



PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA DE
VALPARAÍSO



Matías Armando Sánchez Yáñez

Estudio y Simulación de Convertidores Modulares Multinivel

Informe Proyecto de Título de Ingeniero Eléctrico



**Escuela de Ingeniería Eléctrica
Facultad de Ingeniería**

Valparaíso, 11 de abril de 2019



“Estudio y Simulación de Convertidores Modulares Multinivel”

Matías Armando Sánchez Yáñez

Informe Final para optar al título de Ingeniero Eléctrico,
aprobada por la comisión de la
Escuela de Ingeniería Eléctrica de la
Facultad de Ingeniería de la
Pontificia Universidad Católica de Valparaíso
conformada por

Sr. Javier Riedemann Aros

Profesor Guía

Sr. Domingo Ruiz Caballero

Segundo Revisor

Sr. Sebastian Fingerhuth Massmann

Secretario Académico

Valparaíso, 11 de abril de 2019

Dedicado a mis padres Manuel y Lucía, mi hermana Valentina, mi tía Magdalena, familiares más cercanos, amigos, amigas y todos los que han estado conmigo en este proceso académico.

Agradecimientos

Quiero agradecer profundamente dedicando este estudio y, en general, todos mis años como estudiante a los que han hecho posible llegar hasta este punto, mis padres. Quienes me han apoyado en cada decisión, siendo correcta o incorrecta, siempre pude contar con su soporte en cada aspecto de la vida, principalmente en mis estudios, entregándome todas las herramientas necesarias para lograr un desempeño acorde a los recursos que destinaron en mi formación.

Luego también recordar a todos mis familiares más cercanos que me han apoyado en cada momento que los he necesitado, mis tíos, tías, primos y primas quienes han dado una palabra de aliento a seguir siempre adelante, entregando consejos y ayudándome a ver las cosas siempre de la mejor forma. Y sin lugar a duda, agradecer también a los que ya no están, principalmente mi abuela Fidelicia quien siempre me motivó a continuar, deseándome el bien cada minuto que estuvo presente con nosotros.

También agradecer a mis amigos y amigas cercanos y lejanos, en Chile y en el extranjero los que agradezco su alegría y cooperación en cada momento que pude pasar con ellos teniendo la oportunidad de siempre contar con ellos, y como no estar agradecido de su ayuda que me brindaron en todo sentido. Compañeros de universidad quienes fomentaban la auto superación y el trabajo en equipo cada vez entregando una mano al momento de necesitarlos.

Al desarrollar esta tesis, se culmina un periodo como estudiante de pregrado, el cual me siento muy agradecido de haber cursado en esta institución (PUCV) donde me sentí bien recibido y cada curso, clase y laboratorio han favorecido profundamente en mi formación académica y personal, motivando una personalidad con aspectos morales, éticos y civiles que favorecen el desarrollo personal y profesional como estudiante.

Finalmente agradezco a todos los profesores de la escuela de Ingeniería Eléctrica de la PUCV, quienes siempre tuvieron disponibilidad a escuchar y encontrar formas de evaluación que me parecieron las apropiadas, mediante pruebas y desarrollo de tareas que siempre permiten lograr un aprendizaje más acabado de los contenidos. En especial agradecer a los profesores Javier Riedemann Aros y Domingo Ruiz Caballero quienes me ayudaron en el desarrollo de este estudio.

Valparaíso, 11 de abril de 2019

Matías Sánchez

Resumen

El presente documento abarca un detallado estudio sobre un tema actual de la electrónica de potencia, estos son los Convertidores Modulares Multinivel (MMC de su sigla en inglés para Modular Multilevel Converter), los cuales básicamente se encargan de transformar energía eléctrica mediante circuitos desplegados en diferentes topologías modulares.

Estas configuraciones emplean elementos conocidos por sus amplias utilidades en la Electrónica tradicional (por ejemplo: los transistores), pero incorpora diversas ventajas en temas de eficiencia y mejoramiento del contenido armónico de las señales que procesan.

El estudio está dirigido a un tipo de submódulo que conforma los convertidores modulares, conocidos como medio puente en cascada; debido a su propiedad de balance automático de tensión en los condensadores del circuito, producto de la simetría propia de dicha topología. Esto mediante la exposición de un detallado marco teórico que abarca un amplio espectro, iniciando con los temas básicos de los inversores tradicionales, pasando por configuraciones más comunes, aplicaciones, y avances logrados a lo largo de los años. Esto resulta útil para lograr una base sólida y además motivar el estudio de los Convertidores Modulares Multinivel.

Se explican las bases, funcionamiento, topologías, tipos de modulación, estrategias de control en lazo cerrado y algunas aplicaciones ya existentes empleadas tanto en ámbitos académicos de investigación e industriales.

Además, para extender el análisis de estos convertidores, se desarrollan una serie de diferentes simulaciones desplegadas en el software computacional PSIM donde se muestra el circuito utilizado, una breve explicación del funcionamiento, el sistema de control implementado y como obtener las formas de onda con la cantidad de niveles esperados. También como se mejora la calidad del contenido armónico, todo en conjunto con breves reseñas que complementan los contenidos explicados en el marco teórico para así verificar de forma experimental cada aspecto abordado en el desarrollo del estudio.

Palabras claves: convertidores, inversores, MMC, convertidores modulares multinivel, electrónica de potencia, simulación, PSIM, control, lazo cerrado.

Abstract

This final document has been performed in order to obtain the BSc in Electrical Engineering degree. Wherein the thesis covers a detailed study for academic and technological purposes, which complements the knowledge on a current issue regarding Power Electronics; these are Modular Multilevel Converters (MMC). These electrical devices are essentially responsible for converting continuous signals into alternate signals using circuits which are deployed in different modular topologies.

These configurations use elements well-known for their extensive utilities in traditional electronics, for instance transistors; moreover, various improvements are incorporated, such as efficiency and improvement of the harmonic content of the signals they process.

The study is directed towards a certain type of MMC, using a specific submodule known as cascaded half bridge submodule. Because of its symmetrical shape and performance, it demonstrates excellent properties such as balancing the energy amongst the submodule capacitors automatically. This topic is achieved by exposing a detailed theoretical framework that covers a broad spectrum, starting with the basic topics of traditional inverters and going through the most typical configurations, applications and improvements reached throughout the years. This is useful to achieve a foundation of knowledge on the topic and also motivate the study of the MMC.

This thesis work involves the fundamentals, operation, topologies, modulation types, closed-loop control strategies and some existing applications in academic, industrial, and even domestic research which are profoundly explained throughout this work.

Moreover, to extend the analysis of these converters, a series of different simulations are deployed in the computer software PSIM where the circuit used is shown in every scenario, as well as a brief explanation of the operation, their performance and how to obtain the waveforms at the output with the number of levels expected. Also, the thesis addresses how to improve the quality of the harmonic content, all together with brief reviews that complement the contents explained in the theoretical framework to experimentally verify each aspect addressed in the development of the study.

Key words: Converters, MMC, modular multilevel converters, cascaded half bridge submodule.

Índice general

Introducción.....	1
Objetivos generales.....	3
Objetivos secundarios	3
1 Marco teórico: Convertidores DC-AC.....	4
1.1 Componentes generales.....	4
1.1.1 Transistor IGBT.....	5
1.2 Convertidores DC-AC monofásicos	6
1.2.1 Inversor alimentado en tensión	6
1.2.2 Inversor alimentado en corriente	8
1.3 Convertidores Multinivel DC-AC.....	8
1.3.1 Topologías comunes en inversores multinivel	9
2 Convertidores Modulares Multinivel.....	11
2.1 Configuración básica del MMC	12
2.2 Configuración de los submódulos.....	13
2.2.1 Medio puente.....	13
2.2.2 Puente completo	14
2.2.3 Condensador flotante	15
2.2.4 Medio puente en cascada	16
2.2.5 Puente completo en cascada.....	16
2.2.6 Doble fijación (Double clamp)	17
2.2.7 Fijación por diodos.....	18
2.3 Aplicaciones y usos en la industria.....	20
2.3.1 Aplicaciones.....	20
2.3.2 Equipos disponibles en la Industria	20
Tablero de pruebas MMC para prototipos de control instantáneo	20
3 Tipos de Modulación en MMC.....	22
3.1 Modulación PWM: Señales portadoras desfasadas	23
3.1.1 Modulación PWM de dos niveles.....	24
3.1.2 Modulación PWM de tres niveles.....	24

3.1.3 Modulación multinivel para inversor puente H en cascada (CHB)	25
3.2 Modulación vectorial.....	26
3.3 Contenido armónico.....	27
4 Estrategias de control en MMC	28
4.1 Sistema en lazo abierto.....	28
4.2 Sistema de control en lazo cerrado	29
4.3 Método clásico de control en MMC	30
4.4 Control de tensión en los condensadores.....	32
4.4.1 Control de tensión de pierna.....	34
5 Simulaciones software PSIM	35
5.1 Inversor medio puente en cascada.....	35
5.1.1 Simulación lazo abierto con fuentes DC independientes	35
5.1.2 Simulación en lazo abierto con fuente DC única	37
5.1.3 Simulación en lazo cerrado con fuente DC única	39
5.2 Simulación medio puente en cascada como MMC	43
5.2.1 Medio puente (MP) en cascada único por brazo	43
Análisis de tensiones en condensadores.....	53
5.2.2 Dos submódulos medio puente en cascada por brazo	54
Análisis de tensiones en condensadores.....	60
5.2.3 Tres submódulos medio puente en cascada por brazo	62
5.2.4 Dos submódulos MP en cascada por brazo – Extensión sistema trifásico	63
5.3 Inversor puente completo con fuentes DC independientes.....	66
5.3.1 Convertidor DC/AC de dos niveles	67
5.3.2 Convertidor DC/AC de tres niveles.....	68
5.3.3 Inversor monofásico de cinco niveles en cascada (CHB)	69
5.3.4 Inversor monofásico de 9 niveles de tensión.....	71
Discusión y conclusiones.....	73
Bibliografía	76

Introducción

En la sociedad actual, el uso de la energía eléctrica se ha convertido en un elemento indispensable para el diario vivir de los seres humanos. Sin importar la región, el uso de electricidad aumenta a diario, y resulta primordial el disponer de tecnologías que aporten de forma significativa potenciando la matriz energética de cada país.

Existen muchas variables para que un país sea considerado como “desarrollado”, y una de las más importantes es poseer un desarrollo sustentable en temas energéticos, donde los recursos económicos y geográficos juegan un rol fundamental en las posibilidades que se tengan al momento de buscar alternativas para solventar las demandas eléctricas, presentando una dificultad aún mayor para países de recursos naturales escasos y que utilicen las formas convencionales de generación.

Sin ir más lejos, enfocándose en el caso de Chile, el uso de energías tradicionales ha logrado solventar la demanda a lo largo de los años, donde gran parte de la generación proviene de centrales convencionales térmicas (Diésel o ciclo combinado) e hidroeléctricas. Pero ambas deben lidiar con una serie de Normas y limitaciones medioambientales que controlan la expansión de estas y la instalación de nuevas plantas. Para contrarrestar esta problemática, ante una demanda creciente, el hecho de incorporar nuevas energías como las del tipo renovables no convencionales (ERNC) resulta ser una alternativa viable para alcanzar la auto sustentabilidad deseada, cumplir con los niveles de demanda, reducir impactos medio ambientales relevantes y, además, poder reducir los costos de la energía eléctrica. Y, en Chile, por los últimos cinco años, ha existido una mayor penetración de las ERNC, tanto de plantas que aprovechan el recurso solar fotovoltaico, y otras que funcionan en base a la fuerza del viento como las granjas eólicas.

Es en este punto cuando surge con fuerza el rol que cumple la electrónica de potencia, ya que la evolución de dispositivos electrónicos como son los convertidores e inversores en todas sus variantes tienen la capacidad de procesar altas cantidades de energía, es por esta razón que se requiere de un conocimiento de mayor nivel, junto con estudios que dediquen mayor y mejor utilización de recursos naturales disponibles.

Sin ir muchos años al pasado, donde no existían grandes invenciones en esta rama de la ingeniería; se tenía que el principal convertidor de energía eléctrica era el transformador, que, si bien es cierto, para la época representaba un gran avance y potenciaba los sistemas eléctricos de

baja y media potencia, no obstante, presentaba una serie de inconvenientes como por ejemplo su falta de adaptabilidad a sistemas automáticos de control. Y el hecho de no tener la capacidad de realizar transformaciones de frecuencia, limitaba mucho su uso para operaciones determinadas.

Posterior al transformador, aparece la amplidina, un amplificador electromecánico el cual permitía obtener una tensión continua regulable, sin embargo, tanto el transformador como la amplidina (entre otros) han sido desplazados por la aparición de los convertidores, que poseen un sinnúmero de innovadoras aplicaciones como: conversiones de energía eléctrica proveniente de señales continuas y alternas, modificaciones de frecuencias, capacidad de manipular altas cantidades de potencia eléctrica, tamaño más reducido, y por supuesto, presentan una mejor relación precio/prestaciones. No obstante, inicialmente poseían ciertos inconvenientes al presentar un alto contenido armónico, el cual ha sido mejorado con el transcurso de los años.

Estos nuevos convertidores, gracias a sus ventajas en términos energéticos y de control, impulsan y facilitan el uso de las energías renovables, y hacen que los sistemas de alta potencia sean ahora más viables que nunca. Poseen mayor producción de energía estocástica y permiten transportar potencia de zonas de mayor a menor generación. Facilitando su uso en aplicaciones más simples del tipo domésticas y otras de mayor complejidad a nivel industrial como sistemas de paneles solares incorporados a la red eléctrica como Generación Distribuida, granjas eólicas en tierra y fuera de costa, medios de transporte, compensación reactiva, y cualquier sistema que incorpore el uso de transmisión de alta tensión en corriente continua (HVDC, High Voltage Direct Current).

Dentro de estas innovaciones tecnológicas, surge una extensión de los convertidores clásicos, correspondiente a un dispositivo modular que permite lidiar con mayores niveles de energía y con mejores prestaciones que los anteriores. Esto hace referencia al Convertidor Modular Multinivel (MMC), dispositivo clasificado como multinivel debido a la capacidad de generar una señal de salida con un mínimo de tres niveles, destacando diferentes topologías como la de medio puente, puente completo, cascada, capacitor flotante, etc.

Su propiedad multinivel posibilita la obtención de mejoras en alta tensión (AT) y capacidad de potencia. Su construcción consta del uso de submódulos idénticos en base a IGBT que son controlables de forma individual, los cuales pueden funcionar como fuente de voltaje controlable con una gran cantidad de pasos de voltaje discreto. Lo cual facilitaría, por ejemplo, el transporte de energía de zonas de alta a baja generación.

Poseen pérdidas, considerablemente menores, con respecto a sus pares, dado por la baja frecuencia de funcionamiento de los interruptores en cada submódulo y bajo voltaje a través de cada interruptor. Sin embargo, como los submódulos tienen un control de encendido y apagado (ON-OFF) en tiempos diferentes, la frecuencia efectiva de los interruptores IGBT del convertidor es alta, entregando una distorsión armónica baja.

El MMC no requiere del uso de fuentes DC independientes ni de un transformador específico para la operación en alta tensión, sino que emplea comúnmente la conexión en cascada de submódulos en cada brazo para alcanzar el voltaje deseado en el sistema, mientras produce una

tensión de salida multinivel de alta calidad. El submódulo está localizado en un bloque del circuito (brazo superior o inferior) y puede ser configurado mediante el uso de dispositivos IGBT y condensadores DC con tensión inicial distinta de cero [V]. El número de submódulos usado en los MMC varía según la aplicación a la que esté dirigido, tensión de operación, y la clasificación de los interruptores IGBT.

En este informe se explican diferentes tipos de conexiones para los inversores multinivel mencionados, enfocándose en la conexión de medio puente en cascada debido a la simetría propia de la topología que brinda la importante propiedad de balancear de forma automática la tensión de los capacitores que alimentan cada submódulo, todo esto en un breve período de tiempo, hecho que favorece al funcionamiento estable de un sistema eléctrico.

El desarrollo de simulaciones complementa de forma considerable el estudio teórico realizado y potencia la motivación por el tema en cuestión, ya que favorece la visualización del comportamiento de los sistemas gracias a las curvas obtenidas para cada caso.

Objetivos generales

- Estudiar y simular los Convertidores Modulares Multinivel.
- Investigar la bibliografía asociada a los MMC.
- Revisar las estrategias de control y modulación existentes.
- Diseñar un mecanismo de control en lazo cerrado para MMC monofásico.
- Entregar conclusiones acerca de la topología elegida.

Objetivos secundarios

- Entregar un análisis conceptual de los convertidores de energía y los componentes involucrados.
- Contribuir con el conocimiento y entendimiento del software de simulación y los MMC en general.

1 Marco teórico: Convertidores DC-AC

Los avances en las tecnologías actuales que utilizan la electrónica de potencia abarcan diversas aplicaciones según los requerimientos que se tengan y el área que estén apoyando.

Existen diversos tipos de convertidores, los cuales tienen por objetivo la conversión de energía eléctrica entre dos formas diferentes, siendo estas relaciones posibles entre corriente alterna (AC) y corriente continua (DC) monofásica o polifásica, otorgando mejoras en: eficiencia, reversibilidad, grado de idealidad, fiabilidad, volumen o tecnología [1].

Básicamente, todo tipo de convertidor cumple con el esquema presentado en la Figura 1-1.

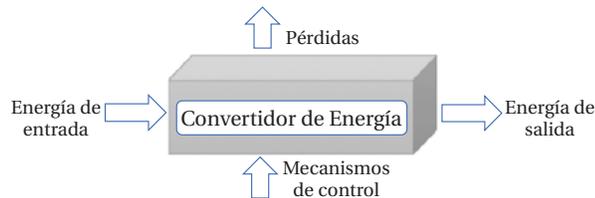


Figura 1-1: Esquema básico de un convertidor.

El enfoque principal de este Proyecto es el uso de convertidores que involucran como energía de entrada la corriente continua (DC), para obtener una salida de corriente alterna (AC). Proceso que clasifica a estos convertidores como inversores. Donde además de esta conversión, permiten controlar la frecuencia y el valor eficaz de la tensión de salida, permitiendo su uso en diversas áreas como el accionamiento de máquinas síncronas y asíncronas como también incorporación al mejoramiento en eficiencia de las tecnologías utilizadas en energías renovables no convencionales (ERNC).

1.1 Componentes generales

Para lograr convertir señales continuas en alternas, es requerido utilizar un circuito conformado por múltiples elementos electrónicos que procesan diferentes niveles de energía. A grandes rasgos, existen dos tipos de inversores, los alimentados en tensión y alimentados con corriente. El estudio realizado en este informe está enfocado los primeros.

En inversores, el rol principal lo cumplen los interruptores, que usualmente corresponden a transistores bipolares (IGBT), los cuales son dispuestos dentro de un circuito según los requerimientos de cada dispositivo, existiendo diferentes tipos de circuito como: el de medio puente, puente completo o H, cascada, etc. Donde el comando de estos elementos resulta muy relevante para que se cumpla, por ejemplo, la complementariedad de estos.

1.1.1 Transistor IGBT

El transistor bipolar de compuerta aislada (del inglés: Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT) es un dispositivo semiconductor de alta impedancia de entrada y una gran capacidad de corriente portadora, que posee tres terminales, y usualmente es utilizado como interruptor electrónico. Está caracterizado por un interruptor de alta eficiencia que cuenta con la habilidad de encender y apagar de forma rápida, lo cual le brinda la posibilidad de ser usado en amplificadores para procesar complejos patrones de onda con modulación por ancho de pulso, propiedad que es analizada en profundidad más adelante.

Los IGBT [4] combinan las características de los MOSFETs (del inglés: Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) y los BJTs (del inglés: Bipolar Junction Transistor) para alcanzar alta corriente y baja capacidad de voltaje de saturación. Estos integran una puerta aislada usando FET (Field Effect Transistor) para obtener control en la entrada. La representación del IGBT dentro de un circuito se muestra en la Figura 1-2.

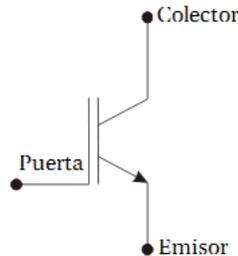


Figura 1-2: Representación en circuito del IGBT.

La amplificación en los IGBT es computada desde su señal de salida a su señal de entrada. En un BJT convencional, el ángulo de ganancia β es igual al radio de su corriente de salida.

La función de interruptor del IGBT, logra estados ON (encendido) y OFF (apagado) basado en si se quiere que la compuerta terminal sea activada o desactivada. Una diferencia de potencial a través de la compuerta (gate) y el emisor mantiene al IGBT en estado ON. Cuando la señal de entrada es removida, el IGBT cambia a estado OFF. Esto hace que sea un dispositivo unidireccional, o sea, solamente puede cambiar a ON cuando la corriente circula desde el colector al emisor.

Sus aplicaciones abarcan tecnologías que utilicen desde media a ultra alta potencia, como tracción de motores, donde es posible manipular altas corrientes del rango de los cientos de amperes y voltajes de bloqueo de hasta los 6 (kV).

1.2 Convertidores DC-AC monofásicos

En términos generales los convertidores DC-AC (también conocidos como inversores) son dispositivos electrónicos destinados para controlar el flujo de energía eléctrica entre dos fuentes, una continua (origen) y una fuente alterna (destino) que puede ser monofásica o polifásica [1].

Para efecto del presente estudio, se abordan dos tipos de inversores monofásicos (ambos controlados mediante conmutación forzada), los cuales dependen de la forma en que son alimentados, pudiendo ser clasificados en inversores alimentados en tensión o en corriente. A continuación, se explican ambos inversores mencionados.

1.2.1 Inversor alimentado en tensión

El inversor alimentado en tensión está constituido por interruptores unidireccionales en tensión y bidireccionales en corriente, conectados necesariamente a una carga inductiva, siendo dependiente de la frecuencia de operación del sistema estudiado. En la Figura 1-3 se muestra el esquema básico para este tipo de inversores.

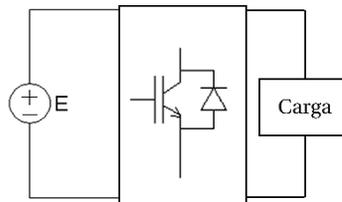


Figura 1-3: Esquema básico del inversor alimentado en tensión.

Para estos inversores existen diferentes topologías que, según su estructura, serán utilizados en variadas aplicaciones, destacando:

- **Inversor Push-Pull:** Emplea un transformador con punto medio en el primario y una fuente de alimentación única. Su circuito funciona en base a dos interruptores y la carga está aislada galvánicamente de la fuente DC de alimentación. Se adapta bien a funcionamiento en bajas frecuencias y bajas potencias. En la Figura 1-4 es posible apreciar el inversor mencionado.

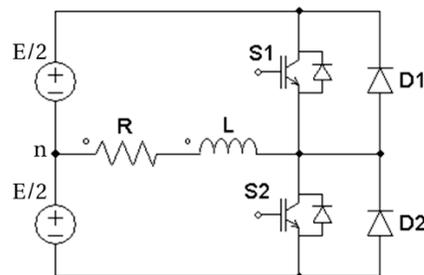


Figura 1-4: Circuito estándar del inversor Push-Pull.

En este tipo de inversores, se debe cumplir necesariamente que los interruptores S1 y S2 (de brazo) deben funcionar de forma complementaria, característica conocida como ley de brazo.

- Inversor monofásico con punto medio o medio puente: Para el caso del inversor con punto medio corresponde a una configuración estándar que posee un solo brazo de interruptores IGBT alimentado por una fuente de tensión dividida en dos, donde la carga se conecta en un punto medio entre dichas fuentes de tensión y los interruptores del circuito en sí.

Del mismo modo, el inversor medio puente posee una estructura similar al caso anterior, con la salvedad que existen dos condensadores que alimentan a la sección de medio puente de dicho inversor, esto es posible apreciarlo en la Figura 1-5.

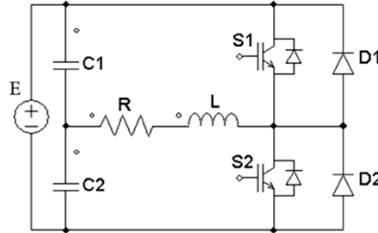


Figura 1-5: Circuito inversor monofásico medio puente.

En este caso, tal y como el escenario anterior se debe cumplir la conocida ley de brazo, de modo tal se evite un cortocircuito en el brazo compuesto por los interruptores S1 y S2.

De esta estructura, no es posible obtener tres niveles de tensión en la carga.

- Inversor monofásico puente completo: Este inversor, a diferencia del anterior, incorpora dos nuevos interruptores IGBT, los cuales se disponen como brazo según la estructura mostrada en la Figura 1-6.

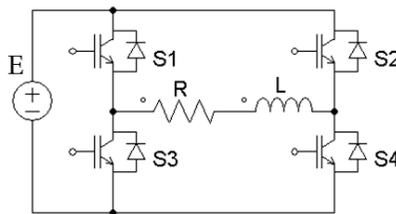


Figura 1-6: Circuito inversor monofásico puente completo.

Para el correcto funcionamiento de esta estructura, es necesario que se cumpla la mencionada ley de brazo, o sea, S1 funciona de forma complementaria con S3, al igual que S2 con S4, donde la frecuencia de la señal dependerá de los tiempos de accionamiento de estos interruptores.

A partir de las configuraciones mostradas anteriormente es posible también lograr sus extensiones trifásicas para cada caso, donde claramente también se debe cumplir la ley de brazo para el funcionamiento apropiado de cada circuito.

1.2.2 Inversor alimentado en corriente

El inversor alimentado en corriente está compuesto por conjuntos de interruptores unidireccionales en corriente y bidireccionales en tensión. Para esta variante, la carga debe ser de naturaleza capacitiva, aunque su comportamiento puede ser resistivo, capacitivo y/o inductivo respectivamente. Es posible representar este tipo de inversores según el esquema mostrado en la Figura 1-7.

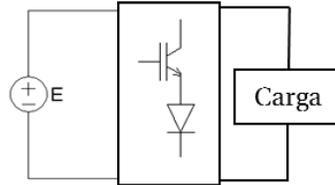


Figura 1-7: Esquema básico del inversor alimentado en corriente.

Ambos inversores, alimentados en tensión o en corriente no necesitan de diodos cuando su carga es puramente resistiva. No obstante, cuando sus cargas son impedancias con naturaleza inductiva o capacitiva estos diodos se hacen necesarios.

En la Figura 1-8 se muestra el circuito del inversor de corriente monofásico a transistor.

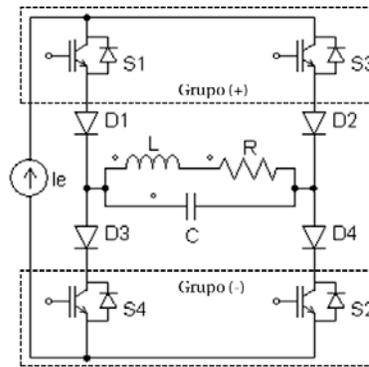


Figura 1-8: Circuito inversor de corriente monofásico con carga R-L.

El inversor alimentado en corriente es el dual del de tensión. Con la diferencia que se para lograr el correcto funcionamiento del inversor debe cumplirse la denominada ley de grupos. Esta condición dice que dos interruptores de un mismo grupo, nunca pueden conducir de forma simultánea, en otras palabras, basándose en la Figura 1-8, los interruptores S1 y S3 deben funcionar de forma complementaria, del mismo modo que los IGBT S4 y S2, de modo tal que se evite la condición de circuito abierto en la fuente de corriente, lo cual provocará una sobretensión a través de los interruptores que componen el circuito.

1.3 Convertidores Multinivel DC-AC

Los convertidores multinivel incluyen un arreglo de semiconductores de potencia (como los IGBT) y condensadores que son utilizados como fuentes de tensión continua, donde el voltaje generado en la salida del convertidor tiene una forma de onda escalonada.

Considerando que los interruptores se cierran y se abren en tiempos diferentes, dependiendo del número de interruptores de potencia, los niveles de tensión en la salida crece sumando las tensiones de los condensadores, mientras que los interruptores de potencia soportan voltajes reducidos.

Estos convertidores poseen aplicaciones en el rango de potencia media y alta, gracias a su cualidad de seccionador de tensión. O sea, la tensión alterna de salida, de valor elevado, se obtiene a partir de diferentes niveles de tensión continua de entrada, de valor más pequeño. Hecho que se logra accionando de forma adecuada los interruptores del convertidor. En la Figura 1-9 se muestra un esquema básico de la función de todo convertidor multinivel.

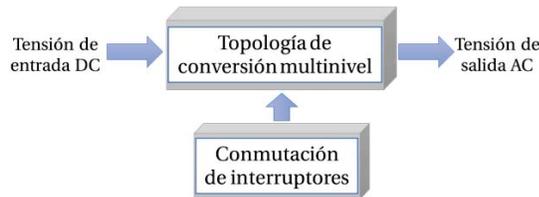


Figura 1-9: Esquema básico de todo convertidor multinivel.

