

**UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN**

FACULTAD DE INGENIERÍA  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA



Profesor Patrocinante:

**Dr. Luis Morán Tamayo**

Informe de Memoria de Título  
para optar al título de:

**Ingeniero Civil Eléctrico**

Estudio de Tensiones de Modo Común en Parques  
Fotovoltaicos.

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN  
Facultad de Ingeniería  
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Profesor Patrocinante  
Dr. Luis Morán Tamayo

# Estudio de Tensiones de Modo Común en Parques Fotovoltaicos.

Alam Williams Martínez Betancurt

Informe de Memoria de Título  
para optar al Título de

Ingeniero Civil Eléctrico

Agosto 2025

# Resumen

Este trabajo se centra en el análisis de las tensiones de modo común en sistemas fotovoltaicos conectados a la red, abordando su origen, efectos y formas de mitigación dentro del contexto de parques solares. Considerando que la confiabilidad de la distribución eléctrica es fundamental para la estabilidad operativa del sistema, se plantea que la incorporación de filtros diseñados para atenuar estas tensiones puede mejorarla significativamente.

A lo largo del informe se lleva a cabo un análisis de los diversos factores que inciden en la generación de las formas de ondas de modo común en plantas fotovoltaicas conectadas a la red. Se aborda de manera conceptual los efectos que estas ondas no deseadas producen sobre los equipos que conforman al parque solar. Además, se identifica que algunos de estos componentes no solo participan en la generación de la tensión de modo común, sino que también pueden desempeñar un rol importante en su atenuación, dependiendo de su configuración y características físicas o eléctricas.

El estudio se complementa a través de simulaciones elaboradas en el software PLECS con el fin de profundizar en el comportamiento dinámico de las tensiones de modo común bajo condiciones más cercanas a la operación real. Para ello, se modela un sistema fotovoltaico on-grid compuesto por un arreglo solar, un inversor multinivel tipo NPC de tres niveles y un transformador de acoplamiento en la salida. En este entorno simulado, se evalúan distintas condiciones operativas, incluyendo la modificación de la frecuencia de conmutación, el efecto que produce la longitud de los cables y la presencia de reactancias parásitas. Finalmente, se exploran alternativas de mitigación mediante el uso de un filtro tipo T modificado, analizando su impacto sobre el comportamiento de la TMC y su efectividad.



*A mi familia y seres queridos...*

## Agradecimientos

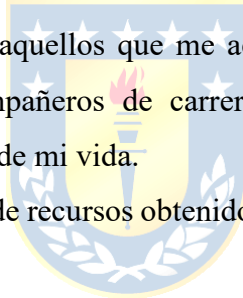
En el plano personal, quiero agradecer profundamente a mi familia, por su amor incondicional y por estar siempre presente, incluso en los momentos de mayor dificultad. Gracias por enseñarme a perseverar y por ser mi sostén constante a lo largo de estos años. En especial a mi madre Marcela y a mi hermano Christoper, quienes han sido pilares fundamentales en este camino.

También deseo expresar mi gratitud a mis amigos y seres queridos, por su compañía, por cada palabra de ánimo y por recordarme que este camino no lo he recorrido solo. Cada uno de ellos, de alguna forma, fue parte esencial de este logro. De forma muy especial, agradezco a mi pareja Francisca, por su paciencia, comprensión y apoyo, especialmente en los momentos de mayor exigencia y cansancio.

Además, toda mi gratitud al Dr. Luis Morán Tamayo, profesor patrocinante, por su colaboración, orientación y confianza durante la confección de esta tesis.

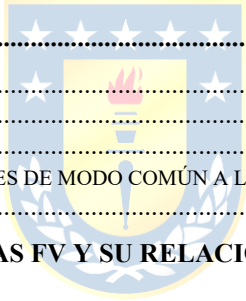
Agradezco sinceramente a todos aquellos que me acompañaron a lo largo de estos años de universidad, especialmente a mis compañeros de carrera, por su ayuda, amistad y por haber compartido conmigo una etapa especial de mi vida.

Finalmente, se agradece el aporte de recursos obtenidos a través de los proyectos Fondap SERC ANID #1523A0006.



