintos niveles, pero para el caso de los 5 niveles que se desea obtener se pueden apreciar las siguientes topologías.

#### 3.1 Neutral Point Clamped de 5 Niveles

Esta es la topología clásica del convertidor NPC de 5 niveles, en ella se puede observar la interconexión entre los puntos medios de cada par de diodos de las fases respectivas, a simple vista se nota una estructura compleja y lo es más aún el punto de que un desbalance puede hacer circular corrientes por los puntos medios que no son deseadas.

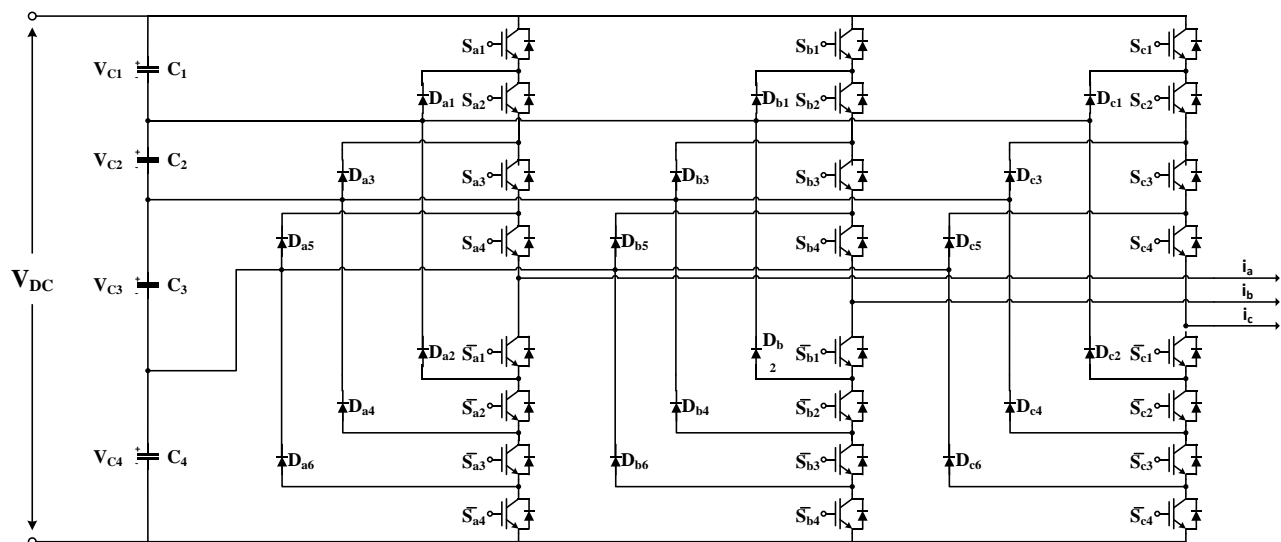


Fig. 3.1 Estructura Convertidor 5N-NPC

### 3.2 Active Neutral Point Clamped de 5 Niveles

A continuación, se presenta la estructura del convertidor ANPC<sup>[7]</sup> de 5 niveles, en la Fig. 3.2 se muestra la fase *a*, que presenta un condensador flotante y 12 IGBT por fase, lo que para el convertidor trifásico da un total de 36 IGBT y 3 condensadores flotantes.

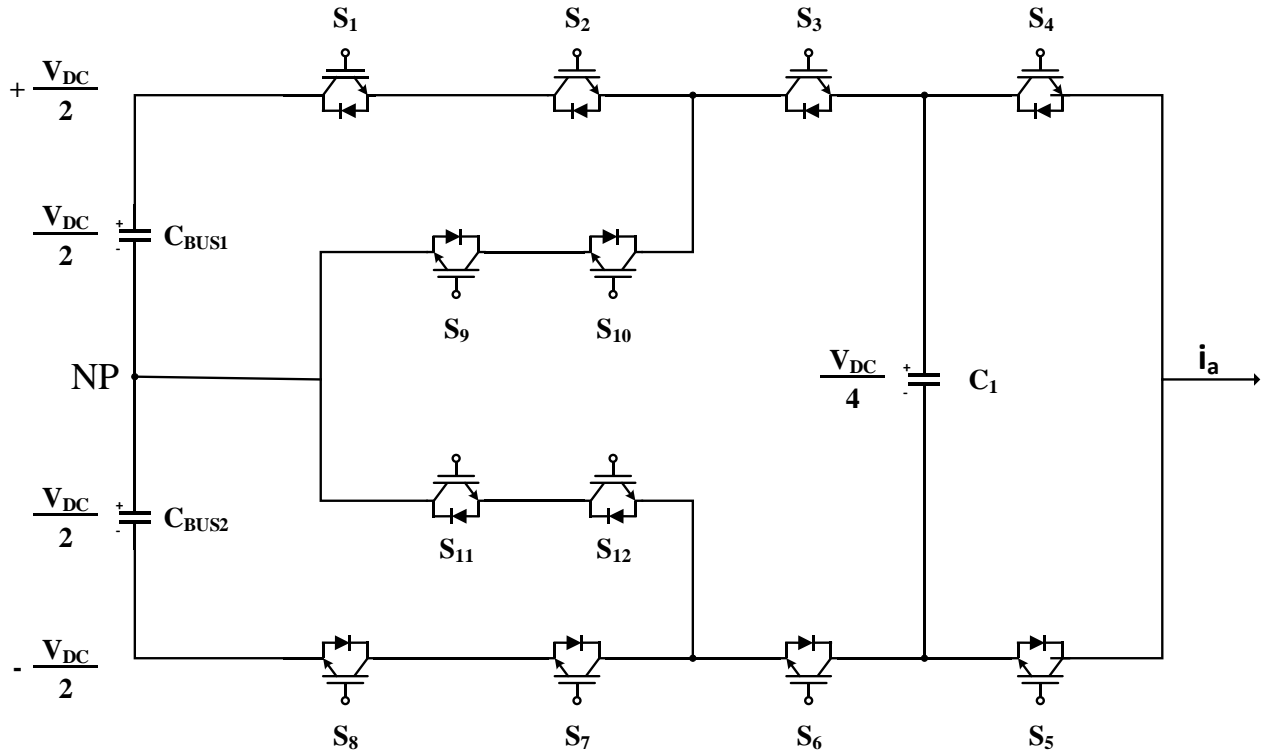


Fig. 3.2 Fase *a* Convertidor 5N-NPC

### 3.3 Modular Neutral Point Clamped de 5 Niveles

La estructura del MNPC<sup>[4]</sup> se caracteriza y diferencia de la clásica estructura del NPC de 5 niveles por cada fase ser independiente de la otra, basta con 4 señales y sus conjugados para realizar la conmutación. La estructura modular superior es en donde se conectan las cargas y la inferior se conectan entre las fases para llevar una misma referencia.

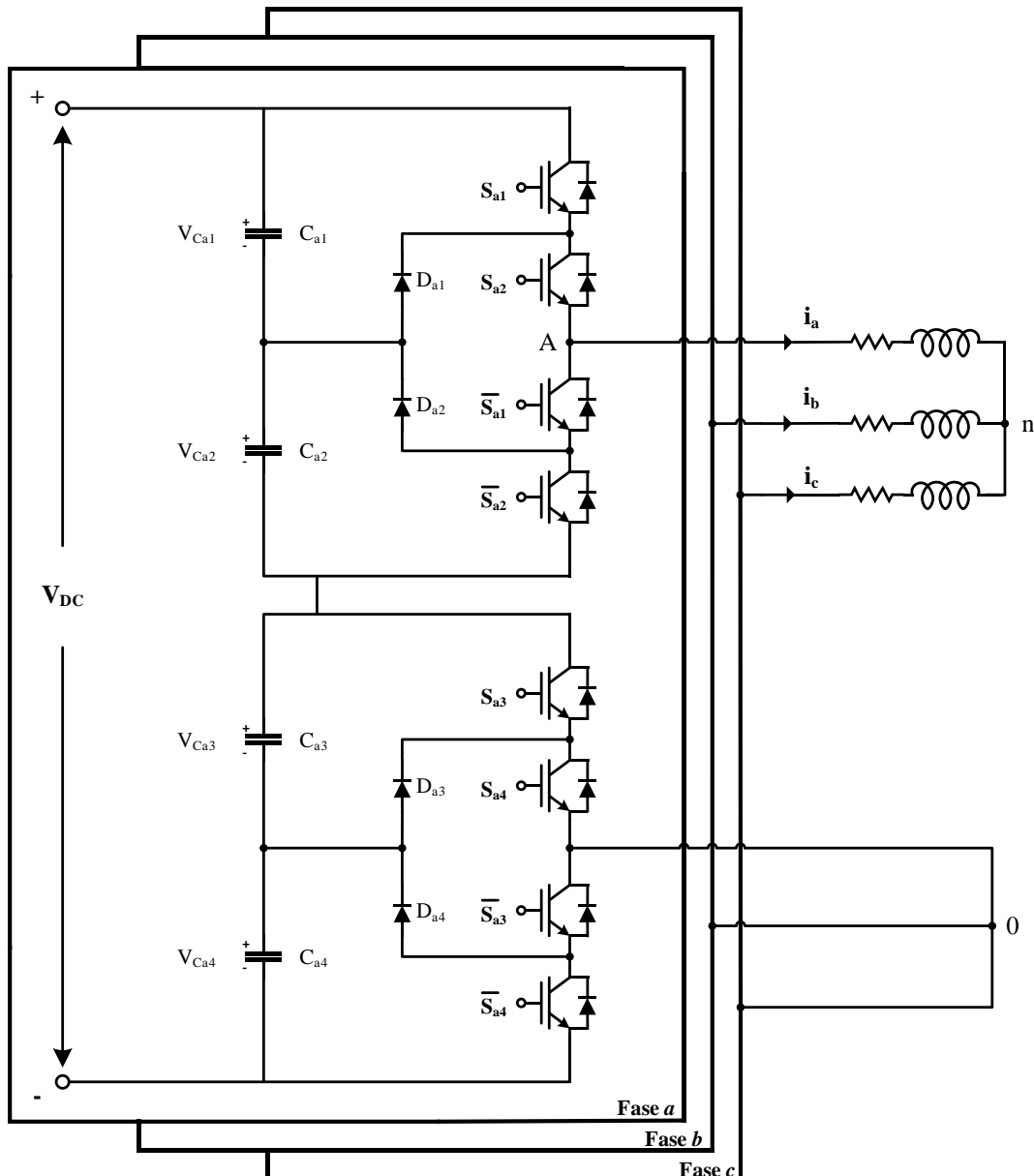


Fig. 3.3 Estructura 5N-MNPC

Es en esta topología donde se centrará el análisis debido a que a este es el que menos dispositivos semiconductores utiliza. Mas abajo se expone una tabla que tiene el número de componentes que utilizan ciertos convertidores y se agrega a la comparación la topología del FC analizada en 2.4.

**Tabla 3.1 Comparación Número de Elementos del Convertidor<sup>[4]</sup>**

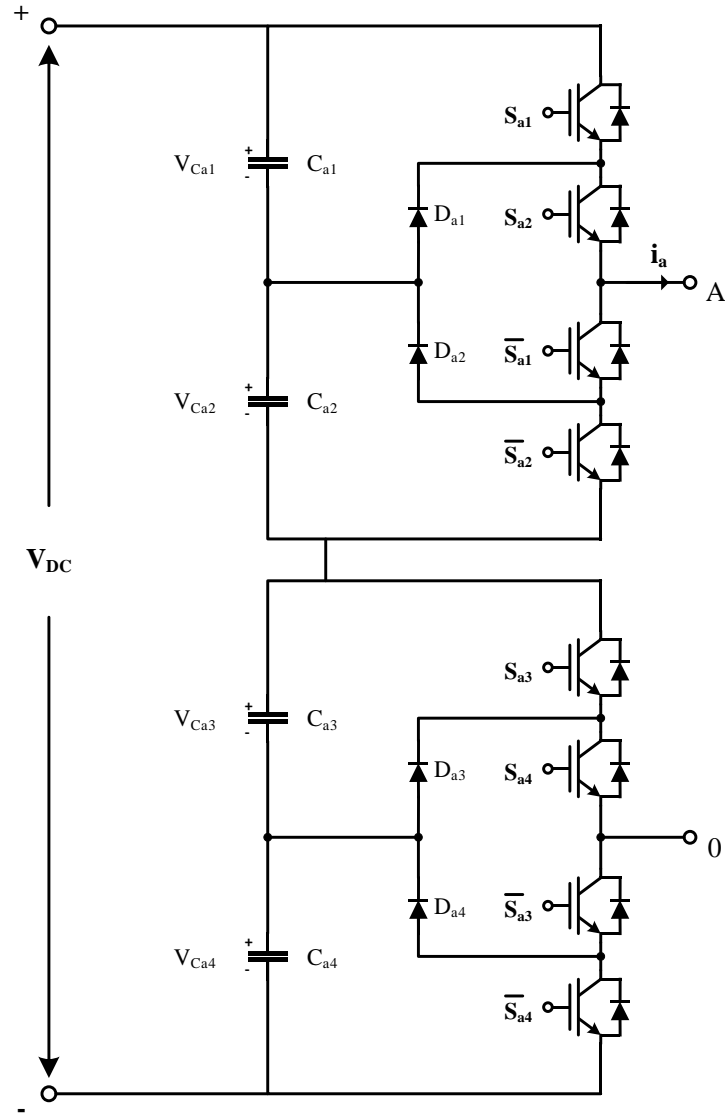
<b>Topología</b>	<b>Número de Switch</b>	<b>Número de Diodos</b>	<b>Condensadores Flotantes</b>
5N-NPC	24	36	-
5N-ANPC	36	-	3
5N-MNPC	24	12	-
FC5N	24	-	18

Se puede observar de la Tabla 3.1 que la configuración MNPC de 5N en comparación a las topologías presentadas del NPC y la clásica del FC es la que menos elementos utiliza entre switch, diodos y condensadores flotantes.

En base a la topología MNPC se acentuará el análisis para encontrar una estructura similar basada en el tipo FC que permita bajar de los 42 elementos entre switch y condensadores flotantes de la estructura clásica del FC para generar los 5 niveles.

### **3.3.1 Análisis Estados de Conmutación**

La conmutación de los distintos switches va generando un abanico de posibilidades que representan a los voltajes que el convertidor es capaz de entregar. Se muestra un análisis sobre una fase, pero se recalca que es homologo para las demás. En este caso se utilizará la fase  $a$  y el voltaje se tomará entre  $A$  y  $0$ , que sería el voltaje fase neutro del convertidor.



**Fig. 3.4 Fase *a* Convertidor 5N-MNPC**

Este convertidor para realizar la conmutación utiliza 4 señales de control por fase, en cada fase están presente los switch y sus conjugados. Las posibles combinaciones que genera son 16, las cuales se detallan a continuación.

Tabla 3.2 Estados de Conmutación 5N-MNPC

N°	Estados De Conmutación De Los Switch				$V_{salida}$	Condensador Que Actúa	Nivel
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$			
1	0	0	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	3 y 4	2
2	0	0	0	1	$\frac{V_{DC}}{4}$	3	1
3	0	0	1	0	-	-	-
4	0	0	1	1	0	-	0
5	0	1	0	0	$\frac{3V_{DC}}{4}$	2, 3 y 4	3
6	0	1	0	1	$\frac{V_{DC}}{2}$	2 y 3	2
7	0	1	1	0	-	-	-
8	0	1	1	1	$\frac{V_{DC}}{4}$	2	1
9	1	0	0	0	-	-	-
10	1	0	0	1	-	-	-
11	1	0	1	0	-	-	-
12	1	0	1	1	-	-	-
13	1	1	0	0	$V_{DC}$	1, 2, 3 y 4	4
14	1	1	0	1	$\frac{3V_{DC}}{4}$	1, 2 y 3	3
15	1	1	1	0	-	-	-
16	1	1	1	1	$\frac{V_{DC}}{2}$	1 y 2	2

Como se ve de la Tabla 3.2, hay estados de conmutación de los switches que no permiten determinar el voltaje de salida y por ende tampoco permiten llevar encontrar los condensadores que actúan, es por eso que se presenta a continuación una nueva tabla con los estados que determinan las salidas que si son de interés.

Tabla 3.3 Estados de Conmutación de Interés 5N-MNPC

Nivel	Letra	Estados De Conmutación De Los Switch				$V_{salida}$
		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	
0	A	0	0	1	1	0
1	B	0	0	0	1	$\frac{V_{DC}}{4}$
	C	0	1	1	1	$\frac{V_{DC}}{4}$
2	D	0	0	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$
	E	0	1	0	1	$\frac{V_{DC}}{2}$
3	F	1	1	1	1	$\frac{V_{DC}}{2}$
	G	0	1	0	0	$\frac{3V_{DC}}{4}$
4	H	1	1	0	1	$\frac{3V_{DC}}{4}$
	I	1	1	0	0	$V_{DC}$

Existen estados que permiten generar el mismo nivel, lo cual es ventajoso para el caso de controlar los voltajes de los condensadores. Ahora se muestra una nueva tabla que resume lo que sucede a los condensadores para cada nivel generado, se podrá observar que estos se cargaran o descargarán de acuerdo al sentido de la corriente y en otros casos no sufrirán modificaciones. La columna letra de la Tabla 3.3 representará a los estados de los switches, se realiza esto a fin de que la tabla quede más ordenada.

Tabla 3.4 Estados de la Carga de los Condensadores del 5N-MNPC

Nivel	Letra	$I_a^+$				$I_a^-$			
		$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$
0	A	-	-	-	-	-	-	-	-
1	B	-	-	↓	-	-	-	↑	-
	C	-	↓	-	-	-	↑	-	-
2	D	-	-	↓	↓	-	-	↑	↑
	E	-	↓	↓	-	-	↑	↑	-
3	F	↓	↓	-	-	↑	↑	-	-
	G	-	↓	↓	↓	-	↑	↑	↑
4	H	↓	↓	↓	-	↑	↑	↑	-
	I	↓	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↑

Se observa que para la corriente  $I_a^+$  los condensadores siempre se descargan, mientras que para la corriente negativa  $I_a^-$  los condensadores se cargan. Esta situación es útil para realizar algún algoritmo que permita equilibrar el voltaje en los condensadores.

### **3.3.2 Balance de Voltaje en los Condensadores DC**

Aprovechando la información que se puede obtener desde la Tabla 3.4 se puede implementar un algoritmo que permita solucionar el inconveniente que presenta el desequilibrio de los voltajes en los condensadores del convertidor.

Como primer discriminante para escoger con que condensadores trabajar está el nivel requerido y en base a estos ocupar la redundancia que tiene cada nivel para general la salida, pero hay casos como para el nivel 0 [V] y el nivel 4 o  $V_{DC}$  que siempre conmutan los mismos switches para generar el voltaje indistintamente del valor que tenga la corriente. Para los otros niveles se tiene que tener en cuenta el valor de la corriente y comparar los voltajes de los condensadores para saber cuál estado ocupar. Esto se resume en la siguiente tabla:

Tabla 3.5 Estados Para Balancear Voltaje en Condensadores 5N-MNPC

Nivel Requerido	Valor De la Corriente	Discriminante	Letra Estado Conmutación
0	$i \geq 0$	Siempre Conmutan Los	A
	$i < 0$	Mismos Switch	
1	$i \geq 0$	$V_{C_2} \geq V_{C_3}$	C
		$V_{C_2} < V_{C_3}$	B
	$i < 0$	$V_{C_2} \leq V_{C_3}$	B
		$V_{C_2} > V_{C_3}$	C
2	$i \geq 0$	$V_{C_1} = V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} \leq V_{C_3}$	D
		$V_{C_1} < V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} \leq V_{C_4}$	
		$V_{C_1} > V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_1} \leq V_{C_3}$	E
		$V_{C_1} < V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} > V_{C_4}$	
	$i < 0$	$V_{C_1} = V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} > V_{C_3}$	F
		$V_{C_1} > V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_1} > V_{C_3}$	
		$V_{C_1} = V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} \geq V_{C_3}$	D
		$V_{C_1} < V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} \geq V_{C_4}$	
		$V_{C_1} > V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_1} \geq V_{C_3}$	E
		$V_{C_1} < V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} < V_{C_4}$	
$i \geq 0$	$V_{C_1} = V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_2} < V_{C_3}$	F	
	$V_{C_1} > V_{C_4} \ \&\& \ V_{C_1} < V_{C_3}$		
3	$i \geq 0$	$V_{C_1} \geq V_{C_4}$	H
		$V_{C_1} < V_{C_4}$	G
	$i < 0$	$V_{C_1} \leq V_{C_4}$	H
		$V_{C_1} > V_{C_4}$	G
4	$i \geq 0$	Siempre Conmutan Los	I
	$i < 0$	Mismos Switch	

Se vuelve a recalcar que la columna de la derecha corresponde a los estados de conmutación que están definidos en la Tabla 3.3. Como se balanceo el voltaje se detalla en el Anexo C y el código en el Anexo F.

### 3.4 Simulación

Mediante el software Matlab y su herramienta llamada Simulink se implementa el convertidor NPC de 5 niveles. Se aprovechan las facilidades que permite este programa para implementar el código de balance de voltaje en los condensadores que se presenta en Anexo F.

El sistema implementado en Simulink se puede clasificar como el convertidor NPC, el esquema de balance de voltaje y los métodos de balance de voltaje. El siguiente diagrama es una representación del sistema implementado.

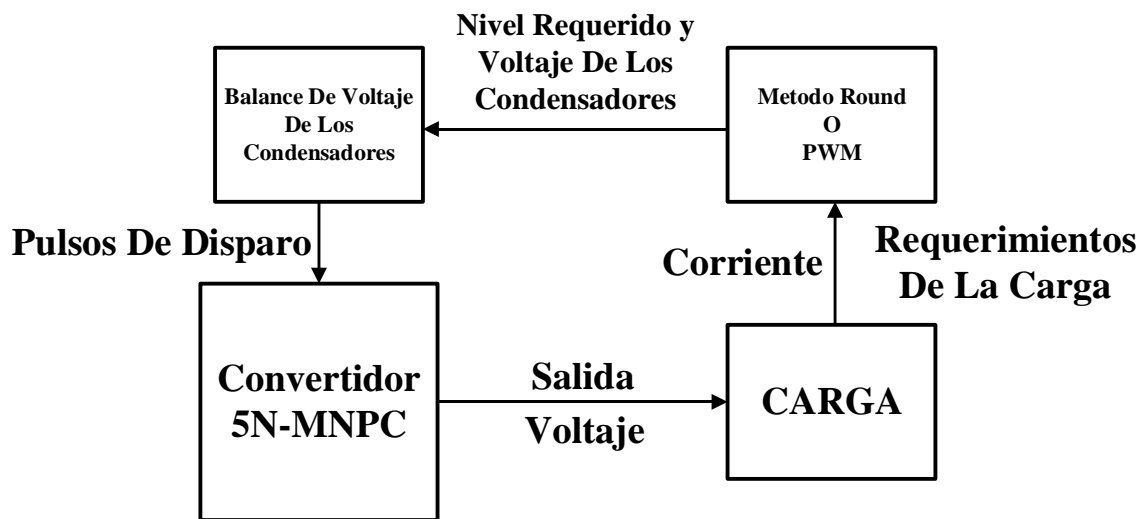


Fig. 3.5 Diagrama del Sistema Implementado

Con respecto a la Fig. 3.5 el sistema implementado no tiene un lazo de control para la carga, solamente se genera el nivel para el voltaje de salida y se controla el voltaje de los condensadores del lazo DC. Para lograr el requerimiento del control de los voltajes en los condensadores es que se hace un análisis en base a los estados de los switches que puedan entregar el nivel requerido, tomando como punto de decisión el equilibrio de los voltajes en los condensadores de acuerdo al sentido de la corriente, una vez seleccionado el estado que permita mantener el equilibrio se entregan los estados correspondientes y estos se van al convertidor para conmutar.

El circuito implementado es el de la Fig. 3.3, donde para aplicar el método de balance de voltaje se miden las corrientes de las fases  $a$ ,  $b$  y  $c$ . Además, por cada fase se mide el voltaje en los condensadores externos por fase, ya que estos valores son los que se someterán a evaluaciones en el código y se determinarán los estados que permitirán balancear los voltajes en los condensadores como se expresa en Anexo C, Balance de Voltaje en los Condensadores. El voltaje de salida del convertidor se mide entre  $A$  y  $0$ .

### 3.4.1 Parámetros Simulación

Para realizar la simulación es que el convertidor se someterá a distintas condiciones tales como la manera en que se obtienen los niveles a través del bloque round y la PWM, la variación del índice de modulación de 0.5 a 1 y finalmente el aumento de la frecuencia de las triangulares a 1 [kHz]. Todos estos parámetros se detallan a continuación. El esquema implementado en Simulink es el siguiente:

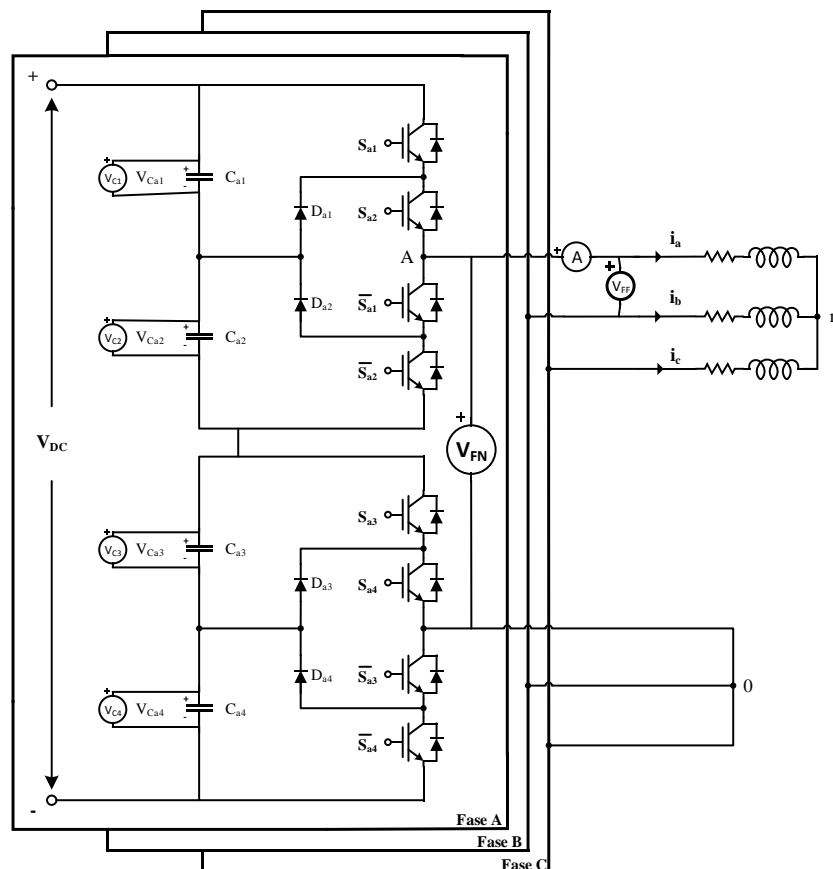


Fig. 3.6 Esquema Convertidor MNPC Implementado en Simulink

### 3.4.1.1 Parámetros Simulación General

Los parámetros de la simulación base implementada son:

**Tabla 3.6 Parámetros Simulación General 5N-MNPC**

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu$ s
Voltaje De La Fuente	600 [V]
Valor Condensador	2200 [ $\mu$ F]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia De Carga	12 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia De Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	50 [Hz]
Frecuencia Triangular	450 [Hz]
Índice de Modulación	1

La carga tiene un efecto de filtro pasabajo que para este caso la frecuencia de corte es de 254.7 [Hz]. Este valor es válido para todas las simulaciones del MNPC donde no exista un cambio en la carga.

### 3.4.1.2 Parámetros Simulación Cambio Índice de Modulación

Se muestran los parámetros de la simulación donde a los 0.05 [s] se produce un aumento del índice de simulación de amplitud de 0.5 a 1.