1.3.1 Topologías comunes en inversores multinivel

En general, existe una amplia gama de topologías para los convertidores multinivel, las cuales incorporan diferentes dispositivos electrónicos de forma tal que cumplan con una función determinada [6]. Dentro de estas topologías destacan 3:

- Inversor puente completo en cascada.
- Inversor con condensadores flotantes.
- Inversos anclado por diodos.

Estos tres convertidores multinivel son los que mayor aceptación han tenido en la industria y ampliamente utilizados en ámbitos académicos y de investigación. Además, muchos de los convertidores que aparecieron posteriormente, utilizaron como base la teoría que modela los tres convertidores mencionados anteriormente.

Al mismo tiempo, existen otras topologías, pero de uso menos frecuente, como:

- Convertidor asimétrico híbrido
- Convertidor de conmutación suave
- Inversor acoplado por transformador
- Convertidor diodo/condensador anclado

Principales ventajas de los convertidores multinivel

Las principales características que destacan de los convertidores multinivel se describen a continuación [5]:

- La disposición de la tensión continua de entrada en múltiples niveles permite aumentar la tensión de operación del convertidor empleando los mismos interruptores que en un convertidor convencional. Cada interruptor debe bloquear únicamente la tensión correspondiente a un único nivel de continua, evitando de esta manera el inconveniente del

equilibrio estático y dinámico de la asociación entre el conjunto de dispositivos electrónicos que componen dicho convertidor.

- La potencia de los convertidores se incrementa al emplear tensiones mayores, sin necesidad de incrementar la corriente, evitando así mayores pérdidas durante la conducción, y por consecuencia mejorar el rendimiento del convertidor.
- La tensión de salida obtenida de estos convertidores presenta un contenido armónico menor que el obtenido en un convertidor convencional de potencia equivalente. Teóricamente puede obtenerse una distorsión armónica prácticamente nula si se dispone de un número infinito de niveles de tensión de entrada trayendo como consecuencia reducción del peso y costo de los filtros armónicos.
- La corriente de entrada absorbida presenta una distorsión armónica baja.
- Se genera una tensión de modo común inferior, mediante la incorporación de un método de modulación adecuado, puede incluso llegar a cancelarse la tensión de modo común.
- Pueden operar con una baja frecuencia de conmutación, considerando frecuencia del orden por debajo de los 1.000 (Hz).

Desventajas de los convertidores multinivel

Si bien es cierto, cada una de las topologías cuenta con desventajas propias de cada una, a continuación, se mencionan las principales desventajas existentes en los diferentes tipos de convertidores multinivel [6].

- Al emplear un número grande de interruptores de potencia (más de 7) se incrementa la complejidad del control en la conmutación de dichos interruptores, añadiendo una dificultad extra al mecanismo de modulación que el convertidor requiera.
- Es necesario tener diferentes niveles de tensión de entrada, obtenidos con fuentes de tensión continua o mediante la incorporación de condensadores. La dificultad de incorporar estos últimos es que los niveles de tensión deben permanecer constantes o lo más equilibrado posible en cualquier condición de trabajo, para que cada condensador actúe como una fuente de tensión constante.

En resumen, los convertidores multinivel son utilizados en diferentes niveles de potencia y frecuencia, con valores nominales que facilitan su control y en ocasiones no requieren el uso de circuitos auxiliares de protección en media potencia. No obstante, el uso de los transistores IGBT en estos convertidores requieren sistemas de control de menos complejidad, posibilitando la reducción de costos e incrementos en la densidad de potencia. Esto se logra mediante una coordinación correcta de los semiconductores, teniendo en cuenta balances de tensiones y corrientes circulantes por los dispositivos asociados a cada topología multinivel. En capítulos posteriores se aborda en detalle los tipos de modulación, control entre otros aspectos teóricos que regulan los inversores.

Es importante mencionar que para comprender en mayor detalle los convertidores multinivel, como topologías y características, se explican con más profundidad en el capítulo 2 de Convertidores Modulares Multinivel.

2 Convertidores Modulares Multinivel

Los convertidores modulares multinivel, en adelante MMC (del inglés: Modular Multilevel Converter), representan una tecnología en desarrollo que hace posible obtener mejoras en alta tensión y capacidad de potencia. Los MMC son artefactos construidos mediante el uso de submódulos idénticos que son controlables de forma individual, los cuales pueden funcionar como fuente de voltaje controlable con una gran cantidad de pasos de voltaje discreto. Lo cual facilitaría, por ejemplo, el transporte de energía de zonas de alta a baja generación [7].

Estos dispositivos utilizan configuraciones similares al convertidor DC-AC como la conexión medio puente de dos niveles y puente completo, que brinda tres niveles de tensión. Esto significa que el convertidor puede ser utilizado como fuente de voltaje con un alto número de pasos, donde el nivel de voltaje determina el número de submódulos necesarios. Además, su topología multinivel previene la aparición de mayor contenido armónico.

En términos de pérdidas, son menores en estos convertidores que en los tradicionales de dos y tres niveles, casi un 1% por convertidor. Esta característica de poseer bajas pérdidas se logra gracias a una baja frecuencia de funcionamiento de los interruptores en cada submódulo y bajo voltaje a través de cada interruptor. Sin embargo, como los submódulos tienen un control de encendido y apagado (ON-OFF) en tiempos diferentes, la frecuencia efectiva de los interruptores IGBT del convertidor es alta, entregando una distorsión armónica baja.

El MMC elimina la necesidad de fuentes de corriente continua aisladas y del transformador para operación en alto voltaje. Emplea conexión en cascada de submódulos para alcanzar el voltaje deseado en el sistema, mientras produce voltaje de salida multinivel de alta calidad. El submódulo está localizado en un bloque del circuito y puede ser configurado mediante el uso de dispositivos IGBT y condensadores DC. El número de submódulos usado en los MMC varía según la aplicación a la que esté dirigido, voltaje de operación, y la clasificación de los IGBT. Por ejemplo, en impulsor de motor de media tensión con voltaje de operación de 3.3–13,8 (kV) requieren 5–20 submódulos/brazo, el sistema de transmisión de corriente directa de alta tensión necesita 200–400 submódulos/brazo para alcanzar un voltaje de ± 320 (kV) (DC), y para compensadores estáticos sincrónicos emplean 15–200 submódulos/brazo para alcanzar tensiones de operación de 13.9–220 (kV).

Básicamente existen dos grandes grupos de MMC, separados según la forma de conexión de su fuente DC que alimenta al conjunto de brazos verticales (piernas). La Figura 2-1 muestra un esquema que representa a grandes rasgos las clasificaciones existentes para estos convertidores.

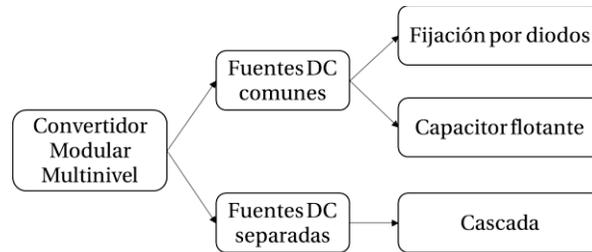


Figura 2-1: Mapa conceptual tipos de MMC.

Si bien es cierto, de estos grandes grupos, actualmente existen variaciones y combinaciones de estos, por ejemplo, conexión en cascada con una fuente DC común y condensadores cargados que alimentan a cada submódulo (SM).

Es importante recordar que estas topologías pueden cumplir diversas funciones según sea la aplicación que apoyen. En las secciones siguientes se describen las más comunes.

2.1 Configuración básica del MMC

Considerando la estructura básica del convertidor DC-AC, existe gran similitud de este con el utilizado por esta categoría conocida como MMC. El circuito generalizado para el Convertidor Modular Multinivel trifásico es mostrado en la Figura 2-2 [8].

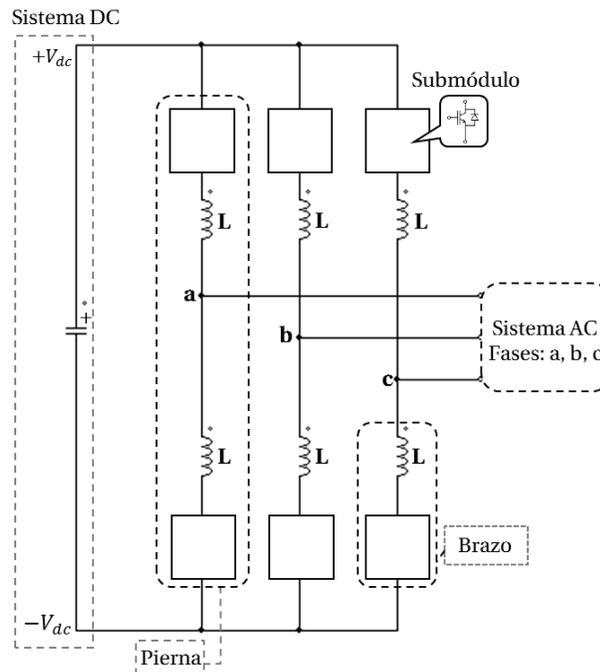


Figura 2-2: Circuito básico del Convertidor Modular Multinivel.

El sistema DC de un MMC es a menudo referido a una conexión en bus DC, conectado a los terminales positivos y negativos de las piernas del convertidor. Para un sistema trifásico de corriente alterna, se conecta al punto medio de cada pierna (a, b, c). Cada una de estas denominadas *piernas* del MMC se separa en dos *brazos*: el superior y el inferior.

La inclusión del inductor conectado en serie con cada grupo de submódulos tiene la función de limitar la corriente debida a la diferencia de potencial instantánea entre los brazos.

Las principales características de los MMC son:

- La construcción modular tiene la particularidad de escalar el voltaje y el índice de potencia.
- Puede generar una forma de onda para la tensión y corriente de salida con $\frac{dv}{dt}$ reducido y rizado.
- MMC puede producir una forma de onda de la tensión de salida con una gran cantidad de niveles de tensión. Es por esto, que es posible operar submódulos con una baja frecuencia de conmutación de los interruptores.
- Pueden emplear submódulos redundantes en cada brazo para alcanzar una operación de falla tolerante.

2.2 Configuración de los submódulos

Un submódulo corresponde a un circuito de conversión de potencia entre DC-AC. Usualmente, dispositivo que combina varios transistores IGBT de baja tensión (1200-1700 V) y capacitores DC, los cuales en su conjunto son usados para configurar un submódulo. Las configuraciones más utilizadas son variaciones de los convertidores DC/AC convencionales (inversores).

Estas topologías más comunes son: medio puente, puente completo, condensador flotante, medio puente y puente completo en cascada y doble fijación o abrazadera doble (double clamp).

La siguiente subsección explica con mayor detalle las características de los submódulos más comunes correspondientes al inversor analizado.

2.2.1 Medio puente

El submódulo básico que aparece al hablar de convertidores multinivel corresponde al circuito de medio puente (half-bridge submodule) [8], el cual corresponde a un arreglo que incorpora dos IGBT en su único brazo alimentados por un condensador DC. Este circuito es mostrado en la Figura 2-3.

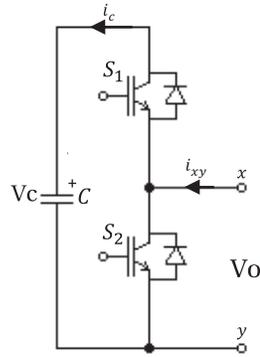


Figura 2-3: Configuración circuito medio puente.

Dependiendo del estado del interruptor S_1 , la corriente del capacitor es igual a la corriente AC o cero. Además, la tensión de salida AC de esta configuración se obtienen dos niveles de tensión, $+V_c$ y cero (V).

Dado que los interruptores S_1 y S_2 funcionan de forma complementaria (por ley de brazo), la tensión en el capacitor DC está dado por la expresión N°1:

$$V_c = \frac{1}{C} \int_{0^+}^t i_c(\tau) d\tau \quad (1)$$

Y la corriente que llega a capacitor está dada por la expresión N°2:

$$i_c = S_1 \cdot i_{xy} \quad (2)$$

2.2.2 Puente completo

Circuito típico que también conocido como puente H (full-bridge submodule) [9]. Este convertidor utiliza un condensador DC y dispositivos IGBT con diodos en antiparalelo en sus terminales. Los cuales funcionan de forma complementaria según la ley de brazo mencionada anteriormente. La Figura 2-4 muestra dicha configuración.

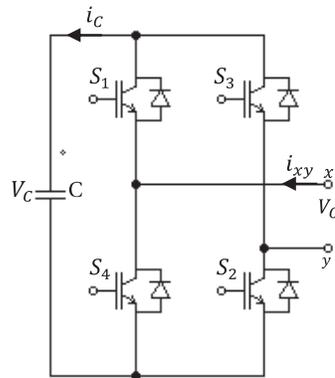


Figura 2-4: Configuración submódulo puente completo H.

Una forma de lograr que el funcionamiento correcto de los interruptores es mediante una herramienta conocida como modulación PWM sinusoidal, la cual será explicada en detalle en el capítulo N°3.

Mediante este tipo de modulación (PWM) se coordina la conmutación de los interruptores, donde de este circuito es posible obtener tres niveles de tensión, $\pm V_C$ y cero (V). Además, es importante mencionar que la corriente que pasa por el condensador DC está dada por la expresión N°3.

$$i_C = (S_1 \cdot S_2 - S_3 \cdot S_4) \cdot i_{xy} \quad (3)$$

2.2.3 Condensador flotante

La configuración del submódulo conocido como condensador flotante (flying capacitor submodule) [8] utiliza cuatro transistores IGBT que funcionan complementariamente: $S_1 - S_2$ y $S_3 - S_4$ y dos condensadores DC. La Figura 2-5 muestra la configuración correspondiente a este tipo de submódulo.

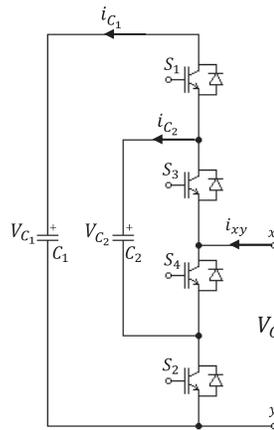


Figura 2-5: Configuración del submódulo condensador flotante.

La tensión en los condensadores está dada por la expresión N°4:

$$V_C = \frac{1}{C} \int_{0^+}^t i_C(\tau) d\tau \quad (4)$$

Existen dos posibilidades de tensión de salida, dos o tres niveles de operación.

Además, el valor de C depende que condensador se esté considerando, ya sea C1 o C2, del mismo modo que la corriente i_C , descrita por la expresión N°5.

$$\begin{aligned} i_{C_1} &= S_1 \cdot i_{xy} \\ i_{C_2} &= (S_2 - S_1) \cdot i_{xy} \end{aligned} \quad (5)$$

La tensión V_{C_1} del condensador es regulada por dos veces la tensión del capacitor V_{C_2} , resultando en pasos simétricos en la tensión de salida e igual a la tensión a través de los transistores IGBT durante el modo de bloqueo inverso.

2.2.4 Medio puente en cascada

La configuración requerida para esta variante del circuito en cascada está formada por dos inversores puente medio conectados en serie y dos condensadores DC tal como se muestra la Figura 2-6 [8].

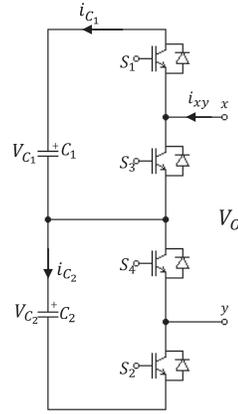


Figura 2-6: Circuito medio puente en cascada.

De este circuito, se logra una salida de tres niveles de tensión: $2V_{C1}$, V_{C1} y cero (V).

La corriente que circula por los condensadores que alimentan a los transistores está dada por la expresión N°6.

$$\begin{aligned} i_{C1} &= S_1 \cdot i_{xy} \\ i_{C2} &= S_2 \cdot i_{xy} \end{aligned} \quad (6)$$

A su vez, la tensión de salida AC de este tipo de submódulo queda matemáticamente representada por la expresión N°7.

$$V_O = S_1 \cdot V_{C1} + S_2 \cdot V_{C2} \quad (7)$$

La conveniencia de este tipo de submódulo es que la tensión de los condensadores V_{C1} y V_{C2} permanece constante sin importar la dirección de la corriente, lo cual implica que no requiere de un mecanismo de control de lazo cerrado para lograr el balance automático de los condensadores dentro de cada submódulo, favoreciendo en la tensión de salida del MMC.

2.2.5 Puente completo en cascada

Este tipo de configuración en cascada cumple con que para sistemas de “n” fases se conectan los submódulos puente H [10] según la disposición mostrada en la Figura 2-7.

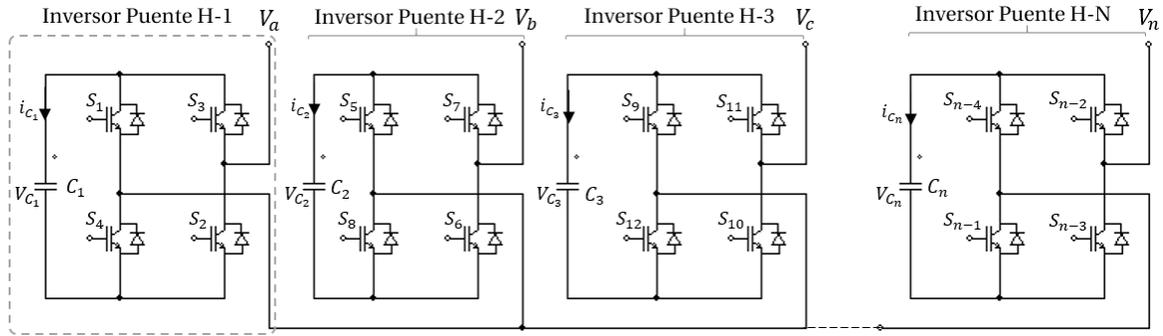


Figura 2-7: Configuración sistema multinivel puente H en cascada.

Se aprecia que, para lograr la conexión en cascada de un sistema monofásico, se necesitan conectar los terminales de salida de cada convertidor como se aprecia en la Figura 2-7. Luego a la salida se obtiene una forma de onda para tensión de línea.

En el caso de utilizar un sistema trifásico en cascada, para las salidas: a , b y c , se espera lograr una salida de cinco niveles de tensión: $\pm 2V_{C1}$, $\pm V_{C1}$ y cero (V). En el capítulo N° 5 de simulaciones, se aborda esta configuración, mostrando el circuito utilizado y el comportamiento de la tensión de salida del convertidor.

2.2.6 Doble fijación (Double clamp)

Esta configuración emplea dos submódulos de medio puente idénticos compuestos por transistores IGBT y dos diodos ubicados estratégicamente según lo mostrado en la Figura 2-8.

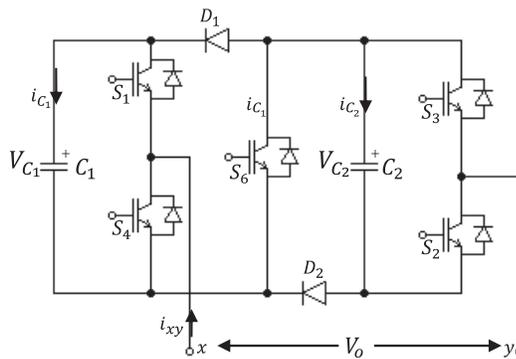


Figura 2-8: Circuito doble fijación.

Con el mecanismo de control apropiado, se puede lograr una tensión de salida de 4 niveles: $V_{C1} + V_{C2}$, V_{C1} , $-V_{C2}$, y cero Volts. La corriente en cada condensador puede ser determinado según las siguientes expresiones (8) y (9):

$$i_{C1} = S_1 \cdot i_{xy} + (1 - S_6) \cdot i_{xy} \tag{8}$$

$$i_{C2} = S_2 \cdot i_{xy} + (1 - S_B) \cdot i_{xy} \tag{9}$$

La operación de este submódulo es similar al de cascada de medio puente. Y el hecho de generar una tensión negativa en uno de sus niveles durante modo de bloqueo es usado para limitar la corriente una vez ocurra una falla en el lado DC. Donde la ecuación que describe la tensión AC de salida representa la operación normal del submódulo de doble fijación, la cual está dada por la expresión (10).

$$V_{DC} = S_B(S_1 \cdot V_{C1} + S_2 \cdot V_{C2}) \quad (10)$$

2.2.7 Fijación por diodos

A continuación, se muestra la configuración de fijación por diodos, la cual utiliza condensadores en serie para dividir la tensión DC (V_{DC}). Los diodos conectan diferentes niveles de tensión, la cual es proporcionada en la entrada por una fuente de tensión continua.

El punto medio situado entre los dos condensadores corresponde a un punto neutro N, por lo tanto, la tensión de salida fase-neutro de cualquiera de las tres fases tendrá tres estados de tensión posibles. La Figura 2-9 muestra la configuración correspondiente.

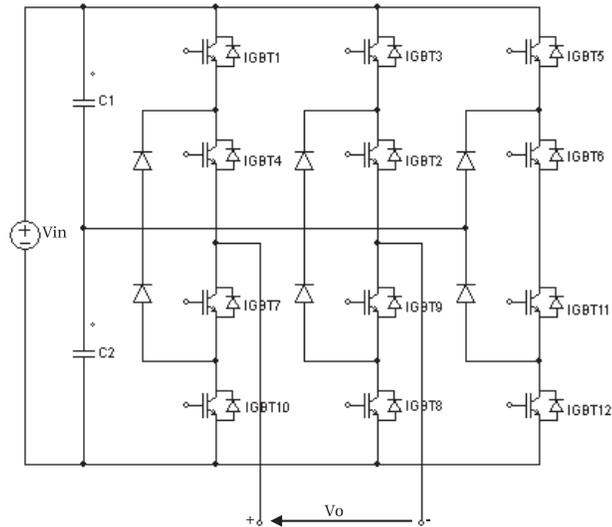


Figura 2-9: Circuito submódulo fijación por diodos.

Esta topología cumple con diferentes ventajas en cuanto a tensiones de salida y eficiencia. Al poseer niveles de voltaje lo suficientemente altos, el contenido armónico se reduce y así se evita incorporar filtros, reduciendo los costos totales de una instalación. Esta característica también le permite controlar el flujo de potencia reactiva.

También posee un control de menor complejidad y alta eficiencia, debido a que sus interruptores funcionan en la frecuencia fundamental.

Si bien esta configuración posee múltiples ventajas, también posee desventajas, como por ejemplo que a medida que se opere a mayores niveles de tensión, mayor cantidad de diodos de fijación se requieren, incrementando los costos del equipo inversor completo. Además, al utilizar

mayores niveles de tensión e incorporar más dispositivos, dificulta el control de la potencia real individual de cada convertidor (en caso de que se usen varios).

Las aplicaciones más comúnmente utilizadas del circuito de fijación por diodos se mencionan a continuación [11]:

- Motores de velocidad variable.
- Compensación reactiva estática.
- Sistemas de interconexión de alta tensión (AT).
- Líneas de transmisión DC y AC en alta tensión.

Con el fin de complementar y resumir el tema abarcado en el presente capítulo, se muestra en la Tabla 2-1 las principales ventajas y desventajas de los MMC [12].

Tabla 2-1: Comparativa entre ventajas y desventajas.

Ventajas	Desventajas
Baja distorsión armónica (*)	Complejidad de control y construcción
Alto rendimiento	Altos costos asociados
Gran modularidad y selectividad	Altas pérdidas en topologías simples y de bajo costo (puente H)
Disminuye f de conmutación y tensión soportada	No puede bloquear corrientes de falla durante falla entre polos
Produce voltaje de modo común (**)	
Corriente de salida poco distorsionada	

(*) Baja distorsión armónica tanto en tensión de salida como en corriente de entrada del convertidor.

(**) Tensiones de modo común reducen el esfuerzo (stress) de motores, reduciendo su daño potencial y vida útil.

Finalmente, se decide incorporar la Tabla 2-2 que muestra una comparativa entre los convertidores DC-AC convencionales (inversores) y los del tipo modulares multinivel abordados en este estudio.

Tabla 2-2: Comparativa inversor tradicional y MMC.

Característica	Inversor	MMC
Distorsión armónica en tensión de salida	Alta	Baja
Esfuerzo en dispositivos ante conmutación	Mayor	Menor
Uso en aplicaciones de alto voltajes	X	✓
Produce niveles de tensión más altos	X	✓
Frecuencia de conmutación	Alta	Baja

Pérdidas de conmutación	Altas	Bajas
Complejidad de los esquemas	Simple	Alta

Gracias a la comparación realizada para ambas familias de convertidores, se verifica el real aporte que puede entregar el uso de Convertidores Modulares Multinivel a gran escala o en instalaciones de menor tamaño ya que los aspectos positivos que poseen, resultan ser un aporte directo a cualquier sistema eléctrico.

2.3 Aplicaciones y usos en la industria

Como se ha demostrado en el transcurso de esta investigación, existe una amplia gama de configuraciones disponibles en el mundo de los Convertidores Modulares Multinivel. Por consiguiente, acorde a cada caso, existe una topología apropiada que brinde las soluciones buscadas por el usuario. Esta posibilidad se logra gracias a las variadas ventajas que poseen estos convertidores en la actualidad.

2.3.1 Aplicaciones

Con el desarrollo de esta tecnología han surgido diferentes aplicaciones en la industria, a continuación, se mencionan las más frecuentes utilizadas en diversas áreas de la ingeniería [11].

- Accionamiento de motores AC (AC-Drives).
- Rectificadores de onda multinivel.
- Compensación estática de energía reactiva, filtros activos y accionadores de línea.
- Transmisión de energía en corriente continua de alta tensión (HVDC) y sistemas AC/DC/AC bidireccionales (back-to-back).
- Sistemas de almacenamiento de energía en bobina superconductora.
- Sistemas de almacenamiento de energía en volante de inercia.
- Sistemas flexibles de transmisión en alterna.
- Conexión a la red de fuentes de energía renovable

2.3.2 Equipos disponibles en la Industria

Debido a que los MMC son una tecnología emergente, existen equipos disponibles en la industria que actualmente sirven tanto con fines de investigación como soluciones reales a sistemas de alta-media tensión en corriente continua (HVDC Systems) [19] que realizan aportes a la red eléctrica como medios de generación distribuida (PMGD). A continuación, se muestra a modo complementario, un equipo utilizado actualmente.

Tablero de pruebas MMC para prototipos de control instantáneo

Este artefacto se utiliza en investigaciones de laboratorios que buscan profundizar conocimientos e innovaciones para interconexiones de sistemas de alta tensión en corriente continua (HVDC) y aplicaciones FACTS. A modo de ejemplo, la Figura 2-10 muestra el equipo de marca OPAL-RT Technologies modelo OP1200.



Figura 2-10: Tablero de pruebas MMC.

Este tablero es ideal para verificar y plantear prototipos de nuevos algoritmos para mejoras en los sistemas HVDC. Puede ser conectado a un amplificador de potencia o a la red eléctrica. Además, se encuentra disponible para topologías medio puente y puente completo incluyendo las que requieran las siguientes especificaciones:

- Número de niveles: 11, 21, 31
- Voltaje DC: 400 V, 700 V
- Frecuencia: 50 Hz, 60 Hz
- Potencia de salida: 6 kW, 10 kW, 20 kW

Las características internas del equipo permiten que sea utilizado en:

- Convertidores de alta tensión HVDC.
- Sistemas flexibles de transmisión en corriente alterna (FACTS).
- Compensadores sincrónicos estáticos (STATCOM).
- Transformadores de estado sólido.
- Amplificadores de potencia.

Al mencionar las utilidades y características principales de un dispositivo MMC real disponible en la industria, se logra una visualización de cómo son realmente estos equipos, más allá de la teoría que los describe, son equipos reales y disponibles de adquirir en la industria.

3 Tipos de Modulación en MMC

Existen diversos métodos para lograr un control efectivo de los diferentes convertidores de energía eléctrica existentes, mediante la modulación aplicada en los interruptores IGBT ya sea en su variante monofásica o trifásica. Para motivos de este estudio se enfoca el análisis en estrategias que resultan ser más convenientes para ser implementadas en convertidores multinivel monofásicos. Estas técnicas se dividen básicamente en dos grandes grupos según su tipo de conmutación, ya sea de alta frecuencia o según frecuencia fundamental. La Figura 3-1 muestra un mapa conceptual simplificado de estas estrategias mencionadas [13].

