

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA
FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**ESTRATEGIAS DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLAS EN
INVERSORES MULTINIVEL PARA ASEGURAR LA CONTINUIDAD DEL
PROCESO EN SISTEMAS INDUSTRIALES Y MINEROS**

TESIS

**PARA OPTAR EL GRADO ACADÉMICO DE MAESTRO EN CIENCIAS CON
MENCIÓN EN SISTEMAS DE POTENCIA**

ELABORADO POR

ING. OSCAR JULIAN PEÑA HUARINGA

ASESORA

DRA. TERESA NÚÑEZ ZÚÑIGA

LIMA - PERÚ

2014

*Dedico este trabajo a mis padres por su
inmenso amor, comprensión, incondicional
apoyo, por creer en mí y por darme la vida.
A mis hermanos por los momentos de alegría
y tristeza compartidos.*

Agradecimientos

Agradezco a mi asesora, Dra. Teresa Nuñez Zuñiga, por sus consejos y guiarme en el desarrollo de la tesis, a los profesores Dr. Rodolfo Moreno Martínez, M.Sc. Juan Velásquez Sevillano, M.Sc. Justo Yanque Montufar y M.Sc. Fernando Saldaña Hermosa por las sugerencias.

También deseo agradecer al MINEM – CARELEC por subvencionar mis estudios y a cada una de las personas que me han apoyado en el desarrollo de esta tesis.

Agradezco a Dios por darme la oportunidad de vivir y de que mis seres queridos puedan ver mi trabajo.

ÍNDICE DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	
CAPÍTULO I	
ANTECEDENTES Y PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	2
1.1 Antecedentes	3
1.2 Formulación del problema	3
1.3 Justificación	3
1.4 Objetivos	3
1.4.1 Objetivo general	3
1.4.2 Objetivos específicos	4
1.5 Alcances y limitaciones	4
1.6 Organización de la tesis	5
CAPÍTULO II	6
INVERSORES MULTINIVEL	6
2.1 Variadores de velocidad en media tensión	6
2.2 Tipos de inversores	9
2.2.1 Inversor fuente de tensión de dos niveles	10
2.2.2 Neutral point clamped (NPC)	12
2.2.3 Cascada multinivel (CHB)	16
2.2.4 Flying capacitor (FC)	26
2.3 Modos de falla en inversores multinivel	28
2.3.1 Modo de falla de circuito abierto	29
2.3.2 Modo de falla de cortocircuito	29
2.4 Detección de fallas de interruptores en inversores multinivel	30
2.4.1 Trayectorias de corriente	30
2.4.2 Composición vectorial de los armónicos de tensión	31
2.4.3 Medición de tensión en los polos del inversor	31
2.4.4 Tiempos de conmutación del interruptor	31
CAPÍTULO III	32
MODELO MATEMÁTICO PARA MOTOR DE INDUCCIÓN DOBLE JAULA DE ARDILLA	32
3.1 Principio de funcionamiento	32
3.1.1 Aspectos constructivos	32
3.1.2 Consideraciones para su utilización en media tensión	34
3.2 Circuito equivalente del motor doble jaula de ardilla	35
3.3 Simplificación del modelo de doble jaula de ardilla	42
3.3.1 Reducción del número de parámetros	42
3.3.2 Reducción del orden del modelo	43
3.4 Motor de inducción alimentado por un variador de velocidad	43
3.4.1 Circuito equivalente del motor alimentado con tensión multinivel	44
3.4.2 Pérdidas en el motor asíncrono con alimentación no sinusoidal	46
CAPÍTULO IV	48
ESTRATEGIAS DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLAS	48
4.1 Principio de funcionamiento	50
4.2 Redundancia con una llave de potencia	50
4.3 Redundancia con dos llaves de potencia	50
4.4 Redundancia con rama adicional	51

4.5	Sistema de redundancia con switch bi-direccional	51
4.6	Estrategia de reconfiguración de las señales de disparo	53
CAPÍTULO V		54
PROPUESTA DE ESTRATEGIA DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLA POR RECONFIGURACIÓN DE LAS SEÑALES DE DISPARO		54
5.1	Estrategia de reconfiguración de la modulación de las señales de disparo aplicado a inversores multinivel NPC de tres niveles	54
5.1.1	Falla en un dispositivo de conmutación.....	54
5.2	Estrategia de reconfiguración de la modulación de las señales de disparo aplicado a inversores cascada multinivel de siete niveles.....	58
5.2.1	Falla en un dispositivo de conmutación.....	58
5.2.2	Falla en dos dispositivos de conmutación	62
CAPÍTULO VI		66
APLICACIÓN DE LA ESTRATEGIA EN UN SISTEMA ELÉCTRICO MINERO		66
6.1	Descripción del sistema	66
6.2	Descripción de la falla en la etapa inversora del variador y las consecuencias en la producción.	67
6.3	Modelamiento del sub sistema eléctrico (Transformador – Variador – Motor)	69
6.3.1	Transformador	69
6.3.2	Variador con inversor Neutal point clamped de tres niveles	70
6.3.3	Motor de inducción.....	71
6.4	Aplicación de la estrategia de operación con tolerancia a fallas por reconfiguración de la modulación de las señales de disparo.	73
6.4.1	Sistema de control	73
6.4.2	Resultados de la simulación.....	73
6.5	Simulación del variador empleando un NPC de cinco niveles	75
CAPÍTULO VII		76
APLICACIÓN DE LA ESTRATEGIA PROPUESTA EMPLEANDO UN INVERSOR CASCADA MULTINIVEL DE SIETE NIVELES		76
7.1	Descripción del sistema	76
7.2	Sistema de control	76
7.3	Resultados de la simulación.....	76
7.3.1	Cuando falla un dispositivo de conmutación	76
7.3.2	Cuando fallan dos dispositivos de conmutación	78
CONCLUSIONES		80
RECOMENDACIONES		81
BIBLIOGRAFÍA		82
ANEXOS		84

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1: Parámetros de Operación de Dispositivos Eléctricos de Potencia	6
Figura 2.2: Clasificación de los Convertidores DC/AC.....	8
Figura 2.3: Diagrama de Boque de un Variador de Velocidad de Media Tensión.....	8
Figura 2.4: Clasificación de las Topologías de Inversores.....	9
Figura 2.5: Topología del Inversor Fuente de Voltage de dos Niveles.....	11
Figura 2.6: Simulación- Inversor de dos Niveles	11
Figura 2.7: Corriente de la Carga.....	12
Figura 2.8: Topología del Inversor NPC de tres Niveles	13
Figura 2.9: Simulación- NPC tres Niveles	14
Figura 2.10: Corriente en la Carga	14
Figura 2.11: Topología del Inversor NPC de cinco Niveles.....	15
Figura 2.12: Simulación- NPC de cinco Niveles.....	16
Figura 2.13: Topología Inversor CHB Multinivel Monofásico	17
Figura 2.14: Simulación- CHB Monofásico de siete Niveles	18
Figura 2.15: Topología Inversor CHB Multinivel Monofásico Asimétrico.....	19
Figura 2.16: Simulación- CHB Asimétrico (a) aplicando IPD, (b) aplicando PS-PWM	19
Figura 2.17: Formas de Modulación Multinivel	20
Figura 2.18: Simulación- CHB con PS-PWM	21
Figura 2.19: Disposición de las Señales Portadoras IPD, APOD, POD	22
Figura 2.20: Simulación- CHB con PL-PWM – IPD	22
Figura 2.21: Topología y Simulación CHB Simétrico de cinco Niveles	23
Figura 2.22: Topología CHB Simétrico de siete Niveles	24
Figura 2.23: Simulación- CHB Simétrico de siete Niveles	25
Figura 2.24: Topología FC Simétrico de cinco Niveles	27
Figura 2.25: Circuito Simplificado – Modo de Falla Circuito Abierto	29
Figura 2.26: Circuito Simplificado – Modo de Falla de cortocircuito.....	30
Figura 2.27: Corriente en el Motor en Caso de Falla	30
Figura 3.1: Flujos del estator.....	33
Figura 3.2: (a) Rotor con jaula de ardilla, (b) Rotor bobinado, (c) Doble jaula de ardilla	34
Figura 3.3: Modelo de Motor de Inducción Doble Jaula de Ardilla en Regimen Dinámico.....	35
Figura 3.4: Modelo de Motor de Inducción Doble Jaula de Ardilla	42
Figura 3.5: Esquemas equivalentes – Eliminación de dos Reactancias de Dispersión.....	43
Figura 3.6: Motor Alimentado con Tensión Multinivel	44
Figura 3.7: Circuito Reducido.....	45
Figura 3.8: Lazo de Histerisis.....	46
Figura 4.1: Esquemas de respaldo a) En caliente b) En frío.....	48
Figura 4.2: Estructura de un inversor trifásico y motor	50
Figura 4.3: Topología redundancia material –con un interruptor	50
Figura 4.4: Topología redundancia material –con dos interruptores	51
Figura 4.5: Topología redundancia material –con rama adicional	51
Figura 4.6: Topología redundancia material – bi - direccional	52
Figura 5.1: Falla en inversor NPC tres niveles – Fase A	54
Figura 5.2: Reconfiguración del sistema- inhibir la fase A	55
Figura 5.3: Modulación IPDPWM –NPC-Tres niveles.....	56
Figura 5.4: Tensiones de fase cuando se produce la falla en la fase A	57
Figura 5.5: Señales de referencia, tensiones y corrientes en bornes del motor.....	57
Figura 5.6: Falla en una celda.....	58
Figura 5.7: Asignación de las señales de disparo según modulación IPDPWM	59
Figura 5.8: Tensión de la fase con falla en $t=0.2\text{seg}$	60
Figura 5.9: Asignación de las señales de disparo- reconfiguración	61
Figura 5.10: Energía adicional entregada por las fases B y C	61

Figura 5.11: Resultados de la simulación	62
Figura 5.12: Falla en dos celdas	62
Figura 5.13: Falla en dos celdas – Secuencial y abrupta	63
Figura 5.14: Asignación de las señales de disparo- reconfiguración	64
Figura 5.15: Energía adicional entregada por las fases B y C	64
Figura 5.16: Resultados de la simulación	65
Figura 6.1: Sub Sistema eléctrico Minero- Planta Concentradora	66
Figura 6.2: Configuraciones de transformadores como entrada a convertidores	69
Figura 6.3: Variador de velocidad	70
Figura 6.4: Etapas del variador de velocidad	71
Figura 6.5: Motor de inducción tipo doble jaula de ardilla	71
Figura 6.6: Simulación del sistema completo, I_a corriente de la fuente, V_{dc_e} tensión en el enlace dc, I_{mar} corriente en el motor.....	72
Figura 6.7: Generación de las señales de disparo	73
Figura 6.8: Simulación del sistema.....	74
Figura 6.9: Simulación del sistema completo, I_a corriente de la fuente, V_{dc_e} tensión en el enlace dc, I_{mar} corriente en el motor.....	75
Figura 7.1: Señales de modulación – estrategia de tolerante a fallas – 1 celda	76
Figura 7.2: Simulación del sistema – topología y tensiones de línea y fases	77
Figura 7.3: Señales de modulación – estrategia de tolerante a fallas – 2 celdas	78
Figura 7.4: Simulación del sistema – topología y tensiones de línea y fases	79

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1: Comparación – Niveles de Inversores Multinivel Simétricos y Asimétricos	20
Tabla 2.2: Comparación –Topología de Inversores Multinivel.....	28
Tabla 4.1: Comparación sistemas tolerantes a fallas con redundancia material	49
Tabla 5.1: Expresiones para las señales de referencia Falla en dispositivo de la fase A	56
Tabla 5.2: Expresiones para las señales de referencias – Una celda en falla.....	60
Tabla 5.3: Expresiones para las señales de referencias – Dos celdas en falla	63
Tabla 6.1: Expresiones para los armónicos de quinto y setimo orden	69

RESUMEN

En el sector industrial y minero se utilizan motores de gran potencia accionados por variadores de velocidad, los cuales han sido colocados para que los procesos sean más eficientes; sin embargo, debido a aspectos constructivos y efectos de la red, se pueden presentar fallas en estos equipos, interrumpiendo el proceso productivo y generando pérdidas económicas importantes. Las fallas más comunes se dan en la etapa inversora del variador compuesta por inversores multinivel.

Se presenta el estudio y simulación de un sistema de control que permita que los inversores multinivel puedan tolerar fallas producidas en los dispositivos semiconductores de potencia, mediante la reconfiguración de la modulación de las señales de disparo, sin perjudicar el funcionamiento del motor y asegurando la continuidad del servicio.

Se realiza la descripción de los inversores multinivel de enclavamiento de punto neutro (NPC) de tres niveles y el inversor cascada multinivel de siete niveles, sobre los cuales se aplicará la estrategia propuesta.

Se simuló un sistema eléctrico minero existente, en 4.16kV – 1.360MVA (compuesto por transformador –variador – motor) donde la configuración del inversor es un NPC de tres niveles y se produjo una falla en la etapa inversora. Sobre este sistema se probó la estrategia propuesta.

Se propone el uso de inversores cascada multinivel de siete niveles, debido a la flexibilidad para tolerar las fallas, analizando escenarios múltiples debido a la mayor cantidad de dispositivos de conmutación que posee.

Para la simulación de estos sistemas se utilizó el software PSCAD/EMTDC y al final de esta tesis se dan los lineamientos para futuros trabajos

ABSTRACT

In industrial and mining enterprises (sector) is usual to use high power engines powered by variable speed Drives, that have been used in order to make processes more efficient, nevertheless, due id construction aspects and network effects, failures can appear in these equipments, interrupting the production process and causing important economics losses. The most common failures occur in the inverter stage of the driver that is composed by multilevel inverters.

This document presents the modeling, study and simulation of a control system that allows multilevel inverters to tolerate failures produced in the switching devices, through reconfiguration of trigger signals modulation, without affecting the engine performance and ensuring the service continuity.

There will be the description of neutral point clamped multilevel inverter (NPC) three levels and the cascade multilevel inverter seven levels, in which will be applied the proposed strategy.

A real mining electrical system, that existing, is modeled, in 4.16kV – 1,360MVA (composed by transformer-drive-motor) where the inverter configuration is a three levels NPC and present a failure in the inverter stage, in this system was tested the strategy proposed.

It is proposed to use a cascaded multilevel inverter seven levels, due to flexibility to tolerate failure, analyzing multiple cases because of the greater quantity of switching devices that it has.

For modeling of these systems is been used the PSCAD/EMTDC software. At the end of this thesis are given guidelines for future works.

INTRODUCCIÓN

En la industria y minería se busca optimizar los procesos empleando variadores de velocidad tanto en baja como en media tensión, estos últimos presentan mayor interés desde el punto de vista de continuidad del servicio, ya que manejan mayores potencias y son puntos neurálgicos para el proceso productivo.

Una de las partes constitutivas de estos variadores es la etapa inversora, cuya topología está dada a base de inversores multinivel. Por fenómenos propios del variador o de la red se producen fallas en sus dispositivos de conmutación. Estas fallas obligan a que el sistema salga de servicio produciendo pérdidas económicas considerables.

En esta tesis se plantea una estrategia para que a nivel del sistema de control de los dispositivos de conmutación de la etapa inversora se puedan reconfigurar las señales de disparo a fin de que el variador pueda tolerar las fallas, sin perjuicio para el motor, ya que las tensiones aplicadas serán equilibradas y en algunos casos sin modificar su amplitud. Es decir la estrategia propuesta hace que el sistema continúe funcionando sin perjuicio del motor a pesar de que se haya presentado una falla en los componentes del inversor.

Una de las ventajas de esta estrategia, es que no se emplean componentes adicionales para tolerar las fallas, todo se realiza a nivel de control.

CAPÍTULO I

ANTECEDENTES Y PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

1.1 Antecedentes

En la industria y minería se busca optimizar los recursos a través de diferentes sistemas, uno de ellos es el control de la velocidad de los motores realizado mediante equipos conocidos como variadores de velocidad, los cuales han permitido tener mayor eficiencia en los procesos. Estos equipos en su mayoría son instalados en baja tensión; sin embargo, con el avance tecnológico y el desarrollo de los dispositivos electrónicos de potencia, se ha conseguido ampliar su uso en media tensión, a través de convertidores multinivel.

Las primeras publicaciones acerca de convertidores multinivel se realizan en la década de los 80's.

Hay tres tipos básicos de convertidores multinivel: *neutral point clamped*, *multinivel cascade and flying capacitor converters*. La revisión completa de las topologías de inversores multinivel es mostrada en el año 2002 por Fang Zheng Peng [4] y en el año 2010 por Ramazan Bayindir [6]. Se han escrito artículos acerca de los sistemas de control de estos inversores y sus funcionalidades cuando forman parte del variador de velocidad. Comercialmente los hay de tres y cinco niveles. Se han escrito varios artículos explicando sus características y diferencias.

Los variadores de velocidad en media tensión suelen utilizar un transformador para acoplarse al sistema. Llegando a tener sub sistemas compuestos por transformador – variador – motor.

El 2007 Dietmar Krug hace una comparación de los convertidores multinivel para 2.3kV con respecto a las pérdidas en los semiconductores, en diferentes condiciones de trabajo a eficiencia constante y máxima frecuencia de conmutación [5]. En diversas publicaciones también se trata sobre técnicas para reducir las pérdidas controlando el índice de modulación y el sistema de conmutación.

1.2 Formulación del problema

Los beneficios que ofrecen los variadores de velocidad en los sistemas eléctricos son principalmente el ahorro de espacio, menor consumo y mejora de la eficiencia de los procesos, sobre todo en baja tensión. Se ha podido ampliar su uso en media tensión empleando inversores multinivel. A medida que aumenta el número de niveles de la etapa inversora se mejora la forma de onda a la salida del convertidor debido a que se obtiene un menor contenido armónico, se disminuyen los transitorios dv/dt de las conmutaciones y se consigue llevar al sistema a mayor nivel de tensión. Sin embargo, aumenta también la cantidad de componentes y con esto la probabilidad de falla.

Actualmente los variadores de velocidad con inversores multinivel son ampliamente utilizados en diferentes procesos. Las fallas más representativas se dan en la etapa inversora en los dispositivos de conmutación y pueden ser básicamente de dos tipos, modo de falla a circuito abierto y modo de falla a cortocircuito, estas fallas pueden afectar el comportamiento de los motores e incluso producir la paralización total de la producción. Cuando esto ocurre, el proceso tiene pérdidas económicas importantes porque muchas veces no se cuenta con los dispositivos de conmutación para reemplazarlos y se tiene que importar componentes cuyos tiempos de envío, en la mayoría de los casos, son superiores a los dos meses.

Debido a las consecuencias de las fallas, diversas estrategias de redundancia material (uso de componentes extras) han sido presentadas como sistemas tolerantes a fallas.

También se están estudiando estrategias que no utilizan componentes adicionales, las cuales están en etapa de investigación y son la base de este trabajo de tesis.

1.3 Justificación

El uso de variadores de velocidad se ha incrementado en el país, el crecimiento de las plantas industriales y la búsqueda de optimizar sus procesos traen como consecuencia el uso de equipamiento basado en electrónica de potencia. Los variadores en baja y media tensión son los más utilizados en las plantas industriales y mineras. Están asociados a las partes principales del proceso productivo, la falla en estos equipos trae como consecuencia paradas de planta no programadas.

Para la industria y minería los costos son significativos, sobre todo en aquellos procesos donde la falla de una de las etapas detiene el proceso productivo completo, como por ejemplo en las plantas cementeras. Cuando se producen las fallas es necesario buscar los repuestos y estos por temas asociados a su importación tardan en llegar, agravando más la situación. Por las razones expuestas se justifica realizar estudios orientados a inversores multinivel que puedan tolerar las fallas, para poder dar continuidad al sistema sin deterioro de los motores y del proceso productivo.

1.4 Objetivos

1.4.1 Objetivo general

Obtener una estrategia de operación del sistema de control de los inversores multinivel (usados para el control de velocidad en motores de media tensión), que les permita seguir operando con dispositivos electrónicos de conmutación fallados.

1.4.2 Objetivos específicos

- Explicar el comportamiento de los variadores de velocidad en los sistemas eléctricos de potencia, poniendo énfasis en aquellos constituidos por inversores multinivel.
- Proponer un sistema de control que permita que los inversores multinivel puedan tolerar las fallas producidas en los dispositivos de conmutación, basado en la reconfiguración de la modulación de las señales de disparo.
- Simular el sistema de control propuesto, reproduciendo la operación de los variadores de velocidad de media tensión y las fallas en los dispositivos de conmutación.
- Modelar un sistema eléctrico existente, comprobar la efectividad de la estrategia propuesta, simular y explicar los resultados.

1.5 Alcances y limitaciones

- Se desarrollará un sistema de control que permita que los inversores multinivel puedan tolerar fallas en los dispositivos de conmutación, basado en el método de reconfiguración de la modulación de las señales de disparo mostrando su efectividad a nivel simulación.
- El entorno analizado corresponde a los variadores de velocidad en media tensión a 60Hz, hasta una potencia de 2000HP.

- Se excluye, debido a la escasez de recursos, la implementación de un prototipo.
- Debido a la limitación de tiempo la tesis se circunscribe a la simulación.

1.6 Organización de la tesis

El capítulo I describe los antecedentes, justificación, objetivos, alcances y organización de la tesis.

El capítulo II explica las configuraciones de los variadores de velocidad con inversores multinivel neutral point clamped, cascada multinivel, y flying capacitor converters, simulando y mostrando los resultados, también se muestra los modos de falla de cortocircuito, circuito abierto y las técnicas de detección de fallas en los inversores multinivel.

El capítulo III muestra el modelamiento matemático del motor de inducción con rotor doble jaula de ardilla, las consideraciones para su funcionamiento en media tensión y su comportamiento cuando es alimentado por un variador.

El capítulo IV muestra la estrategia de operación con tolerancia a falla en inversores multinivel utilizando las técnicas tradicionales con redundancia material.

El capítulo V muestra la estrategia propuesta de reconfiguración de la modulación de las señales de disparo de los dispositivos electrónicos de potencia que permite que se puedan tolerar las fallas, sin perjudicar el desempeño del motor.

El capítulo VI muestra el modelamiento de un sub sistema eléctrico existente (del sector minero), constituido por transformador – variador – motor (22,9kV-2.5MVA – Motor 2.3kV), donde se prueba la estrategia propuesta. Este sistema minero cuenta con variadores ACS1000 cuya etapa inversora consta de un inversor neutral point clamped (NPC) de tres niveles.

En el capítulo VII se prueba la estrategia reemplazando la etapa inversora por un inversor cascada multinivel de siete niveles.

Finalmente se exponen las conclusiones, recomendaciones y se dan los lineamientos para futuros trabajos.

CAPÍTULO II

INVERSORES MULTINIVEL

2.1 Variadores de velocidad en media tensión

El desarrollo de los convertidores de alta potencia y media tensión comenzó a mediados de la década de los 80s, empleando dispositivos electrónicos de potencia. Inicialmente se utilizaron los tiristores *GTO* (*gate turn off*) por ser los que estaban disponibles. Con el desarrollo de la tecnología se comenzaron a emplear los *IGBT's* (*Insulated gate bipolar transistors*) and *GCTs* (*Gate commutated Thyristors*) a finales de 1990. Estos dispositivos de conmutación progresaron rápidamente en las principales áreas de la electrónica de potencia debido a sus ventajas en la velocidad de conmutación, bajas pérdidas de conmutación y facilidad de control.

La Figura 2.1 muestra las diferencias en operación de estos componentes. Los IGBTs pueden soportar una tensión máxima de 3kV, por lo que para aplicaciones de mayor tensión será necesario el empleo de varios componentes en serie por cada fase que se quiera implementar.

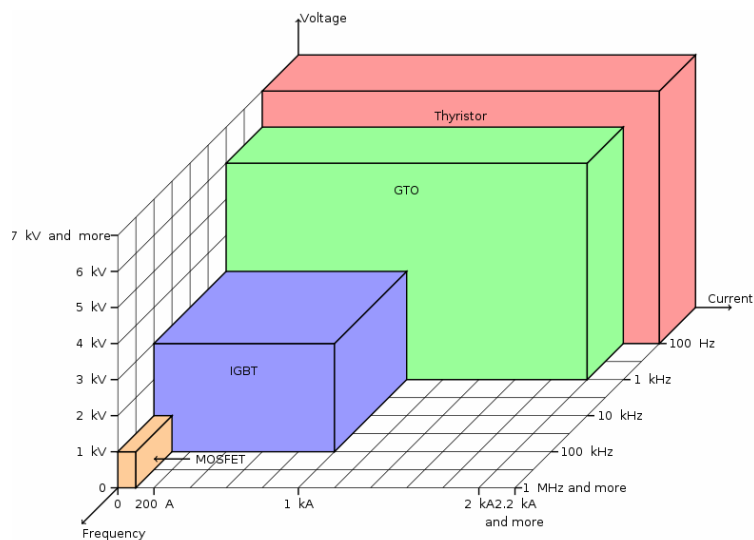


Figura 2.1: Parámetros de Operación de Dispositivos Eléctricos de Potencia

Los variadores de velocidad de media tensión están comercialmente disponibles entre las potencias de 400kW hasta 100MW. La mayoría de los variadores son utilizados en rangos entre 1MW – 5MW y 3.3kV -11kV.

Los variadores son empleados en muchas aplicaciones en la industria y minería, tales como: bombas en la industria petroquímica, ventiladores en la industria de cemento, bombas de agua en estaciones de bombeo, para tracción en la industria del transporte y otras aplicaciones.

La búsqueda de eficiencia en los procesos industriales y mineros hace que se implementen sistemas con variadores de velocidad y esto se ha incrementado en los últimos años.

En nuestro país los variadores de velocidad, se están empleando para sistemas de bombeo, ventiladores y fajas transportadoras. A nivel mundial, la mayor aplicación se da en los sistemas de bombeo.

Uno de los mayores mercados para el uso de variadores en media tensión son las aplicaciones de reemplazo. Se informa que el 97% de los motores de media tensión operan a una velocidad fija y que solo el 3% de ellos son controlados por accionamiento variable por variable-speed drives [1]. Cuando los ventiladores o bombas son operados con velocidad fija el control del aire o del líquido suele realizarse por medio de métodos mecánicos, tales como el límite de control, control de flujo de válvulas, dando como resultado una cantidad sustantiva de pérdidas de energía.

La instalación de estos variadores puede conducir a un ahorro significativo del costo de la energía, su uso es rentable con un tiempo de amortización de entre uno y dos años y medio [2].

La Figura 2.2 presenta una clasificación simplificada de las familias de los convertidores usados en aplicaciones de alta potencia [3], la cual tiene una división básica entre topologías directas e indirectas. Por lo general la carga es conectada directamente a la fuente a través de semiconductores de potencia y una lógica de control adecuado, mientras la transferencia de potencia se da en dos estados, la rectificación y la inversión, usualmente vinculados por un componente de almacenamiento de energía.

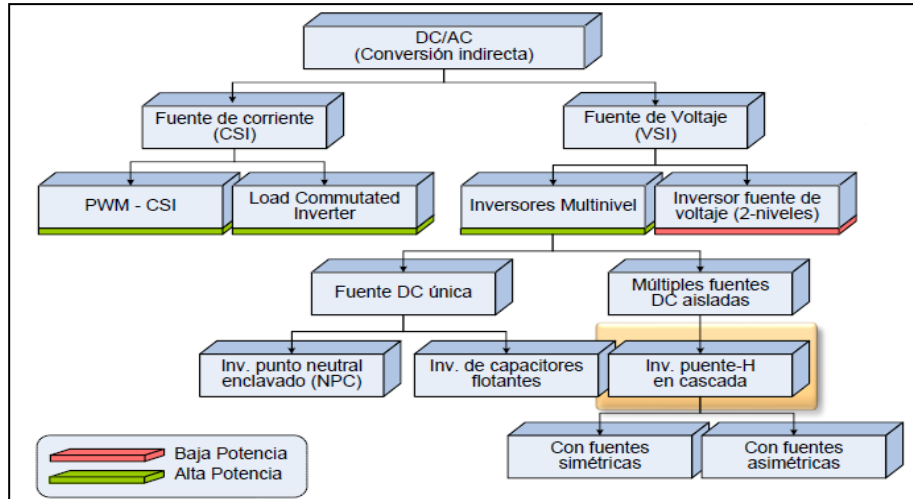


Figura 2.2: Clasificación de los Convertidores DC/AC.
(Fuente: The Age of multilevel converters arrives – [3])

Los convertidores indirectos pueden ser tipo fuente de corriente o tipo fuente de tensión dependiendo del componente de almacenamiento de energía. La Figura 2.3 muestra un diagrama de bloques de un variador en media tensión, donde se distinguen las etapas de rectificación (la que convierte la tensión de red, a una tensión fija o ajustable), El común de las topologías del rectificador incluyen rectificadores de diodos, rectificadores con tiristores y rectificadores con modulación de ancho de pulso (PWM). El filtro dc puede ser simplificado por un capacitor que proporciona una tensión y corriente continua o un inductor que suaviza la corriente dc. La etapa inversora es la que define la frecuencia de salida del motor. Los filtros a la entrada del variador y a la salida son empleados para minimizar el contenido armónico del sistema. Se puede conseguir una menor distorsión armónica aumentando la cantidad de dispositivos en la etapa de rectificación con un arreglo de transformadores adecuadamente diseñado, lo cual incrementa su costo significativamente.

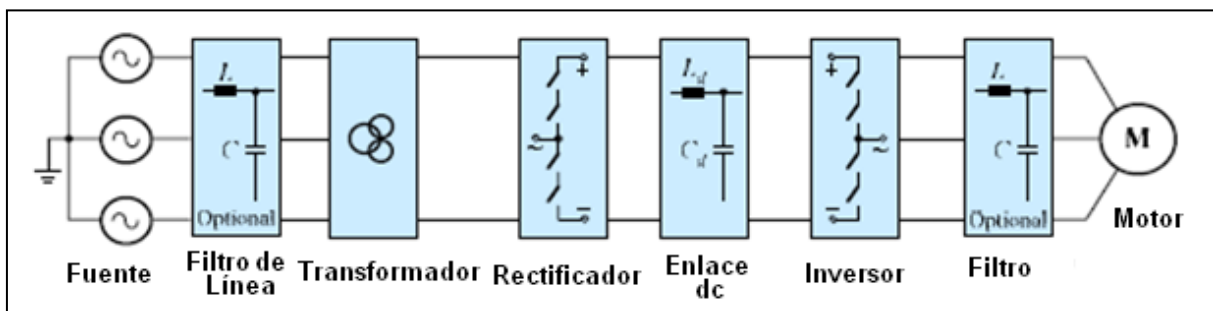


Figura 2.3: Diagrama de Bloque de un Variador de Velocidad de Media Tensión.
(Fuente: Bin Wu [7])

De acuerdo a la cantidad de diodos o IGBTs que tenga la etapa de rectificación se define el número de pulsos, pudiendo ser de 12, 24 o 36 pulsos en la actualidad.

2.2 Tipos de inversores

Los inversores generan una salida ac a partir de una fuente dc, se pueden clasificar en función del número de niveles, tal como se muestra en la Figura 2.4.

Los inversores multinivel son una alternativa para solucionar los problemas que presentan los inversores convencionales, sus características principales son el tener bajas pérdidas por conmutación al operar a bajas frecuencias de conmutación, la distribución de tensiones en los dispositivos y un filtrado más sencillo ya que la salida está formada por niveles de tensión. El contenido armónico que resulta es bajo en comparación con los inversores convencionales que utilizan técnicas PWM.

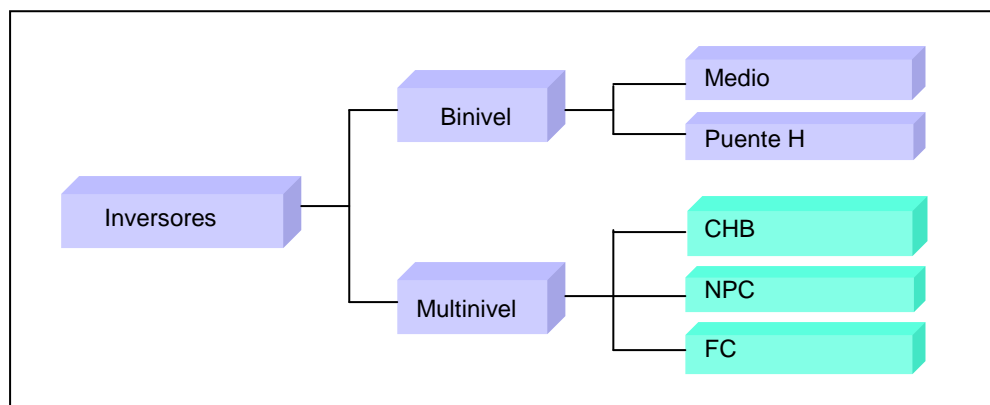


Figura 2.4: Clasificación de las Topologías de Inversores

Dentro del área de investigación de inversores multinivel existe una gran cantidad de artículos publicados por diferentes autores, indicando muchas aplicaciones que van desde su empleo en los variadores, cargadores de baterías, unificadores de control de flujo de potencia y filtros activos en media tensión [4]-[5]. En [6] se presenta una revisión de las topologías de los inversores multinivel tipo fuente de tensión y sus esquemas de control, incluyendo ventajas y desventajas en base a su estructura y funcionamiento.

A continuación se detallan los de mayor aplicación e importancia.

2.2.1 Inversor fuente de tensión de dos niveles

La principal función de un inversor fuente de tensión (VSI) es convertir una fuente de tensión fija dc a una fuente de tensión trifásica ac con amplitud y frecuencia variables. Para aplicaciones de alta potencia se utiliza la topología mostrada en la Figura 2.5; donde el inversor está compuesto por seis grupos de interruptores accionados por los pulsos g_1 , g_2 , g_3 , g_4 , g_5 y g_6 . Cada interruptor tiene en paralelo un diodo. Dependiendo de la tensión de operación del inversor cada fase consiste de dos o más interruptores.

El sistema de modulación empleado es el de modulación de largura de pulso sinusoidal (SPWM), el cual forma las señales de activación por comparación de una señal triangular y una señal sinusoidal.

La relación entre las amplitudes es conocida como índice de modulación de amplitud (ma).

$$ma = \frac{V_{sen}}{V_{trian.}} \quad (2.1)$$

Siendo:

V_{sen} : Amplitud de la onda sinusoidal

V_{trian} : Amplitud de la onda triangular

La relación entre las frecuencias de la onda sinusoidal y la onda triangular es conocida como índice de modulación de frecuencia (mf).

$$mf = \frac{F_{sen}}{F_{trian}} \quad (2.2)$$

Siendo:

F_{sen} : Frecuencia de la onda sinusoidal

F_{trian} : Frecuencia de la onda triangular

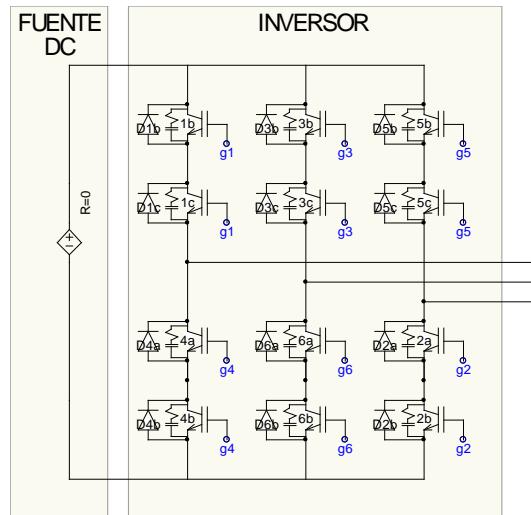


Figura 2.5: Topología del Inversor Fuente de Voltage de dos Niveles.
(Fuente: Bin Wu “High Power Converter and AC drives”)

En la Figura 2.6 se muestra los resultados de simulación del sistema para un $m_a=0.8$ y un $m_f=15$.

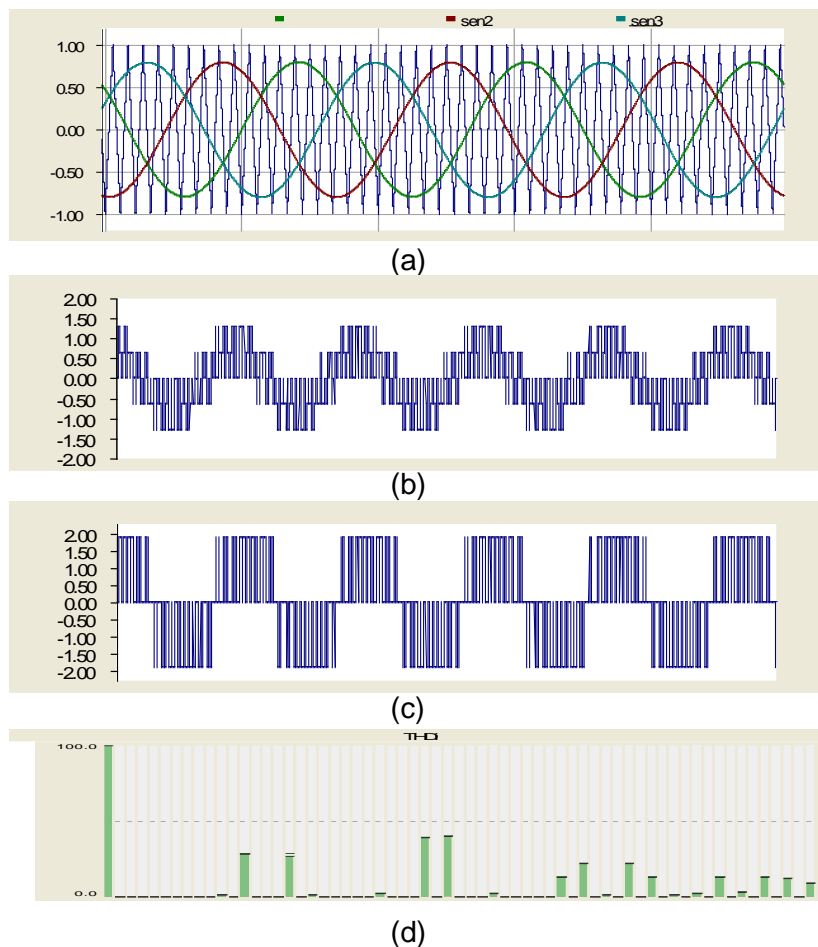


Figura 2.6: Simulación- Inversor de dos Niveles a) Señales de activación b) Tensión de fase Van c) Tensión de línea Vab d) Espectro armónico.

Cuando se conecta en la salida del inversor una carga resistiva – inductiva se observa la forma de onda de la corriente que se muestra en la Figura 2.7. Siendo la frecuencia fundamental 60Hz y la frecuencia de la onda triangular 900Hz. Los armónicos presentes en el espectro son de orden 13, 17, 29, 31, 41 y 43.

Figura 2.7: Corriente de la Carga

2.2.2 Neutral point clamped (NPC)

Este inversor fue propuesto por Nabae, Takashi y Akagui en 1981 con el nombre de *Neutral point converter*, El inversor multinivel *diodo clamped* puede sintetizar las formas de ondas deseadas a partir de varios niveles de tensión de corriente continua. Su estructura permite manejar altas tensiones sin el uso de transformadores.

Este tipo de inversor utiliza capacitores en serie para dividir el bus de corriente directa en varios niveles de tensiones. Para producir m niveles en la tensión de fase, el inversor multinivel con diodo clamped necesita $m-1$ capacitores en el bus de CD. Estos niveles se definen como el número de valores de potencial posibles a la salida del convertidor respecto a un punto de referencia común. La principal ventaja respecto al inversor fuente de tensión de dos niveles es que este produce menos distorsión armónica.

Estos inversores pueden ser configurados con tres, cuatro o cinco niveles; dependiendo de la aplicación y lo que se desee lograr. Teniendo mucha aplicación en variadores de velocidad en media tensión.

La Figura 2.8 muestra el esquema de un NPC de tres niveles donde en la fase A se tienen 4 interruptores y 6 diodos (En la práctica son empleados *IGBT* o *GCT* como dispositivos de conmutación). La diferencia en la topología con el inversor fuente de

tensión de dos niveles son los diodos de enclavamiento que crea un punto común con dos capacitores en serie.

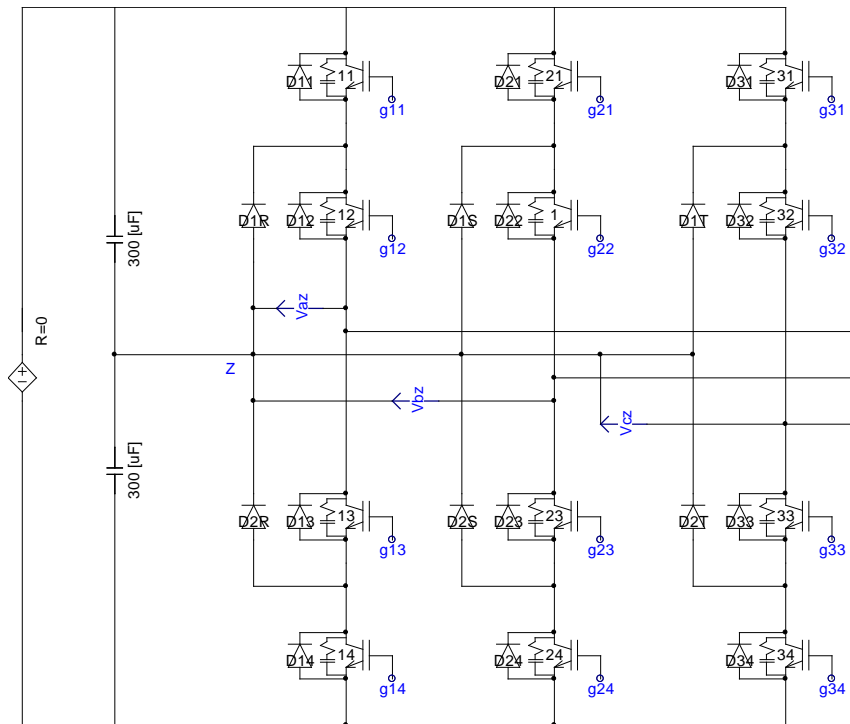


Figura 2.8: Topología del Inversor NPC de tres Niveles.
(Fuente: Bin Wu [7])

Para realizar el control de los disparos de los IGBT's se tienen dos técnicas que son aplicables SVM (modulación de vectores espaciales) e IPD (Modulación con disposición en fase). Aquí se muestra la simulación del sistema considerando la modulación IPD [7].

En general, un inversor multinivel con m niveles de tensión requiere $(m-1)$ portadoras triangulares, con la misma frecuencia y amplitud, pero desfasadas entre ellas:

$$\phi_{cr} = \frac{360^\circ}{(m-1)} \quad (2.3)$$

La Figura 2.9 muestra los resultados de la simulación del sistema. Como la tensión de la fuente $E= 500V$, la tensión V_{az} muestra los tres niveles originados en la fase, la tensión de línea tiene cinco niveles y una amplitud de $2E$. El $ma=0.8$ y el $mf=15$ se observa un espectro armónico con menor contenido a diferencia del inversor fuente de tensión de dos niveles. Se observan los armónicos de orden 11, 19, 25, 29, 31, 35, 37 y 41 principalmente.