# Tabla de Contenidos

LISTA DE TABLAS .....	VIII
LISTA DE FIGURAS .....	X
NOMENCLATURA.....	XI
ABREVIACIONES.....	XII
<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>13</b>
1.1. INTRODUCCIÓN .....	13
1.2. TRABAJOS PREVIOS .....	14
1.2.1 Contextualización de la generación y problemas asociados a las TMC. ....	14
1.2.2 Diferencias entre comportamiento de MC en accionamiento de motores y aplicaciones FV. ....	17
1.2.3 Métodos de compensación a través de técnicas de modulación por ancho de pulsos. ....	18
1.2.4 Métodos de compensación a través de filtros. ....	22
1.2.5 Discusión .....	28
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO .....	29
1.4. OBJETIVOS.....	29
1.4.1 Objetivo General .....	29
1.4.2 Objetivos Específicos.....	29
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES .....	29
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA .....	30
<b>2. TENSIONES DE MODO COMÚN.....</b>	<b>31</b>
2.1. INTRODUCCIÓN .....	31
2.2. FUNDAMENTO TEÓRICO .....	31
2.3. CORRIENTE DE MODO COMÚN .....	34
2.4. MÉTODO PARA DETERMINAR TENSIONES DE MODO COMÚN A LA SALIDA DE UN INVERSOR. ....	35
2.5. CONCLUSIONES.....	37
<b>3. EQUIPOS UTILIZADOS EN PLANTAS FV Y SU RELACIÓN CON LAS SEÑALES DE MODO COMÚN 38</b>	
3.1. INTRODUCCIÓN .....	38
3.2. PANELES SOLARES .....	38
3.2.1 Capacitancia parásita en paneles solares .....	38
3.3. INVERSOR FOTOVOLTAICO.....	41
3.3.1 Topologías de inversores .....	41
3.4. TRANSFORMADOR.....	47
3.5. FILTROS .....	49
3.6. CONCLUSIONES.....	50
<b>4. ESTUDIO DE LA TENSIÓN DE MODO COMÚN EN UN SISTEMA FV .....</b>	<b>52</b>
4.1. INTRODUCCIÓN .....	52
4.2. ANÁLISIS DEL MODO DIFERENCIAL .....	53
4.3. TÉCNICA DE MODULACIÓN SPWM .....	58
4.4. ANÁLISIS DEL MODO COMÚN .....	60
4.4.1 Solución a la tensión de modo común a través del filtro tipo T modificado.....	67
4.4.2 Circuito equivalente en modo común .....	68
4.4.3 Procedimiento de diseño para los parámetros del filtro MLCL.....	71
4.5. EFECTOS DE LAS TENSIONES DE MODO COMÚN EN EQUIPOS QUE COMPONEN UN PARQUE SOLAR.....	76
4.6. CONCLUSIONES.....	77
<b>5. REFLEXIÓN DE ONDA Y SU EFECTO EN LA TENSIÓN DE MODO COMÚN.....</b>	<b>78</b>
5.1. INTRODUCCIÓN .....	78
5.2. SOBRETENSIONES TRANSITORIAS GENERADAS POR LOS INVERSORES.....	78



5.2.1	<i>Efecto de los cables entre el inversor y el transformador</i>	79
5.2.2	<i>Reflexión de onda</i>	80
5.3.	SIMULACIÓN Y RESULTADOS	82
5.4.	EFFECTOS EN EL VOLTAJE DE MODO COMÚN	86
5.5.	CONCLUSIONES	89
<b>6.</b>	<b>CONCLUSIONES</b>	<b>90</b>
6.1.	CONCLUSIONES	90
6.2.	TRABAJO FUTURO	91
	<b>REFERENCIAS</b>	<b>92</b>



## Lista de Tablas

Tabla 1.1: Valores TMC en el inversor trifásico [6].	19
Tabla 1.2: Comparación de resultados de diferentes métodos de modulación [6].	20
Tabla 1.3: Comparación entre filtros de modo común [9].	25
Tabla 4.1: Estados de conmutación de un inversor NPC de 3 niveles.	53
Tabla 4.2: Valores de voltaje que puede alcanzar la TMC para un inversor NPC 3 niveles con técnica SPWM.	61
Tabla 4.3: máxima distorsión de corriente establecida por la norma técnica.	71
Tabla 4.4: parámetros seleccionados para la atenuación de las señales de modo común.	75
Tabla 5.1: parámetros del cable simulado.	83