**Tabla 3.7 Parámetros Simulación Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC**

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu$ s
Voltaje De La Fuente	600 [V]
Valor Condensador	2200 [ $\mu$ F]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia De Carga	12 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia De Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	50 [Hz]
Frecuencia Triangular	450 [Hz]
Índice de Modulación ( $t \leq 0.75$ )	0.5
Índice de Modulación ( $t > 0.75$ )	1

La carga tiene un efecto de filtro pasabajo que para este caso la frecuencia de corte es de 254.7

### 3.4.1.3 *Parámetros Simulación Aumento Frecuencia Portadora*

Se adjuntan los parámetros de la simulación ante un aumento en la frecuencia de la portadora, en primera instancia se simuló con 450 [Hz] y ahora se aumenta a 1 [kHz].

**Tabla 3.8 Parámetros Simulación Aumento Frecuencia Portadora 5N-MNPC**

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu s$
Voltaje De La Fuente	600 [V]
Valor Condensador	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia De Carga	12 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia De Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	50 [Hz]
Frecuencia Triangular	1000 [Hz]
Índice de Modulación	1

La carga tiene un efecto de filtro pasabajo que para este caso la frecuencia de corte es de 254.7

### 3.4.1.4 *Parámetros Simulación Variación Tamaño Condensadores*

Los parámetros que se utilizarán para simular son los de la Tabla 3.6, la variación del tamaño del condensador será con valores iguales al 10%, 30%, 50%, 70% y 90% del valor nominal del condensador. Los valores del tamaño del condensador serán:

**Tabla 3.9 Parámetros Porcentaje Valor Nominal Tamaño Del Condensador 5N-MNPC**

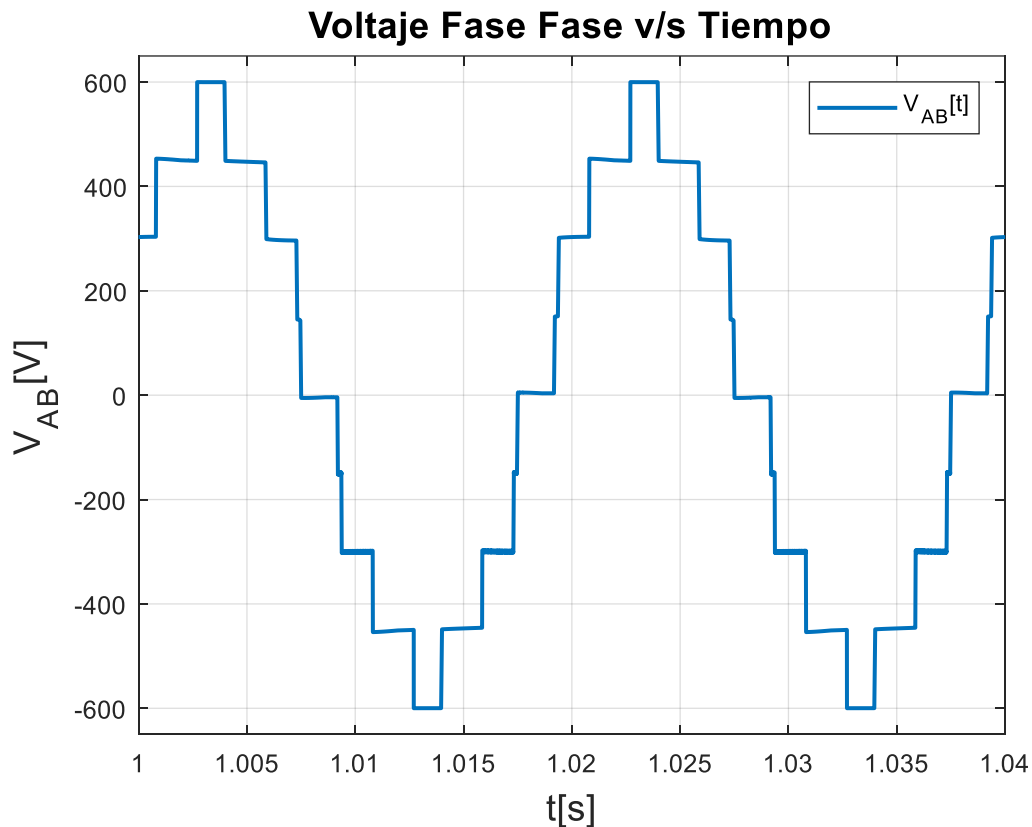
<b>Porcentaje Del Valor Nominal</b>	<b>Valor Condensador [<math>\mu F</math>]</b>
10 %	220
30 %	660
50 %	110
70 %	1540
90 %	1980

### 3.4.2 Resultados Simulación Utilizando Round

Se presentan los resultados de la simulación implementada a través de Simulink, los parámetros utilizados son los de la Tabla 3.6, se analizarán los voltajes entre fases, el voltaje entre fase y neutro, la corriente que entrega el convertidor y finalmente el voltaje en los condensadores.

- Voltaje Entre Fases

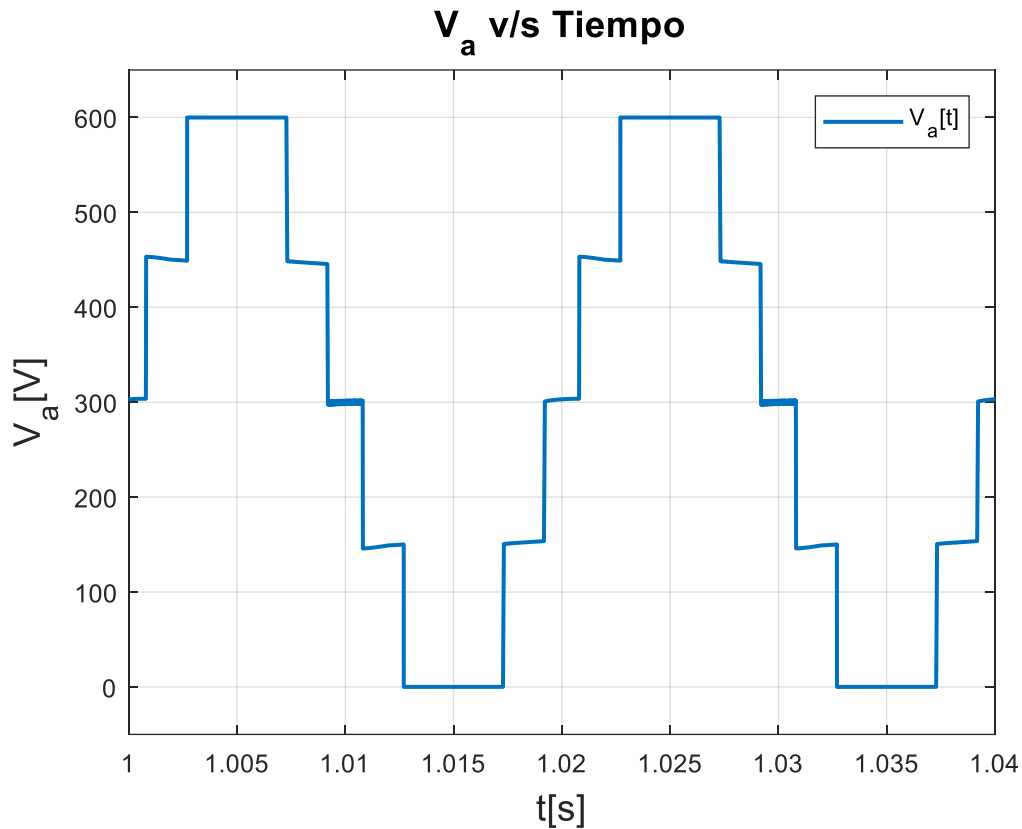
Se muestra el voltaje entre la fase *a* y *b* del convertidor.



**Fig. 3.7 Voltaje Entre Fase *a* y *b* 5N-MNPC Método Round**

Se desprende como primer comentario que el voltaje oscila entre 600 [V] y -600 [V], en el tiempo graficado se muestran 2 ciclos, lo que corresponde a una frecuencia de 50 [Hz] que es lo que se busca. Los niveles observables de la Fig. 3.7 corresponden a 9, lo cual es esperable ya que cumple con la ecuación de  $2 \cdot n - 1$ , donde  $n$  toma un valor igual a 5 que corresponde a los niveles de salida del convertidor entre fase y neutro. El THD del voltaje es de 16.09%.

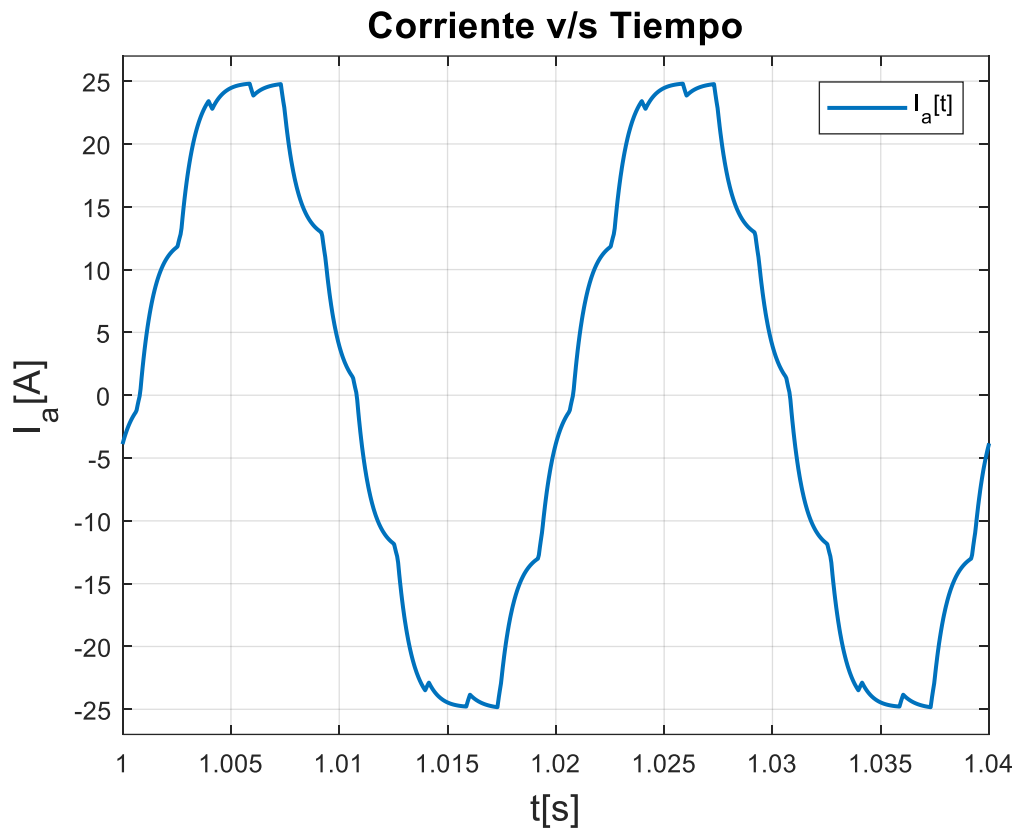
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 3.8 Voltaje Fase  $a$  5N-MNPC Método Round**

Se desprende al observar la Fig. 3.8 que el voltaje de la fase  $a$  presenta 5 niveles, lo cual es esperable debido a que el convertidor NPC es de 5 niveles, el número de ciclos en el tiempo graficado es de 2 y al realizar el cálculo se desprende que la frecuencia es de 50 [Hz], misma frecuencia que se quiere obtener a través de la señal de referencia.

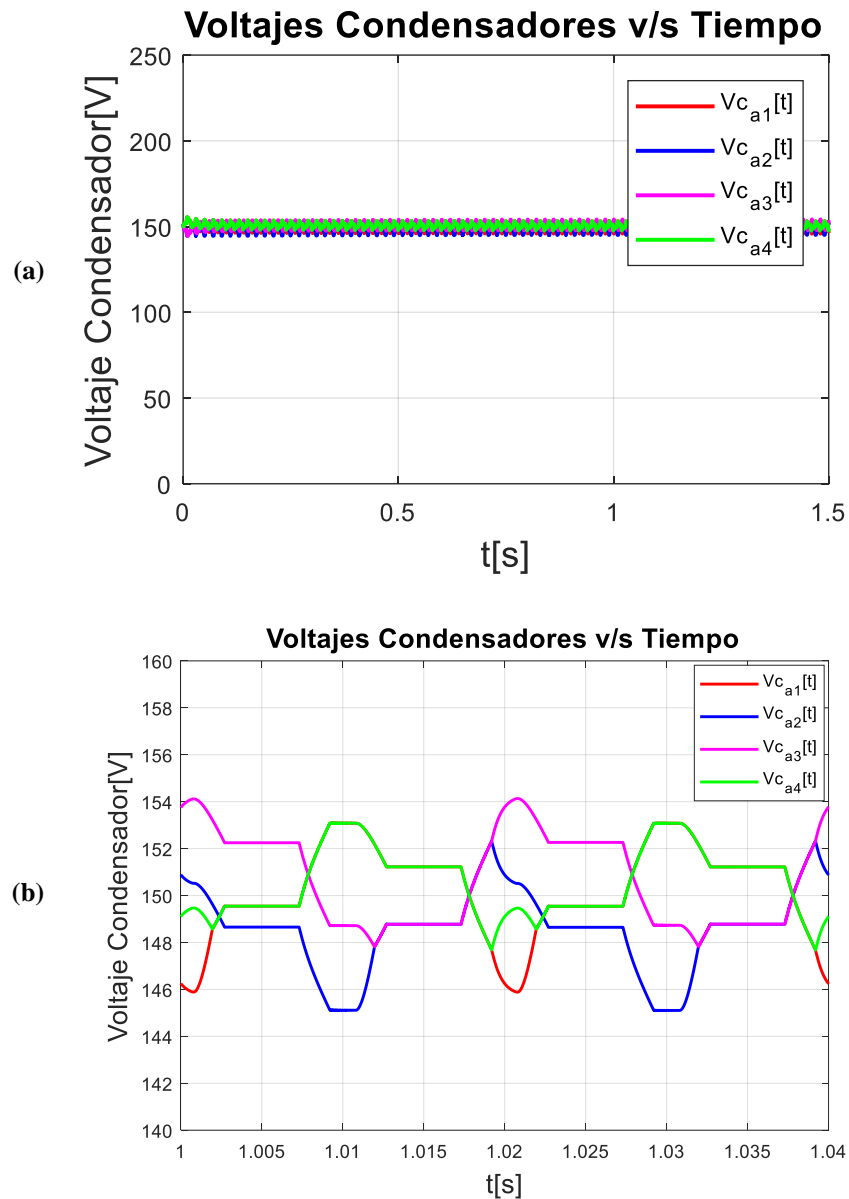
- Corriente del Convertidor



**Fig. 3.9 Corriente de Fase  $a$  5N-MNPC Método Round**

La corriente de la fase  $a$  oscila entre -25 [A] y 25 [A], la señal observada tiene un THD aproximado de 6.7 % y una frecuencia de 50 [Hz]

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 3.10 Voltaje en los Condensadores 5N-MNPC Método Round**

(a) Voltaje en los condensadores en el tiempo (b) Zoom voltaje en los condensadores, 2 ciclos.

Como se puede desprender de la Fig. 3.10 (a) el voltaje de los condensadores se mantiene constante en el tiempo, lo cual indica que el método de control de desbalance es efectivo, de la Fig. 3.10 (b) se observa que se descargan y cargan con un ripple muy pequeño, el valor máximo que alcanza un condensador es de 154.1 [V] y el mínimo es de 145.1 [V]. La siguiente tabla resume los ripple por condensador.

**Tabla 3.10 Ripple Condensadores Método Round 5N-MNPC**

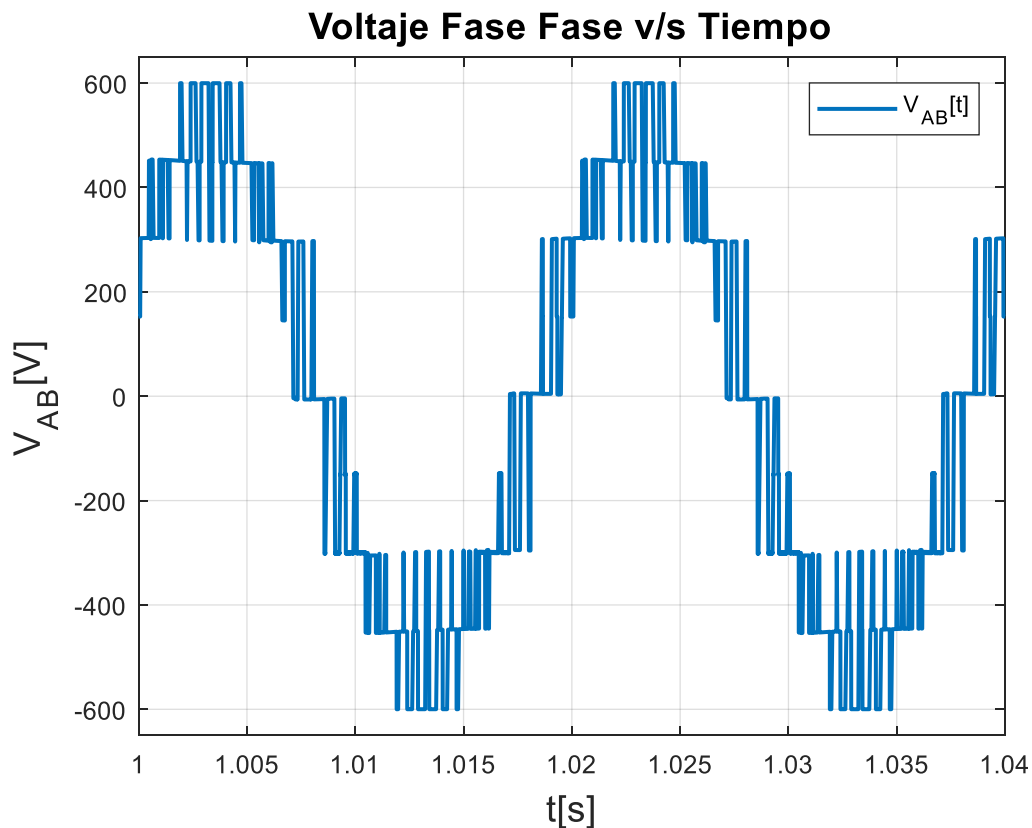
Condensador	$V_{C_{max}}$ [V]	$V_{C_{min}}$ [V]	Ripple
$V_{C_1}$	153.1	145.9	4.8 %
$V_{C_2}$	152.3	145.1	4.8 %
$V_{C_3}$	154.1	147.8	4.2 %
$V_{C_4}$	153.1	148.6	3.0 %

Como se puede inferir, el ripple máximo es de 4.8%, por lo tanto, el método utilizado para controlar el desbalance del voltaje en los condensadores cumple el objetivo.

### 3.4.3 Resultados Simulación Utilizando PWM

Los parámetros utilizados para esta simulación son los de la Tabla 3.6.

- Voltaje Entre Fases

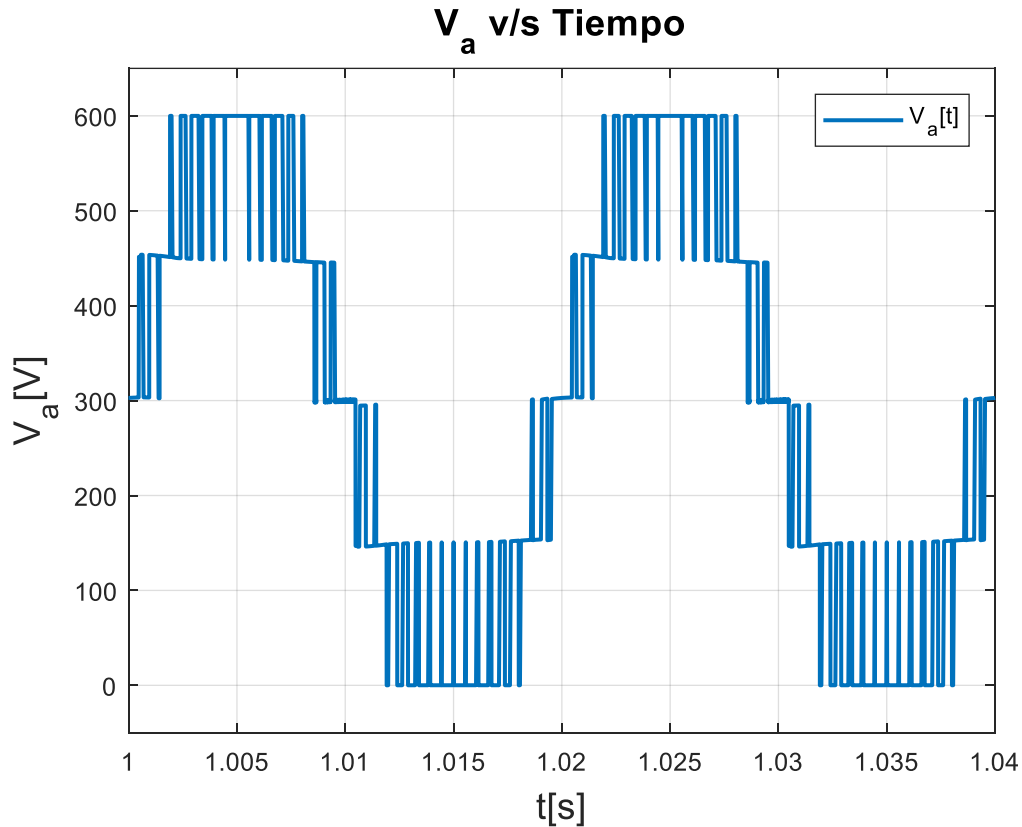


**Fig. 3.11 Voltaje Entre Fase  $a$  y  $b$  5N-MNPC Método PWM**

Los niveles que se observan de voltaje son 9, los que van desde -600 [V] a 600 [V], la señal tiene dos ciclos en el periodo graficado, por lo tanto, es de 50 [Hz] tal como se espera. Los niveles interactúan una mayor cantidad de veces, ya que se puede observar pulsos más

pequeños en comparación a la Fig. 3.7, esto se debe a que la comparación para un nivel es mucho más rápida mediante la PWM que el método de redondeo. El voltaje entre fases tiene un THD de 25.8%.

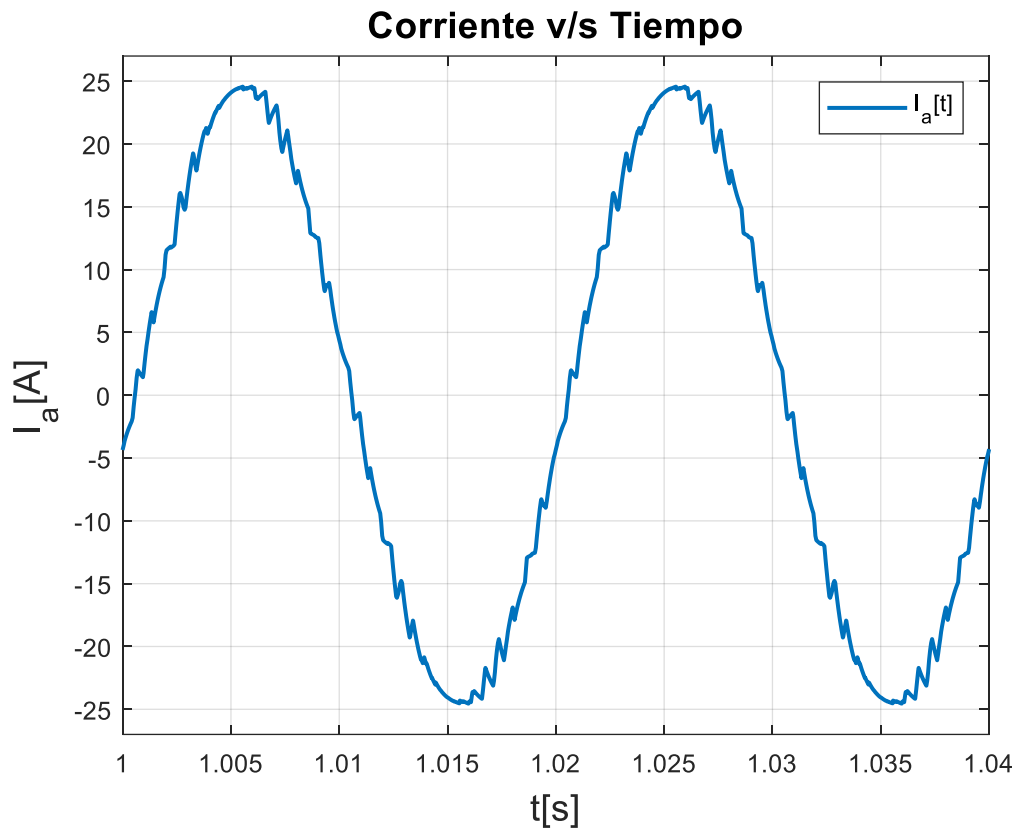
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 3.12 Voltaje Fase  $a$  5N-MNPC Método PWM**

El número de niveles observables es de 5, con un voltaje que varía entre 0 [V] y 600 [V], lo que es esperable ya que ese es el valor máximo que puede alcanzar. En comparación a la Fig. 3.8 los niveles se utilizan una mayor cantidad de veces efecto de la PWM, lo que se debería reflejar en una disminución del THD de la corriente, ya que una mayor conmutación desplaza los armónicos de voltaje a mayor frecuencia, lo que implica que son más fáciles de filtrar y por ende se obtiene una corriente sinusoidal con un menor THD.

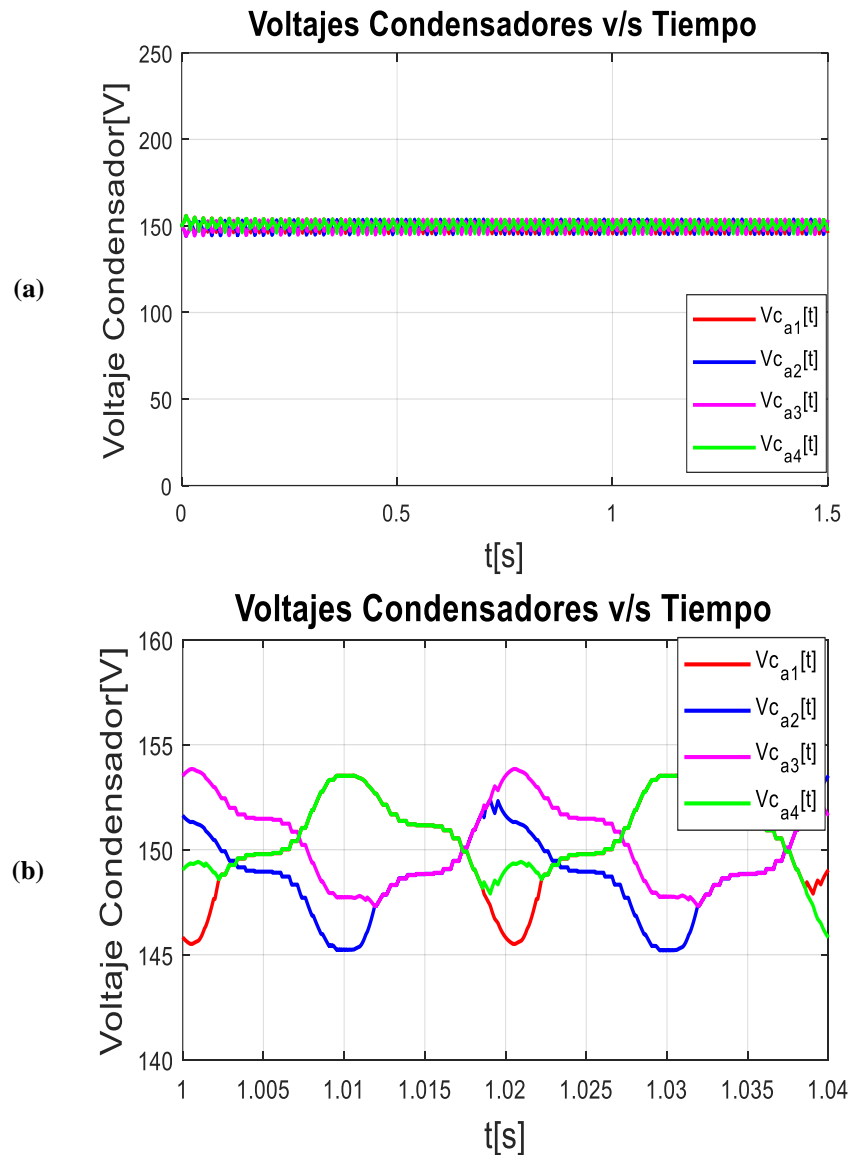
- Corriente del Convertidor



**Fig. 3.13 Corriente de Fase  $a$  5N-MNPC Método PWM**

La corriente de la fase  $a$  oscila entre  $-24.57$  [A] y  $24.57$  [A], la señal observada tiene un THD aproximado de 3.1 % y una frecuencia de 50 [Hz].