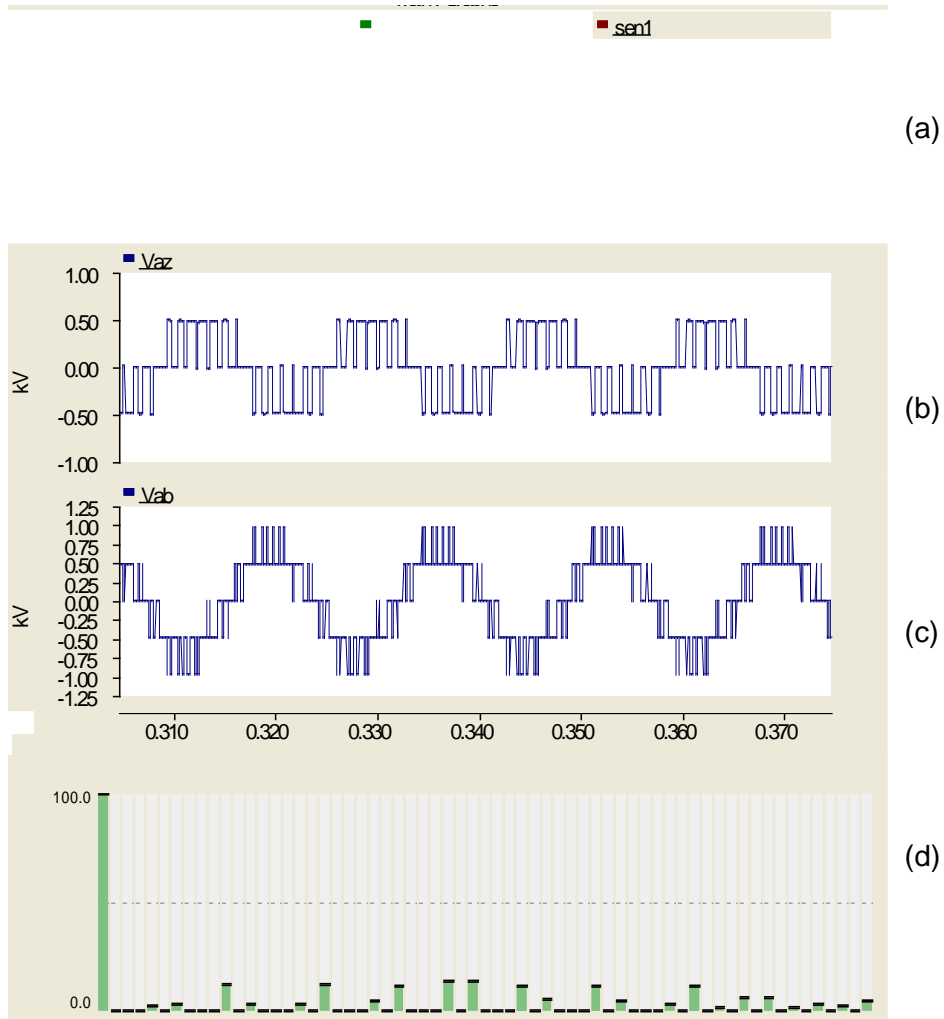


Figura 2.9: Simulación- NPC tres Niveles. a) Señales de activación, b) Tensión entre el centro de los capacitores y la fase A c) Tensión de línea Vab d) Espectro armónico.

Cuando se conecta en la salida del inversor una carga resistiva – inductiva ($R=0.5\Omega$ y $L=0.001mH$) se obtiene la forma de onda de la corriente y el espectro armónico mostrado en la Figura 2.10. Presentando un THDi de 2.96%

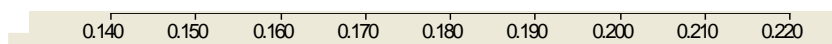


Figura 2.10: Corriente en la Carga

Con el método de modulación IPD se puede realizar el control para inversores NPC de más niveles, la Figura 2.11 muestra la topología del inversor multinivel NPC de cinco niveles, los resultados de la simulación son mostrados en la Figura 2.12.

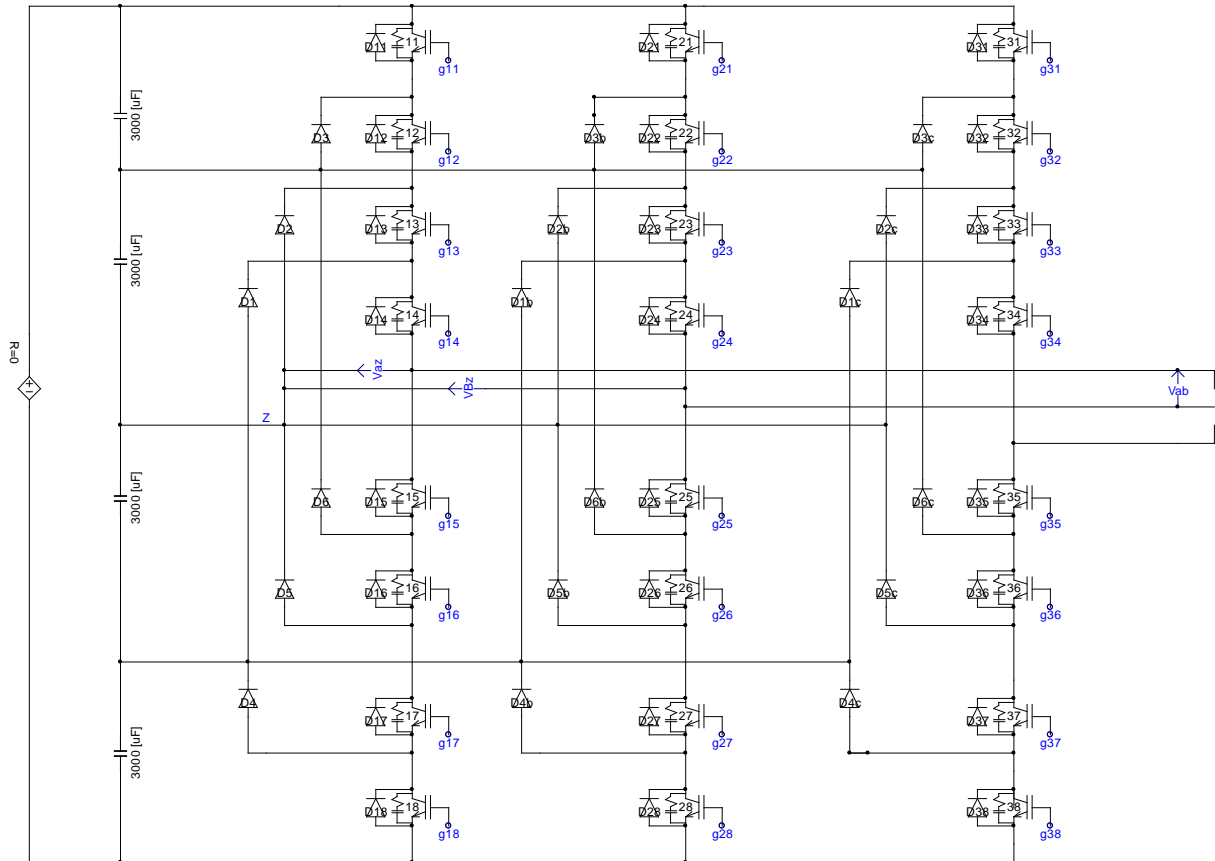


Figura 2.11: Topología del Inversor NPC de cinco Niveles.
(Fuente: Bin Wu [7])

Con la tensión de la fuente $E = 500V$, la tensión V_{az} muestra los cinco niveles originados en la fase, la tensión de línea tiene siete niveles y una amplitud de $3E$. El $m_a = 0.8$ y el $m_f = 20$. A medida que se incrementa el número de niveles, la distorsión armónica disminuye.

El esfuerzo en tensión de los dispositivos es balanceado con el número de niveles ya que la tensión en cada dispositivo es menor.

Debido a su principio de operación los diodos de enclavamiento pueden llegar a manejar la tensión de más de un nivel, aunque los interruptores manejen la tensión de un solo nivel. Es por esta razón que en algunos casos se emplea más de un diodo para repartir las tensiones.

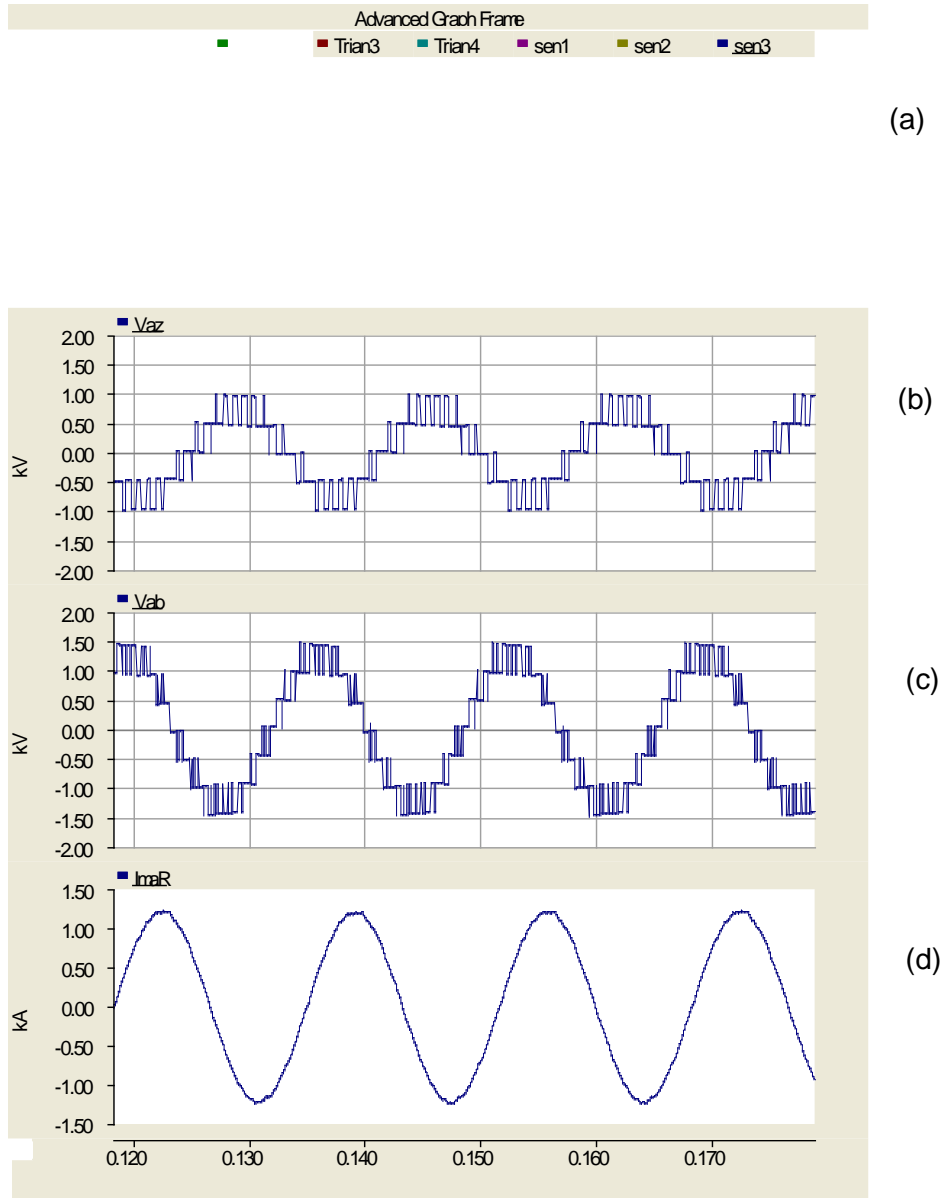


Figura 2.12: Simulación- NPC de cinco Niveles a) Señales de activación, b) Tensión V_{az} c) Tensión de línea V_{ab} d) Forma de onda de la corriente de la carga ($R=0.5\Omega$, $L=0.001mH$)

2.2.3 Cascada multinivel puente H (CHB)

El inversor cascada multinivel fue propuesto por Machesoni, Mazzucchelli y Tenconi en 1988 [8], se construyó durante los años 90's y en la actualidad se continúan fabricando. Este convertidor entrega una tensión de varios niveles con el uso de distintas fuentes en dc, su estructura se basa en la conexión en cascada de inversores monofásicos de puente completo, como si fuesen celdas. Los terminales de salida de los puentes son conectados en serie con otros puentes, teniendo mucho cuidado en aislar

adecuadamente las fuentes dc. Como fuentes de dc se ha propuesto el uso de celdas fotovoltaicas [9]

Esta tecnología es muy utilizada en los variadores de velocidad de media tensión (hasta 13.8kV, 1400A y 31MVA) [10].

La Figura 2.13 muestra el inversor cascada multinivel monofásico de siete niveles, los resultados de la simulación son mostrados en la Figura 2.14, donde se ha considerado un $ma = 0.85$ y un $mf = 12$.

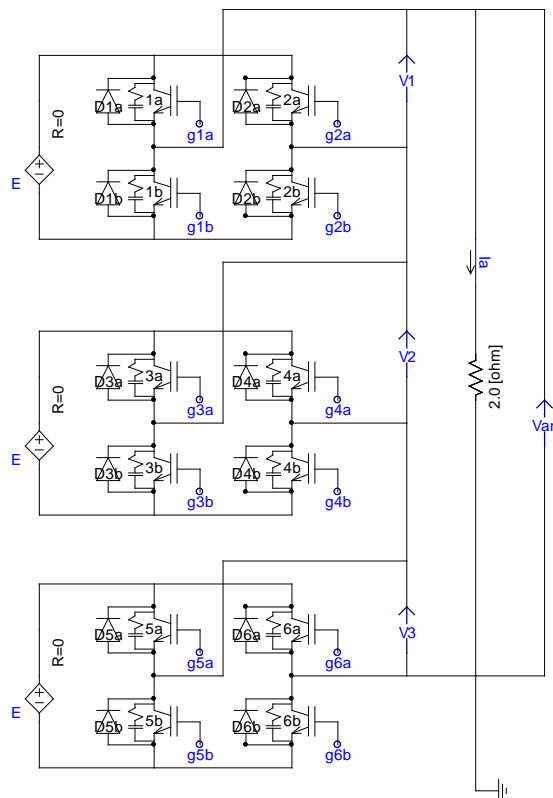


Figura 2.13: Topología Inversor CHB Multinivel Monofásico (Fuente: Bin Wu [7])

Este tipo de inversor evita el uso de diodos de enclavamiento y condensadores flotantes, se puede obtener una mínima distorsión armónica al controlar los tiempos de conducción de los diferentes niveles de tensión.

La tensión de fase es la suma de las tensiones de salida de los inversores puente completo individuales, posee gran flexibilidad para incrementar el número de niveles, solo necesita agregar inversores sin tener que rediseñar la etapa de potencia.

Al incrementar el número de niveles, la tensión que soportan los dispositivos semiconductores disminuye, cada inversor maneja solo la tensión de la fuente.

Existen dos tipos de inversores cascada multinivel, Los simétricos tienen todas las fuentes independientes con la misma tensión, en cambio los asimétricos poseen fuentes de diferentes tensiones.

La Figura 2.14 muestra los resultados de la simulación donde se considera el desfase entre las señales $\phi = 60^\circ$, puesto que son seis señales triangulares.

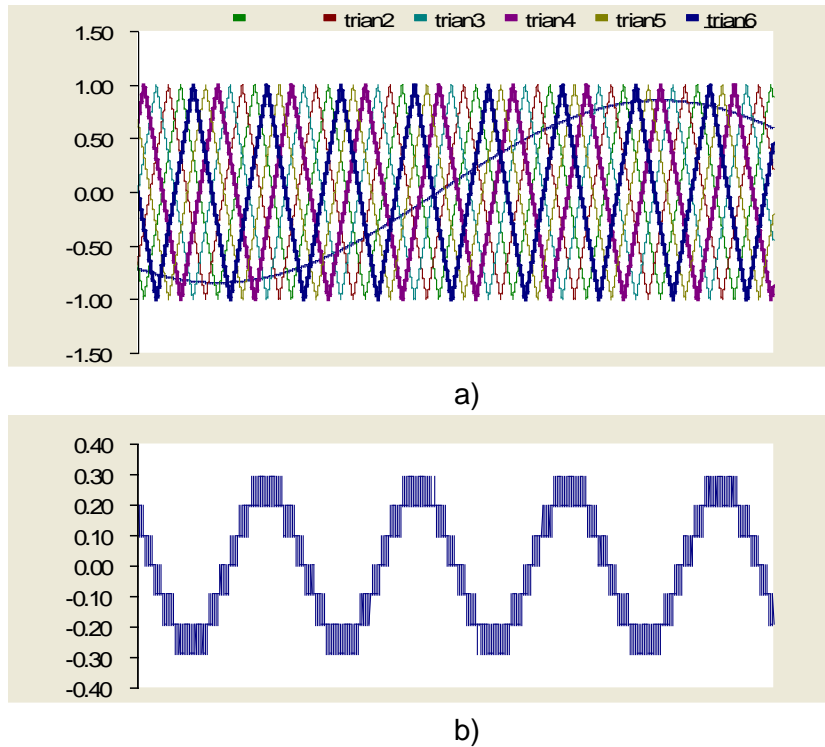


Figura 2.14: Simulación- CHB Monofásico de siete Niveles. a) Generación de las señales de activación, b) Tensión de fase Van.

En los inversores cascada multinivel asimétricos, algunos estados de conmutación son evitados y muchos niveles de tensión de salida son generados con la misma cantidad de celdas. Esto reduce el tamaño y costo del convertidor y mejora la confiabilidad debido a que se utilizan menos semiconductores. La principal desventaja es el hecho de que se pierde modularidad debido a que cada celda requiere de un diseño especial [10]. Para hacer un diseño que pueda tolerar las fallas no podríamos aplicarlo a este tipo de configuración, ya que es muy importante la modularidad para este tipo de sistemas.

La Figura 2.15 muestra la configuración de un sistema asimétrico de donde se puede obtener cinco niveles aplicando la técnica IPD o PS-PWM, las cuales son descritas en el punto 2.2.3.1. La Figura 2.16 muestra los resultados de la simulación.

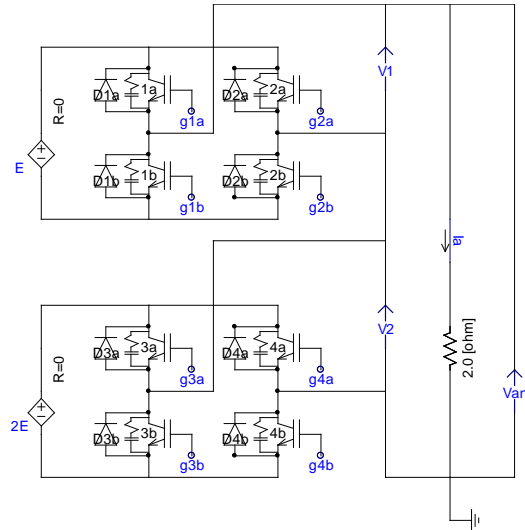


Figura 2.15: Topología Inversor CHB Multinivel Monofásico Asimétrico
(Fuente: Bin Wu [7])

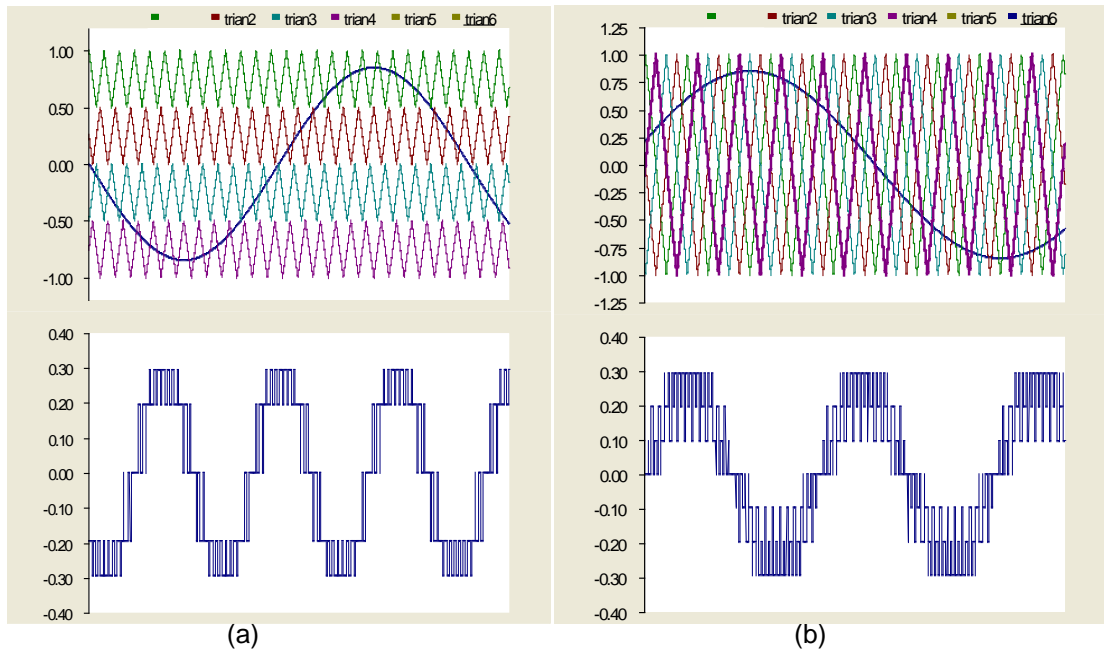


Figura 2.16: Simulación- CHB Asimétrico
(a) Aplicando IPD, (b) Aplicando PS-PWM

Se puede apreciar que el inversor asimétrico puede generar más niveles que uno simétrico, en la siguiente tabla se muestra una comparación entre utilizar un sistema simétrico y un asimétrico, se puede observar que el número de niveles se incrementa considerablemente.

Tabla 2.1: Comparación – Niveles de Inversores Multinivel Simétricos y Asimétricos

Número de fuentes por fase	Simétrico	Asimétrico
2	5	7
3	7	15
4	9	31
5	11	63

2.2.3.1 Esquema de modulación PWM para inversores multinivel

La Figura 2.17 muestra las formas de modulación multinivel [3], a continuación se hace una descripción detallada de las técnicas PWM que pueden dividirse en dos categorías, modulación por desfase de fase y modulación por desfase de nivel [7].

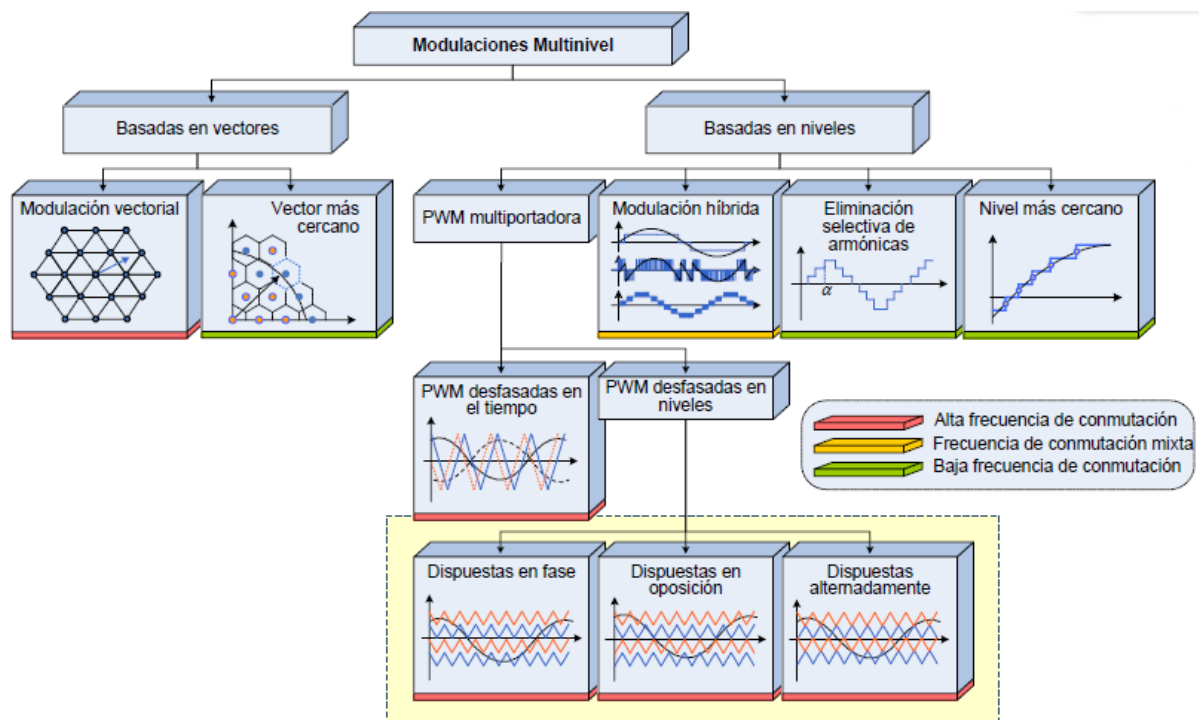


Figura 2.17: Formas de Modulación Multinivel
(Fuente: The Age of multilevel converters arrives – [3])

a) Phase Shifted multicarrier modulation PS-PWM [7]

En general un inversor multinivel con “m” niveles de tensión requiere m-1 ondas triangulares portadoras. En este tipo de modulación todas las ondas triangulares tienen la

misma frecuencia y amplitud, pero con un desfase entre portadoras dada por $360^\circ/(m-1)$, es decir; si el inversor fuera de siete niveles cada portadora estaría desfasada 60° .

La tensión de fase esta dado por: $V_{an} = V_1 + V_2 + V_3$ (2.4)

La máxima amplitud de la tensión de fase V_d esta dado por:

$$V_d = \frac{(m-1)}{2} E \quad (2.5)$$

Entonces para un inversor de siete niveles $V_d = 3E$. (2.6)

Los resultados de la simulación aplicando esta técnica para el inversor de la Figura 2.13 son mostrados en la Figura 2.18, para un $mf = 12$, $ma = 0.8$ y $V_1 = V_2 = V_3 = E = 100V$, se observa que la tensión V_{an} tiene siete niveles.

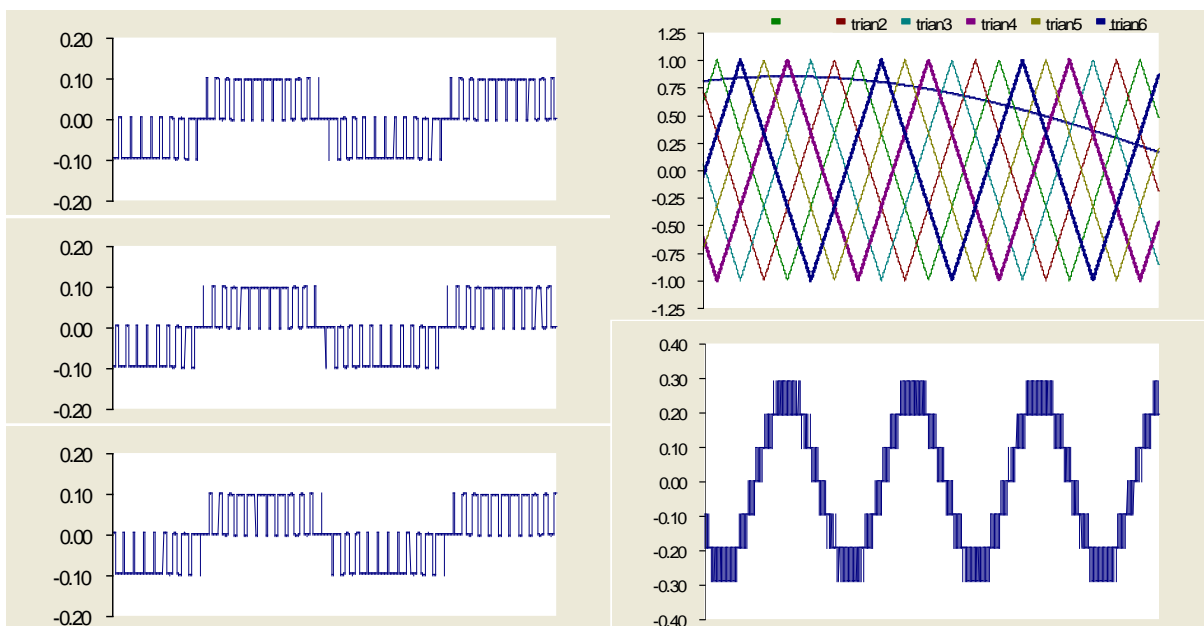


Figura 2.18: Simulación- CHB con PS-PWM

b) Level Shifted multicarrier modulation LS-PWM [7]

De forma similar al caso anterior se requieren $m-1$ ondas triangulares para un inversor de “ m ” niveles, Todas las ondas triangulares tienen la misma frecuencia y amplitud, estas son dispuestas como bandas para realizar la modulación. En la Figura 2.19 se muestran las tres formas en que pueden estar dispuestas las portadoras: dispuestas en fase (IPD), alternada opuesta dispuesta en fase (APOD), opuesta dispuesta en fase (POD). Para un inversor multinivel de siete niveles.

En este trabajo utiliza como base la modulación IPD. La Figura 2.20 muestra los resultados de la simulación para el inversor, monofásico de siete niveles, con un $mf = 25$,

las fuentes de tensión son de 100V. Resultados similares son obtenidos con APOD y POD.

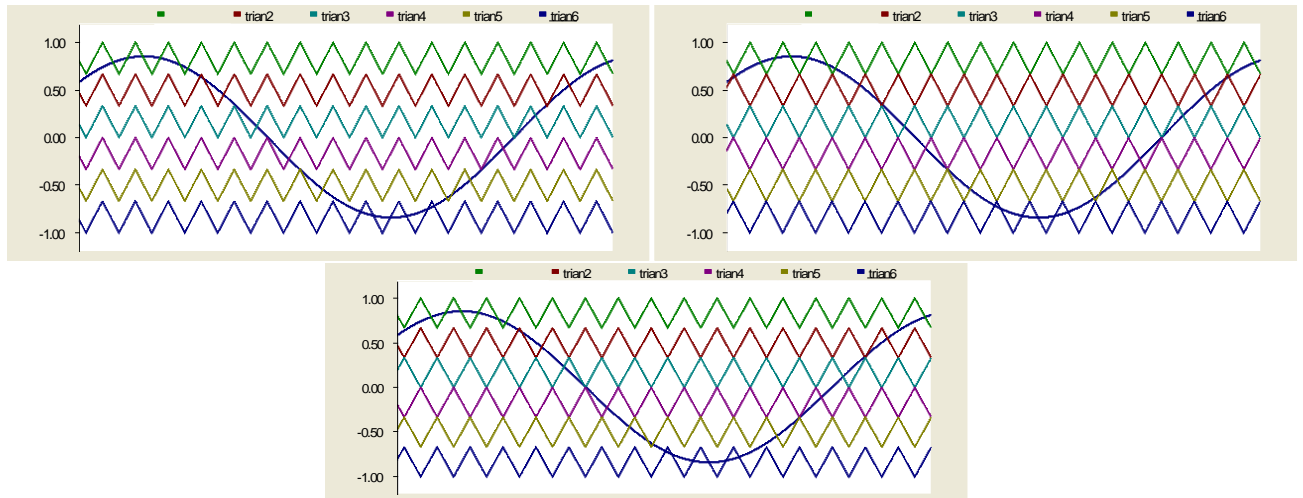


Figura 2.19: Disposición de las Señales Portadoras IPD, APOD, POD.

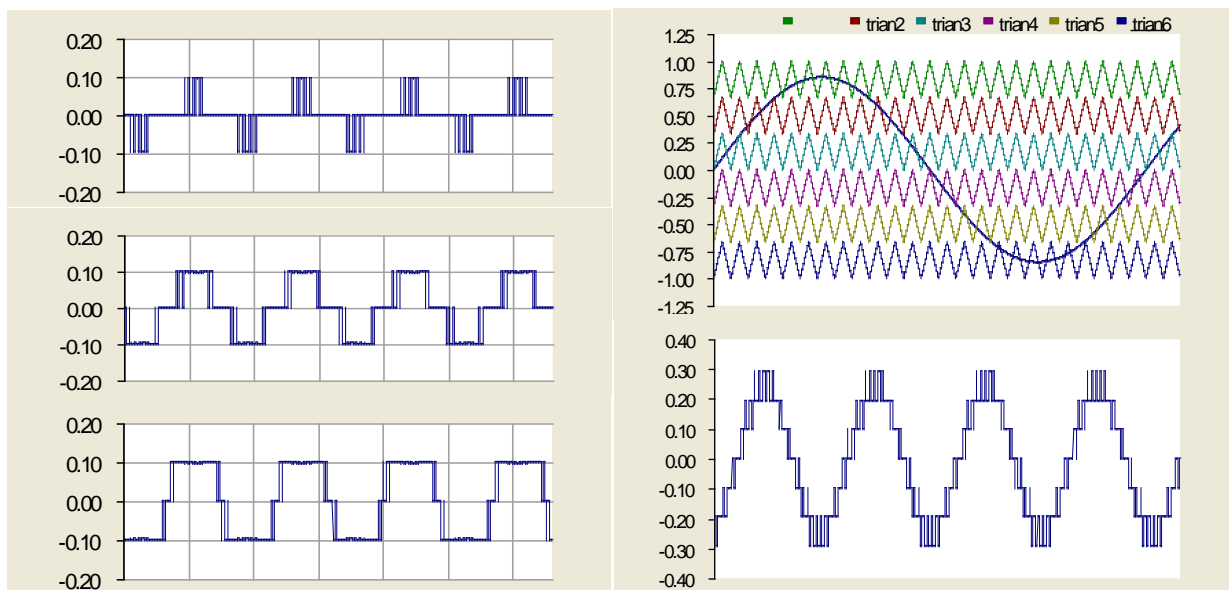
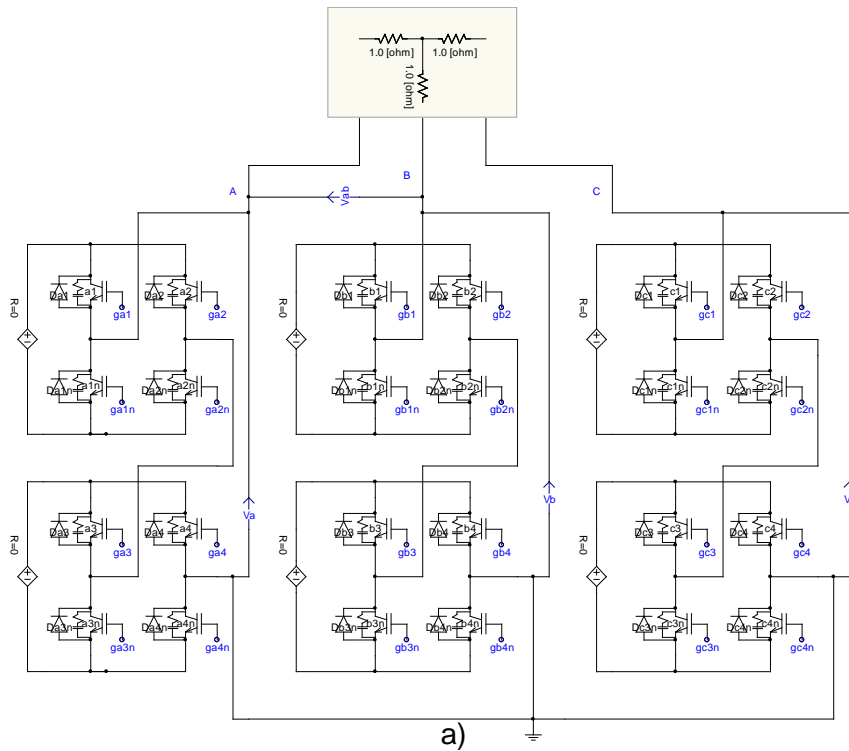


Figura 2.20: Simulación- CHB con PL-PWM – IPD

Las dos portadoras extremas se asignan a la primera celda, las que anteceden a las externas se asignan a la segunda celda y las portadoras cercanas a cero se asignan a la tercera celda.

2.2.3.2 Inversor trifásico de cinco niveles

La Figura 2.21 muestra la topología del inversor trifásico de cinco niveles y los resultados de la simulación del sistema considerando una carga resistiva. La simulación es realizada empleando la técnica IPD, con cuatro señales triangulares, dos de ellas aplicadas al ciclo positivo y dos al ciclo negativo de la señal sinusoidal. Esto sucede en cada fase donde hay ocho señales de disparo generadas. Luego se repite este procedimiento desfasando la señal sinusoidal cada 120° para las otras dos fases.



b)

c)

d)

Figura 2.21: Simulación CHB Simétrico de cinco niveles con carga resistiva.
a) Topología del sistema b) Tensión de fase V_a c) Tensión de línea V_{ab} d) Modulación IPD PWM

2.2.3.3 Inversor trifásico de siete niveles

La Figura 2.22 muestra la topología del inversor trifásico de siete niveles y los resultados de la simulación del sistema con carga resistiva. Es modelado de manera similar al de cinco niveles, la diferencia es el número de señales triangulares, ahora se toman seis señales triangulares, tres de ellas aplicadas al ciclo positivo y tres al ciclo negativo de la señal sinusoidal. Esto sucede en cada fase donde hay doce señales de disparo generadas. Luego se repite este procedimiento desfasando la señal sinusoidal cada 120° para las otras dos fases.

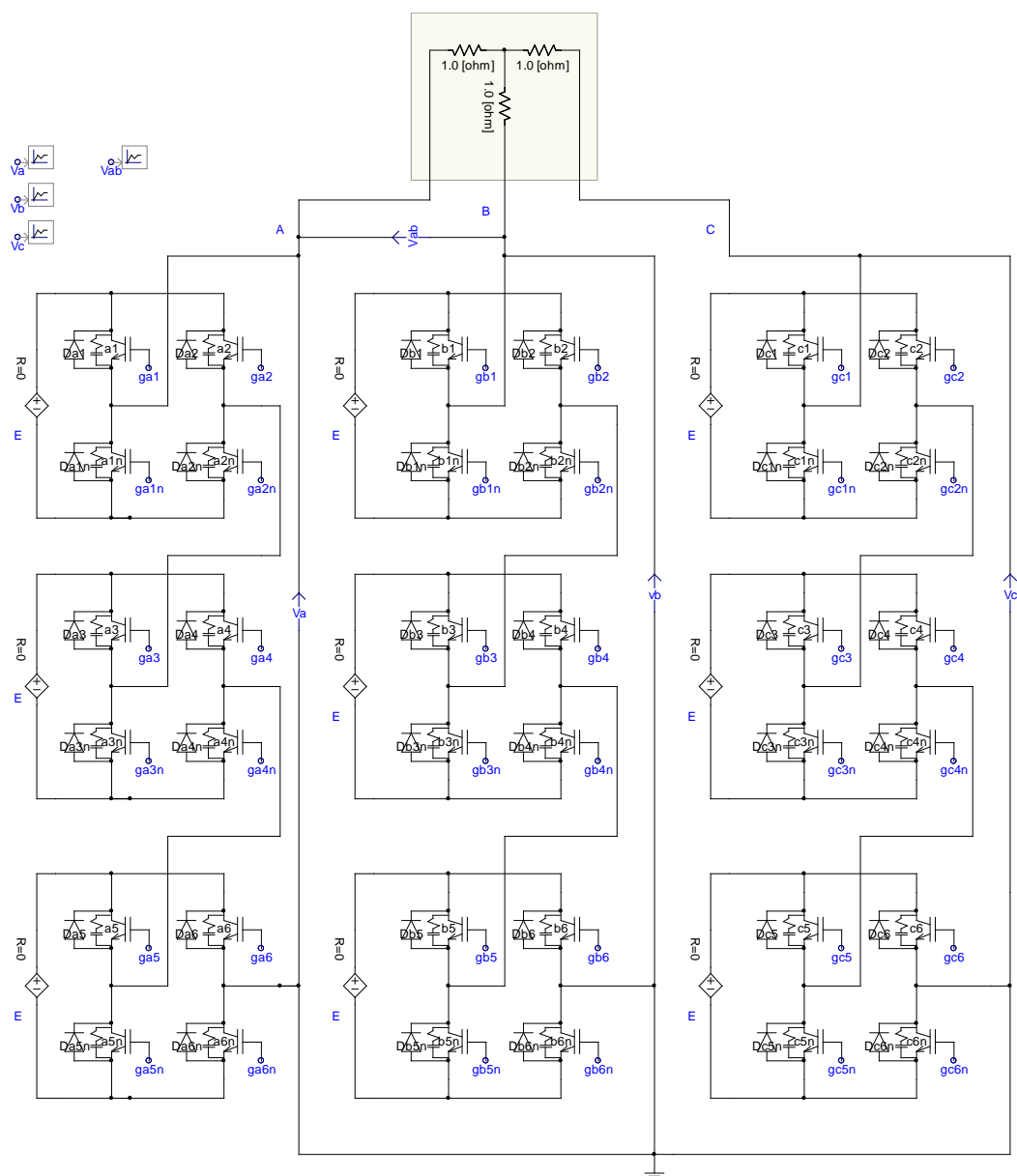


Figura 2.22: Topología CHB simétrico de siete niveles
(Fuente: Bin Wu [7])

La máxima amplitud de la tensión de fase V_d esta dado por:

$$V_d = \frac{(m-1)}{2} E \quad (2.7)$$

Entonces para un inversor de siete niveles $V_d = 3E$. (2.8)

Los resultados de la simulación son mostrados en la Figura 2.23, para un $mf = 25$ y $E=100V$, se observa que la tensión V_a tiene siete niveles. El espectro armónico de la tensión V_a muestra que el armónico de mayor magnitud es el de orden 25th.

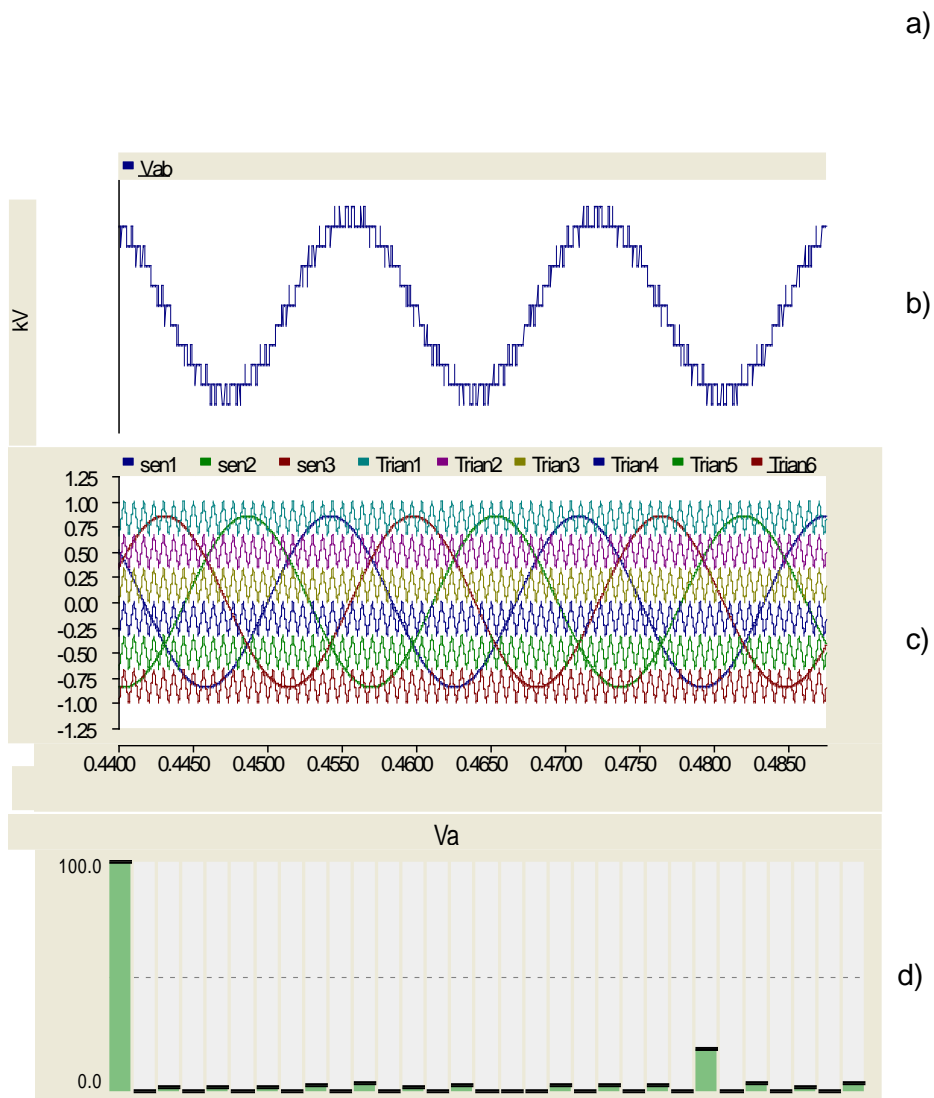


Figura 2.23: Simulación- CHB simétrico de siete niveles.
a) Tensión de fase. b) Tensión de línea. c) Modulación IP PWM. d) Espectro armónico de la tensión V_a

2.2.4 Flying capacitor (FC)

Este tipo de topología fue propuesta por Meynard y Foch en 1992 [11], y se considera la alternativa más cercana a la topología de diodos de enclavamiento. Para este tipo de inversor multinivel, la salida puede expresarse como las posibles combinaciones de conexión de los condensadores de los que se compone, su estructura es parecida al NPC pero utiliza condensadores en lugar de diodos para establecer los niveles de tensión.