# Lista de Figuras

Figura 1.1: Topología que utiliza módulos fotovoltaicos en combinaciones serie-paralelo [4].	16
Figura 1.2: Topología multinivel de media tensión construida a partir de bloques modulares [4].	16
Figura 1.3: Forma de onda típica de TMC en un IFV 3 $\phi$ utilizando SMV simple [6].	18
Figura 1.4: Forma de TMC y Corriente de Fuga en (a) OZPWM. (b) RSPWM1. (c) SVM simple [6].	19
Figura 1.5: Inversor de puente completo monofásico que emplea filtro LCL en la salida para carga [8].	22
Figura 1.6: Inversor de puente completo monofásico que emplea un filtro de modo común y diferencial propuesto [8].	23
Figura 1.7: Comparación entre los resultados experimentales obtenidos [8].	23
Figura 1.8: Estructura del filtro pasivo tipo CLCR [10].	26
Figura 1.9: Forma de onda de voltaje del convertidor estático sin filtro tipo CLCR [10].	27
Figura 1.10: Forma de onda de voltaje del convertidor estático con filtro tipo CLCR [10].	27
Figura 2.1: Inversor puente completo conectado a una carga.	32
Figura 2.2: Forma de onda de los voltajes a la salida del inversor con respecto a tierra.	32
Figura 2.3: Inversor puente completo que considera nuevo punto de referencia “O”.	33
Figura 2.4: VMC producido por el inversor de dos niveles al utilizar modulación SPWM [20].	33
Figura 2.5: Capacitancias parasitas del sistema y caminos de acoplamiento de modo común.	34
Figura 2.6: Circuito de ejemplo para determinar las tensiones de modo común.	35
Figura 2.7: Circuito de ejemplo para determinar las tensiones de modo común simplificado.	35
Figura 3.1: Modelo de capacitancia parásita para un panel fotovoltaico [13].	39
Figura 3.2: Modelo de capacitancia parásita para un panel fotovoltaico considerando la capa de agua sobre el panel [13].	40
Figura 3.3: Inversor trifásico de dos niveles.	42
Figura 3.4: Voltajes generados. a-c) Voltajes de fase a tierra en la salida del inversor. d) Voltaje entre líneas.	43
Figura 3.5: Representación de los voltajes a baja frecuencia.	43
Figura 3.6: Inversor trifásico NPC de tres niveles.	44
Figura 3.7: Voltajes generados. a-c) Voltajes de fase a tierra en la salida del inversor. d) Voltaje entre líneas.	45
Figura 3.8: Representación del voltaje “a-o” a baja frecuencia.	45
Figura 3.9: Inversor modificado H8.	46
Figura 3.10: Sistemas fotovoltaicos conectados a red utilizando transformador con aislamiento galvánico. a) Transformador de baja frecuencia en el lado de la red. b) Transformador de alta frecuencia en el lado CC.	47
Figura 3.11: Esquema simplificado del sistema fotovoltaico que incluye las capacitancias parásitas más significativas.	48
Figura 3.12: Filtro tipo T (LCL).	49
Figura 4.1: Estados de conmutación. a) Estado “P”. b) Estado “N”. c) Estado “o”.	54
Figura 4.2: Tiempo muerto durante la conmutación del estado “o” al estado “P”.	54
Figura 4.3: Estados de conducción de un inversor NPC de tres niveles.	56
Figura 4.4: Switch de 3 posiciones.	57
Figura 4.5: Voltaje fase a neutro a la salida del inversor.	57
Figura 4.6: Principio de operación de la técnica SPWM: comparación de señales portadoras y referencia, y activación de interruptores S1–S4.	58