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 3.14 Voltaje en los Condensadores 5N-MNPC Método PWM**

(a) Voltaje en los condensadores en el tiempo (b) Zoom voltaje en los condensadores, 2 ciclos.

Se observa de la Fig. 3.14 (a) que el voltaje se mantiene constante en el tiempo, mientras que de la Fig. 3.14 (b) se puede destacar que el ripple no es mayor a 10 [V], los voltajes se mantienen entre 145 [V] y 155 [V]. A continuación, se presenta una tabla con los ripple de los condensadores.

**Tabla 3.11 Ripple Condensadores Método PWM 450 [Hz] 5N-MNPC**

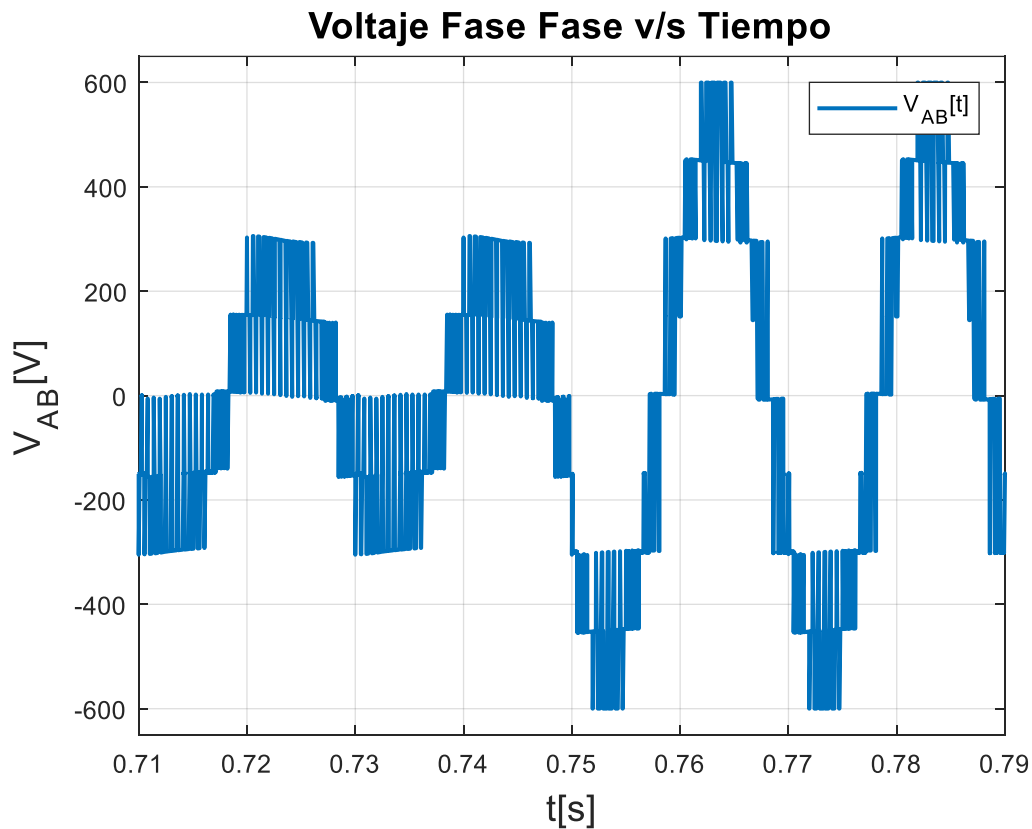
Condensador	$V_{C_{max}}$ [V]	$V_{C_{min}}$ [V]	Ripple
$V_{C_1}$	153.5	145.5	5.3 %
$V_{C_2}$	152.4	145.2	4.8 %
$V_{C_3}$	153.8	145.2	5.7 %
$V_{C_4}$	153.5	145.5	5.3 %

Al comparar la Tabla 3.10 y Tabla 3.11 se desprende que el ripple de los condensadores aumento un poco para el método de la PWM, esto no se esperaba, pero se debe destacar que se mejoró el THD de la corriente pasando de un valor de 6.66% a 3.13%.

### 3.4.4 Resultados Cambio Índice de Modulación de Amplitud de 0.5 a 1

Los parámetros utilizados para esta simulación son los de la Tabla 3.7.

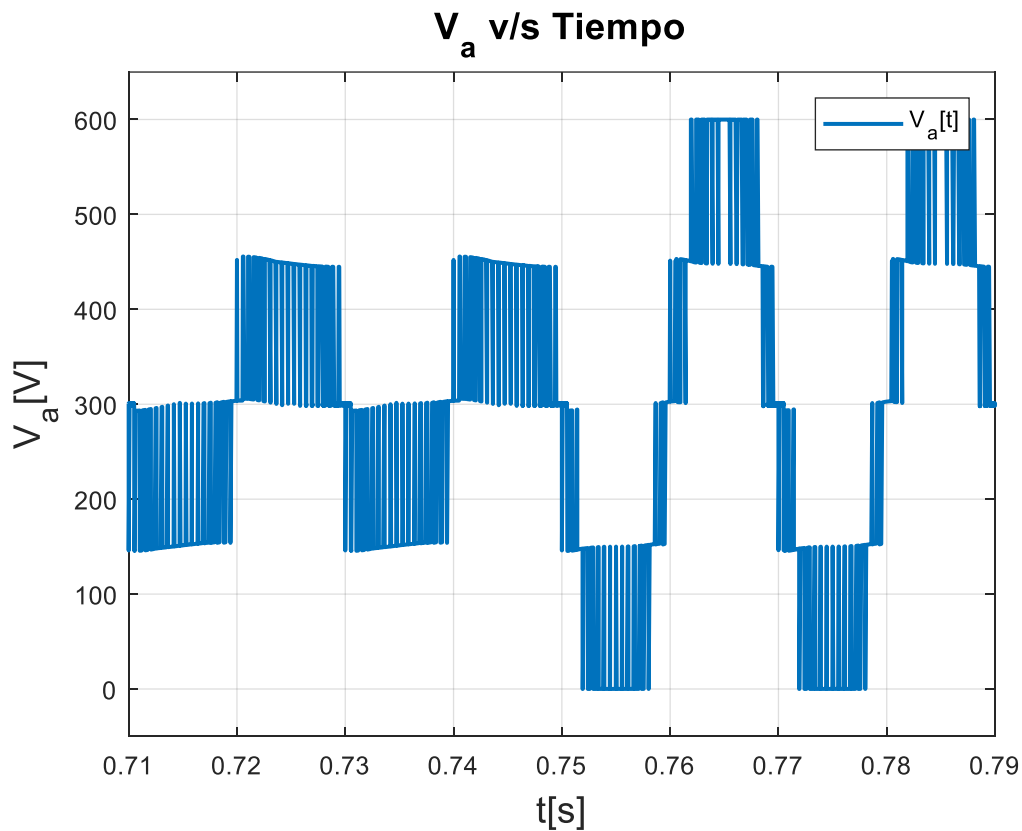
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 3.15 Voltaje Entre Fase a y b ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC**

El cambio en el índice de modulación se produce a los 0.75 [s], la señal sigue manteniendo su frecuencia en 50 [Hz], en el voltaje entre fase  $a$  y  $b$  se observa que, al aumentar el índice de modulación, aumenta el valor del voltaje entre fases y es posible observar los 9 niveles. El voltaje antes del cambio tiene un THD de 39.3 % y luego al aumentar  $m_a$  el THD del voltaje entre fases es de 25.8%, aumenta la componente fundamental y por ende mejora el THD de la señal.

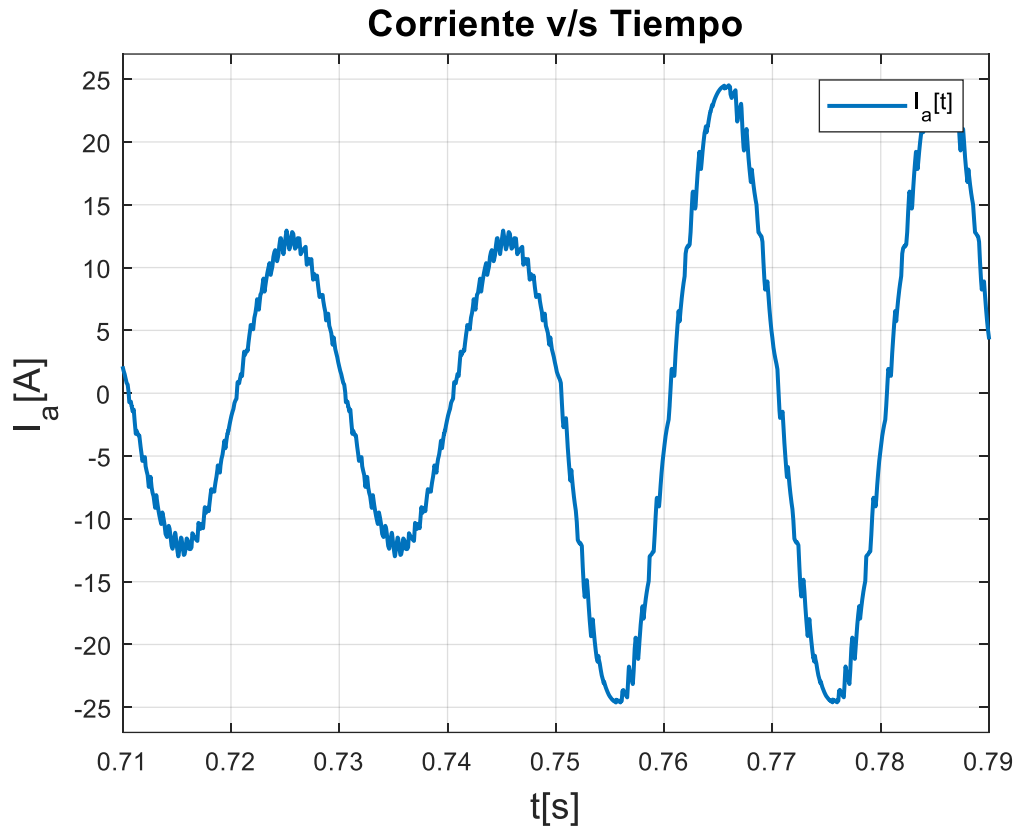
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 3.16 Voltaje Fase  $a$  ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC**

Se observa de la Fig. 3.16 que el voltaje a la salida aumenta al aumentar el índice de modulación, antes del cambio de  $m_a$  los niveles de voltaje que se observan son el 1, 2 y 3, mientras que posterior al cambio se observan los 5 niveles, ya que el convertidor debe entregar más corriente y por ende debe aumentar el voltaje que está entregando, pasando a ser necesario los 5 niveles de voltaje.

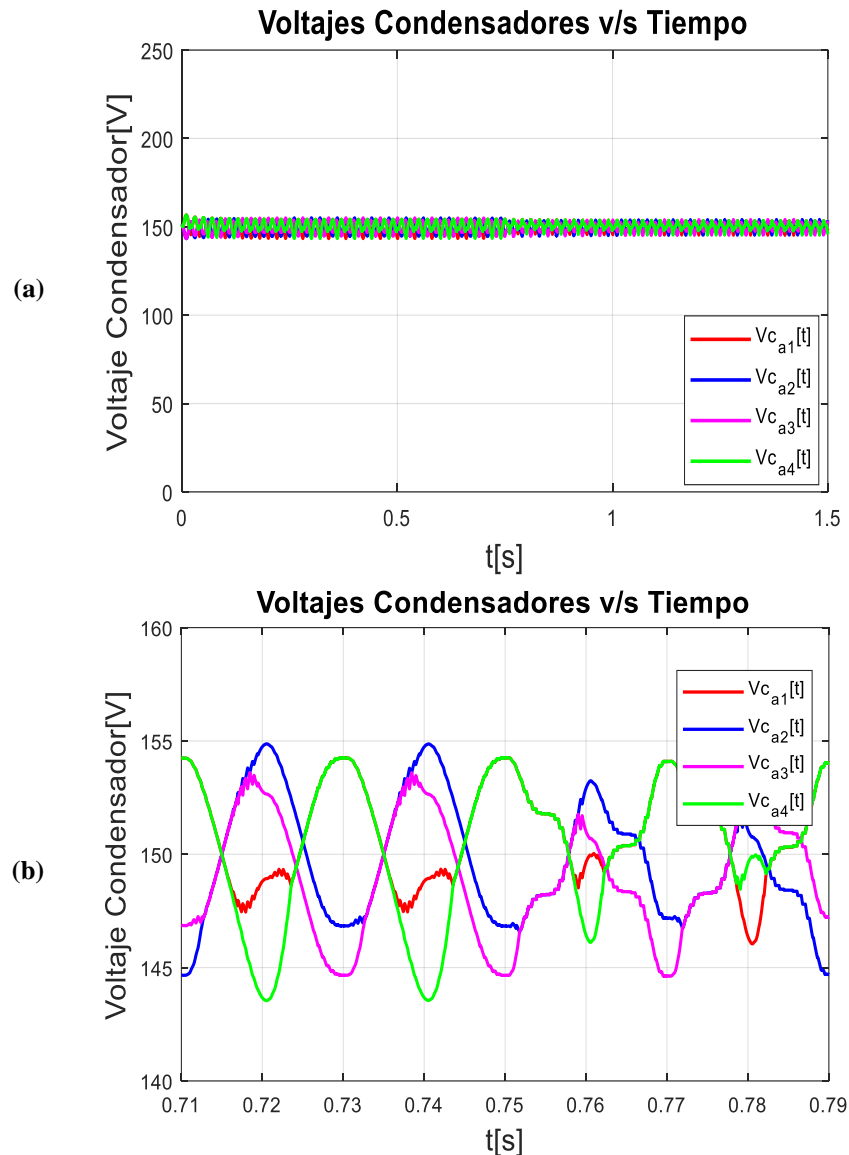
- Corriente del Convertidor



**Fig. 3.17 Corriente de Fase  $a$  ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC**

La corriente antes del cambio del índice de modulación de amplitud oscila entre el valor de  $-12.57$  [A] y  $12.57$  [A], luego al aumentar esta pasa desde esos valores a  $-24.57$  [A] y  $24.57$  [A], manteniendo su frecuencia en  $50$  [Hz], lo cual es esperable ya que no se afecta ese parámetro del convertidor. El aumento en la amplitud de la corriente va directamente relacionado con el aumento del voltaje de la Fig. 3.16 y con el aumento del índice de modulación. La corriente antes del cambio tiene un THD de  $4.07$  % y luego al aumentar  $m_a$  el THD de la corriente es de  $3.13$  %.

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 3.18 Voltaje en los Condensadores ante Cambio Índice de Modulación 5N-MNPC**

(a) Voltaje en los condensadores en el tiempo (b) Zoom voltaje en los condensadores, 2 ciclos.

Se puede ver de la Fig. 3.18 (a) que a pesar del cambio en el índice de modulación el voltaje en los condensadores se mantiene estable antes y después de ocurrido el cambio, pero con la diferencia que luego de ocurrido el cambio el ripple disminuye en los condensadores, esto es notorio en el voltaje del condensador 3 al observar la Fig. 3.18 (b).

**Tabla 3.12 Ripple Condensadores Índice de Modulación igual a 0.5 del 5N-MNPC**

<b>Condensador</b>	<b><math>V_{c_{max}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{c_{min}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	152.4	143.5	5.9 %
$V_{C_2}$	154.9	144.7	6.8 %
$V_{C_3}$	154.9	144.7	6.8 %
$V_{C_4}$	154.2	143.5	7.1 %

**Tabla 3.13 Ripple Condensadores Índice de Modulación igual a 1 del 5N-MNPC**

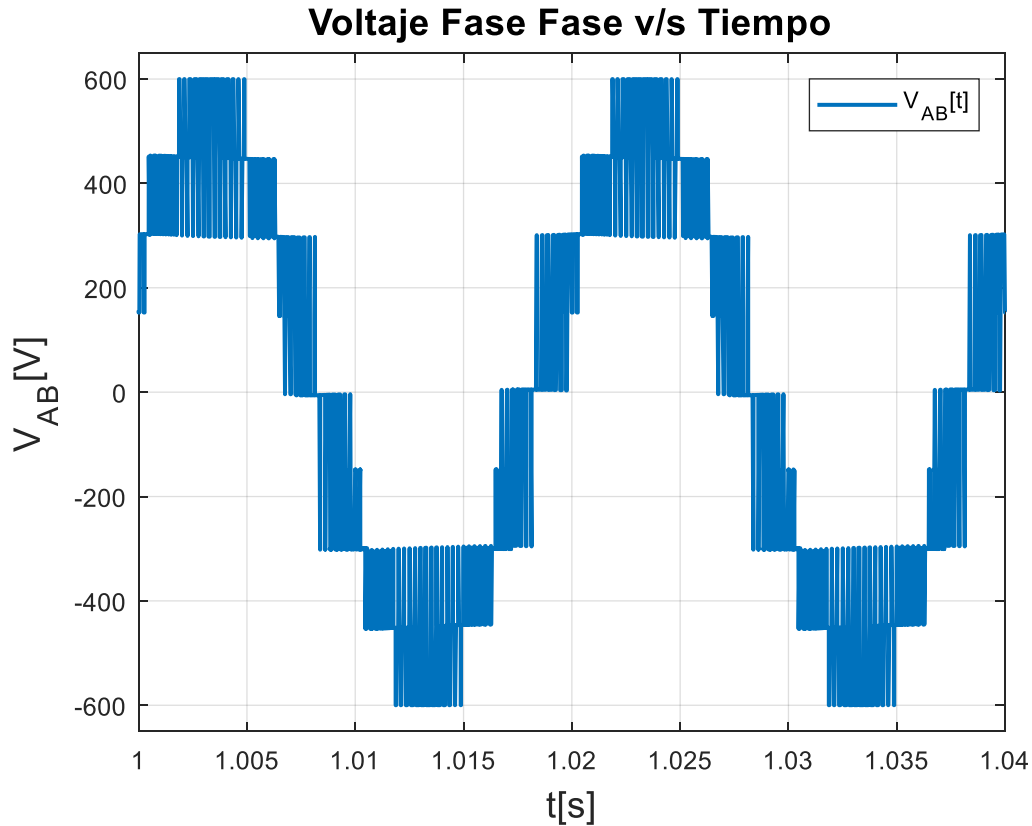
<b>Condensador</b>	<b><math>V_{c_{max}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{c_{min}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	153.9	145.8	5.4 %
$V_{C_2}$	153.4	144.8	5.7 %
$V_{C_3}$	153.4	144.9	5.7 %
$V_{C_4}$	153.9	145.9	5.3 %

Tal como se comentó, al comparar las Tabla 3.12 y Tabla 3.13 se confirma que la variación del índice de modulación de amplitud tuvo efecto en una disminución del ripple de los condensadores, esto se debe a que como el convertidor comienza a entregar más voltaje y corriente para a utilizar todos sus niveles (observable en la Fig. 3.16 y Fig. 3.17), lo que conlleva a que se utilicen más estados de conmutación y por ende la carga de los condensadores sea más dinámica desde el punto de vista que hay mayores alternativas.

### 3.4.5 Resultados Aumento de Frecuencia de la Portadora

Los parámetros utilizados para esta simulación son los de la Tabla 3.8.

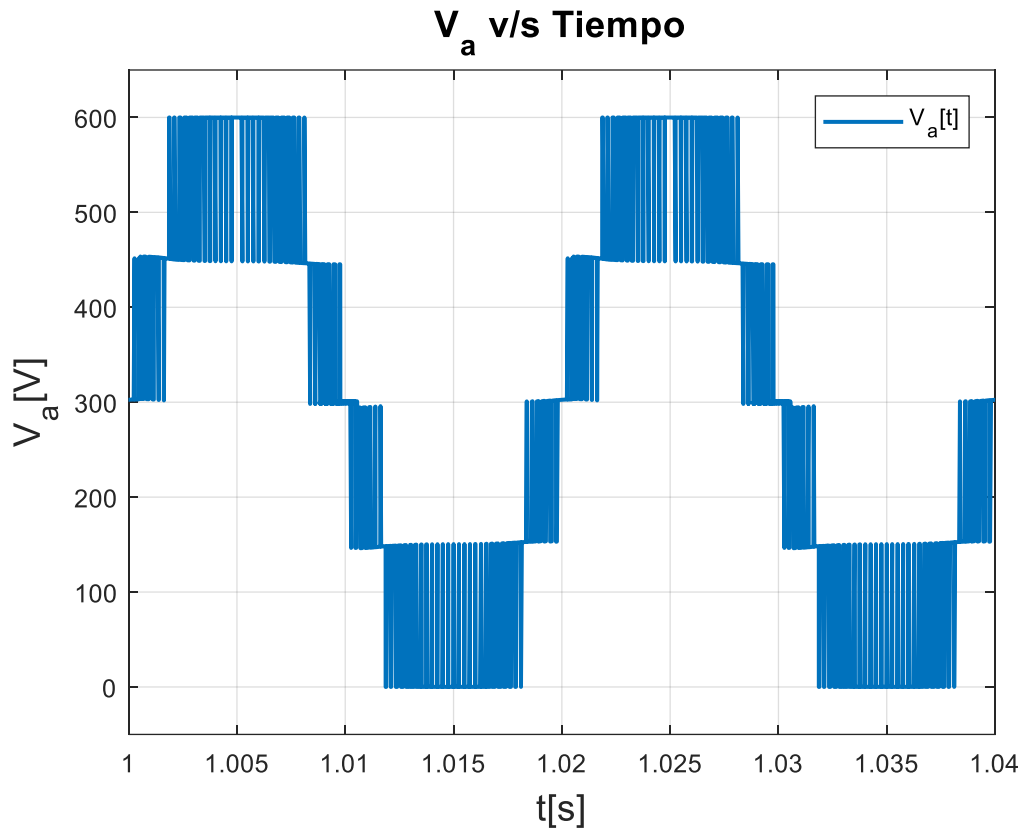
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 3.19 Voltaje Entre Fase  $a$  y  $b$  Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC**

Se observan 9 niveles en el voltaje línea a línea en la Fig. 3.19, el aumento en la frecuencia se refleja en que los niveles aparecen una mayor cantidad de veces en la onda, por lo tanto se comienza a apreciar una mancha de color azul en cada conmutación de nivel producto del aumento de la frecuencia de la triangular, la señal tiene una frecuencia de 50 [Hz]. El voltaje tiene un THD de 25.61%.

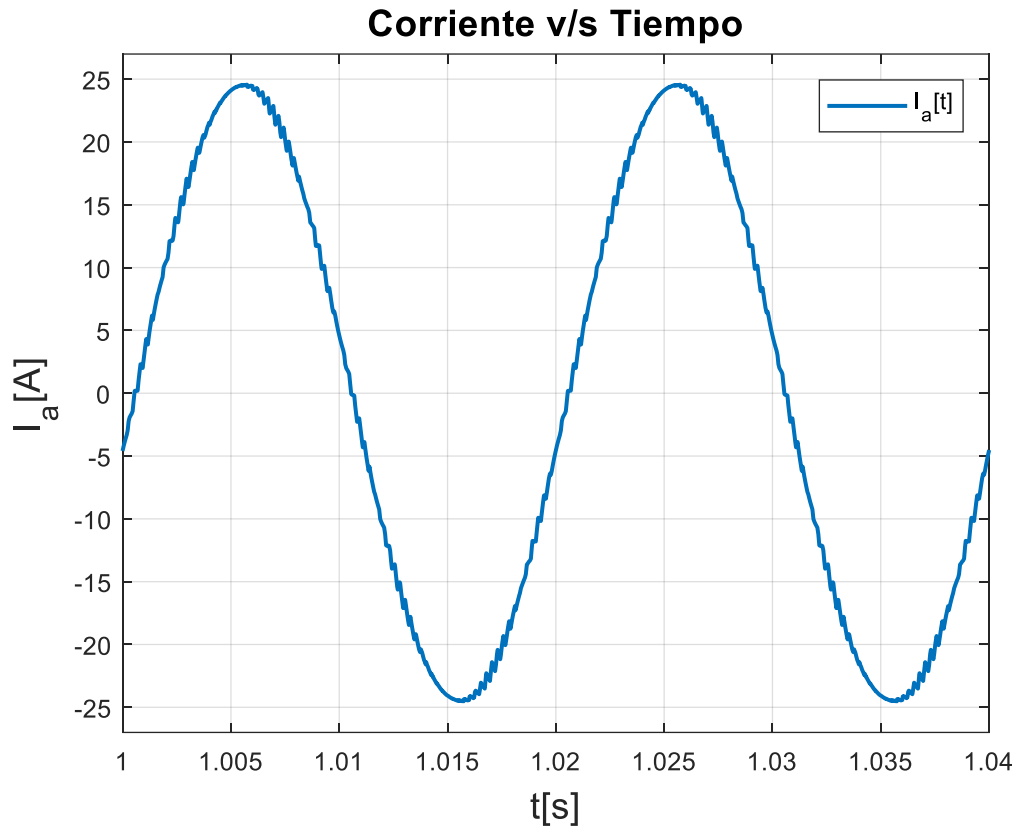
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 3.20 Voltaje Fase  $a$  Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC**

En la señal observada de la Fig. 3.20 se distinguen los 5 niveles claramente, lo cual es esperable, ya que es el voltaje fase neutro, la frecuencia que tiene esta señal es de 50 [Hz] y el aumento de la frecuencia de la triangular también se refleja en que la señal conmuta más veces por cada nivel, lo cual se debería ver reflejado en una mejor forma de onda para la corriente.