La ventaja más importante de esta topología es que no necesita diodos de enclavamiento, limita de manera natural los dv/dt de los dispositivos e introduce más estados de conmutación que pueden ser usados para mantener balanceada la carga de los condensadores.

El esfuerzo por tensión de los dispositivos es menor al aumentar el número de dispositivos. Su arranque es más complejo, presenta el inconveniente de cargar previamente los condensadores antes de empezar a operar como inversor. Este arranque puede ser secuencial o a través de un sistema externo que mantenga la tensión de los condensadores al nivel deseado.

Si la tensión en el lado de continua aumenta rápidamente, las capacitancias flotantes se tardan un tiempo en alcanzar las tensiones normales de funcionamiento y los interruptores superior e inferior de cada rama bloquean una tensión mayor que la prevista durante ese tiempo, aunado a una distorsión significativa de la tensión de salida. Ello supone un importante obstáculo para su aplicación comercial, especialmente en sistemas de generación distribuida, donde se producen variaciones rápidas de la potencia transmitida.

La Figura 2.24 muestra la topología del sistema y la Tabla 2.2 muestra un cuadro comparativo de las tres topologías descritas.

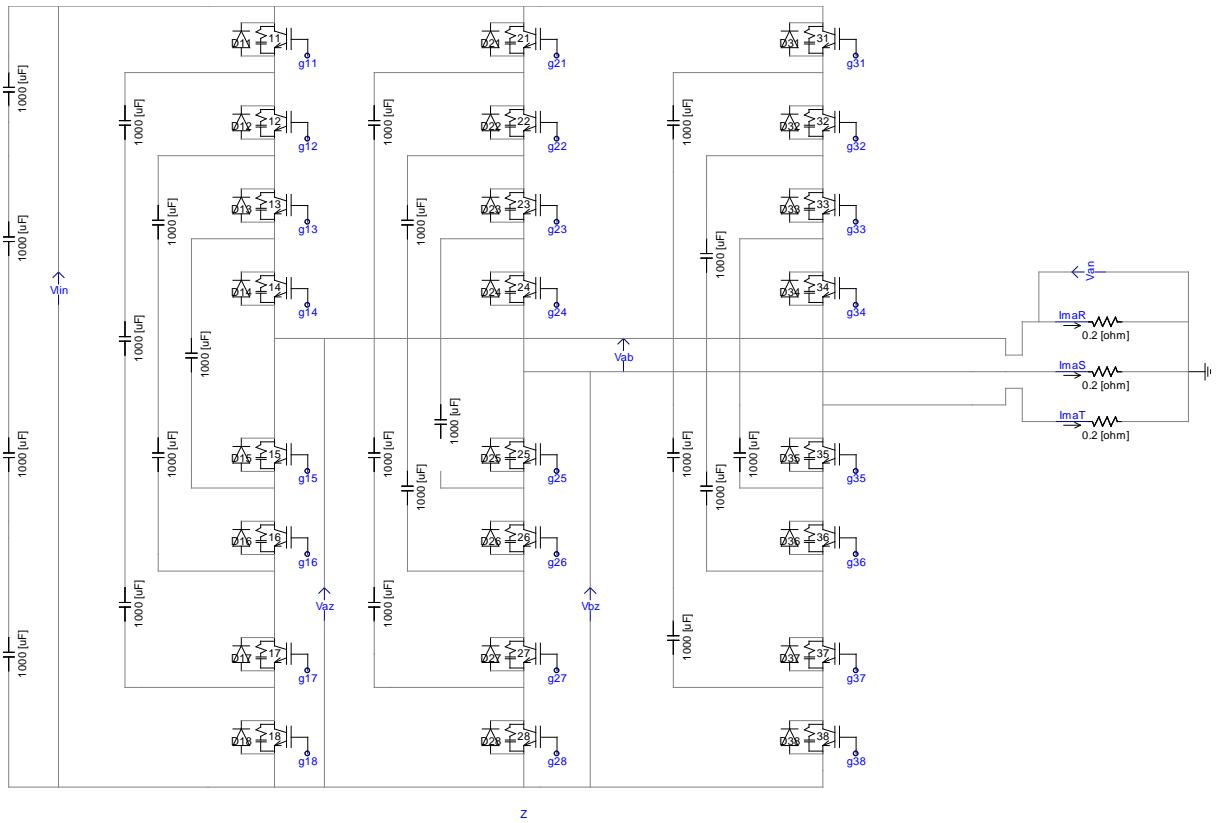


Figura 2.24: Topología FC Simétrico de cinco Niveles
(Fuente: Bin Wu [7])

Tabla 2.2: Comparación –Topología de Inversores Multinivel

	NPC	CHB	FC
Interruptores con diodo en antiparalelo	$6(n-1)$	$6(n-1)$	$6(n-1)$
Diodos independientes con posibles tensiones de bloqueo diferentes	$6(n-2)$	0	0
Numero de diodos independientes	$3(n-1)(n-2)$	0	0
Condensadores en el bus DC	$(n-1)$	$(n-1)/2$	$(n-1)$
Condensadores de balanceo	0	0	$(n-1)(n-2)/2$
EMI	Baja	Baja	Baja
dV/dt	Baja	Baja	Baja
Tensión que bloquean los diodos	≥ 1 Nivel	1 Nivel	1 Nivel
Apropiado para manejar energía reactiva	Sí	Sí	Sí
Apropiado para manejar energía activa	No	Sí	Sí
Flexibilidad para proporcionar un nivel de tensión	Baja	Media	Alta
Transformador de salida	Sí	Se puede evitar	Sí

2.3 Modos de falla en inversores multinivel

En [12] se habla de las fallas producidas en los inversores clasificándolas en:

- Fallas en la fuente dc (por ejemplo en los diodos en la etapa de rectificación que alimenta el enlace dc del inversor.
- Fallas en los dispositivos electrónicos de potencia (DSEP).
- Fallas en la etapa de control de los DSEP.
- Fallas térmicas en los DSEP.
- Fallas provenientes de la carga.

Las fallas más comunes en los DSEP son:

- Dispositivos en circuito abierto 18%
- Dispositivos en corto circuito 15%
- Fallas en el control 30%
- Fallas por fatiga térmica 25%
- Otras fallas 12%

Las fallas en los dispositivos en corto circuito y circuito abierto hacen un 33% de las fallas que se pueden presentar, las fallas del control dependen de aspectos constructivos, las fallas térmicas también pueden incorporarse al sistema tolerante a fallas que se propone cubriendo el 58% de las fallas.

2.3.1 Modo de falla de circuito abierto

Se presenta en los dispositivos de conmutación cuando uno de ellos permanece apagado aun cuando la señal de disparo este activada. Cuando esto ocurre no es posible la transferencia de energía a la carga.

La falla de este tipo puede tener diversos orígenes, puede ser un problema en el componente por causas térmicas o desgaste de contactos, entre otros.

La Figura 2.25 muestra un circuito simplificado representativo de este tipo de falla.

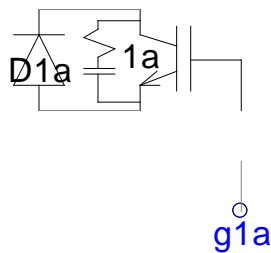


Figura 2.25: Circuito Simplificado – Modo de Falla Circuito Abierto

2.3.2 Modo de falla de cortocircuito

Se presenta cuando un conductor se cierra estando otro cerrado en la misma rama de la celda del inversor, cuando ocurre esta falla no es posible la transferencia de energía hacia la carga, por lo que se presenta una sobrecorriente entre la tensión de alimentación y dos DSEP.

La Figura 2.26 muestra un circuito simplificado representativo de este tipo de falla.

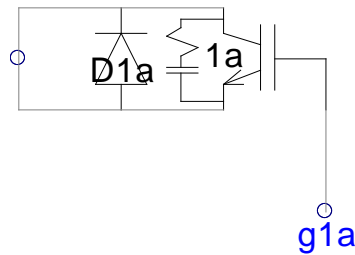


Figura 2.26: Circuito Simplificado – Modo de Falla de cortocircuito

2.4 Detección de fallas de interruptores en inversores multinivel

A continuación se detallan algunas técnicas más importantes para detectar y localizar averías en los DSEP. Estas técnicas se pueden dividir en cuatro grupos:

- Trayectorias de corriente.
- Composición vectorial de los armónicos de tensión.
- Medición de tensión en los polos del inversor.
- Tiempos de conmutación del interruptor.

2.4.1 Trayectorias de corriente

Esta técnica parte del comportamiento del DSEP cuando se encuentra conectado a un motor de inducción. Por ejemplo si fuera una falla de circuito abierto la corriente I_{maR} de la Figura 2.27 deja de ser sinusoidal. Esta avería cancela la corriente en la fase dañada durante cierto tiempo. La técnica para detectar y localizar la falla se hace mediante el seguimiento de las trayectorias de corriente utilizando la transformada de Clark.

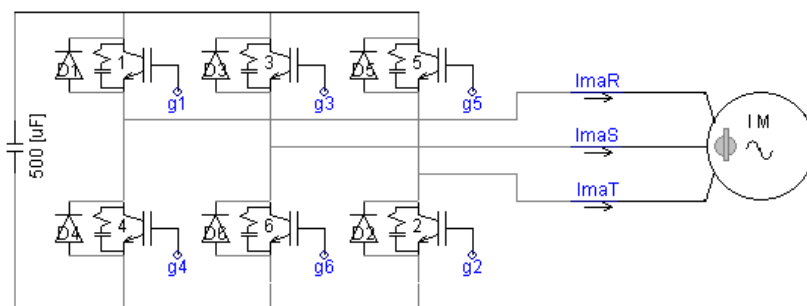


Figura 2.27: Corriente en el Motor en Caso de Falla

Es importante resaltar que es necesario al menos $\frac{1}{2}$ ciclo para detectar la fase dañada, esta técnica no aplica para el modo de falla en cortocircuito, ya el tiempo estimado de localización de falla crece por el tiempo computacional que involucra la transformada de Clark y el tiempo de muestreo del sistema de procesamiento digital.

2.4.2 Composición vectorial de los armónicos de tensión

Esta técnica se basa en las características de las formas de onda de salida, particularmente la componente significativa de la frecuencia de conmutación al presentarse una avería por modo de falla en cortocircuito.

La técnica de detección consiste en medir la magnitud de la componente y compararla con un nivel de umbral, para determinar la localización del elemento dañado se utiliza la existencia del desfase de fases de tensión interno para cada rama o celda.

2.4.3 Medición de tensión en los polos del inversor

Esta técnica se fundamenta en el efecto que causa una avería por modo de falla de circuito abierto en una señal de error, la cual se obtiene por comparación entre la tensión de polo (tensión intermedia de la rama) y la tensión de referencia patrón PWM. Esta diferencia debe ser confirmada en un tiempo aproximado de 4ms, estos errores pueden ser positivos o negativos, lo importante es calibrar bien el módulo de adquisición de datos.

2.4.4 Tiempos de conmutación del interruptor

Esta técnica se sustenta sobre la base del método “actuador como sensor”, la tensión entre los terminales del DSEP es utilizado como elemento de sensado. El diagnóstico de fallas se lleva a cabo por la observación de las señales de características de encendido en estado estable de los DSEP. Además se complementa un análisis utilizando el modelo del sistema para una mejor detección de fallas. Para evitar falsas alarmas, se requiere que cada conmutación se evalúe dos veces, por lo tanto se propone un tiempo de traslape de la conmutación ya sea en el encendido o en el apagado.

CAPÍTULO III

MODELO MATEMÁTICO PARA MOTORES DE INDUCCIÓN DOBLE JAULA DE ARDILLA

3.1 Principio de funcionamiento

En 1879 Walter Baily demostró en Londres, la posibilidad de producir una rotación mediante corrientes inducidas en un disco de cobre. Ferraris en 1885 descubrió el campo magnético giratorio, utilizando dos corrientes alternas independientes de igual frecuencia pero diferente fase. El mismo descubrimiento fue hecho por Nikola Tesla que fue el primero que construyó y patentó este tipo de motores en 1887.

Los primeros motores asíncronos eran bifásicos y con polos salientes en el estator, alimentados con dos corrientes desfasadas 90° en el tiempo.

En 1893 Dolivo-Dobrowolsky había construido motores asíncronos de doble jaula de ardilla. En 1916 el rotor de jaula de ardilla construido mediante barras de aluminio fue patentado por la Compañía *General Electric*.

El motor de inducción es el motor que se utiliza con más frecuencia en el accionamiento industrial. Para comprender la evolución tecnológica de estas máquinas, sirva el dato de que un motor de 100CV diseñado en 1992, ocupa el mismo espacio que otro de 7.5CV construido en 1897. [13]

3.1.1 Aspectos constructivos

La máquina de inducción al igual que cualquier otro dispositivo de conversión electromecánica de la energía del tipo rotativo, está constituido por un estator y un rotor.

3.1.1.1 Estator

El estator está compuesto por un núcleo de hierro cilíndrico, donde se ubican 3 bobinas idénticas que se conectan a las respectivas tensiones de las 3 fases (Figura 3.1), se producen 3 flujos magnéticos radiales, variables sinusoidalmente en el tiempo, y desfasados temporalmente en 120° entre sí. El estator es el inductor, el que recibe la energía de la red trifásica, está rodeado por la carcasa disponiéndose en esta las correspondientes patas de fijación y los cáncamos de elevación y transporte.

3.1.1.2 Rotor

El rotor en principio puede ser un cilindro de fierro que puede girar libremente en torno a su eje. Como el fierro es magnetizable, seguirá al campo magnético rotatorio originado por el estator, a una velocidad ω_r , usualmente menor a ω_s , debido al roce o al torque resistente de la carga. Sin embargo, en estas condiciones el torque del motor sería muy bajo y ω_r sería mucho menor a ω_s .

Por ello, para mejorar el torque del motor, se utiliza en el núcleo de fierro del rotor una estructura, comúnmente de aluminio, denominada “jaula de ardilla”. Ésta está formada por barras axiales ubicadas en la periferia del rotor, y cortocircuitadas por anillos en sus extremos, como se muestra en la Figura 3.2.

En la actualidad, en las máquinas pequeñas se aplica un modo de fundición de aluminio, con el que se produce al mismo tiempo las barras del rotor y los anillos laterales resultando un conjunto [13].

En el caso de rotor devanado o con anillos, se tiene un arrollamiento trifásico similar al situado en el estator, en el que las tres fases se conectan por un lado en estrella y por el otro se envían a unos anillos aislados entre sí. Esta disposición hace posible la introducción de resistencias externas por los anillos para limitar las corrientes de arranque, mejorar las características del par y controlar la velocidad.

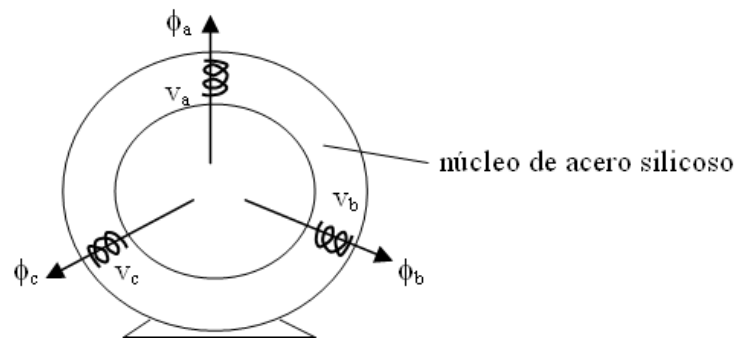


Figura 3.1: Flujos del estator

Gracias a la jaula de ardilla, en condiciones de carga mecánica nominal, usualmente la velocidad del rotor ω_r es muy cercana a ω_s ($\omega_r \approx 0.95\omega_s$), por lo que se prefiere expresar las ecuaciones en función de la diferencia relativa de velocidades, denominada “deslizamiento”.

El deslizamiento, es la diferencia relativa entre la velocidad del campo magnético rotatorio o velocidad síncrona ω_s , y la velocidad del rotor ω_r :

$$S = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (3.1)$$

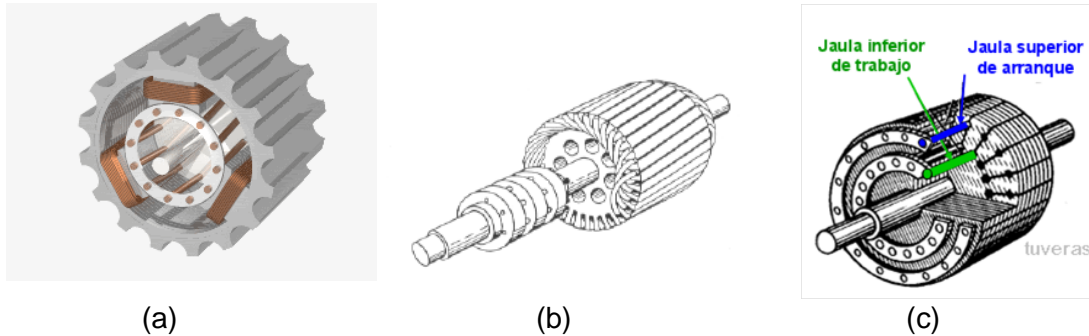


Figura 3.2 : (a) Rotor con jaula de ardilla, (b) Rotor bobinado, (c) Doble jaula de ardilla

3.1.2 Consideraciones para su utilización en media tensión

Un motor de inducción durante el arranque demanda un alto consumo de corriente que va desde tres hasta siete veces la corriente nominal, esto trae problemas sobre todo si el tamaño del motor es grande comparado con la potencia de cortocircuito del sistema eléctrico.

En las aplicaciones en media tensión se utiliza el rotor tipo doble jaula de ardilla, con corrientes de arranque entre cuatro y cinco veces la nominal, debido a las características de arranque, para el uso en ventiladores, compresoras, chancadoras y fajas transportadoras.

Existen consideraciones respecto a la altitud sobre el nivel del mar a la cual se va a instalar el motor, en la altitud la densidad del aire es más baja y reduce el efecto del enfriamiento.

Una de las primeras causas de falla en los motores de inducción de alta potencia lo constituyen las roturas de las barras del rotor jaula de ardilla, existen métodos para determinar las asimetrías rotóricas y roturas de barras en la jaula de ardilla. Estos análisis se han realizado para diagnosticar fallas en motores que alimentan calderas, ventiladores y bombas de petróleo, en [14] se hace un análisis detallado de catorce motores, observándose que la rotura de la barra ocurre en la zona de unión de la barra con el anillo de cortocircuito.

Un factor muy importante a tenerse en cuenta para conservarse la integridad y durabilidad de la jaula de ardilla, es nos superar la cantidad de arranques en el motor en la unidad de tiempo, especificado en los datos del fabricante. El valor alcanzado de la corriente durante el proceso de arranque ocasiona un calentamiento superior al de trabajo en las barras y anillos, por lo que al superar la cantidad de arranques en la unidad de tiempo especificadas por el fabricante, este calentamiento suele ser superior a las que pueden soportar las soldaduras de las barras en los anillos y da lugar a la fractura o falla prematura de la barra.

3.2 Circuito equivalente del motor de inducción doble jaula de ardilla

En la Figura 3.3 se muestra el circuito equivalente por fase para régimen dinámico del motor trifásico de inducción con doble jaula de ardilla [15]. Para el análisis se asume:

- Longitud de entrehierro constante
- Comportamiento magnético lineal
- Permeabilidad magnética del hierro infinita
- Densidad de flujo radial en el entrehierro
- No hay pérdidas en el hierro.
- Devanados trifásicos simétricos y sinusoidalmente distribuidos.

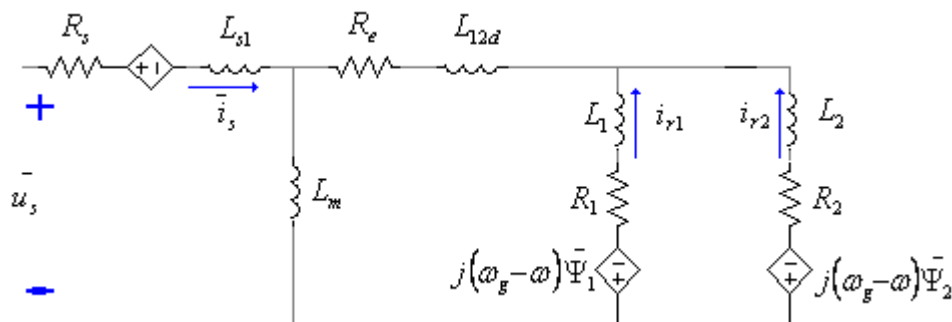


Figura 3.3 Modelo de motor de inducción doble jaula de ardilla en régimen dinámico

Los parámetros representan:

R_s : Resistencia de dispersión del devanado estático

L_{s1} : Inductancia de dispersión del devanado estático

L_m : Inductancia magnetizante

R_e : Resistencia de los anillos comunes de cortocircuito (este elemento no existe en el caso del motor de ranura profunda)

L_{12d} : Inductancia mutua de dispersión entre la jaula de arranque y la jaula de trabajo

L_{1d}, R_1 y L_{2d}, R_2 son las inductancias de dispersión y resistencias de las jaulas interna y externa, respectivamente.

\bar{u}_s : Fasor espacial de tensión estatórica

\bar{i}_s : Fasor espacial de corriente estatórica

i_{r1} : Fasor espacial de corriente rotórica jaula interna

i_{r2} : Fasor espacial de corriente rotórica jaula externa

Las ecuaciones que conforman el modelo son:

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_s + j\omega_g \bar{\Psi}_s \quad (3.2)$$

$$0 = R_1 \bar{i}_1 + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_1 + j(\omega_g - \omega) \bar{\Psi}_1 \quad (3.3)$$

$$0 = R_2 \bar{i}_2 + \frac{d}{dt} \bar{\Psi}_2 + j(\omega_g - \omega) \bar{\Psi}_2 \quad (3.4)$$

Donde $\bar{\Psi}_s$ representa al fasor espacial de flujo estatórico y $\bar{\Psi}_1, \bar{\Psi}_2$ son los fasores espaciales de flujo rotórico de las jaulas internas y externas respectivamente, ω es la velocidad eléctrica del rotor y ω_g es la velocidad del sistema genérico de referencia.

La vinculación entre los fasores espaciales de flujo y corriente es:

$$\bar{\Psi}_s = L_{s1} \bar{i}_s + L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_1 + \bar{i}_2) = L_s \bar{i}_s + L_m (\bar{i}_1 + \bar{i}_2) \quad (3.5)$$

$$\bar{\Psi}_1 = L_{11} \bar{i}_1 + L_{121} (\bar{i}_1 + \bar{i}_2) + L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_1 + \bar{i}_2) = L_1 \bar{i}_1 + L_{12} \bar{i}_2 + L_m \bar{i}_s \quad (3.6)$$

$$\bar{\Psi}_2 = L_{21} \bar{i}_2 + L_{121} (\bar{i}_1 + \bar{i}_2) + L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_1 + \bar{i}_2) = L_2 \bar{i}_2 + L_{12} \bar{i}_2 + L_m \bar{i}_s \quad (3.7)$$

Donde rigen las relaciones:

$$L_s = L_{s1} + L_m \quad (3.8)$$

$$L_{12} = L_{121} + L_m \quad (3.9)$$

$$L_1 = L_{11} + L_{121} + L_m = L_{11} + L_{12} \quad (3.10)$$

$$L_2 = L_{21} + L_{121} + L_m = L_{21} + L_{12} \quad (3.11)$$

Puede hacerse uso del concepto de fasor espacial de flujo magnetizante, definido como:

$$\bar{\Psi}_m = L_m \bar{i}_m = L_m (\bar{i}_s + \bar{i}_1 + \bar{i}_2) \quad (3.12)$$

Con lo que las relaciones algebraicas entre los fasores espaciales de flujos y corrientes quedan reformuladas como sigue:

$$\bar{\Psi}_s = L_{s1} \bar{i}_s + \bar{\Psi}_m \quad (3.13)$$

$$\bar{\Psi}_1 = L_{11} \bar{i}_1 + L_{121} (\bar{i}_1 + \bar{i}_2)_s + \bar{\Psi}_m \quad (3.14)$$

$$\bar{\Psi}_2 = L_{21} \bar{i}_2 + L_{121} (\bar{i}_1 + \bar{i}_2)_s + \bar{\Psi}_m \quad (3.15)$$

El conjunto descrito, complementado con la expresión para el par electromagnético y la ecuación mecánica, completa el modelo:

$$t_e = -\frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s} \bar{\Psi}_s \quad (3.16)$$

$$t_e - t_1 = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\rho}{P} \omega \quad (3.17)$$

Siendo:

t_e y t_1 par electromagnético y de carga.

P : Número de pares de polos del motor

J : Momento de inercia del conjunto motor –carga

ρ : Coeficiente de rozamiento viscoso.

Para resolver las ecuaciones expresadas en términos fasoriales espaciales deberán separarse en sus partes real e imaginaria, con lo que el conjunto conformará un sistema de sétimo orden:

$$u_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Psi_{sx} - \omega_g \Psi_{sy} \quad (3.18)$$

$$u_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Psi_{sy} - \omega_g \Psi_{sx} \quad (3.19)$$

$$0 = R_1 i_{1x} + \frac{d}{dt} \Psi_{1x} - (\omega_g - \omega) \Psi_{1y} \quad (3.20)$$

$$0 = R_1 i_{1y} + \frac{d}{dt} \Psi_{1y} - (\omega_g - \omega) \Psi_{1x} \quad (3.21)$$

$$0 = R_2 i_{2x} + \frac{d}{dt} \Psi_{2x} - (\omega_g - \omega) \Psi_{2y} \quad (3.22)$$

$$0 = R_2 i_{2y} + \frac{d}{dt} \Psi_{2y} - (\omega_g - \omega) \Psi_{2x} \quad (3.23)$$

$$t_e - t_1 = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{\rho}{P} \omega \quad (3.24)$$

Complementado con las relaciones algebraicas:

$$\Psi_{sx} = L_{s1} i_{sx} + L_m (i_{sx} + i_{1x} + i_{2x}) = L_s i_{sx} + L_m (i_{1x} + i_{2x}) \quad (3.25)$$

$$\Psi_{sy} = L_{s1} i_{sy} + L_m (i_{sy} + i_{1y} + i_{2y}) = L_s i_{sy} + L_m (i_{1y} + i_{2y}) \quad (3.26)$$

$$\Psi_{1x} = L_{11} i_{1x} + L_m (i_{1x} + i_{2y}) + L_m (i_{sx} + i_{1x} + i_{2x}) = L_1 i_{1x} + L_{12} i_{2x} + L_m i_{sx} \quad (3.27)$$

$$\Psi_{1y} = L_{11} i_{1y} + L_m (i_{1y} + i_{2y}) + L_m (i_{sy} + i_{1y} + i_{2y}) = L_1 i_{1y} + L_{12} i_{2y} + L_m i_{sy} \quad (3.28)$$

$$\Psi_{2x} = L_{21} i_{2x} + L_{121} (i_{1x} + i_{2x}) + L_m (i_{sx} + i_{1x} + i_{2x}) = L_2 i_{2x} + L_{12} i_{1x} + L_m i_{sx} \quad (3.29)$$

$$\Psi_{2y} = L_{21} i_{2y} + L_{121} (i_{1y} + i_{2y}) + L_m (i_{sy} + i_{1y} + i_{2y}) = L_2 i_{2y} + L_{12} i_{1y} + L_m i_{sy} \quad (3.30)$$

O bien, si se incluye al fasor de flujo magnetizante:

$$\Psi_{sx} = L_{s1} i_{sx} + \Psi_{mx} \quad (3.31)$$

$$\Psi_{sy} = L_{s1} i_{sy} + \Psi_{my} \quad (3.32)$$

$$\Psi_{1x} = L_{11} i_{1x} + L_{121} (i_{1x} + i_{2x}) + \Psi_{mx} \quad (3.33)$$

$$\Psi_{1y} = L_{11} i_{1y} + L_{121} (i_{1y} + i_{2y}) + \Psi_{my} \quad (3.34)$$

$$\Psi_{2x} = L_{21} i_{2x} + L_{121} (i_{1x} + i_{2x}) + \Psi_{mx} \quad (3.35)$$

$$\Psi_{2y} = L_{21} i_{2y} + L_{121} (i_{1y} + i_{2y}) + \Psi_{my} \quad (3.36)$$

Además de:

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s} (\Psi_{sy} (i_{1x} + i_{2x}) - \Psi_{sx} (i_{1y} + i_{2y})) \quad (3.37)$$

Donde los subíndices x e y denotan al eje directo "x" y al eje en cuadratura "y" del sistema genérico de referencia.

De las ecuaciones mostradas anteriormente, para las expresiones fasoriales de la parte eléctrica del sistema deben seleccionarse como variables de estado tres de los ocho fasores espaciales existentes, a saber $\bar{i}_s, \bar{i}_1, \bar{i}_2, \bar{i}_m, \bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_1, \bar{\Psi}_2, \bar{\Psi}_m$. Para la

ecuación mecánica se toma la velocidad rotórica ω (la velocidad angular mecánica multiplicada por el número de pares de polos) como variable de estado.

Se dispondrán de 48 formulaciones posibles en espacio de estado para el modelo del motor trifásico de inducción con doble jaula.

Así considerando la notación de espacio de estado para sistemas no lineales, donde x es el vector de estado y u es el vector de entrada:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3.38)$$

Para el caso de la selección de los flujos $\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_1, \bar{\Psi}_2$ como variables de estado se tendrá el sistema:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Psi}_{sx} \\ \dot{\Psi}_{sx} \\ \dot{\Psi}_{sx} \\ \dot{\Psi}_{sx} \\ \dot{\Psi}_{sx} \\ \dot{\Psi}_{sx} \\ \dot{\Psi}_{sx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s(L_1L_2 - L_{12}^2)/D\Psi_{sx} + \omega_g\Psi_{sy} - R_sL_m(L_{12} - L_2)/D\Psi_{1x} - R_sL_m(L_{12} - L_1)/D\Psi_{2x} \\ -\omega_g\Psi_{sx} - R_s(L_1L_2 - L_{12}^2)/D\Psi_{sy} - R_sL_m(L_{12} - L_2)/D\Psi_{1y} - R_sL_m(L_{12} - L_1)/D\Psi_{2y} \\ -R_1L_m(L_{12} - L_2)/D\Psi_{sx} - R_1(L_sL_2 - L_m^2)/D\Psi_{1x} - (\omega_g - \omega)\Psi_{1y} - R_1(L_m^2 - L_sL_{12})/D\Psi_{2x} \\ -R_1L_m(L_{12} - L_2)/D\Psi_{sy} - R_1(L_sL_2 - L_m^2)/D\Psi_{1y} - (\omega_g - \omega)\Psi_{1x} - R_1(L_m^2 - L_sL_{12})/D\Psi_{2y} \\ -R_2L_m(L_{12} - L_1)/D\Psi_{sx} - R_2(L_m^2 - L_sL_{12})/D\Psi_{1x} - R_2(L_sL_1 - L_m^2)/D\Psi_{2x} + (\omega_g - \omega)\Psi_{2y} \\ -R_2L_m(L_{12} - L_1)/D\Psi_{sy} - R_2(L_m^2 - L_sL_{12})/D\Psi_{1y} - R_2(L_sL_1 - L_m^2)/D\Psi_{2y} + (\omega_g - \omega)\Psi_{2x} \\ \frac{3}{2} \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{D} ((\Psi_{sx}\Psi_{1y} - \Psi_{sy}\Psi_{1x})(L_{12} - L_2) + (\Psi_{sx}\Psi_{2y} - \Psi_{sy}\Psi_{2x})(L_{12} - L_1)) - \frac{P}{J}t_1 - \frac{\rho}{J}\omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Donde: $D = L_s(L_1L_2 - L_{12}^2) + L_m^2(2L_{12} - L_1 - L_2)$ (3.40)

Si tomamos a los fasores de corriente $\bar{i}_s, \bar{i}_1, \bar{i}_2$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sx} \\ \dot{i}_{sy} \\ \dot{i}_{1x} \\ \dot{i}_{1y} \\ \dot{i}_{2x} \\ \dot{i}_{2y} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (-R_s(A)\dot{i}_{sx} + (\omega_g L_s(A) + (\omega_g - \omega)L_m^2(2L_{12} - L_1 - L_2))\dot{i}_{sy} - R_1 L_m(L_{12} - L_2)\dot{i}_{1x} + \omega L_m(A)\dot{i}_{1y} - R_2 L_m(L_{12} - L_1)\dot{i}_{2x} + \omega L_m(A)\dot{i}_{2y})/D \\ (-\omega_g L_s(A)\dot{i}_{sx} + ((\omega_g - \omega)L_m^2(2L_{12} - L_1 - L_2))\dot{i}_{sy} - R_s(A)\dot{i}_{sy} + \omega L_m(A)\dot{i}_{1x} - R_1 L_m(L_{12} - L_1)\dot{i}_{1y} - \omega L_m(A)\dot{i}_{2x} - R_2 L_m(L_{12} - L_1)\dot{i}_{2y})/D \\ (-R_s L_m(L_{12} - L_2)\dot{i}_{sx} + \omega L_s L_m(L_{12} - L_2)\dot{i}_{sy} - R_1(B)\dot{i}_{1x} + ((\omega_g - \omega)(L_s(A) + L_m^2(L_{12} - L_1)) + \omega_g L_m^2(L_{12} - L_2))\dot{i}_{1y} - R_2(C)\dot{i}_{2x} + \omega L_m^2(L_{12} - L_2)\dot{i}_{2y})/D \\ (-\omega L_s L_m(L_{12} - L_2)\dot{i}_{sx} + R_s L_m(L_{12} - L_2)\dot{i}_{sy} - ((\omega_g - \omega)(L_s(A) + L_m^2(L_{12} - L_1)) + \omega_g L_m^2(L_{12} - L_2))\dot{i}_{1x} - R_2(L_s L_2 - L_m^2)\dot{i}_{1y} - \omega L_m^2(L_{12} - L_2)\dot{i}_{2x} - R_2(C)\dot{i}_{2y})/D \\ (-R_s L_m(L_{12} - L_1)\dot{i}_{sx} + \omega L_s L_m(L_{12} - L_2)\dot{i}_{sy} - R_1(C)\dot{i}_{1x} + \omega_g L_m^2(L_{12} - L_2)\dot{i}_{1y} - R_2(L_s L_1 - L_m^2)\dot{i}_{2x} - (\omega_g - \omega)(L_s(A) + L_m^2(L_{12} - L_2)) + \omega_g L_m^2(L_{12} - L_1)\dot{i}_{2y})/D \\ (-\omega L_s L_m(L_{12} - L_1)\dot{i}_{sx} + R_s L_m(L_{12} - L_2)\dot{i}_{sy} - \omega_g L_m^2(L_{12} - L_2)\dot{i}_{1x} - R_1(L_m^2 - L_s L_{12})\dot{i}_{1y} - ((\omega_g - \omega)(L_s(A) + L_m^2(L_{12} - L_1)) + \omega_g L_m^2(L_{12} - L_1))\dot{i}_{2x} - R_2(L_s L_1 - L_m^2)\dot{i}_{2y})/D \\ \frac{3}{2} \frac{P^2}{J} L_m(\dot{i}_{sy}(\dot{i}_{1x} + \dot{i}_{2x}) - \dot{i}_{sx}(\dot{i}_{1y} + \dot{i}_{2y})) - \frac{P}{J} t_1 - \frac{\rho}{J} \omega \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} (A) & 0 \\ 0 & (A) \\ L_m(L_{12} - L_2) & 0 \\ 0 & L_m(L_{12} - L_2) \\ L_m(L_{12} - L_1) & 0 \\ 0 & L_m(L_{12} - L_1) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Donde:

$$A = L_1 L_2 - L_{12}^2 \quad (3.42)$$

$$B = L_s L_2 - L_m^2 \quad (3.43)$$

$$C = L_m^2 - L_s L_{12} \quad (3.44)$$

$$D = L_s(L_1 L_2 - L_{12}^2) + L_m^2(2L_{12} - L_1 - L_2) \quad (3.45)$$

3.3 Simplificación del modelo de doble jaula de ardilla

Debido a la complejidad del modelo es necesario simplificarlo, para ello se tienen dos formas, una es reducir el número de parámetros del modelo y la otra es reducir el orden del modelo.

3.3.1 Reducción del número de parámetros

El esquema equivalente para el modelo de motor de inducción con rotor de doble jaula de ardilla es mostrado en la Figura 3.4 y consta de ocho parámetros. A partir de las medidas externas es posible determinar seis funciones dependientes de estos parámetros, en tal sentido es necesario relacionar dos variables más, que en algunos casos se pueden aproximar considerando aspectos constructivos. Tratar de estimar los ocho parámetros a la vez puede conducir a diversos resultados, dependiendo del algoritmo empleado y de los valores iniciales considerados.

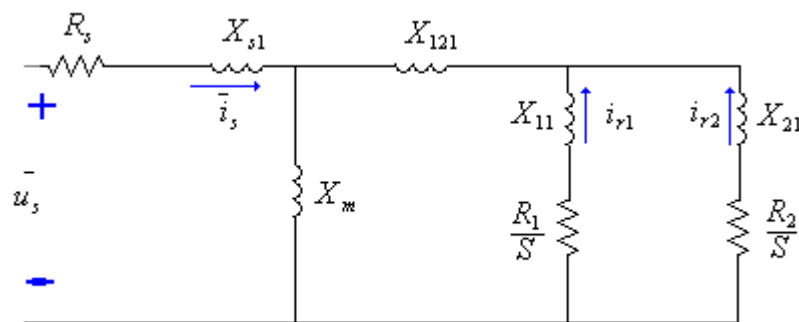


Figura 3.4: Modelo de motor de inducción doble jaula de ardilla
(Fuente: Tesis “Aportaciones al modelado del motor trifásico de inducción con doble jaula de ardilla” [15])

Los parámetros susceptibles a ser eliminados son las reactancias de dispersión X_{s1} , X_{121} , X_{11} y X_{21} , pero nunca las reactancias de dispersión X_{11} y X_{21} simultáneamente.

En tal sentido se toman medidas de tensión, corriente y factor de potencia, y sacando un equivalente de la impedancia del sistema, separando la parte real de la imaginaria, se obtienen seis ecuaciones. Entonces se tienen los siguientes sistemas:

- Un sistema con ocho incógnitas
- Un sistema con siete incógnitas, si eliminamos una reactancia de dispersión.
- Un sistema con seis incógnitas, si eliminamos dos reactancias de dispersión.

La Figura 3.5 muestra los sistemas equivalentes con seis incógnitas al eliminar dos reactancias de dispersión.

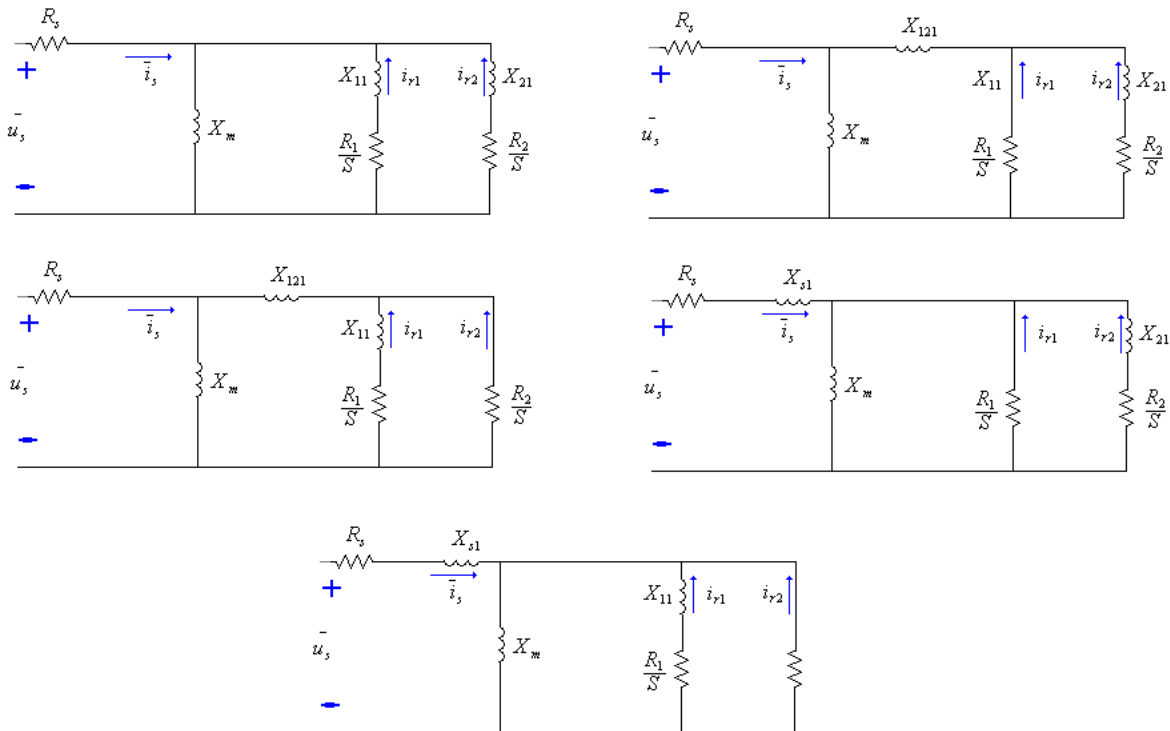


Figura 3.5: Esquemas equivalentes – Eliminación de dos Reactancias de Dispersión (Fuente: Tesis “Aportaciones al Modelado del Motor Trifásico de Inducción con Doble Jaula de Ardilla” [15])

3.3.2 Reducción del orden del modelo

Tradicionalmente, la conducta dinámica del motor de inducción se aproximaba estudiando el esquema de régimen permanente en combinación con la ecuación mecánica.

En los estudios de estabilidad transitoria de los sistemas eléctricos de potencia, comúnmente se desprecian los transitorios de red, por lo que para el enlace del motor con esta red considerada en régimen permanente también se desprecian los transitorios estáticos, utilizándose modelos de orden reducido.

Los modelos de orden reducido se obtienen anulando las derivadas de los diferentes flujos presentes en el modelo de orden completo.

3.4 Motor de inducción alimentado por variador de velocidad

El comportamiento de un motor cuando es alimentado por un variador de velocidad difiere respecto a su comportamiento cuando es alimentado por una tensión

sinusoidal, debido principalmente a los armónicos. La tensión de salida del inversor del variador contiene una componente fundamental y varias componentes armónicas, las cuales podrían ocasionar problemas en el desempeño del motor.

Los armónicos de secuencia positiva (cuarto y sétimo orden principalmente) producen un campo en el motor que lo hace girar en el mismo sentido que la componente fundamental. Los armónicos de secuencia negativa (de orden cinco y once principalmente) producen un campo que lo hace girar en sentido contrario. Esto ocasiona que el motor vaya más rápido o más lento y se genere sobrecalentamiento.

3.4.1 Circuito equivalente del motor alimentado con tensión multinivel

El circuito equivalente a frecuencia fundamental es mostrado en la Figura 3.6.