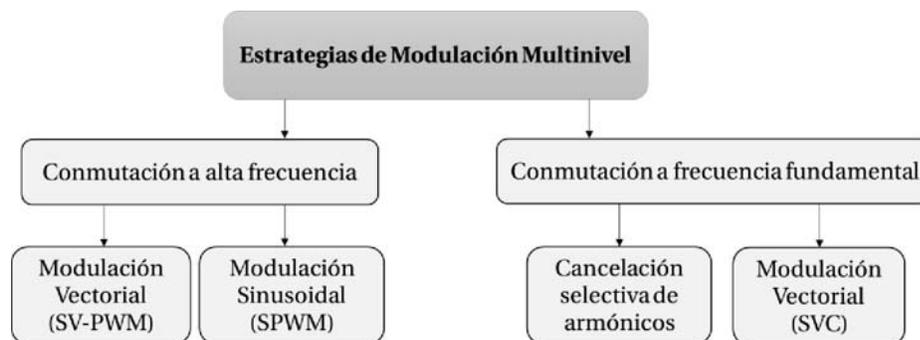


Figura 3-1: Esquema de principales estrategias de modulación.

Si bien la Figura 3-1 muestra un esquema de clasificación básica de las estrategias de modulación multinivel, existen otras subcategorías que requieren mayor detalle como la técnica de cancelación selectiva de armónicos, o la basada en la teoría de vectores espaciales, que es utilizada ampliamente en sistemas trifásicos.

Cada tipo de modulación está directamente relacionado con la aplicación que busque complementar. Por ejemplo, para sistemas PWM basados en señales portadoras y desplazamiento de fase son más adecuadas para inversores de topologías como fijación de punto neutro y capacitor flotante, pero no es apropiada para inversores puente H en cascada debido a la desequilibrada compartición de carga entre las celdas conectadas en serie [9].

Con la intención de lograr un conocimiento claro acerca de estos tipos de modulación, a continuación, se explican las técnicas de mayor uso y de mayor importancia.

3.1 Modulación PWM: Señales portadoras desfasadas

Para lograr el correcto funcionamiento de las diferentes topologías mostradas anteriormente, es necesario utilizar un circuito de comando de cierre y apertura de los transistores mediante la modulación por anchura de pulso único (PWM, Pulse Width Modulation) en base a señales portadoras desfasadas.

Este tipo de modulación se basa en la comparación de una señal de referencia (moduladora) que normalmente es de naturaleza sinusoidal y una señal portadora que puede ser triangular o diente de sierra. La comparación entre ambas señales genera un tren de pulsos de ancho determinado que son utilizados en la conmutación del convertidor. La referencia determina la frecuencia y la tensión que se desea para la forma de onda de la salida del inversor.

A continuación, en la Figura 3-2 se muestran ambas señales tanto moduladora como portadora y su comportamiento al pasar por el comparador [14].

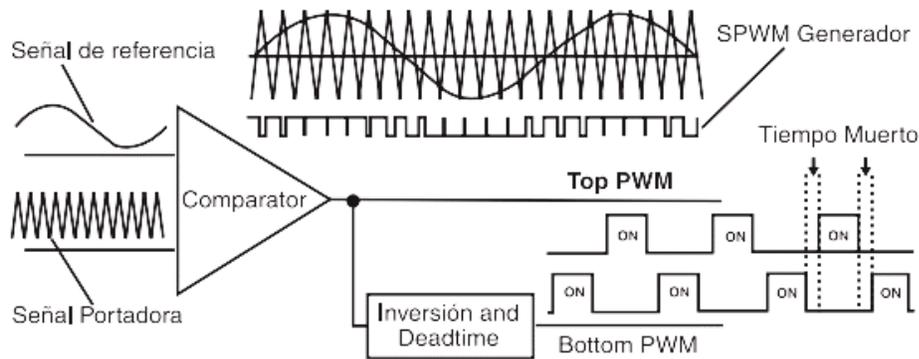


Figura 3-2: Formas de onda de señales moduladora y portadora.

Existe una relación entre la amplitud de la señal portadora y la señal de referencia, denominado “índice de modulación” (m_i) [1], quedando representado por la siguiente expresión (8):

$$m_i = \frac{V_m}{V_T} < 1 \quad (8)$$

Con, V_m : amplitud de la señal moduladora sinusoidal y V_T : amplitud de la señal portadora.

Del mismo modo, existe una relación entre la frecuencia de la señal portadora y la frecuencia de referencia, denominada “razón de frecuencia” (m_f) [1] y está dada por la expresión (9):

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} > 1 \quad (9)$$

Con f_p : frecuencia de la señal portadora y f_m : frecuencia de la referencia moduladora.

Este índice de frecuencia determina la distorsión armónica de la señal de salida, la cual es una medida de su contenido armónico.

Las variaciones de las señales de referencia y la secuencia de conmutación dan como resultado diferentes tipos de modulación PWM.

3.1.1 Modulación PWM de dos niveles

Para un circuito que opera a dos niveles de tensión, la tensión de salida V_0 alcanza dos valores posibles, la magnitud en positivo o negativo de la fuente DC de entrada, o sea, puede ser igual a $+V_{in}$ o $-V_{in}$. Esto se obtiene mediante los comandos para los interruptores, los cuales funcionan de forma complementaria y establecer la comparación entre la señal moduladora V_m con la portadora V_T . Este comando es representado de forma circuito según lo mostrado en la Figura 3-3.

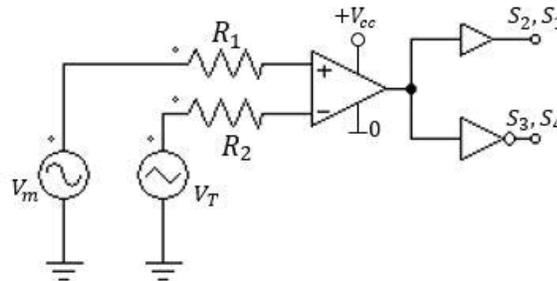


Figura 3-3: Circuito de comando respectivo.

Los interruptores están conectados a los transistores IGBT del circuito original, los cuales funcionan complementariamente para no provocar cortocircuitos indeseados dentro del inversor. El resultado de esto es la forma de onda representada en la Figura 3-4.

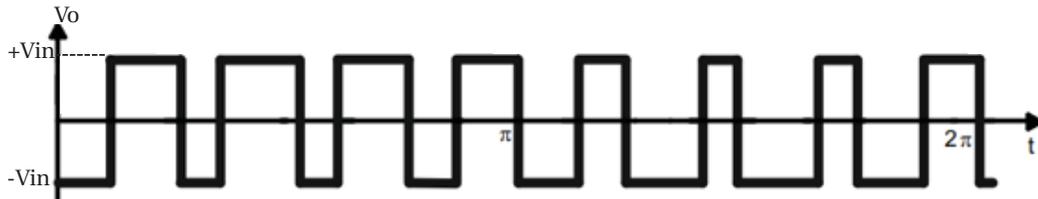


Figura 3-4: Comportamiento gráfico para dos niveles de tensión.

El tren de ondas mostrado en la Figura 3-4, es complementado en el capítulo N° 5 de simulaciones, donde se confirman los comportamientos en el tiempo de estas señales mencionadas recientemente.

3.1.2 Modulación PWM de tres niveles

Del mismo modo en que funciona el inversor de dos niveles de tensión [1], el de tres niveles posee un circuito similar, que es mostrado en la Figura 3-5.

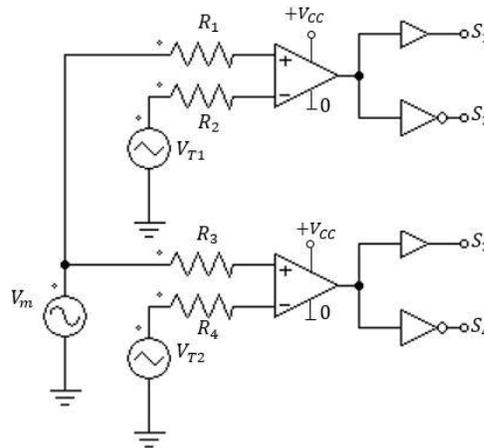


Figura 3-5: Circuito de comando para tres niveles de tensión.

La operación a tres niveles de tensión a la salida del convertidor, indicada como V_0 , se logra mediante el comando correcto de los interruptores S1, S2, S3, S4. Ambas señales portadoras VT1 y VT2 deben estar desfasadas en 180° , de este modo, los IGBT trabajarán de forma complementaria.

La ventaja de utilizar modulación a tres niveles es que los pulsos de la tensión de salida V_0 , tienen un valor de frecuencia que corresponde al doble de la presente en la modulación vista en la sección anterior (de dos niveles).

Teniendo en cuenta estas consideraciones básicas, se obtienen los tres niveles correspondientes a $+V_{in}$, $-V_{in}$, y cero, tal y como se muestra en la Figura 3-6.

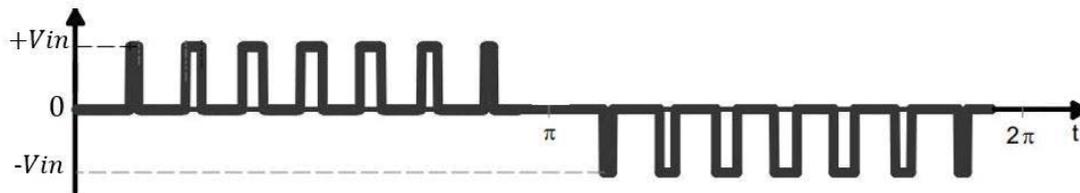


Figura 3-6: Registro gráfico de tres niveles de tensión.

Claramente es apreciable en el tren de ondas mostrado en la Figura 3-6 los tres niveles de tensión que es posible obtener con esta configuración.

3.1.3 Modulación multinivel para inversor puente H en cascada (CHB)

Dado que la topología correspondiente al puente H en cascada [15], se decide incorporar un par de expresiones que complementa el estudio de los MMC, donde para el puente H en cascada, la modulación por vector de espacio y basado en portadoras desplazadas tiene la ventaja de brindar energía balanceada a las celdas conectadas en serie del inversor. No obstante, en este estudio se enfoca en la modulación que utiliza señales portadoras desplazadas.

Si se considera una variable “M” que representa el número de submódulos (celdas) conectadas en serie dentro de la configuración de un inversor, se tiene que el número de señales portadoras está dado por M o 2M, dependiendo de la implementación utilizada.

El desfase angular entre las portadoras para ambos métodos está dado por la ecuación (10):

$$\phi = \frac{180^\circ}{M} \quad (10)$$

Para el caso de “M” portadoras, la señal de referencia esta invertida tal que hay dos señales de referencia (referencias: no invertida e invertida). Ambos métodos resultan en exactamente el mismo comando de los interruptores.

En un inversor puente H en cascada, la frecuencia aparente de conmutación de la tensión de salida de un puente H en cascada es el doble de la frecuencia de conmutación que un solo módulo IGBT. Con “M” submódulos conectados en serie, la frecuencia de conmutación aparente de la tensión de salida está expresada por la ecuación (11):

$$f_{conmutación_{ap}} = M \cdot f_{port} = 2 \cdot M \cdot f_{conm_{IGBT}} \quad (11)$$

Donde f_{port} corresponde a la frecuencia de la portadora y $f_{conm_{IGBT}}$ la frecuencia de un IGBT solo.

3.2 Modulación vectorial

Esta técnica válida para sistemas trifásicos consiste en aplicar un vector dado durante un período de muestreo determinado. El algoritmo de funcionamiento consiste en aplicar un vector más cercano al vector de referencia por un tiempo fijo. Esta selección se realiza a partir del vector de referencia y de un patrón de zonas definidas por hexágonos ubicados sobre el mapa de vectores sintetizables por el convertidor en cuestión. El método logra buenos resultados en términos de distorsión armónica y en la forma de onda de tensión de salida para convertidores que poseen varios niveles.

Este tipo de modulación presenta versatilidad al momento de requerir respuesta dinámica y/o operación a frecuencia variable, tales como accionamientos. Este tipo de modulación presenta tres aspectos que la destacan:

- Posibilidad de optimización de la cantidad de conmutaciones.
- Mayor aprovechamiento del bus de continua.
- Implementación natural en sistemas digitales.

A pesar de sus prestaciones, el uso de este método en la tecnología multinivel requiere administrar convenientemente todos los estados de conmutación disponibles, y la selección de estos no resulta sencilla dado el gran número de combinaciones.

3.3 Contenido armónico

El contenido armónico de una señal de salida, también conocida como THD (Total Harmonic Distortion) [2] es una desventaja presente en los inversores convencionales, ya que en términos eléctricos trae repercusiones a equipos conectados a la red lo cual trae repercusiones directas en la vida útil de los equipos y paralelamente puede resultar perjudicial a la red eléctrica. Es por esta razón, que el contenido armónico sirve como un indicador de la calidad del inversor, y aparecen los siguientes parámetros:

- Distorsión armónica total (THD) (12).

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (12)$$

Si bien el THD indica el contenido armónico total, no indica el nivel de cada uno de sus componentes.

- Factor de Distorsión (DF) (13).

$$DF = \frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2} \quad (13)$$

El factor THD (12) indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda determinada [2], después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden. Por lo tanto, este factor es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas indeseadas de una señal, sin necesidad de especificar un filtro de segundo orden.

Producto que el estudio de los MMC requiere también de un despliegue de simulaciones que comprueben el funcionamiento de estos dispositivos, se decide utilizar la técnica de modulación PWM sinusoidal basada en desfase de señales portadoras debido a que el software PSIM favorece y facilita el uso de este tipo de modulación.

4 Estrategias de control en MMC

En este capítulo se analiza un aspecto relevante en los Convertidores Modulares Multinivel (MMC), que es el control de estos dispositivos y las estrategias existentes para lograr esta propiedad. Los aspectos que surgen al hablar de estrategias de control en MMC son variados, como la regulación de tensión de los condensadores de los submódulos internos del convertidor, el balance energético en los brazos, control de potencia y las corrientes circulantes y de salida de este dispositivo.

A grandes rasgos el lazo abierto hace referencia al funcionamiento de un sistema sin una realimentación que detecte variaciones de las variables del conjunto en estudio. También conocidos como sistemas de encendido y apagado (ON-OFF) que cumplen una función única para la que fueron diseñados y no tiene capacidad de respuesta ante variaciones del sistema.

Por otro lado, el control en lazo cerrado tiene capacidad de adaptación ante cualquier perturbación que exista en el sistema de control, pudiendo “reaccionar” ante diferentes escenarios y cumplir las labores para las que fue diseñado.

A continuación, se profundiza en ambos casos, enfocando el estudio a sistemas de lazo cerrado.

4.1 Sistema en lazo abierto

Un sistema en lazo abierto, como se mencionó anteriormente, es el cual no posee una característica de adaptabilidad ante variaciones que tenga eventualmente un sistema de control. No tiene la capacidad de medir ni comparar su estado inicial con estados transitorios, por lo cual se convierte en un sistema de encendido-apagado.

En otras palabras, el sistema de control recibe una señal de entrada, la cual es procesada mediante los actuadores y luego se obtiene una consigna de salida, que depende de la configuración interna del sistema de control y las funciones para las cuales está programado [16].

La Figura 4-1 muestra un diagrama de bloques simplificado de este proceso en lazo abierto.

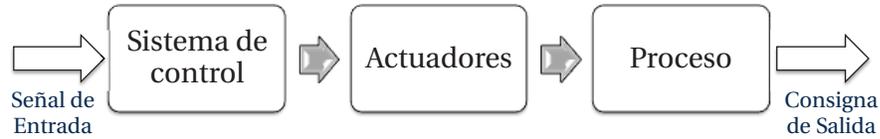


Figura 4-1: Diagrama básico de control en lazo abierto.

Este sistema no resulta ser el más apropiado al momento de realizar simulaciones debido a su deficiencia en adaptabilidad a las variaciones que tenga el circuito, específicamente las tensiones de los capacitores o eventuales corrientes circulantes que puedan afectar a la forma de onda de salida en la carga.

4.2 Sistema de control en lazo cerrado

Según la electrónica tradicional, para lograr el control de un dispositivo en lazo cerrado, se requieren tres condiciones básicas que deben estar presentes para lograr un control efectivo. Estas son la incorporación de sensor(es), controlador(es) y actuador(es). El primero es el encargado de básicamente medir la variable objetivo, el controlador mediante una referencia determinada se requiere que sea capaz de discriminar las señales que recibe comparándolas con la referencia y tomar una “decisión” y finalmente el actuador que realiza la función determinada que le entrega el controlador.

Este proceso corresponde a un lazo cerrado, ya que existe una realimentación interna de las variables del sistema, y los convertidores que tratan este estudio, no quedan fuera de esta categoría y se conoce que existen diferentes métodos para controlar las variables eléctricas del circuito del MMC.

A continuación, en la Figura 4-2 se muestra un esquema básico que representa el control que se pretende implementar en los MMC [16].

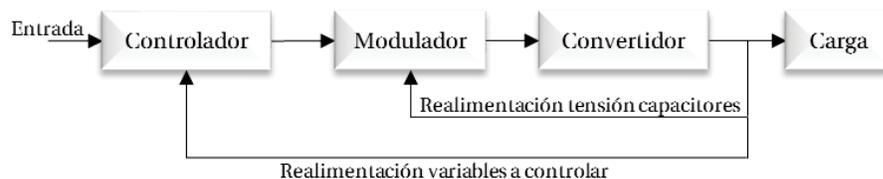


Figura 4-2: Diagrama básico de un controlador.

Claramente se aprecia que ante una señal de entrada que llega al controlado, este requiere de las demás secciones para cumplir sus funciones de control. Es imperante contar con una retroalimentación, que para este caso se muestra la tensión en los capacitores de submódulo. Esta realimentación brinda la capacidad de discriminar si la señal que sale del bloque denominado convertidor es correcta respecto de la referencia a la que fue configurada el sistema de control.

A grandes rasgos existen dos tipos de control, el basado en control clásico y el que utiliza modelos predictivos. Ambos casos serán descritos durante el desarrollo del presente capítulo.

4.3 Método clásico de control en MMC

El método denominado como control clásico relaciona diferentes variables eléctricas dentro del MMC, y es importante clasificar estas variables según los objetivos de control. La Figura 4-3 muestra un esquema que contempla estos objetivos según su importancia dentro de un convertidor multinivel estándar [8].

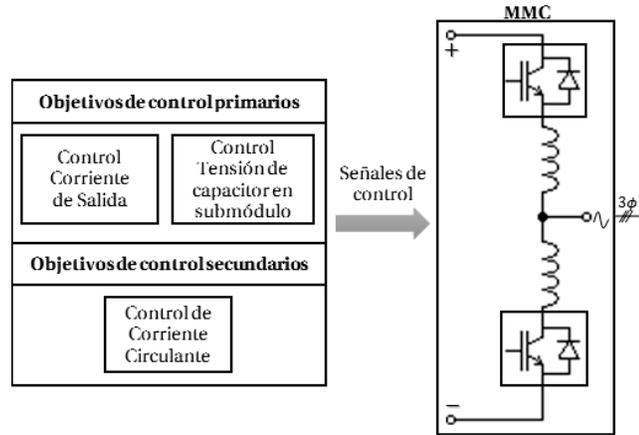


Figura 4-3: Control según objetivos.

Según los objetivos de control primarios, cuando se habla de la tensión en condensadores del submódulo, corresponde a un balance en sus niveles de tensión para un mismo rango establecido y también limitar el nivel de rizado en estos condensadores. Con esto se previene una falla en los submódulos o evitar problemas mayores en el desempeño del convertidor.

Adicionalmente el otro objeto de interés en temas de control es la corriente circulante ya que está directamente relacionada al tamaño, confiabilidad y eficiencia del MMC debido a que un control efectivo de dicha corriente ayuda a suprimir contenido armónico indeseado y, además, ayuda a mejorar el funcionamiento de la carga tanto en régimen transitorio como en estado estacionario.

Los submódulos en cada brazo son controlados para generar una tensión de salida correspondiente con la magnitud de corriente de salida en AC. En términos técnicos del área del control automático, un regulador P-I puede ser empleado para alcanzar bajo nivel de error entre la corriente real y la de referencia.

El voltaje de los condensadores de los submódulos considera el control en la tensión de pierna y la estrategia de balance de tensión. Esta última mantiene la tensión en dichos dispositivos almacenadores de energía en un valor constante dentro de un brazo. El balance de voltaje puede ser alcanzado mediante un controlador de lazo cerrado o una etapa de modulación mediante compuertas lógicas.

Este método de balance selecciona un cierto número de submódulos de los “N” disponibles por cada brazo para generar un nivel de tensión requerido.

El control de tensión por pierna regula la diferencia de potencial en los $2N$ condensadores existentes, generando una señal compensatoria V_{dtx} , la cual es integrada al circuito por la parte superior e inferior de las señales de modulación del MMC.

Del mismo modo, la corriente de salida y la circulante son procesadas utilizando un controlador de lazo cerrado, y generando comandos de control denominados v_{xi} y v_{xz} respectivamente.

Si se denominan los parámetros v_{xa} para la señal de modulación del brazo superior y v_{xb} para el brazo inferior [8]. Sumando esto con lo anteriormente explicado, se tienen las expresiones 14 y 15:

$$v_{xa} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{xi} - v_{xz} - v_{dtx} \quad (14)$$

$$v_{xb} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{xi} - v_{xz} - v_{dtx} \quad (15)$$

Con esto se logra el diagrama de bloques que representa la estrategia de control clásico [8] mostrado en la Figura 4-4.

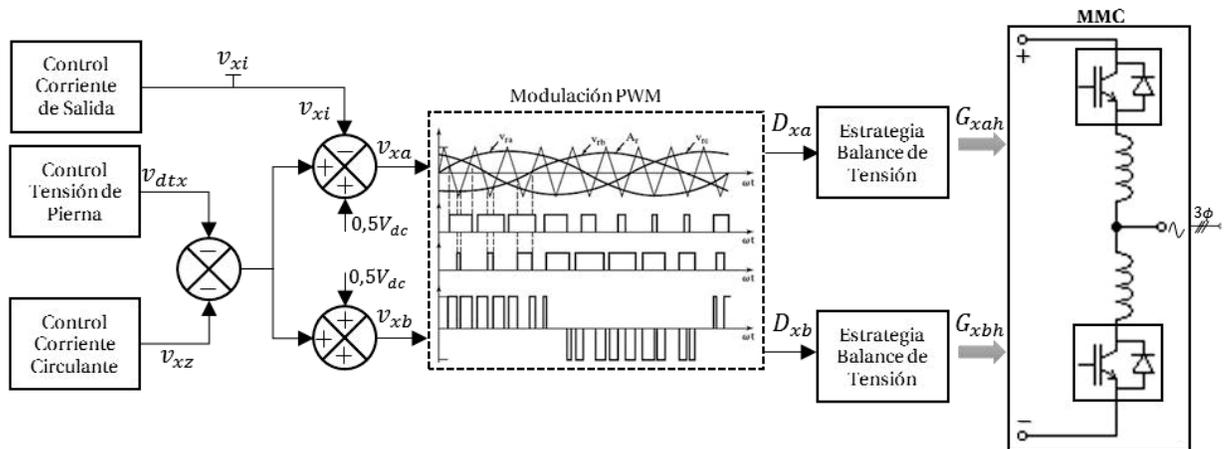


Figura 4-4: Esquema genérico de control en lazo cerrado.

Es apreciable que, en la sección media de la Figura 4-4, el método de control es usado con modulación PWM, donde las señales de modulación por brazo del MMC son comparadas con las señales portadoras correspondientes.

Las salidas de cada comparador de la sección de modulación PWM van juntas para obtener una forma de tensión normalizada denominada D_{xa} y D_{xb} para brazo superior e inferior respectivamente. Dicho voltaje normalizado tiene “N” niveles, y representa el número de submódulos necesarios para el correcto funcionamiento dentro de un brazo.

Una vez normalizada, esta tensión requiere pasar por un de balance de tensión que seleccione los submódulos basándose en valores instantáneos de tensión en condensadores y la dirección de,

por ejemplo, la corriente de brazo. Los submódulos seleccionados son insertados en dicho brazo para generar un nivel de tensión correspondiente con la forma de onda normalizada.

4.4 Control de tensión en los condensadores

Los niveles de tensión de los convertidores dependen de la cantidad de submódulos que estén conectados en serie en cada brazo. Independiente la topología utilizada, las tensiones deben ser controladas a un valor nominal. Para este control, resulta fundamental la tensión en los condensadores debido a que tiene repercusiones en la corriente de salida, mejoramiento de potencia y brindar un funcionamiento estable del convertidor.

El control de la tensión en condensadores se divide en dos secciones, primero es el control de tensión de pierna que regula $2N$ tensiones de condensador en cada brazo a un valor V_C , y la segunda es la estrategia de balance de tensión del condensador.

El control de tensión del condensador de cada submódulo está directamente relacionado con la regulación de acumulación de carga en este elemento. La ecuación básica de un condensador está dada por $i_C = C \frac{dV_C}{dt}$ donde i_C y V_C corresponden a la corriente y tensión del condensador respectivamente.

En diagramas de bloques [17], esta ecuación se representa según el esquema mostrado en la Figura 4-5.

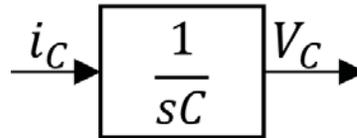


Figura 4-5: Expresión en diagrama de bloques del condensador.

Si se desea que la tensión del condensador siga un valor de referencia, la corriente debe ser ajustada de modo tal que se asemeje a la referencia establecida. Por lo tanto, es necesario un controlador que cuente con una retroalimentación que determine automáticamente (en un breve lapso) que corriente debe ser usada. Luego apoyándose en el esquema mostrado en la Figura 4-5, se requiere que el controlador emita la corriente requerida al condensador para controlar la tensión de este. Esta característica se logra teniendo como referencia el diagrama de bloques mostrado en la Figura 4-6.

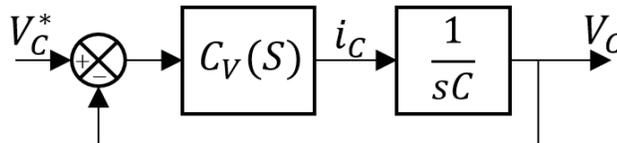


Figura 4-6: Retroalimentación de la tensión del condensador.

Para enviar la señal de control, el lazo de tensión necesita un actuador para producir la corriente que el controlador de tensión ordena. Este actuador de voltaje puede ser un inductor para el caso del MMC.

Sin embargo, esta acción debe ser rápida porque en un lazo de control, los actuadores deben verse como una función de transferencia de ganancia unitaria, con retardo de fase idealmente cero o muy pequeño. Por lo tanto, los anchos de banda de la curva de tensión se pueden sintonizar de una décima a una quinta parte del ancho de banda de la curva de corriente, esto como una regla general.

Todo esto en conjunto y mientras el lazo de corriente, existe una corriente de perturbación, denominada corriente circulante i_{circ} , la cual debe ser manejada por el controlador, como también la corriente del condensador y adaptarse a las nuevas condiciones dictadas por una eventual perturbación. Esta corriente está dada por la expresión N°16.

$$i_{circ} = \frac{i_u + i_l}{2} \quad (16)$$

La estrategia de balance de tensión asegura que la diferencia de potencial en cada condensador en una pierna es lo más similar a la tensión media determinada como referencia. Sumando las tensiones de los condensadores y dividiéndolos por el número de submódulos por pierna corresponde al voltaje medio real calculado. Tal y como se mostraba en la expresión de i_{circ} .

Además, esta corriente no puede alcanzar valores muy grandes por un periodo de tiempo extenso, ya que puede ser limitada por la potencia de los interruptores u otros componentes del circuito. Nuevamente, la referencia de la corriente i^* puede ser limitada y regulada por un controlador del tipo integral que se active al momento de detectar variaciones en el sistema y que aplique mediante un controlador las acciones según fue configurado.

Este equilibrio de tensión entre los submódulos del MMC es muy importante para su confiabilidad en operación, donde el principio básico del balance de tensión es controlar la carga y descarga de los condensadores respectivos en la base de la dirección de la corriente de brazo y el valor instantáneo de tensión en los condensadores.

Si se contempla un circuito MMC simétrico, el cual no posea un sistema de control en lazo cerrado, el balance de tensión de los condensadores de cada submódulo se espera que sea automático en un momento determinado. No obstante, el tiempo que demore en alcanzar el balance de tensión puede ser muy alto, haciendo que esta situación no sea beneficiosa para un sistema eléctrico.

El balance de voltaje se puede lograr mediante control por pasos con un controlador PI de lazo cerrado que regule cada tensión de condensador independientemente. La salida del controlador PI es conectada a la señal de modulación de cada submódulo respectivamente.

Paralelamente este balance de tensiones puede ser logrado mediante etapas de modulación utilizando algoritmos que combinen funciones lógicas. Así, todos los submódulos en cada brazo son controlados simultáneamente.

4.4.1 Control de tensión de pierna

Este tipo de control emplea un voltaje externo y un lazo de control de corriente interna. El lazo de voltaje externo regula la tensión de los $2N$ condensadores respectivos en cada pierna a un valor constante V_C^* el cual es igual a la tensión del condensador V_C . El lazo de control de tensión minimiza el error entre la referencia y la tensión media real y brinda una corriente DC denominada i_{xd}^* [18].

La Figura 4-7 muestra lo anteriormente comentado como un diagrama de bloques.