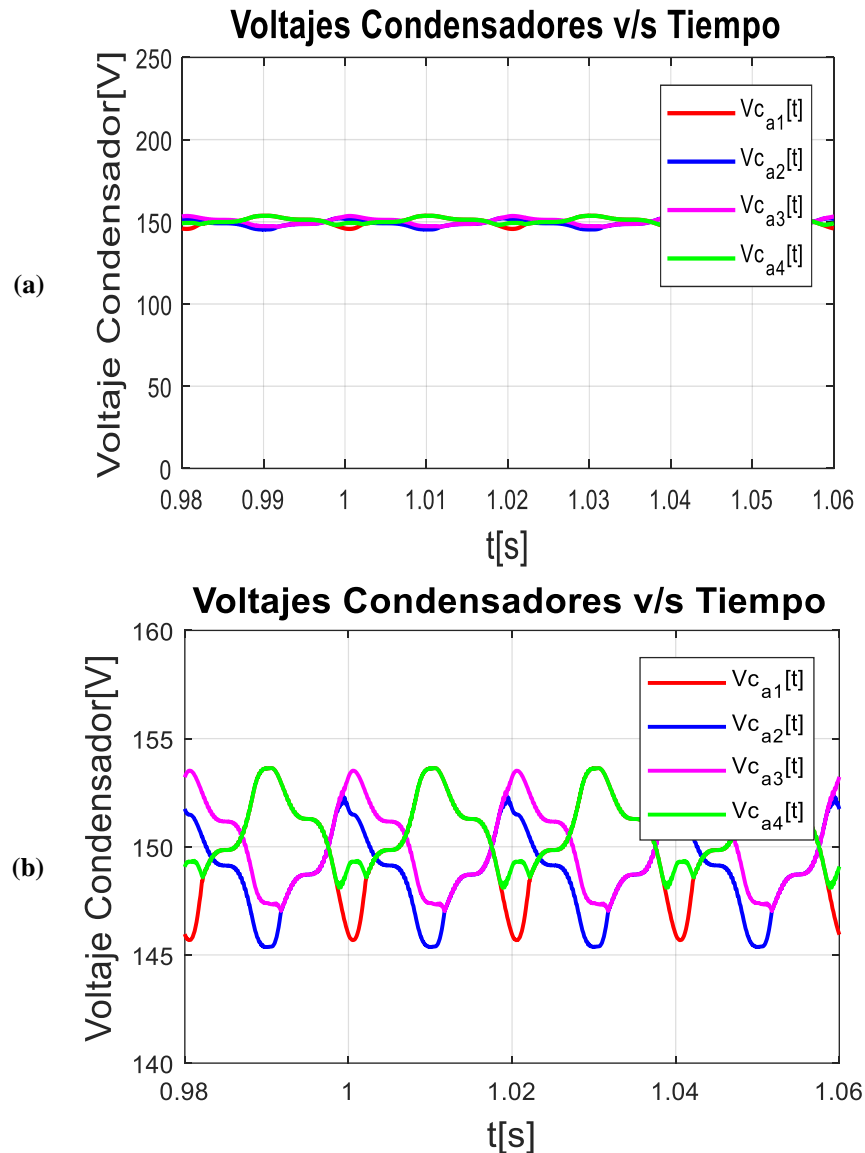
- Corriente del Convertidor



**Fig. 3.21 Corriente de Fase  $a$  Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC**

La corriente de la fase  $a$  oscila entre -24.57 [A] y 24.57 [A], la señal observada tiene un THD aproximado de 1.4 % y una frecuencia de 50 [Hz], el aumento en la frecuencia de conmutación se refleja en una mejor calidad de la onda de corriente, lo cual es siempre deseable, pero mientras se gana calidad de onda, se aumenta las pérdidas por conmutación de los switches.

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 3.22 Voltaje en los Condensadores Aumento Frecuencia en la Portadora 5N-MNPC**

(a) Voltaje en los condensadores en el tiempo (b) Zoom voltaje en los condensadores, 2 ciclos.

El voltaje en los condensadores se mantiene constante en el tiempo según se observa de la Fig. 3.22 (a), mientras que desde la Fig. 3.22 (b) se observa el rizado que tienen estos en el tiempo, los cuales en los dos ciclos que se presentan es el mismo, la siguiente tabla resume estos a través del voltaje máximo y mínimo para obtener el rizado respectivamente.

**Tabla 3.14 Ripple Condensadores Método PWM 1 [kHz] 5N-MNPC**

<b>Condensador</b>	<b><math>V_{c_{max}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{c_{min}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	153.6	145.7	5.3 %
$V_{C_2}$	152.4	145.4	4.7 %
$V_{C_3}$	153.5	147.0	4.3 %
$V_{C_4}$	153.6	148.1	3.7 %

Al comparar los datos de la Tabla 3.11 Ripple Condensadores Método PWM 450 [Hz] y Tabla 3.14 Ripple Condensadores Método PWM 1 [kHz] se observa una disminución entre los ripple de los condensadores, lo cual es esperable ya que esto es efecto del aumento de la frecuencia de la señal portadora.

### 3.4.6 Resultados Variación Tamaño de los Condensadores

Se presentan los resultados de la variación de los tamaños de los condensadores mediante una tabla resumen, los resultados para el caso del tamaño al 100% son los del inciso 3.4.3. Los parámetros utilizados para esta simulación son los de la Tabla 3.9, para calcular el ripple se hizo como se especifica en Anexo A.

Tabla 3.15 Resultados Porcentaje Valor Nominal Tamaño de los Condensadores 5N-MNPC

Porcentaje Del Valor Nominal	Valor Condensador [ $\mu\text{F}$ ]	Condensador	$V_{c_{max}}$ [V]	$V_{c_{min}}$ [V]	Ripple	$THD_I$
10 %	220	$V_{C_1}$	185.4	106.3	52.7 %	3.68 %
		$V_{C_2}$	187.9	104.7	55.5 %	
		$V_{C_3}$	187.9	104.7	55.5 %	
		$V_{C_4}$	185.4	106.4	52.7 %	
30 %	660	$V_{C_1}$	161.8	135.2	17.7 %	3.15 %
		$V_{C_2}$	162.7	134.3	18.9 %	
		$V_{C_3}$	162.8	134.4	18.9 %	
		$V_{C_4}$	161.7	135.1	17.7 %	
50 %	1100	$V_{C_1}$	157	141	10.7 %	3.13 %
		$V_{C_2}$	157.7	140.5	11.5 %	
		$V_{C_3}$	157.7	140.5	11.5 %	
		$V_{C_4}$	157	141	10.7 %	
70 %	1540	$V_{C_1}$	155	143.6	7.6 %	3.13 %
		$V_{C_2}$	155.5	143.2	8.2 %	
		$V_{C_3}$	155.5	143.2	8.2 %	
		$V_{C_4}$	155	143.6	7.6 %	
90 %	1980	$V_{C_1}$	153.9	145	5.9 %	3.13 %
		$V_{C_2}$	154.3	144.7	6.4 %	
		$V_{C_3}$	154.3	144.7	6.4 %	
		$V_{C_4}$	153.9	145	5.9 %	

Tal como ha ocurrido en los convertidores anteriores donde también se ha variado el tamaño de los condensadores esto se ha manifestado en el THD de corriente y en el ripple, ya que a menor valor de capacitancia mucho mayor es el ripple.

### 3.4.7 Tabla Comparación Round y PWM

La tabla que se presenta tiene por finalidad resumir y comparar el tipo de modulación que se utiliza para balancear los condensadores y hacer la comparación con respecto al rizado máximo que se obtuvo en alguno de los 4 condensadores.

**Tabla 3.16 Comparación Métodos Balance de Voltaje en los Condensadores 5N-MNPC**

<b>Tipo Modulación</b>	<b>Frecuencia PWM</b>	<b>Índice De Modulación</b>	<b>Máximo Ripple Condensador</b>	<b><math>THD_I</math></b>
Round	-	1.0	4.8 %	6.7 %
PWM	450 [Hz]	1.0	5.7 %	3.1 %
PWM	1000 [Hz]	1.0	5.3 %	1.4 %

Se muestra en la Tabla 3.16 que la que presentó un rizado menor en el voltaje en los condensadores de los métodos utilizados es el método del redondeo, pero este tiene una distorsión armónica más alta que las PWM a distinta frecuencia. La que mejor característica de THD de corriente presento es la PWM a 1 [kHz], esto disminuye el THD de corriente desde un valor de 3.1% a 1.4%. Comparando el rizado de las PWM, la que mejor característica tuvo evidentemente es la de mayor frecuencia, pero es aproximadamente un 0.5% mejor, lo cual tampoco es sorprendentemente superior, ya que, si se gana en THD y rizado, se pierde por efecto de la conmutación. El rizado se podría disminuir mediante el aumento del tamaño de los condensadores y de esta manera utilizar la PWM a 450 [Hz].

## 4. Convertidor Modular Flying Capacitor de 5 Niveles

El análisis del convertidor 5N-MNPC da cuenta de una estructura modular que podría ser ampliada para ser utilizada en alguna otra topología multinivel. Dentro de los objetivos de la memoria se planteó encontrar alguna nueva topología que cumpliera con tener menor cantidad de elementos, es por eso que mediante el análisis de la topología 5N-MNPC se abre el camino para probar con una nueva topología en base a esta última con el nombre 5N-MFC (Modular Flying Capacitor de 5 niveles). La topología constructiva del Flying Capacitor modular sería:

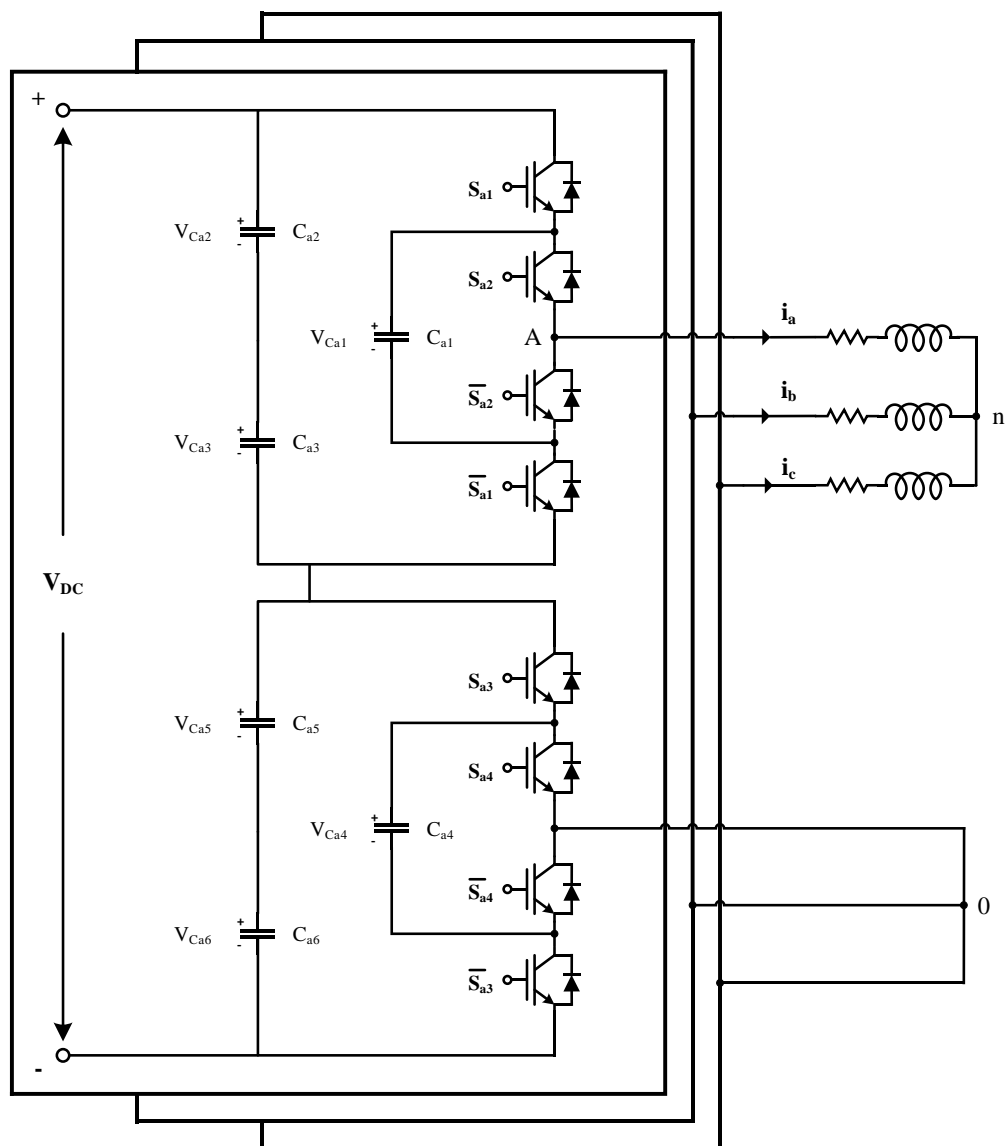


Fig. 4.1 Convertidor 5N-MFC

Como es la tónica del Flying Capacitor, el condensador interior está sometido a la mitad del voltaje del exterior, en este caso los más externos están sometidos a  $\frac{V_{DC}}{2}$  y los interiores a  $\frac{V_{DC}}{4}$ . El número de elementos que utilizara esta topología propuesta se resume en la tabla que se muestra más abajo que es una actualización de la Tabla 3.1 presentada en la sección 3.3 presentada anteriormente.

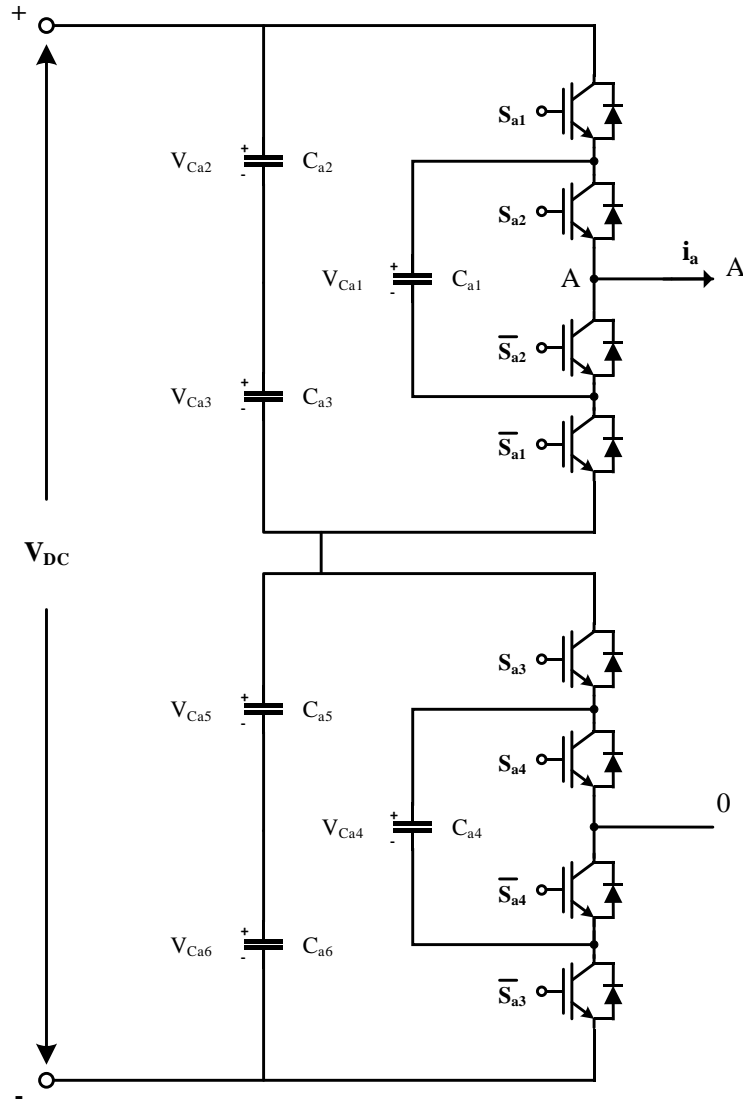
**Tabla 4.1 Comparación Número de Elementos del Convertidor con 5N-MFC**

<b>Topología</b>	<b>Número de Switch</b>	<b>Número de Diodos</b>	<b>Condensadores Flotantes</b>
5N-NPC	24	36	-
5N-ANPC	36	-	3
5N-MNPC	24	12	-
FC5N	24	-	18
5N-MFC	24	-	6

Queda expuesto al observar la Tabla 4.1 que la estructura 5N-MFC utiliza una menor cantidad de elementos que la clásica estructura del FC, ya que la estructura presentada tiene una menor cantidad de condensadores flotantes, por lo tanto, se superpone a la típica. En cuanto al número de elementos su competencia sería el 5N-MNPC, ya que tienen la misma cantidad de switches, pero se diferencian en que el NPC presenta diodos de enclavamiento y el FC no, pero si tiene condensadores flotantes. En base a esto es que se analizara esta nueva topología a fin de compararla y obtener resultados para ver si es que alguna topología se superpone a la otra, con sus respectivas ventajas y desventajas.

## **4.1 Análisis Estados de Conmutación**

Al igual que el 5N-MNPC la cantidad de switches es 4 con sus conjugados para conmutar y lograr generar la salida correspondiente. El convertidor tiene  $2^n$  estados posibles, donde  $n$  toma el valor de 4 y da como resultado 16 distintas combinaciones que se analizaran en la tabla que se presenta a continuación en base a una fase, que es la fase  $a$ .



**Fig. 4.2 Fase *a* Convertidor 5N-MFC**

Este convertidor para realizar la conmutación utiliza 4 señales de control por fase, en cada fase están presente los switches y sus conjugados. El valor del voltaje en cada condensador es de  $\frac{V_{DC}}{4}$ . Se vuelve a recalcar que para efectos de análisis es que el condensador externo se toma como dos condensadores, ya que de esta forma es más fácil determinar los voltajes a la salida. Se debe notar que los semiconductores más internos, tanto superiores como inferiores son conjugados, para de esta forma evitar un corto circuito en los condensadores.

Tabla 4.2 Estados de Conmutación 5N-MFC

N°	Estados De Conmutación De Los Switch				$V_{salida}$	Condensador Que Actúa	Nivel
	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$			
1	0	0	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	5 y 6	2
2	0	0	0	1	$\frac{V_{DC}}{4}$	4, 5 y 6	1
3	0	0	1	0	$\frac{V_{DC}}{4}$	4	1
4	0	0	1	1	0	-	0
5	0	1	0	0	$\frac{3V_{DC}}{4}$	1, 5 y 6	3
6	0	1	0	1	$\frac{V_{DC}}{2}$	1, 4, 5 y 6	2
7	0	1	1	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	1 y 4	2
8	0	1	1	1	$\frac{V_{DC}}{4}$	1	1
9	1	0	0	0	$\frac{3V_{DC}}{4}$	1, 2, 3, 5 y 6	3
10	1	0	0	1	$\frac{V_{DC}}{2}$	1, 2, 3, 4, 5 y 6	2
11	1	0	1	0	$\frac{V_{DC}}{2}$	1, 2, 3 y 4	2
12	1	0	1	1	$\frac{V_{DC}}{4}$	1, 2 y 3	1
13	1	1	0	0	$V_{DC}$	2, 3, 5 y 6	4
14	1	1	0	1	$\frac{3V_{DC}}{4}$	2, 3, 4, 5 y 6	3
15	1	1	1	0	$\frac{3V_{DC}}{4}$	2, 3 y 4	3
16	1	1	1	1	$\frac{V_{DC}}{2}$	2 y 3	2

Esta topología para Flying Capacitor no presenta estados que no se pueden implementar, ya que la disposición de los semiconductores y sus conjugados permite evitar el cortocircuito en los condensadores.

La siguiente tabla agrupa los estados de los condensadores por nivel, para posteriormente hacer un análisis y tratar de resumir los estados a fin de realizar un código más corto, ya que distintos estados hacen interactuar los mismos condensadores.

Tabla 4.3 Estados de Conmutación y Nivel 5N-MFC

Nivel	Letra	Estados De Conmutación De Los Switch				$V_{salida}$
		$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	
0	A	0	0	1	1	0
1	B	0	0	0	1	$\frac{V_{DC}}{4}$
	C	0	0	1	0	
	D	0	1	1	1	
	E	1	0	1	1	
2	F	0	0	0	0	$\frac{V_{DC}}{2}$
	G	0	1	0	1	
	H	0	1	1	0	
	I	1	0	0	1	
	J	1	0	1	0	
	K	1	1	1	1	
3	L	0	1	0	0	$\frac{3V_{DC}}{4}$
	M	1	0	0	0	
	N	1	1	0	1	
	O	1	1	1	0	
4	P	1	1	0	0	$V_{DC}$

Se desprende de la Tabla 4.3 que debido a que no hay estados que no se puedan implementar aumenta el número de estados redundantes en los niveles intermedios, es por ello que se analizará que condensadores actúan y se pretende resumir esto. El análisis de los condensadores que actúan en el estado analizado se presenta a continuación. La columna letra se tomará como representativa para el estado de conmutación para que la tabla quede más ordenada.

Tabla 4.4 Estados de la Carga de los Condensadores del 5N-MFC

Nivel	Letra	$I_a^+$						$I_a^-$					
		$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_5$	$C_6$
0	A	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1	B	-	-	-	↑	↓	↓	-	-	-	↓	↑	↑
	C	-	-	-	↓	-	-	-	-	-	↑	-	-
	D	↓	-	-	-	-	-	↑	-	-	-	-	-
	E	↑	↓	↓	-	-	-	↓	↑	↑	-	-	-
	F	-	-	-	-	↓	↓	-	-	-	-	↑	↑
2	G	↓	-	-	↑	↓	↓	↑	-	-	↓	↑	↑
	H	↓	-	-	↓	-	-	↑	-	-	↑	-	-
	I	↑	↓	↓	↑	↓	↓	↓	↑	↑	↓	↑	↑
	J	↑	↓	↓	↓	-	-	↓	↑	↑	↑	-	-
	K	-	↓	↓	-	-	-	-	↑	↑	-	-	-
3	L	↓	-	-	-	↓	↓	↑	-	-	-	↑	↑
	M	↑	↓	↓	-	↓	↓	↓	↑	↑	-	↑	↑
	N	-	↓	↓	↑	↓	↓	-	↑	↑	↓	↑	↑
	O	-	↓	↓	↓	-	-	-	↑	↑	↑	-	-
4	P	-	↓	↓	-	↓	↓	-	↑	↑	-	↑	↑

A diferencia del MNPC los condensadores sufren distintos cambios de acuerdo al valor de la corriente, algunos para la corriente positiva se cargan o descargan, mientras que en el MNPC todos los condensadores estaban sometidos al mismo efecto, carga para corriente negativa y descarga para positiva. De igual manera en base a la Tabla 4.4 se puede programar un algoritmo que permita mantener el equilibrio en los voltajes.

Contrario a lo que se esperaba, no hay estados que generen un mismo nivel y trabajen con los mismos condensadores, por lo que esto supone una ventaja al tener un abanico más grande de posibilidades para mantener el voltaje en los condensadores, pero desde el punto de vista de programación demanda un código más extenso para la determinación del estado a elegir y muchas veces esta implementación no es trivial.

## 4.2 Balance de Voltaje en los Condensadores DC

Como se ha mencionado, el condensador exterior para efectos académicos es que se coloca como uno doble, pero para efectos de simulación se toma como un solo condensador que tiene la misma capacitancia que el interno. Por lo tanto, los condensadores de la Fig. 4.2 pasan a unirse y modificar la Tabla 4.4. Modificando la Fig. 4.2 esta queda:

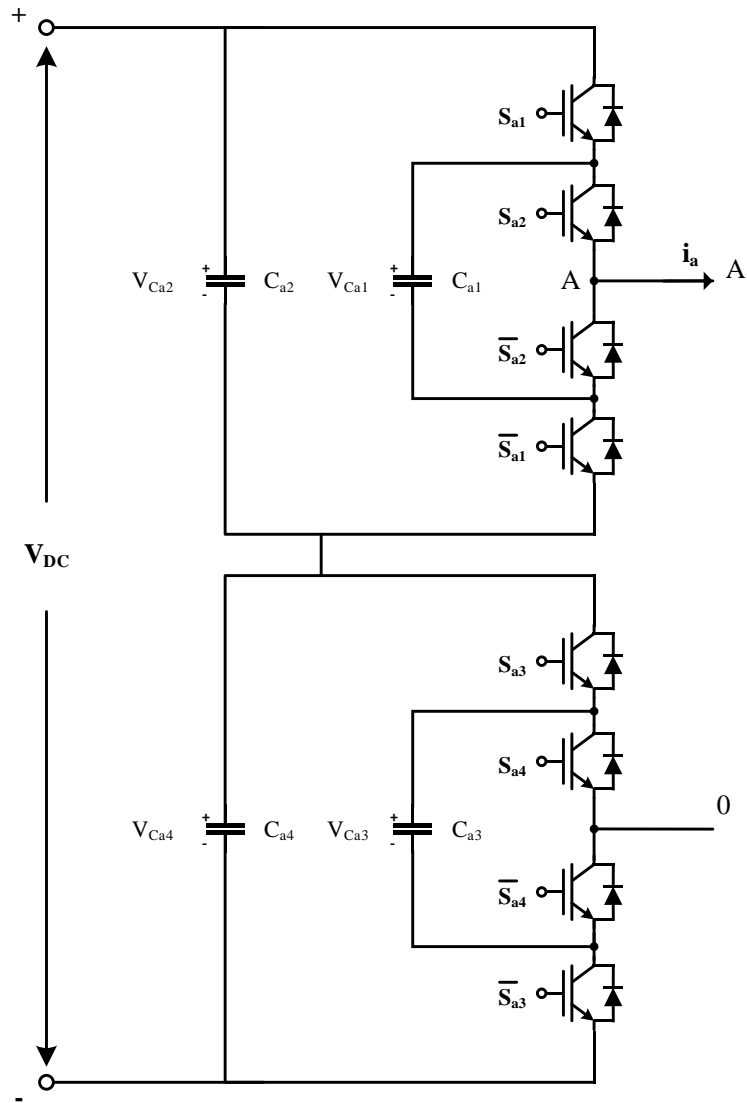


Fig. 4.3 Fase *a* Convertidor 5N-MFC Modificada para Programar Algoritmo

Por lo tanto, la Tabla 4.4 queda como:

**Tabla 4.5 Estados de Carga Condensadores del 5N-MFC para Programar Algoritmo 5N-MFC**

Nivel	Letra	$I_a^+$				$I_a^-$			
		$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$
0	A	-	-	-	-	-	-	-	-
1	B	-	-	↑	↓	-	-	↓	↑
	C	-	-	↓	-	-	-	↑	-
	D	↓	-	-	-	↑	-	-	-
	E	↑	↓	-	-	↓	↑	-	-
	F	-	-	-	↓	-	-	-	↑
2	G	↓	-	↑	↓	↑	-	↓	↑
	H	↓	-	↓	-	↑	-	↑	-
	I	↑	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↑
	J	↑	↓	↓	-	↓	↑	↑	-
	K	-	↓	-	-	-	↑	-	-
3	L	↓	-	-	↓	↑	-	-	↑
	M	↑	↓	-	↓	↓	↑	-	↑
	N	-	↓	↑	↓	-	↑	↓	↑
4	O	-	↓	↓	-	-	↑	↑	-
	P	-	↓	-	↓	-	↑	-	↑

Con este acomodo que se ha planteado, se observa que las comparaciones que se deben realizar son mucho menores a las anteriores, por lo que la base del código estará en la Tabla 4.5. Además, a fin de simplificar el código es que se utilizarán solo los estados donde los condensadores implicados vayan en el mismo sentido, ya sea carga o descarga. Esta selección afectará en el tiempo que los condensadores se puedan estabilizar en torno al valor nominal, pero en caso de ser muy crítico se agregarán estados redundantes a fin de disminuir este tiempo. Los estados implementados son:

**Tabla 4.6 Estado a Implementar en Código para 5N-MFC**

Nivel	Letra	$I_a^+$				$I_a^-$			
		$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$C_4$
0	A	-	-	-	-	-	-	-	-
1	C	-	-	↓	-	-	-	↑	-
	D	↓	-	-	-	↑	-	-	-
2	F	-	-	-	↓	-	-	-	↑
	H	↓	-	↓	-	↑	-	↑	-
	K	-	↓	-	-	-	↑	-	-
3	L	↓	-	-	↓	↑	-	-	↑
	O	-	↓	↓	-	-	↑	↑	-
4	P	-	↓	-	↓	-	↑	-	↑

Para balancear el voltaje se seguirá el mismo principio que se utilizó en el MNPC y que se detalla en Anexo C con el método de la PWM del Anexo E, primero se verá si la corriente es positiva o negativa, se entrará por el nivel requerido y se realizarán las comparaciones correspondientes para determinar cuál es el condensador que se debe cargar o descargar y finalmente entregar una salida que será la conmutación de los switch que permiten mantener el balance del voltaje.

### 4.3 Simulación

El convertidor se implementa mediante Simulink, ya que permite analizar bajo cualquier condición el sistema. En general se sigue la misma lógica del 5N-MNPC analizado en el capítulo 3, pero cambia la topología del convertidor que se detalla ahora.