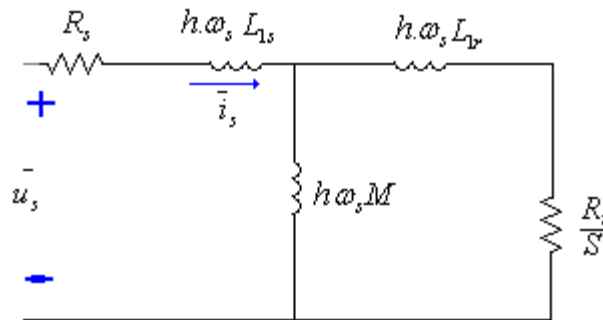


Figura 3.6: Motor alimentado con tensión multinivel

(Fuente: Tesis “Aportaciones al modelado del motor trifásico de inducción con doble jaula de ardilla” [15])

Donde:

R_s : Resistencia de dispersión del devanado estatórico

R_r : Resistencia eléctrica del enrollado del rotor

L_m : Inductancia mutua de magnetización

L_{1s} : Inductancia de dispersión del enrollado del estator.

L_{1r} : Inductancia de dispersión del enrollado del rotor.

h : Orden armónico

Entonces se obtiene:

$$S_h = \frac{n\omega_s \pm \frac{P}{2} \cdot \omega_m}{n\omega_s} \quad (3.46)$$

Se utiliza el signo (-) para los componentes armónicos de secuencia positiva y el signo (+) cuando se trata de armónicos de secuencia negativa, $P/2$ es el número de pares de polos; ω_m es la velocidad angular mecánica y ω_s es la velocidad angular eléctrica [16].

En el punto de funcionamiento habitual del motor, el valor del deslizamiento a frecuencia fundamental es prácticamente nulo. Esto implica que la velocidad del motor es prácticamente igual a la velocidad de sincronismo:

$$\omega_r \approx \omega_s$$

Entonces el deslizamiento del armónico h es:

$$S_h = \frac{\omega_{sh} \pm \omega_r}{\omega_{sh}} \approx \frac{h \pm 1}{h} \approx \pm 1 \quad (3.47)$$

Con esto se puede afirmar que la pulsación de las corrientes o tensiones armónicas inducidas en el rotor no están afectadas por el deslizamiento. En esta situación se considera también que la reactancia de magnetización $h \cdot \omega_s \cdot (L_{1s} + L_{1r}) \gg (R_s + R_r)$ por tanto el circuito equivalente del motor se reduce como se muestra en la Figura 3.7.

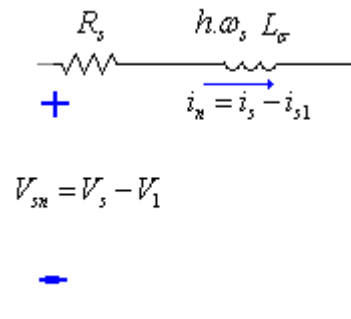


Figura 3.7 Circuito Reducido

(Fuente: Aportaciones al Modelado del Motor Trifásico de Inducción con Doble Jaula de Ardilla” [15])

$$\text{Donde } L_\sigma = L_{1s} + L_{1r} \quad (3.48)$$

Si consideramos Fourier para relacionar las tensiones armónicas por cada fase se tiene:

$$V_h = \frac{V_1}{h} \quad (3.49)$$

La corriente armónica para el orden h puede ser escrita como:

$$i_h = \frac{V_1}{h^2 \cdot \omega_s \cdot L_\sigma} \quad (3.50)$$

La corriente eficaz del sistema será:

$$I_{rms} = \left[\frac{1}{2} \cdot \sum_h i_h^2 \right]^{1/2} \quad (3.51)$$

3.4.2 Pérdidas en el motor asíncrono con alimentación no sinusoidal

Las pérdidas se incrementan debido a la alimentación no sinusoidal, provocando la disminución del rendimiento energético y sobrecalentamiento.

3.4.2.1 Pérdidas por efecto joule

Los conductores del estator presentan un bajo efecto pelicular o de desplazamiento de la corriente, porque las espiras están divididas por conductores en paralelo aislados.

$$P_{cu_1} = 3R_{s1}i_1^2 \quad (3.52)$$

$$P_{cu_h} = 3\sum R_{sh}i_h^2 \quad (3.53)$$

3.4.2.2 Pérdidas magnéticas por histéresis y por corrientes de Foucault

Las pérdidas en el hierro son debidas a las variaciones de flujo y pueden subdividirse en pérdidas por histéresis y pérdidas por corrientes de Foucault. Ambas se ven afectadas por la distribución irregular de la inducción sobre cada sección plana del circuito magnético, así como por la concentración autoinductiva del flujo.

a) Pérdidas por histéresis

Este fenómeno provoca en los materiales ferromagnéticos un ciclo de imantación en el cual las trayectorias ascendentes y descendentes de la inducción no coinciden, dejando encerradas entre ellas una región como se muestra en la Figura 3.8

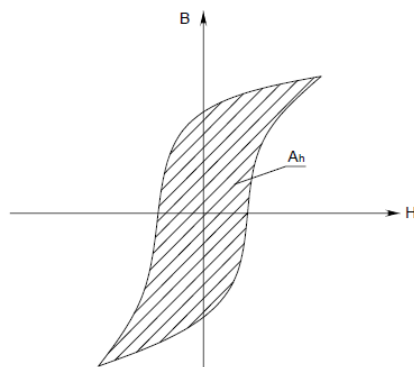


Figura 3.8 Lazo de Histéresis

Para cualquier frecuencia de inducción se utilizará la siguiente expresión:

$$V_h = \frac{dV_h}{dm} = \sigma_h \cdot \frac{f}{fn} \cdot \left[\frac{B}{B_N} \right]^2 [W / Kg] \quad (3.54)$$

Donde B_N es 1 Tesla para chapa laminada en caliente o 0.5 Teslas para chapa laminada en frío. σ_h son las pérdidas específicas a frecuencia fundamental y a inducción de 1 Tesla.

b) Pérdidas por corrientes de Foucault

Estas son proporcionales al cuadrado de la inducción máxima \hat{B} de la frecuencia f y del espesor τ de las chapas.

$$V_E = \sigma_E \cdot \left(f \cdot \hat{B} \cdot \tau \right)^2 [W / Kg] \quad (3.55)$$

Expresando σ_E en las mismas unidades que σ_h se obtiene:

$$V_E = \sigma_E \cdot \left(\frac{f}{f_N} \cdot \frac{B}{B_N} \right)^2 [W / Kg] \quad (3.56)$$

El modelamiento del motor doble jaula de ardilla, las consideraciones de simplificación del modelo y el circuito equivalente del motor cuando es alimentado por un variador de velocidad; son tomadas en cuenta para el desarrollo de la aplicación mostrada en los capítulos VI y VII.

CAPÍTULO IV

ESTRATEGIAS EXISTENTES DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLAS

4.1 Principio de funcionamiento

La mayor cantidad de artículos referidos a inversores multinivel tratan de aspectos relacionados a su configuración, sistemas de control, nivel de armónicos generados y reducción de las pérdidas por conmutación. Dentro de las publicaciones internacionales de los últimos años ha destacado el creciente interés en su aplicación a los filtros activos. Sin embargo el esfuerzo por darle confiabilidad al sistema en busca de que los inversores multinivel puedan soportar las fallas se da desde el año 2004. [18] [19] [20] [21].

En su mayoría los pocos artículos relacionados al tema, tratan de sistemas tolerantes a fallas considerando la estrategia de redundancia material (uso de componentes extras) [18], tales como interruptores, ramas o fuentes. Se tienen dos enfoques, la estática y la dinámica.

La redundancia dinámica se orienta a medianas potencias y utiliza pocos módulos redundantes para tolerar una falla, pero a expensas de mayor costo y procesamiento de información. Hay dos esquemas de respaldo, el respaldo en frío y el respaldo en caliente como lo muestra la Figura 4.1

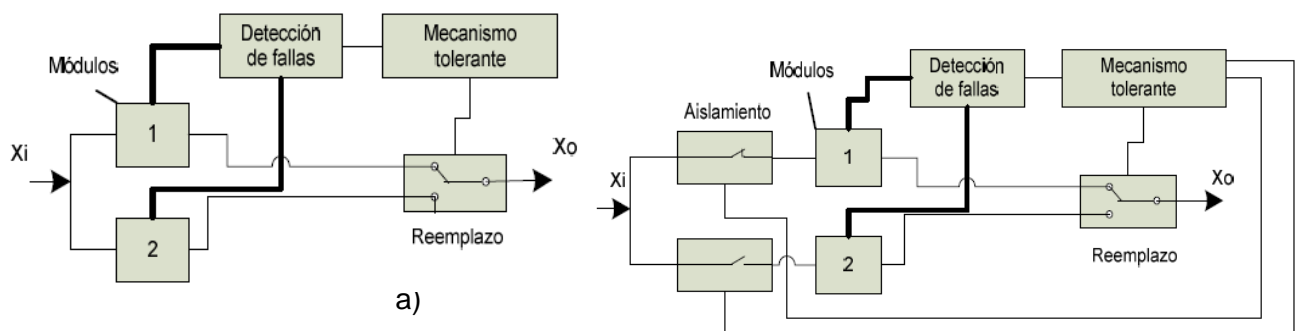


Figura 4.1 Esquemas de respaldo a) En caliente b) En frío
(Fuente: Tesis Desarrollo e implementación de un sistema inversor motor – [17])

La redundancia dinámica es generalmente utilizada en aplicaciones de baja potencia, con “n” módulos activos y una señal de entrada X_i y con salidas conectadas a un sistema donde se decide la operación de cada módulo.

Se han estudiado esquemas tolerantes a fallas con redundancia dinámica y unidades de respaldo tipo respaldo en frío. El mecanismo consiste en aislar y reemplazar eléctricamente el elemento dañado, a partir de la detección de la falla en los interruptores; que por lo general son los IGBTs.

La Tabla 4.1 muestra las características más sobresalientes de sistemas tolerantes a fallas por redundancia material.

Tabla 4.1: Comparación sistemas tolerantes a fallas con redundancia material

	Esquema redundante	Características	Propuesto por
1	Con un interruptor	- Operación degradada después de la falla - Detección lenta	B.A. Welchko [18]
2	Con dos interruptores	- Operación degradada después de la falla - Detección lenta - Demasiados componentes auxiliares	S. Bolognani [19]
3	De fase con rama auxiliar	- Operación degradada después de la falla - Detección lenta - Demasiados componentes auxiliares	S. Bolognani [19] B.A. Welchko [18]
4	De fase con tensión auxiliar	- Operación degradada después de la falla - Detección lenta	Jen- Ren Fu [20]
5	Con cuatro ramas	- Operación degradada después de la falla - Detección lenta	B.A. Welchko [18]

B.A. Welchko [18] realiza una comparación de las topologías tolerantes a fallas en los inversores con redundancia material, tales como redundancia con un interruptor, dos interruptores y con rama adicional todos ellos toman como referencia la topología mostrada en la Figura 4.2.

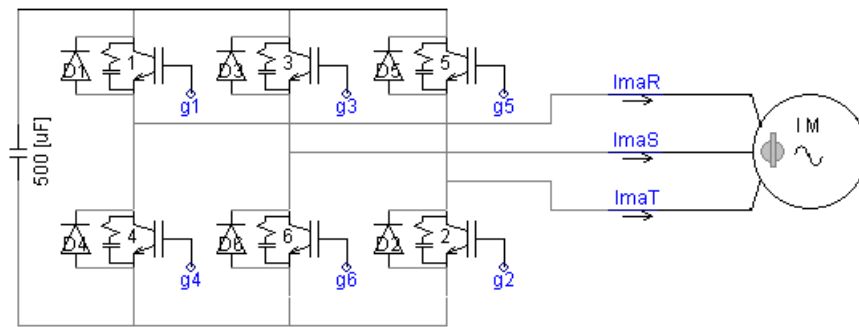


Figura 4.2: Estructura de un inversor trifásico y motor

4.2 Redundancia con una llave de potencia

La Figura 4.3 muestra la topología empleada, en este esquema se incorporan cuatro triacs y tres fusibles de actuación rápida, los fusibles son conectados en serie con las fases de la carga.

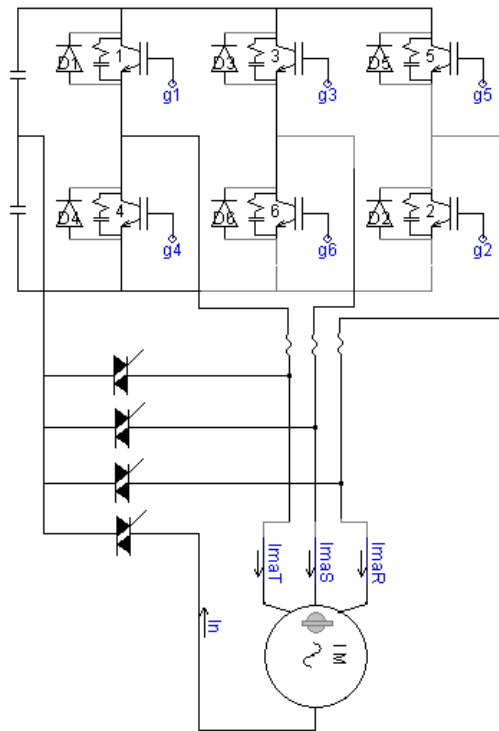


Figura 4.3: Topología redundancia material –con una llave de potencia
(Fuente: B.A. Welchko [18])

4.3 Redundancia con dos llaves de potencia

La Figura 4.4 muestra la topología empleada, consiste en cuatro ramas dentro del inversor, con componentes adicionales (dos fusibles y dos SCR por cada rama, y dos capacitores)

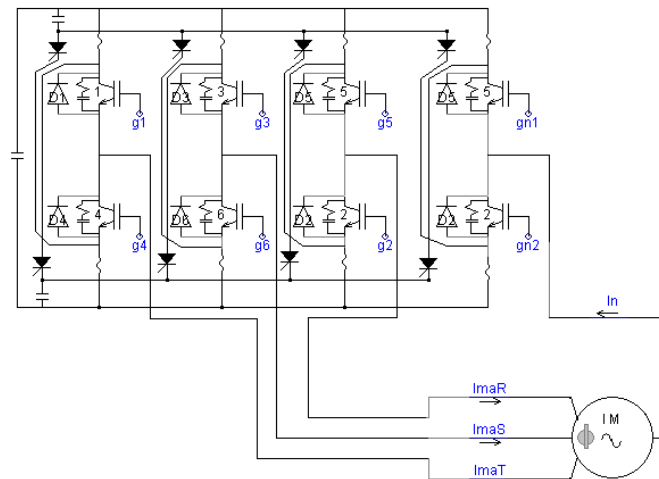


Figura 4.4: Topología redundancia material –con dos llaves de potencia
(Fuente: B.A. Welchko [18])

4.4 Redundancia con rama adicional

La Figura 4.5 muestra la topología empleada, consiste en cuatro ramas dentro del inversor, esta topología a diferencia de las dos anteriores no requiere dividir a la fuente de dc.

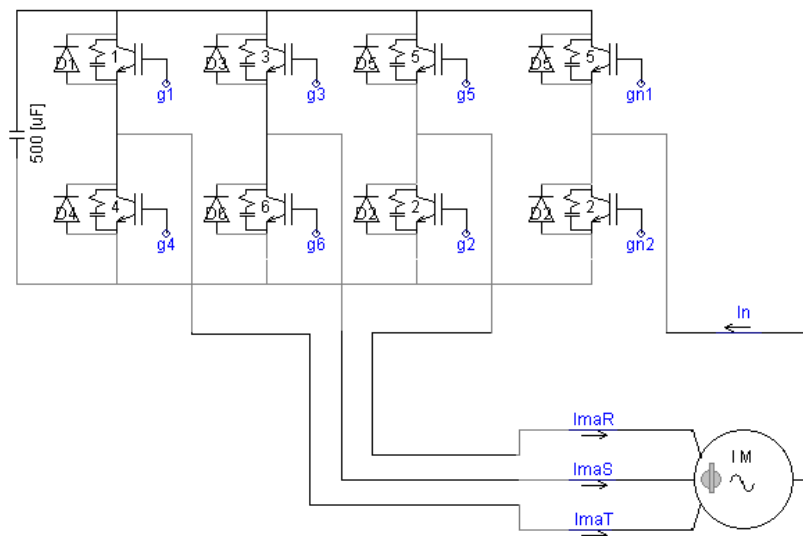


Figura 4.5: Topología redundancia material –con rama adicional
(Fuente: B.A. Welchko [18])

4.5 Sistema de redundancia con switch bi-direccional

Este sistema es aplicado para los inversores asimétricos cascada multinivel [21]

Para esta estrategia es preferible que la escala de potencia sea tres, está basada en dispositivos bidireccionales.

La Figura 4.6 muestra la topología de una fase, donde en las salidas de los puentes se conectan transformadores, cuyos taps son escalados en relaciones de tres. Presentan una optimización del número de niveles. El detalle más importante de esta topología es el transformador con múltiples salidas y conmutadores bidireccionales. El convertidor de la parte inferior es llamado principal, en segundo es el convertidor auxiliar y el tercero es el convertidor de salidas múltiples.

El convertidor de salidas múltiples es mostrado en la Figura 4.6, el transformador tiene tres conmutadores bi-direccionales (S_1, S_2 y S_3) la idea de este convertidor es producir flexibilidad en la salida de la potencia del puente cuando ocurra una falla en uno de los otros puentes. El convertidor con salidas múltiples necesita en el primario tres salidas de transformador con 27 niveles, 9:1, 3:1 y 1:1. El sistema selecciona la salida adecuada para reemplazar la ausencia de otro convertidor.

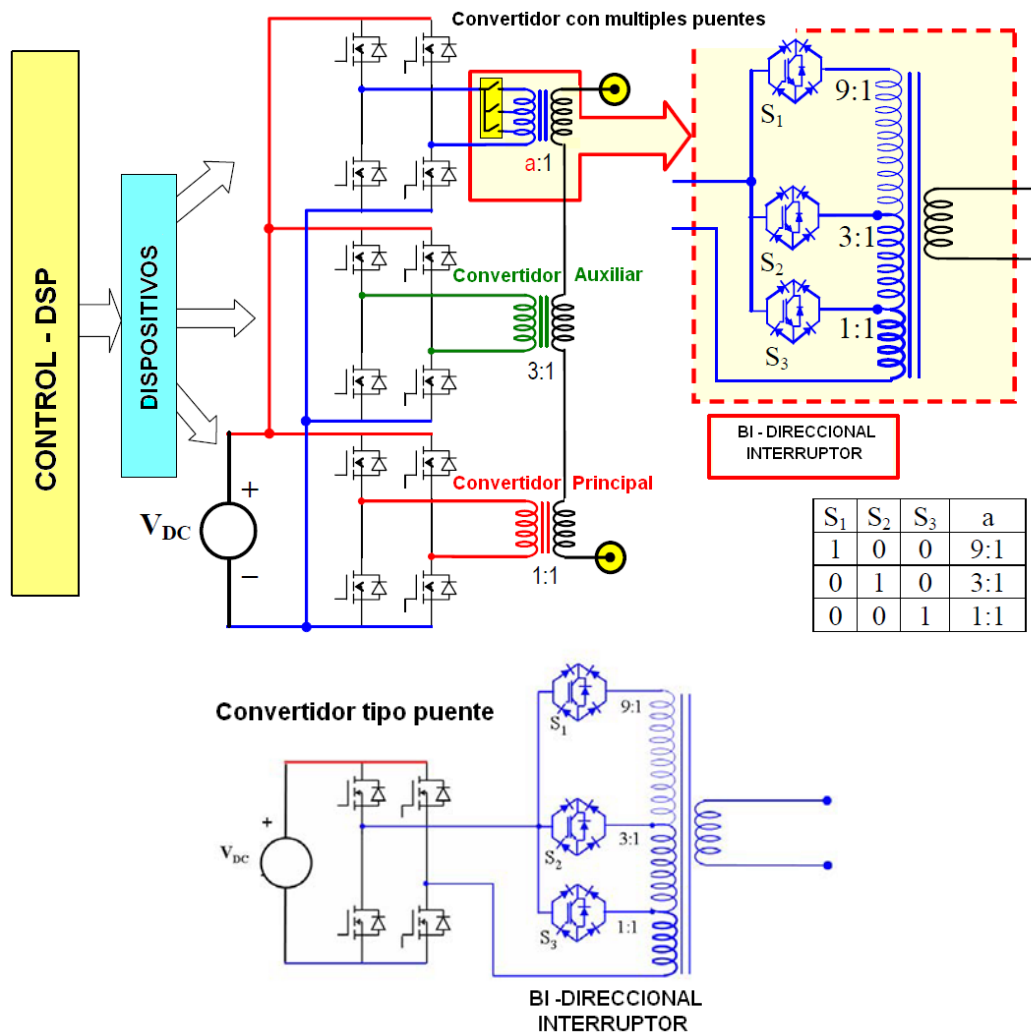


Figura 4.6: Topología redundancia material – bi - direccional (Fuente: Pablo Barriuso – [21])

4.6 Estrategia de reconfiguración de las señales de disparo

Las estrategias de reconfiguración de las señales de disparo para que los inversores multinivel puedan tolerar las fallas, aún están en la etapa de investigación.

La mayoría de los trabajos de investigación realizados, muestran sus resultados sobre dos configuraciones de inversores multinivel (NPC de tres niveles y CHB de cinco niveles). Shengming Li [25], muestra la estrategia de modulación para el caso de falla de un dispositivo de conmutación y realiza una simulación para verificar la viabilidad de la estrategia. También desarrolla un prototipo de 150kW.

Mingyao Ma [22], muestra la estrategia de reconfiguración de las señales de disparo utilizando técnicas PDPWM y PSPWM, discutiendo su efectividad y realizando simulaciones. También se muestran resultados experimentales utilizando señales de disparo generadas por un DSP.

La estrategia de operación con tolerancia a fallas propuesta en esta tesis, para el caso del inversor multinivel NPC de tres niveles, tiene como base el trabajo realizado por Shengming Li [25], con la diferencia que él utiliza diagramas vectoriales para realizar el control y en el caso de esta tesis todo se realiza por reconfiguración de señales de disparo bajo la técnica IPDPWM. Esta técnica, tiene las siguientes ventajas: menor tiempo de compilación, menor complejidad de programación y mejor tiempo de respuesta ante una falla en un dispositivo de conmutación.

La estrategia de operación con tolerancia a fallas propuesta en esta tesis, para el caso del inversor multinivel CHB de siete niveles, tiene como base el trabajo realizado por Mingyao Ma [22] y Aguayo [23], con la diferencia que se plantean otras expresiones para las señales de referencia, que tiene el mismo grado de efectividad que la estrategia de operación propuesta para las fallas analizadas de una y dos celdas respectivamente.

CAPÍTULO V

PROPUESTA DE ESTRATEGIA DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLAS POR RECONFIGURACIÓN DE LAS SEÑALES DE DISPARO

5.1 Estrategia de reconfiguración de la modulación de las señales de activación aplicada a inversores multinivel NPC de tres niveles

En la Figura 2.8 del capítulo 2 se muestra la topología de un inversor trifásico de tres niveles.

La técnica no se basa en reemplazo físico de los componentes, sino más bien en el cambio de las señales de modulación, en este caso es una variación de la señal portadora siguiendo la técnica IPDPWM. Como el inversor es un NPC de tres niveles y se desea conservar la posición de los componentes, se analiza el sistema a partir de la falla en un dispositivo de conmutación.

5.1.1 Falla en un dispositivo de conmutación

a) Análisis del sistema

La Figura 5.1 representa el sistema cuando falla uno de los componentes, en este caso el T11.

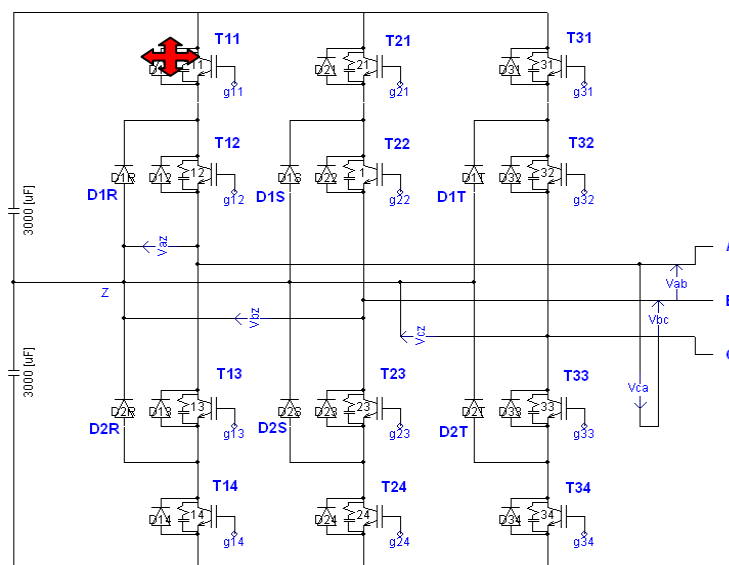


Figura 5.1: Falla en inversor NPC tres niveles – Fase A

El sistema propuesto se basa en el trabajo desarrollado por Shengming Li [25] donde se plantea la posibilidad de que el motor pueda funcionar con menores niveles de tensión y muestra un desarrollo experimental. Para ello realiza la estrategia a partir de diagramas vectoriales.

Se desarrolla el sistema para que pueda operar en las condiciones descritas por Shengming, pero se modifican las señales de disparo bajo la técnica de modulación IPDPWM. La falla podría ocurrir en cualquier fase en los diodos o IGBTs ya sea en modo de circuito abierto o en cortocircuito. Aquí se analiza el modo en corto circuito, Si tomamos como referencia la fase A de la Figura 5.1, se tienen tres casos:

- Caso 1: T11 o T14 en cortocircuito.
- Caso 2: T12 o T13 en cortocircuito.
- Caso 3: D1R o D2R en cortocircuito.

Bajo cualquiera de estas condiciones se plantea unir la fase A al punto de unión de los condensadores, tal como lo muestra la Figura 5.2. Esto no implica retirar los IGBTs de la fase A, sino que a nivel modulación dejar de conmutarlos. Otra forma es que el control envíe una señal para que un interruptor de by-pass una la fase A con el punto Z.

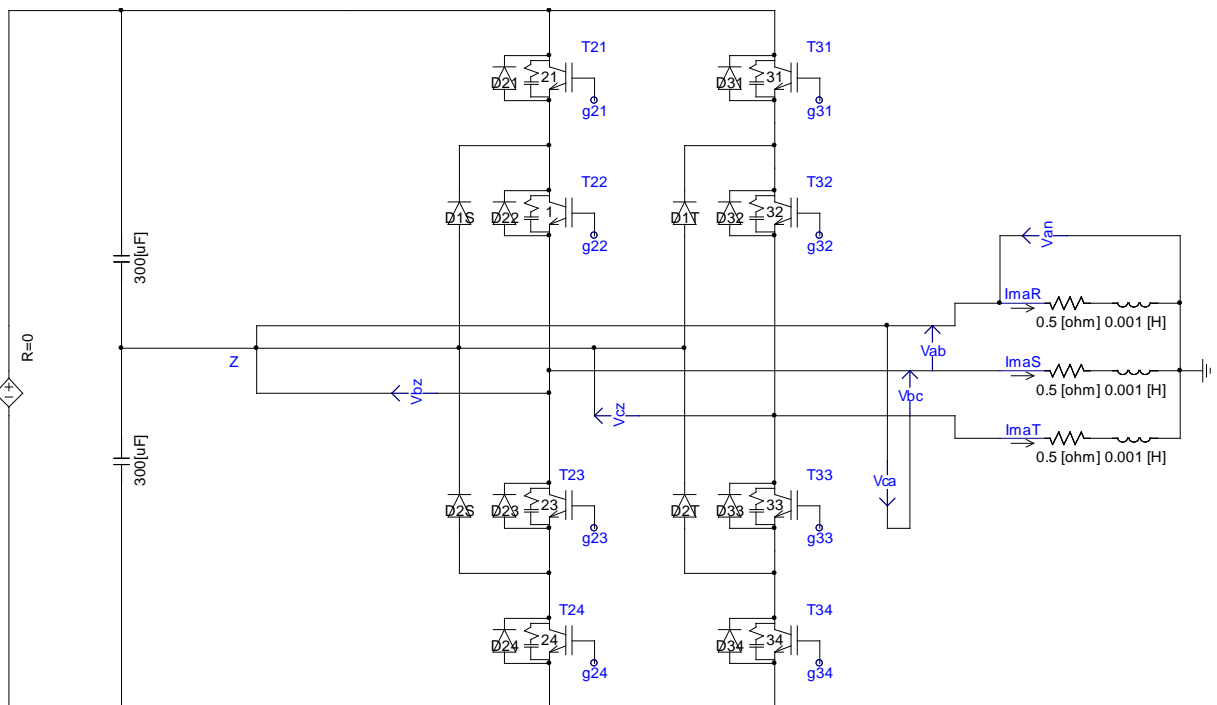


Figura 5.2: Reconfiguración del sistema- inhibir la fase A
(Fuente: Shengming Li [25])

b) Modificación de las señales de activación

Esta técnica de reconfiguración toma en cuenta la modulación IPDPWM, asignando dos portadoras en fase a diferentes niveles de tensión, comparándolas con una señal de referencia, obteniendo de esta manera las señales de activación para los IGBTs, como lo muestra la Figura 5.3.

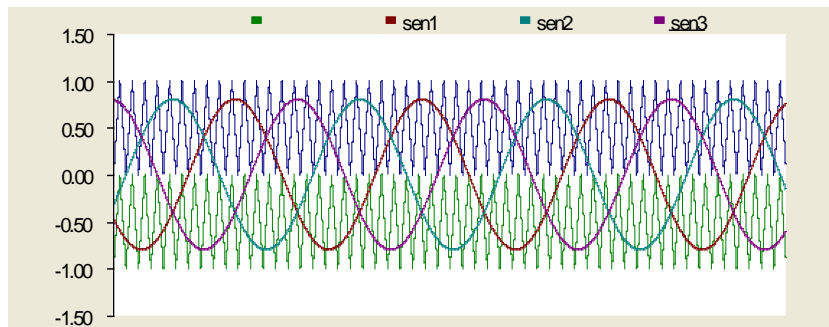


Figura 5.3: Modulación IPDPWM –NPC-Tres niveles

La Figura 5.4 muestra las tensiones luego de producirse la falla. Cuando ocurre la falla se tiene que aislar o dejar de conmutar la fase con falla, esto se puede conseguir reduciendo la amplitud de la onda sinusoidal, como lo muestra la Figura 5.5.

Las expresiones para las señales de referencia se muestran en la Tabla 5.1.

Tabla 5.1: Expresiones para las señales de referencia Falla en dispositivo de la fase A

$V_m a(\omega t)$	$V_m b(\omega t)$	$V_m c(\omega t)$
0	$\frac{2}{3} M .sen(\omega t + \pi / 2)$	$\frac{2}{3} M .sen(\omega t + 5\pi / 6)$

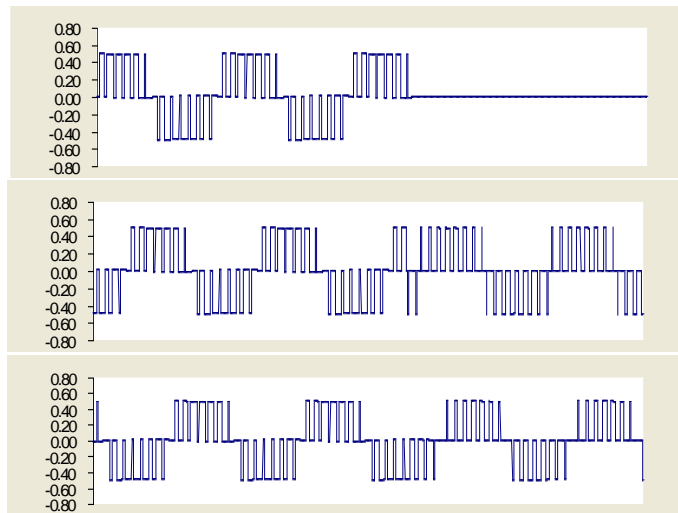


Figura 5.4: Tensiones de fase cuando se produce la falla en la fase A

Las otras fases deben de modificarse para que el motor opere con menor tensión por lo que las señales de referencia para las otras fases también cambian.

c) Sistema de control y respuesta dinámica del sistema

Según lo indicado en la Tabla 5.1 se modifican las señales moduladoras por cada fase a fin de tener una tensión de línea equilibrada. La Figura 4.11 muestra las nuevas señales de referencia, las tensiones y corrientes en el motor.

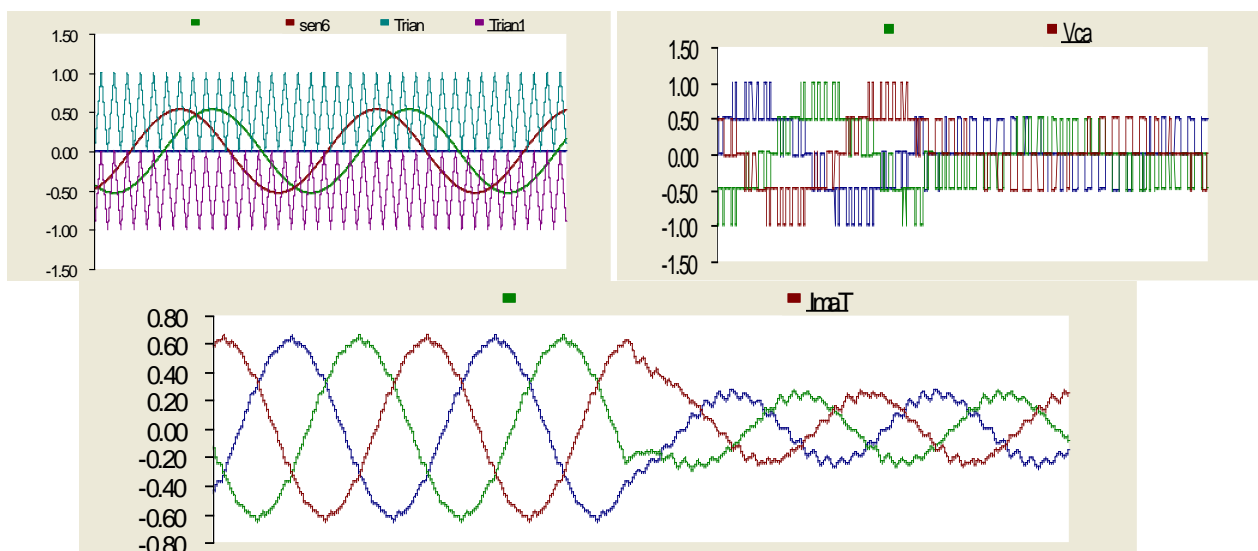


Figura 5.5: Señales de referencia, tensiones y corrientes en bornes del motor

5.2 Estrategia de reconfiguración de la modulación de las señales de disparo aplicado a inversores cascada multinivel de siete niveles

En la Figura 2.22 del capítulo 2 se muestra la topología de un inversor trifásico de siete niveles, la cual sirve como referencia para mostrar la estrategia en esta parte de la tesis.

La técnica no se basa en reemplazo físico de los componentes, se basa en el cambio de las señales de modulación, en este caso es una variación de la señal portadora siguiendo la técnica IPDPWM. Aquí se analizan los dos casos posibles (que falle una celda o que fallen dos celdas).

5.2.1 Falla en un dispositivo de conmutación

a) Análisis del sistema

La Figura 5.6 representa al sistema cuando falla uno de los componentes de la primera celda. La falla podría ocurrir en cualquier parte de la celda, en los diodos o IGBTs ya sea en modo de circuito abierto o en cortocircuito.

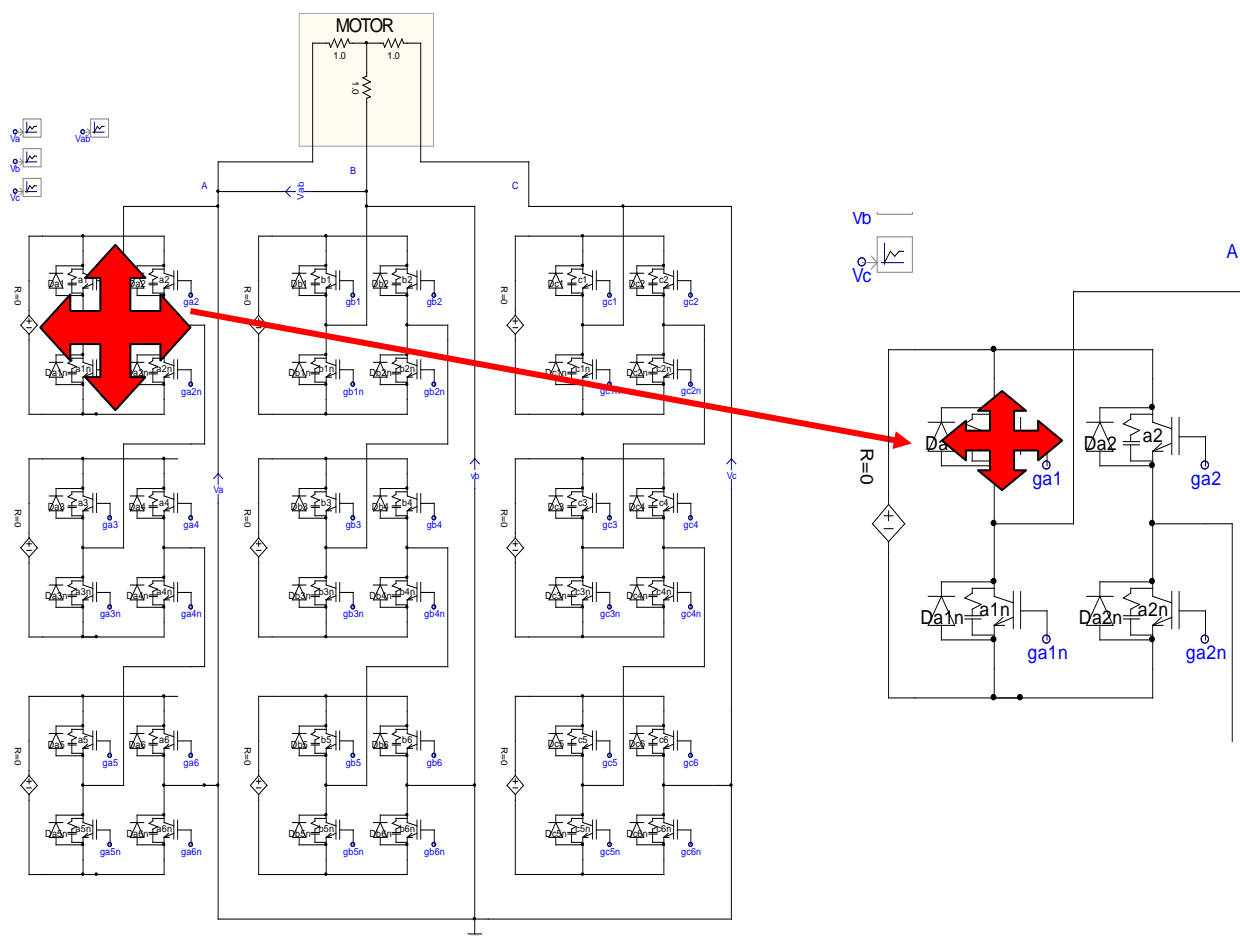


Figura 5.6: Falla en una celda
(Fuente: J. Aguayo [23])

Cuando una celda sale de servicio quedan las otras dos en la fase, por lo que se pierde una fuente y por tanto dos niveles, como se puede observar en la Figura 4.9. La falla ocurre en $t=0.2s$.

b) Modificación de las señales de disparo

Esta técnica de reconfiguración toma en cuenta la modulación IPDPWM, se asignan seis portadoras en fase a diferentes niveles de tensión, comparándolas con una señal de referencia, y se obtiene de esta manera las señales de disparo para los IGBTs. La Figura 5.7 muestra como se distribuyen las señales en cada celda por fase.

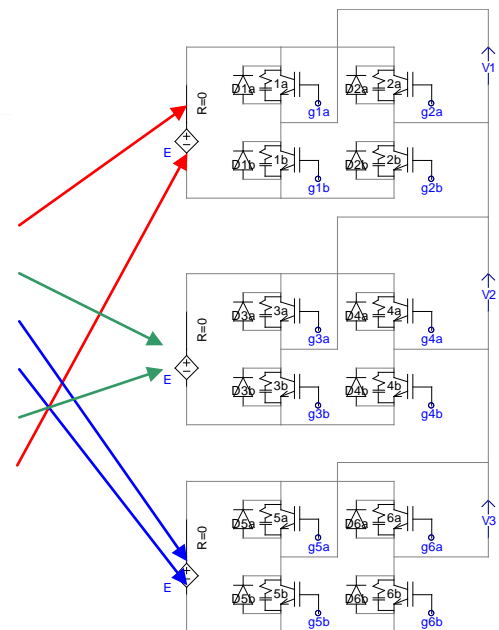


Figura 5.7: Asignación de las señales de disparo según modulación IPDPWM (Fuente: J. Aguayo [23])

Cuando ocurre una falla, se tiene que aislar o dejar de conmutar la celda con falla, por lo que si la falla ocurriera en la celda de la parte superior (tal como lo indica la Figura 5.6) debe dejarse de conmutar los IGBTs de esta celda, esto se puede conseguir recortando la onda sinusoidal, como lo muestra la Figura 5.9. Las otras fases deben de compensar la energía que entregaba la celda dañada, por lo que las señales de referencia para las otras fases también deben ser modificadas con este objetivo.

Las expresiones para las señales de referencia se muestran en la siguiente tabla basado en lo descrito en [23] pero con algunas modificaciones.

Tabla 5.2: Expresiones para las señales de referencias – Una celda en falla
(Fuente: O. Peña [36])

Limite de ωt	$V_m a(\omega t)$	$V_m b(\omega t)$	$V_m c(\omega t)$
$asen\left[\frac{N-3}{M(N-1)}\right], \pi - asen\left[\frac{N-3}{M(N-1)}\right]$	$\frac{N-3}{N-1}$	$\frac{N-3}{N-1} - \sqrt{3}M \cdot sen(\omega t + \pi/6)$	$\frac{N-3}{N-1} + \sqrt{3}M sen(\omega t + 5\pi/6)$
$\pi + asen\left[\frac{N-3}{M(N-1)}\right], 2\pi - asen\left[\frac{N-3}{M(N-1)}\right]$	$\frac{3-N}{N-1}$	$\frac{N-3}{1-N} - \sqrt{3}M \cdot sen(\omega t + \pi/6)$	$\frac{N-3}{1-N} + \sqrt{3}M sen(\omega t + 11\pi/6)$
Otros límites	$Msen(\omega t)$	$Msen(\omega t - 2\pi/3)$	$Msen(\omega t - 4\pi/3)$

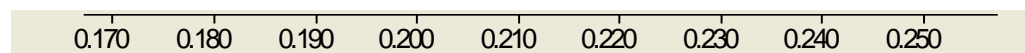


Figura 5.8: Tensión de la fase con falla en $t=0.2s$

c) Sistema de control

Según lo indicado en la Tabla 5.2 en un periodo se tiene cinco intervalos diferenciados en la señal de referencia. Por lo que se debe reproducir cada señal de referencia por fase.

La Figura 5.9 muestra las nuevas señales de referencia y la modulación IPD PWM.