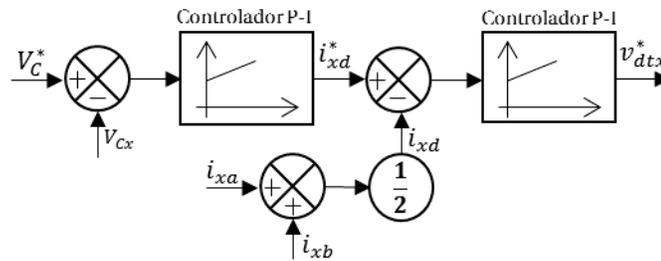


Figura 4-7: Diagrama de bloques para control de tensión de pierna.

Tal y como se aprecia en la Figura 4-7, el control de tensión depende de la medición efectiva de la tensión de pierna y la referencia establecida dentro del circuito, para luego pasar por un controlador P-I (proporcional-integral).

Del mismo modo las corrientes i_{xa} e i_{xb} [20] pasan por un sumador que luego las divide por 2 en caso de tener un sistema monofásico y por 6 si se tiene un sistema trifásico. Señal que luego pasa por otro comparador, el que diferencia la señal proveniente del controlador que comprara la tensión de pierna con el promedio de las corrientes, para así resultar la tensión de referencia V_{dtx}^* .

Para profundizar más en el tema del control en lazo cerrado y la importancia de implementar estos mecanismos en los circuitos estudiados, se realizan una serie de simulaciones en el capítulo de simulaciones donde se presentan variantes en lazo abierto (L. A) y cerrado (L. C) de diferentes inversores y circuitos MMC.

5 Simulaciones software PSIM

En el presente Capítulo se abordan una serie de simulaciones realizadas en el software computacional PSIM [22], las cuales refuerzan y apoyan el amplio estudio de los inversores y los Convertidores Modulares Multinivel desde su versión más básica.

Para mantener un orden con respecto a los capítulos desarrollados anteriormente en el marco teórico, se procede a incorporar las simulaciones en orden creciente de complejidad, iniciando con inversores de medio puente en cascada, con y sin control para las variantes monofásica y trifásica.

5.1 Inversor medio puente en cascada

Para lograr un mejor entendimiento de los MMC, se inicia el este capítulo de simulaciones con uno de los submódulos mencionados en el Capítulo N°2 y en el marco teórico, correspondiente a la configuración de medio puente en cascada (cascaded half bridge submodule). Esta topología fue mostrada anteriormente en la Figura 2-6, donde se esperan tres niveles de tensión de salida: $V_{C1} + V_{C2}$, $+V_{C1}$ y cero (V), donde $+V_{C1}$ es la tensión continua presente en el condensador de cada configuración respectivamente.

5.1.1 Simulación lazo abierto con fuentes DC independientes

Para comprender de mejor forma el submódulo a utilizar, se inician las simulaciones con el modelo básico del convertidor, utilizando dos fuentes de tensión continua con el fin de apreciar de mejor forma el comportamiento esperado como caso ideal. Además, esta no incorpora ningún tipo de control, sino que solamente es regulado mediante modulación PWM sinusoidal según se muestra en la Figura 5-1.

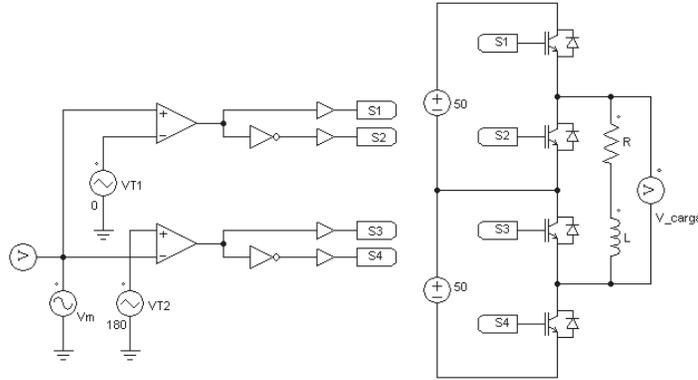


Figura 5-1: Inversor medio puente en cascada con fuentes DC independientes.

Esta simulación, es realizada con dos fuentes de tensión continua idénticas de 50 (V), una carga R-L de resistencia de 10 [kΩ] e inductancia de 100 [mH]. Todo esto con un índice de modulación de 0.9 (arbitrario). Los parámetros de las señales portadoras son mostrados en la Tabla 5-1.

Tabla 5-1: Parámetros simulación medio puente N°1.

Elemento	Vpp [V]	Frequency [Hz]	Duty Cycle	DC Offset	Tstart	Phase Delay
VT1	2	5000	0.5	-1	0	0°
VT2	2	5000	0.5	-1	0	180°

Considerando los parámetros de simulación de la Tabla 5-1, se obtiene la forma de onda de tensión de salida en la carga R-L que es mostrada en la Figura 5-2 para un tiempo comprendido entre 0.1 y 0.2 (s).

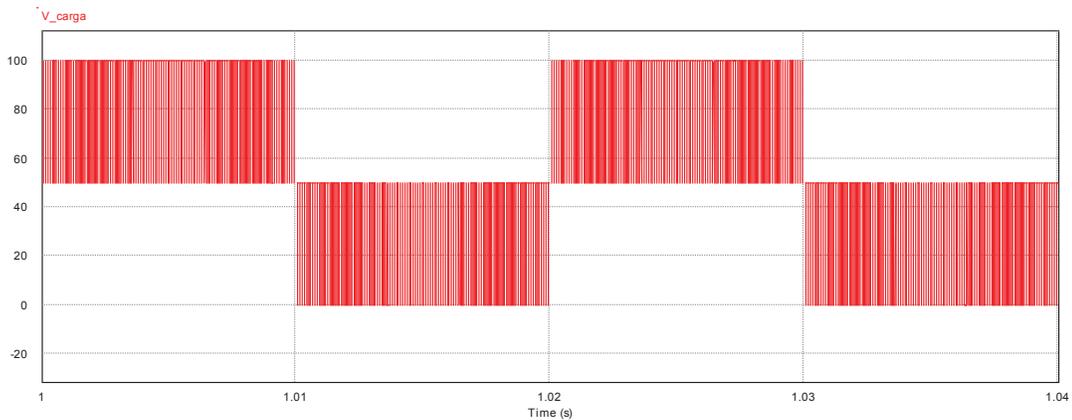


Figura 5-2: Tensión de salida en simulación medio puente N°1.

Es claramente apreciable en la Figura 5-2 que la tensión obtenida en la salida del inversor corresponde a la forma típica de un sistema con modulación PWM sinusoidal incorporado a un MMC de medio puente conexión en cascada de tres niveles (100, 50 y 0 V) con un contenido armónico y ondulación prácticamente despreciables.

5.1.2 Simulación en lazo abierto con fuente DC única

Se propone un segundo escenario donde la fuente de tensión continua, en esta oportunidad, es única y posee una magnitud de 100 [V], y para lograr las mismas funciones que se tienen para fuentes DC independientes, se apoya en el uso de condensadores DC de igual valor de capacitancia, ambos sin carga inicial para la conexión de medio puente en cascada para el MMC, el cual utiliza modulación PWM con los mismos parámetros descritos en la Tabla 5-1.

Los elementos eléctricos utilizados para configurar el circuito son mencionados en la Tabla 5-2.

Tabla 5-2: Parámetros simulación medio puente N°2.

Elemento	Magnitud	Tensión inicial
E	100 (V)	-
R	10 (k Ω)	-
L	100 (mH)	-
C1	3.3 (mF)	0 (V)
C2	3.3 (mF)	0 (V)

Estos dispositivos eléctricos son dispuestos de forma tal como se muestra en la Figura 5-3.

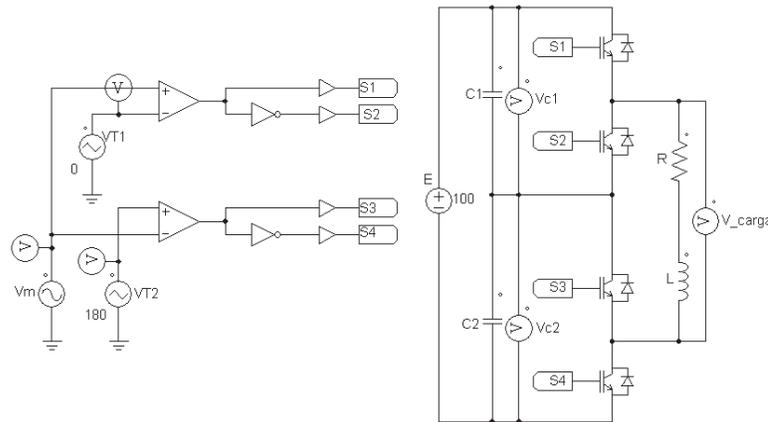


Figura 5-3: Inversor puente medio en cascada con fuente DC única.

A partir de este circuito MMC de medio puente en cascada, el cual cuenta con una fuente de tensión única, la cual alimenta a los dos condensadores de submódulo presentes.

La forma de onda de la tensión de salida en la carga se muestra en la Figura 5-4.

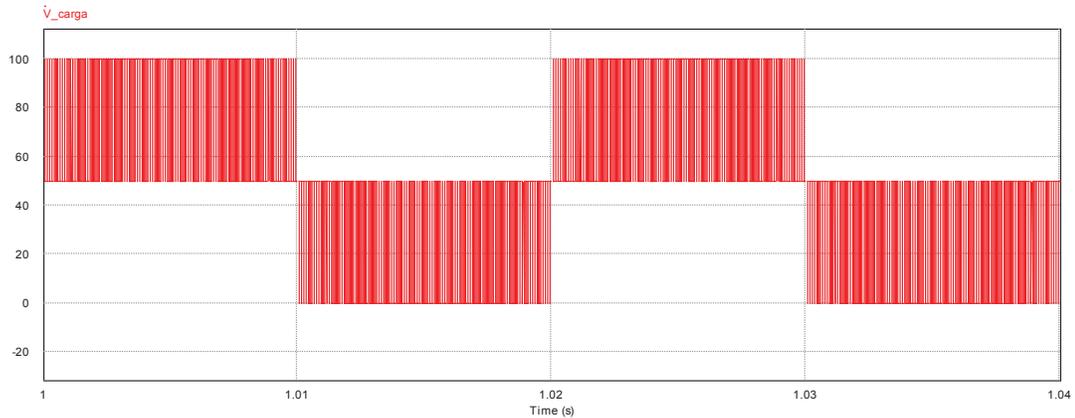


Figura 5-4: Tensión de salida en la carga para la simulación de medio puente en cascada.

Es apreciable en la Figura 5-4 que la ondulación presente en la forma de onda de la tensión de salida del convertidor DC-AC, es mínima, debido a la simetría del circuito expuesto.

Si se hace un acercamiento a la tensión de los condensadores, es posible apreciar que su funcionamiento en el tiempo presenta una componente de rizado mínima, producto del comportamiento típico de carga y descarga que los caracteriza. La Figura 5-5 facilita la visualización de lo recién mencionado.

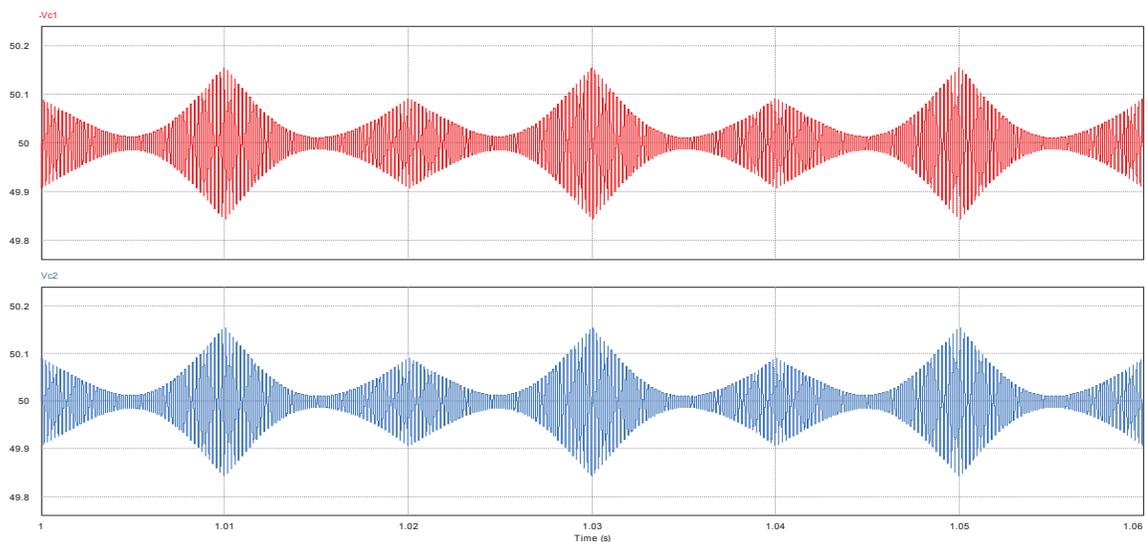


Figura 5-5: Tensión presente en los condensadores del circuito.

Resulta evidente que según la Figura 5-5 el rizado de los condensadores es muy bajo como para causar efectos nocivos en los dispositivos y no afecta en el proceso de balance de sus tensiones de operación a medida que el MMC se encuentra en régimen transitorio.

Dado que recientemente el circuito mostrado en la Figura 5-3 utilizaba condensadores sin carga inicial, se decide profundizar en este circuito dejando al condensador C1 con una tensión inicial igual a 10 (V), donde el resultado de la tensión en dicho capacitor, se muestra en la Figura 5-6.

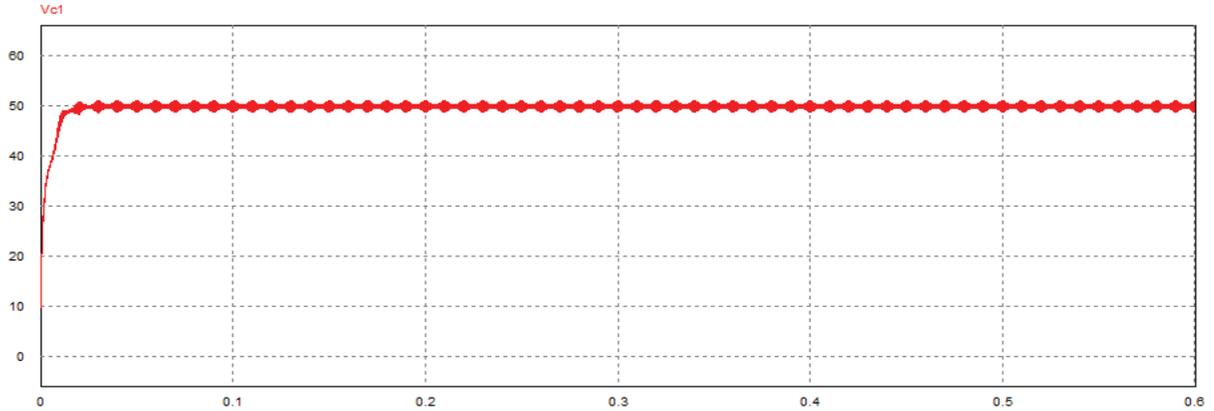


Figura 5-6: Tensión del condensador C1.

Es posible apreciar en la Figura 5-6 que a pesar de que el condensador C1 posee carga inicial, este se carga desde los 10 (V), alcanzando un balance de tensión automático en el entorno de los 50 (V) debido a la configuración simétrica que posee el circuito simulado, y a que los valores de capacitancia de ambos elementos son los mismos.

Considerando este escenario, donde no existe un mecanismo de control para la tensión de ninguno de los condensadores, el balance de tensión demora alrededor de 0,02 (s), que es bastante rápido. Este tiempo podría ser mayor en otras topologías y pudiese afectar en propiedades de eficiencia y funcionamiento ideal del convertidor propiamente tal.

5.1.3 Simulación en lazo cerrado con fuente DC única

Otro escenario propuesto para la configuración de medio puente en cascada incorpora un mecanismo de control en lazo cerrado para el balance automático de tensión en los condensadores de submódulo.

Considerando que el caso anterior analizado en 5.1.2, donde el tiempo que demoraba el balance de tensión de los condensadores era “lento”, teniendo en cuenta las desventajas que este retraso tendría, se decide incorporar un mecanismo de control, el cual se puede implementar mediante el uso de la Herramienta C-Block del software PSIM, la cual requiere de un código de programación en lenguaje C.

El circuito utilizado para el desarrollo de esta simulación de medio puente en lazo cerrado para un MMC con fuente DC única, es mostrado en detalle en la Figura 5-7.

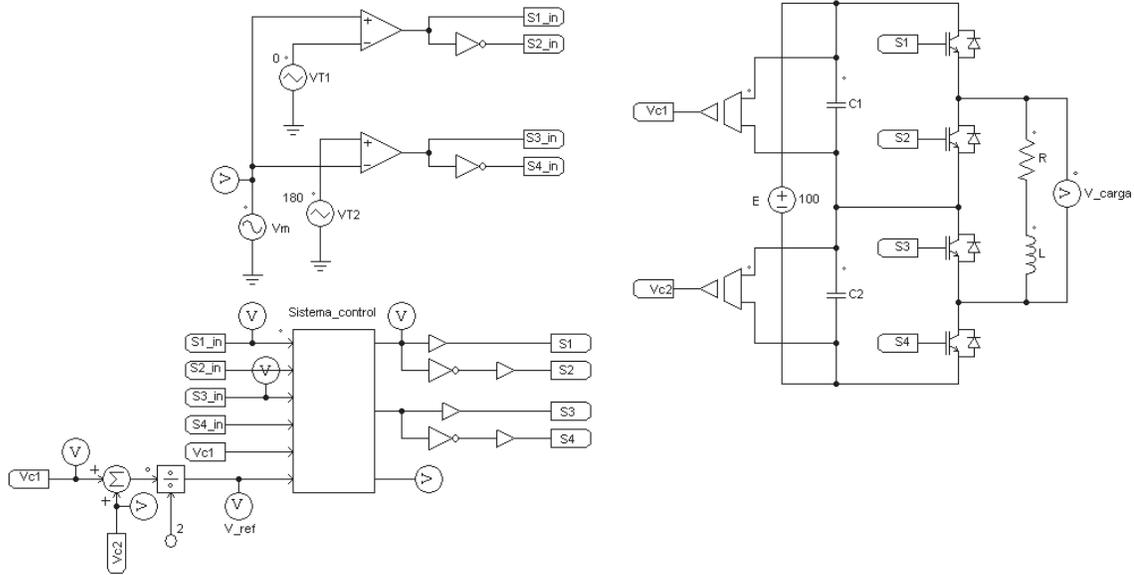


Figura 5-7: Sistema de control propuesto para simulación medio puente en cascada fuente única.

Ahora, es importante responder a la interrogante: ¿cómo funciona el mecanismo de control implementado en el circuito?

Esta incorporación al circuito realiza mediciones instantáneas en las tensiones de ambos condensadores C1 y C2, donde se calcula el promedio de voltajes mediante la suma de ambas, divididas por dos, para así obtener exactamente la mitad de la alimentación DC, en este caso $100/2 = 50$ (V). Esta señal pasa a ser la tensión de referencia que entra a la unidad lógica descrita en la Figura 5-7 como *Sistema_control*.

A este bloque también ingresan los estados que entrega el sistema de modulación PWM sinusoidal.

La unidad lógica analiza los estados que recibe, y según cual llega a cada terminal, obtiene otros estados que se describen a continuación:

Considerando que $S_n = 1$ corresponde al estado ON y $S_n = 0$ estado OFF:

- Si se tiene $S1=1, S2=0, S3=0$ y $S4=1$; la tensión en la carga R-L es la máxima, y ningún condensador se carga/descarga. El estado que se tiene en la salida de la unidad lógica es la misma.
- Si se tiene $S1=0, S2=1, S3=1$ y $S4=0$; la tensión en R-L es cero, y ningún condensador se descarga/carga. El estado que sale de la unidad lógica es la misma.

Los otros estados faltantes: ($S1=1, S2=0, S3=1, S4=0$) y ($S1=0, S2=1, S3=0, S4=1$) provocan una salida en la carga R-L igual a la tensión en los condensadores individuales, por lo que uno de ellos empezará su descarga, mientras que el otro inicia su proceso de carga. En este caso, entra en juego la tensión de referencia. Si el condensador está por debajo de la referencia, entonces se cambia al

estado en que se carga; si el condensador está por arriba de dicha tensión, entonces cambia al estado que se descarga, y así oscila en torno a los 50[V] tomados como voltaje de referencia (V_{ref}).

La tensión en el condensador del brazo superior se muestra en la Figura 5-8.

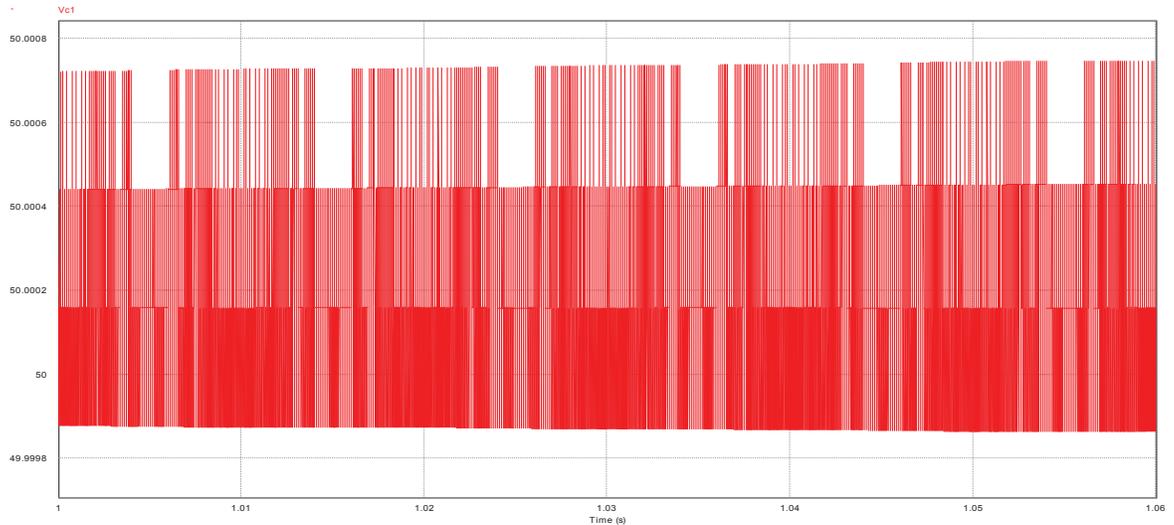


Figura 5-8: Tensión en el condensador del brazo superior del convertidor.

Resulta claramente apreciable en la Figura 5-8 que el valor de tensión del condensador C1 (idéntico al C2) posee un valor prácticamente igual a 50 (V) continuos, difiriendo sólo en pocas centésimas comparándolo con el circuito analizado en 5.1.2. Y el voltaje reflejado en la carga R-L es tal como si se estuviese en presencia de tensiones provenientes de fuentes continuas, o sea, prácticamente sin perturbaciones en la señal respectiva.

Para comprobar el correcto comportamiento del circuito luego de añadirse el sistema de control en lazo cerrado, se muestra en la Figura 5-9 la tensión de salida, medida en la carga R-L.

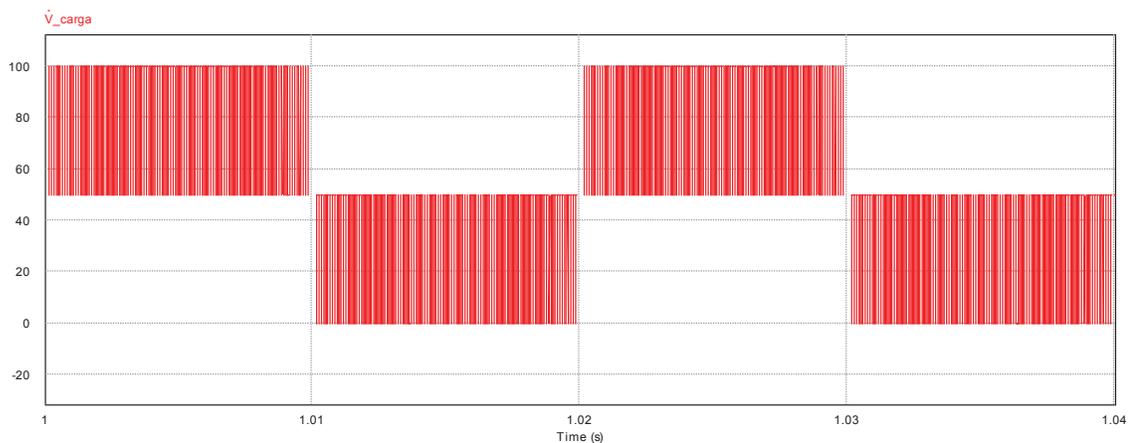


Figura 5-9: Tensión de salida del inversor con lazo cerrado incorporado.

Es posible visualizar en la Figura 5-9 que el comportamiento del convertidor medio puente en cascada con la incorporación del sistema de control, logra el cometido de mantener la tensión de

salida de tres niveles esperada, tal y como en los casos anteriores, comprobando que el control en lazo cerrado es efectivo.

Finalmente, se decide hacer un desbalance en las tensiones de los condensadores, para así comprobar la robustez del sistema de control desarrollado. Los nuevos parámetros con los que se configura el circuito son mostrados en la Tabla 5-3.

Tabla 5-3: Variación en la tensión inicial de los condensadores.

Elemento	Magnitud	Tensión inicial
E	100 (V)	-
R	10 (k Ω)	-
L	100 (mH)	-
C1	3.3 (mF)	10 (V)
C2	3.3 (mF)	90 (V)

Ante tal desbalance, la propiedad de adaptabilidad al cambio del sistema de control incorporado logra que el balance de tensión en ambos condensadores sea prácticamente automático, hecho que es mostrado en la Figura 5-10 para ambos condensadores.

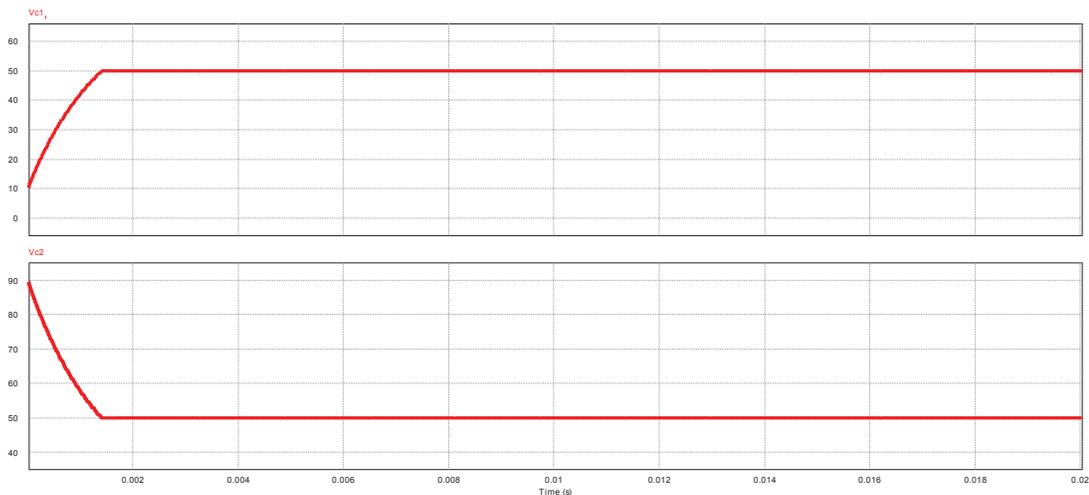


Figura 5-10: Tensión en ambos condensadores C1 y C2.

Resulta claramente apreciable el balance de tensión para C1 y C2, los cuales parten la simulación con carga inicial de 10 y 90 (V) respectivamente, logrando un balance de ambos en 50 (V) en un tiempo muy corto.

Haciendo un acercamiento a la tensión en C1 (a modo de ejemplo) se aprecia que alcanza la tensión de referencia casi instantáneamente. Esta característica se muestra en la Figura 5-11.