Figura 4.7: Esquema lógico de comparación de señales para la técnica SPWM en un inversor NPC de 3 niveles.....	59
Figura 4.8: Voltaje y corriente de línea medidas después de un filtro.....	59
Figura 4.9: Tensión de modo común con una frecuencia de conmutación de 10 [kHz].....	62
Figura 4.10: Vista ampliada de la tensión de modo común con una frecuencia de conmutación de 10 [kHz].....	62
Figura 4.11 Tensión de modo común con una frecuencia de conmutación de 0.5 [kHz].....	63
Figura 4.12: Circuito simplificado que considera la capacitancia parásita.....	66
Figura 4.13: Señales de modo común resultantes. a) Tensión de modo común. b) Corriente de modo común.....	66
Figura 4.14: Inversor trifásico NPC de 3 niveles con filtro tipo T a la salida.....	68
Figura 4.15: Modelo de modo común con filtro.....	68
Figura 4.16: Modelo de modo común con filtro modificado (MLCL).....	69
Figura 4.17: Respuesta de frecuencia del filtro LCL convencional (en azul) y del filtro MLCL (en rojo).....	71
Figura 4.18: Ondas atenuadas de modo común. a) Voltaje de modo común. b) Corriente de modo común.....	75
Figura 5.1: Circuito simulado.....	82
Figura 5.2: Modelado del cable.....	83
Figura 5.3: Resultado de la simulación. a) Voltaje a la salida del inversor. b) Voltaje a la salida del inversor con sobretensión luego de propagarse por el cable. c) Voltaje de línea. d) Voltaje de línea con sobretensión luego de propagarse por el cable.....	84
Figura 5.4: Sobretensiones generadas en los terminales del transformador a distintas frecuencias de conmutación.....	85
Figura 5.5: Comportamiento de la TMC. a) Esperable a la salida del inversor. b) Alterada por la reflexión.....	87
Figura 5.6: Resultado de la simulación. a-b-c) Voltaje en los terminales del transformador con filtro. d) Voltaje de modo común con filtro.....	88

## Nomenclatura

$I_{io}$	: Corriente $i$ a la salida del inversor, en [A].
$I_i$	: Corriente $i$ de fase, en [A].
$I_{MC}$	: Corriente de modo común, en [A].
$V_{io}$	: Voltaje $i$ a la salida del inversor, en [V].
$V_{LL}$	: Voltaje de línea, en [V].
$V_{ph}$	: Voltaje de fase, en [V].
$V_{MC}$	: Voltaje de modo común, en [V].
$C_i$	: Capacitancia $i$ , en [F].
$L_i$	: Inductancia $i$ , en [H].
$Z_i$	: Impedancia $i$ , en [ $\Omega$ ].
$C_{pv}$	: Capacitancia parasita de paneles fotovoltaicos, en [F].
$C_p$	: Capacitancia parasita, en [F].
$\epsilon_0$	: Permitividad del vacío, en [F/m].
$\epsilon_r$	: Permitividad relativa.
$A$	: Área superficial del condensador, en [ $m^2$ ].
$d$	: Distancia entre las dos placas del condensador, en [m].
$D_i$	: Diodo $i$ .
$f$	: Frecuencia, en [Hz].
$i_{io}$	: Corriente $i$ a la salida del inversor, en [A].
$\Gamma_i$	: Coeficiente de reflexión.
$v$	: Velocidad de propagación, en [m/s].



## Abreviaciones

FV	: Fotovoltaico (PV en inglés).
MPPT	: Maximum Power Point Tracker (rastreo del punto de máxima potencia).
NPC	: Neutral Point Clamped (punto neutro común).
PCC	: Punto de Conexión Común.
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolar de puerta aislada).
MOSFET	: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor.
HF	: High Frequency (alta frecuencia).
LF	: Low Frequency (baja frecuencia).
PWM	: Pulse Width Modulation (modulación por ancho de pulso).
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation (modulación por ancho de pulso sinusoidal).
THD	: Total Harmonic Distortion (distorsión armónica total).
EMI	: Electromagnetic Interference (interferencia electromagnética).
EMC	: Electromagnetic Compatibility (compatibilidad electromagnética).
MPP	: Maximum Power Point (punto de máxima potencia).
BT	: Baja Tensión.
MT	: Media Tensión.
AT	: Alta Tensión.
DC	: Direct Current (corriente continua, CC en español).
AC	: Alternate Current (corriente alterna, CA en español).
D. de B.	: Diagrama de Bode
TMC	: Tensión de Modo Común (CMV en inglés).
VMC	: Voltaje de Modo Común
CMC	: Corriente de Modo Común.
MC	: Modo Común.
MD	: Modo Diferencial.
VSI	: Voltage Source Inverter (inversor fuente de voltaje en español).