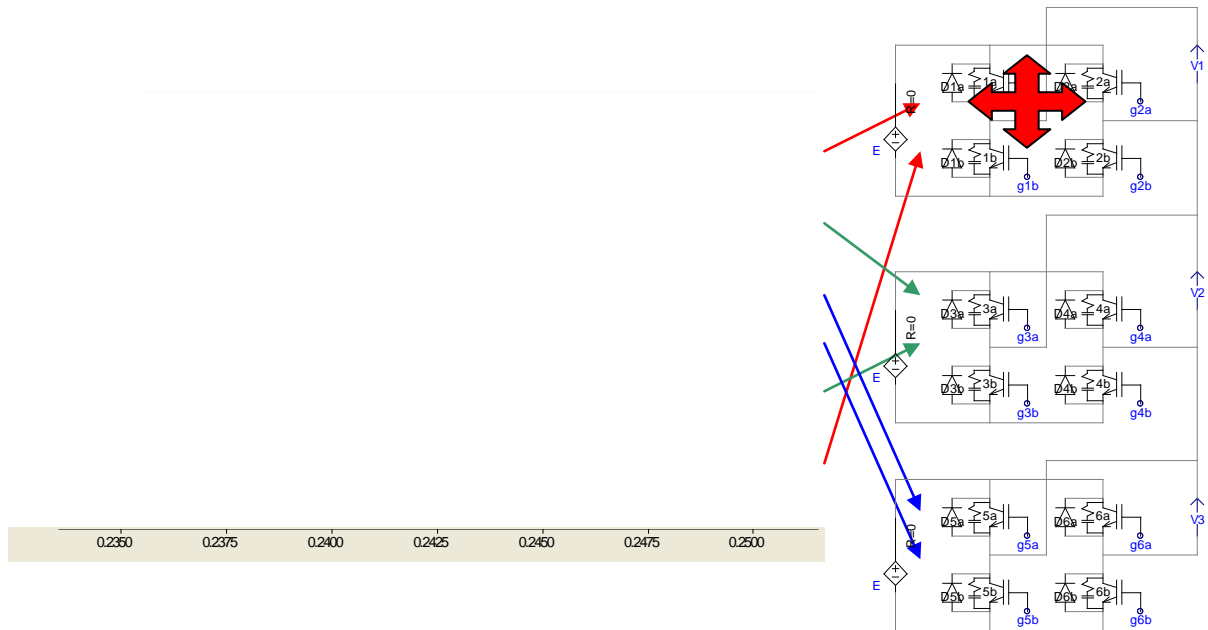


Figura 5.9: Asignación de las señales de disparo- reconfiguración
(Fuente: Aguayo [23])

La Figura 5.10 muestra los momentos en que las fases B y C asumen la energía que entregaba la celda en falla de la fase A.

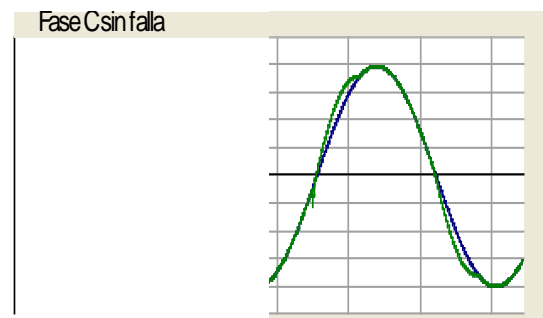


Figura 5.10: Energía adicional entregada por las fases B y C
(Fuente: Elaboración propia)

d) Respuesta dinámica del sistema

La Figura 5.11 muestra los resultados de la simulación, se puede observar que la tensión de línea se mantiene, es decir el motor en todo momento a pesar de la falla en una celda sigue recibiendo tensiones de línea equilibradas.

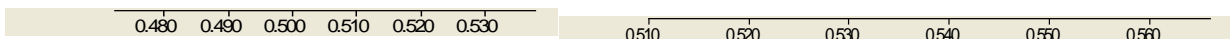


Figura 5.11: Resultados de la simulación
(Fuente: Elaboración propia)

5.2.2 Falla en dos dispositivos de conmutación

a) Análisis del sistema

La Figura 5.12 representa al sistema cuando fallan dos celdas, independientemente de los componentes de cada celda que hayan fallado ya sea en modo de circuito abierto o en cortocircuito.

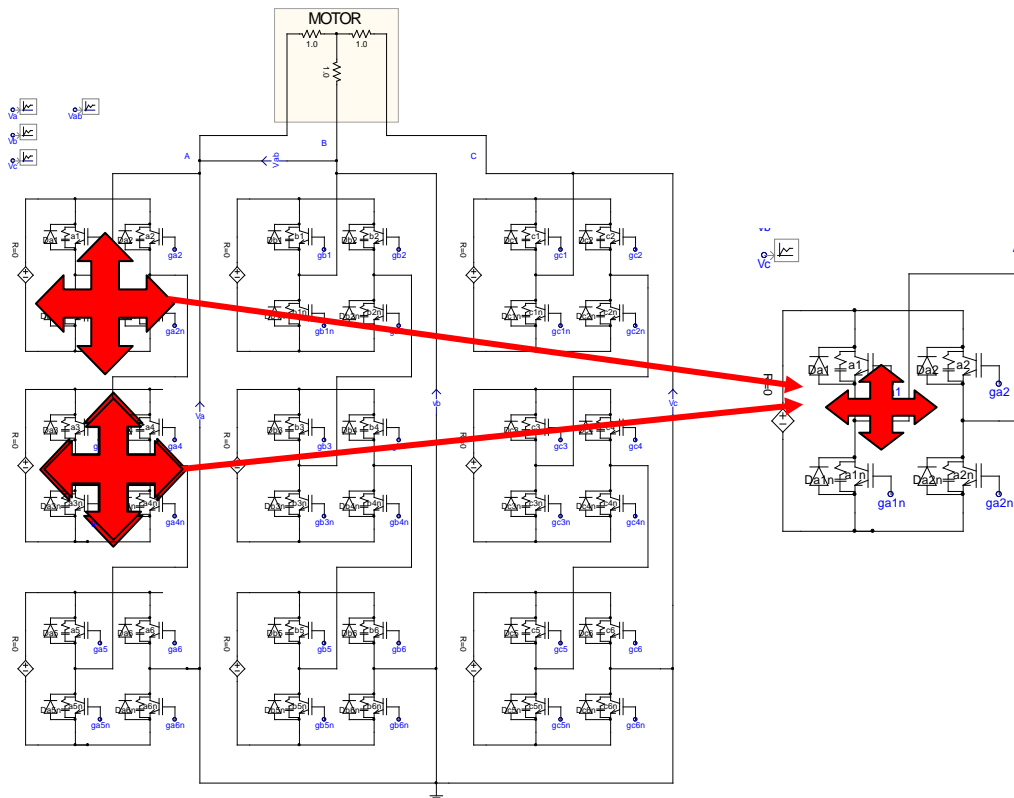


Figura 5.12: Falla en dos celdas
(Fuente: J. Aguayo [23])

Hay dos formas en las que se puede llegar a que se produzca la falla de dos celdas, en secuencia o las dos a la vez. Tal como se muestra en la Figura 5.13, donde se produce la falla secuencial en $t=0,2$ seg y en $t=0,4$ seg.

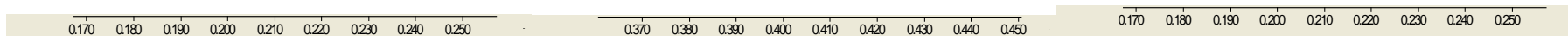


Figura 5.13: Falla en dos celdas – Secuencial y abrupta

Las expresiones para las señales de referencia se muestran en la siguiente tabla, basado en lo descrito en [23] pero con algunas modificaciones.

Tabla 5.3: Expresiones para las señales de referencias – Dos celdas en falla
(Fuente: O. Peña [36])

Limite de ωt	$V_m a(\omega t)$	$V_m b(\omega t)$	$V_m c(\omega t)$
$asen\left[\frac{N-5}{M(N-1)}\right], \pi - asen\left[\frac{N-5}{M(N-1)}\right]$	$\frac{N-5}{N-1}$	$\frac{N-5}{N-1} - \sqrt{3}M \cdot sen(\omega t + \pi/6)$	$\frac{N-5}{N-1} + \sqrt{3}M sen(\omega t + 5\pi/6)$
$\pi + asen\left[\frac{N-5}{M(N-1)}\right], 2\pi - asen\left[\frac{N-5}{M(N-1)}\right]$	$\frac{5-N}{N-1}$	$\frac{N-5}{1-N} - \sqrt{3}M \cdot sen(\omega t + \pi/6)$	$\frac{N-5}{1-N} + \sqrt{3}M sen(\omega t + 11\pi/6)$
Otros límites	$Msen(\omega t)$	$Msen(\omega t - 2\pi/3)$	$Msen(\omega t - 4\pi/3)$

c) Sistema de control

Según lo indicado en la Tabla 4.4 en un periodo se tiene cinco intervalos diferenciados en la señal de referencia. Por lo que se debe reproducir cada señal de referencia por fase.

La Figura 5.14 muestra las nuevas señales de referencia y la modulación IPDPWM.

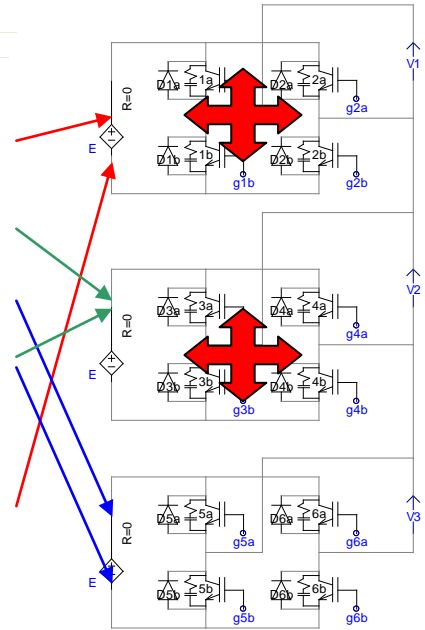


Figura 5.14: Asignación de las señales de disparo- reconfiguración
(Fuente: J. Aguayo [23])

La Figura 5.15 muestra los momentos en que las fases B y C asumen la energía que entregaba la celda en falla de la fase A.

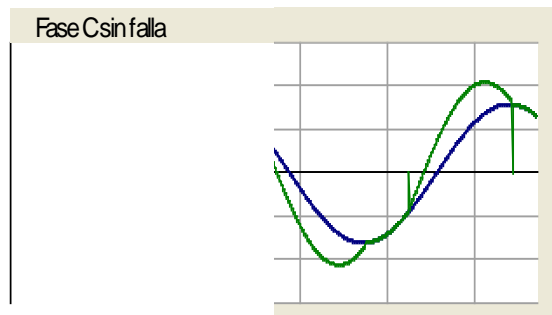


Figura 5.15: Energía adicional entregada por las fases B y C
(Fuente: Elaboración propia)

d) Respuesta dinámica del sistema

La Figura 5.16 muestra los resultados de la simulación considerando que se pierden dos celdas por falla abrupta, se puede observar que la tensión V_a es de dos niveles y la tensión V_b mantiene los siete niveles. Respecto a la tensión de línea V_{ab} se observa que ha perdido dos niveles respecto a la condición de funcionamiento sin falla (11 niveles). El motor puede ser alimentado y funcionar con este nivel de tensión puesto que las tensiones de línea están equilibradas.

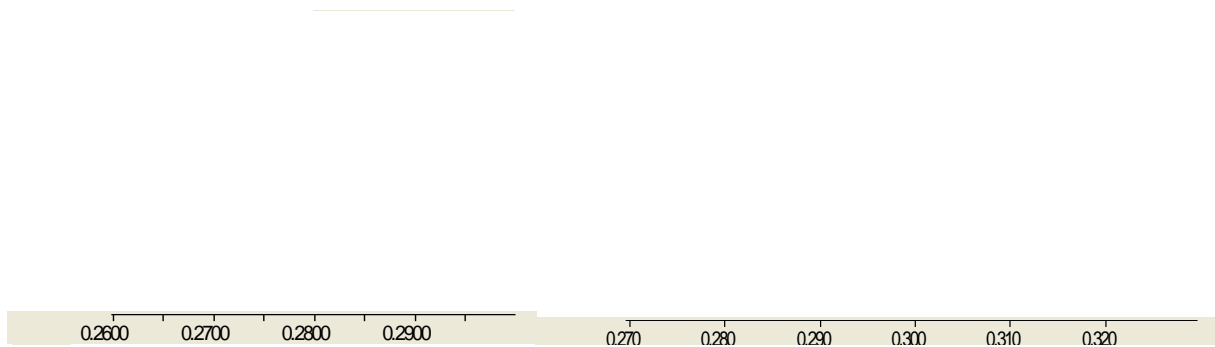


Figura 5.16: Resultados de la simulación

CAPÍTULO VI

APLICACIÓN DE LA ESTRATEGIA EN UN SISTEMA ELÉCTRICO MINERO

6.1 Descripción del sistema

El sistema eléctrico donde se aplica la estrategia por medio de simulaciones, atiende a un usuario de minería del Perú, donde se cuenta con variadores de velocidad de media tensión. La Figura 6.1 muestra el subsistema eléctrico que alimenta al variador en la planta concentradora, el sistema está constituido de transformador – variador – motor (4.16kV-1.360MVA – Motor 2.3kV), cuya etapa inversora es de topología NPC de tres niveles. El motor es de 1400HP, con rotor doble jaula de ardilla y la altura de instalación es 2800 m.s.n.m.

Durante la operación se produjo una falla que detuvo el proceso productivo en una de las líneas de producción de la planta concentradora. Al revisar el lugar donde se produjo la falla, la pantalla del variador de velocidad indicaba “falla por cortocircuito en uno de los IGBTs -fase R- etapa inversora”.

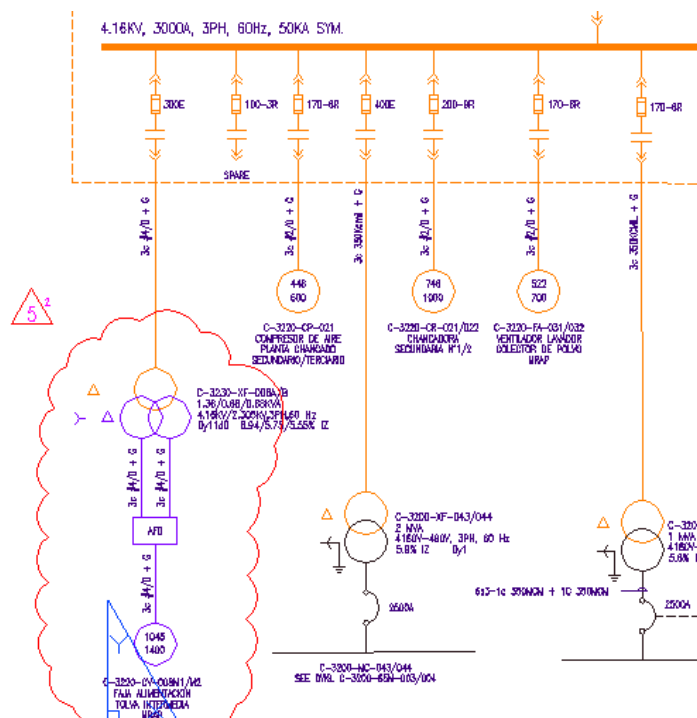


Figura 6.1: Sub Sistema eléctrico minero- planta concentradora
(Fuente: Información de la empresa minera – planos diagramas)

A continuación se dan algunos datos del sistema:

Datos del transformador:

Potencia (kVA)	Tensión Primario (kV)	Corriente Primario (A)	Tensión Secundario (kV)	Corriente Secundario (A)	Vcc	Conexión
1360	4.16	188.8	2.305	170.5	6.89%	Dy11d0

Datos del motor:

Potencia (HP)	Tensión (kV)	Corriente (A)	RPM	Factor de Potencia
1400	4	175	1799.8	0.89

Datos del variador:

Entrada	Transformador incluido	Rectificador	Inversor	Filtro de salida
Transformador de doble devanado	No	12 pulsos	NPC tres niveles	SI

6.2 Descripción de la falla en la etapa inversora del variador y las consecuencias en la producción.

Elevadas sobrecorrientes presentes en el lado terciario del transformador de aislamiento, originaron la parada de la faja 8 debido a la actuación del relé de protección del transformador por sobrecorriente temporizada (51) sensada en el lado primario, aperturando el contactor del transformador de aislamiento.

El evento de sobrecorriente fue originado por falla en un IGBT de la etapa inversora del variador de frecuencia. De acuerdo a las oscilografías registradas.

Como consecuencia de este evento, se registró un desplazamiento en las bobinas del transformador, razón por la que tuvo que salir de servicio.

El motor se encontraba trabajando al 64% de su carga nominal en el momento que se produjo la falla.

Gran parte del proceso minero se lleva a cabo en la planta concentradora, la cual a través de fajas transportadoras procesa y traslada el mineral, un alto porcentaje de

plata plomo y zinc se exportan como concentrados. En el caso del oro y el cobre estos metales aparecen con cierto grado de pureza.

La planta minera cuenta con 8 sistemas independientes y 4 dependientes dentro del proceso realizado en la planta concentradora, cada una de ellas lleva un variador de media tensión en los niveles de 4.16kV y 22.9kV. Por lo que la falla de alguno de ellos representa pérdidas económicas de importancia.

La reposición y el cambio de transformador si se tiene algún equipo de recambio puede durar más de doce horas. Para que el sistema pueda ser repuesto se necesitan 2 horas adicionales.

En este caso en particular se contaban con algunos repuestos por lo que el sistema pudo ser restablecido en quince horas aproximadamente. Los reportes presentados indican la siguiente secuencia:

- 11:40 Apertura del contactor por actuación del relé de sobrecorriente temporizado.
- 12:00 Se comunica al electricista de turno de la Sala 1.
- 12:30 Se comunica a personal de mantenimiento predictivo para realizar pruebas y se procede a desmontar las conexiones de lado de alta y baja del transformador.
- 15:30 Personal de mantenimiento predictivo empieza con las pruebas de barrido de frecuencia al transformador.
- 16:20 Se realizan trabajos independientes en el variador para el reemplazo de las tarjetas electrónicas de IGBT y un diodo.
- 18:00 Personal de mantenimiento predictivo determina con la prueba SFRA el desplazamiento de bobina, inhabilita al transformador y procede a desmontarlo para su inmediato reemplazo.
- 19:00 Se procede a trasladar el nuevo transformador hacia el área y realizar pruebas.
- 21:00 Se procede al montaje del nuevo transformador.
- 01:30 Se termina con el montaje y se energiza en vacío el transformador.
- 02:00 El transformador toma carga.

El caso más crítico se da cuando no se tienen componentes de reemplazo. La importación de las tarjetas electrónicas y otros componentes se da en muchos casos con tiempos superiores a las ocho semanas.

6.3 Simulación del sub sistema eléctrico (Transformador – Variador – Motor

De acuerdo al diagrama presentado en la Figura 6.1, se tienen tres elementos a considerar en la simulación del sistema, el transformador, el variador y el motor, los cuales son simulados en el software PSCAD.

6.3.1 Transformador

Hay variadores de media tensión que tienen el transformador incluido dentro de la misma envolvente, en este caso el transformador está separado del variador, este transformador es de doble devanado, para realizar el arreglo de transformadores que permite minimizar el contenido armónico producido por el variador, también se puede utilizar dos transformadores, el requisito es tener las configuraciones mostradas en la Figura 6.2

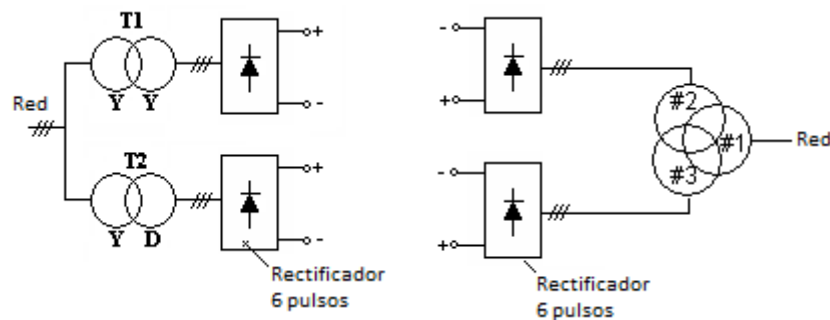


Figura 6.2: Configuraciones de transformadores como entrada a convertidores

Las ecuaciones correspondientes al análisis de secuencia de los armónicos de orden quinto y setimo son las mostradas en la Tabla 6.1.

Tabla 6.1: Expresiones para los armónicos de quinto y sétimo orden

$Ia_5 = I_5 \sin(5\omega t)$	$Ia_7 = I_7 \sin(7\omega t)$
$Ib_5 = I_5 \sin(5\omega t - 600) = I_5 \sin(5\omega t + 120)$	$Ib_7 = I_7 \sin(7\omega t - 840) = I_7 \sin(7\omega t - 120)$
$Ic_5 = I_5 \sin(5\omega t - 1200) = I_5 \sin(5\omega t - 120)$	$Ic_7 = I_7 \sin(7\omega t - 1680) = I_7 \sin(7\omega t + 120)$

Debido al desfaseamiento de -30° que introduce el transformador T2, las corrientes del secundario correspondientes al quinto armónico están desfasadas en $-30 \times 5 = -150^\circ$, respecto a las del transformador T1.

Debido a que la quinta armónica se comporta como componentes de secuencia negativa existe -30° de desfaseamiento, por lo tanto las corrientes en el primario de T2 están desfasadas $-150-30=-180^\circ=180^\circ$.

Si las magnitudes de las corrientes en los primarios de T1 y T2 son iguales, entonces el armónico de orden siete se cancela y no fluye hacia la fuente.

Si en el lado de baja tensión de los transformadores T1 y T2 se conectan rectificadores de seis pulsos, la corriente en el lado de baja tensión está dada por:

$$I_{aT} = I_{1a} \sin \omega_0 t - I_{5a} \sin 5\omega_0 t - I_{7a} \sin 7\omega_0 t + I_{11a} \sin 11\omega_0 t + I_{13a} \sin 13\omega_0 t \dots \quad (6.1)$$

Luego cuando esta corriente es reflejada en el lado de alta tensión del transformador Y-Y se obtiene:

$$I_Y = I_1 \sin \omega_0 t - I_5 \sin 5\omega_0 t - I_7 \sin 7\omega_0 t + I_{11} \sin 11\omega_0 t + I_{13} \sin 13\omega_0 t \dots \quad (6.2)$$

Y en el transformador D-Y se obtiene:

$$I_D = I_1 \sin(\omega_0 t - 30^\circ) - I_5 \sin(5\omega_0 t - 150^\circ) - I_7 \sin(7\omega_0 t - 210^\circ) + I_{11} \sin(11\omega_0 t - 330^\circ) \dots \quad (6.3)$$

Entonces la corriente total en el lado de alta será $I_Y + I_D$:

$$I_{Y+D} = I_1 \sin \omega_0 t - I_5 \sin 5\omega_0 t - I_7 \sin 7\omega_0 t + I_{11} \sin 11\omega_0 t + I_{13} \sin 13\omega_0 t \dots + I_1 \sin(\omega_0 t - 30^\circ) - I_5 \sin(5\omega_0 t - 150^\circ) - I_7 \sin(7\omega_0 t - 210^\circ) + I_{11} \sin(11\omega_0 t - 330^\circ) \dots \quad (6.4)$$

$$I_{Y+D} = 2[I_1 \sin \omega_0 t + I_{11} \sin 11\omega_0 t + I_{13} \sin 13\omega_0 t \dots] \quad (6.5)$$

El objetivo del arreglo es minimizar el contenido armónico, eliminando las 4 pulsos, por la cantidad de diodos de la etapa de rectificación del variador.

6.3.2 Variador con inversor neutral point clamped de tres niveles

La Figura 6.3 [27] muestra el variador de velocidad con sus partes constitutivas, se observa la etapa de rectificación con 12 pulsos un enlace dc, el inversor NPC de tres niveles y un filtro de salida hacia el motor.

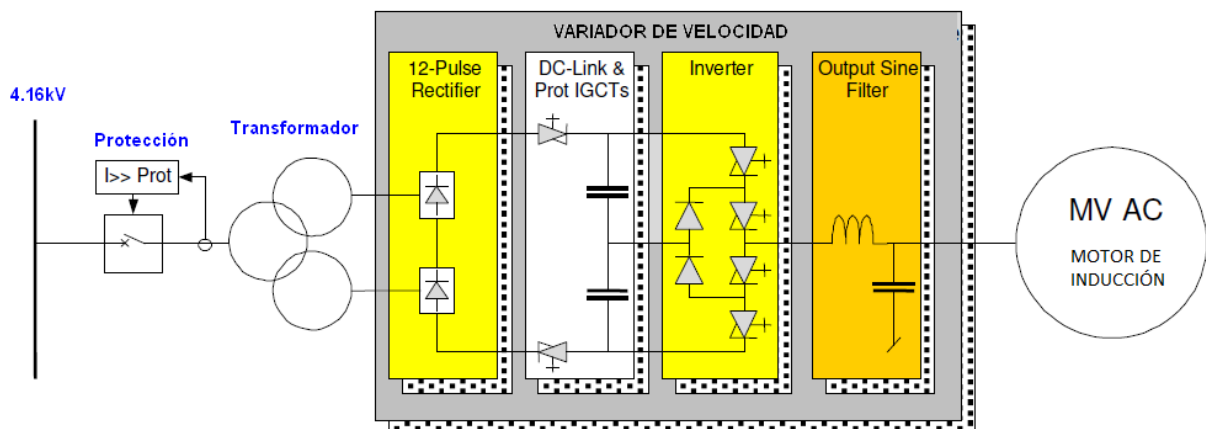


Figura 6.3: Variador de velocidad
(Fuente: ABB – Modelo ACS1000)

El inversor NPC de tres niveles fue modelado y simulado en el capítulo 3, ahora se adicionará la etapa rectificadora, tal como lo muestra la Figura 6.4

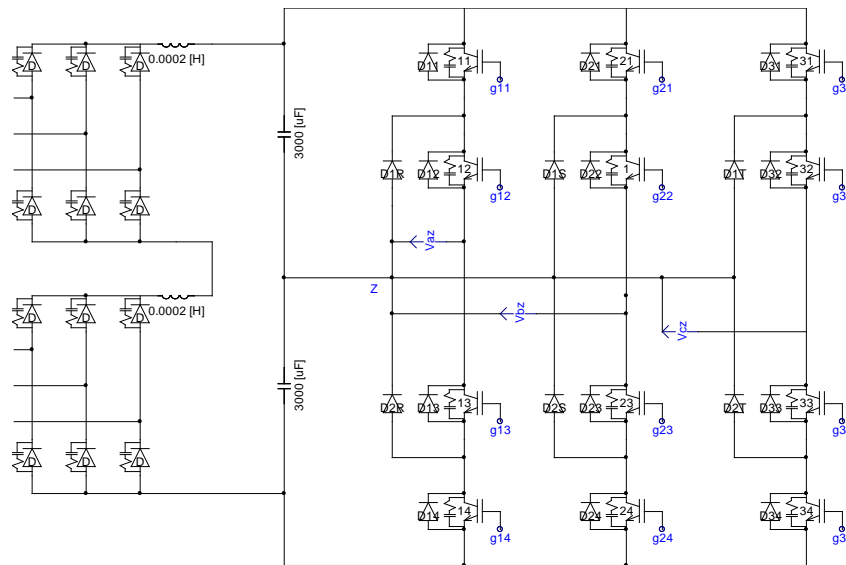


Figura 6.4: Etapas del variador de velocidad
(Fuente: Bin Wu “High Power Converter and AC drives”)

6.3.3 Motor de inducción

La Figura 6.5 Muestra la representación del motor de inducción en el PSCAD. El esquema del sistema completo y los resultados de simulación son mostrados en la Figura 6.6. Donde se puede apreciar el contenido armónico de la corriente I_a que presenta en mayor magnitud componentes de los armónicos de orden once y trece. La tensión en el enlace dc, está alrededor de los 6kV y la tensión que va hacia el motor tiene cinco niveles.

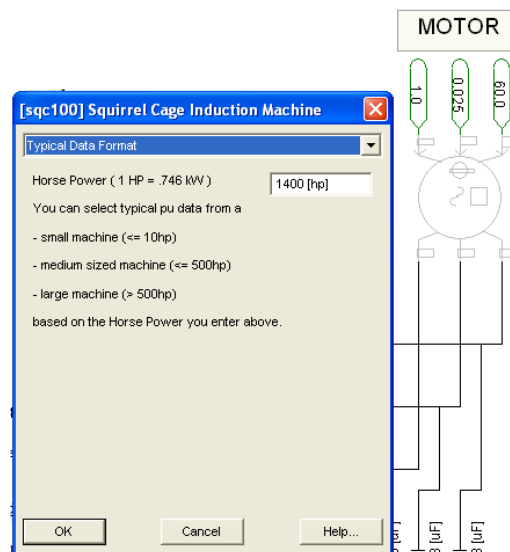


Figura 6.5: Motor de inducción tipo doble jaula de ardilla

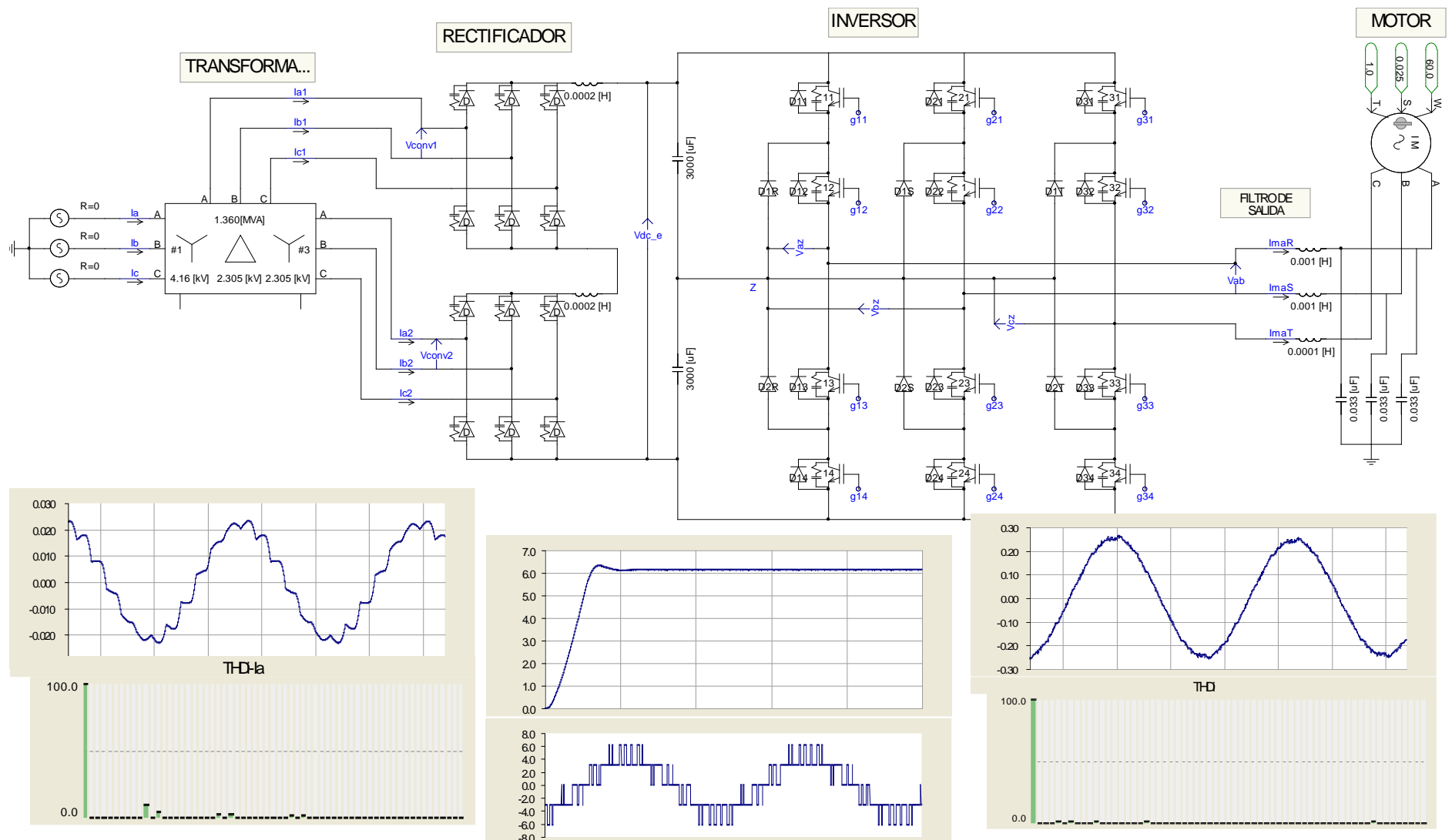


Figura 6.6: Simulación del sistema completo, I_a corriente de la fuente, V_{dc_e} tensión en el enlace dc, I_{maR} corriente en el motor.
(Fuente: Elaboración propia)

6.4 Aplicación de la estrategia de operación con tolerancia a fallas por reconfiguración de la modulación de las señales de disparo.

6.4.1 Sistema de control

Aquí estamos considerando la estrategia descrita en el punto 4.2, realizando el cambio de las fuentes de tensión por el transformador y los rectificadores.

La Figura 6.7 muestra el sistema de generación de las señales de disparo ante la falla presentada en un dispositivo de conmutación en la fase A.

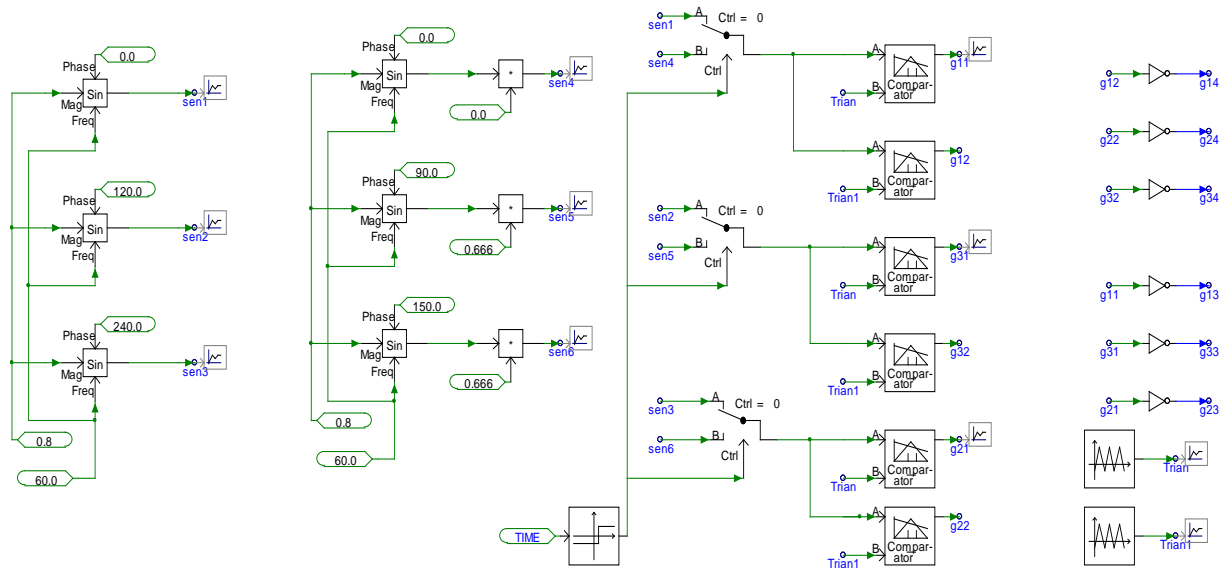


Figura 6.7: Generación de las señales de disparo

6.4.2 Resultados de la simulación

La Figura 6.8 muestra los resultados de la simulación del sistema empleando la estrategia de reconfiguración de las señales de disparo.

La tensión en el enlace dc del variador alcanza los 6kV, las tensiones del línea del motor se encuentran equilibradas luego de emplearse la estrategia (se observa que alcanza los 3.075kV) con lo que el motor podría eventualmente trabajar consumiendo parte de su potencia nominal y eso puede notarse observando el valor de la corriente del motor antes y después de presentarse la falla en $t=0,5s$.

En el espectro armónico de la corriente del motor se observa que el valor más alto es la armónica de orden 15, esto se debe a que la frecuencia de conmutación para los disparos de los IGBTs es 900Hz.

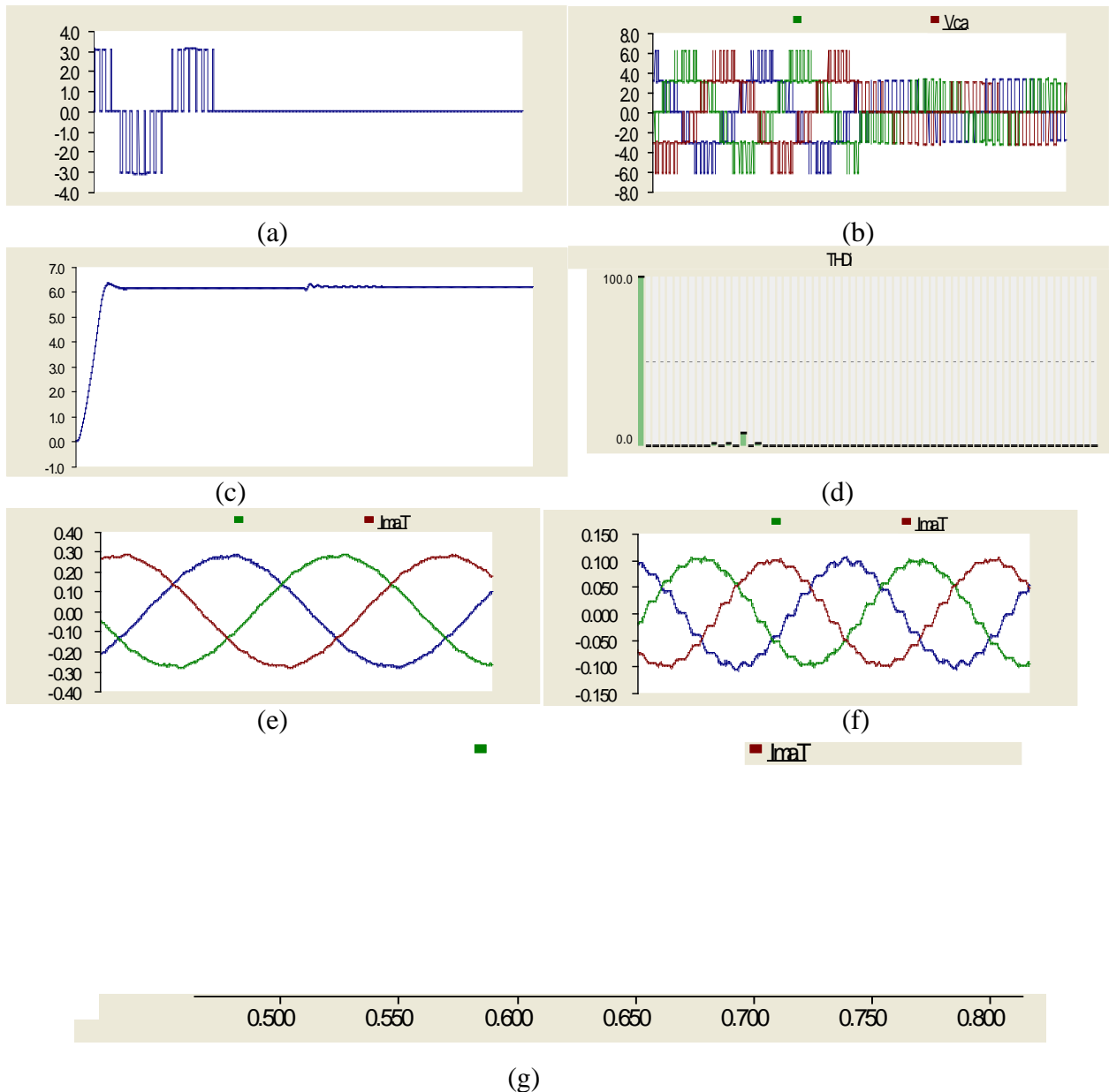


Figura 6.8: Simulación del sistema (a) tensión en la fase de falla, (b) tensión en las tres fases luego de la falla en $t=0,5$, (c) tensión en el enlace dc del variador, d)Espectro armónico de la corriente del motor luego de la falla (e) corriente del motor antes de la falla, f) corriente del motor después de la falla, g) intervalo de tiempo y forma de onda de para restablecer el sistema con menor potencia.

6.5 Simulación del variador empleando un NPC de cinco niveles.

En el inversor NPC de cinco niveles se integró la etapa rectificadora, tal como lo muestra la Figura 6.9

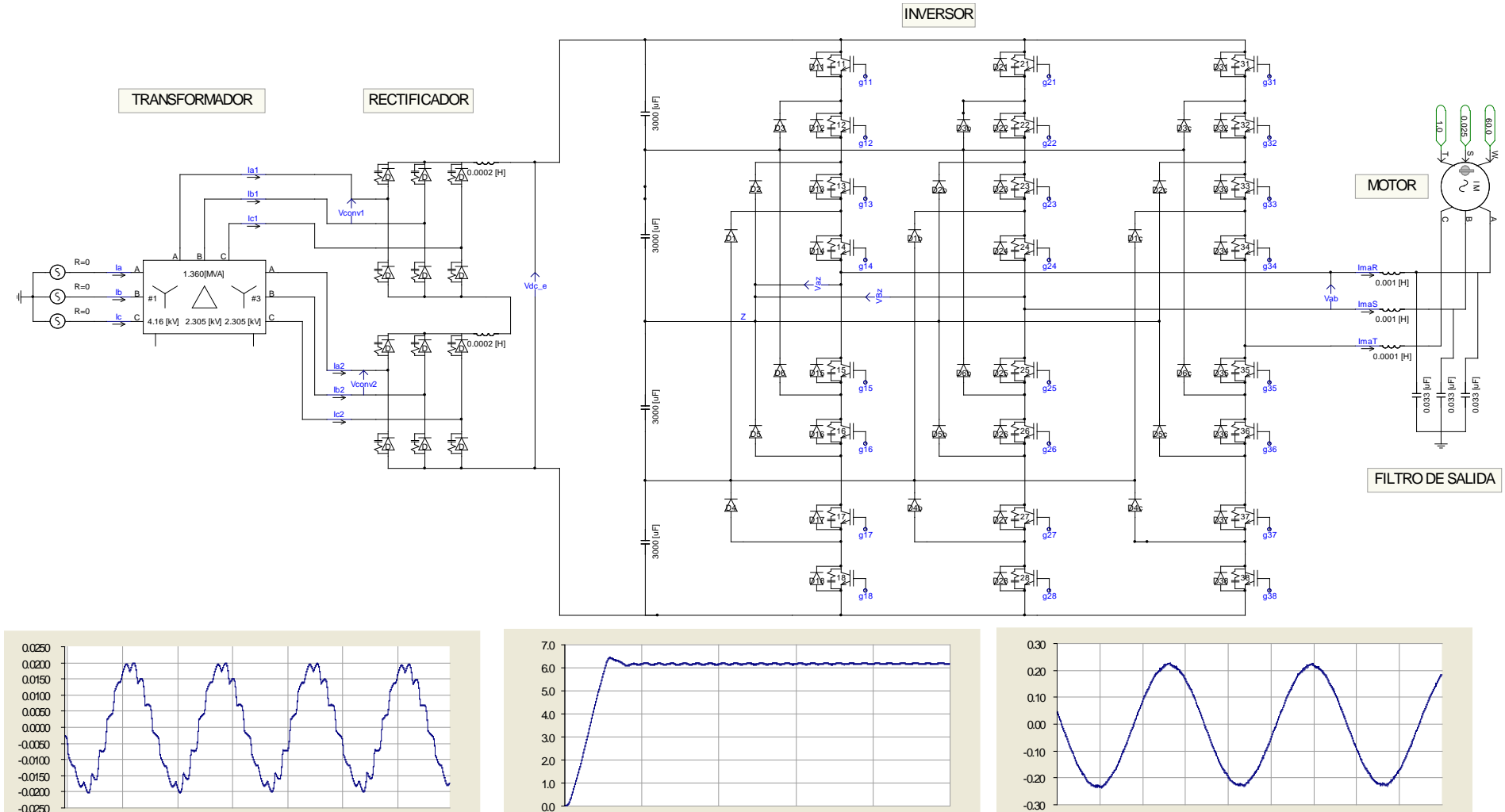


Figura 6.9: Simulación del sistema completo, I_a corriente de la fuente, V_{dc_e} tensión en el enlace dc, I_{maR} corriente en el motor.

(Fuente: Elaboración propia)

CAPÍTULO VII

APLICACIÓN DE LA ESTRATEGIA PROPUESTA EMPLEANDO UN INVERSOR CASCADA MULTINIVEL DE SIETE NIVELES

7.1 Descripción del sistema

En este capítulo se propone la utilización de inversores cascada multinivel para alimentar al motor y así de esta manera tener mayor confiabilidad en el sistema empleando la estrategia propuesta.