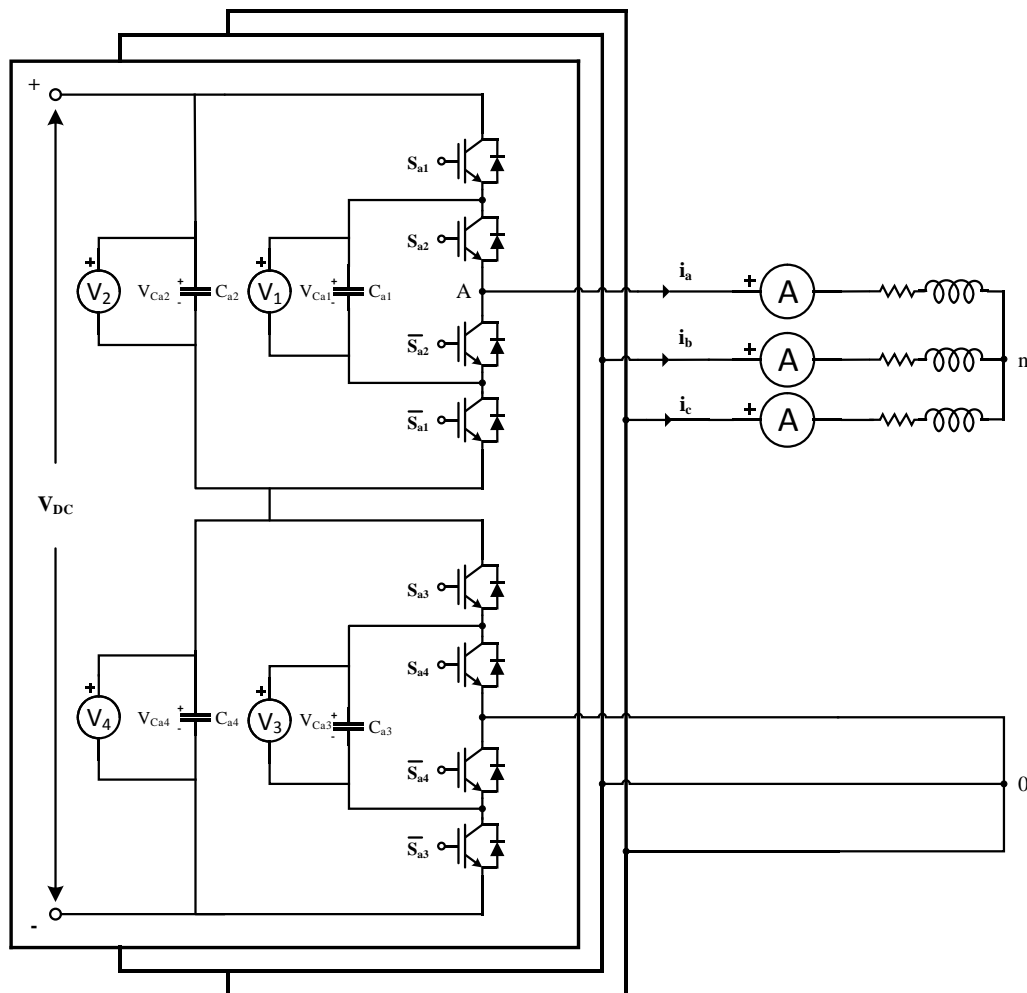


Fig. 4.4 Esquema Convertidor 5N-MFC Implementado en Simulink

En general se miden las corrientes que entrega el convertidor y los voltajes en los condensadores para utilizar el algoritmo de balance en los condensadores del Anexo G. El balance del

voltaje y su correcta implementación es una de las partes más importantes de la simulación debido a que aquí se evaluarán las características que entrega esta nueva topología.

### 4.3.1 Parámetros Simulación

A continuación, se detallan los parámetros de las simulaciones implementadas para el Flying Capacitor, entre las pruebas que se realiza está el impacto de carga, a fin de ver el comportamiento y ver si los condensadores siguen convergiendo a un valor, lo otro es un cambio en la frecuencia de conmutación.

Entre las variables que se presentaran son voltaje entre fases, voltaje fase-neutro, corriente que entrega el convertidor por fase y lo más importante el voltaje en los condensadores, ya que se desea observar si es que el balance del voltaje se mantiene con las distintas pruebas.

#### 4.3.1.1 Parámetros Simulación General

Los parámetros de la simulación base implementada son:

**Tabla 4.7 Parámetros Simulación General 5N-MFC**

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu s$
Voltaje de la Fuente	600 [V]
Valor Condensador Interno	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Condensador Externo	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia de Carga	36 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia de Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	50 [Hz]
Frecuencia Triangular	450 [Hz]
Índice de Modulación	1

La carga tiene efecto pasabajo y tiene una frecuencia de corte de 763.94 [Hz].

#### 4.3.1.2 *Parámetros Simulación Cambio en la Carga*

Se muestran los parámetros de la simulación donde a los 5 [s] se produce una variación en la carga, conectándose una resistencia en paralelo de 18 [ $\Omega$ ], dando como resultado una resistencia equivalente final igual a 12 [ $\Omega$ ], el valor de la inductancia se mantiene.

**Tabla 4.8 Parámetros Simulación Cambio en la Carga 5N-MFC**

<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu s$
Voltaje de la Fuente	600 [V]
Valor Condensador Interno	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Condensador Externo	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia de Carga ( $t \leq 5$ )	36 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia de Carga ( $t > 5$ )	12 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia de Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	50 [Hz]
Frecuencia Triangular	450 [Hz]

La carga tiene efecto pasabajo, antes del cambio en la carga esta tiene una frecuencia de corte de 763.94 [Hz] y después del cambio en la carga tiene una frecuencia de corte de 254.65[Hz].

#### 4.3.1.3 *Parámetros Simulación Cambio en la Frecuencia*

Se adjuntan los parámetros de la simulación ante un cambio en la frecuencia de la referencia, en primera instancia se simulo con 50 [Hz] y ahora se disminuye a 5 [Hz].

**Tabla 4.9 Parámetros Simulación Cambio En La Frecuencia 5N-MFC**

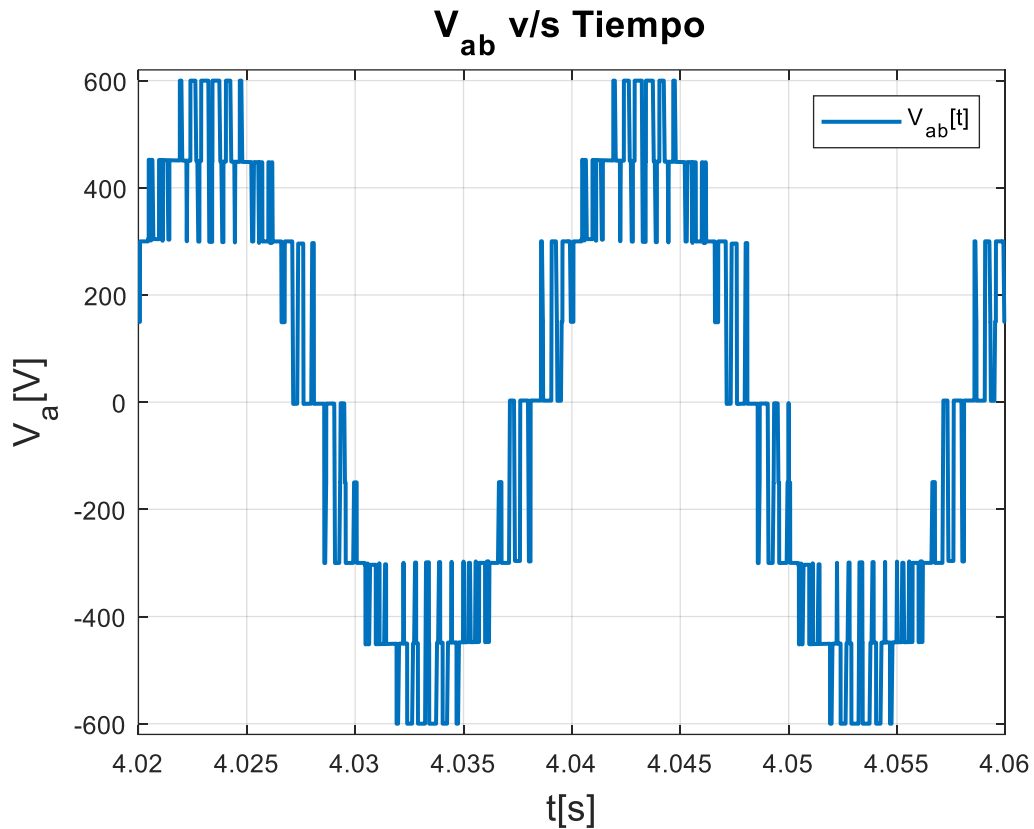
<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu s$
Voltaje de la Fuente	600 [V]
Valor Condensador Interno	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Condensador Externo	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia de Carga	36 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia de Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	5 [Hz]
Frecuencia Triangular	450 [Hz]
Índice de Modulación	1

La carga tiene efecto pasabajo y tiene una frecuencia de corte de 763.94 [Hz].

### 4.3.2 Resultados Simulación General

Los parámetros implementados son los de la Tabla 4.7.

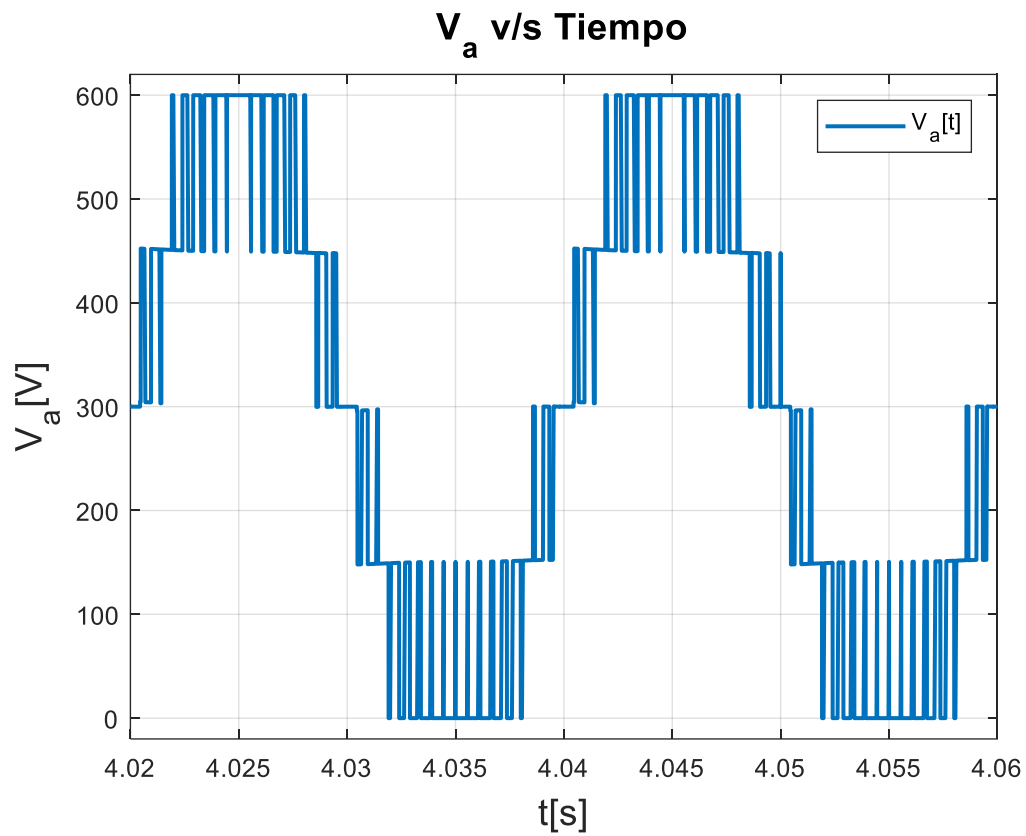
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 4.5 Voltaje Entre Fase  $a$  y  $b$  5N-MFC**

El voltaje entre fase oscila entre -600 [V] y 600 [V], el número de niveles que se observa en la Fig. 4.5 es de 9, lo cual es esperable, ya que cumple con la ecuación  $2 \cdot n - 1$ , donde  $n$  es igual a 5 que son los niveles del convertidor. La frecuencia de la señal es de 50 [Hz], la señal tiene un THD de 25.74%.

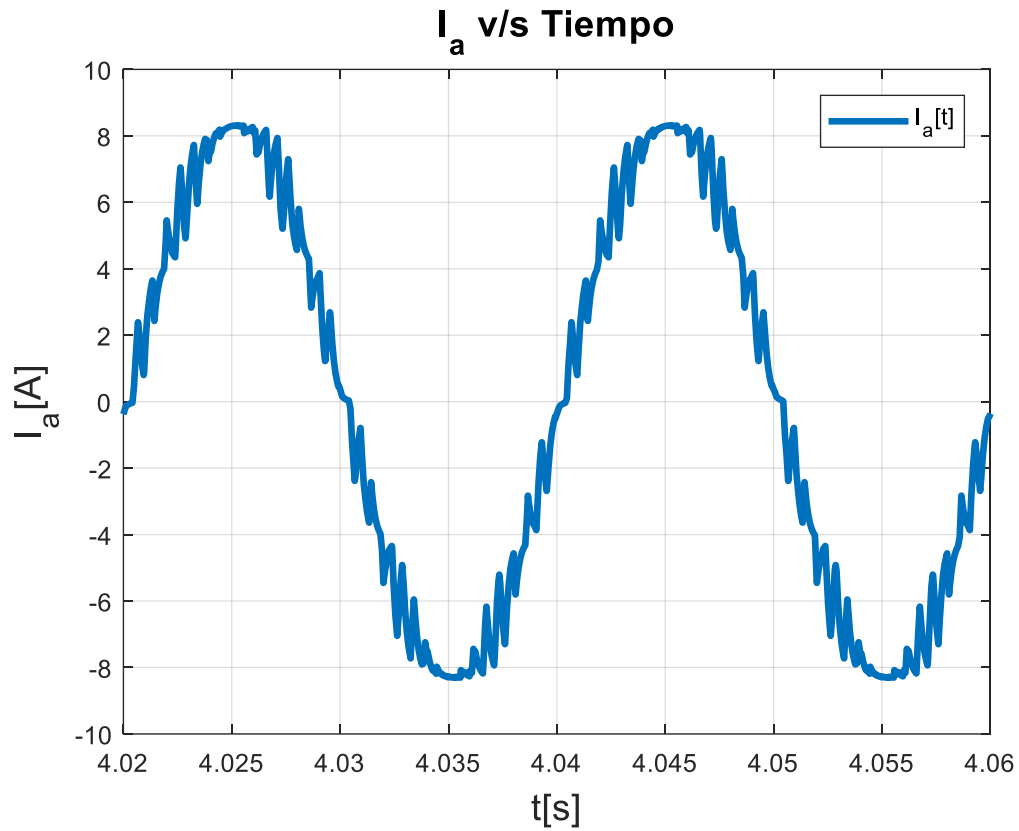
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 4.6 Voltaje Fase  $a$  5N-MFC**

Al observar la Fig. 4.6 se pueden observar los 5 niveles que son entregados por los distintos condensadores y su respectiva combinación. Los niveles son 0 [V], 150 [V], 300 [V], 450 [V] y 600 [V], la frecuencia de esta señal es de 50 [Hz].

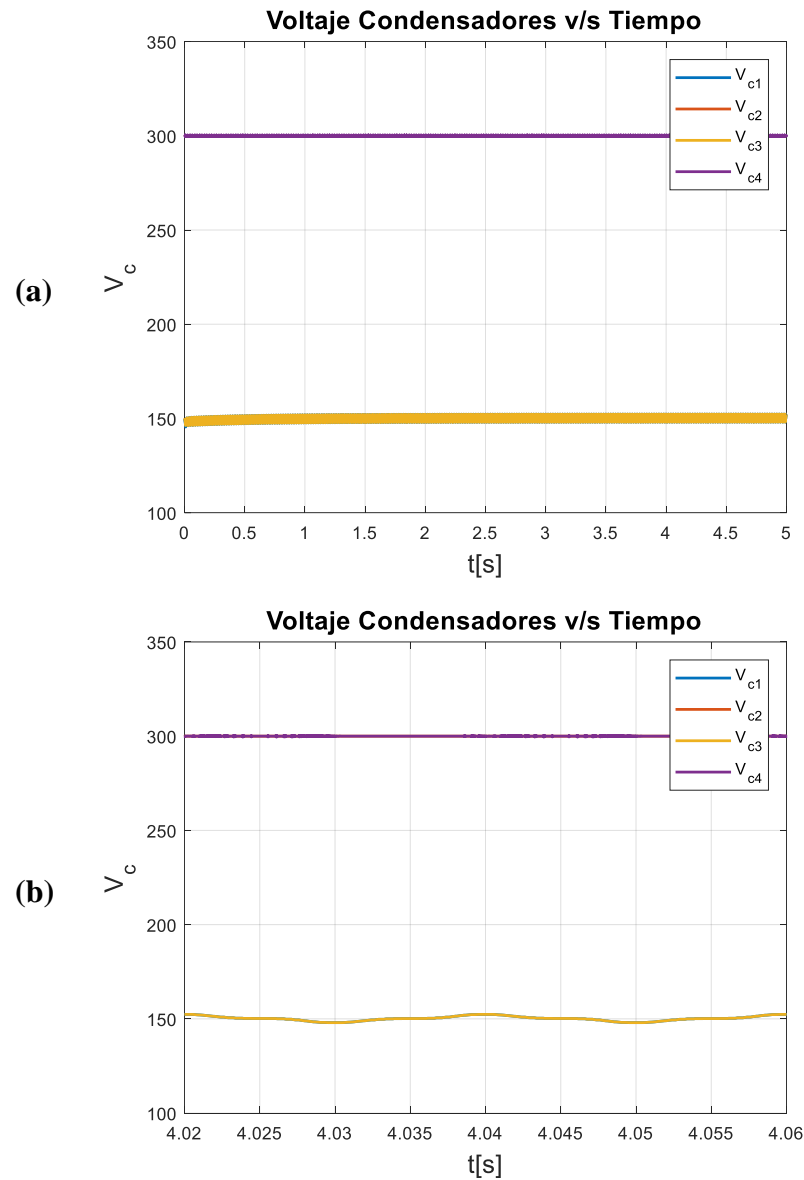
- Corriente del Convertidor



**Fig. 4.7 Corriente de Fase  $a$  5N-MFC**

La corriente del convertidor (Fig. 4.7) oscila entre -8.3 [A] y 8.3 [A], esta tiene un THD de 8.53 % y una frecuencia de 50 [Hz], lo cual es esperable, ya que ese es el parámetro que se simuló. Estos valores se pueden mejorar aumentando la frecuencia de la señal portadora.

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 4.8 Voltaje En Los Condensadores 5N-MFC**

(a) Voltaje en los condensadores (b) Zoom voltaje en los condensadores, 2 ciclos.

Como es observable de la Fig. 4.8 (a), los voltajes en los condensadores interiores y exteriores se mantienen constantes a través del tiempo, en la Fig. 4.8 (b) se puede ver que hay una pequeña variación para los condensadores interiores que tienen como valor nominal 150 [V], este rizado es aproximadamente 4 [V], lo cual es bueno, ya que indica que el código cumple con la función de balancear el voltaje.

Se muestra una tabla resumen con el voltaje mínimo y máximo de los condensadores junto a su respectivo rizado que se calcula como se muestra en el Anexo A.

**Tabla 4.10 Ripple Condensadores Simulación General 5N-MFC**

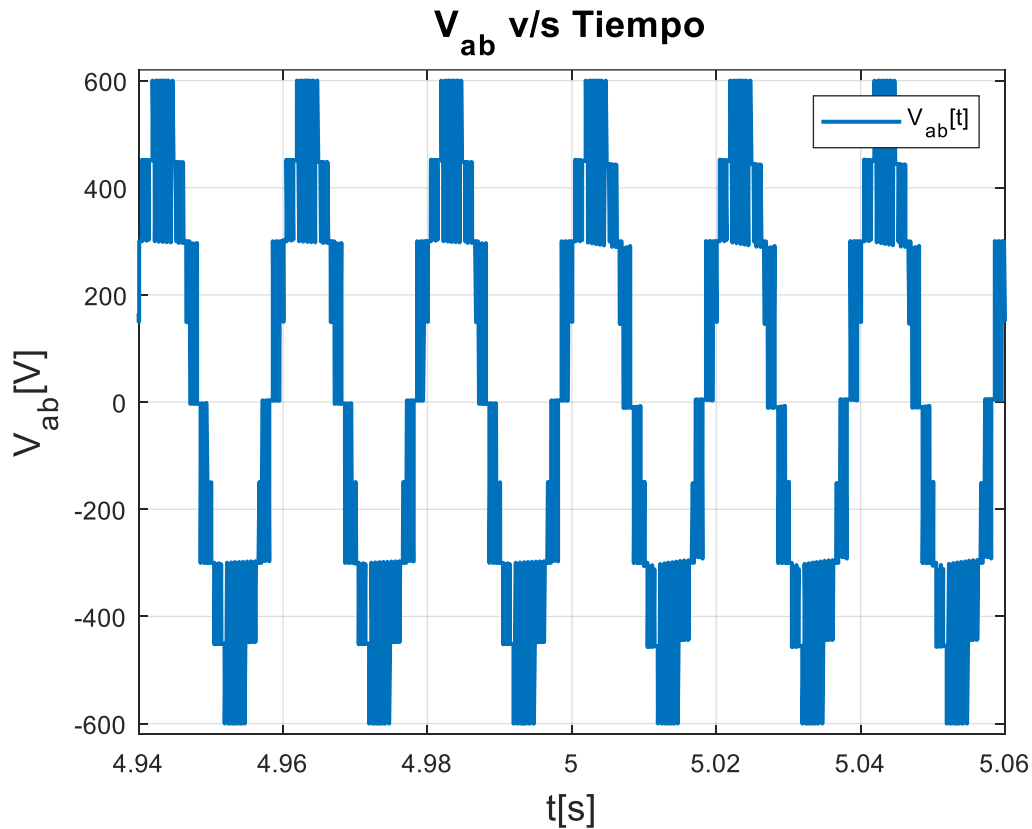
<b>Condensador</b>	$V_{C_{max}}$ [V]	$V_{C_{min}}$ [V]	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	152.4	148	2.9 %
$V_{C_2}$	300	300	0 %
$V_{C_3}$	152.4	148	2.9 %
$V_{C_4}$	300	299.6	0.1 %

Se puede observar de la Tabla 4.10 que los condensadores externos 2 y 4 no sufren mayor cambio, ya que estos están en paralelo a la fuente y la suma de ambos voltajes es el voltaje de la fuente. Con respecto a los condensadores interiores 1 y 3 el ripple presente en ellos es menor al 3% en ambos casos, lo cual es muy bueno y se puede disminuir aún más aumentando el tamaño del condensador o mejorar la frecuencia de la señal triangular.

### 4.3.3 Resultados Simulación Cambio en la Carga

Los parámetros implementados son los de la Tabla 4.8.

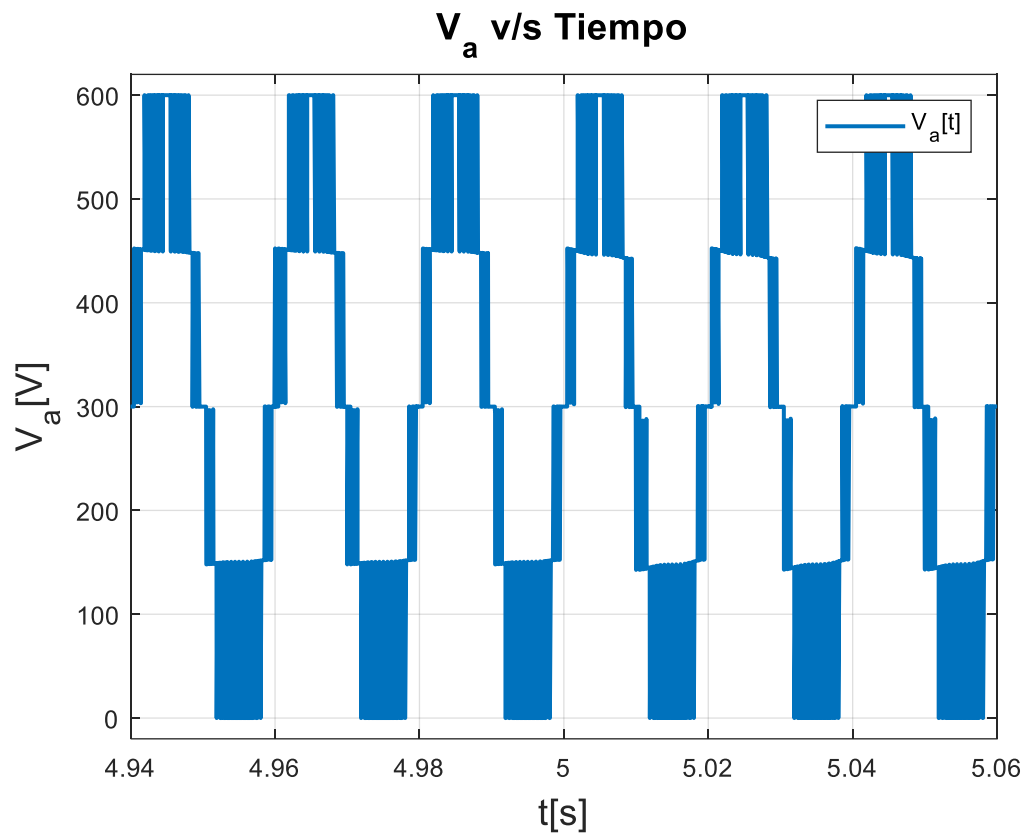
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 4.9 Voltaje Entre Fase *a* y *b* Cambio en la Carga 5N-MFC**

Se observa en la Fig. 4.9 que el voltaje se mantiene constante a pesar del cambio en la carga. Los niveles de voltaje observados son 9 al igual que los demás voltajes de fase a fase para los convertidores de 5 niveles, estos toman valores entre -600 [V] y 600 [V]. El THD una antes del impacto de carga es de 25.74% y luego es de 25.63%, no varía mayormente.

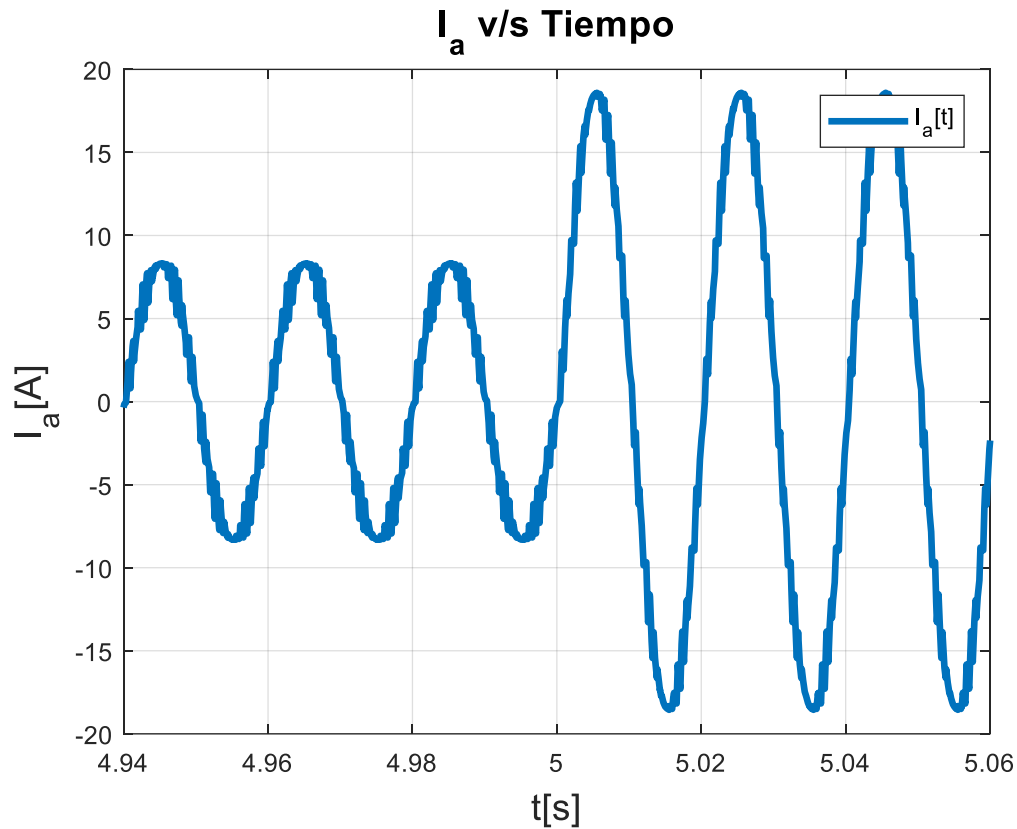
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 4.10 Voltaje Fase  $a$  Cambio en la Carga 5N-MFC**

De la Fig. 4.10 se desprende inmediatamente que, a pesar del cambio en la carga, el voltaje se mantiene constante y el convertidor entrega los 5 niveles correspondientes, pasando por los voltajes 0 [V], 150 [V], 300 [V], 450 [V] y 600 [V]. La frecuencia de la señal se mantiene en 50 [Hz]. El voltaje se mantiene constante, ya que el índice de modulación de amplitud no cambia, solamente lo hace la carga.