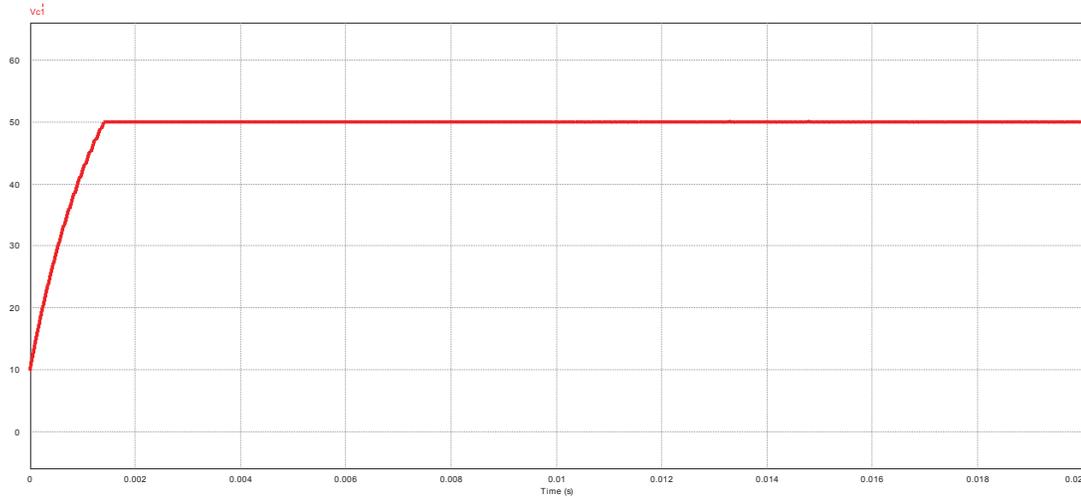


Figura 5-11: Balance de tensión en condensador C1 con mecanismo de control.

Es apreciable que el condensador C1 alcanza al voltaje de referencia de forma muy rápida, hecho que es provocado por el bloque de simulación que regula directamente a la modulación del sistema PWM, el cual abre o cierra los interruptores IGBT para que se establezca el balance de tensión.

Es conveniente mencionar, que el sistema de control diseñado, que se mostró en la Figura 5-7, el cual se apoyaba en el código del bloque *Sistema_control* brinda la opción de cambiar tanto la magnitud de la tensión inicial de los condensadores como así también el valor de capacitancia de estos elementos. Aun así, ante la variación de ambos parámetros el balance de tensión es efectivo y es prácticamente instantáneo al igual como se mostraba en la Figura 5-10.

5.2 Simulación medio puente en cascada como MMC

Una vez explicado en detalle el funcionamiento como submódulo único para la topología de medio puente en cascada, y comentada su capacidad natural de balancear la tensión de los condensadores, se procede a estudiar esta topología incorporándola en un circuito dispuesto según la configuración MMC, pero en lazo abierto en régimen transitorio, para así entender de mejor forma su comportamiento en el tiempo.

5.2.1 Medio puente (MP) en cascada único por brazo

Primeramente, se dispone la topología mencionada para ser utilizada con un submódulo por cada brazo del convertidor modular multinivel. Para lograr esto, es necesario utilizar el circuito de lazo abierto mostrado en la Figura 5-12.

Para el estudio dicho circuito MMC se evalúan variados escenarios que difieren en la característica de la carga y la magnitud de la inductancia de brazo, de modo tal que sea posible visualizar el comportamiento del circuito ante variaciones de los parámetros mencionados.

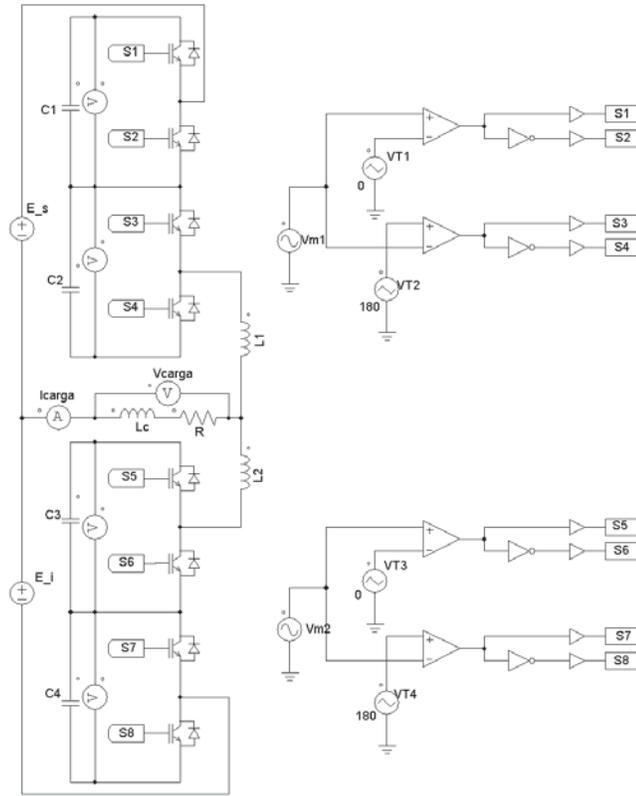


Figura 5-12: MMC monofásico con un medio puente en cascada por brazo.

El circuito mostrado en la Figura 5-12 contempla un convertidor modular multinivel conformado por dos submódulos medio puente en cascada, uno para el brazo superior y otro en el brazo inferior, los cuales están unidos por dos inductancias de brazo denominadas como L_1 y L_2 que se conectan a una carga resistiva R – inductiva (L_c).

Para todos los casos estudiados se alimenta el circuito con dos fuentes de tensión continua (una por cada brazo) mostradas en la Figura 5-12 como E_s (para brazo superior) y E_i (para el brazo inferior) ambas de magnitud igual a 200 (V). Estas fuentes alimentan directamente a los condensadores (C_n) que poseen igual valor de capacitancia (3.3 mF).

También es necesario mencionar que la activación y control de los interruptores IGBT presentes en el circuito utilizan la modulación PWM sinusoidal con señales portadoras desfasadas. Los parámetros empleados para configurar las señales moduladoras se muestran en la Tabla 5-4.

Tabla 5-4: Parámetros de las fuentes moduladoras.

Elemento	Vpeak [V]	Frequency [Hz]	Phase angle	DC Offset
Vm1	0.8	50	0	0
Vm2	0.8	50	180°	0

A su vez, es necesario disponer de cuatro (4) fuentes triangulares (portadoras), dos que modulan el brazo superior desplazadas en 180° y dos al brazo inferior con el mismo desfase respectivo.

Estas fuentes juegan un rol importante dentro de la modulación PWM sinusoidal ya que su correcta configuración angular dentro del circuito permite lograr el funcionamiento apropiado de la conmutación de los interruptores IGBT. En la Tabla 5-5 se muestran los valores utilizados en la simulación para las señales triangulares.

Tabla 5-5: Valores de las fuentes portadoras.

Elemento	Vpp [V]	Frequency [Hz]	Duty Cycle	DC Offset	Tstart	Phase Delay
VT1	2	500	0.5	-1	0	0°
VT2	2	500	0.5	-1	0	180°
VT3	2	500	0.5	-1	0	0°
VT4	2	500	0.5	-1	0	180°

Para una mejor comprensión, es importante mencionar que si bien existen ángulos de desfase común entre las señales portadoras (0 y 180° respectivamente) esto no genera redundancia en el circuito, debido a que las señales sinusoidales (moduladoras) ya cuentan con un desfase de 180°, haciendo que la modulación PWM del circuito, sea efectivo y se logre el funcionamiento correcto del sistema.

Para efectos de este circuito se utiliza un índice de frecuencia (m_f) par igual a 10, condición que resulta de interés para ser comparada con casos posteriores que se realizan con un índice de frecuencia impar, de modo de obtener conclusiones del efecto que este índice tiene en la carga.

El estudio de cada escenario se describe a continuación.

- Escenario 1: El primer escenario considera los parámetros mencionados en la Tabla 5-6.

Tabla 5-6: Parámetros utilizados en el escenario 1.

Elemento	Magnitud
L_c	0 (mH)
R	100 (Ω)
$L_1 = L_2$	0 (mH)
C_n	3.3(mF)

Del primer escenario correspondiente a una carga puramente resistiva y sin inductancia de brazo se obtienen tres curvas de interés: tensión, corriente y potencia instantánea de modo tal sea posible visualizar el comportamiento del circuito ante una carga de tal naturaleza.

A continuación, se muestra en la Figura 5-13 la forma de onda de tensión en la carga para dos ciclos completos de simulación.

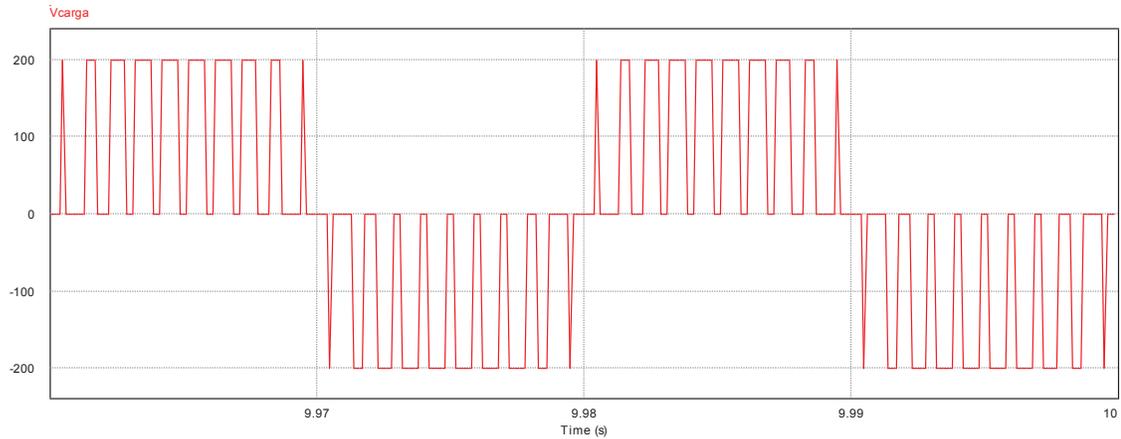


Figura 5-13: Forma de onda de la tensión en la carga para el escenario 1.

El primer aspecto importante para destacar es que el circuito está compuesto por dos submódulos alimentados por dos fuentes de tensión continua, el hecho de que estén unidas por un punto común permite obtener niveles positivos y negativos en la carga (salida) de +200 y -200 (V), característica propia de un MMC.

Es apreciable en la Figura 5-13 que la forma de onda de tensión es uniforme en secciones cercanas al eje horizontal sin indicios de ondulación en el transcurso de la simulación, hecho totalmente esperable debido a la naturaleza resistiva de la carga conectada al circuito.

También es importante comprobar el comportamiento de la corriente en la carga para visualizar cómo se comporta el circuito para casos de carga resistiva. El resultado obtenido de la curva de corriente se adjunta en la Figura 5-14.

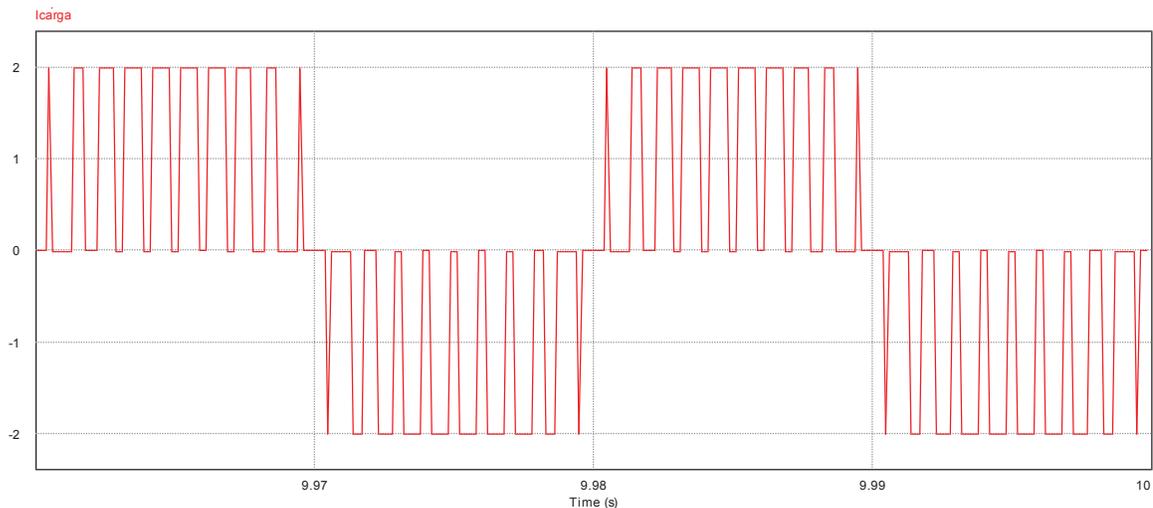


Figura 5-14: Forma de onda de la corriente en la carga.

Es apreciable en la Figura 5-14 debido a la naturaleza resistiva de la carga, el comportamiento de la corriente no presenta ondulaciones en su parte superior ni inferior, logrando una magnitud máxima de 2 (A).

Para analizar que ocurre con la potencia procesada por el sistema, se muestra en la Figura 5-15 el comportamiento de la potencia instantánea en la carga. Esta se obtiene al multiplicar la curva de corriente con la curva de tensión en el tiempo.

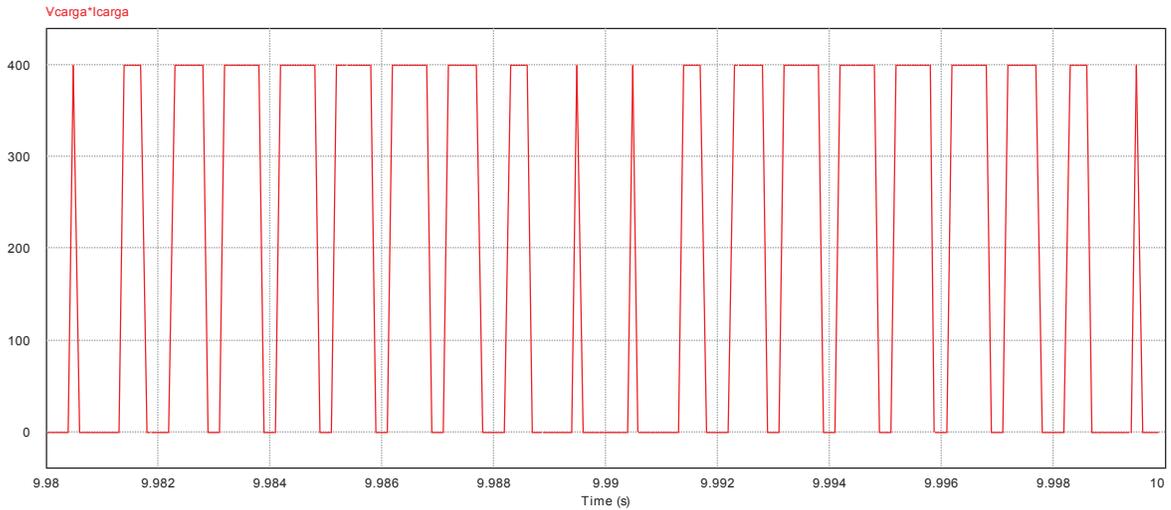


Figura 5-15: Potencia instantánea en la carga.

De esta simulación se visualiza claramente que la potencia máxima alcanza un valor de 400 (W), donde el valor efectivo de esta señal corresponde a 282 (W).

- Escenario 2: En este escenario se estudia una carga resistiva-inductiva donde el parámetro L_c representa a la inductancia de carga, no obstante, en este caso no está presente la inductancia de brazo. Para esta simulación se utilizan los parámetros que se muestran en la Tabla 5-7.

Tabla 5-7: Parámetros del circuito MP en cascada.

Elemento	Magnitud
L_c	100 (mH)
R	100 (Ω)
$L_1 = L_2$	0 (mH)
C_n	3.3(mF)

En la primera simulación, se espera observar las variaciones que puede traer la adición de la inductancia L_c en la carga. El resultado de esta simulación se muestra en la Figura 5-16.

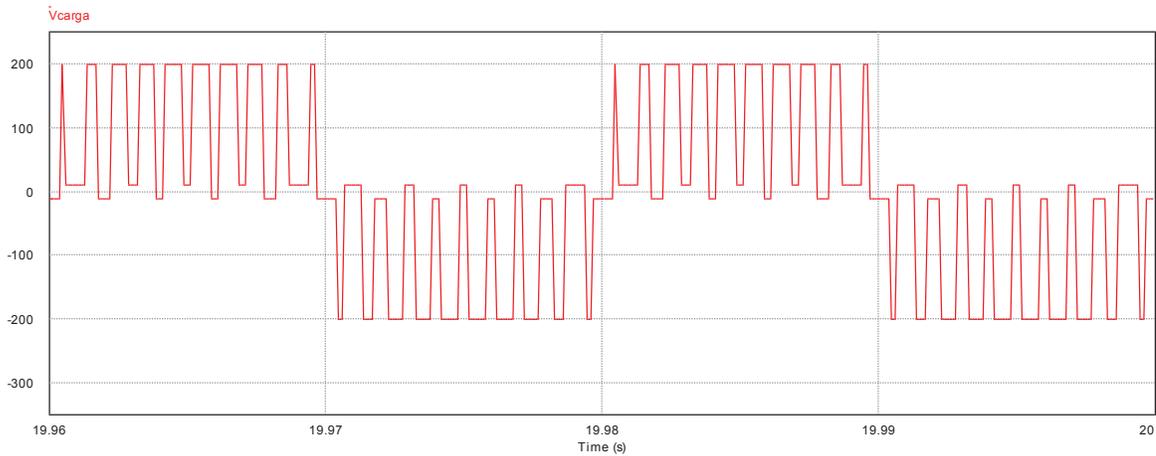


Figura 5-16: Forma de onda de tensión de salida para carga R-L.

Resulta apreciable en la Figura 5-16 que, al incorporar una inductancia en la carga, existe una leve ondulación en la parte cercana al eje horizontal, esto es producto de la naturaleza de la carga. Ya que la incorporación de dicha inductancia genera efecto ondulatorio causado por su característica de carga y descarga en estado transitorio.

Otro aspecto que resulta de interés para el circuito es la corriente en la carga, curva que es mostrada en la Figura 5-17.

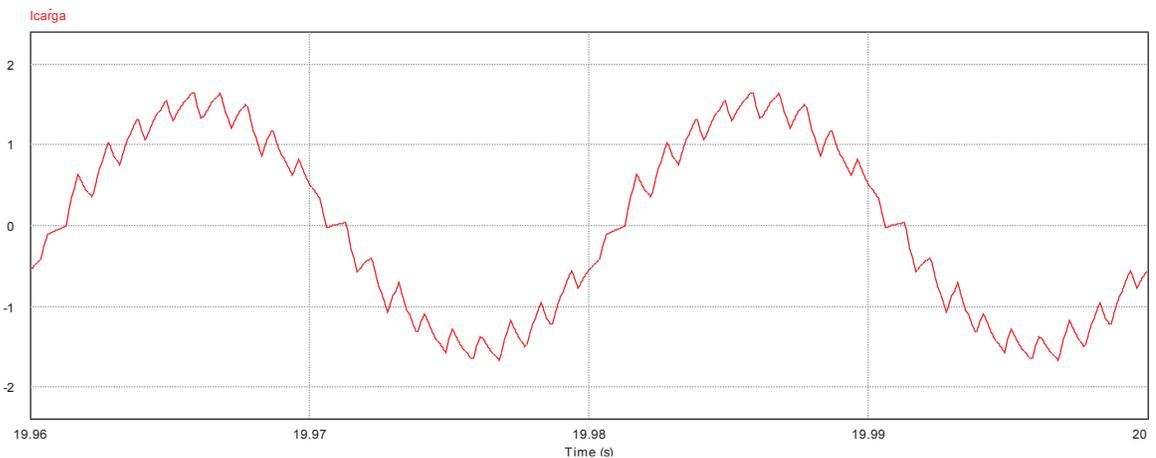


Figura 5-17: Forma de onda de la corriente en la carga R-L.

De la Figura 5-17 se aprecia que, existe una forma cuasi sinusoidal en la curva de corriente en la carga, pero con una gran presencia importante de ondulación en todo el tiempo de simulación.

Uniendo ambas curvas de tensión y corriente se tiene que el producto de estas ofrece la visualización de la potencia instantánea en la salida del MMC, la cual es mostrada en la Figura 5-18.

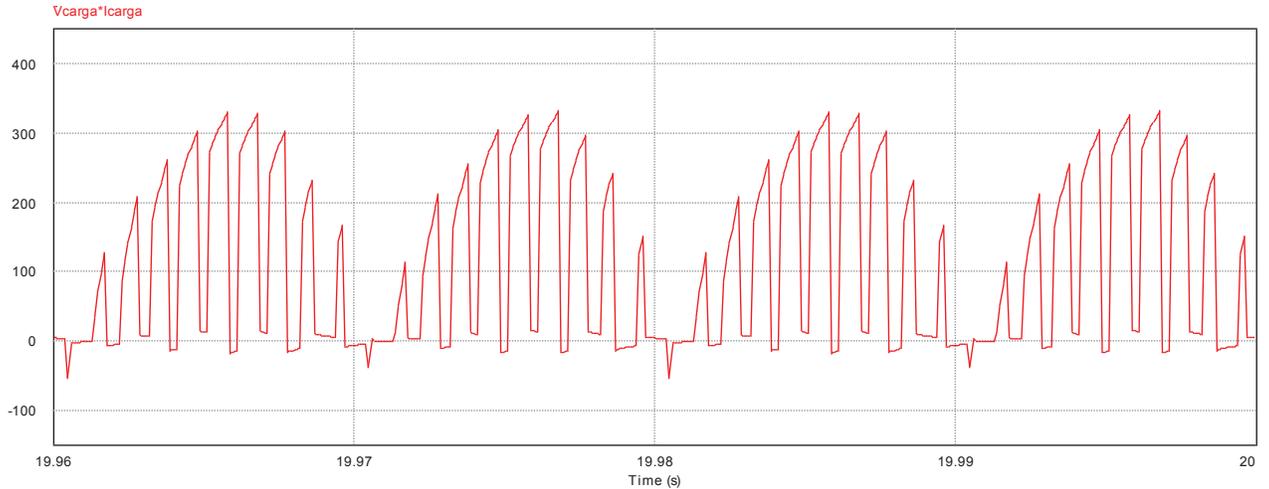


Figura 5-18: Curva de potencia en la carga.

De esta curva se puede mencionar que la potencia es mayoritariamente positiva, y dado que la medición se hace con referencia carga, la potencia es absorbida por dicha carga, obteniéndose una potencia máxima de 332 (VA) y una potencia efectiva de 171 (VA).

- **Escenario 3:** Para el tercer caso, se mantiene el valor de la carga, pero se modifica el valor de las inductancias de brazo (L_1 y L_2 , para apreciar de mejor forma el efecto que incorporación produce en el comportamiento del circuito y las repercusiones que trae en las formas de onda de la carga. Para este escenario se utilizan los parámetros mostrados en la Tabla 5-8.

Tabla 5-8: Parámetros del circuito para el tercer escenario.

Elemento	Magnitud
L_c	100 (mH)
R	100 (Ω)
$L_1 = L_2$	10 (mH)
C_n	3.3(mF)

De este nuevo caso, el realizar la simulación permite estudiar nuevamente variables de importancia dentro de los convertidores modulares multinivel como la tensión y corriente instantánea en la carga.

Para el caso de la tensión en la salida de este convertidor, se muestra en la Figura 5-19 el comportamiento de esta variable para dos periodos completos de simulación.

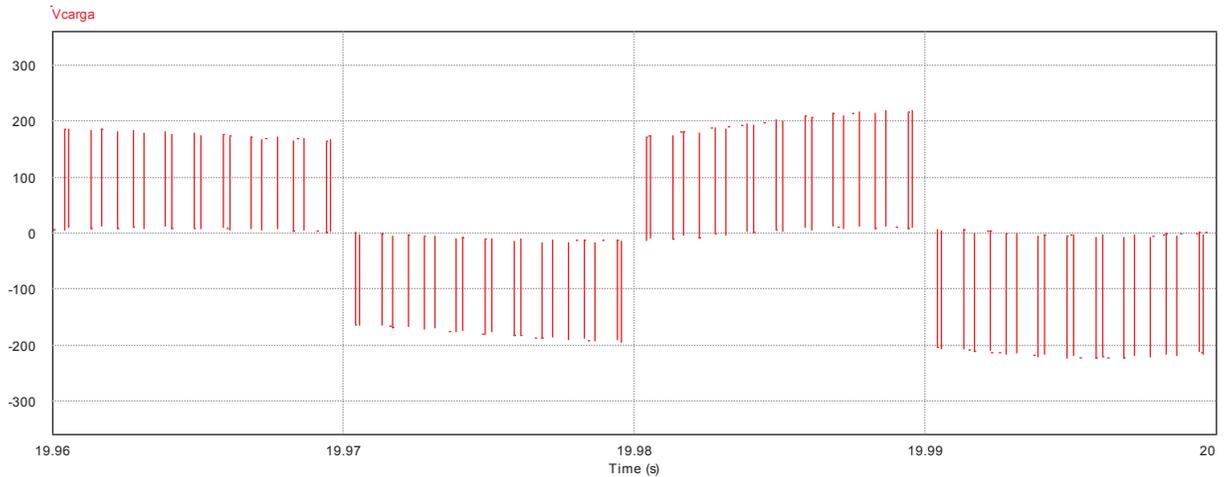


Figura 5-19: Curva de tensión en la carga para inductancia de brazo distinta de cero.

Resulta apreciable en la Figura 5-19 que el comportamiento de la tensión en la carga presenta menor contenido ondulatorio en sectores cercanos al eje horizontal con respecto al escenario 2 donde no existía inductancia de brazo. Este efecto se hace presente ya que la inductancia de brazo brinda un mejor funcionamiento del circuito y de la energía que llega a la carga. Esto es apreciable también en las mejoras que trae en la corriente de salida, la cual se muestra en la Figura 5-20.

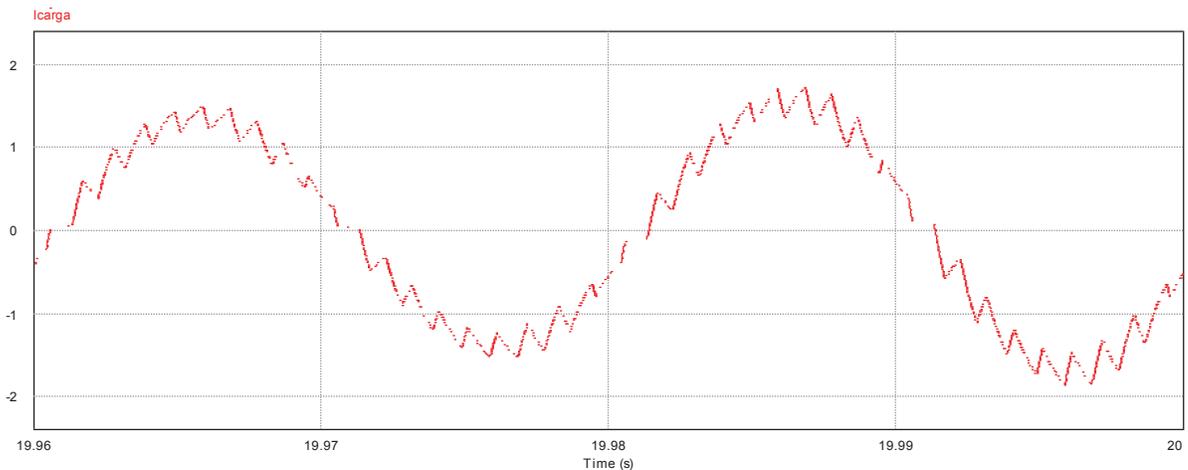


Figura 5-20: Forma de onda de la corriente en la salida del convertidor.

Se aprecia en la Figura 5-20 que la característica cuasi sinusoidal de la curva se hace presente, no obstante, todavía existe una ondulación y rizado considerable dentro de esta gráfica, este efecto es menor que en caso anterior que no se tenía inductancia de brazo.

- **Escenario 4:** Para este caso se decide mantener los parámetros de carga e inductancia de brazo constantes, pero se aumenta el valor de la capacitancia de modo tal sea posible visualizar el comportamiento del circuito ante esta variación y así obtener conclusiones más concretas.

Se espera que el aumento de la magnitud de los condensadores es lograr un entendimiento claro del aporte de condensadores más grandes y ver si estos pueden llegar a reemplazar de forma satisfactoria a las fuentes de tensión DC.

La primera simulación se realiza con los parámetros mostrados en la Tabla 5-9, donde no existe inductancia de brazo.

Tabla 5-9: Parámetros utilizados en el cuarto escenario.

Elemento	Magnitud
L_c	100 (mH)
R	100 (Ω)
$L_1 = L_2$	0 (mH)
C_n	10 (mF)

El motivo de esta simulación sin inductancia de brazo en el circuito es concluir de forma correcta como es la influencia positiva (o negativa) de dicho elemento, para luego ser comparado con un circuito que incorpore la inductancia en ambos brazos del MMC.

La curva que describe el comportamiento de la tensión en la carga R-L es mostrada en la Figura 5-21.