Las fuentes de tensión de los inversores pueden ser paneles solares o sistemas de rectificación. [9]-[35].

7.2 Sistema de control

Para la simulación de este sistema propuesto, se aplicó la estrategia descrita en los puntos 5.2.1 y 5.2.2, para el caso de la falla en una y dos celdas respectivamente.

7.3 Resultados de la simulación

7.3.1 Cuando falla un dispositivo de conmutación

La Figura 7.1 muestra las señales moduladoras y portadora para la generación de los pulsos en el caso de que falle una de las celdas. En la Figura 7.2 se puede apreciar que la celda de la parte superior de la fase A se pone en cortocircuito (en 0,2 segundos). En ese momento se reconfiguran las señales de modulación para que el motor reciba una tensión equilibrada.

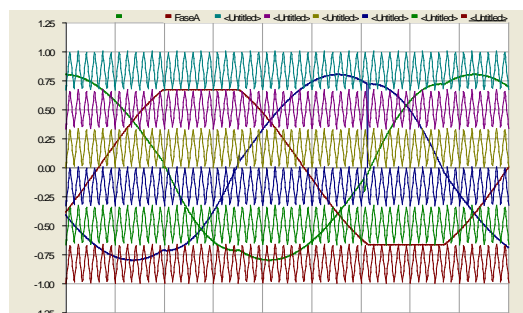


Figura 7.1: Señales de modulación – estrategia tolerante a fallas – 1 celda

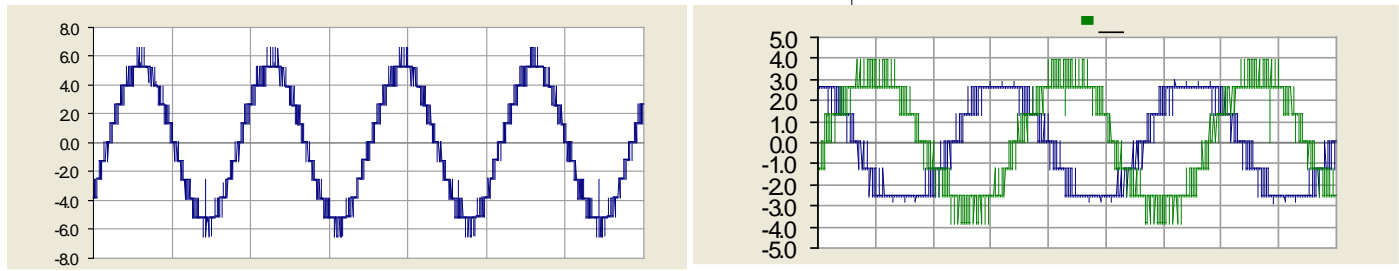
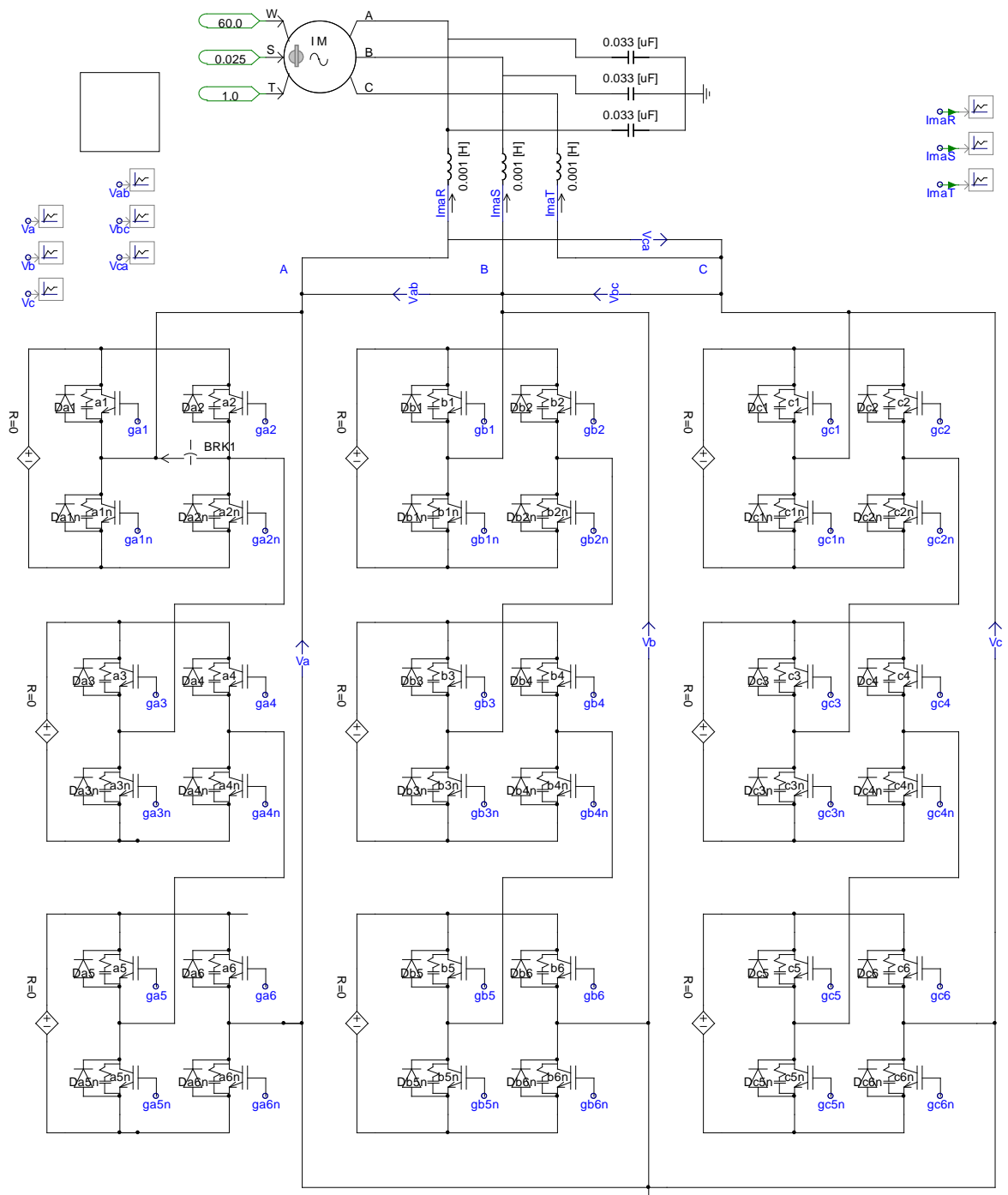


Figura 7.2: Simulación del sistema – topología y tensiones de línea y fases
(Fuente: Elaboración propia)

La tensión en la fase A cae y tiene cinco niveles, la tensión en las fases B y C tienen siete niveles, la estrategia hace que las tensiones de línea se equilibren, las fases B y C contribuyen con entregar la energía que se pierde por la falla de la celda, de modo que las tensiones de línea hacia el motor son equilibradas y tienen la misma cantidad de niveles que antes de la falla (11 niveles). De forma tal que no se detenga el proceso productivo.

7.3.2 Cuando fallan dos dispositivos de conmutación

La Figura 7.3 muestra las señales moduladoras y portadora para la generación de los pulsos en el caso de que fallen dos de las celdas. En la Figura 7.4 se puede apreciar que la celda de la parte superior de la fase A y la celda inferior a esta se pone en cortocircuito (la primera en $t=0,2$ s y la segunda en $t=0,4$ s). En $t=0,2$ por ser la falla de una sola celda la respuesta sería similar a lo obtenido en el numeral 7.3.1, luego al producirse la falla de la segunda celda se cambian las señales de modulación tal como se muestra en la Figura 7.3.

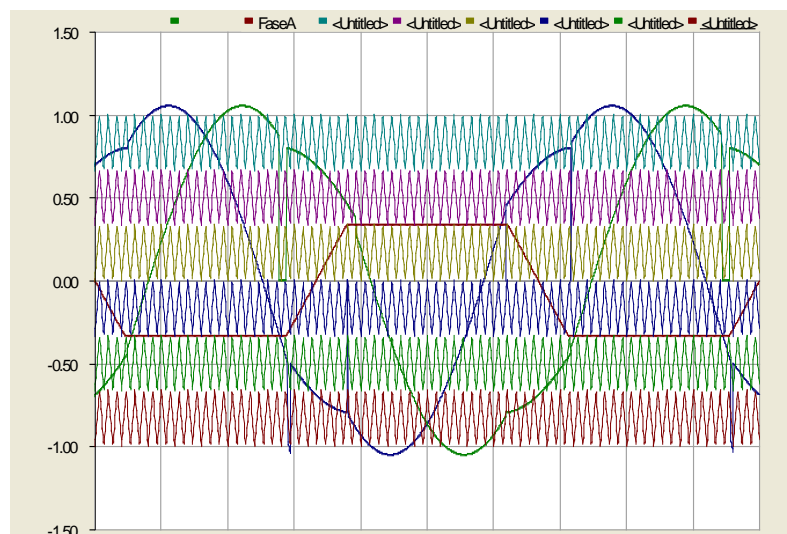


Figura 7.3: Señales de modulación – estrategia de tolerante a fallas – 2 celdas
(Fuente: Elaboración propia)

La Figura 7.4 muestra los resultados de la simulación del sistema, cuando se produce la falla de dos celdas en la fase A ($t=0.4$ s). La tensión en la fase A cae y tiene tres niveles, la tensión en las fases B y C tienen siete niveles, la estrategia hace que las tensiones de línea se equilibren, las fases B y C contribuyen con entregar parte de la energía que se pierde por la falla de las dos celdas, pero no lo realizan totalmente, de

modo que las tensiones de línea hacia el motor son equilibradas pero con dos niveles menos que el que tenían antes de producirse la falla (9 niveles). Bajo estas condiciones el motor puede funcionar sin inconvenientes de acuerdo a los planes de operación de esta empresa y los procesos de la planta concentradora, de forma tal que no se detenga el proceso productivo.

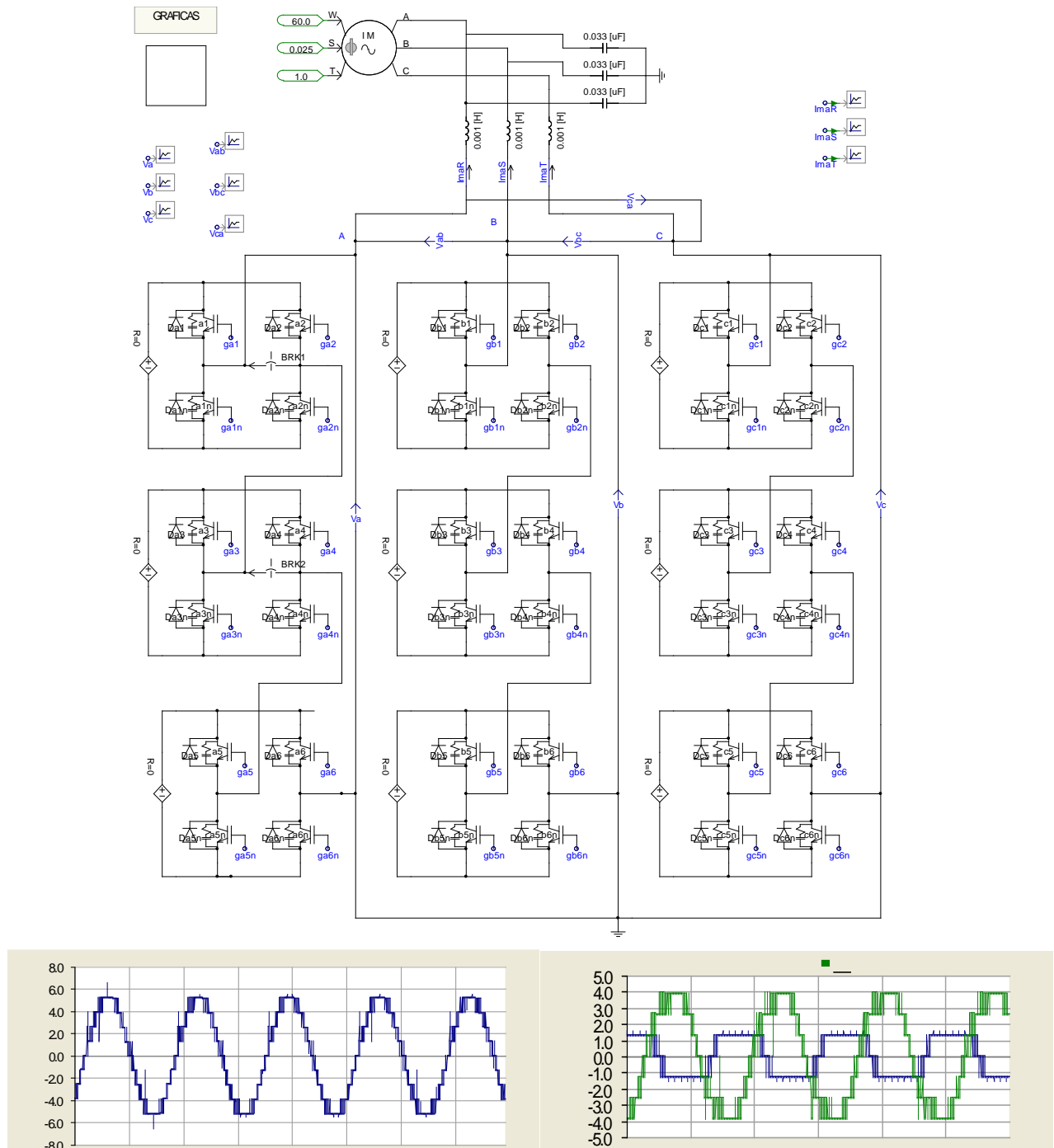


Figura 7.4: Simulación del sistema – topología y tensiones de línea y fases
(Fuente: Elaboración propia)

CONCLUSIONES

- Los resultados muestran que se ha obtenido a nivel de simulación una estrategia de operación del sistema de control de los inversores multinivel (usados para el control de velocidad en motores de media tensión), que les permita seguir operando con dispositivos electrónicos de conmutación fallados.
- Los resultados obtenidos con la reconfiguración de las señales de disparo son satisfactorios sobre todo en la estrategia mostrada para los CHB de siete niveles, donde para la falla de una celda, la estrategia de reconfiguración consigue que el motor tenga tensiones en bornes equilibradas de igual magnitud que antes de producirse la falla.
- Los resultados obtenidos en esta tesis, con la estrategia de reconfiguración de las señales de disparo para el inversor NPC de tres niveles son satisfactorios, en esta tesis; se consigue que las tensiones de línea en bornes del motor sean equilibradas. La magnitud de tensión es menor a la que se tenía antes de producida la falla, sin embargo el motor puede operar con menor potencia y el proceso productivo no se detendría. Estas condiciones de funcionamiento son posibles según lo indicado por los operadores del sistema eléctrico minero tomado como referencia para la aplicación de la estrategia.
- De acuerdo a los resultados del presente trabajo, se concluye que es indistinto, para la aplicación de la estrategia desarrollada, la utilización de las técnicas LS-PWM, IPD-PWM, APOD-PWM y POD-PWM. En esta tesis, se muestra los resultados empleando la técnica IPD PWM.
- Para el adecuado desempeño de la estrategia en inversores CHB, es importante la modularidad, por lo cual se hace más complicado utilizarla con inversores CHB asimétricos.

RECOMENDACIONES

- Se recomienda implementar en los variadores de velocidad de media tensión, la estrategia de reconfiguración planteada en esta tesis, ya que estos equipos poseen un lenguaje de programación donde se pueden escribir distintas órdenes y comandos para reproducir las ecuaciones planteadas en la estrategia.
- Se recomienda, que durante la implementación de la estrategia, se tomen señales térmicas de los dispositivos de conmutación, de tal manera que cuando se produzca una falla térmica, entre en operación la estrategia propuesta y así poder cubrir el 58% de las fallas producidas en los dispositivos de conmutación.
- Se recomienda investigar algoritmos o sistemas que permitan la rápida detección de las fallas, lo cual complementaría el presente trabajo, ya que esto es fundamental para el buen desempeño del sistema de reconfiguración de las señales de disparo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Y. Sozer, D. Torrey, and S. Reva, "New inverter output filter topology for PWM motor drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 6, pp. 1007–1017, Nov. 2000.
- [2] R. Marquardt, M. Bakran, R. Sommer, and J. Teigelkötter, "Applications of high voltage IGBTs and GTO in traction converters," in *ETG Fachbericht*, vol. 72. Berlin, Germany: VDE Verlag GmbH, 1998, pp. 273–286.
- [3] Leopoldo G. Franquelo Jose Rodríguez, Jose I. Leon, Samir Kouro, Ramon Portillo, and Maria a.m. Prats The Age of multilevel converters arrives june *IEEE Industrial electronics magazine* 39, 2008.
- [4] Fang Zheng Peng, Jih-Sheng Lai, J. Rodriguez; "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications" *IEEE transactions on Industrial Electronics* pp. 724-738, 2002.
- [5] Dietmar Krug, Steffen Bernet, Seyed Saeed Fazel, Kamran Jalili, Mariusz Malinowski "Comparison of 2.3kV Medium Voltage Multilevel Converters for industrial Medium Voltage Drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol 54 N° 6, 2007.
- [6] Ramazar Rayindir, Ersan Kabalci "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes" *Energy Conversion and Management* 2010.
- [7] Bin Wu "High Power Converter and AC drives" 2006.
- [8] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, "A non conventional power converter for plasma stabilization," in *Proc. Power Electron. Spec. Conf.*, 1988, pp. 122–129.
- [9] Faete Filho, Yue Cao, Leon M. Tolbert 11-level Cascaded H-bridge Grid-tied Inverter Interface with Solar Panels, University of Tennessee.
- [10] Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives
- [11] T. A. Meynard, H. Foch, Multilevel Conversión: High Voltaje Choppers and voltaje-source inverters, *Proc. IEEE PESC* 1992 pp. 397-403.
- [12] Jesus Aguayo Alquicira "Diagnóstico de fallas en un inversor a partir de los tiempos de conmutación en los dispositivos semiconductores". Tesis de Doctorado. CENIDET, Diciembre 2004.
- [13] Jordi Vidal Bort "Estudio del modelo matemático del motor de inducción trifásico Simulación en Régimen Dinámico. Escola Tecnica Superior Enginyeria 2002.
- [14] N. Soto Salvá, F. de la Torre Silva. "Diagnostico de problemas por asimetrías rotoricas en un motor de inducción de gran potencia" Julio 2007.
- [15] Elena Martín Cañadas "Aportación del modelado del motor trifásico de inducción con doble jaula de ardilla". 2009.
- [16] Rodolfo Moreno Martinez "Uma Contribuicao ao Estudo e Projecto de um Inversor Trifásico de Tensao a Três Níveis" Tesis 1997.
- [17] Marco Antonio Rodriguez Blanco "Desarrollo e implementación de un sistema inversor motor tolerante a fallas, basado en la medición de compuerta del los IGBTs". Tesis 2009.
- [18] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns, S.E. Schulz "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations", *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol.19 N°4 , pp 1108-1116. July 2004.

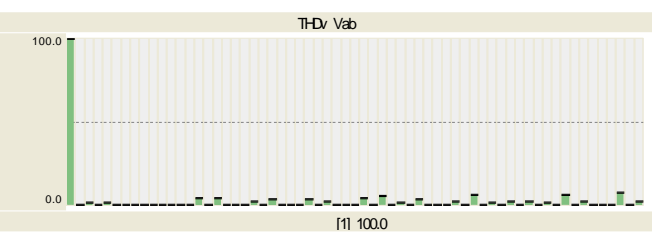
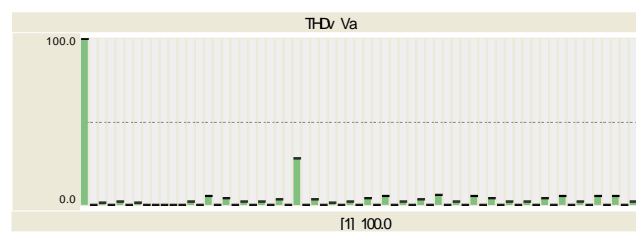
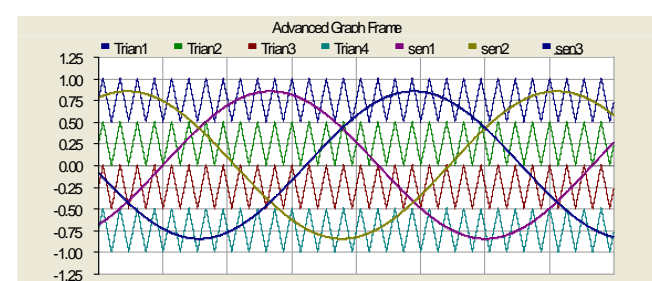
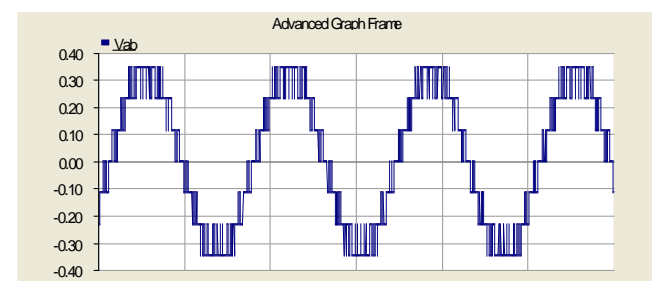
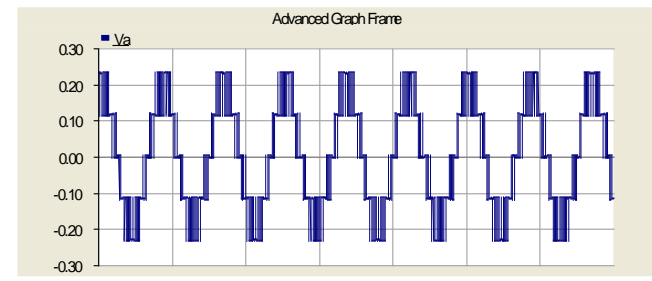
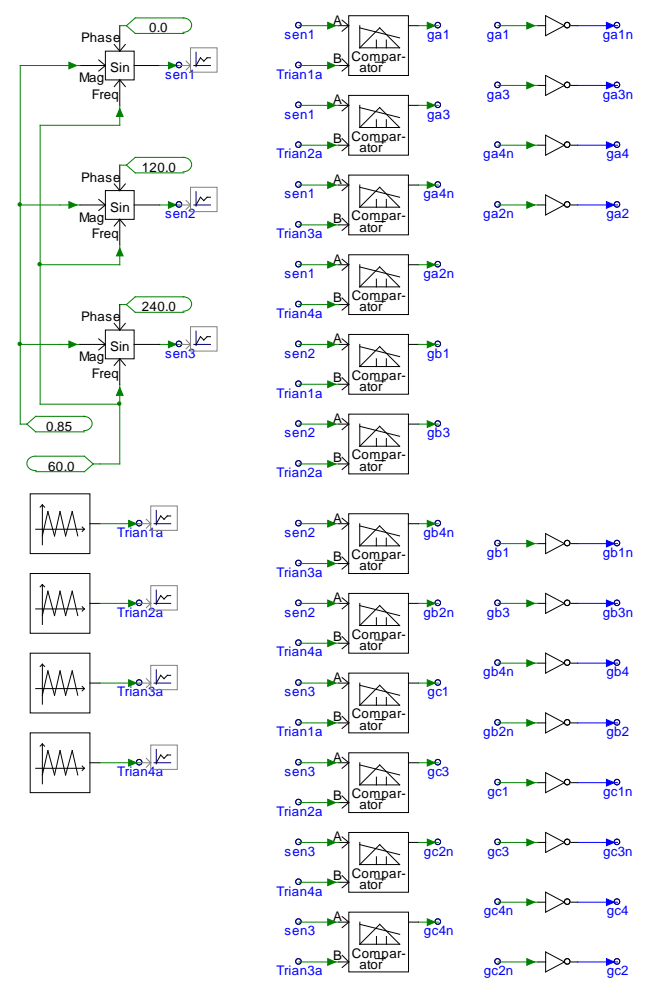
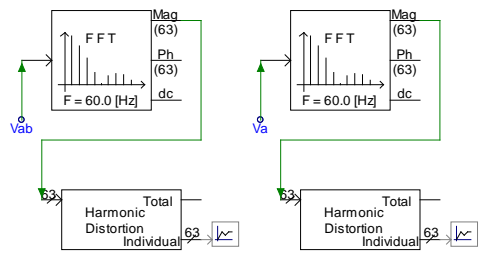
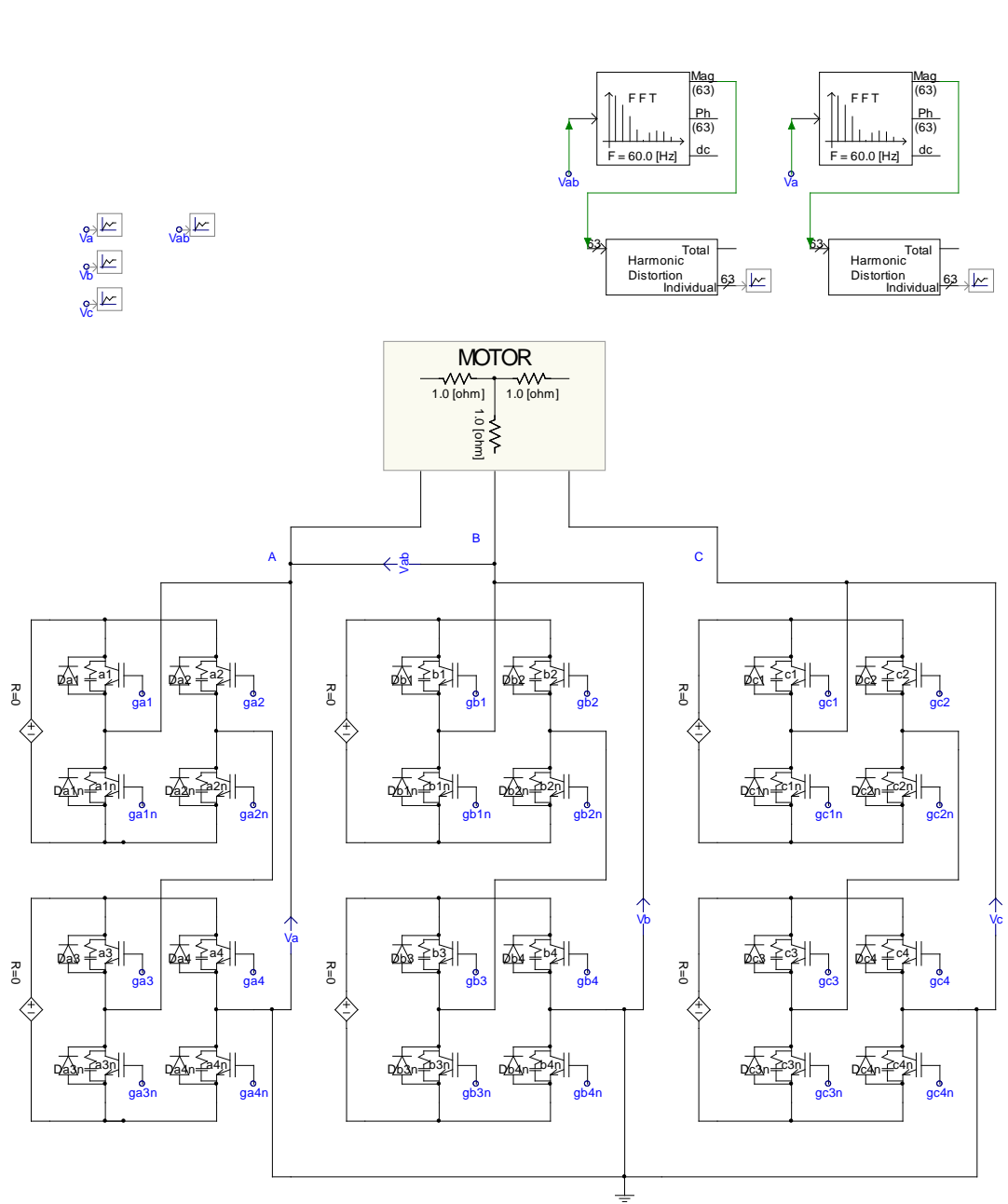
- [19] Silverio Bolognani, Marco Zordan, Mauro Zigliotto: Experimental fault – tolerant control of PMSM drive” IEEE Transaction on Industrial Electrics. Vol.47, N° 5, pp 1134-1141. October 2000.
- [20] J.R. Fu. T. A. Lipo “A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive. Conf. Rec. IEEE-IAS Annu Meeting vol.1. 1993, pp 1015-1020.
- [21] Pablo Barriuso, Juan Dixon, Patricio Flores, Luis Moran “ Fault Tolerant Reconfiguration System for Asymmetric Multilevel Converters Using Bi- Directional Power Switches”.
- [22] Mingyao Ma, Lei Hu, Alian Chen, Xiangning He, “Reconfiguration of Carrier – Based Modulation Strategy for Fault Tolerant Multilevel Inverters” IEEE Transactions on Power Electronics, vol.22 September 2007.
- [23] Jesús Aguayo Alquisira, Abraham Claudio Sánchez, Marco A. Rodriguez, Rodolfo A. Vargas, “ Analysis of a Cascaded Multilevel Inverter With Fault – Tolerant Control” Ingeniería e Investigación, December 2011.
- [24] George J. Wakileh Power Systems Harmonics Fundamentals, Analysis and Filter Design. 2001.
- [25] Shengming Li, Member, IEEE, and Longya Xu, Fellow, IEEE Strategies of Fault Tolerant Operation for Three-Level PWM Inverters IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 21, NO. 4, JULY 2006.
- [26] Gun-Tae Park; Tae-Jin Kim; Dae-Wook Kang; Dong-Seok Hyun, "Control method of NPC inverter for continuous operation under one phase fault condition", IAS annual meeting, conf.Rec., Vol.4, 2004.
- [27] Fichas técnicas y catálogos de proveedores ABB – ACS1000, SCHNEIDER ATV1100.
- [28] Gierri Waltrich, Ivo Barbi Three-Phase Cascaded Multilevel Inverter Using Power Cells with Two Inverter Legs in Series Florianopolis, Santa Catarina, Brazil.
- [29] G. Mahesh, Manivanna Kumar and S. Rama Reddy Simulation and Experimental Results of 7-Level Inverter System Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology 3(2): 88-95, 2011.
- [30] F. Khoucha, A. Ales, A. Khoudiri, K. Marouani, M.E.H. Benbouzid and A. Kheloui A 7-Level Single DC Source Cascaded H-Bridge Multilevel Inverters Control Using Hybrid Modulation, XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome
- [31] P. Thongprasri A 5-Level Three-Phase Cascaded Hybrid, Multilevel Inverter, International Journal of Computer and Electrical Engineering, Vol. 3, No. 6, December 2011.
- [32] Jae-Chul Leel*, Tae-Jin Kim', Dae-Wook Kang², Dong-Seok Hyun¹, fellow, IEEE, A Control Method for Improvement of Reliability in Fault Tolerant, NPC Inverter System, Hanyang Universit.
- [33] Ivo Pereira, António Martins Experimental Comparison of Carrier and Space Vector PWM Control Methods for Three-Phase NPC Converters, International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09).
- [34] Peter Barbosa¹, Peter Steimer², Jürgen Steinke², Manfred Winkelkemper¹, and Nikola Celanovic¹ Active-Neutral-Point-Clamped (ANPC) Multilevel Converter Technology ABB Switzerland Ltd.
- [35] Remus Teodorescu, Senior Member, IEEE, Frede Blaabjerg, Senior Member, IEEE, John. K. Pedersen, Senior Member, IEEE, Ekrem Cengelci, and Prasad N. Enjeti, Fellow, IEEE Multilevel Inverter by Cascading Industrial VSI, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol 49 N° 4, August 2002.
- [36] O. Peña, Member IEEE “Operation Strategies with Tolerance to Faults in Multilevel Inverters to Ensure Continuity Process in Industrial and Mining Systems” VII Simposio Internacional Sobre Calidad de Energía – SICEL 2013 – Colombia.

ANEXOS

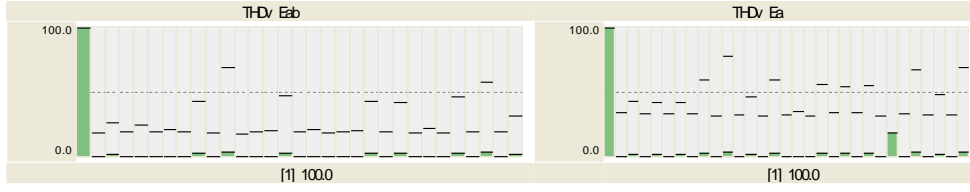
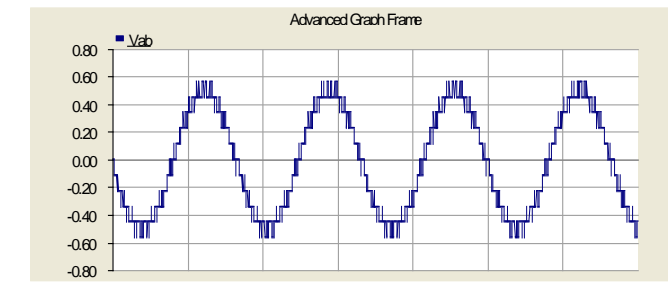
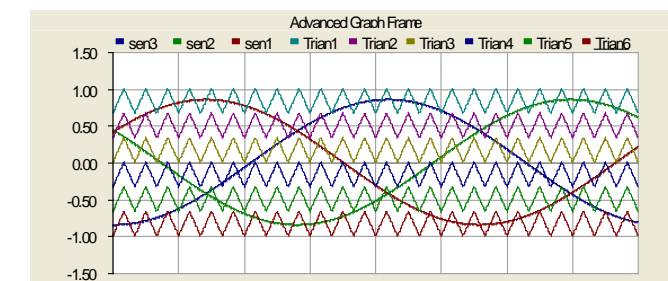
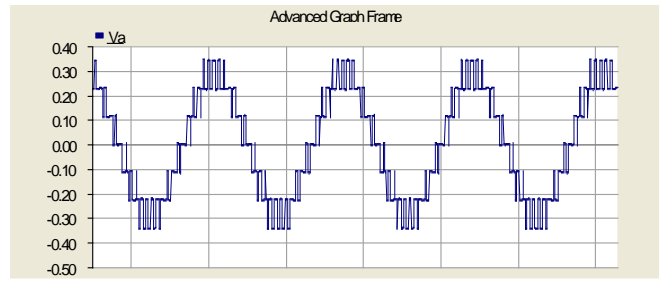
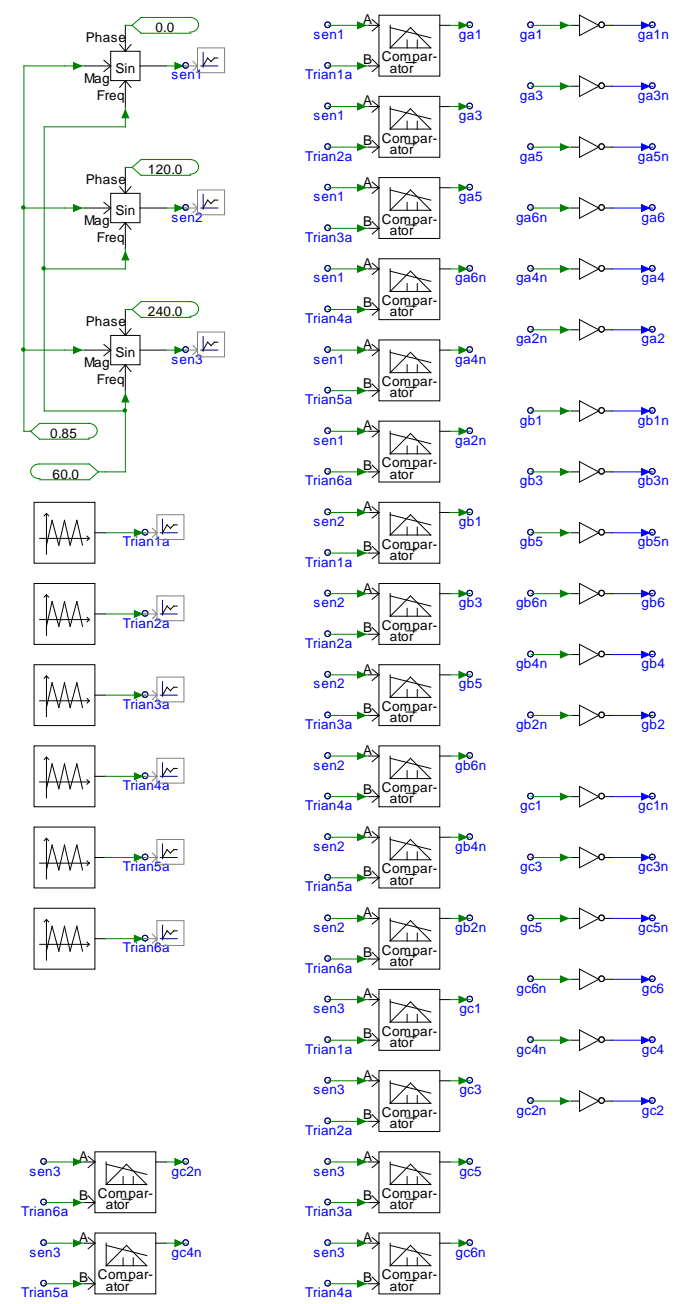
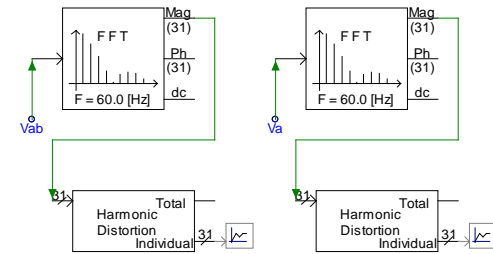
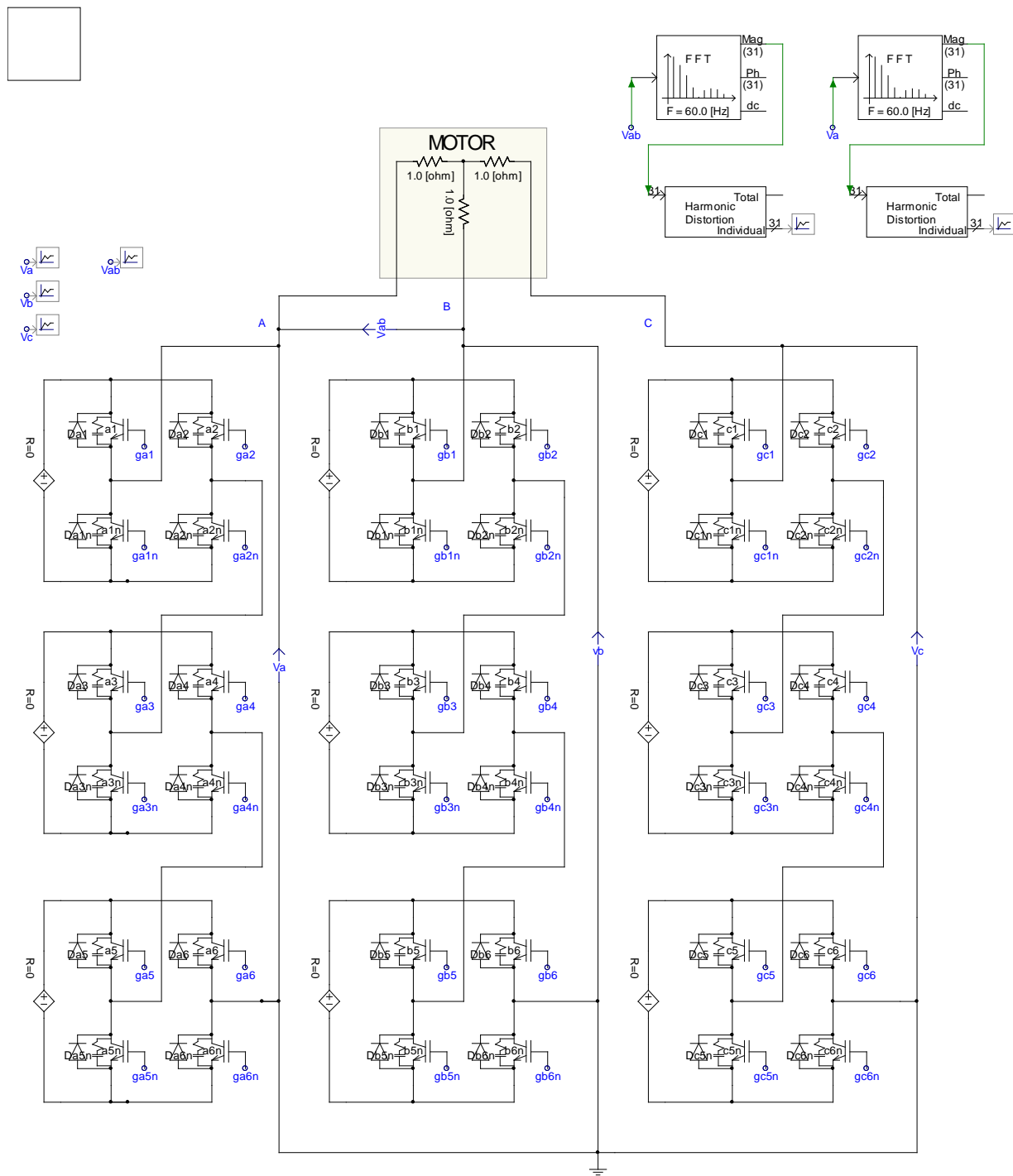
ANEXO 1