# 1. Introducción

---

## 1.1. Introducción

La distribución eléctrica es una pieza clave en el sistema de suministro de energía, dado que es la etapa encargada de asegurar el transporte de la energía generada hacia los usuarios finales. Su buen funcionamiento es vital para garantizar un suministro continuo, seguro y de alta calidad, que permita minimizar interrupciones que puedan afectar a los clientes y sectores económicos.

En base a los datos de la Comisión Nacional de Energía a octubre del año 2024, Chile contaba con una capacidad total instalada de 34.535,15 [MW] de los cuales 10.174,02 [MW] (29,46%) se generan a partir de energía solar, y considerando que a octubre del año 2023 se habían superado los 9000 [MW] de capacidad instalada por generación fotovoltaica, además de que desde el año 2013 al año 2021 se pasó de 11 [MW] a 31.300 [MW] en proyectos solares aprobados o en construcción, se puede decir que en los últimos años se ha observado el crecimiento de la generación a partir del sol y lo seguirá haciendo en los que vienen [1] [2].

La implementación de parques solares ha traído grandes beneficios, como la reducción de emisiones de gases de efecto invernadero y una mayor diversificación de las fuentes energéticas. Sin embargo, este avance no ha estado exento de desafíos. La integración de la energía fotovoltaica en la red emplea una combinación de convertidores CC-CC e inversores con modulación por ancho de pulso (PWM) que, debido a la generación de pulsos y la presencia de estados de conmutación cero, generan un voltaje de modo común con respecto a tierra comprometiendo la operación de los transformadores e incluso dañando la electrónica de los circuitos de control de los convertidores estáticos, lo que afecta directamente a la confiabilidad de la generación eléctrica [3].

Si bien existen varios estudios de las tensiones de modo común, la mayoría son empleados para analizar sus efectos y poder reducirlas en aplicaciones de accionamiento de motores, por lo que resulta interesante entender su comportamiento en aplicaciones fotovoltaicas para garantizar la confiabilidad y seguridad de los sistemas y equipos eléctricos.

## 1.2. Trabajos Previos

Se presenta el resultado de la revisión bibliográfica y análisis de los trabajos previos relacionados con el estudio de las tensiones de modo común y los efectos que producen en distintas aplicaciones, más específicamente en los parques fotovoltaicos, en conjunto con los diferentes métodos de mitigación. Se resumen los principales hallazgos, procedimientos y resultados de diversos estudios en esta área.

### 1.2.1 Contextualización de la generación y problemas asociados a las TMC.

♣ Subramaniam, U.; Bhaskar, S.M.; J.Almakhles, D.; Padmanaban, S.; Leonowicz, Z. Investigations on EMI Mitigation Techniques: Intent to Reduce Grid-Tied PV Inverter Common Mode Current and Voltage. *Energies* 2019, 12, 3395. <https://doi.org/10.3390/en12173395>. [3]

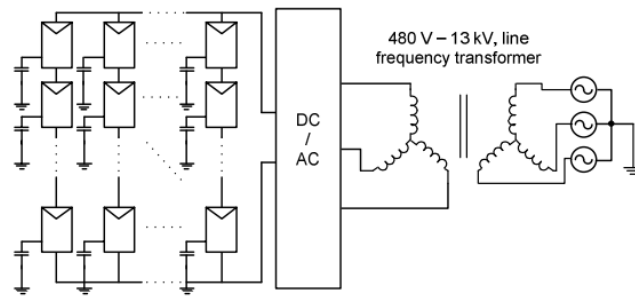
Este artículo menciona que los inversores de potencia producen una tensión en modo común (TMC) y una corriente en modo común (CMC) que provocan ruido de interferencia electromagnética (EMI) de alta frecuencia y corrientes de fuga en aplicaciones de accionamientos eléctricos y sistemas conectados a la red, lo que reduce considerablemente la eficiencia del sistema. Se plantea que la TMC puede ser mitigada diseñando filtros EMI adecuados y/o investigando los efectos para diferentes estrategias de modulación. Específicamente este trabajo investiga el efecto de diversas técnicas de modulación para inversores de dos y tres niveles. Sin embargo, la cita de este artículo para este apartado no va enfocada al análisis de las técnicas de modulación empleadas, sino que se destaca el uso de diversos estudios que entregan información relevante al tema, entre los comentarios más destacados:

- El circuito de modo común se forma entre los paneles fotovoltaicos y la red, así como a tierra debido a la capacitancia parásita y las deficiencias en el aislamiento galvánico entre la red y los arreglos fotovoltaicos.
- En los cables de tierra y el capacitor de línea parásita, la magnitud de la corriente de ruido de modo común es mayor si el  $dv/dt$  es mayor. Estas corrientes de ruido afectan las señales de control y son la principal fuente de EMI.