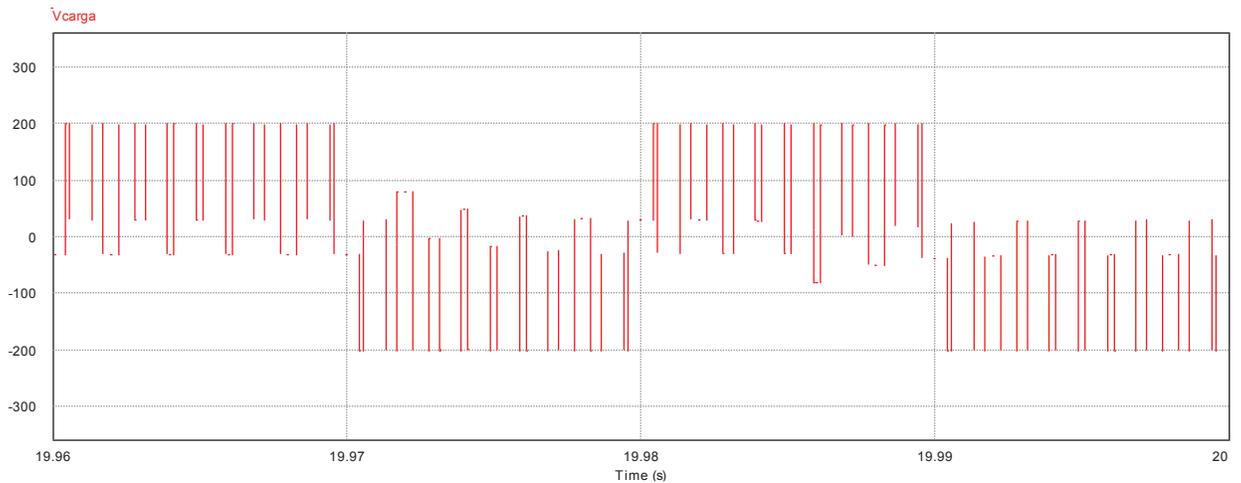


Figura 5-21: Forma de onda de la tensión de salida para MMC sin inductancia de brazo.

Al analizar la Figura 5-21 resulta apreciable de forma clara que el aumento de la magnitud de los condensadores no evita el apreciable contenido ondulatorio en la curva, teniendo un comportamiento oscilatorio en sectores cercanos al eje horizontal.

Para una mejor apreciación del efecto nocivo de no utilizar inductancia de brazo, se muestra en la Figura 5-22 la curva de la corriente de salida del convertidor.

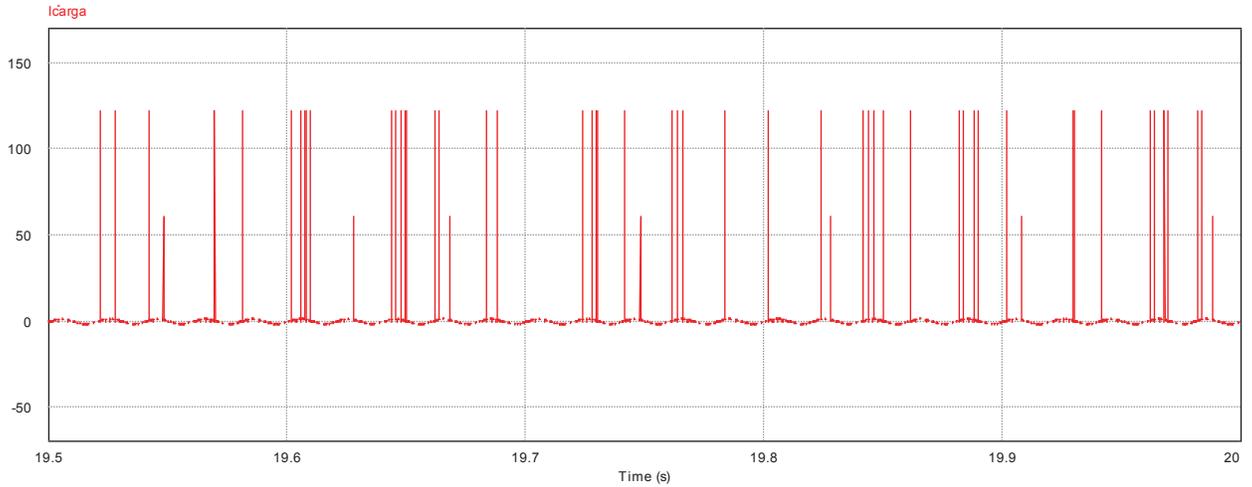


Figura 5-22: Comportamiento de la corriente en la carga para MMC sin inductancia de brazo.

Es posible observar en la Figura 5-22 que el hecho de tener una inductancia de brazo igual a 0 (mH) provoca importantes alzas en la corriente alcanzando valores de hasta 125 (A), hecho que pudiese llegar a ser perjudicial para el funcionamiento de un sistema eléctrico, haciendo que el MMC no sea una buena opción para procesamientos de altos niveles de energía eléctrica.

- **Escenario 5:** Para el quinto escenario se incorporan inductancias (L_1 y L_2) distintas de cero para ambos brazos del convertidor en conjunto con los parámetros mostrados en la Tabla 5-10.

Tabla 5-10: Parámetros del circuito pertenecientes al escenario 5.

Elemento	Magnitud
L_c	100 (mH)
R	100 (Ω)
$L_1 = L_2$	10 (mH)
C_n	10 (mF)

El resultado que arroja la simulación permite visualizar la forma de onda de tensión en la carga, que se muestra en la Figura 5-23.

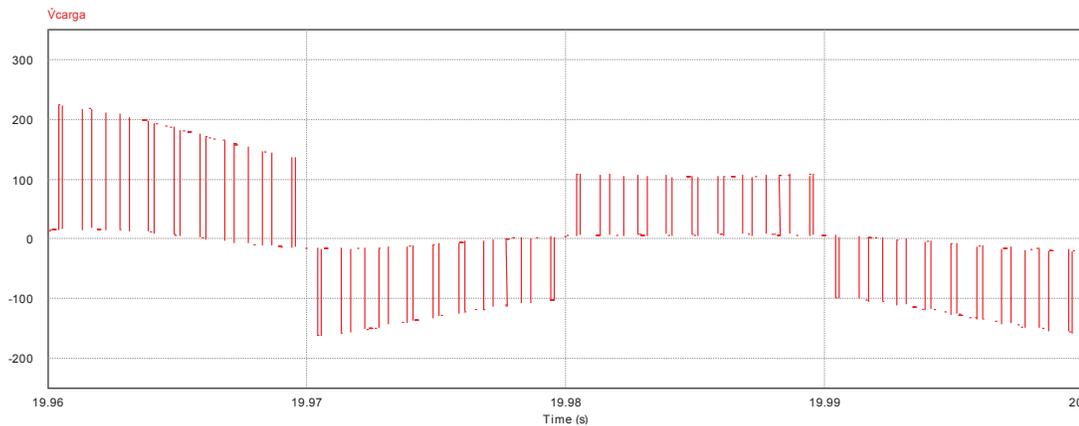


Figura 5-23: Curva que describe la tensión en la salida del convertidor.

Se aprecia en la Figura 5-23 que gracias a la presencia de una inductancia en cada brazo del convertidor se tiene una tensión de salida más uniforme y posee una ondulación menor en comparación con el caso anterior donde dicha inductancia no estaba presente.

Para una mejor visualización del beneficio directo que tiene la incorporación de L_1 y L_2 se adjunta en la Figura 5-24 la curva de la corriente presente en la carga.

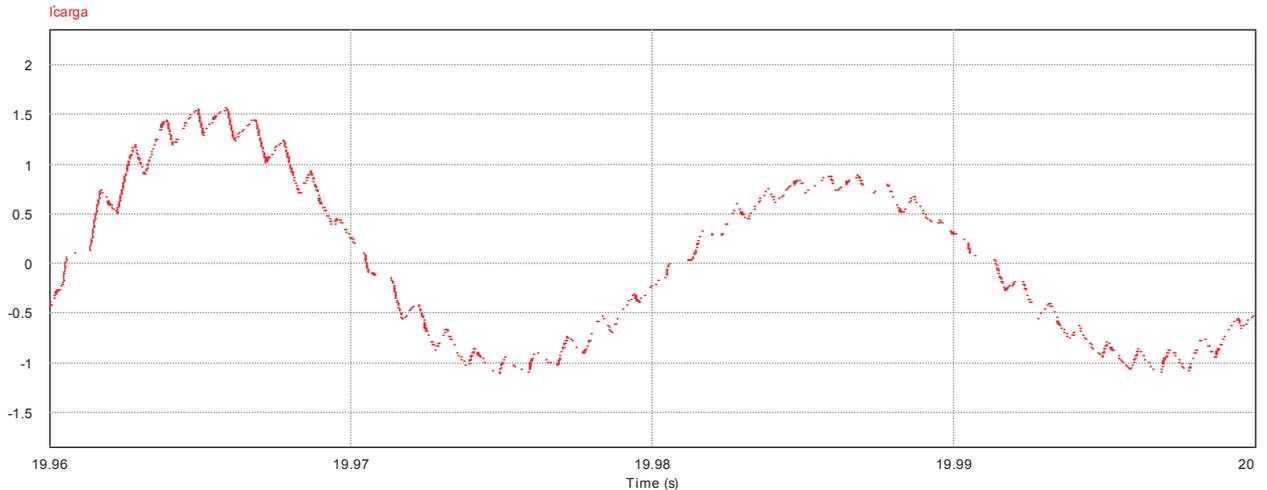


Figura 5-24: Forma de onda de la corriente en la carga.

Es claramente observable en la Figura 5-24 que las inductancias de brazo mejoran la forma de onda obtenida para la corriente en la carga, evitando la aparición de picos de corriente en ciertos períodos y también reduciendo el nivel de ondulación en la forma de onda. Con esto se confirma la importancia de las inductancias de brazo y sus beneficios directos en el funcionamiento de un MMC. Además, esto permite mencionar que añadir inductancias de brazo de mayor magnitud, reducirá el contenido armónico y evitarán presencia de picos de corriente en estado transitorio.

Análisis de tensiones en condensadores

Un aspecto importante que surge al hablar del correcto funcionamiento de un MMC es el balance energético de las tensiones en los condensadores de cada submódulo, ya que su correcto equilibrio, permite que alimenten al circuito de forma balanceada tal y como lo haría una fuente de tensión DC.

Ante esta afirmación, se muestra el comportamiento de la tensión de los condensadores del circuito para el brazo superior e inferior.

En la Figura 5-25 se muestran las tensiones de los condensadores C1 y C2 correspondientes al brazo superior del MMC respectivamente.

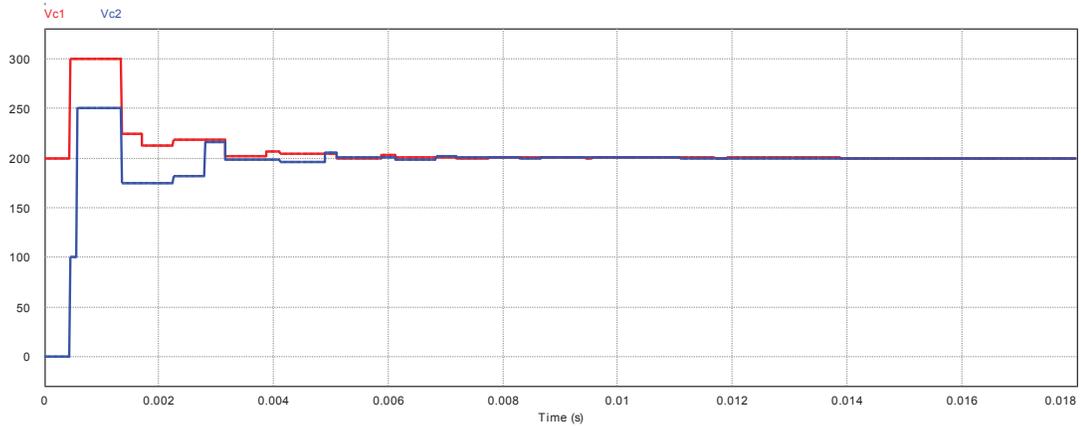


Figura 5-25: Tensiones de los condensadores C1 y C2 correspondientes al brazo superior.

Resulta apreciable que, debido a la simetría de la topología escogida, el balance de tensión en los condensadores se produce de forma prácticamente automática, donde cercano a los 0.008 (s) de simulación, los condensadores logran balancear sus niveles energéticos permitiendo lograr un equilibrio en sus tensiones para un valor igual a 200 (V).

Del mismo modo, el balance de las tensiones de los condensadores del brazo inferior también debe cumplirse, hecho que se comprueba en la Figura 5-26.

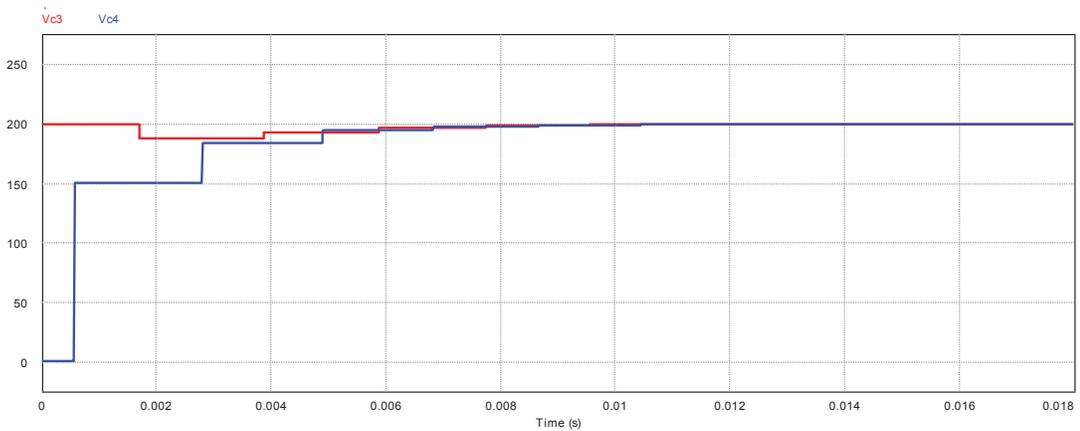


Figura 5-26: Tensiones de los condensadores C3 y C4 correspondientes al brazo inferior.

En ambos casos se aprecia que energía dentro de los brazos del MMC se distribuye de forma simétrica en el tiempo, logrando un balance automático de las tensiones en los condensadores, hecho que resulta de vital importancia para el correcto desempeño del convertidor bajo estudio.

5.2.2 Dos submódulos medio puente en cascada por brazo

Una vez comprendido el funcionamiento del submódulo de medio puente en cascada, se extiende su alcance al conectar dos submódulos en cada brazo, haciendo un total de cuatro dispositivos interconectados en la pierna del MMC, los cuales están unidos por dos inductancias

de brazo denominadas L_1 y L_2 que se conectan a una carga resistiva R – inductiva (L_c). De este caso, se espera lograr cinco niveles de tensión medibles en la carga.

El circuito por emplear es el que se muestra en la Figura 5-27.

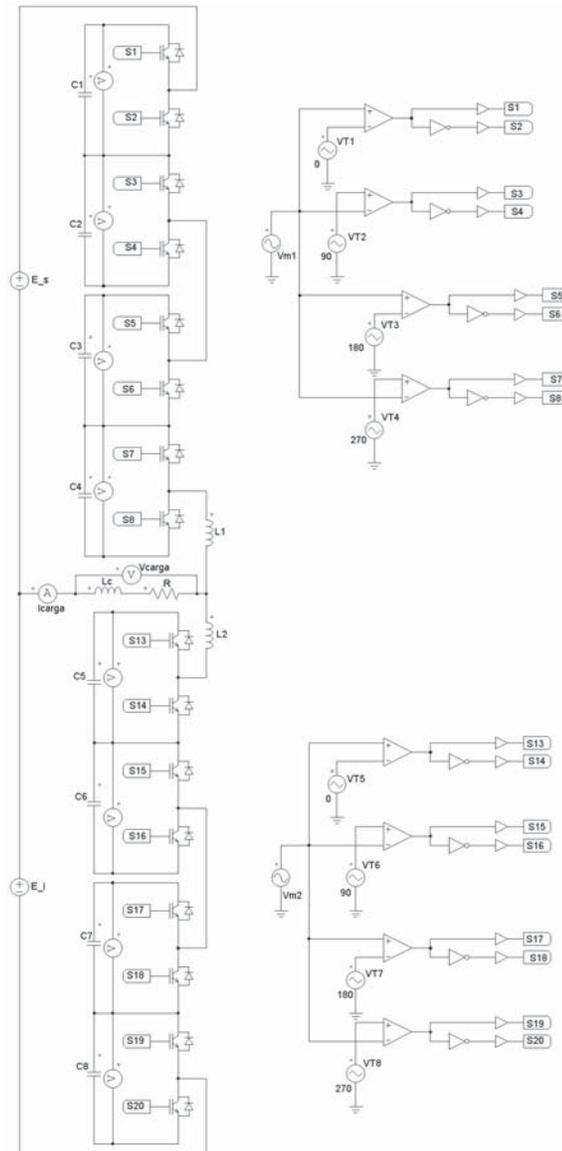


Figura 5-27: Conexión de dos submódulos medio puente en cascada por brazo.

Para todos los casos a estudiar, el circuito se alimenta con dos fuentes de tensión continua (una por cada brazo) de magnitud igual a 200 (V) que son mostradas en la Figura 5-27 como E_s (para brazo superior) y E_i (para el brazo inferior) ambas de magnitud igual a 200 (V). Tal y como en el caso anterior, el control de los interruptores está dado por el uso de la modulación PWM sinusoidal con señales portadoras desfasadas.

Los parámetros de las señales moduladoras son los mismos utilizados en la Tabla 5-4, no obstante, a diferencia del caso anterior, ahora es necesario utilizar cuatro portadoras por brazo, o sea un total de 8 señales triangulares por pierna.

Estas deben estar desplazadas 90° una respecto de la otra para cada brazo para así lograr el funcionamiento adecuado de la modulación PWM sinusoidal implementada en este circuito. Los valores utilizados para este caso se muestran en la Tabla 5-11.

Tabla 5-11: Parámetros de las señales portadoras a utilizar.

Elemento	Vpp [V]	Frequency [Hz]	Duty Cycle	DC Offset	Tstart	Phase Delay
VT1	2	550	0.5	-1	0	0°
VT2	2	550	0.5	-1	0	90°
VT3	2	550	0.5	-1	0	180°
VT4	2	550	0.5	-1	0	270°
VT5	2	550	0.5	-1	0	0°
VT6	2	550	0.5	-1	0	90°
VT7	2	550	0.5	-1	0	180°
VT8	2	550	0.5	-1	0	270°

Para una mejor comprensión, es importante mencionar que si bien existen ángulos de desfase común entre las señales portadoras (0° , 90° , 180° y 270° respectivamente) esto no genera redundancia en el circuito, debido a que las señales sinusoidales (moduladoras) ya cuentan con un desfase de 180° (al ser un circuito monofásico), haciendo que la modulación PWM del circuito, sea efectivo y se logre un funcionamiento correcto.

También, es relevante hacer mención del hecho de que, en este caso, se decide cambiar la frecuencia de las señales portadoras, para ver qué efectos tiene en la señal de salida. Para este escenario se trabaja con un índice de frecuencia IMPAR. Hay que recordar que el índice de frecuencia corresponde al cociente entre las señales portadora y moduladora respectivamente, resultando para este caso un $m_f = 11$.

Debido a que ya se ha estudiado en puntos anteriores como es el comportamiento para carga puramente resistiva, a diferencia del circuito MMC anterior que solo contaba con un submódulo por brazo, el siguiente análisis parte con el estudio de un circuito con una carga R-L, a continuación, se explica el funcionamiento y resultados de variantes a dicho circuito abordados en detalle por escenarios propuestos.

- **Escenario 1:** Para el primer caso se tiene un circuito compuesto por una carga R- L_c , junto con los parámetros mostrados en la Tabla 5-12.

Tabla 5-12: Magnitudes utilizadas en el circuito MMC con dos submódulos por brazo.

Elemento	Magnitud
L_c	100 (mH)
R	100 (Ω)
$L_1 = L_2$	0 (mH)
C_n	3.3 (mF)

En esta versión no se utilizan inductancias de brazo, pues se busca apreciar el comportamiento de las variables tensión y corriente ante esta falta de dichas inductancias.

Considerando los aspectos mencionados, la forma de onda que se obtiene para la tensión de salida es mostrada en la Figura 5-28.

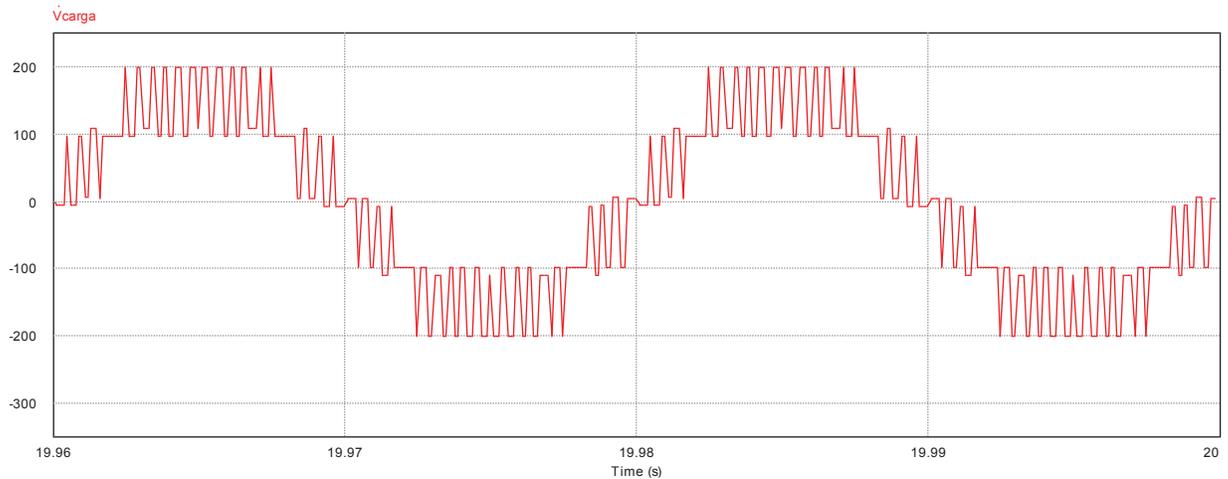


Figura 5-28: Forma de onda de la tensión en la carga.

Es posible apreciar en la Figura 5-28 que se obtienen los cinco niveles esperados para la tensión de salida en la carga, donde si bien es cierto existe una leve componente ondulatoria, es prácticamente despreciable para efectos prácticos del convertidor.

Paralelamente, además del análisis de la tensión es importante también analizar la forma de onda de la corriente presente en la carga, la cual es mostrada en la Figura 5-29.

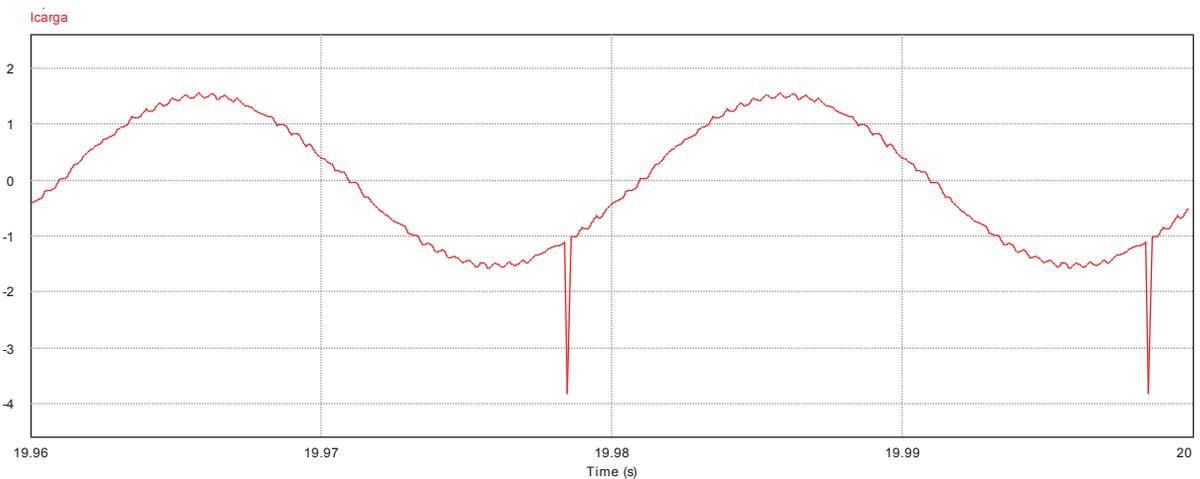


Figura 5-29: Curva de corriente en la carga R-L en la salida del MMC.

Es visible en la Figura 5-29 que existen puntos donde la corriente alcanza valores mayores con respecto a su normal funcionamiento, este hecho se produce debido a que no existen

inductancias de brazo que limiten la corriente que llega a la carga desde los condensadores que alimentan cada submódulo, este efecto puede causar un mal funcionamiento del convertidor, hecho que se quiere siempre evitar para no dañar el MMC ni el sistema al que está conectado.

- Escenario 2: Para el segundo caso, se incorporan inductancias de brazo al circuito denominadas como L_1 y L_2 , para así ver los beneficios que estos elementos debiesen traer al sistema. Para esto se utilizan los parámetros mostrados en la Tabla 5-13.

Tabla 5-13: Parámetros utilizados al incorporar las inductancias de brazo.

Elemento	Magnitud
L_c	100 (mH)
R	100 (Ω)
$L_1 = L_2$	10 (mH)
C_n	3.3 (mF)

Los resultados que arroja la simulación para la tensión en la carga del circuito son mostrados en la Figura 5-30.

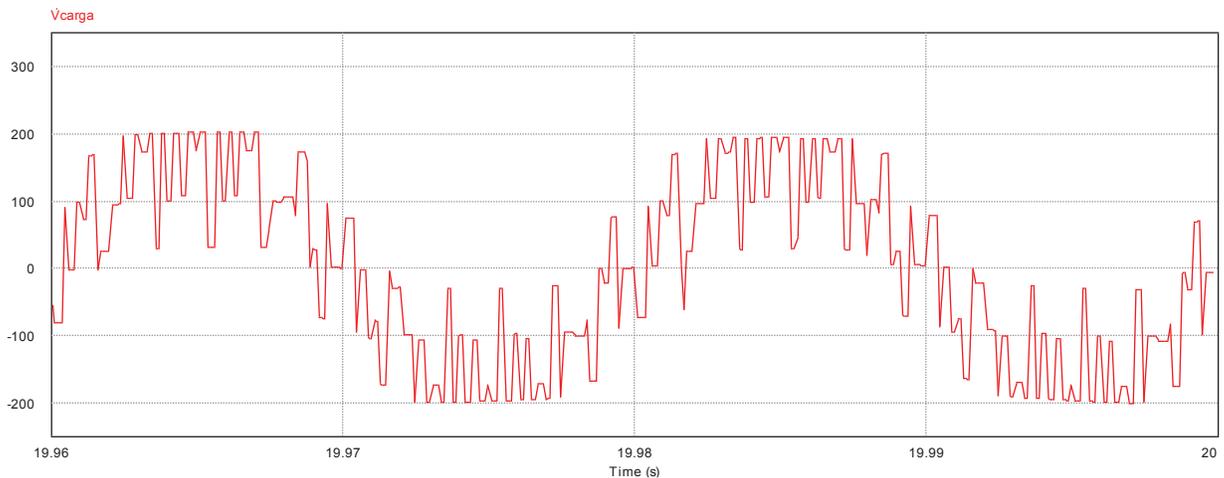


Figura 5-30: Curva de tensión en la carga para el convertidor correspondiente.

Se aprecia que claramente en la Figura 5-30 existe una mayor ondulación en la forma de onda de la tensión, producto de la gran cantidad de elementos almacenadores de energía presentes en el circuito como condensadores e inductancias, pero el aspecto que importa mayoritariamente en este caso es el de la corriente de carga, la cual se muestra en la Figura 5-31.

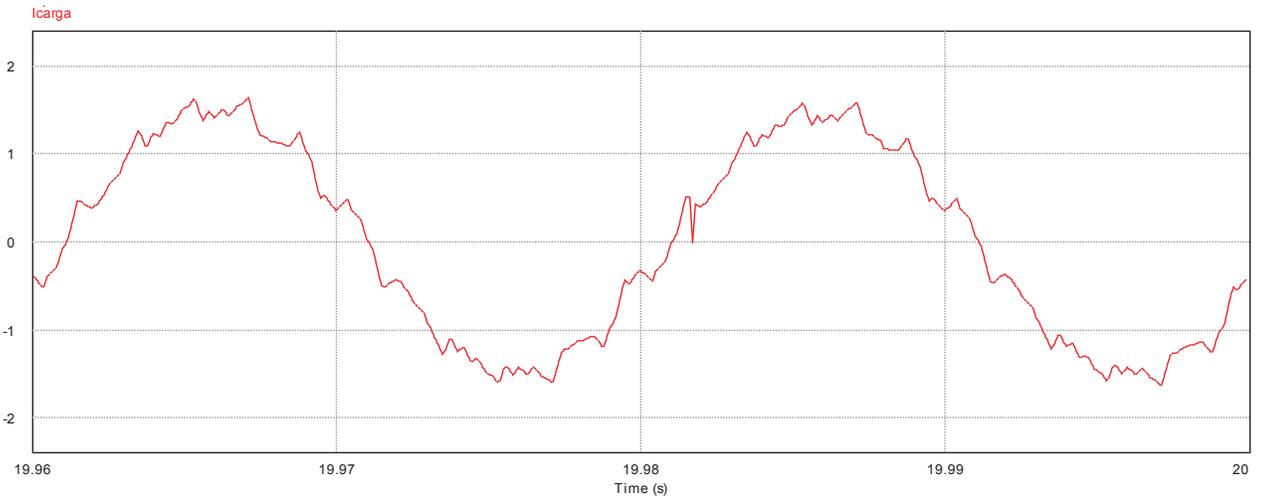


Figura 5-31: Forma de onda de la corriente de carga respectiva.