SIMULACIÓN DE INVERSORES MULTINIVEL

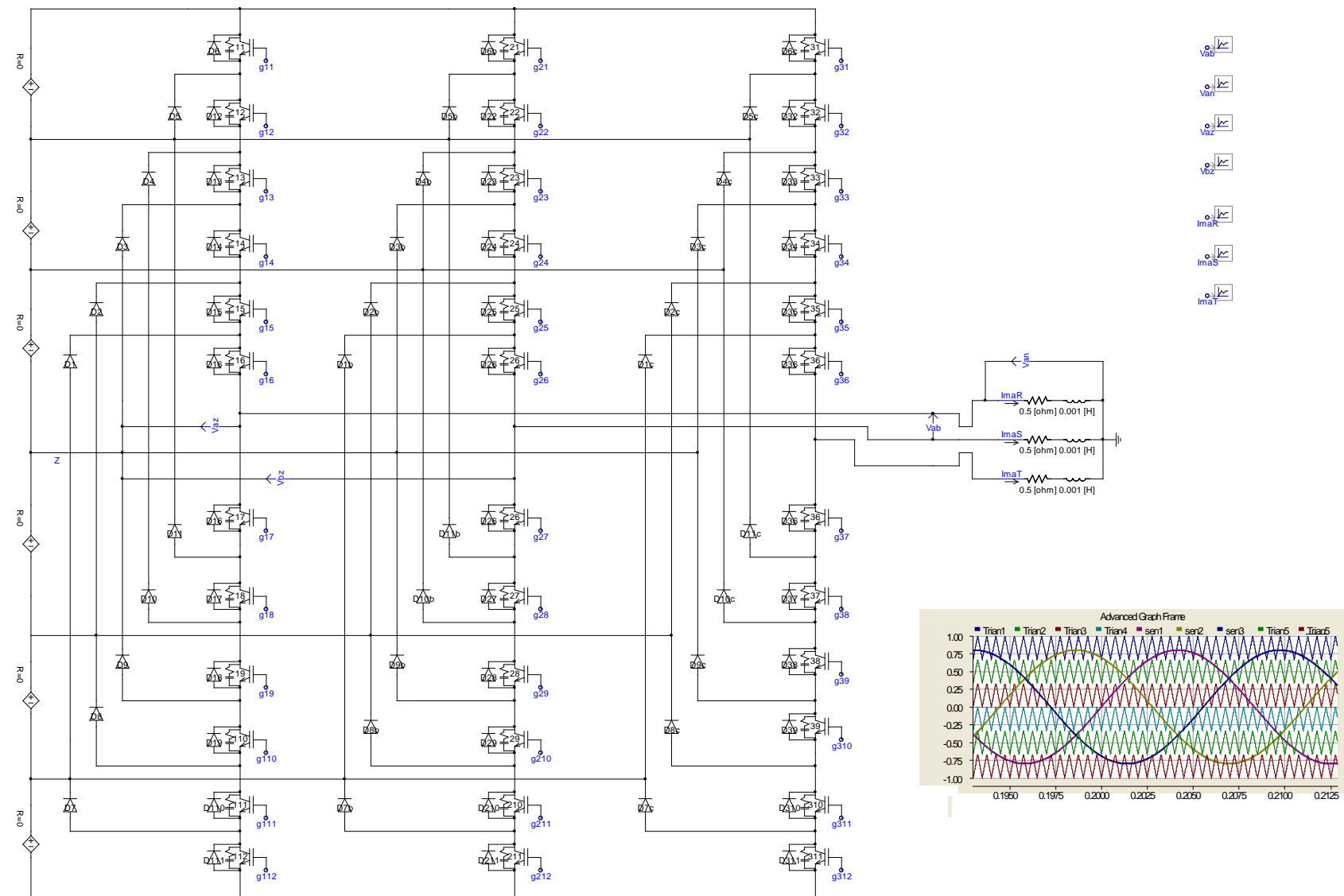
SIMULACIÓN: INVERSOR CASCADA MULTINIVEL (CHB) - CINCO NIVELES



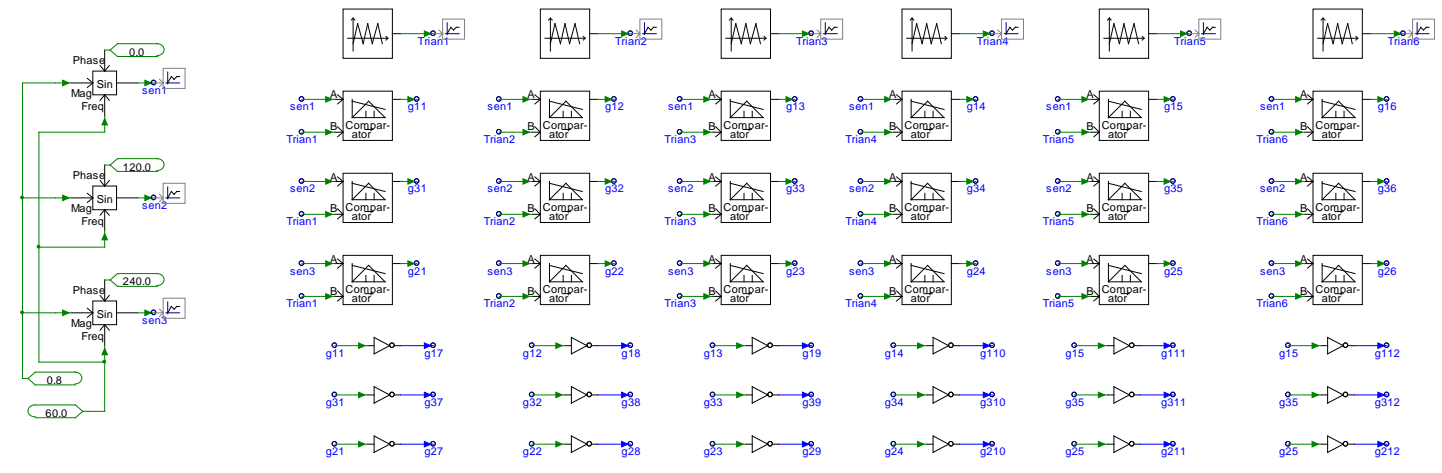
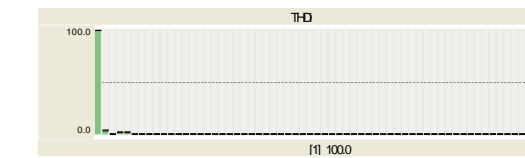
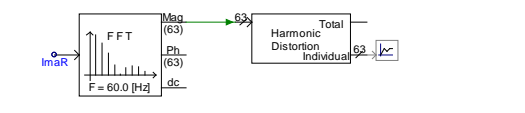
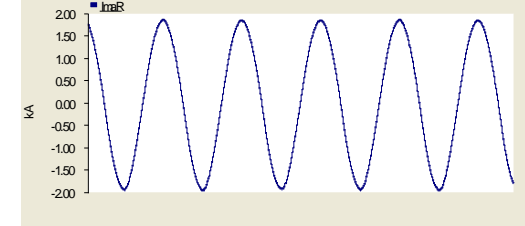
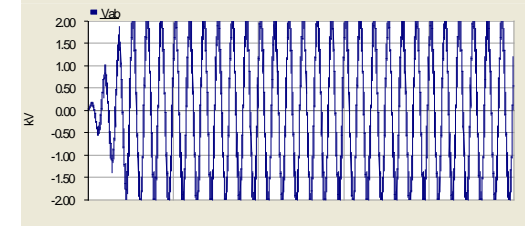
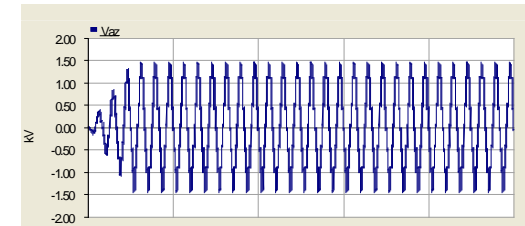
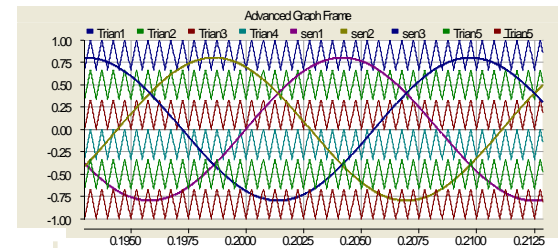
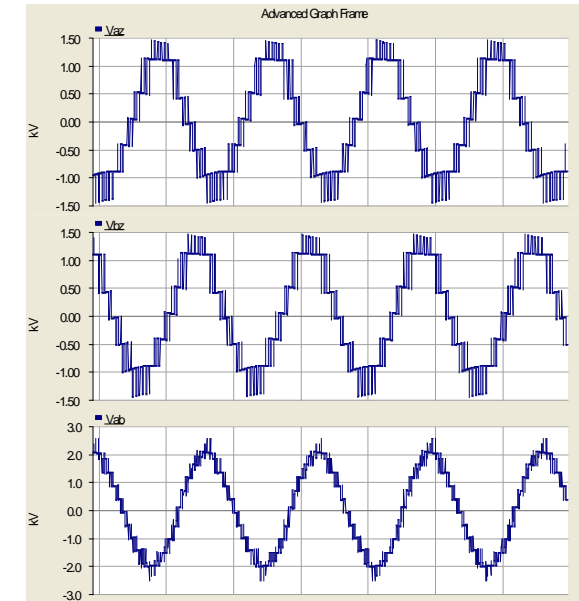
SIMULACIÓN: INVERSOR CASCADA MULTINIVEL (CHB) - SIETE NIVELES



SIMULACIÓN: INVERSOR MULTINIVEL (NPC) - SIETE NIVELES



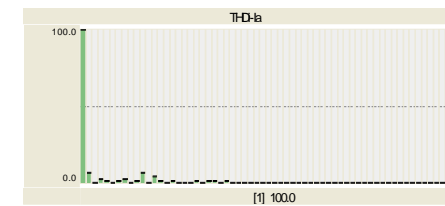
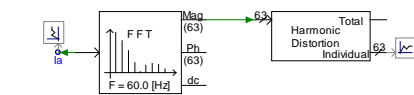
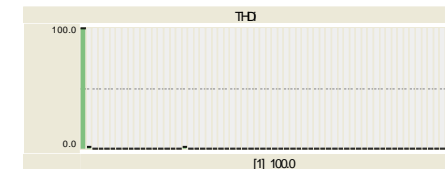
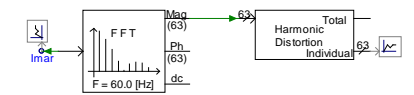
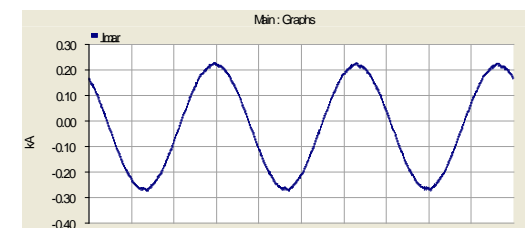
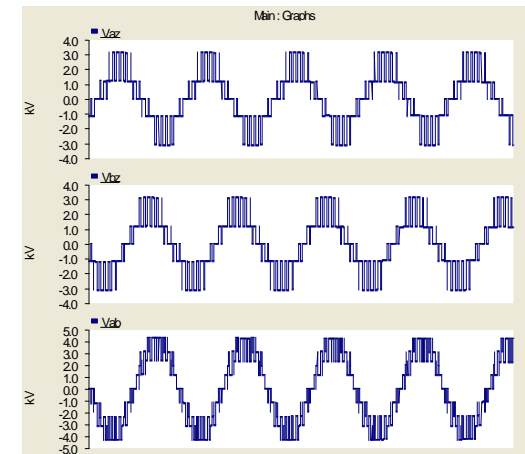
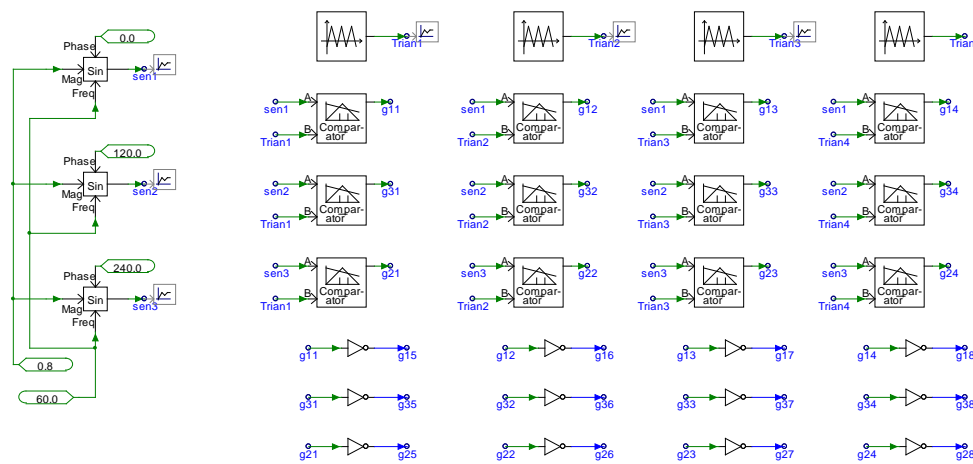
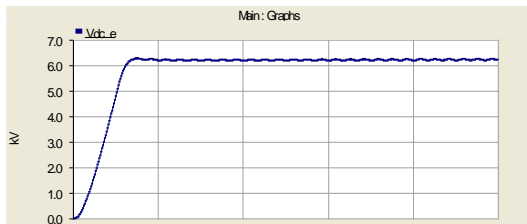
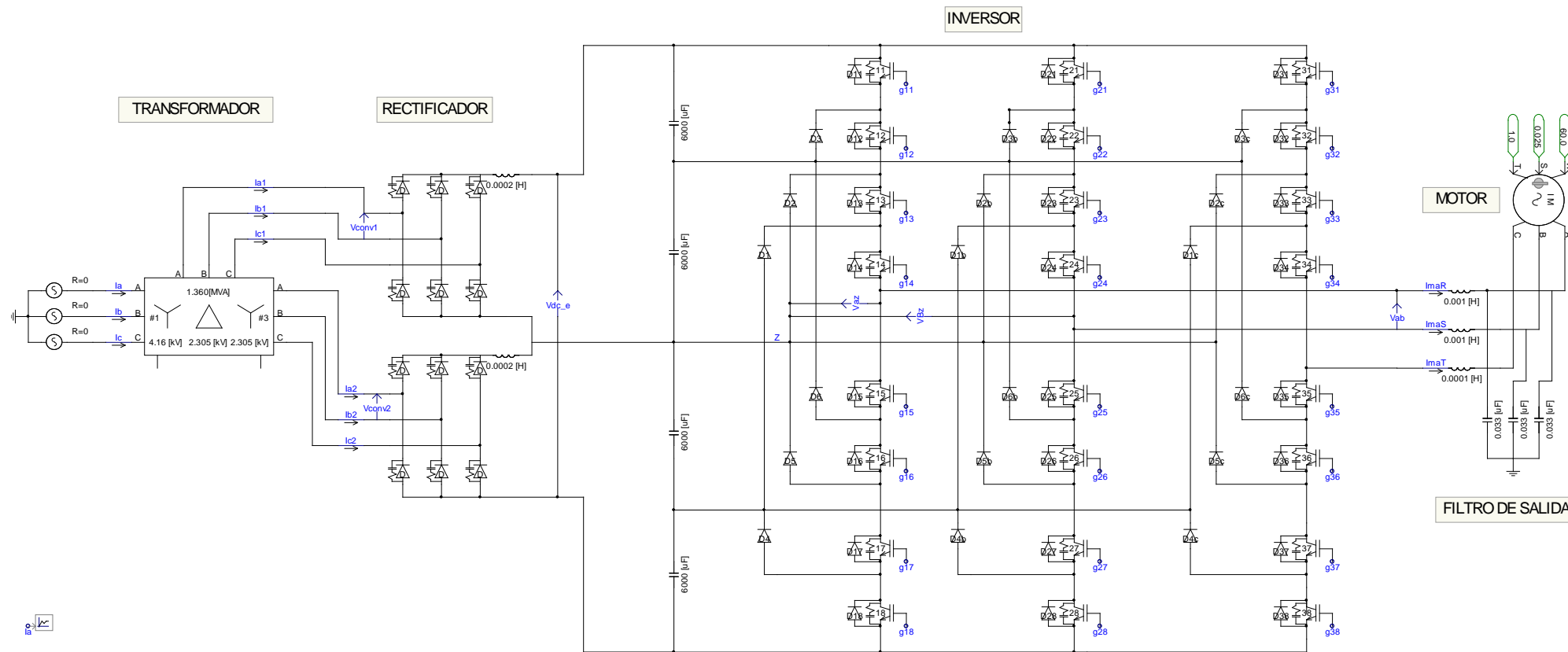
- V_{ab}
- V_{an}
- V_{az}
- V_{bc}
- I_{maR}
- I_{maS}
- I_{maT}



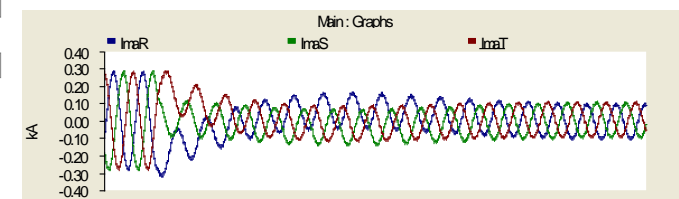
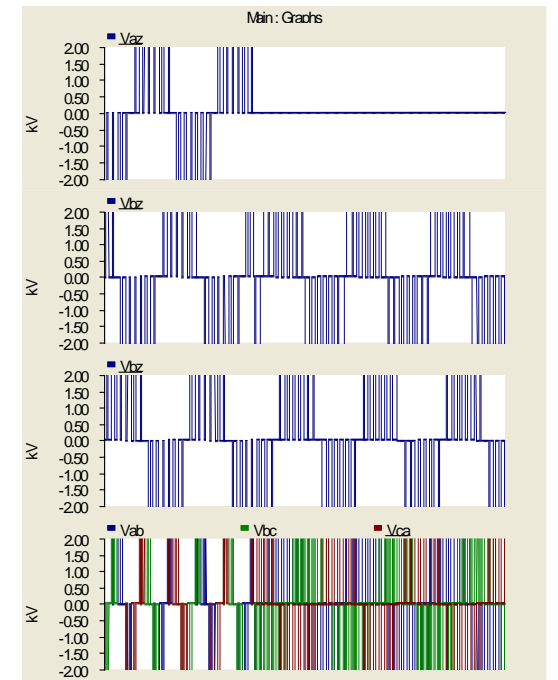
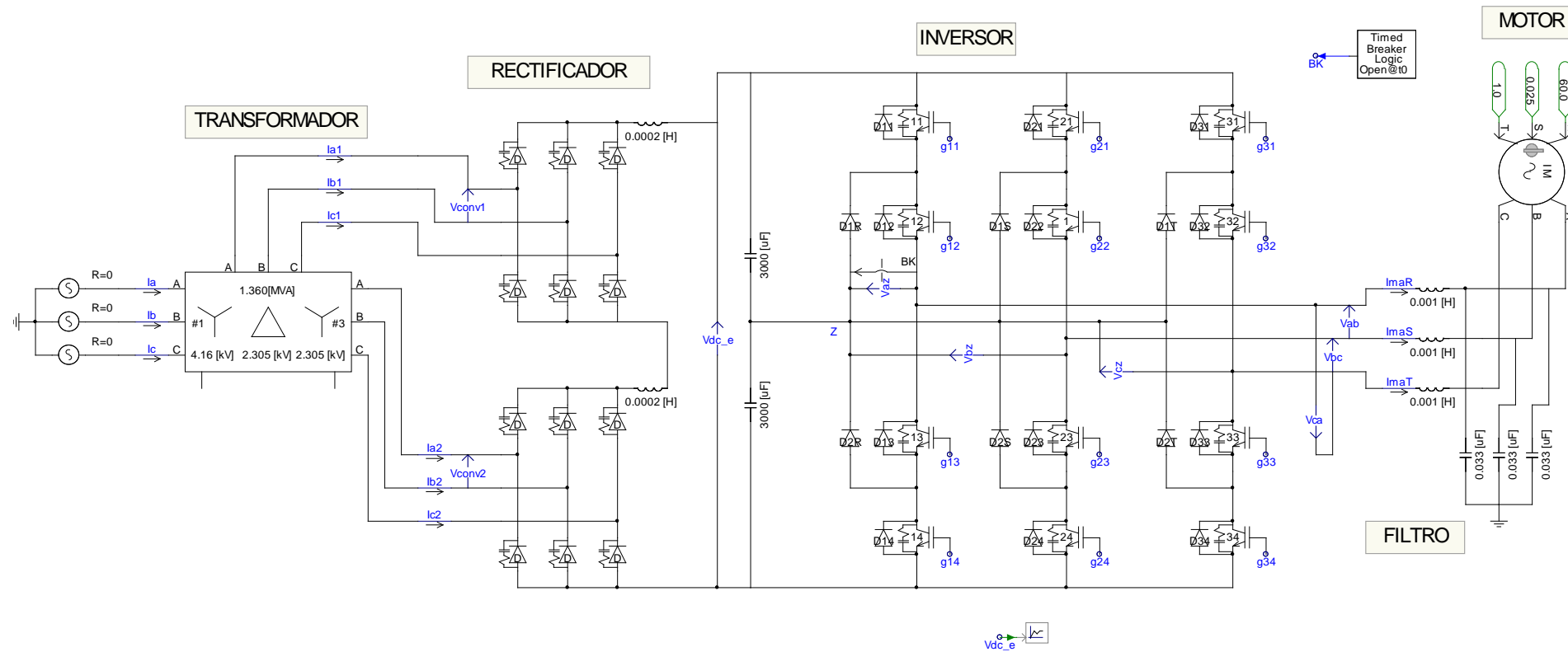
ANEXO 2

SIMULACIÓN DEL SISTEMA VARIADOR DE VELOCIDAD – MOTOR

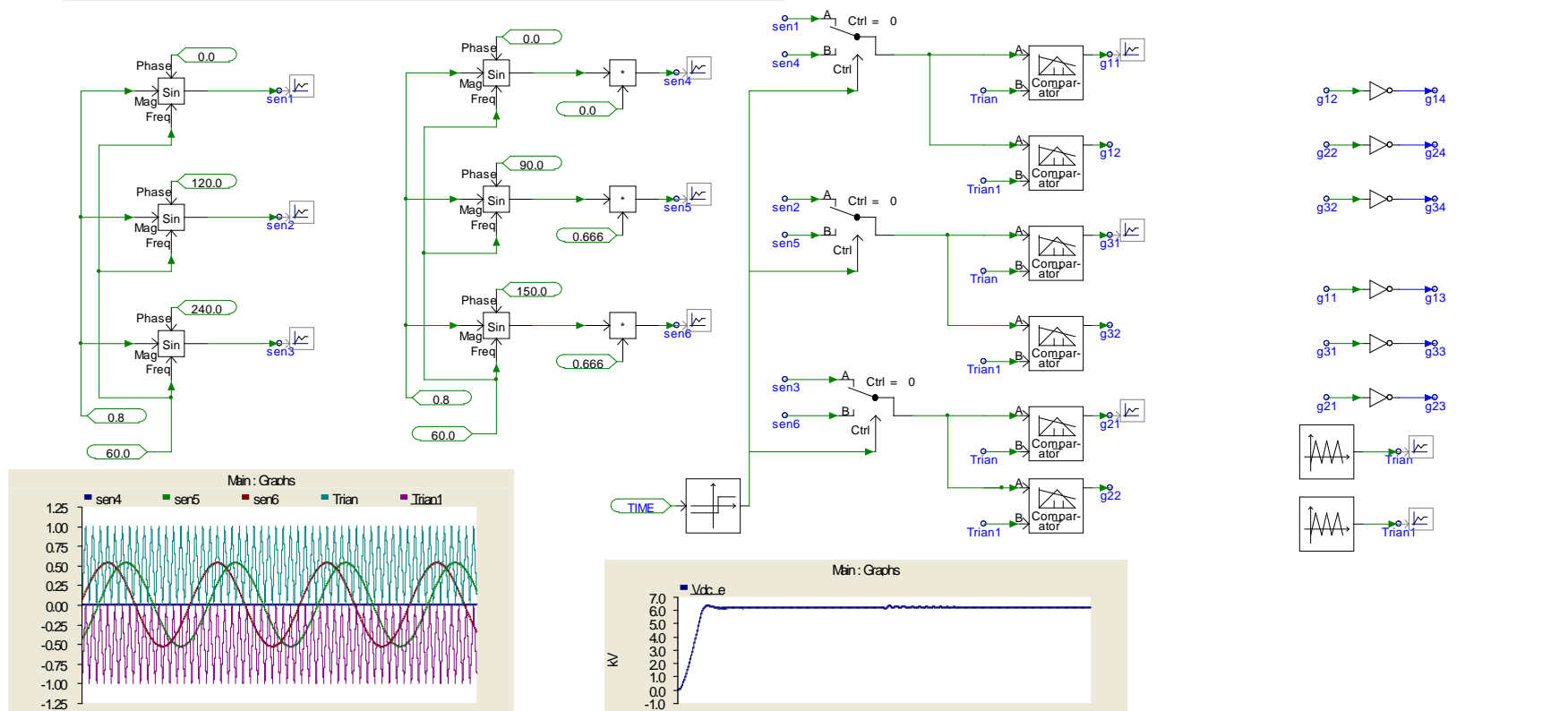
SIMULACIÓN: VARIADOR DE VELOCIDAD MT CON INVERSOR TIPO NPC DE CINCO NIVELES



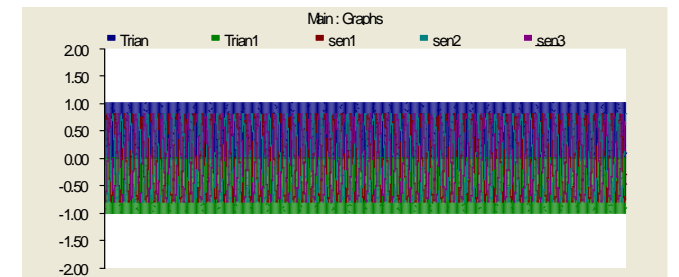
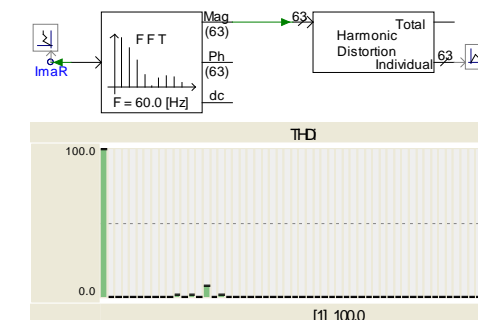
SIMULACIÓN: INVERSOR NPC DE TRES NIVELES TOLERANTE A FALLAS CON ESTRATEGÍA DE RECONFIGURACIÓN DE LAS SEÑALES DE DISPARO



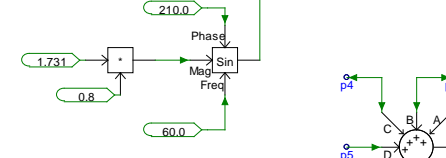
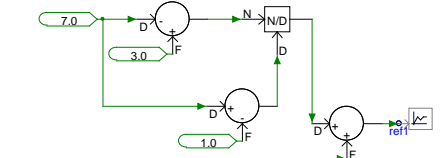
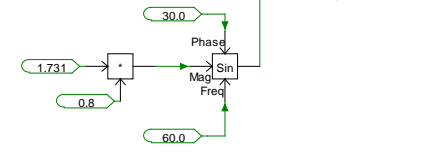
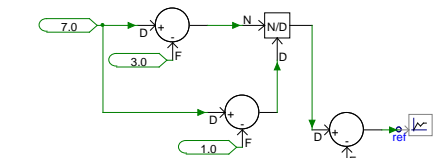
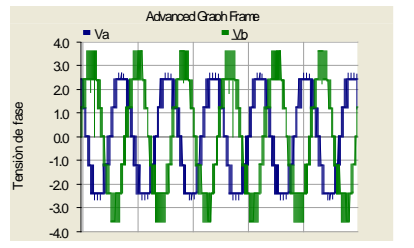
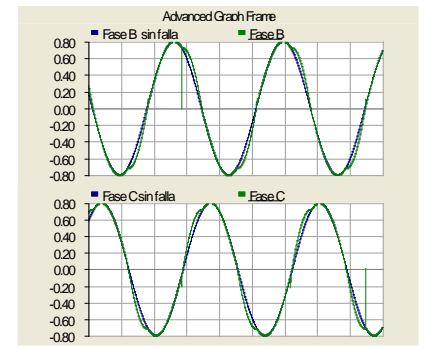
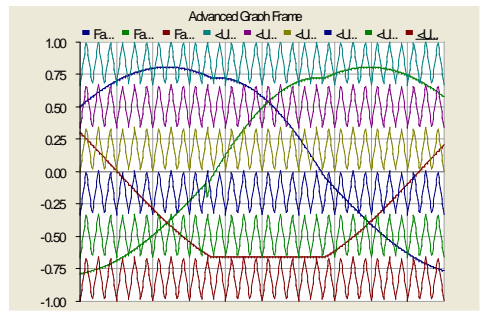
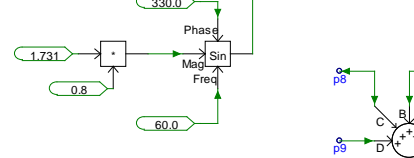
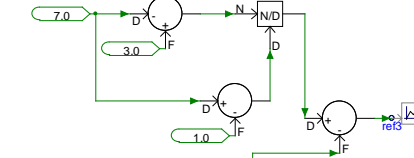
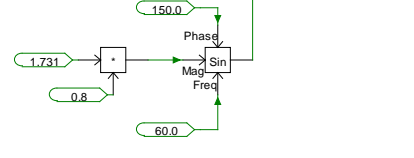
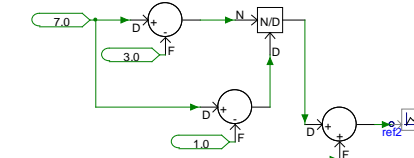
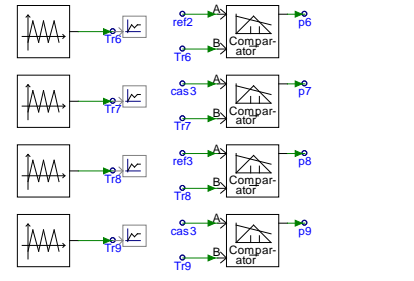
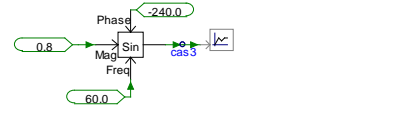
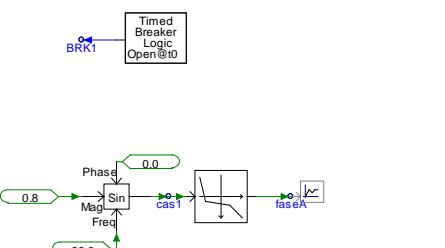
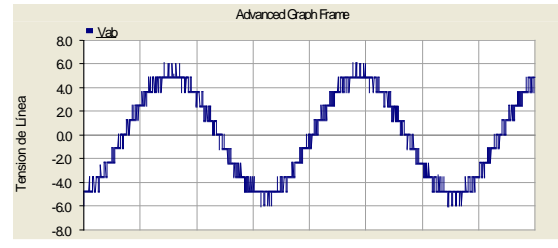
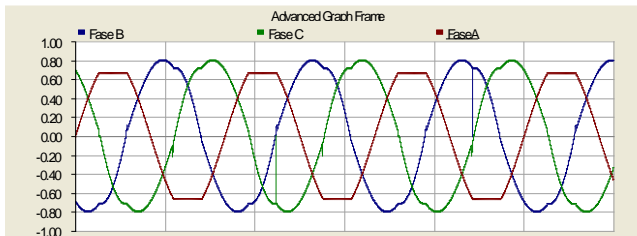
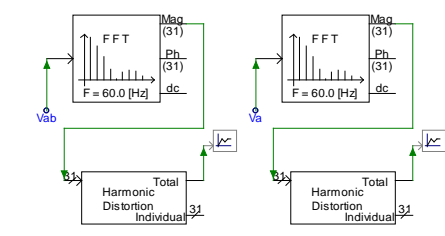
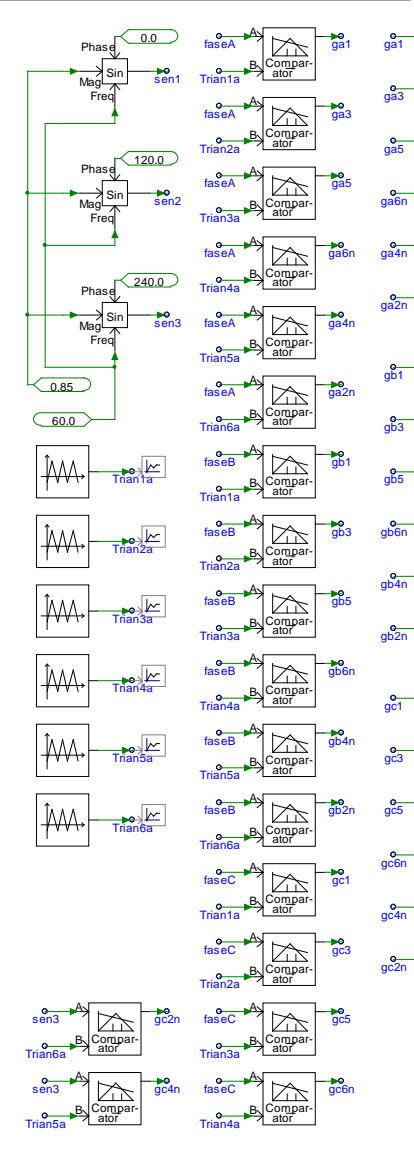
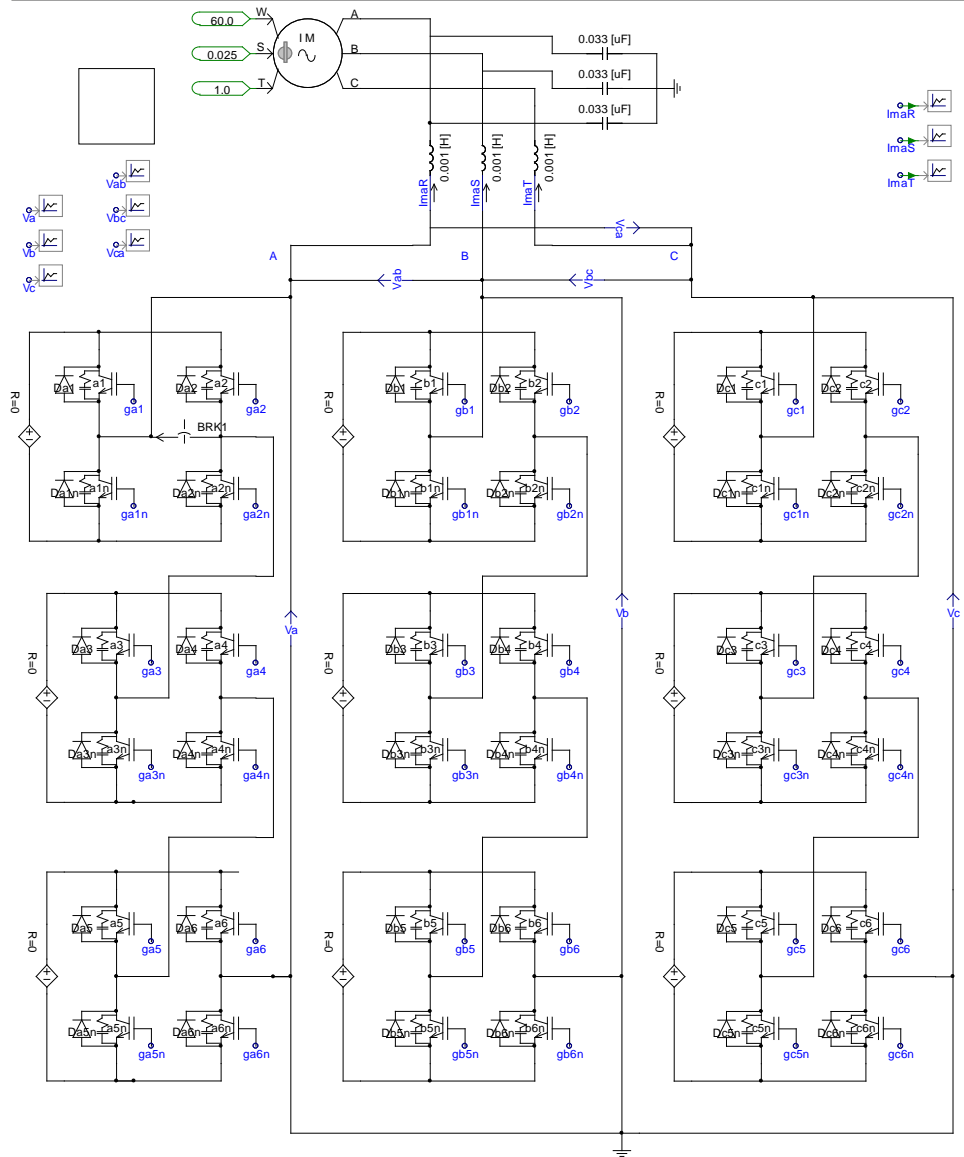
SISTEMA DE GENERACIÓN DE DISPAROS Y CAMBIO DE MODULACIÓN



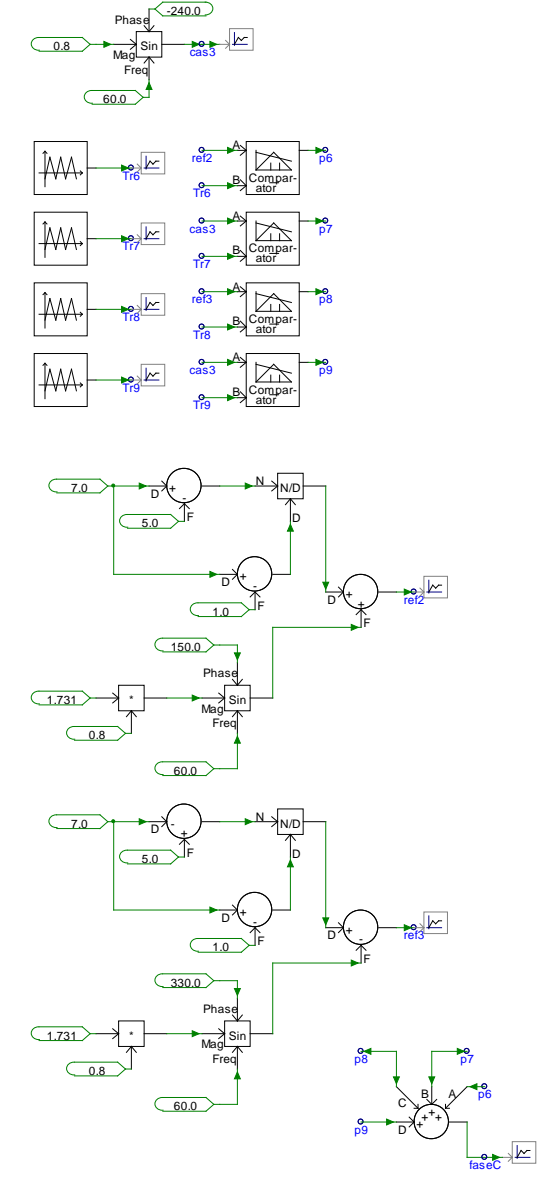
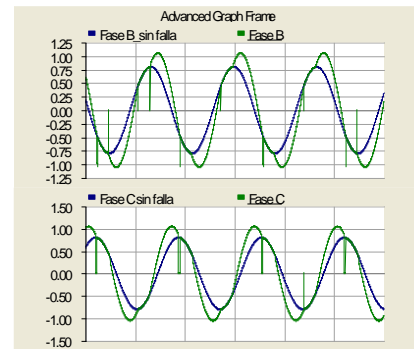
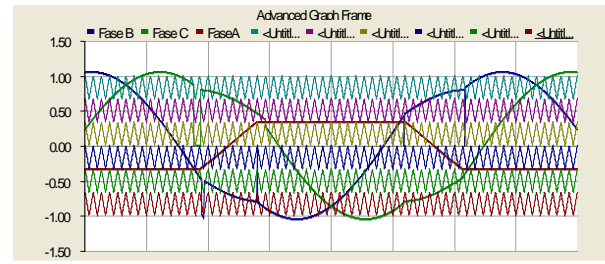
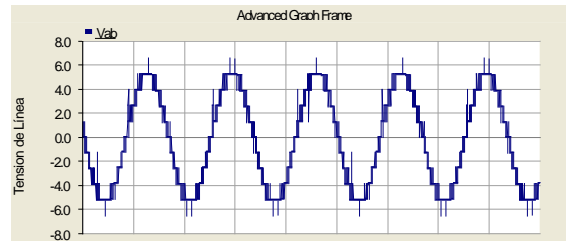
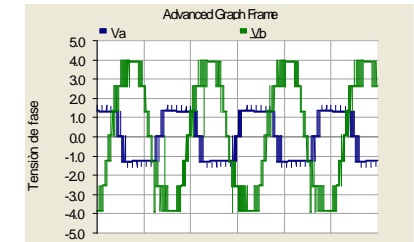
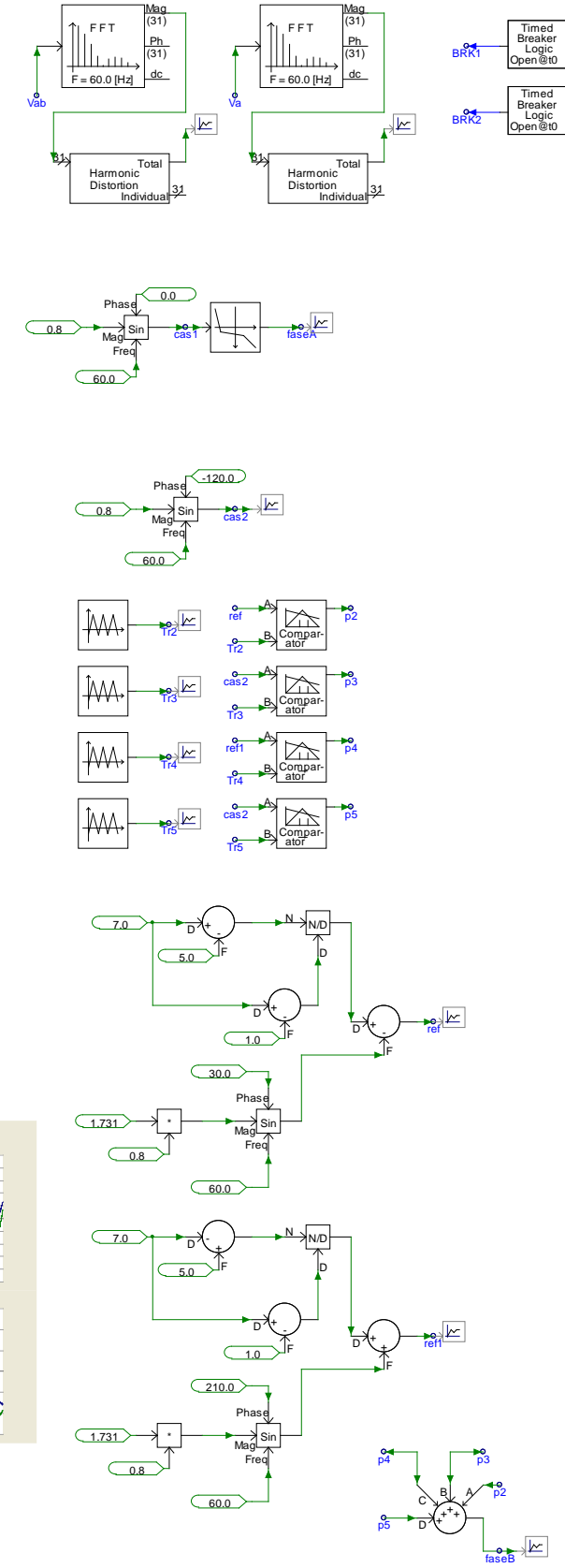
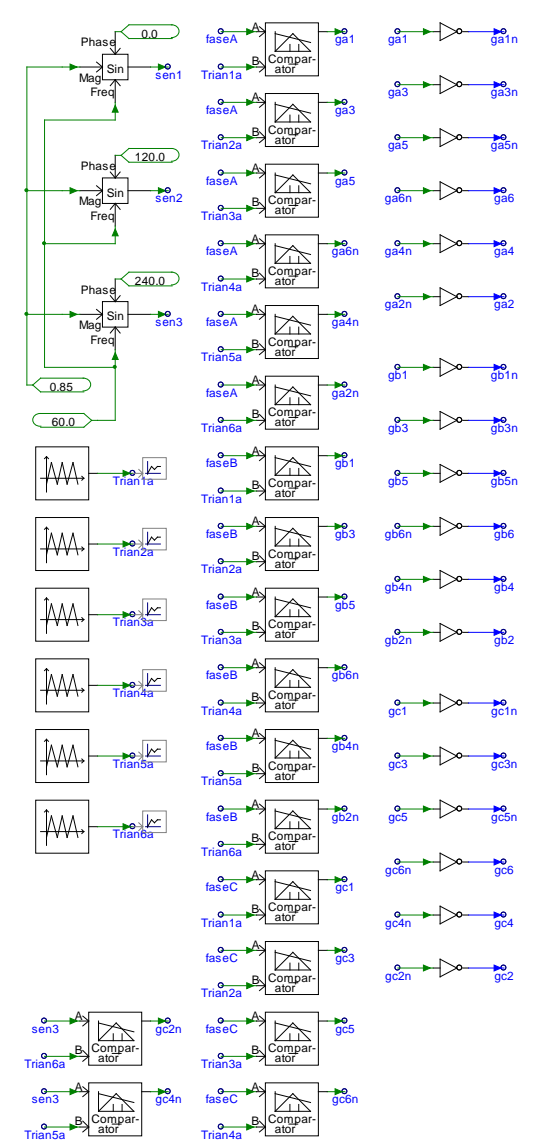
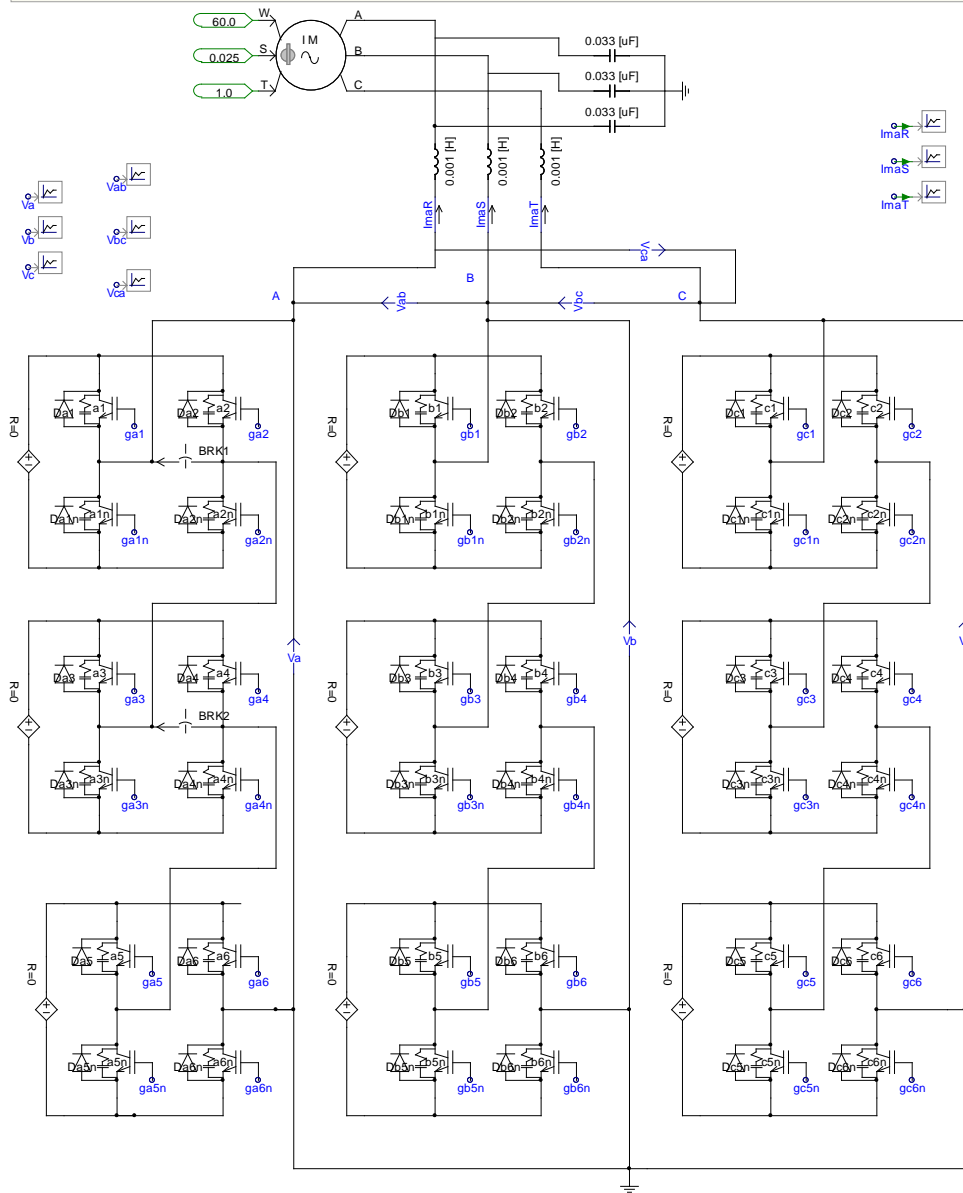
ESPECTRO ARMÓNICO DE LA CORRIENTE ImaR - MOTOR



SIMULACIÓN: ESTRATEGIA DE RECONFIGURACIÓN DE LAS SEÑALES DE DISPARO PARA INVERSOR CHB ALIMENTANDO AL MOTOR - FALLA 1 CELDA



SIMULACIÓN: ESTRATEGIA DE RECONFIGURACIÓN DE LAS SEÑALES DE DISPARO PARA INVERSOR CHB ALIMENTANDO AL MOTOR - FALTA 2 CELDAS



ANEXO 3

ARTICULO TÉCNICO: "ESTRATEGIAS DE OPERACION CON TOLERANCIA A FALLAS EN INVERSORES MULTINIVEL PARA ASEGURAR LA CONTINUIDAD DEL PROCESO EN SISTEMAS INDUSTRIALES Y MINEROS"

VII SIMPOSIO INTERNACIONAL SOBRE CALIDAD DE ENERGÍA SICEL 2013- COLOMBIA

Estrategias de Operación con Tolerancia a Fallas en Inversores Multinivel para Asegurar la Continuidad del Proceso en Sistemas Industriales y Mineros

Oscar J. Peña Huaringa, Member IEEE

Resumen- En el sector industrial y minero se utilizan motores de gran potencia accionado por variadores de velocidad, cuyo mayor índice de fallas se presenta en la etapa inversora multinivel. En este artículo se muestra las estrategias de operación con tolerancia a fallas en inversores multinivel, poniendo énfasis en la reconfiguración de la modulación de las señales de disparo, con el objetivo de asegurar la continuidad del servicio sin perjudicar el funcionamiento del motor.