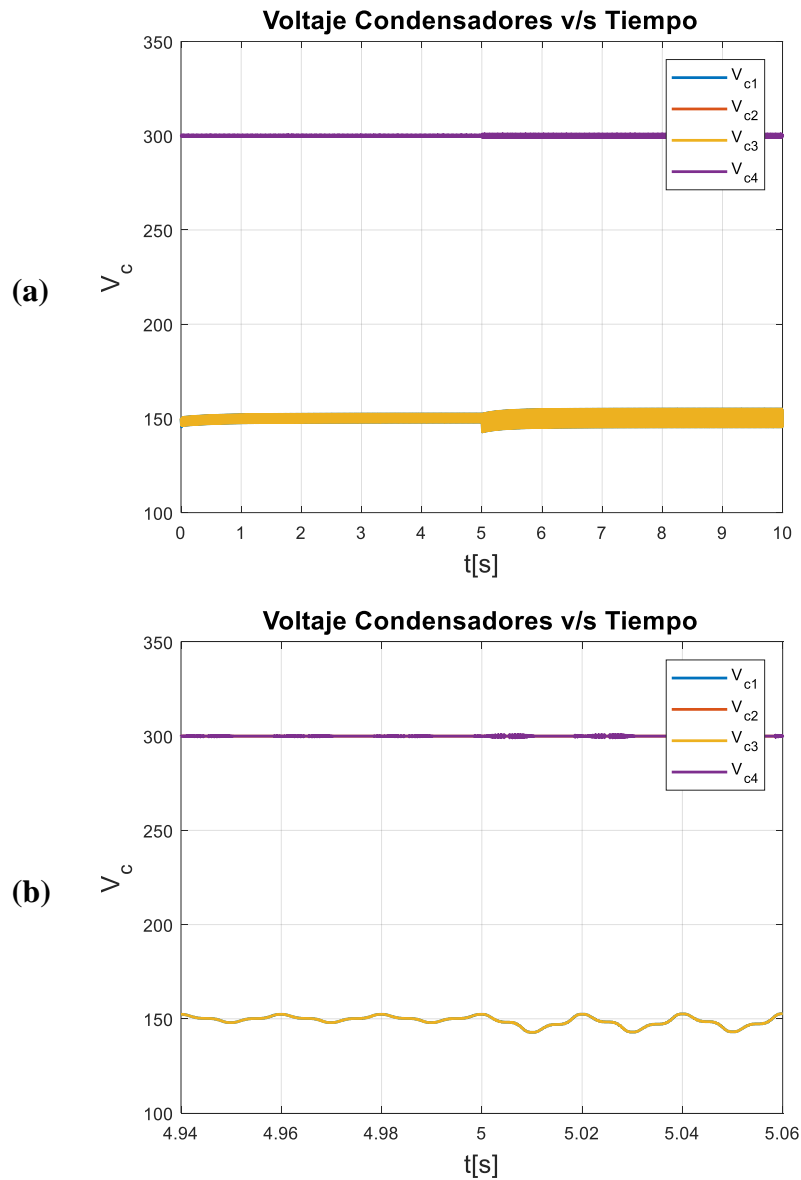
- Corriente del Convertidor



**Fig. 4.11 Corriente de Fase  $a$  Cambio en la Carga 5N-MFC**

Con respecto a la Fig. 4.11 se observa un cambio en la amplitud de la corriente, antes del cambio en la carga y observando la figura entre el tiempo 4.94 [s] y 5 [s] la amplitud variaba entre - 8.3 [A] y 8.3 [A] con un THD de 8.53 %. Una vez realizado el impacto de carga, al disminuir la resistencia y el voltaje mantenerse constante, la corriente aumenta su amplitud, por lo tanto, ahora oscila entre -18.5 [A] y 18.5 [A] con un THD de 4.08 %. La frecuencia se mantiene constante en 50 [Hz] ya que no se hicieron cambios en las señales de referencia.

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 4.12 Voltaje En Los Condensadores Cambio en la Carga 5N-MFC**

(a) Voltaje en los condensadores (b) Zoom voltaje en los condensadores, 3 ciclos.

Se puede comentar que al observar la Fig. 4.12 (a) al realizar el impacto de carga a los 5 [s] se aumenta el rizado en los condensadores Fig. 4.12 (b), esto se debe a que aumenta la corriente que se le está entregando a la carga, ya que existe un control solamente para llevar el balance en el voltaje en los condensadores y no para la corriente que se está entregando. De igual forma es destacable que los voltajes de los condensadores a pesar del impacto de carga sigan tratando de converger a los 150 [V] en el caso de los interiores, en el caso de los

exteriores esto es menos perceptible, ya que están en paralelo a la fuente y por lo tanto no son afectados mayormente.

Se muestra una tabla resumen con el voltaje mínimo y máximo de los condensadores junto a su respectivo rizado que se calcula como se muestra en el Anexo A.

**Tabla 4.11 Ripple Condensadores Antes Del Cambio En La Carga 5N-MFC**

<b>Condensador</b>	<b><math>V_{c_{max}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{c_{min}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	152.4	148	2.9 %
$V_{C_2}$	300	300	0 %
$V_{C_3}$	152.4	148	2.9 %
$V_{C_4}$	300	299.6	0.1 %

Una vez aplicado el impacto de carga los rizado de los condensadores son los siguientes:

**Tabla 4.12 Ripple Condensadores Después Del Cambio En La Carga 5N-MFC**

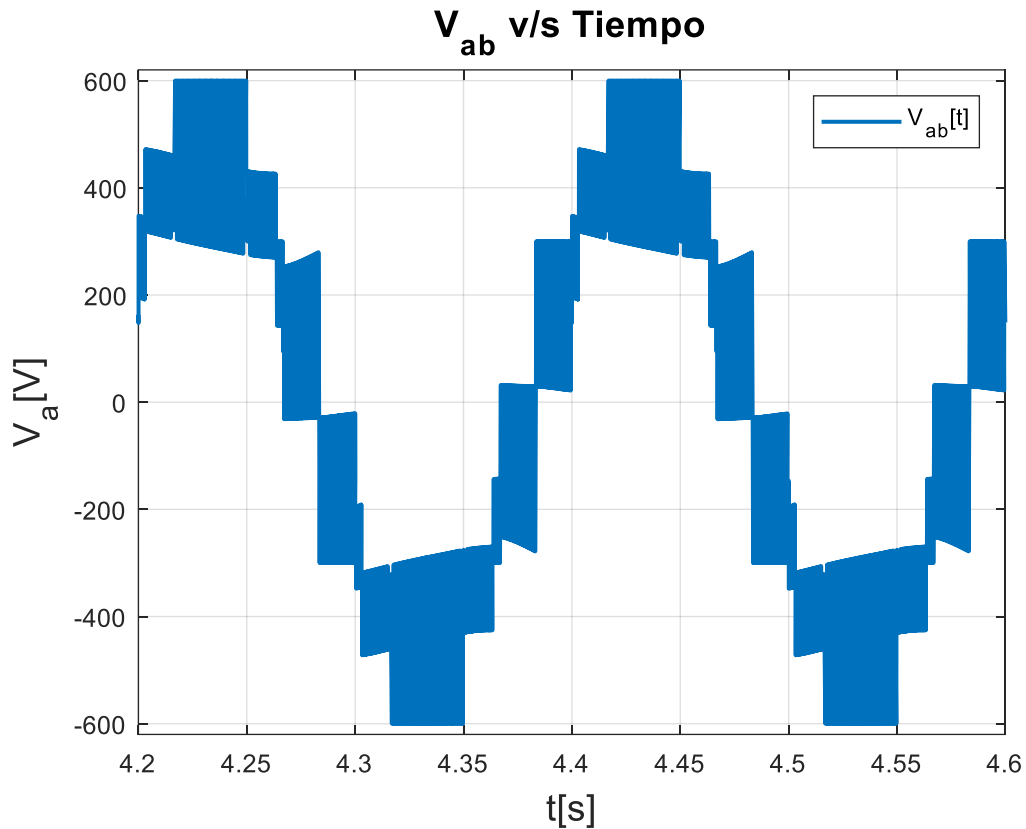
<b>Condensador</b>	<b><math>V_{c_{max}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{c_{min}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	155	145.5	6.3 %
$V_{C_2}$	300	300	0 %
$V_{C_3}$	155	145.5	6.3 %
$V_{C_4}$	300.9	299.1	0.6 %

A pesar de que la carga resultante es de menor resistencia que la que cuando parte la simulación, el rizado en los condensadores aumenta y esto se debe a que al mantenerse constante el voltaje, se aumenta la corriente, por lo tanto, los condensadores deben descargarse más para suplir eso.

### 4.3.4 Resultados Simulación Cambio en la Frecuencia

Los parámetros implementados son los de la Tabla 4.9.

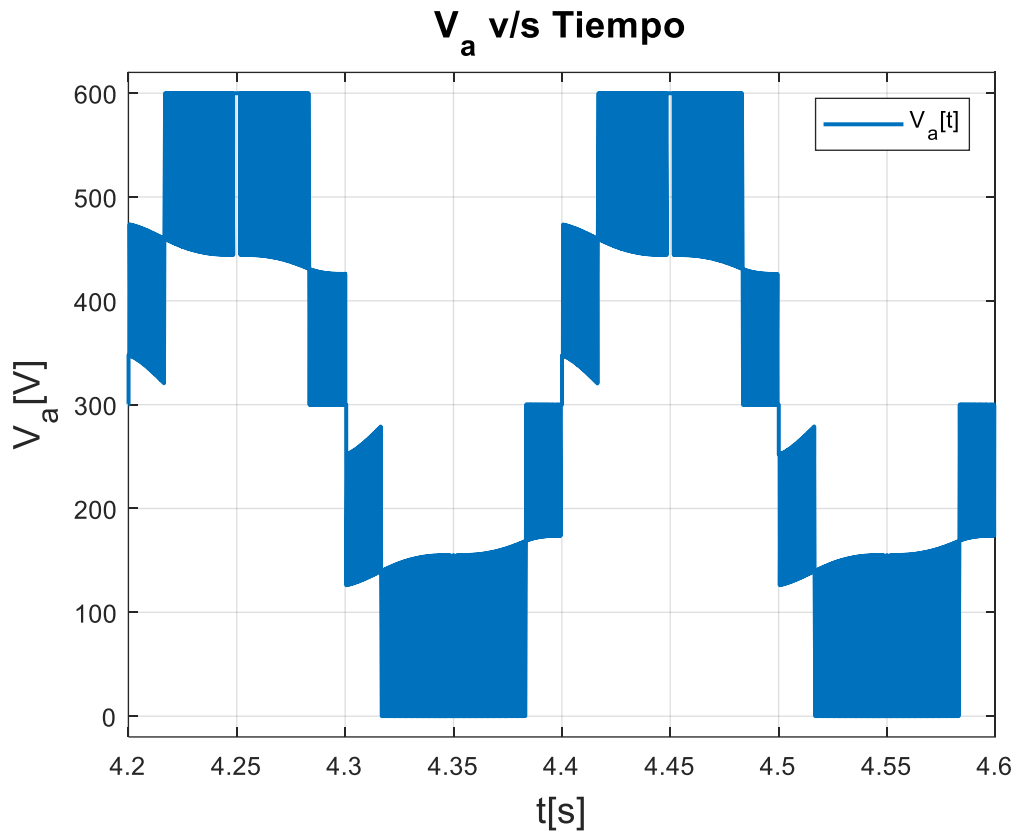
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 4.13 Voltaje Entre Fase *a* y *b* Cambio en la Frecuencia 5N-MFC**

Debido al cambio en la frecuencia de la señal de referencia la salida cambia su frecuencia a 5 [Hz], lo cual es experimentalmente esperable, ya que esa fue la frecuencia que se simuló. En la Fig. 4.13 se observan los 9 niveles correspondientes al voltaje entre fases. El THD de voltaje es de 25.11%.

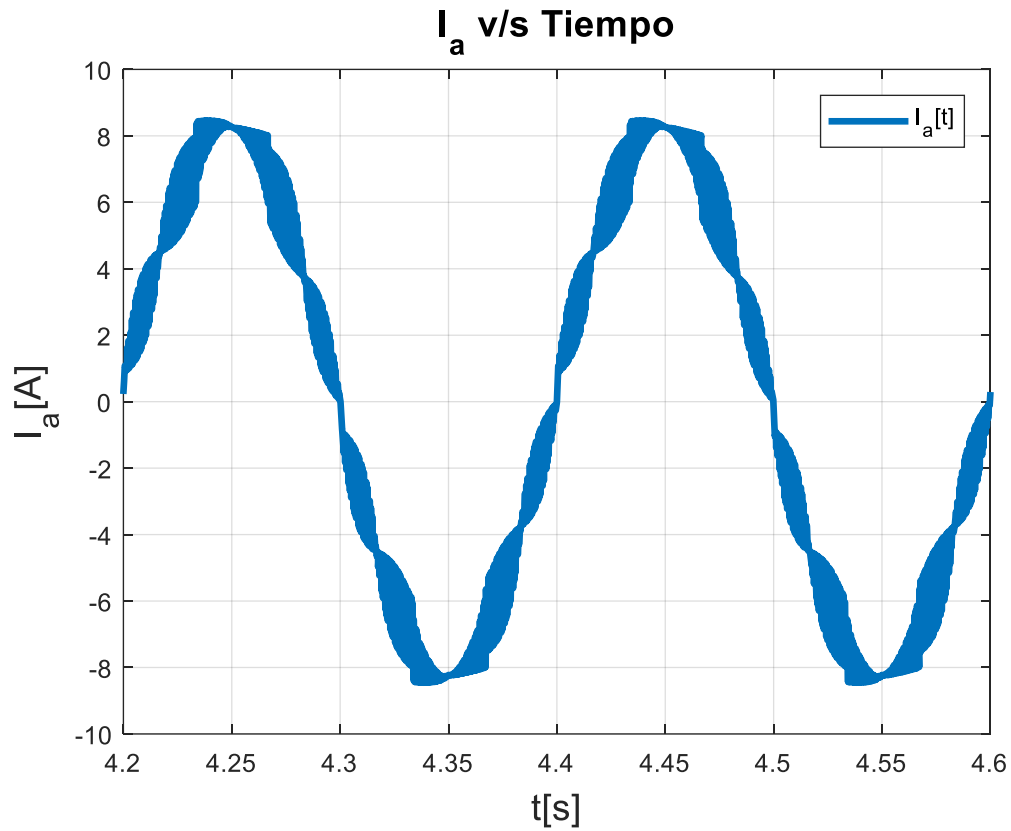
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 4.14 Voltaje Fase  $a$  Cambio en la Frecuencia 5N-MFC**

Se ve en la Fig. 4.14 que a la salida se mantienen los 5 niveles, pasando por los voltajes 0 [V], 150 [V], 300 [V], 450 [V] y 600 [V]. La frecuencia de la señal graficada es de 5 [Hz].

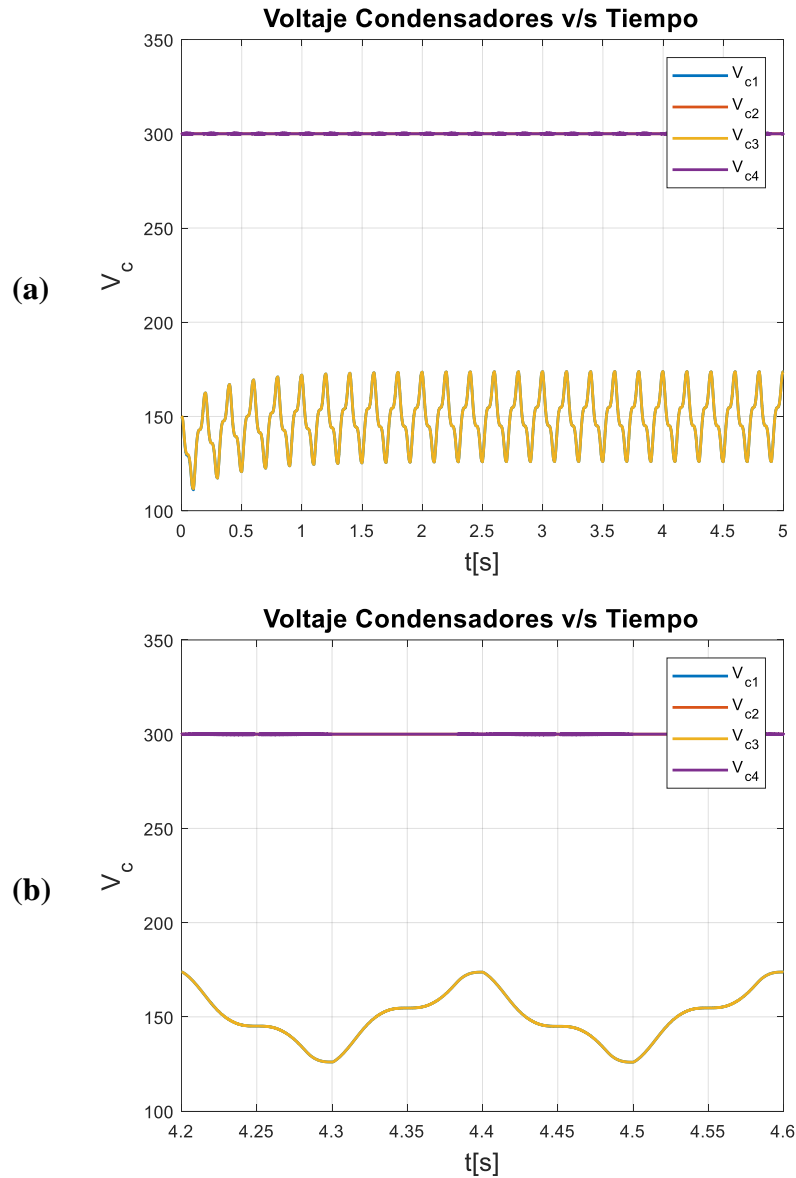
- Corriente del Convertidor



**Fig. 4.15 Corriente de Fase  $a$  Cambio en la Frecuencia 5N-MFC**

La corriente de la Fig. 4.15 correspondiente a la simulación con 5 [Hz] de la señal de referencia oscila entre -8.4 [A] y 8.4 [A]. El THD de la onda es de aproximadamente 8.6 %.

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 4.16 Voltaje En Los Condensadores Cambio en la Frecuencia 5N-MFC**

(a) Voltaje en los condensadores (b) Zoom voltaje en los condensadores, 2 ciclos.

Se observa que la oscilación es mucho más notoria para una frecuencia de la señal de referencia más baja, por lo que implica que a menor frecuencia es mayor la oscilación de los condensadores y esto afecta la señal de salida, aumentando el THD y los  $dv/dt$  de la señal. A continuación, se muestra una tabla resumen con el voltaje mínimo y máximo de los condensadores junto a su respectivo rizado que se calcula como se muestra en el Anexo A.

**Tabla 4.13 Ripple De Los Condensadores Ante Cambio En La Frecuencia 5N-MFC**

<b>Condensador</b>	$V_{C_{max}}$ [V]	$V_{C_{min}}$ [V]	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	173.9	126	35.9 %
$V_{C_2}$	300	300	0 %
$V_{C_3}$	173.9	126	35.9 %
$V_{C_4}$	300.4	299.6	0.3 %

Al igual que el NPC, el MNPC y el FC, el convertidor MFC presenta problemas para trabajar a baja frecuencias para la señal de referencia debido al aumento del rizado de los condensadores.

## 4.4 Comparación MNPC con MFC

En esta sección se pretende someter a variaciones del tamaño de los condensadores y ver que efecto tiene sobre la salida los cambios realizados. Para el MNPC en el módulo superior tanto como inferior se simulará con distintos tamaños de condensador y para el MFC se variará el tamaño del condensador interno.

### 4.4.1 Parámetros Simulación Cambio en los Condensadores MNPC

Anteriormente se había realizado la simulación y la respectiva obtención de resultados del MNPC con un cambio en el tamaño de los condensadores, pero estos seguían siendo del mismo tamaño. Más adelante se presenta la experimentación con distintos tamaños de condensador, a fin de que no todos tengan igual rizado y de esta forma ver cómo se comporta ante el cambio. El esquema que se implementa en Simulink para realizar la prueba es el mismo de la Fig. 3.3. Los parámetros son:

**Tabla 4.14 Parámetros Simulación Cambio en los Condensadores 5N-MNPC**

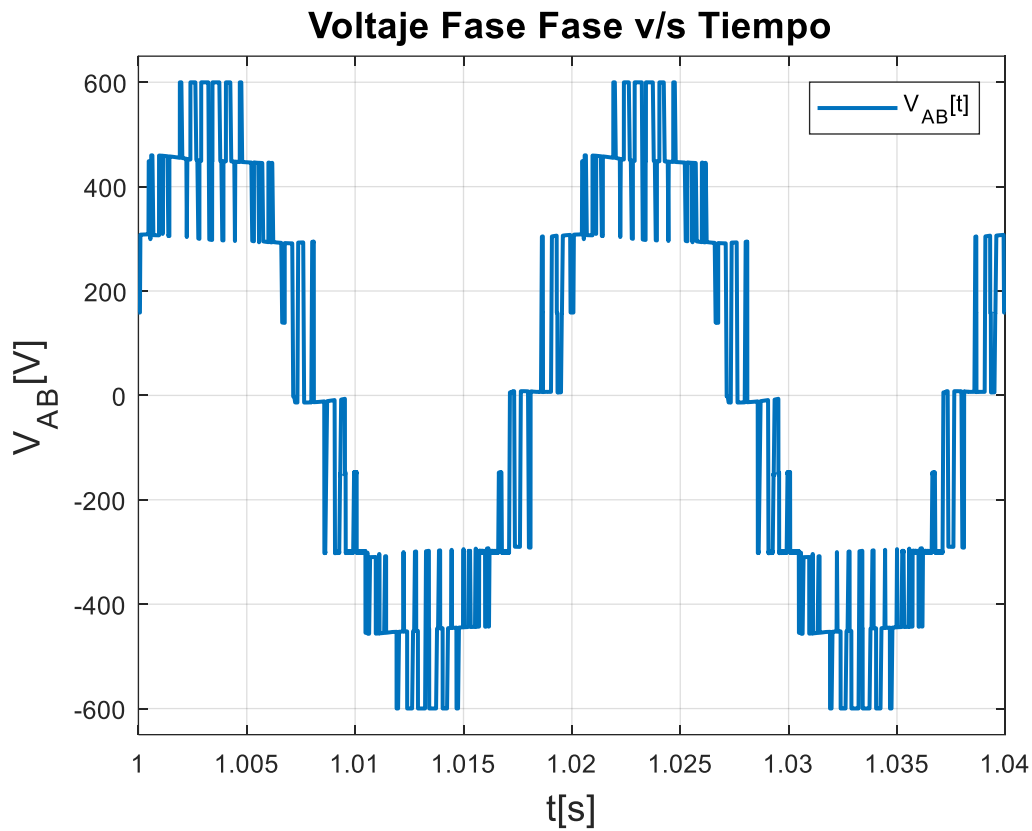
<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu$ s
Voltaje de la Fuente	600 [V]
Valor Condensador 1 y 3	2200 [ $\mu$ F]
Valor Condensador 2 y 4	1000 [ $\mu$ F]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia de Carga	12 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia de Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	50 [Hz]
Frecuencia Triangular	450 [Hz]
Índice de Modulación	1

La carga tiene efecto pasabajo y tiene una frecuencia de corte de 254.7 [Hz].

#### 4.4.2 Resultados Simulación Cambio en los Condensadores MNPC

Los parámetros implementados son los de la Tabla 4.14.

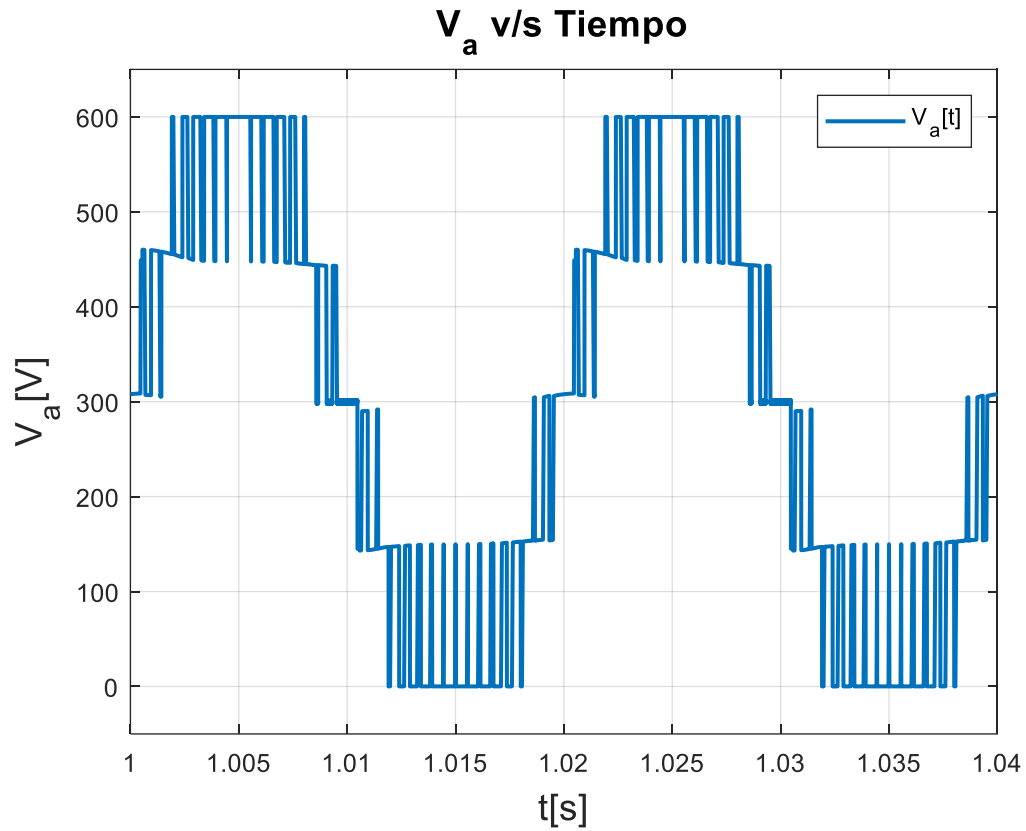
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 4.17 Voltaje Entre Fase  $a$  y  $b$  Cambio en los Condensadores 5N-MNPC**

El voltaje observado en la Fig. 4.17 presenta 9 niveles correspondientes al voltaje entre fases, la frecuencia observada es de 50 [Hz], ya que en el tiempo mostrado se observan 2 ciclos. El voltaje tiene un THD de 25.8%.