Se aprecia en la Figura 5-31 que, gracias a la incorporación de las dos inductancias de brazo, no existen picos de corriente indeseables en dicha gráfica. Si bien existe una componente ondulatoria en la carga es por efectos propios de cada elemento interno del circuito, como la carga y descarga de los condensadores que alimentan cada submódulo.

Para destacar la importancia de la inductancia de brazo, se decide aumentar en cien veces la magnitud de las inductancias de brazo para comprobar el beneficio que esto trae al circuito en cuestión. Esta modificación se hace en las inductancias L_1 y L_2 presentes en la Figura 5-27 donde la magnitud escogida para estos elementos es de 1000 (mH) cada una.

El resultado de esta variación entrega la curva de corriente mostrada en la Figura 5-32.

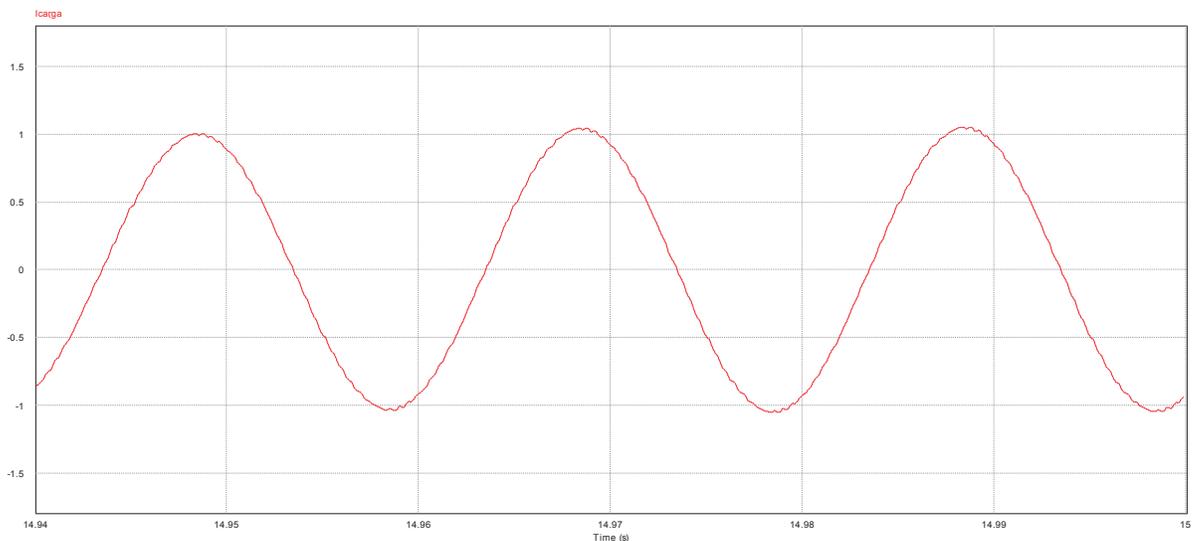


Figura 5-32: Curva de corriente respectiva con aumento de inductancia de brazo.

Es apreciable en la Figura 5-32 que casi no existe ondulación mayor en la curva de corriente de salida gracias a la magnitud de la inductancia de brazo escogida que es diez veces mayor que la estudiada anteriormente.

El hecho de lograr curvas de corriente con menos distorsión en estado transitorio y permanente favorece considerablemente al funcionamiento del MMC.

Es claramente apreciable que el aumentar la magnitud de la inductancia de brazo mejora significativamente la forma de onda de corriente en la carga, generando una curva con menor ondulación apreciable en sus picos y valles, hecho que resulta muy beneficioso para efectos del circuito MMC y sus aplicaciones.

Análisis de tensiones en condensadores

Del mismo modo que en el caso anterior, se busca demostrar el correcto funcionamiento del circuito, y se opta por comprobar la propiedad del balance automático de la tensión de condensadores de cada submódulo.

Inicialmente, se considera el circuito mostrado en la Figura 5-27 el cual utilizaba los parámetros mostrados en la Tabla 5-12.

Para demostrar el correcto funcionamiento del circuito, y comprobar la propiedad del balance automático de la tensión de condensadores de cada submódulo, se muestra en la Figura 5-33 las tensiones de los condensadores C1, C2, C3 y C4 correspondientes al brazo superior del MMC.

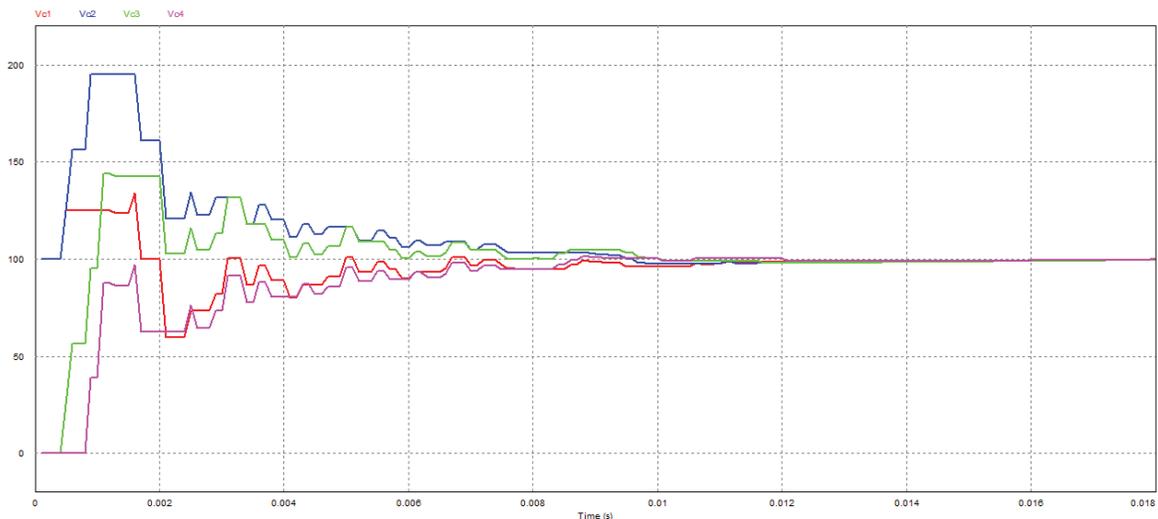


Figura 5-33: Tensiones en condensadores del brazo superior.

Es apreciable en la Figura 5-33 que el balance de tensiones en los condensadores de submódulo correspondientes al brazo superior se cumple de forma automática considerando la simetría de la topología de medio puente en cascada escogida.

Para el caso de los condensadores C5, C6, C7 y C8 correspondientes al brazo inferior del MMC expuesto en la Figura 5-27 se obtienen las formas de onda mostradas en la Figura 5-34.

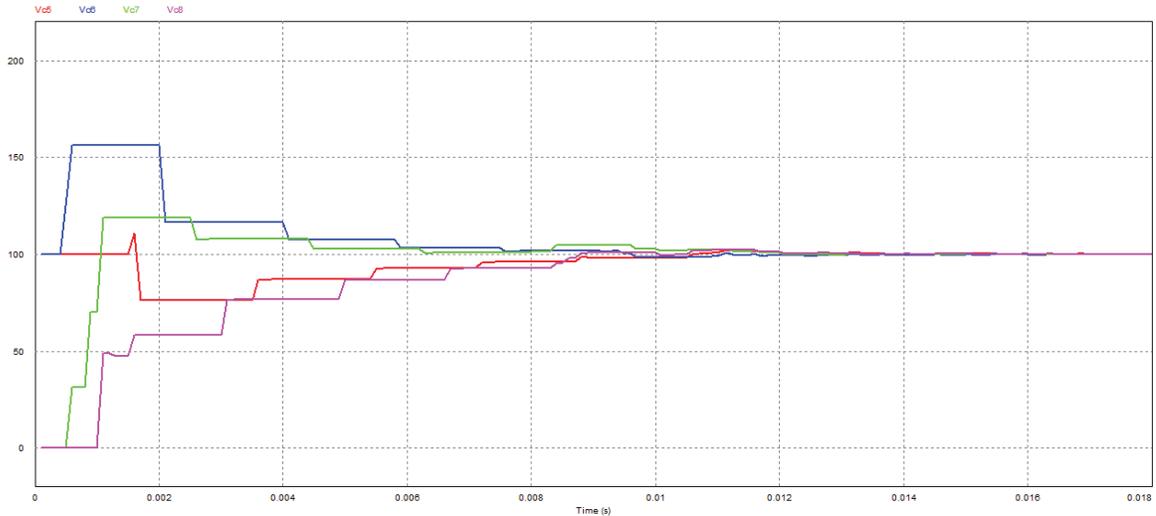


Figura 5-34: Tensiones en condensadores del brazo inferior.

Es posible apreciar en la Figura 5-34 que los cuatro condensadores logran un balance automático en lazo abierto en un valor prácticamente constante de 100 (V), o sea, la fuente de 200 (V) adyacente al brazo superior divide su tensión de forma simétrica para cada uno de los dos submódulos de medio puente en cascada.

Resulta claramente apreciable en la forma de onda mostrada en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.** que el balance de tensión de los condensadores en lazo abierto se lleva a cabo de forma natural debido a la simetría propia del submódulo utilizado, alcanzando un balance de voltaje en los 25 (V), o sea en la mitad de los 50 (V) que pertenecen a la fuente de tensión adyacente al brazo inferior.

El hecho de utilizar un índice de frecuencia *impar* no afecta de forma considerable en la distribución de la energía circulante dentro del convertidor, hecho apreciable tanto en la forma de onda de las tensiones en capacitores y en la señal de salida del MMC simulado.

Esta situación, es posible apreciarla en la Figura 5-35.

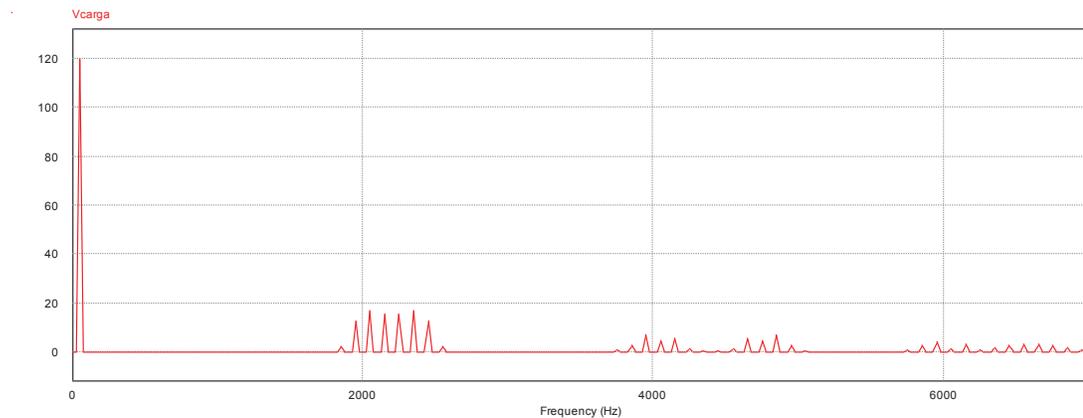


Figura 5-35: Espectro de frecuencia de la tensión de salida.

Se aprecia en la Figura 5-35 que existe una pequeña distorsión en los 2.200 (Hz) o sea cuatro veces la frecuencia de la señal portadora, esta distorsión resulta ser favorable, ya que es muy pequeña y no trae efectos adversos en el funcionamiento del sistema en régimen transitorio.

5.2.3 Tres submódulos medio puente en cascada por brazo

De forma extensible al circuito mostrado anteriormente en la Figura 5-27, si se busca conectar tres submódulos de medio puente en cascada por brazo, se espera obtener una mayor cantidad de niveles de tensión en la salida.

Para simular el circuito, es necesario mantener nuevamente los parámetros de las señales moduladoras mostradas anteriormente, pero la variante que se requiere implementar es modificar las dos nuevas señales portadoras que se deben incorporar en cada uno de los dos brazos del convertidor. Estas señales deben tener un desfase de 60° una respecto de la otra, o sea para las seis señales triangulares del brazo superior los ángulos de desfase serán 0° , 60° , 120° , 180° , 240° y 300° ; estos ángulos se replican para el brazo inferior y no existe redundancia entre estas portadoras, ya que estarán siendo comparadas con una fuente sinusoidal en el brazo inferior desfasada en 180° respecto del brazo superior.

Al realizar la simulación con las consideraciones mencionadas y los parámetros utilizados previamente según la Tabla 5-13, se obtiene una forma de onda AC en la carga que es mostrada en la Figura 5-36.

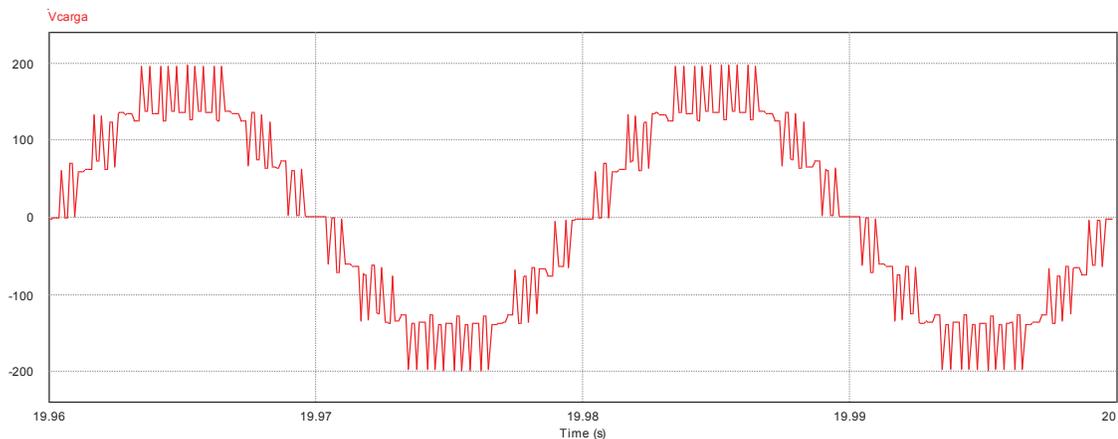


Figura 5-36: Tensión de salida de un MMC con tres submódulos MP en cascada por brazo.

Resulta claramente apreciable la Figura 5-36 que para este caso de carga R-L y gracias a la correcta disposición y modulación del circuito, se obtiene una señal de voltaje AC de 7 niveles, resultado totalmente extensible a una mayor cantidad de niveles de tensión a medida que se conectan más submódulos en cada brazo y con una ondulación prácticamente despreciable para cada nivel obtenido.

Un aspecto que también es importante es la corriente en la carga del MMC, donde se espera que la forma de onda posea forma sinusoidal, pero de menor magnitud.

En la Figura 5-37 se muestra la corriente en la carga para un MMC que posee tres submódulos medio puente en cascada en su brazo superior e inferior.

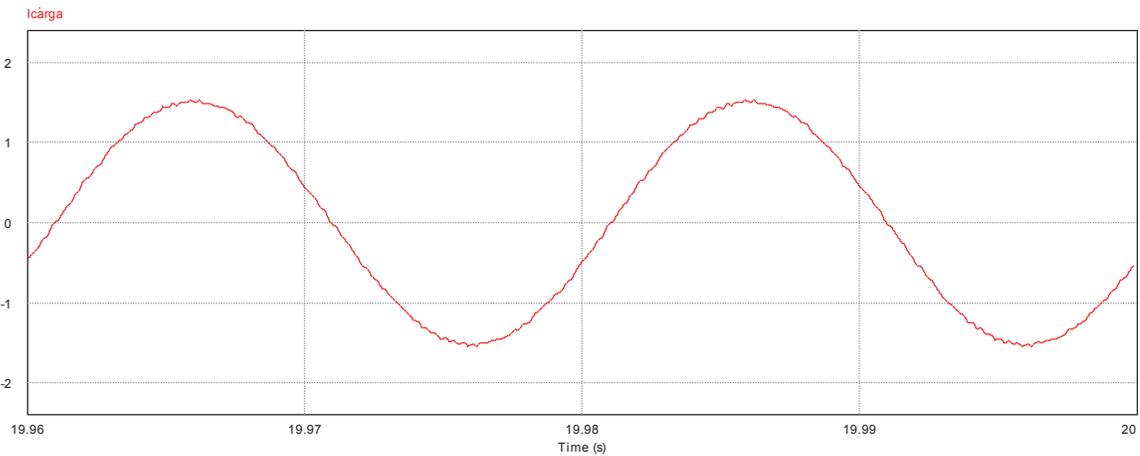


Figura 5-37: Corriente de carga para MMC con tres submódulos medio puente en ambos brazos.

En la Figura 5-37 es apreciable que, gracias a la conexión de las inductancias de brazo, la corriente adopta una forma sinusoidal sin ondulación visible, hecho que resulta favorable y ventajoso para los posibles usos que tenga el convertidor, y asegura que su funcionalidad sea factible en cualquier sistema eléctrico.

5.2.4 Dos submódulos MP en cascada por brazo – Extensión sistema trifásico

Se decide realizar una variante al caso monofásico estudiado en 5.2.2 el cual conectaba dos submódulos de medio puente en cascada por cada brazo, en este punto se aborda una extensión trifásica del MMC simulado anteriormente, el cual cuenta con parámetros eléctricos de magnitudes idénticas al caso anterior. De esta variante se analizan variables como la tensión de salida y la corriente instantánea en la carga conectada en estrella.

El circuito utilizado para realizar la simulación correspondiente a esta extensión a un sistema trifásico es mostrado en detalle a continuación en la Figura 5-38.

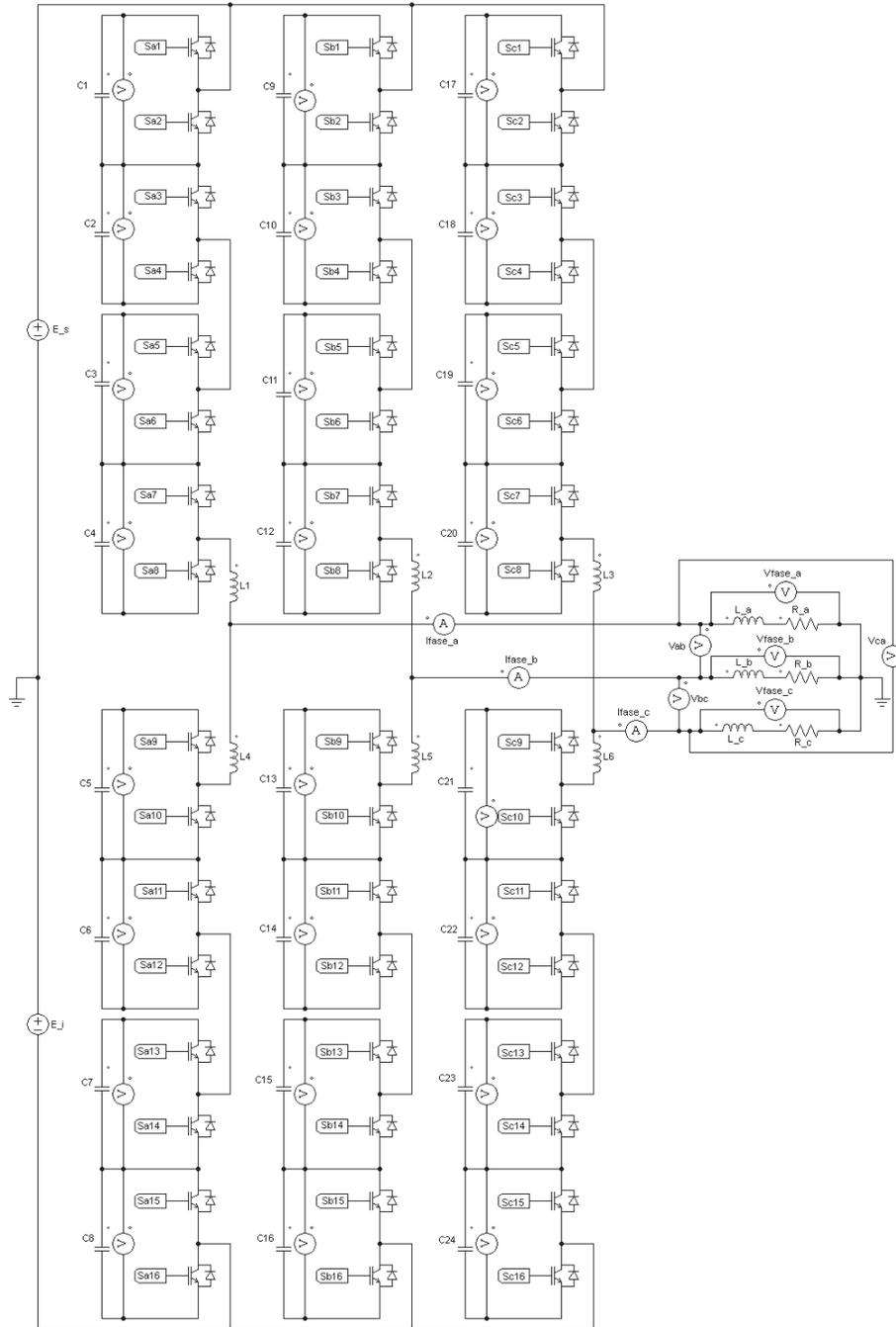


Figura 5-38: Extensión a sistema trifásico de MMC con carga R-L conectada en estrella.

Para lograr el correcto funcionamiento de este circuito, es importante tener en mente que las señales encargadas de la modulación PWM sinusoidal que accionan los IGBT deben tener una serie de criterios extra, propios de los sistemas trifásicos.

En la Figura 5-39 se muestra el esquema de modulación PWM necesario para esta simulación.

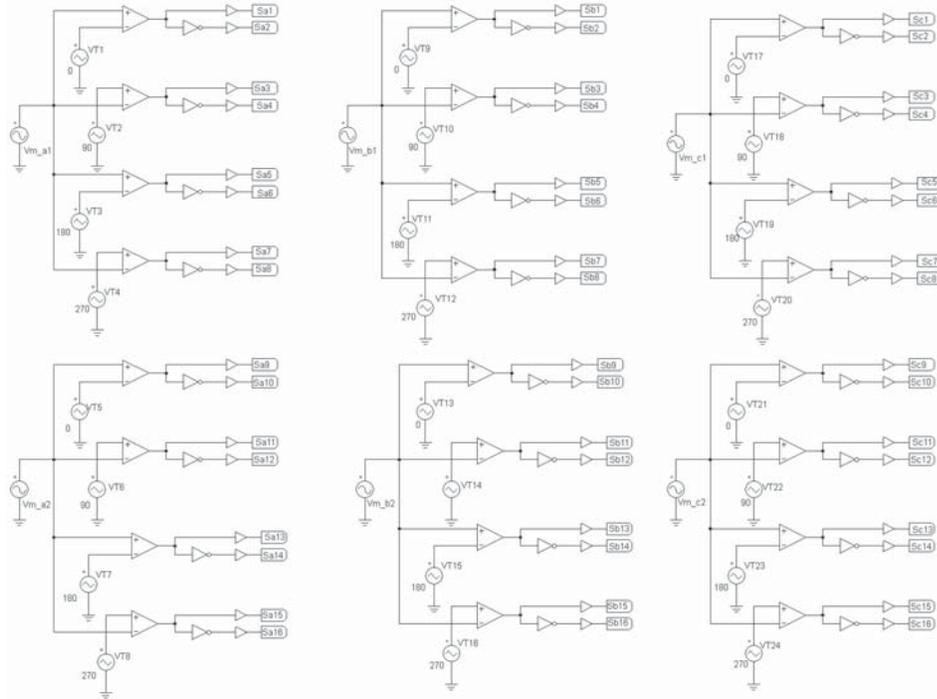


Figura 5-39: Esquema de modulación PWM utilizado en sistema trifásico.

En este caso, las señales moduladoras deben contar con un desfase de 180° el brazo inferior respecto del superior, y a su vez, cada pierna debe utilizar señales sinusoidales desfasadas 120° con respecto de la pierna que le antecede. Por lo tanto, para las piernas del MMC, se tendrán señales con desfases de 0° , -120° y 120° de forma independiente.

Luego de cumplir con todos los criterios mencionados, se obtiene una forma de onda la cual se mide entre el punto medio que une ambos brazos de cada pierna y el punto común que divide en dos a la fuente de tensión continua. El resultado de la medición es mostrado en la Figura 5-40.

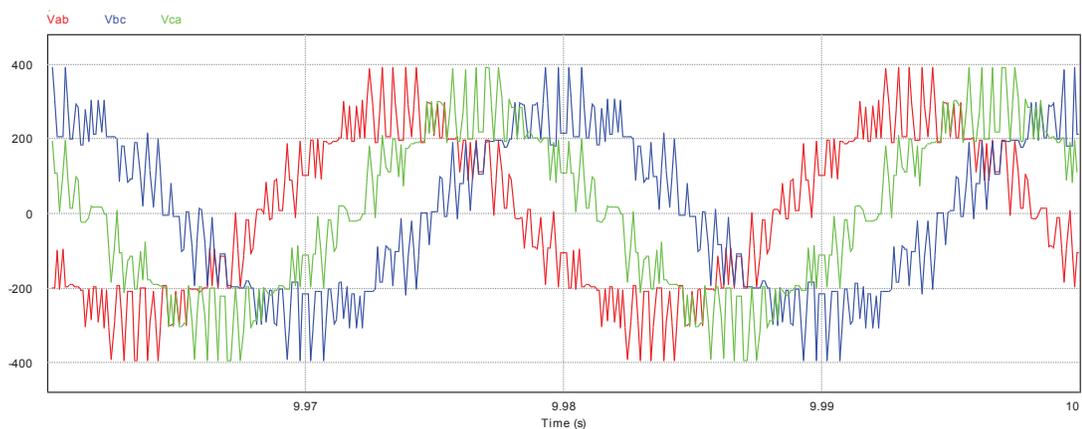


Figura 5-40: Forma de onda de la tensión de línea en la carga para MMC trifásico.

Es posible apreciar en la Figura 5-40 que la extensión trifásica del convertidor estudiado permite obtener la forma de onda de la tensión de salida esperada, con la cantidad de niveles deseados. También es posible visualizar que el desfase de 120° es efectivo para las tres fases del convertidor.

Del mismo modo que para el caso monofásico estudiado en el punto 5.2.2, la corriente en la carga adopta la misma forma que la tensión en la carga, debido a la dominancia de la carga resistiva presente, que su magnitud es mucho mayor a la parte inductiva de dicha carga.

En la Figura 5-41 es posible visualizar la corriente por la fase A del MMC trifásico.

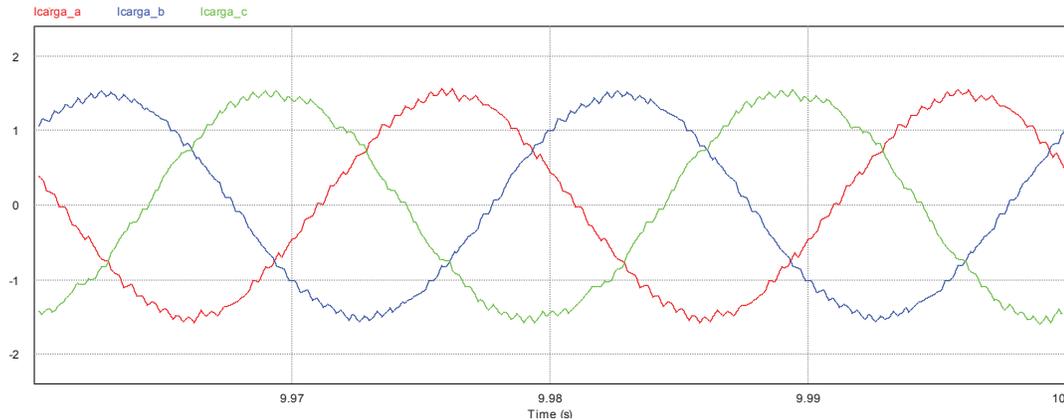


Figura 5-41: Comportamiento de la corriente en las tres fases del MMC respectivo.