Se presenta la estrategia para inversores multinivel NPC (Neutral Point Clamped) de tres niveles y CHB (Cascaded H Bridge) de siete niveles, simulando su acción sobre un sistema eléctrico minero, modelado en el software PSCAD/EMTDC.

Palabras claves — Inversores Multinivel, Tolerancia a fallas, Modulación IPDPWM, inversores NPC, inversores CHB.

I. INTRODUCCIÓN

EN la industria y minería se busca optimizar los procesos empleando variadores de velocidad tanto en baja como en media tensión, estos últimos presentan mayor interés desde el punto de vista de continuidad del servicio, ya que manejan mayores potencias y son puntos neurálgicos para el proceso productivo.

Los variadores de media tensión en su etapa inversora, presentan inversores multinivel (hay tres tipos básicos de convertidores multinivel: neutral point clamped (NPC), cascada multinivel (CHB), y flying capacitor (FC). La revisión completa de las topologías de inversores multinivel es mostrada en [1] y [2]. Se han escrito artículos acerca de los sistemas de control de estos inversores y sus funcionalidades cuando forman parte del variador de velocidad [3] [4] [5] [6]. Comercialmente los hay de tres y cinco niveles y se han escrito varios artículos explicando sus características y diferencias [7] [8] [9] [10] [11].

Por fenómenos propios del variador o de la red se producen fallas en la etapa inversora en sus dispositivos de conmutación (pueden ser básicamente de dos tipos, modo de falla a circuito abierto y modo de falla a cortocircuito), estas fallas pueden afectar el comportamiento de los motores e incluso producir el paro total de la producción. Cuando esto ocurre, el proceso tiene pérdidas económicas considerables. Muchas veces no se cuenta con los dispositivos de conmutación para reemplazarlos y se tiene que importar los componentes cuyos tiempos de envío en la mayoría de los casos son superiores a los dos meses.

Debido a las consecuencias de las fallas, diversas estrategias de redundancia material (uso de componentes

extras) han sido presentadas como sistemas tolerantes a fallas. [12] [13] [14].

En este trabajo muestra una estrategia para que a nivel del sistema de control de los dispositivos de conmutación de la etapa inversora se pueda reconfigurar las señales de disparo a fin de que el variador pueda tolerar las fallas sin perjudicar el funcionamiento del motor, ya que las tensiones aplicadas serán equilibradas y en algunos casos sin modificar su amplitud.

Una de las ventajas de esta estrategia, es que no se emplean componentes adicionales para tolerar las fallas, todo se realiza a nivel de control, como se muestra en [15] [16] [17].

Se presenta la estrategia para inversores NPC de tres niveles y CHB de siete niveles, simulando su acción sobre un sub sistema eléctrico de la gran minería del Perú, modelado en el software PSCAD/EMTDC.

II. OBJETIVO

- Modelar y simular un sistema de control que permita que los inversores multinivel puedan tolerar las fallas producidas en los dispositivos de conmutación, mediante la reconfiguración de la modulación de las señales de disparo.
- Modelar un sistema existente y probar la estrategia propuesta, simulándolo y explicando los resultados.

III. MODOS DE FALLA EN INVERSORES MULTINIVEL

En [18] se habla de las fallas producidas en los inversores clasificándolas en: fallas en los diodos de la etapa de rectificación, fallas en los dispositivos electrónicos de potencia (DSEP), falla en la etapa de control, fallas térmicas en los DSEP y fallas provenientes de la carga.

Las fallas más comunes en los DSEP son:

- Dispositivos en circuito abierto 18%
- Dispositivos en corto circuito 15%
- Fallas en el control 30%
- Fallas por fatiga térmica 25%
- Otras fallas 12%

Las fallas en los dispositivos en corto circuito y circuito abierto representan el 33% de las fallas que se pueden presentar, las fallas térmicas y del control dependen de aspectos constructivos, este artículo esta orientado a presentar un sistema tolerante a fallas por lo que pondremos mas énfasis en los dos primeros tipos de falla.

A. Modo de Falla a Circuito Abierto

Se presenta en los dispositivos de conmutación cuando uno de ellos permanece apagado aun cuando la señal de disparo este activándolo. Cuando esto ocurre no es posible la transferencia de energía a la carga.

La falla de este tipo puede tener diversos orígenes, puede ser un problema en el componente por causas térmicas, desgaste de contactos, entre otros.

La Fig.1 a) muestra un circuito simplificado representativo de este tipo de falla.

B. Modo de Falla a Cortocircuito

Se presenta cuando un conductor se cierra estando otro cerrado en la misma rama de la celda del inversor, cuando ocurre esta falla no es posible la transferencia de energía hacia la carga, por lo que se presenta una sobrecorriente entre el voltaje de alimentación y dos DSEP.

La Fig.1 b) muestra un circuito simplificado representativo de este tipo de falla.

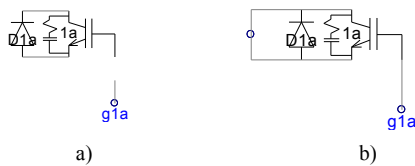


Fig. 1 Circuito Simplificado: a) Modo de Falla a Circuito Abierto b) Modo de Falla a Cortocircuito

IV. DETECCIÓN DE FALLAS DE INTERRUPTORES EN INVERSORES MULTINIVEL

A continuación se detallan algunas técnicas más importantes para detectar y localizar averías en los DSEP. Estas técnicas se pueden dividir en cuatro grupos:

A. Trayectorias de Corriente

Esta técnica parte del comportamiento del DSEP cuando se encuentra conectado a un motor de inducción. Por ejemplo si fuera una falla de circuito abierto la corriente de la Fig. 2 deja de ser sinusoidal. Esta avería cancela la corriente en la fase dañada durante cierto tiempo. La técnica para detectar y localizar la falla se hace mediante el seguimiento de las trayectorias de corriente utilizando la transformada de Clark.

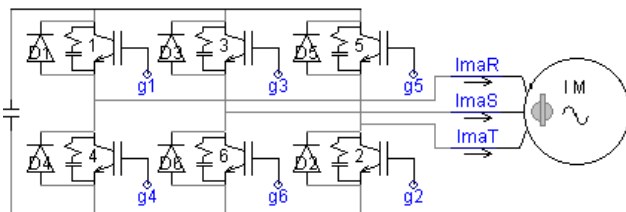


Fig. 2 Diagrama Simplificado: Inversor - Motor

Es importante resaltar que es necesario al menos $\frac{1}{2}$ ciclo para detectar la fase dañada, esta técnica no aplica para el modo de falla en cortocircuito, ya el tiempo estimado de localización de falla crece por el tiempo computacional que involucra la transformada de Clark y el tiempo de muestreo del sistema de procesamiento digital. La mayor condición de peligro lo constituye el dispositivo en cortocircuito.

B. Composición Vectorial de los Armónicos de Voltaje

Esta técnica se basa en las características de las formas de onda de salida, particularmente la componente significativa de la frecuencia de conmutación al presentarse una avería por modo de falla en cortocircuito.

La técnica de detección consiste en medir la magnitud de la componente y compararla con un nivel de umbral, para determinar la localización del elemento dañado se utiliza la existencia del desfase de fases de voltaje interno para cada rama o celda.

C. Medición de Voltaje en los Polos del Inversor

Esta técnica se fundamenta en el efecto que causa una avería por modo de falla de circuito abierto en una señal de error, la cual se obtiene por comparación entre la tensión de polo (tensión intermedia de la rama) y la tensión de referencia patrón PWM. Esta diferencia debe ser confirmada en un tiempo aproximado de 4ms, estos errores pueden ser positivos o negativos, lo importante es calibrar bien el modulo de adquisición de datos.

D. Tiempos de Conmutación del Inversor

Esta técnica se sustenta sobre la base del método “actuador como sensor”, la tensión entre los terminales del DSEP es utilizado como elemento de sensado. El diagnostico de fallas se lleva a cabo por la observación de las señales de características de encendido en estado estable de los DSEP. Además se complementa un análisis utilizando el modelo del sistema para una mejor detección de fallas. Para evitar falsas alarmas, se requiere que cada conmutación se evalúe dos veces, por lo tanto se propone un tiempo de traslape de la conmutación ya sea en el encendido o en el apagado.

V. ESTRATEGIAS DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLAS EN INVERSORES MULTINIVEL CON REDUNDANCIA MATERIAL

El esfuerzo por darle confiabilidad al sistema buscando que los inversores multinivel puedan soportar las fallas se da desde el año 2004. [12] [13] [14] [15].

Welchko [19] realiza una comparación de las topologías tolerantes a fallas en los inversores con redundancia material, como redundancia con un interruptor, dos interruptores y con rama adicional todos ellos tomando como referencia la topología mostrada en la Fig.2.

A. Tolerancia a Falla con un Interruptor de Potencia

La Fig.3a muestra la topología empleada, en este esquema se incorpora cuatro triacs y tres fusibles de actuación rápida, los fusibles son conectados en serie con las fases de la carga.

B. Tolerancia a Falla con dos Interruptores de Potencia

La Fig.3b muestra la topología empleada, consiste en cuatro ramas dentro del inversor, con componentes adicionales (dos fusibles y dos SCR por cada rama, y dos capacitores)

C. Tolerancia a Falla con una rama Adicional

La Fig.3c muestra la topología empleada, consiste en cuatro ramas dentro del inversor, esta topología a diferencia de las dos anteriores no requiere dividir a la fuente de dc.

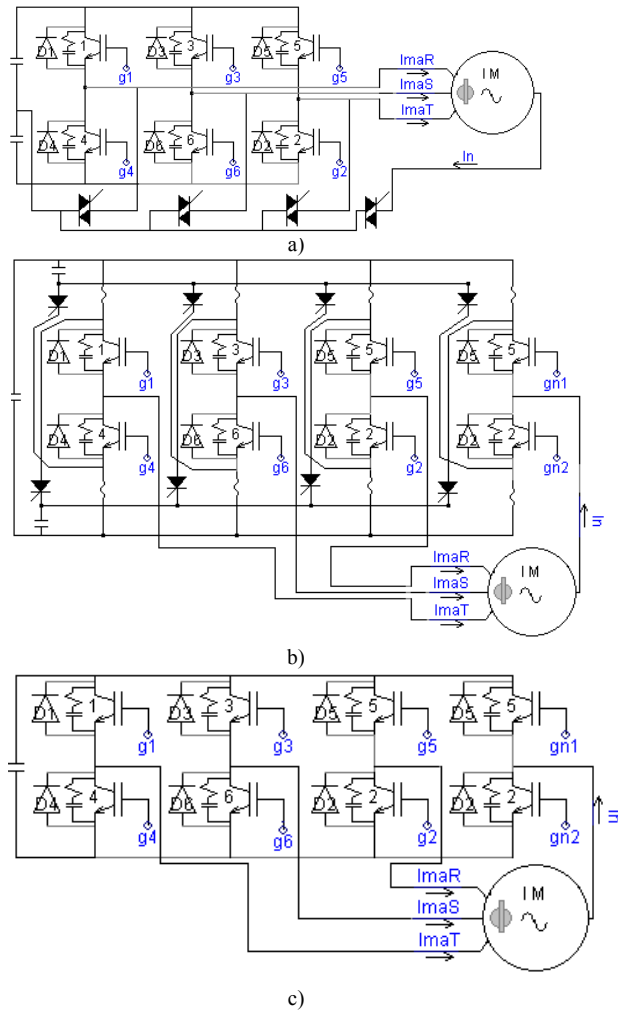


Fig. 3 Estrategias de Operación con Redundancia Material: a) Con un Interruptor, b) Con dos Interruptores, c) Con Rama Adicional

VI. ESTRATEGIAS DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLAS EN INVERSORES MULTINIVEL CON RECONFIGURACIÓN DE LAS SEÑALES DE ACTIVACIÓN NPC-3 NIVELES

La técnica no se basa en reemplazo físico de los componentes, se basa en el cambio de las señales de modulación, en este caso es una variación de la señal portadora siguiendo la técnica IPDPWM. Como el inversor es un NPC de tres niveles y deseamos conservar la posición de los componentes analizaremos el sistema a partir de la falla en un dispositivo de conmutación.

A. Análisis del Sistema

La Fig. 4a representa el sistema cuando falla uno de los componentes. El sistema propuesto se basa en el trabajo desarrollado en [20], donde se plantea la posibilidad de que el motor pueda funcionar con menores niveles de tensión y se hace inclusive un desarrollo experimental. Para ello realiza la estrategia a partir de diagramas vectoriales.

En este trabajo haremos que el sistema pueda operar en las condiciones descritas por Shengming, pero modificando las señales de disparo bajo la técnica de modulación IPDPWM. La falla podría ocurrir en cualquier fase en los diodos o IGBTs ya sea en modo de circuito abierto o en cortocircuito. Aquí

analizamos el modo a corto circuito, por ser el que más se presenta. Si tomamos como referencia la fase A, tendremos tres casos:

- Caso 1: T11 o T14 en cortocircuito.
- Caso 2: T12 o T13 en cortocircuito.
- Caso 3: D1R o D2R en cortocircuito.

Bajo cualquiera de estas condiciones se plantea unir la fase A al punto de unión de los condensadores, tal como lo muestra la Fig. 4b. Esto no implica retirar los IGBTs de la fase A, sino que a nivel modulación dejar de conmutarlos. Otra forma es que el control envíe una señal para que un interruptor de bypass una la fase A con el punto Z.

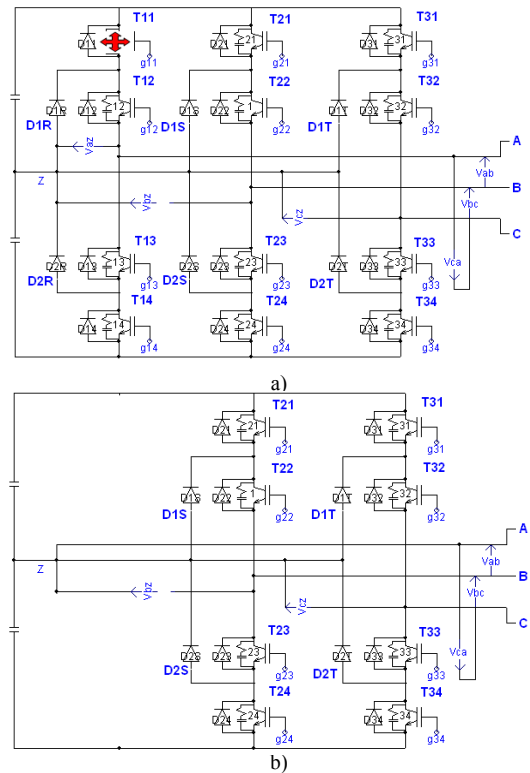


Fig. 4 Estrategias de Operación con Reconfiguración de la señal de Activación NPC-3 Niveles: a) Falla en fase A, b) Inhibir Fase A.

B. Modificación de las Señales de Activación

Esta técnica de reconfiguración toma en cuenta la modulación IPDPWM, asignando dos portadoras en fase a diferentes niveles de tensión y comparándolo con una señal de referencia, obteniendo de esta manera las señales de activación para los IGBTs, como lo muestra la Fig. 5.

Cuando ocurre la falla se tiene que aislar o dejar de conmutar la fase con falla. Las otras fases deben de modificarse para que el motor opere con menor tensión por lo que las señales de referencia para las otras fases también cambiarían tal como se muestra en la tabla I.

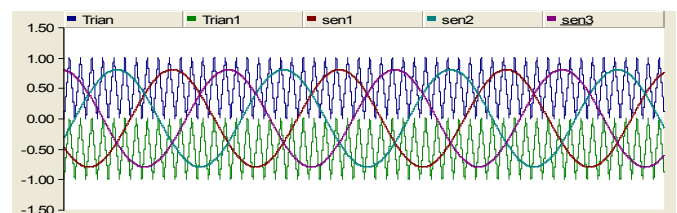


Fig. 5 Modulación IPDPWM - NPC-Tres Niveles

TABLA I
Señales de Referencia

$V_m a(\omega t)$	$V_m b(\omega t)$	$V_m c(\omega t)$
0	$\frac{2}{3} M \cdot \text{sen}(\omega t + \pi/2)$	$\frac{2}{3} M \cdot \text{sen}(\omega t + 5\pi/6)$

C. Sistema de Control y Respuesta Dinámica del Sistema

Según lo indicado en la tabla I, se modifican las señales moduladoras por cada fase a fin de tener una tensión de línea equilibrada

La Fig. 6 muestra las nuevas señales de referencia, las tensiones y corrientes en el motor.

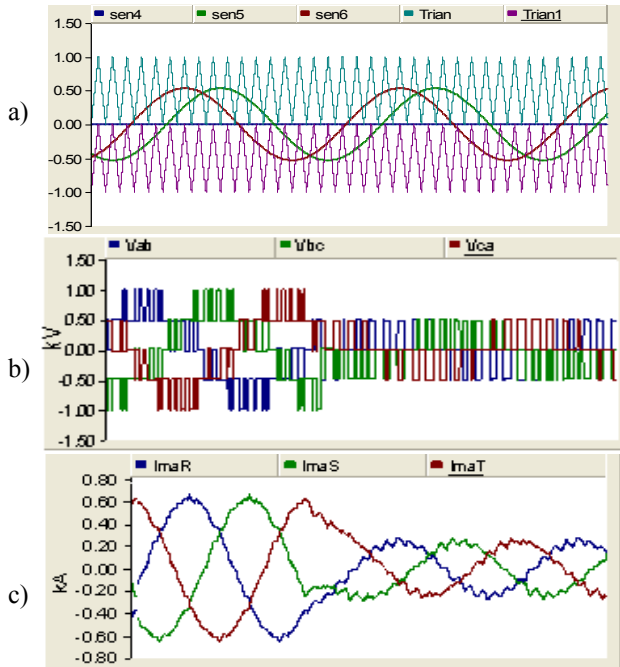


Fig. 6 Respuesta del Sistema a) Señales de referencia, b) Tensiones en el Motor, c) Corrientes en el Motor.

VII. ESTRATEGIAS DE OPERACIÓN CON TOLERANCIA A FALLAS EN INVERSORES MULTINIVEL CON RECONFIGURACIÓN DE LAS SEÑALES DE ACTIVACIÓN CHB-7 NIVELES

La técnica se basa en el cambio de las señales de modulación, siguiendo la técnica IPDPWM. Aquí analizaremos dos casos posibles, que falle una celda o que fallen dos celdas.

A. Falla en un Dispositivo de Conmutación

La Fig. 7 representa al sistema cuando falla uno de los componentes de la primera celda. La falla podría ocurrir en cualquier parte de la celda, en los diodos o IGBTs ya sea en modo de circuito abierto o en cortocircuito.

Esta técnica de reconfiguración toma en cuenta la modulación IPDPWM, asignando seis portadoras en fase a diferentes niveles de tensión y comparándolo con una señal de referencia, obteniendo de esta manera las señales de disparo para los IGBTs. La Fig.8 Muestra como se distribuyen las señales en cada celda por fase.

Se analiza el índice de modulación y se modifica la señal de referencia en las tres fases. [15]-[17].

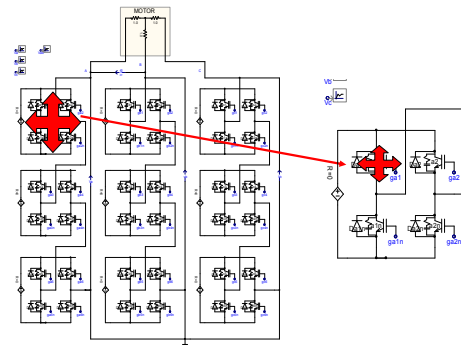


Fig. 7 Falla en un Dispositivo de Conmutación.

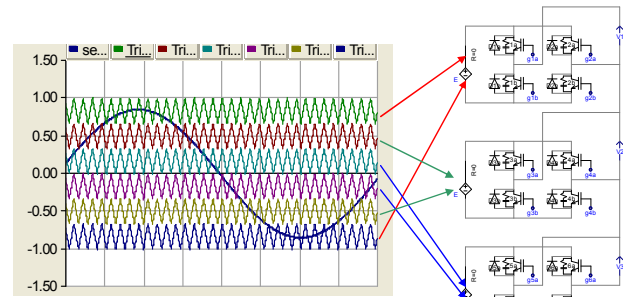


Fig. 8 Asignación de las Señales de Disparo Según Modulación IPDPWM

Cuando ocurre una falla, se tiene que aislar o dejar de conmutar la celda con falla, por lo que si la falla ocurriera en la celda de la parte superior, debe dejarse de conmutar los IGBTs de esta celda, esto se puede conseguir recortando la onda sinusoidal, como lo muestra la Fig. 9. Las otras fases deben de compensar la energía que entregaba la celda dañada, por lo que las señales de referencia para las otras fases también cambiarían. La Fig.10a muestra los momentos en que las fases B y C asumen la energía que entregaba la celda en falla. La Fig.10b muestra las tensiones de fase y la tensión de línea.

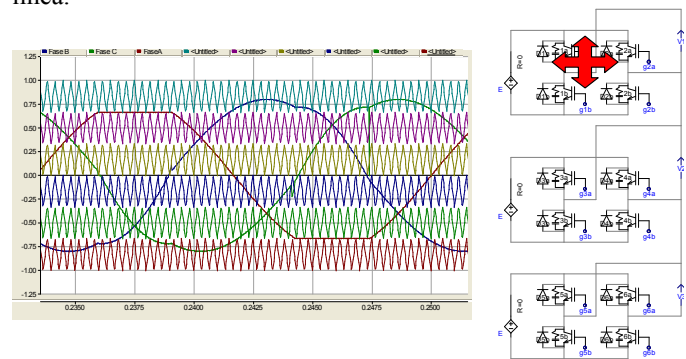


Fig. 9 Asignación de las Señales de Disparo – Reconfiguración

Las expresiones para las señales de referencia se muestran en la Tabla II, basado en [17] pero con algunas modificaciones.

TABLA II
Señales de referencia

Limite de αt	$V_m a(\omega t)$	$V_m b(\omega t)$	$V_m c(\omega t)$
$\alpha \text{sen} \left[\frac{N-3}{M(N-1)} \right], \pi - \alpha \text{sen} \left[\frac{N-3}{M(N-1)} \right]$	$\frac{N-3}{N-1}$	$\frac{N-3}{N-1} - \sqrt{3} M \cdot \text{sen}(\omega t + \pi/6)$	$\frac{N-3}{N-1} + \sqrt{3} M \cdot \text{sen}(\omega t + 5\pi/6)$
$\pi + \alpha \text{sen} \left[\frac{N-3}{M(N-1)} \right], 2\pi - \alpha \text{sen} \left[\frac{N-3}{M(N-1)} \right]$	$\frac{3-N}{N-1}$	$\frac{N-3}{1-N} - \sqrt{3} M \cdot \text{sen}(\omega t + \pi/6)$	$\frac{N-3}{1-N} + \sqrt{3} M \cdot \text{sen}(\omega t + 11\pi/6)$
Otros límites	$M \text{sen} \alpha t$	$M \text{sen}(\omega t - 2\pi/3)$	$M \text{sen}(\omega t - 4\pi/3)$

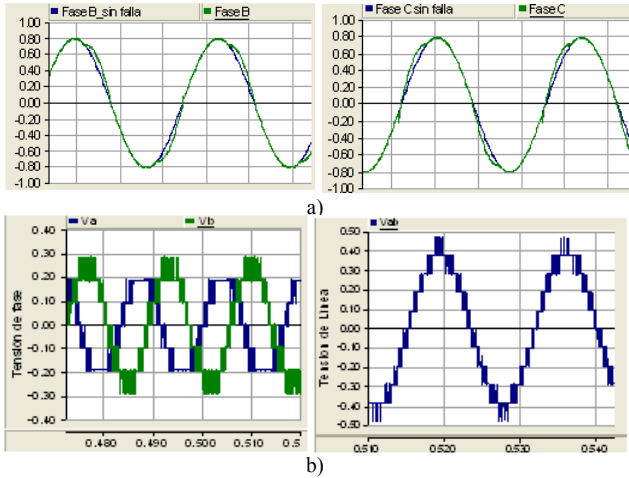


Fig. 10 Resultados de la Simulación a) Fases B y C Asumen Energía que no Entrega la Celda en Falla, b) Tensiones de fase y línea en el motor

B. Falla en dos Dispositivo de Conmutación

La Fig. 11 representa al sistema cuando fallan dos celdas, independientemente de los componentes de cada celda que hayan fallado ya sea en modo de circuito abierto o en cortocircuito.

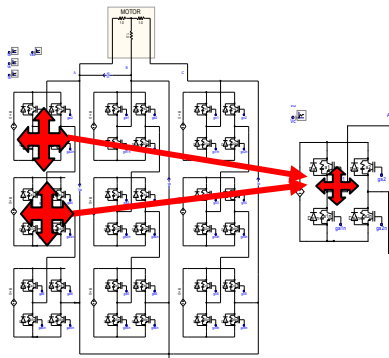


Fig. 11 Falla en dos Dispositivos de Conmutación.

Las expresiones para las señales de referencia se muestran en la siguiente tabla, basado en [17] pero con algunas modificaciones.

TABLA III
Señales de referencia

Limite de αt	$V_{ra}(\alpha t)$	$V_{rb}(\alpha t)$	$V_{rc}(\alpha t)$
$\alpha sen \left[\frac{N-5}{M(N-1)} \right], \pi - \alpha sen \left[\frac{N-5}{M(N-1)} \right]$	$\frac{N-5}{N-1}$	$\frac{N-5}{N-1} - \sqrt{3} M sen(\alpha t + \pi/6)$	$\frac{N-5}{N-1} + \sqrt{3} M sen(\alpha t + 5\pi/6)$
$\pi + \alpha sen \left[\frac{N-5}{M(N-1)} \right], 2\pi - \alpha sen \left[\frac{N-5}{M(N-1)} \right]$	$\frac{5-N}{N-1}$	$\frac{N-5}{1-N} - \sqrt{3} M sen(\alpha t + \pi/6)$	$\frac{N-5}{1-N} + \sqrt{3} M sen(\alpha t + 11\pi/6)$
Otros limites	$M sen(\alpha t)$	$M sen(\alpha t - 2\pi/3)$	$M sen(\alpha t - 4\pi/3)$

Según lo indicado en la tabla III, en un periodo tenemos cinco intervalos diferenciados en a la señal de referencia. Por lo que se debe reproducir cada señal de referencia por fase.

La Fig. 12a muestra las nuevas señales de referencia y la modulación IPDPWM. La Fig.12b muestra los momentos en que las fases B y C asumen la energía que entregaba la celda en falla. La Fig. 11c muestra las tensiones de fase y la tensión de línea.

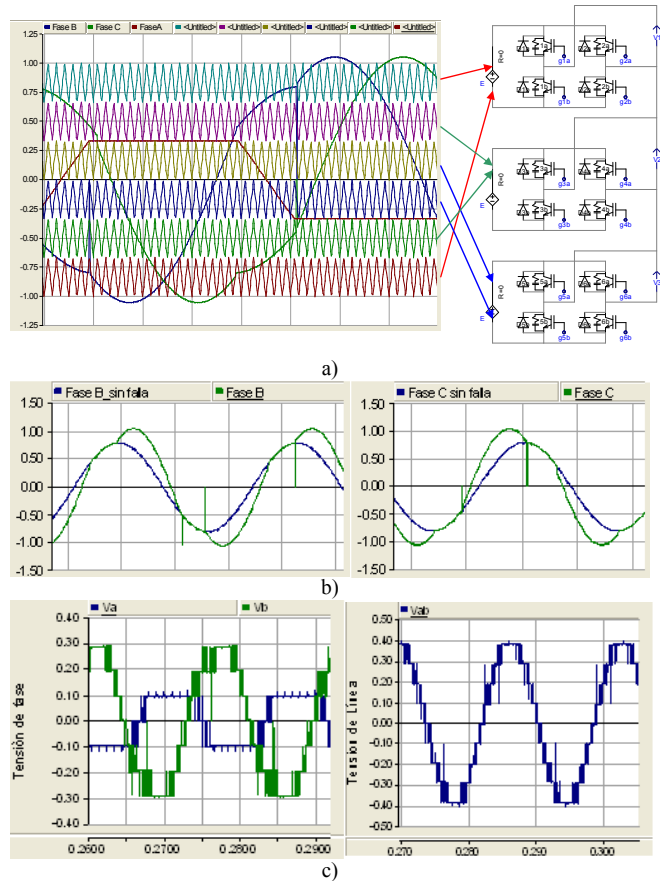


Fig. 12 Asignación de las Señales de Disparo: a) Reconfiguración b) Fases B y C Asumen Energía que no Entrega la Celda en Falla c) Tensiones de fase y línea en el motor

VIII. APLICACIÓN DE LAS ESTRATEGIAS EN UN SUB SISTEMA ELÉCTRICO MINERO

A. Descripción del Sistema

El sistema eléctrico donde se aplicó la estrategia, pertenece a una empresa de la gran minería del Perú. La Fig. 13 muestra el sub. sistema eléctrico que alimenta al variador en la planta concentradora, el sistema esta constituido de transformador – variador – motor (4.16kV-1.360MVA – Motor 2.3kV), y en la Fig.14 se muestran los resultados de la simulación

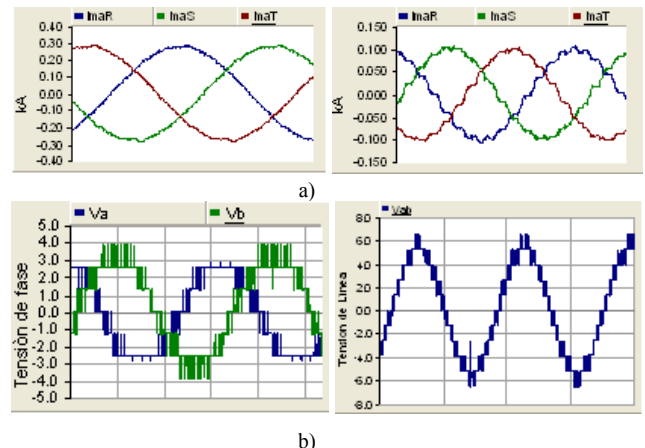


Fig. 14 Resultados de la Simulación: a) Corrientes en el Motor para antes y después de aplicar la estrategia NPC tres Niveles b) Tensiones para CHB de Siete Niveles

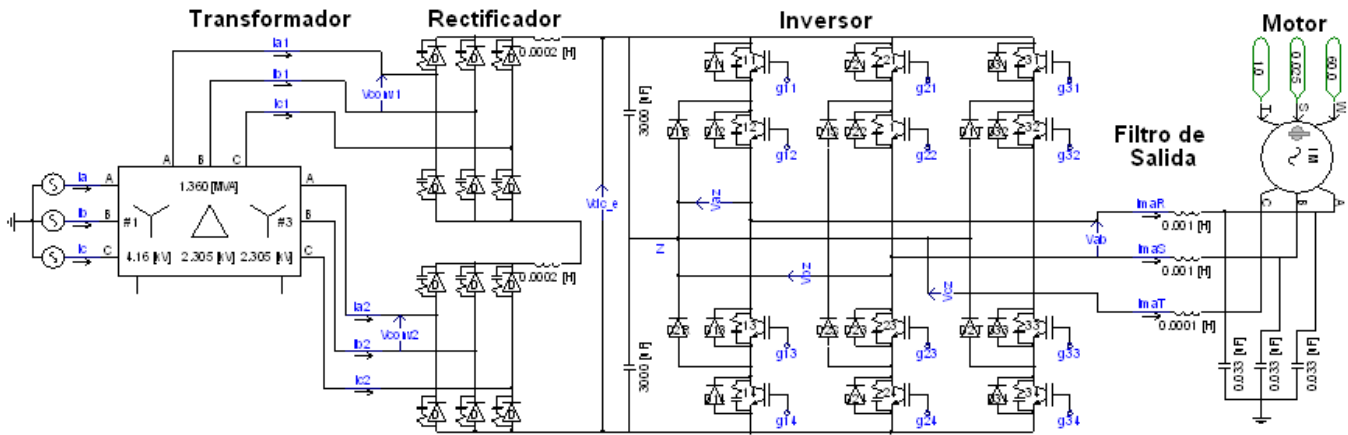


Fig. 13 Configuración del Sistema

La etapa inversora es de topología NPC de tres niveles. El motor es de 1400HP, con rotor doble jaula de ardilla y la altura de instalación es 2800 m.s.n.m,

En la simulación se puede observar que la corriente en el motor es equilibrada, La Fig. 14b muestra los resultados de la tensión en el motor cambiando la etapa inversora por un inversor multinivel CHB de siete niveles.

IX. CONCLUSIONES

- Las estrategias de operación de inversores con tolerancia a fallas ha sido estudiada básicamente con redundancia material. Sin embargo los resultados obtenidos con la reconfiguración de las señales de disparo son satisfactorios sobre todo en la estrategia mostrada para los CHB de siete niveles, donde para la falla de una celda, la estrategia de reconfiguración consigue que el motor tenga tensiones en bornes equilibradas de igual magnitud que antes de producirse la falla.
- Los resultados obtenidos con la estrategia de reconfiguración de las señales de disparo para el inversor NPC de tres niveles son satisfactorios, aquí se consigue que las tensiones de línea en bornes del motor sean equilibradas. La magnitud de tensión es menor a la que se tenía antes de producida la falla, sin embargo el motor puede operar con menor potencia y el proceso productivo no se detendría. Estas condiciones de funcionamiento son posibles según lo indicado por los operadores del sistema eléctrico minero tomado como aplicación de la estrategia.
- Es importante investigar algoritmos o sistemas que permitan la rápida detección de las fallas, ya que esto es fundamental para el buen desempeño del sistema de reconfiguración de las señales de disparo.

X. AGRADECIMIENTOS

Deseo agradecer al MINEM – CARELEC por subvencionar mis estudios de maestría y a cada una de las personas que me han apoyado en el desarrollo de este trabajo.

XI. REFERENCIAS

- [1] Ilhami Colak, Ersan Kabalci, Ramazan Bayindir “Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes” IEEE Energy Conversion and Management 2010
- [2] José Rodríguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng “Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications” IEEE Transactions on industrial electronics. August 2002.
- [3] Keith Corzine, Yakov, “A New Cascaded Multilevel H-Bridge Drive” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 17, January 2002.
- [4] G. Sinha, T.A. Lipo “A Four Level Rectifier-Inverter System for Industrial Drives” Wisconsin Power Electronics Research Center 1996.
- [5] Leon M. Tolbert, Fang Zheng Peng, Thomas G. Habetler, “Multilevel Converters for Electric Drives” IEEE Transactions on Industry Applications Vol, 35 February 1999.
- [6] Dudi A. Rendusara, E. Cengceli, Prasad N. Enjeti, Victor R. Stefanovic, James W. Gray “Analysis of Common Mode Voltage – Neutral Shift – in Medium Voltage PWM Adjustable Speed Drive (MV –ASD) Systems” IEEE Transaction on Power Electronics Vol 15, November 2000.
- [7] Dietmar Krug, Steffen Bernet, Seyed Saeed Fazel and Mariusz Malinowski “Comparison of 2.3-kV Medium-Voltage Multilevel Converters for Industrial Medium-Voltage Drives” IEEE Transactions on industrial electronics. December 2007
- [8] José Rodríguez, Steffen Bernet, Bin Wu, J. Ponnt “Multilevel Voltage – Source – Converter Topologies for Industrial Medium –Voltage Drives”. IEEE Transactions on industrial electronics. December 2007.
- [9] Peter Barbosa, Peter Steimer, Jurgen Steinke, Manfred Winkelkemper, Nikola Celanovic, “Active – Neutral – Point – Clamped (ANPC) Multilevel Converter Technology” ABB Switzerland Ltd. Power Electronics and MV Drives. 2005.
- [10] Joable Andrade Alves, Gilberto da Cunha, Paulo Torri, “Medium Voltage Industrial Variable Speed Drives” WEG. Automação (Brasil) 2010.
- [11] Robert A. Hanna, Shiva Prabhu, “Medium – Voltage Adjustable – Speed Drives – Users and Manufacturers Experiences” IEEE transactions on Industry Applications. Vol 33, November 1997.
- [12] B. Francois , J.P. Hautier, “Design of a Fault Tolerant Control System for a NPC Multilevel Inverter”
- [13] Pablo Barriuso, Juan Dixon, Patricio Flores, Luis Moran “ Fault Tolerant Reconfiguration System for Asymmetric Multilevel Converters Using Bi- Directional Power Switches”.
- [14] Gun-Tae Park; Tae-Jin Kim; Dae-Wook Kang; Dong-Seok Hyun, “Control method of NPC inverter for continuous operation under one phase fault condition”, IAS annual meeting, conf.Rec., Vol.4, 2004.
- [15] Mingyao Ma, Lei Hu, Alian Chen, Xiangning He, “Reconfiguration of Carrier – Based Modulation Strategy for Fault Tolerant Multilevel Inverters” IEEE Transactions on Power Electronics, vol.22 September 2007.
- [16] Gun-Tae Park; Tae-Jin Kim; Dae-Wook Kang; Dong-Seok Hyun, “Control method of NPC inverter for continuous operation under one phase fault condition”, IAS annual meeting, conf.Rec., Vol.4, 2004.
- [17] Jesús Aguayo Alquisira, Abraham Claudio Sánchez, Marco A. Rodríguez, Rodolfo A. Vargas, “ Analysis of a Cascaded Multilevel

Inverter With Fault – Tolerant Control” Ingeniería e Investigación, December 2011.

- [18] Jesus Aguayo Alquisira “Diagnóstico de fallas en un inversor a partir de los tiempos de conmutación en los dispositivos semiconductores”. Tesis de Doctorado. CENIDET, Diciembre 2004
- [19] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns, S.E. Schulz “Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations”, IEEE Transaction on Power Electronics. Vol.19 N°4 , pp 1108-1116. July 2004.
- [20] Shengming Li, Member, IEEE, and Longya Xu, Fellow, IEEE Strategies of Fault Tolerant Operation for Three-Level PWM Inverters IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 21, NO. 4, JULY 2006.

XII. BIOGRAFÍA



Oscar Peña. Ingeniero electricista en la Universidad Nacional de Ingeniería LIMA- PERU. Estudiante de Maestría en Sistemas de Potencia de la Universidad Nacional de Ingeniería. UNI-MINEM CARELEC. Ha trabajado en CAM PERU – ENDESA en el Área de Gestión Energética y Automatización (2007-2009). En el área de planeamiento de MT/BT en la empresa de distribución eléctrica LUZ DEL SUR (2009-2011). Actualmente trabaja en SCHNEIDER ELECTRIC en la línea de Servicios Avanzados.

Temas de interés: Estudios y Aplicaciones de Electrónica de Potencia y Calidad de Energía, Energías Renovables y gestión de la energía.
oscarpenah@gmail.com
oscar.penah@cip.org.pe