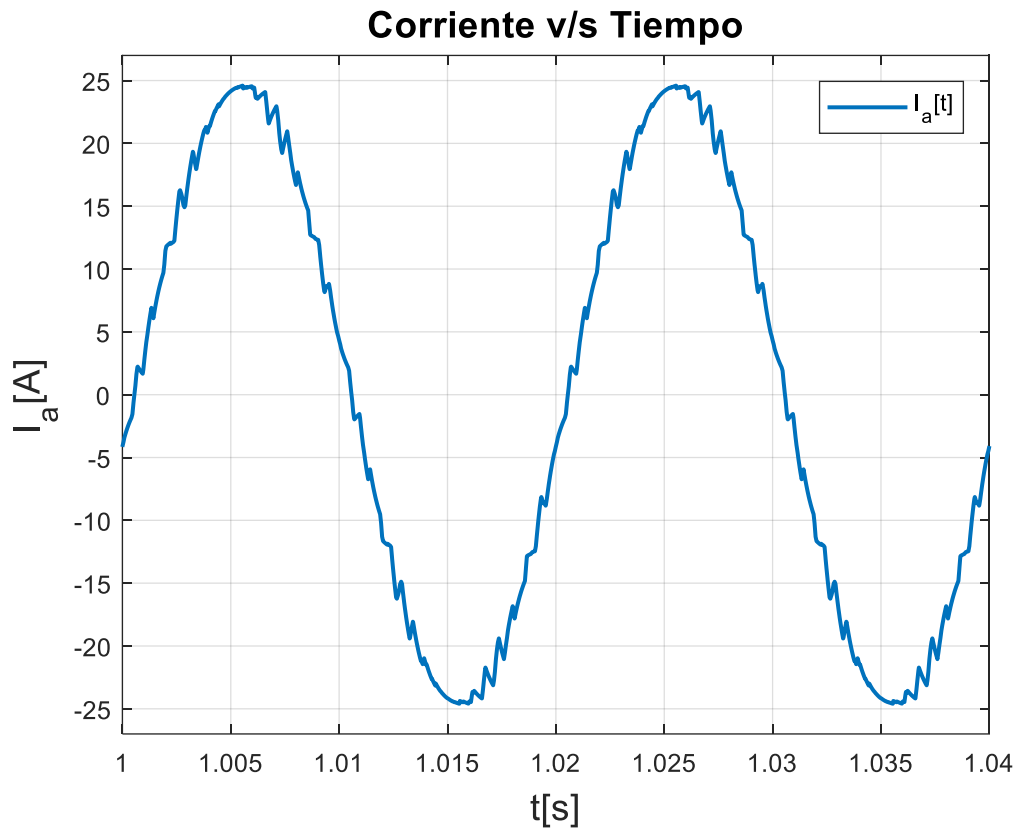
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 4.18 Voltaje Fase  $a$  Cambio en los Condensadores 5N-MNPC**

Se muestran en la Fig. 4.18 los 5 niveles congruentes con lo estimado en la topología del convertidor. Estos valores van desde los 0 [V] a 600 [V].

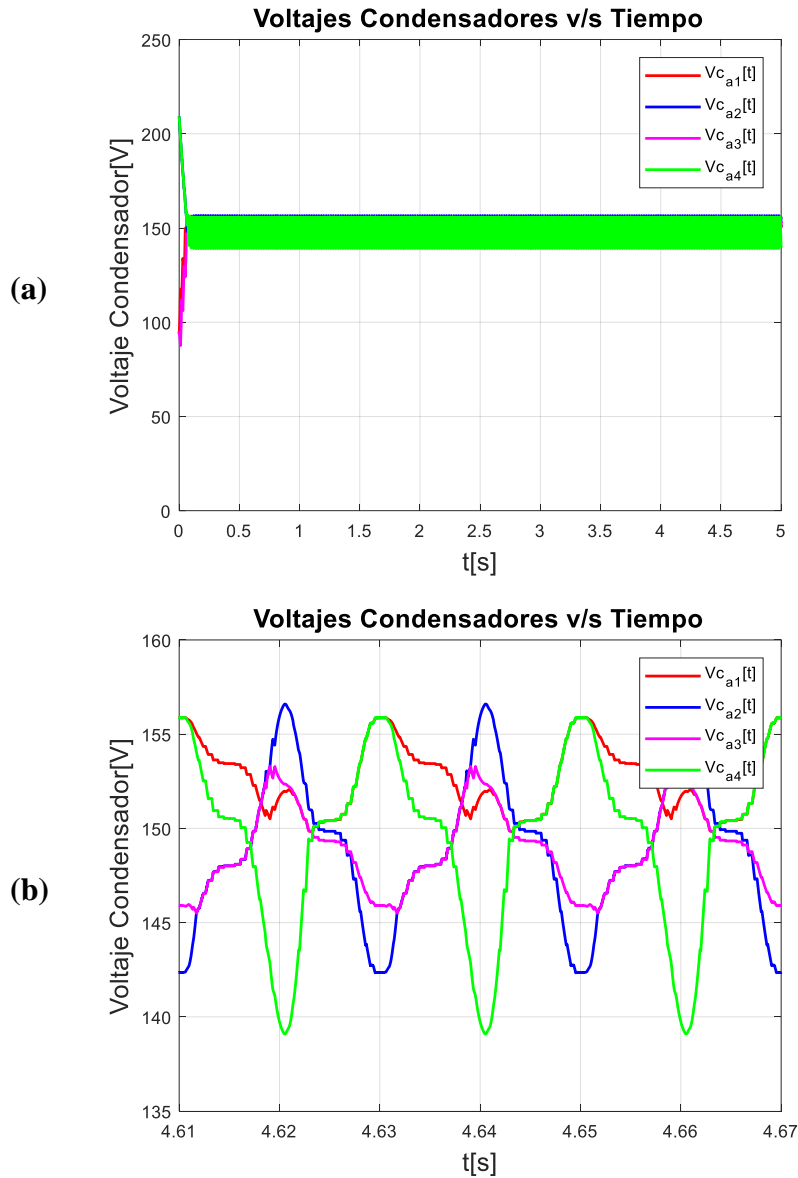
- Corriente del Convertidor



**Fig. 4.19 Corriente de Fase  $a$  Cambio en los Condensadores 5N-MNPC**

La corriente del convertidor oscila entre -24.6 [V] y 24.6 [V], la gráfica de la Fig. 4.19 representa una señal de 50 [Hz] tal como se simuló. El THD de la corriente es de 3.15 %, que es un valor que es casi igual a los parámetros de condiciones nominales simuladas anteriormente.

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 4.20 Voltaje En Los Condensadores Cambio en los Condensadores 5N-MNPC**

(a) Voltaje en los condensadores (b) Zoom voltaje en los condensadores, 3 ciclos.

A pesar del cambio en algunos condensadores en la Fig. 4.20 (a) se observa que se mantiene el equilibrio en los condensadores. Ahora se muestra una tabla resumen con el voltaje mínimo y máximo de los condensadores junto a su respectivo rizado que se calcula como se muestra en el Anexo A.

**Tabla 4.15 Ripple Condensadores Antes Del Cambio En La Carga 5N-MNPC**

<b>Condensador</b>	<b><math>V_{c_{max}}</math> [V]</b>	<b><math>V_{c_{min}}</math> [V]</b>	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	155.9	149.8	4.1 %
$V_{C_2}$	156.6	142.4	9.5 %
$V_{C_3}$	153.3	145.5	5.2 %
$V_{C_4}$	155.9	139.1	11.2 %

Debido a que varían los tamaños de los condensadores, también cambian los rizados, en forma general y comparándolos con la simulación anterior con parámetros nominales se puede observar que el ripple aumenta y ahora supera el 10% en un caso. Esto último se debe a que al tener menor tamaño algunos condensadores se tienden a descargar más rápido.

#### 4.4.3 Parámetros Simulación Cambio en los Condensadores MNPC

Los parámetros de los condensadores internos se verán modificados, disminuyendo el tamaño del condensador interior, lo que se espera tenga algún efecto en la salida. Los condensadores modificados son los 1 y 3 de la Fig. 4.4.

**Tabla 4.16 Parámetros Cambio En Los Condensadores 5N-MFC**

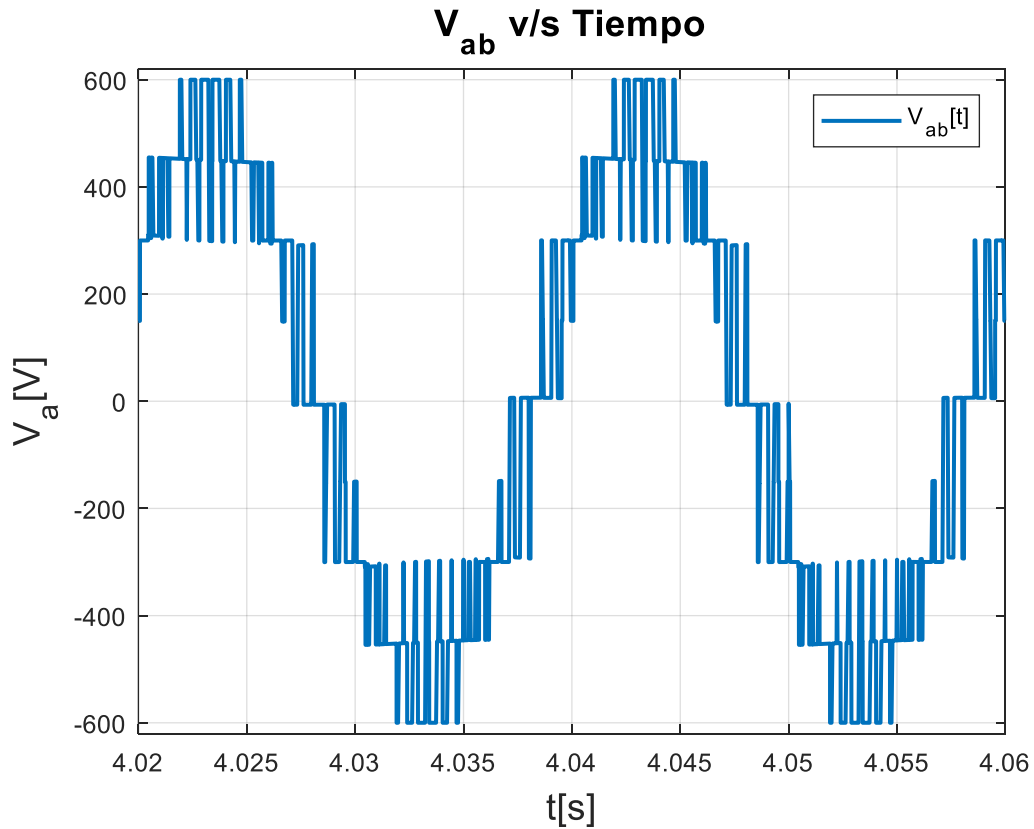
<b>Parámetro</b>	<b>Valor</b>
Tiempo de Muestreo	2 $\mu s$
Voltaje de la Fuente	600 [V]
Valor Condensador Interno	1000 [ $\mu F$ ]
Valor Condensador Externo	2200 [ $\mu F$ ]
Valor Resistencia Condensador	0.05 [ $\Omega$ ]
Valor Resistencia de Carga	36 [ $\Omega$ ]
Valor Inductancia de Carga	7.5 [mH]
Frecuencia Sinusoidal	50 [Hz]
Frecuencia Triangular	450 [Hz]
Índice de Modulación	1

La carga tiene efecto pasabajo y tiene una frecuencia de corte de 763.94 [Hz].

#### 4.4.4 Resultados Simulación Cambio en los Condensadores MFC

Los parámetros implementados son los de la Tabla 4.16.

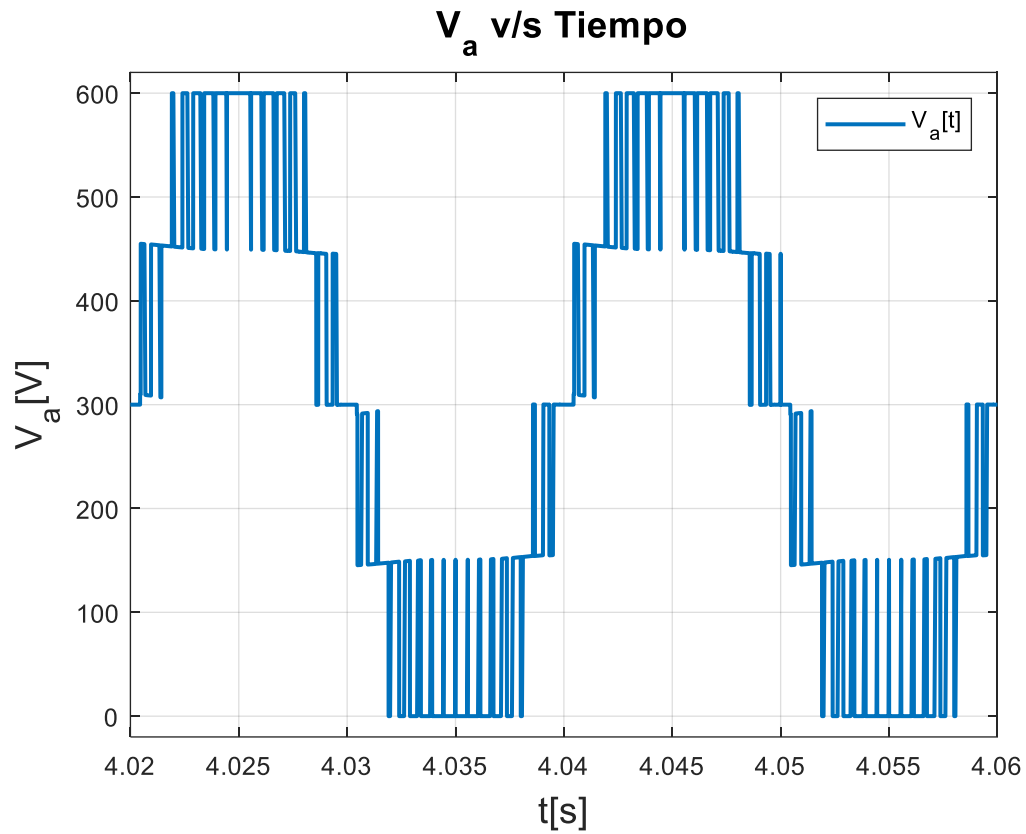
- Voltaje Entre Fases



**Fig. 4.21** Voltaje Entre Fase *a* y *b* Cambio en los Condensadores 5N-MFC

Se desprende de la Fig. 4.21 que a pesar del cambio en los condensadores interiores se mantiene el número de niveles entre el voltaje de fases y la frecuencia. El voltaje oscila entre -600 [V] y 600 [V] con una frecuencia de 50 [Hz] y un THD de 43.62%.

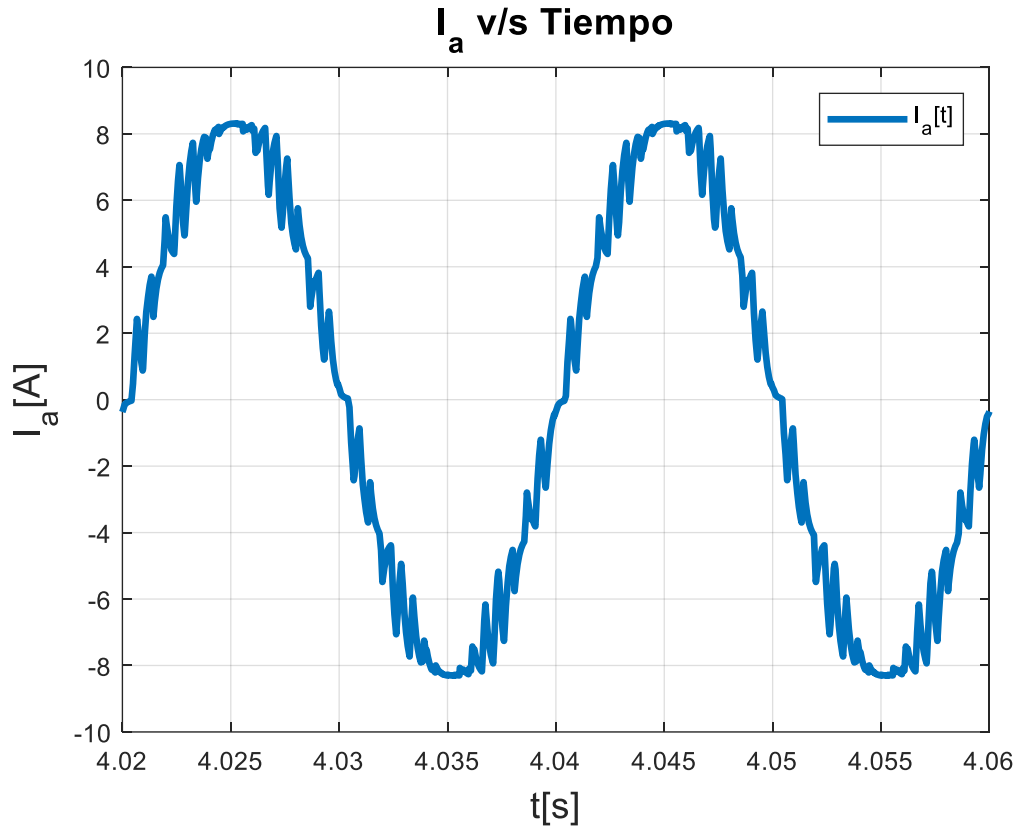
- Voltaje Fase Neutro Convertidor



**Fig. 4.22 Voltaje Fase  $a$  Cambio en los Condensadores 5N-MFC**

El voltaje de la Fig. 4.22 presenta los 5 niveles del convertidor, la frecuencia se mantiene en 50 [Hz] según los parámetros simulados. A simple vista no se notan cambios en comparación a las simulaciones realizadas anteriormente.

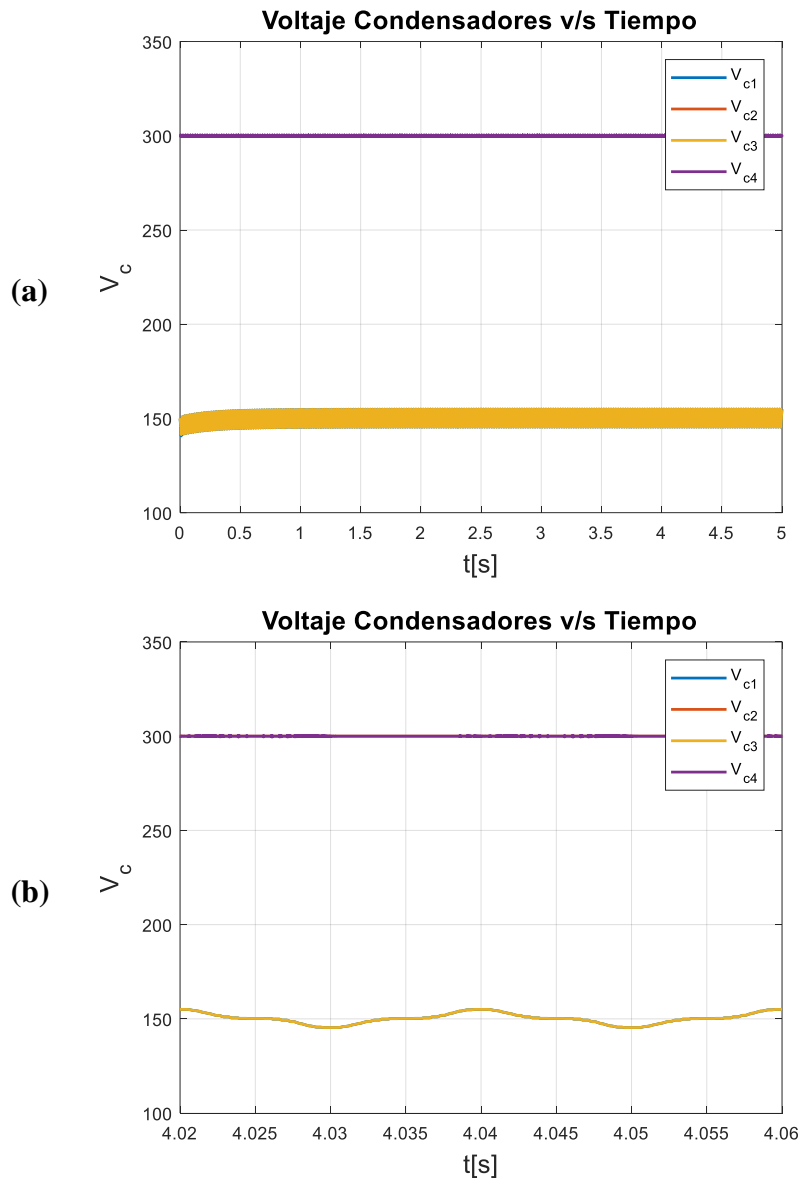
- Corriente del Convertidor



**Fig. 4.23 Corriente de Fase  $a$  Cambio en los Condensadores 5N-MFC**

La corriente graficada en la Fig. 4.23 completa 2 ciclos en el tiempo que se muestra, por lo que se desprende inmediatamente que la frecuencia es de 50 [Hz]. La corriente oscila entre -8.3 [A] y 8.3 [A], la señal tiene un THD de 8.5 % lo cual es muy ventajoso, ya que no varía mayormente con respecto a la simulación realizada en 4.3.2.

- Voltaje en los Condensadores



**Fig. 4.24 Voltaje En Los Condensadores Cambio en los Condensadores 5N-MFC**

(a) Voltaje en los condensadores (b) Zoom voltaje en los condensadores, 2 ciclos.

Se muestra en la Fig. 4.24 (a) que para todo el tiempo simulado el voltaje se mantiene dentro de rangos estables, notándose una mayor oscilación en los condensadores internos asociados a 150 [V], ya que estos son de menor tamaño. En la Fig. 4.24 (b) se observa con mayor claridad que los condensadores internos tienen un mayor ripple. Estos valores se muestran en una tabla resumen con el voltaje mínimo y máximo de los condensadores junto a su respectivo rizado que se calcula como se muestra en el Anexo A.

**Tabla 4.17 Ripple Condensadores Ante el Cambio en los Condensadores 5N-MFC**

<b>Condensador</b>	$V_{c_{max}}$ [V]	$V_{c_{min}}$ [V]	<b>Ripple</b>
$V_{C_1}$	155	145.5	6.3 %
$V_{C_2}$	300	300	0 %
$V_{C_3}$	155	145.4	6.4 %
$V_{C_4}$	300.4	299.6	0.3 %

Al comparar la Tabla 4.17 con la Tabla 4.10 de la simulación general se observa que los condensadores 1 y 3 ven aumentando su rizado debido a que son de menor tamaño, por lo tanto, almacenan menos carga. Sin embargo, esto no afecta mayormente a los parámetros de voltaje y corriente que entrega el convertidor, ya que se obtiene un THD de corriente similar para ambas simulaciones, lo cual supone una ventaja debido a que esta topología permitiría utilizar condensadores internos de menor tamaño, disminuyendo el costo de la implementación de la topología y el correspondiente espacio que esta demandaría.

#### **4.4.5 Comentarios comparación MFC y MNPC de 5 Niveles**

De forma general al comparar los resultados de ambos convertidores con un desequilibrio en el tamaño de los condensadores se observa que no es tan significativo para ninguna de las dos topologías, aumenta levemente el ripple en sus condensadores, pero esto es esperable debido a que un condensador más pequeño almacena menos carga y por ende oscila con mayor frecuencia entre máximo y mínimo.

Se debe tener en consideración que el tamaño del condensador más grande es considerable, ya que tiene una capacitancia de 2200 [ $\mu$ F] y esto podría afectar de cierta manera el que no se observen grandes cambios.

Todos los condensadores del MNPC están conectados en paralelos a la fuente, por lo tanto, su voltaje no varía de gran manera, mientras que en el MFC solo los exteriores están en paralelo a la fuente y aseguran un correcto equilibrio en los voltajes de los condensadores.

## 5. Conclusiones

---

### 5.1 Sumario

Durante el desarrollo de esta memoria se ha realizado el análisis de dos familias de topologías como lo son el Flying Capacitor y el Neutral Point Clamped de 3 y 5 niveles de voltaje. En primer lugar, se revisó parte de la bibliografía disponible en la red, especialmente en la página de la IEEE, donde se dispone de una amplia gama de papers y libros.

Durante el análisis de la bibliografía se hacía mención a ciertas características que no son deseadas a medida que se aumenta el número de niveles de voltaje a la salida, tales como el desbalance en el voltaje de los condensadores. Mediante Simulink se somete a distintas condiciones los convertidores y se corrobora esta consecuencia, entre los parámetros analizados se encuentran cambio en el tamaño de los condensadores, cambio en la frecuencia de la portadora, cambio en la amplitud de las señales sinusoidales de la PWM, impactos de carga, etc.

Como alcance o limitación se puede destacar que, si bien se agregan algunas resistencias a algunos componentes utilizados para las simulaciones, en forma general estos tienen un comportamiento ideal, la carga utilizada para las pruebas era perfectamente balanceada. Se hace énfasis que ciertas características aumentan las pérdidas por conmutación, sin embargo, estas no se cuantifican durante el desarrollo.

### 5.2 Conclusiones

En primer lugar, con respecto a los convertidores de 3 niveles analizados se observa que al comparar el NPC3N y el FC3N, el primero aventaja al Flying debido a la cantidad de condensadores que se utilizan, ya que el FC por cada fase debe llevar un condensador, mientras que el NPC3N solamente tiene condensadores externos que están en paralelo a la fuente.

Al analizar los estados de conmutación se recalca que el FC entrega solamente 3 niveles a la salida, los cuales son 0 [V],  $-V_{DC}$  [V] y  $+V_{DC}$  [V]. Esto es una ventaja sobre el NPC, ya que este último al realizar el análisis de la conmutación de sus switch arrojó que puede cortocircuitar sus elementos, dejar la carga flotante o sin referencia y por lo tanto con voltaje indeterminado. Se observa que el NPC para un mismo voltaje de salida puede conmutar 2 o 3 switches, mientras que el FC solo 2. Es deseable que se conmute una menor cantidad de switches para generar la salida ya que con esto se disminuyen las pérdidas por conmutación que se vuelven significativas de acuerdo a la frecuencia de conmutación que se esté utilizando y al número de niveles que se implementen.

Al realizar la simulación del FC3N se desprende que el aumento del índice de modulación afecta a la amplitud de las armónicas y produce una variación en el ancho de los pulsos, pulsos más anchos, provocan una mayor amplitud de la componente asociada a la frecuencia fundamental y para pulsos más pequeños la componente fundamental del voltaje es más pequeña.

A condiciones nominales se debe destacar que el voltaje que alimenta a la carga no es sinusoidal, pero si la corriente. Esto se debe al filtrado que realiza la carga, eliminando los componentes de alta frecuencia y mejorando así el THD de la onda, esta consecuencia para el FC5N es aún mejor debido al aumento niveles y la disminución de las variaciones de voltaje.

Respecto al convertidor FC5N éste entrega voltajes que son del orden de  $\pm \frac{V_{DC}}{2}$  [V],  $\pm \frac{V_{DC}}{4}$  [V] y 0 [V]. Se pueden dar distintas conmutaciones de los switches para obtener un mismo voltaje de salida, agregando estados redundantes.

Se observa que el FC5N tiene mejores prestaciones de voltaje y corriente que el FC3N, esto se debe al mayor número de niveles, pero al agregar más niveles se introducen otros problemas tales como el desbalance de los voltajes en los condensadores que provoca que unos se carguen y otros descarguen debido a la conmutación.

Dentro de las pruebas realizadas se puede comentar que el variar la frecuencia de la señal portadora sirve para disminuir el rizado en los condensadores y desplazar los armónicos hacia la alta frecuencia para ser filtrados de mejor manera y obtener buenas características para la corriente, pero se debe de tener cuidado para estos convertidores que son de mayor cantidad de niveles, ya que esto implica que tengan mayor cantidad de semiconductores y con ello se aumenten las pérdidas por conmutación.