La lección aprendida que se obtiene luego de realizar las simulaciones de cada caso es que primeramente el tipo de submódulo elegido resulta ser muy beneficioso para el estudio de los convertidores modulares multinivel, por el hecho de que su implementación dentro de un circuito resulta no tener una alta complejidad, se ajusta al tipo de modulación PWM por desplazamiento de fase y además no requiere de forma imperante el desarrollo de un sistema de control en lazo cerrado propio el cual en primer lugar establezca un balance en la tensión de los capacitores que alimentan cada submódulo lo cual resulta beneficioso para obtener la forma de onda de tensión esperada en la carga conectada al convertidor modular multinivel.

Además, hay que destacar la gran importancia que cumplen las inductancias de brazo, las cuales permiten evitar la aparición de indeseables picos de corriente en la carga, los cuales pueden ser nocivos para el convertidor o la red eléctrica a la cual estén conectados. También permiten obtener curvas de corriente con una reducción importante de contenido ondulatorio en estado transitorio, haciendo posible que tengan una forma sinusoidal cada vez más exacta.

Finalmente se logra comprender el funcionamiento de la conexión de este tipo de topología escogida, la cual a medida se conectan más submódulos en serie por cada brazo (de forma equitativa dentro de una pierna) se obtienen más niveles de tensión en la carga, lo cual comprueba los beneficios de este tipo de convertidores multinivel, y su eventual incorporación a una red eléctrica gracias a sus importantes cualidades energéticas.

5.3 Inversor puente completo con fuentes DC independientes

Para lograr un mejor entendimiento de los MMC, se decide incorporar una breve reseña a otro tipo de submódulo que puede ser utilizado dentro de estos convertidores. Este es el conocido

como puente completo (o puente H). En consecuencia, se opta por incorporarlos dentro del estudio para comprender su eventual incorporación a un circuito MMC.

5.3.1 Convertidor DC/AC de dos niveles

El circuito utilizado que puede ser utilizado como submódulo del MMC y que permite obtener dos niveles de tensión es el que se presenta a continuación en la Figura 5-42.

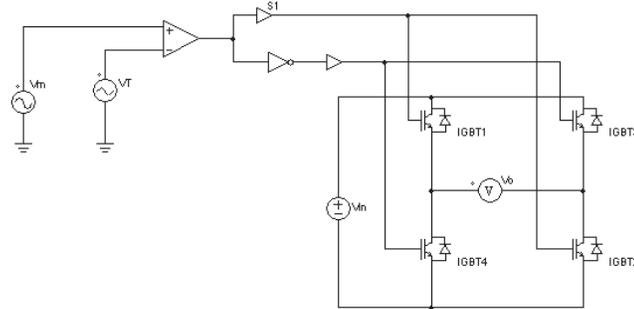


Figura 5-42: Circuito completo de comando e interruptores para dos niveles.

Es importante recordar que la modulación PWM juega un rol fundamental en el funcionamiento de este circuito, el cual cuenta con una fuente de entrada V_{in} y se mide la salida en vacío V_0 .

El primer elemento es la señal sinusoidal moduladora (V_m), la cual está compuesta por los siguientes parámetros.

V_m : Peak amplitude 0.8 V – Frequency: 50 Hz – Phase Angle: 90° – DC Offset: 90° – Tstart: 0.

Al iniciar la simulación, se obtiene la curva mostrada en la Figura 5-43.

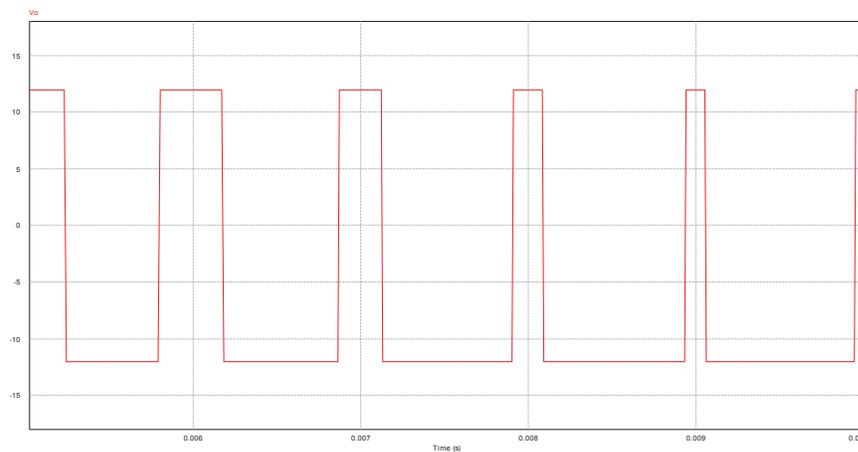


Figura 5-43: Forma de onda mostrando los niveles respectivos.

Resulta claramente apreciable en la Figura 5-43 ambos niveles de tensión iguales a $\pm V_{in}$, o sea, ± 12 V.

De tal configuración de dos niveles, se esperaba tener un alto contenido armónico, debido a la baja complejidad del circuito empleado.

5.3.2 Convertidor DC/AC de tres niveles

Para el caso del convertidor de tres niveles, se modifica el circuito utilizado anteriormente, incorporando otro control de interruptores, de modo tal que se obtengan los tres niveles. Este circuito es mostrado en la Figura 5-44.

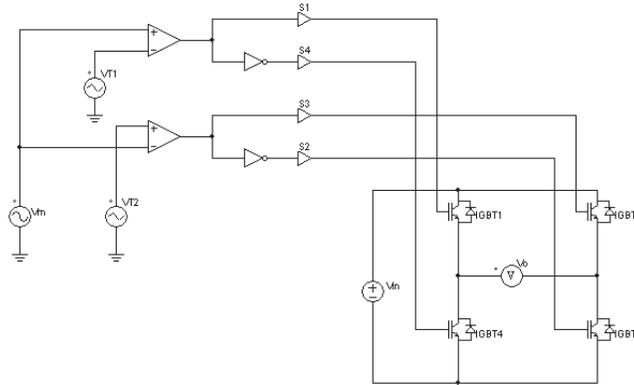


Figura 5-44: Circuito completo para tres niveles de voltaje.

Los parámetros utilizados para el control de los interruptores, está compuesto por una señal moduladora y dos portadoras (ambas desfasadas en 180°), las cuales se describen a continuación.

Para la señal moduladora V_m los valores de configuración de dispositivo son:

V_m : Peak amplitude 0.8 V – Frequency: 50 Hz – Phase Angle: 90° – DC Offset: 90° – Tstart: 0.

Asimismo, los datos de las señales portadoras son mostrados en la Tabla 5-14.

Tabla 5-14: Parámetros para señales portadoras.

Elemento	Vpp [V]	Frequency [Hz]	Duty Cycle	DC Offset	Tstart	Phase Delay
VT1	2	1000	0.5	-1	0	0°
VT2	2	1000	0.5	-1	0	180°

Al simular este circuito con los valores mostrados, se obtiene la curva mostrada en la Figura 5-45.

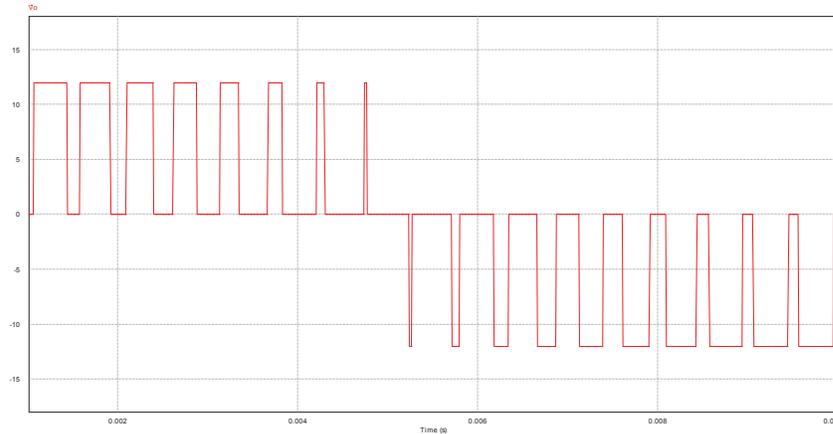


Figura 5-45: Forma de onda para tres niveles en tensión de salida.

Es claramente apreciable en la Figura 5-45 que se existen tres niveles diferentes de tensión en la salida del inversor: nivel cero y $\pm V_{in}$ ($V_{in}=12V$).

Dado a que el inversor simulado opera a tres niveles de tensión, esto implica que la frecuencia de salida corresponde al doble de la frecuencia de conmutación.

5.3.3 Inversor monofásico de cinco niveles en cascada (CHB)

Utilizando una configuración similar a la utilizada anteriormente para dos y tres niveles, se pasa directamente a la extensión trifásica, de donde se obtienen tres bandas de tensión, pero al considerar valores negativos, corresponden a un total de cinco niveles: $\pm 2V_{in}$, $\pm V_{in}$ y cero. Para lograr esto, es necesario incorporar una señal sinusoidal moduladora y también señales portadoras, las cuales deben estar desfasadas en un ángulo determinado. Este ángulo (ϕ) [21] es de gran importancia para un correcto funcionamiento del convertidor y se determina utilizando la expresión N°14 [21]:

$$\phi = \frac{180^\circ}{m - 1} \quad (14)$$

Donde “n” es el número de niveles de tensión de salida que son mayores o iguales a cero, que para este caso son 3. Luego el valor del ángulo es: $\phi = 90^\circ$.

Por lo tanto, los valores con los que se configuran las fuentes moduladoras del circuito son las que se muestran a continuación en la Tabla 5-15.

Tabla 5-15: Parámetros señales moduladoras.

Elemento	Vpeak [V]	Frequency [Hz]	DC Offset	Tstart	Phase Angle
Vm1	0.8	50	0	0	0°

Del mismo modo, los parámetros de las fuentes triangulares (portadoras) se muestran en la Tabla 5-16.

Tabla 5-16: Parámetros configuración sistema en cascada.

Elemento	Vpp [V]	Frequency [Hz]	Duty Cycle	DC Offset	Tstart	Phase Delay
VT1	2	1000	0.5	-1	0	0°
VT2	2	1000	0.5	-1	0	90°
VT3	2	1000	0.5	-1	0	180°
VT4	2	1000	0.5	-1	0	270°

Utilizando estos valores se construye el circuito en cascada mostrado en la Figura 5-46.

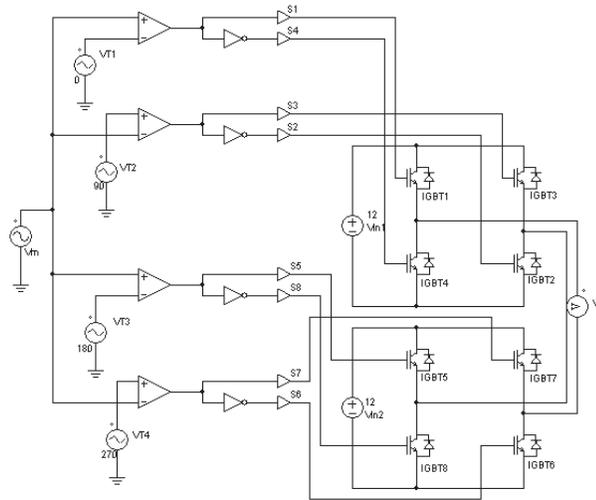


Figura 5-46: Circuito en cascada de cinco niveles.

De este circuito, se mide la tensión en la salida de dos de los convertidores conectados en cascada, esta forma de onda se muestra dos períodos completos para un mejor entendimiento, lo cual es presentado a continuación en la Figura 5-47.

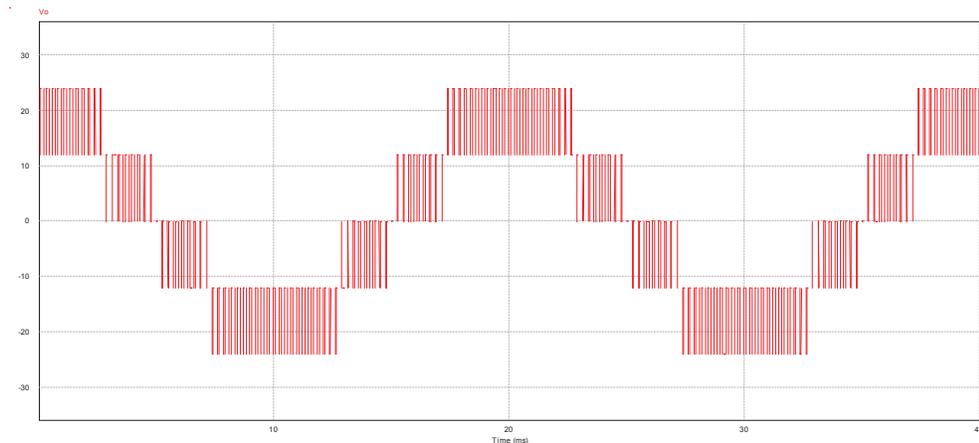


Figura 5-47: Representación gráfica de los cinco niveles de voltaje.

De la forma de onda mostrada en la Figura 5-47 se logra apreciar que están presente los 5 niveles mencionados anteriormente, los cuales corresponden a $\pm 24\text{ V}$, $\pm 12\text{ V}$ y 0 V .

Esta curva se obtiene a partir de la sincronización de los interruptores (transistores IGBT) con el que es modelado el circuito.

Se espera que, al conectar y coordinar mayor cantidad de dispositivos en cascada, se logrará una mayor cantidad de niveles de tensión de salida.

Una de las premisas del estudio de los convertidores conectados en cascada, es que a medida se conecta un mayor número de dispositivos, el espectro de frecuencia debe reducirse, y específicamente el espectro de tensión de salida debe atenuarse en magnitud a medida que aumenta la frecuencia.

5.3.4 Inversor monofásico de 9 niveles de tensión

Debido a las ventajas de la conexión en cascada, es posible extender el número de submódulos conectados en cascada para obtener mayor número de niveles de tensión.

Cabe mencionar que la fuente sinusoidal empleada en el circuito posee características idénticas a la anterior presente en los 5 niveles, ya que es un sistema monofásico.

Debido a que se utiliza modulación PWM en este circuito que conecta en cascada 4 inversores puente H, se requiere emplear ocho (8) señales triangulares portadoras, que para este caso necesitan estar desfasadas en un ángulo determinado. Este ángulo se obtiene de la misma forma que en el caso anterior.

$$\phi = \frac{180}{n-1} = \frac{180}{5-1} \rightarrow \phi = 45^\circ$$

De esta forma, se obtienen los ángulos de señales portadoras mostrados en la Tabla 5-17.

Tabla 5-17: Parámetros circuito en cascada.

Elemento	Vpp [V]	Frequency [Hz]	Duty Cycle	DC Offset	Tstart	Phase Delay
VT1	2	1000	0.5	-1	0	0°
VT2	2	1000	0.5	-1	0	45°
VT3	2	1000	0.5	-1	0	90°
VT4	2	1000	0.5	-1	0	135°
VT5	2	1000	0.5	-1	0	180°
VT6	2	1000	0.5	-1	0	225°
VT7	2	1000	0.5	-1	0	270°
VT8	2	1000	0.5	-1	0	315°

Por lo tanto, la simulación debería entregar los nueve niveles de tensión esperados: $\pm 4V_{in}$, $\pm 3V_{in}$, $\pm 2V_{in}$, $\pm V_{in}$ y cero (V). Este hecho queda demostrado en la Figura 5-48.

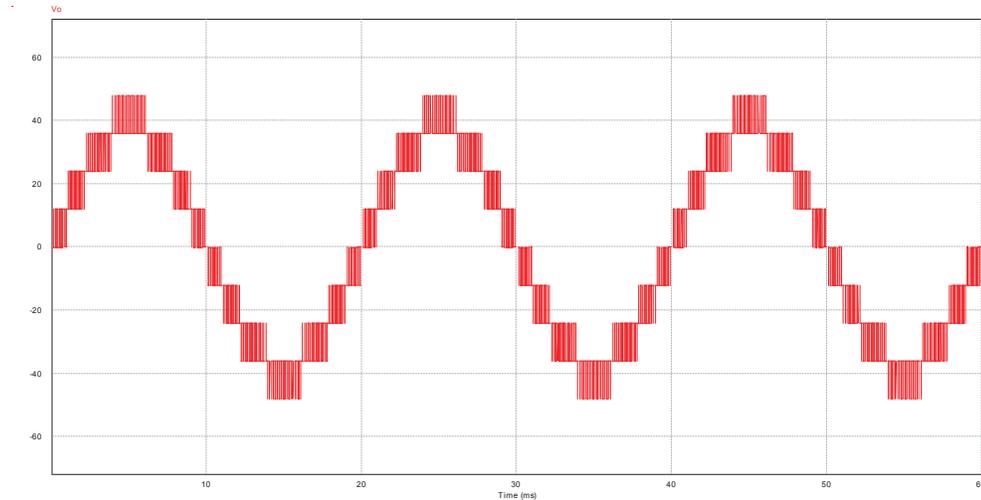


Figura 5-48: Forma de onda para 9 niveles de tensión.

Resultan claramente apreciables los 9 niveles esperados, iguales a ± 48 , ± 36 , ± 24 , ± 12 , 0 (V).

Luego de comprender como es el funcionamiento de la topología de puente completo en cascada, es importante mencionar que existe un inconveniente importante al momento de incorporarse como submódulo dentro un brazo en un convertidor modular multinivel. La principal problemática que existe en esta topología es que el balance de tensión de los capacitores de submódulo no resulta ser automático como en el caso del medio puente en cascada, donde el balance de tensión de los capacitores resultaba acomodarse de forma rápida y natural debido a la simetría propia de dicha configuración, hecho que resultó ser beneficioso para el correcto funcionamiento del convertidor y la tensión de salida esperada en la carga.

Ante esta situación, se tiene que el submódulo de puente completo en cascada requiere desarrollar e incorporar un mecanismo de control en lazo cerrado el cual logre medir de forma instantánea la tensión de los capacitores en un tiempo transitorio, y lograr balancear las tensiones de los capacitores mediante la incorporación de un código de programación dentro de un C-Block, el cual tenga mida la tensión de cada capacitor y obtenga una realimentación mediante la comparación con una tensión deseada (setpoint), donde por medio de un código robusto, permita forzar al sistema a balancear las tensiones de cada capacitor y así lograr una forma de onda acorde a la topología escogida.

Discusión y conclusiones

En el transcurso del informe se ha presentado el estudio y simulación de los Convertidores Modulares Multinivel (MMC), el cual se abordó mediante un extenso y detallado marco teórico, el cual sirve de motivación para comprender y recordar de mejor forma las diferentes propiedades de estos convertidores de energía eléctrica utilizados en electrónica de potencia. Esto se logra abarcando las características, funcionamiento y los principales tipos de convertidores existentes, hecho que permite establecer un alcance para este estudio y además generar una base sólida en el tema, siendo fundamental para luego comprobar cada aspecto teórico en la serie de simulaciones que comprende esta tesis.

Para otorgar un mayor orden, se decide realizar comentarios por temática que aborda este informe, o sea, conclusiones para el estudio y también las simulaciones desplegadas.

Estudio de MMC

En primer lugar, del estudio se puede destacar que los convertidores multinivel, dispositivos electrónicos que cuentan con la capacidad de convertir señales eléctricas continuas en señales alternas, están compuestos internamente por submódulos (SM), donde existen diferentes topologías que surgen gracias a la incorporación de dispositivos IGBT debido a su propiedad de funcionar como interruptor electrónico controlado. Estos elementos fueron regulados por medio de la modulación PWM sinusoidal, donde se utilizó la variante que utiliza el desplazamiento de fases de las señales portadoras, que, para este tópico, eran señales triangulares. Esta técnica de modulación resulta de menor complejidad en comparación, por ejemplo, con la modulación vectorial, que para efectos del software utilizado (PSIM) el desplazamiento de fase de las portadoras resulta ser óptimo para aplicarlo en los circuitos de las topologías estudiadas.

Con respecto a la diversa variedad de topologías presentes en los MMC, cada una de ellas posee cualidades que resultan ser beneficiosas según sea el uso que tendrá cada convertidor. En ocasiones se verificó que algunas de estas poseen mayor grado de complejidad al momento de ser conectadas dentro del brazo de un convertidor o mayor dificultad en la estrategia de modulación en comparación con otras que brindaban mayor facilidad de interconexión, pero que ofrecen menores niveles de tensión en la salida y mayor contenido armónico.

Un elemento importante que destaca dentro de los MMC a diferencia de un convertidor estándar es que los MMC presentan una disposición determinada de los equipos electrónicos en su

interior, donde el hecho de reemplazar las fuentes de tensión continua por condensadores que alimentan cada submódulo genera un desafío al momento de verificar la tensión de dichos condensadores y, por consiguiente, la forma de onda de la tensión de salida.

Estas modificaciones apreciadas en los convertidores modulares multinivel en contraste con un inversor convencional, es que al modificarse la forma en que se alimenta cada submódulo, mediante condensadores DC, existe en ello un notable grado de inercia causado por su proceso intrínseco de carga y descarga, generando variaciones importantes y oscilaciones en el estado transitorio en el que funcionaría un convertidor estándar. Ante esta situación, surgió la necesidad de extender el análisis abarcando más que la simple modulación necesaria para el correcto funcionamiento de un submódulo, apareciendo la necesidad de incorporar mecanismos de control en lazo cerrado para las diferentes topologías, hecho que incrementa el nivel de dificultad del estudio, ya que cada configuración de circuito se comporta de forma diferente y se requeriría un mecanismo de control específico que se adapte al funcionamiento de cada submódulo dentro de un MMC.

Ante la eventual necesidad de desarrollar estrategias de control en lazo cerrado, que hubiera requerido desplegar sensores, controladores y actuadores en el circuito, se decidió verificar qué topología ofrece mejores ventajas en comparación con otras, en el sentido de la forma en que se comporta la distribución interna de la energía por brazo y cómo influye la alimentación DC en la tensión de los condensadores, surgiendo como alternativa la conocida como medio puente en cascada, la cual fue abordada en extensión en el capítulo de simulaciones.

Simulación de MMC

En los inicios del capítulo N°5, se realizaron simulaciones en lazo abierto utilizando submódulos compuestos por puente medio en cascada, partiendo por la evaluación de diferentes escenarios propuestos donde se incluyeron cargas puramente resistivas o también resistiva-inductiva de igual magnitud, donde también se modificaba la magnitud de la inductancia de brazo para lograr visualizar la influencia de dicho elemento dentro de los circuitos estudiados.

Se inician las simulaciones comentando los aspectos básicos de la topología escogida en lazo abierto, y en lazo cerrado, concluyendo que la incorporación de un mecanismo de control en lazo cerrado permite lograr un funcionamiento más rápido del circuito y el balance de tensión de los condensadores se hace de forma automática en un tiempo muy breve.

Ante la eventualidad de desarrollar un mecanismo de control particular para cada submódulo dentro del brazo de un MMC, se opta por utilizarla topología de medio puente en cascada, pero en lazo abierto, dadas sus propiedades de balance energético que ella posee.

El aspecto que resultó ser muy favorable de esta última topología es que debido a la simetría existente en sus elementos y ante la correcta conmutación de los transistores que operaban como interruptores de potencia, la energía entregada por la fuente continua hacia el sistema (en especial a los condensadores) era distribuida de forma equitativa dentro del submódulo, haciendo que los condensadores lograsen un balance de tensión interno en un período de tiempo

breve. Esta condición es favorable para la dinámica del sistema y su funcionamiento en estado transitorio y estacionario ya que de este modo se obtienen formas de onda de tensión con una ondulación menor y también con la cantidad de niveles esperados. Hecho que se comprobó no era dependiente de la paridad del índice de frecuencia (m_f) del sistema, ya que, para el caso par o impar, el comportamiento del circuito no presentó grandes variaciones en la curva de salida.

El balance de tensión logrado en los condensadores que componen el submódulo de medio puente en cascada, resultó llevarse a cabo de forma natural en cada caso, no obstante, el hecho de implementar un mecanismo de control en lazo cerrado en dicha topología sirvió para confirmar el efecto que una mejora de esta naturaleza tiene en el circuito, donde la medición instantánea de las tensiones en cada condensador, eran comparadas con las demás dentro de un mismo brazo (para el caso monofásico) para así verificar que condensador necesitaba entrar en proceso de carga o descarga según correspondiera. Este análisis fue posible realizarlo gracias a la simplicidad en que funciona la conmutación de los interruptores que componen al submódulo escogido, luego desarrollar un lazo de control apropiado, no resultó ser tan complejo comparándolo con la gran dificultad que se habría presentado en otras topologías.

Otro aspecto que se pudo comprobar fue que el hecho de evaluar diferentes escenarios para estudiar los MMC permitió visualizar de forma efectiva la importante influencia que tienen las inductancias de brazo que unen ambos brazos del convertidor con la carga. Estas inductancias favorecen considerablemente efectos ondulatorios en la corriente de carga y más aún, evitan la aparición de picos de corriente en la corriente, los que podrían ser nocivos tanto para el convertidor, los equipos conectados a él o para la misma la red eléctrica. Con esto se comprobó que estas inductancias juegan un rol fundamental en el funcionamiento de los MMC, haciéndolos indispensables en el uso de estos convertidores principalmente para sistemas en lazo abierto.

Se comprobó que en el caso trifásico la conexión en estrella escogida para la carga cumple satisfactoriamente el propósito del circuito, funcionando de forma correcta al ser comparado con su variante monofásica, logrando la cantidad esperada de niveles en la salida al medir la tensión de salida línea-línea, todo esto con un contenido armónico y ondulación muy baja.

Estos logros permiten concluir que la topología escogida posee diversos beneficios en comparación con otras, ya que su característica de prescindir de un mecanismo de control en lazo cerrado para el balance energético interno y la gran cantidad de niveles de tensión AC que es posible obtener en la salida del convertidor brindando la posibilidad de operar con bajas frecuencias de conmutación, reduce considerablemente los costos asociados a un dispositivo de esta naturaleza, dando la chance de ser utilizados en diferentes aplicaciones de ingeniería gracias a su modularidad, alto rendimiento y prestaciones como el hecho de ser utilizado en aplicaciones de alto voltaje a gran escala como uso en energías renovables no convencionales como granjas eólicas o centrales de generación solar, haciendo posible que los MMC alcancen gran importancia dentro de un sistema eléctrico.

Bibliografía

- [1] Dr. Ing. Domingo Ruiz Caballero, «Convertidores CC-CA», Valparaíso, Chile.
- [2] Ivo Barbi, «Eletrônica de Potência», 6ª Edição, Florianópolis, 2005.
- [3] Abdus Sattar, «Insulated Gate Bipolar Transistor Basics», 2013.
- [4] Héctor Vergara Salgado, «Investigación y simulación de las tensiones de salida generadas por dos o más inversores multinivel híbridos simétricos conectados en cascada», Abril 2011.
- [5] Rainer Marquardt, Yeqi Wang, «Tutorial: Modular Multilevel Converter – Fundamentals and Applications».
- [6] Vahid Najmi, «Modeling, Control and Design Considerations for Modular Multilevel Converters».
- [7] Sebastián Hoyos, Jorge W. González, «Tecnología Modular Multilevel Converter (MMC) en Sistemas HVDC», 2013.
- [8] Sixing Du, Apparao Dekka, Bin Wu, David Zargari, «Modular Multilevel Converters: Analysis, Control, and Applications», 2018.
- [9] Jigar Patel, Raj Kapadia, Darshan Patel, «Simulation and Analysis of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter using Single DC source».
- [10] G.P Adam & B.W Williams, «Half and Full-Bridge MMC Models for Simulations of Full-Scale HVDC Links and Multi-Terminal DC grids».
- [11] Eirik Grønvold Eggum, «Application of Modular Multilevel Converter for Interfacing Grid-Connected Photovoltaic Conversion Plants» June 2015.

- [12] Rafael Olivera, «Modelling, Simulation, Control and Enhanced Topologies for the Modular Multilevel Converter for High-Voltage DC (HVDC) Applications».
- [13] Iraide López Roper, Tesis Doctoral: «Técnicas de Modulación para convertidores de fijación por diodos de tres niveles multifase y control eficiente de dispositivos captadores de energía de las olas».
- [14] S. E. «Inversores, modulación y principios de funcionamiento» Universidad de Valencia, 2007.
- [15] Ehsan Behrouzian, «Operation and control of cascaded H-bridge converter for STATCOM applications».
- [16] Jianzhao Wei, «Review of Current Control Strategies in Modular Multilevel Converters».
- [17] Elisabeth N. Abildgaard, Marta Molinas, «Modelling and Control of the Modular Multilevel Converter (MMC)» 2012.
- [18] Juan José Negroni Vera, Tesis Doctoral: «Análisis y Diseño de Controladores para Inversores Multinivel en Sistemas Fotovoltaicos Conectados a Red».
- [19] Nicola Servia, «Modular Multilevel Converters for HVDC power stations».
- [20] Michal Szykiel, «MMC Modelling, Control and Analysis under Grid Frequency Deviations» Technical University of Denmark, 2012.
- [21] Gerardo Maldonado M, «Diseño e implementación de un inversor multinivel de cinco niveles», UNAM, 2013.
- [22] Software PSIM 9.0, Student version for Windows.