Se debe destacar que la simulación del FC5N con el cambio de frecuencia de la triangular se observó que para ciertas frecuencias que son más bajas, el voltaje del condensador comenzaba a decaer, sin importar que, si se cargaba y descargaba, la tendencia del voltaje era a la baja y en otros casos al alta. Esta particularidad se da debido a la disminución de la frecuencia de conmutación, ya que, a menor velocidad de conmutación, menos veces se utiliza en el tiempo cada condensador, trayendo como resultado el efecto que conmute y se comience a cargar o descargar dependiendo del sentido de la corriente, esto lleva a un desbalance en los voltajes de los condensadores. La modulación PS-PWM utilizada hace que los voltajes converjan hacia un valor, pero a mayor cantidad de niveles se vuelve más complicado y resulta más eficiente realizar este balance con códigos, tal cual se utilizó para el MNPC y el MFC.

La topología 5N-MNPC dio el pie para buscar en Flying Capacitor una estructura basada en el MNPC que permita tener la misma cantidad de niveles, pero con menor cantidad de elementos que el FC5N. Por lo tanto, se presentó una nueva topología que lleva por nombre ‘modular Flying Capacitor de 5 niveles’ basado en los mismos principios de la topología del MNPC.

La principal ventaja que presenta esta nueva topología es la disminución de los condensadores flotantes en comparación a la clásica topología del Flying Capacitor, la estructura 5N-MFC propuesta está basada en una estructura modular, lo que permite obtener 5 niveles con un arreglo de Flying capacitor de 3 niveles para cada módulo, disminuyendo así los condensadores flotantes, pero manteniendo el número de switches. La disminución de condensadores flotantes trae como consecuencia inmediata la posibilidad de implementar el convertidor en un espacio más reducido y la disminución de los costos de implementación.

El problema que se presenta en estas topologías de 5 niveles es que la modulación PWM no es suficiente para balancear los voltajes DC de los condensadores, es por esto que para realizar un control sobre el desbalance del voltaje se debe realizar un control sobre la conmutación de los semiconductores aprovechando la característica de estados redundantes.

El control que se plantea para subsanar este problema es mediante el análisis de las tablas implementadas, en base a estas se crea y programa un algoritmo que ayuda a decidir si los condensadores se cargan o descargan para mantenerlos en torno a un valor.

El principio propuesto para el control de los voltajes DC de los condensadores se basa en que solamente se necesita del valor de la corriente, los voltajes de los condensadores y el nivel que se desea para entregar un estado de conmutación. El nivel se determina en base al método de redondeo round y el método de la PWM para balancear el voltaje en los condensadores, toma ventaja el método de la PWM debido a que es más rápido y por ende se mejora el THD de las señales.

Es destacable e interesante como mediante los estados redundantes y la correcta implementación de un algoritmo se puede superar la desventaja que se hace presente en las topologías de mayores niveles como lo es el desbalance del voltaje DC de los condensadores. Se debe enfatizar que mediante el uso de la modulación PWM clásica no es posible balancear estos voltajes de manera óptima.

Una vez realizada la programación se simula y somete a distintas pruebas a los convertidores modulares de 5 niveles y se destaca que el método de control de desbalance de voltaje de los condensadores planteado cumple el objetivo que es mantener balanceado el voltaje, evitando oscilaciones que puedan afectar a la salida. Algunas de estas pruebas fueron variación de la frecuencia

de la señal portadora, el cambio en el índice de modulación de amplitud, aplicación de un impacto de carga.

La variación más destacable que se sometió a los convertidores modulares es un desbalance en el tamaño de los condensadores, se esperaba que esto causara efectos nocivos a las variables, pero ambos presentaron un THD de corriente similar a los parámetros nominales.

A pesar de las distintas mejoras estructurales del MFC de 5 niveles este de igual forma tiene su debilidad al trabajar en baja frecuencia, ya que esto hace que los voltajes en los condensadores comiencen a tener un mayor ripple que afectan la corriente de salida del convertidor y aumentan su THD, esto ocurre de igual manera para el NPC, FC y el MNPC de 5 niveles de voltaje.

Con sus respectivos pro y contras se considera el MFC como una alternativa latente al MNPC, donde se diferencian en el uso de condensadores para el Flying Capacitor y el de diodos para el Neutral Point Clamped.

### **5.3 Trabajo Futuro**

Sin lugar a dudas el primer trabajo futuro que se viene a la mente es realizar una implementación del convertidor 5N-MFC para poder sacar resultados a nivel de laboratorio, para ello se debe buscar el apoyo y los fondos de manera que permitan trabajar sobre este convertidor y obtener parámetros reales y tangibles.

El 5N-MFC se planteó con un control para los voltajes de los condensadores basado en una PWM y unas líneas de código, pero a futuro se debe probar con otras alternativas como SVM y comparar resultados.

Finalmente, queda abierta la puerta para la investigación de nuevas topologías modulares y la forma en que se controlan, encontrando en la medición de variables y las líneas de código una alternativa viable de control.

## Bibliografía

- [1] Bin Wu, "DiodeClamped Multilevel Inverters," in High-Power Converters and AC Drives, 1, Wiley-IEEE Press, 2006, pp.143-177.
- [2] Bin Wu, "Other Multilevel Voltage Source Inverters," in High-Power Converters and AC Drives, 1, Wiley-IEEE Press, 2006, pp.179-186.
- [3] J. Korhonen, A. Sankala, J. P. Ström, P. Silventoinen and A. Doktor, "Five-level inverter with a neutral point connection and a flying capacitor," 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, Lappeenranta, 2014, pp. 1-7.
- [4] A. Dekka, R. L. Fuentes, M. Narimani and B. Wu, "Voltage Balancing of a Modular Neutral-Point-Clamped Converter With a Carrier-Based Modulation Scheme," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 10, pp. 8208-8212, 2018.
- [5] T. Meynard, A. M. Lienhardt, G. Gateau, C. Haederli and P. Barbosa, "Flying Capacitor MultiCell Converters with Reduced Stored Energy," 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, Que., 2006, pp. 914-918.
- [6] S. Choi and M. Saedifard, "Capacitor Voltage Balancing of Flying Capacitor Multilevel Converters by Space Vector PWM," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 3, pp. 1154-1161, July 2012.
- [7] E. Burguete, J. López and M. Zabaleta, "A New Five-Level Active Neutral-Point-Clamped Converter With Reduced Overvoltages," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 11, pp. 7175-7183, Nov. 2016.
- [8] Z. Lim, A. I. Maswood and G. H. P. Ooi, "Modular-Cell Inverter Employing Reduced Flying Capacitors With Hybrid Phase-Shifted Carrier Phase-Disposition PWM," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 7, pp. 4086-4095, July 2015.

- [9] A. M. Y. M. Ghias, J. Pou, G. J. Capella, V. G. Agelidis, R. P. Aguilera and T. Meynard, "Single-Carrier Phase-Disposition PWM Implementation for Multilevel Flying Capacitor Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5376-5380, Oct. 2015.
  
- [10] D. Krug, S. Bernet, S. S. Fazel, K. Jalili and M. Malinowski, "Comparison of 2.3-kV Medium-Voltage Multilevel Converters for Industrial Medium-Voltage Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2979-2992, Dec. 2007.
  
- [11] S. H. Hosseini, A. K. Sadig and A. Sharifi, "Estimation of flying capacitors voltages in multicell converters," 2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, Pattaya, Chonburi, 2009, pp. 110-113.

## Anexo A. Cálculo del Rizado del Condensador

---

Dentro de los análisis realizados a los distintos convertidores es que se analiza el ripple o rizado de los distintos condensadores que están presente. Es por eso que se detalla a continuación una forma de cómo obtener este parámetro.

La fórmula que se utiliza para el rizado es,

$$Ripple = \frac{V_{Máximo} - V_{Mínimo}}{V_{Nominal}} \cdot 100 \%, \quad (A.1)$$

Donde:

$V_{Máximo}$  : voltaje máximo alcanzado por el condensador,

$V_{Mínimo}$  : voltaje mínimo alcanzado por el condensador,

$V_{Nominal}$  : voltaje teórico o nominal del condensador

El voltaje nominal es posible determinarlo mediante la teoría.

## Anexo B. PWM Phase Shifting

---

La modulación tipo PWM Phase Shifting (PS) funciona a través del encendido y apagado de los distintos semiconductores haciendo una comparación entre una señal portadora que es una triangular y una señal de referencia que es una sinusoidal.

La base de la modulación es realizar la comparación entre ambas señales (portadora y referencia) que determina como el encendido igual a 1 y el apagado igual a 0.

$$\text{Estado del Switch} = \begin{cases} V_{Sin} \leq V_{Triangular}, & 0 \\ V_{Sin} > V_{Triangular}, & 1 \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

Con el fin de evitar errores en la conmutación de los switch es que las señales deben ir desfasadas en una cantidad específica de grados. En el caso de la señal portadora o triangular tiene un desfase que se asigna de la siguiente manera:

$$\text{Desfase Triangular} = \frac{360^\circ}{n - 1}, \quad (\text{B.2})$$

Donde  $n$  corresponde al número de niveles. Si se quiere simular un sistema trifásico equilibrado, las señales sinusoidales se deben declarar como sigue, siendo estas desfasadas  $120^\circ$ .

$$V_{AN} = 1 \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (\text{B.3})$$

$$V_{BN} = 1 \cdot \sin(\omega \cdot t - 120^\circ), \quad (\text{B.4})$$

$$V_{CN} = 1 \cdot \sin(\omega \cdot t + 120^\circ). \quad (\text{B.5})$$

Donde:

$V_{AN}$  : voltaje fase  $a$ -neutro,

$V_{BN}$  : voltaje fase  $b$ -neutro,

$V_{CN}$  : voltaje fase  $c$ -neutro.

La amplitud de las triangulares y las sinusoidales debe ser como máximo de un valor igual a 1.

## Anexo C. Balance de Voltaje en los Condensadores

El balance de voltaje se realiza a través de la medición de la corriente, los voltajes y la determinación del nivel que se requiere, la variable nivel o level como esta en la Fig. C. 1 es una señal escalera que indica que señal de voltaje se desea a la salida, se trabaja sobre dos métodos para obtener el nivel que se detallan en el Anexo D y Anexo E.

Una vez obtenidos estos datos se procede a ingresar al bloque “function” que está programado para determinar la mejor decisión para mantener el voltaje de los condensadores balanceados. El código implementado se presenta en el Anexo F para el MNPC y en Anexo G para el MFC, en Anexo D y Anexo E se presentan las maneras de obtener el nivel. El balance de voltaje se implementó en Simulink con los siguientes bloques:

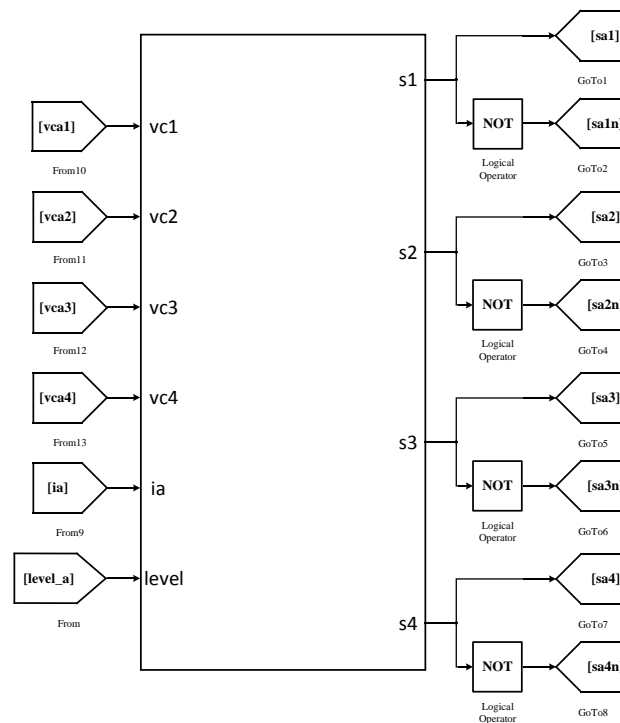


Fig. C. 1 Bloque Function

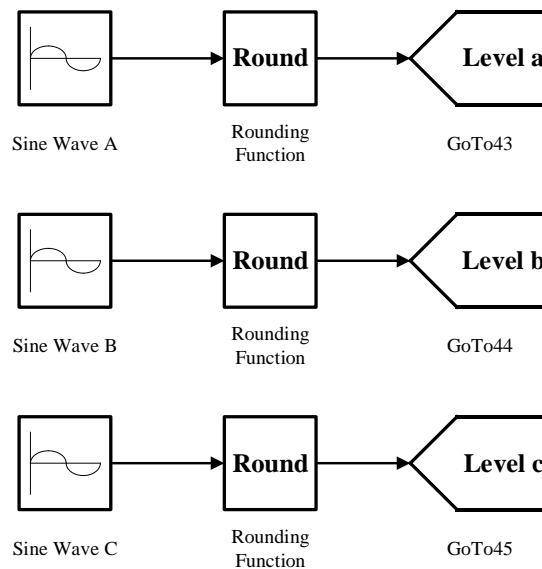
El bloque function es donde se implementó el código para balancear el voltaje, como entrada tiene los voltajes de los condensadores, el nivel y la corriente y a la salida el bloque tiene los estados de los switch que van directos al convertidor. El sentido de la corriente toma importancia ya que permite determinar si los condensadores se cargaran o descargaran en el momento que se realiza la iteración del código.

## Anexo D. Método Round

El método de redondeo es similar a la función parte entera, este se basa en que para valores decimales siempre tomara solamente la parte entera, que en este caso corresponde al nivel. La función parte entera se denota como:

$$f(x) = [x] \quad (D.1)$$

Donde  $f(x)$  está en el dominio de los reales y  $[X]$  solo puede tomar valores enteros, esta función se le conoce también por el nombre de escalonada. En Simulink esta se implementa a través de un bloque llamado round, que redondea al entero de menor valor, por ejemplo, el valor 2.9 devuelve un valor igual a 2 y el valor 3.1 entrega un valor de 3. El esquema del método de redondeo es el siguiente:



**Fig. D. 1 Método Redondeo**

Se crean las 3 sinusoidales de referencia desfasadas en 120 grados cada una con una amplitud de 2 y un offset de igual valor, el fin es que esta señal oscile entre 0 y 4 que son los niveles que se buscan obtener. Luego la sinusoidal pasa por el bloque round (Fig. D.1) para aproximar y entregar el nivel que ira al bloque que ejecutara el código que se presenta en el Anexo F para el Modular Neutral Point Clamped o el Anexo G para el Modular Flying Capacitor. Ese código correspondiente balanceara los voltajes de los condensadores DC.

## Anexo E. Método PWM

El método de la PWM es un método para determinar el nivel que produce muchas más iteraciones que el método Round (Anexo D), esto se hace a través de la comparación de una portadora triangular y la referencia sinusoidal. El esquema implementado es:

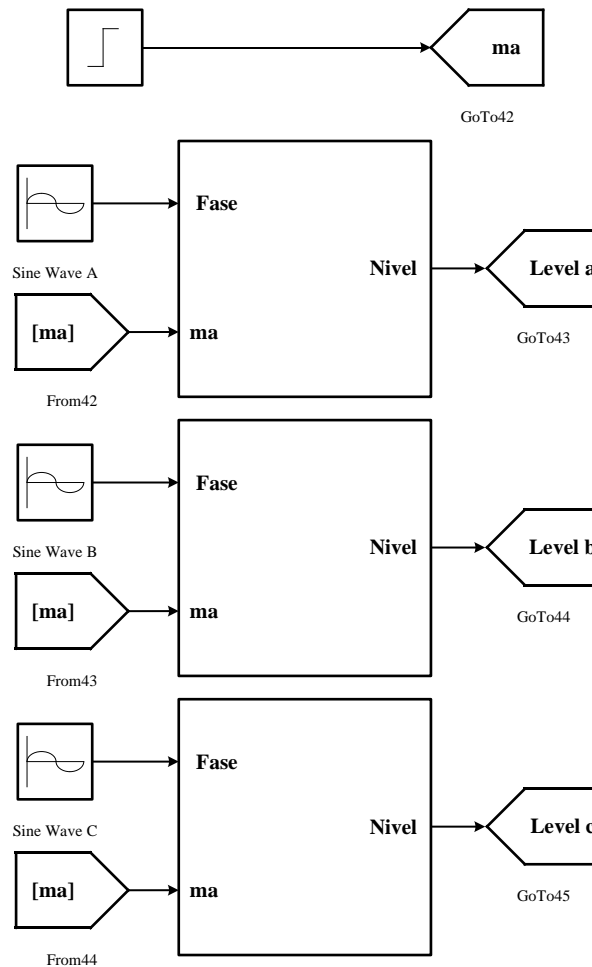
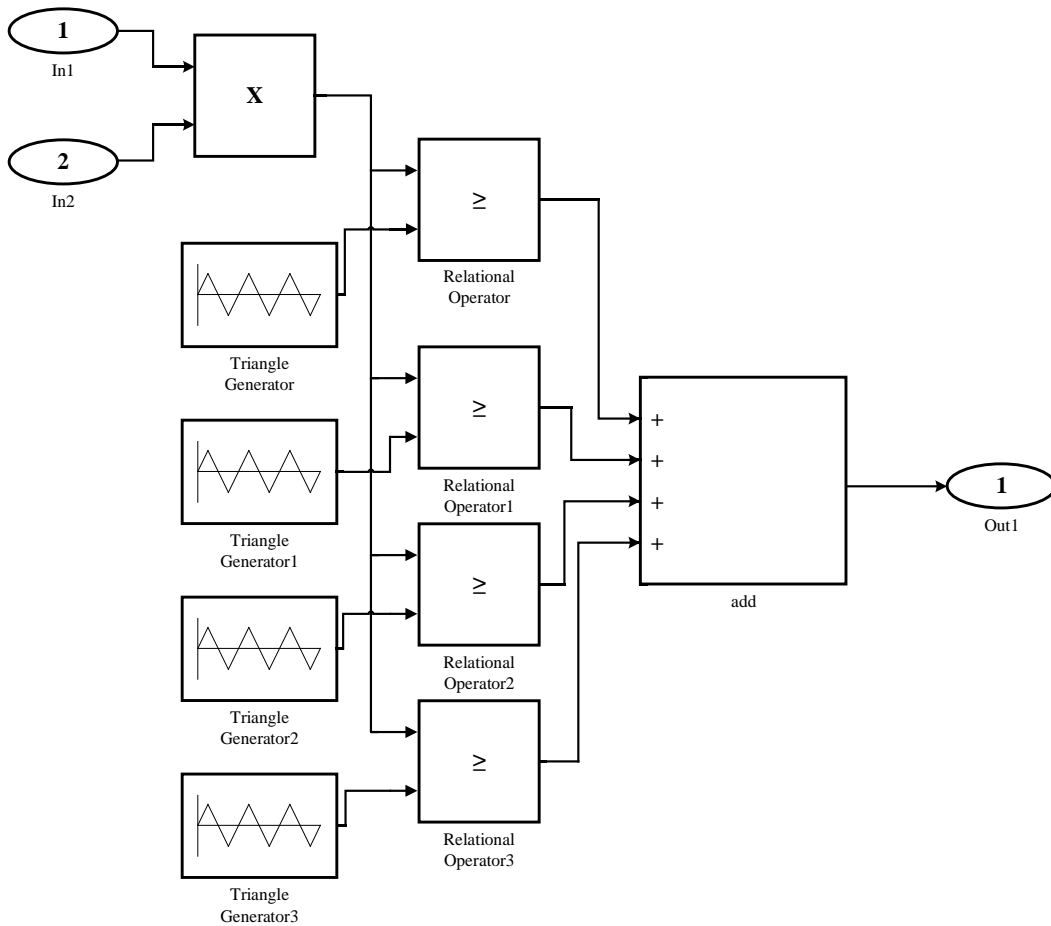


Fig. E. 1 Método PWM

Cada fase tiene su propio método PWM para generar el nivel, ya que el sistema está desfasado en sus fases por  $120^\circ$  y por lo tanto en el tiempo no llevan el mismo nivel. Dentro de cada bloque se presenta la siguiente comparación que determina el nivel.



**Fig. E. 2 Comparación PWM**

Es en esta etapa en donde se realiza la comparación al igual que una PWM. Las triangulares están desfasadas  $90^\circ$  y la comparación permite obtener el valor 1 o 0, para que finalmente en el bloque “add” se sumen los valores y entregue el nivel. Las entradas In1 e In2 corresponden a la sinusoidal y al índice  $m_a$  respectivamente, la salida out1 corresponde al nivel. Este subsistema creado es el que permite obtener el nivel que se ingresara al bloque “function” que ejecuta el código programado ya sea del Anexo F para el MNPC o el Anexo G para el MFC.

## Anexo F. Método Balance de Voltaje en los Condensadores del MNPC

---

Se expone el código implementado a través de una función en Matlab para balancear los voltajes en los condensadores.

La entrada a la función son los voltajes de los respectivos condensadores junto a la corriente y el nivel que se desea generar. La variable 'level' indica el nivel que se requiere, para luego a través de la corriente ' $i_a$ ' se comparen los distintos voltajes de los condensadores y se obtenga como salida la conmutación de los switch s1, s2, s3 y s4 para generar el nivel y balancear el voltaje en los condensadores. El código implementado en el bloque function de Simulink es:

```
function [s1,s2,s3,s4] = fcn(vc1,vc2,vc3,vc4,ia,level)

switch level

case 0 % Este nivel siempre conmuta los mismos switch
    s1 = 0;
    s2 = 0;
    s3 = 1;
    s4 = 1;

case 1

    if ia >= 0 % Caso Corriente Mayor igual que 0
        if vc2 >= vc3
            s1 = 0;
            s2 = 1;
            s3 = 1;
            s4 = 1;
        else
            s1 = 0;
            s2 = 0;
            s3 = 0;
            s4 = 1;
        end

    else % Caso Corriente menor que 0
        if vc2 <= vc3
            s1 = 0;
            s2 = 1;
```

```
    s3 = 1;
    s4 = 1;
else
    s1 = 0;
    s2 = 0;
    s3 = 0;
    s4 = 1;
end
end
```

case 2

```
if ia >= 0 % Caso Corriente Mayor igual que 0
```

```
    if vc1 == vc4
        if vc2 <= vc3
            s1 = 0;
            s2 = 0;
            s3 = 0;
            s4 = 0;
        else
            s1 = 1;
            s2 = 1;
            s3 = 1;
            s4 = 1;
        end
    end
```

```
elseif vc1 > vc4
    if vc1 <= vc3
        s1 = 0;
        s2 = 1;
        s3 = 0;
        s4 = 1;
    else
        s1 = 1;
        s2 = 1;
        s3 = 1;
        s4 = 1;
    end
end
```

```
else
    if vc2 <= vc4
        s1 = 0;
        s2 = 0;
        s3 = 0;
        s4 = 0;
    end
else
```

```
    s1 = 0;
    s2 = 1;
    s3 = 0;
    s4 = 1;
end
end
```

```
else % Caso Corriente Menor que 0
```

```
if vc1 == vc4
    if vc2 >= vc3
        s1 = 0;
        s2 = 0;
        s3 = 0;
        s4 = 0;
    else
        s1 = 1;
        s2 = 1;
        s3 = 1;
        s4 = 1;
    end
end
```

```
elseif vc1 > vc4
    if vc1 >= vc3
        s1 = 0;
        s2 = 1;
        s3 = 0;
        s4 = 1;
    else
        s1 = 1;
        s2 = 1;
        s3 = 1;
        s4 = 1;
    end
end
```

```
else
```

```
    if vc2 >= vc4
        s1 = 0;
        s2 = 0;
        s3 = 0;
        s4 = 0;
    else
        s1 = 0;
        s2 = 1;
        s3 = 0;
        s4 = 1;
    end
end
```

```
    end
  end

case 3

  if ia >= 0 % Caso Corriente Mayor igual que 0
    if vc1 >= vc4
      s1 = 1;
      s2 = 1;
      s3 = 0;
      s4 = 1;
    else
      s1 = 0;
      s2 = 1;
      s3 = 0;
      s4 = 0;
    end
  else % Caso Corriente Menor que 0
    if vc1 <= vc4
      s1 = 1;
      s2 = 1;
      s3 = 0;
      s4 = 1;
    else
      s1 = 0;
      s2 = 1;
      s3 = 0;
      s4 = 0;
    end
  end

  otherwise % Este nivel siempre conmuta los mismos switch

  s1 = 1;
  s2 = 1;
  s3 = 0;
  s4 = 0;
end
end
```

## Anexo G. Método Balance de Voltaje en los Condensadores del MFC

---

El código implementado en los bloques function para lograr el balance del voltaje en los condensadores es el que se presenta más adelante. Se recalca que los estados utilizados fueron aquellos donde los condensadores involucrados tenían la misma dinámica.

La entrada a la función son los voltajes de los respectivos condensadores junto a la corriente y el nivel que se desea generar. La variable 'level' indica el nivel que se requiere, para luego a través de la corriente ' $i_a$ ' se comparen los distintos voltajes de los condensadores y se obtenga como salida la conmutación de los switch s1, s2, s3 y s4 para generar el nivel y balancear el voltaje en los condensadores.

```
function [s1,s2,s3,s4] = fcn(vc1,vc2,vc3,vc4,ia,level)
```

```
switch level
```

```
case 0 % Este nivel siempre conmuta los mismos switch
```

```
    s1 = 0;
```

```
    s2 = 0;
```

```
    s3 = 1;
```

```
    s4 = 1;
```

```
case 1
```

```
    if(ia >= 0)
```

```
        if(vc3 >= vc1)
```

```
            s1 = 0;
```

```
            s2 = 0;
```

```
            s3 = 1;
```

```
            s4 = 0;
```

```
        else
```

```
            s1 = 0;
```

```
            s2 = 1;
```

```
            s3 = 1;
```

```
            s4 = 1;
```

```
        end
```

```
else % corriente menor que 0
```

```
    if(vc1 >= vc3)
```

```
        s1 = 0;
```

```

    s2 = 0;
    s3 = 1;
    s4 = 0;
else
    s1 = 0;
    s2 = 1;
    s3 = 1;
    s4 = 1;
end
end

case 2
if (ia >= 0)
    if (vc4 >= vc3 && vc4 >= vc1 && vc4 >= vc2)
        s1 = 0;
        s2 = 0;
        s3 = 0;
        s4 = 0;
    elseif (vc2 >= vc3 && vc2 >= vc1 && vc2 >= vc4)
        s1 = 1;
        s2 = 1;
        s3 = 1;
        s4 = 1;
    else
        s1 = 0;
        s2 = 1;
        s3 = 1;
        s4 = 0;
    end
else %corriente menor que 0
    if (vc3 >= vc4 && vc1 >= vc4 && vc2 >= vc4)
        s1 = 0;
        s2 = 0;
        s3 = 0;
        s4 = 0;
    elseif (vc3 >= vc2 && vc1 >= vc2 && vc4 >= vc2)
        s1 = 1;
        s2 = 1;
        s3 = 1;
        s4 = 1;
    else
        s1 = 0;
        s2 = 1;
        s3 = 1;
        s4 = 0;
    end
end
end

```

```
case 3
  if (ia >= 0)
    if (vc2 >= vc4)
      s1 = 1;
      s2 = 1;
      s3 = 1;
      s4 = 0;
    else
      s1 = 0;
      s2 = 1;
      s3 = 0;
      s4 = 0;
    end
  else % corriente menor que 0
    if (vc4 >= vc2)
      s1 = 1;
      s2 = 1;
      s3 = 1;
      s4 = 0;
    else
      s1 = 0;
      s2 = 1;
      s3 = 0;
      s4 = 0;
    end
  end
  otherwise % Este nivel siempre conmuta los mismos switch

  s1 = 1;
  s2 = 1;
  s3 = 0;
  s4 = 0;
end
end
```