- La inestabilidad y las perturbaciones ocurren en el lado de la fuente de alimentación debido a la utilización de un mayor número de dispositivos semiconductores para la conversión de energía.
  - Debido al uso de dispositivos no lineales se introducen armónicos en el sistema de potencia, provocando problemas relacionados con EMI, sobrecalentamiento en equipos y daños en los dispositivos.
  - El voltaje de modo común del inversor y su corriente de fuga son las principales preocupaciones de la EMI radiada. El ruido con componentes de alta frecuencia se emite en forma de energía electromagnética y puede interferir con otros componentes y equipos en el punto de común acoplamiento.
- ♣ S. Essakiappan, P. Enjeti, R. S. Balog and S. Ahmed, "Analysis and mitigation of common mode voltages in photovoltaic power systems," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 2011, pp. 28-35, doi: 10.1109/ECCE.2011.6063745. [4]

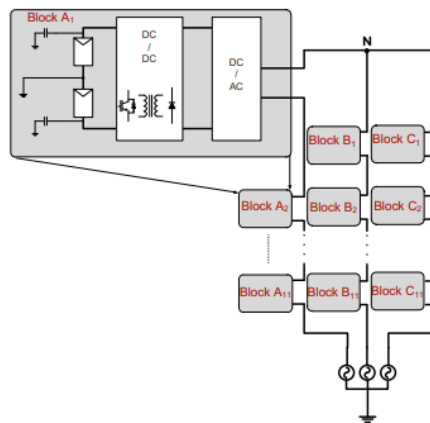
En este artículo se presenta un análisis de las tensiones y corrientes de modo común en sistemas de generación de energía fotovoltaica a escala comercial y de servicio público. Se investigó la distribución de las capacitancias de modo común a lo largo de una cadena en serie de 12 módulos utilizando un sistema fotovoltaico en tejado de 2,76 kW por cadena. Se derivaron los circuitos equivalentes de modo común de varias topologías de sistemas fotovoltaicos y también se presentaron estrategias de mitigación, como el filtro paso bajo de modo común y el apantallamiento del transformador de aislamiento para reducir los efectos de las tensiones y corrientes de modo común.

Entre algunos de los resultados que se obtuvieron se tiene el de la simulación de un conjunto de módulos fotovoltaicos (topología de la Fig. 1.1) con una potencia nominal de 92 kW conectados a un inversor central, el cual muestra que los módulos más cercanos a los terminales positivo y negativo del enlace CC presentan las mayores magnitudes de corrientes en modo común.



**Figura 1.1: Topología que utiliza módulos fotovoltaicos en combinaciones serie-paralelo [4].**

Por otro lado, se eligió un sistema de ejemplo con una potencia nominal de 1,06 MW para el análisis del sistema fotovoltaico de media tensión a escala de servicio público (topología Fig. 1.2). Se observó que las magnitudes de las tensiones en las capacitancias de modo común de los distintos bloques de un sistema de media tensión aumentaban en los bloques de convertidores más cercanos a la red eléctrica.



**Figura 1.2: Topología multinivel de media tensión construida a partir de bloques modulares [4].**

Finalmente, se demostró que utilizar un filtro pasa bajo de modo común, junto con el apantallamiento de un transformador para reducir el voltaje en los módulos fotovoltaicos aislando la trayectoria de la corriente circulante de modo común, minimiza significativamente la tensión de modo común en la capacitancia del devanado del transformador, hasta un 50%.

## 1.2.2 Diferencias entre comportamiento de MC en accionamiento de motores y aplicaciones FV.

- ♣ C. -C. Hou, C. -C. Shih, Po-Tai Cheng and A. M. Hava, "Common-mode voltage reduction modulation techniques for three-phase grid connected converters," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, Sapporo, Japan, 2010, pp. 1125-1131, doi: 10.1109/IPEC.2010.5543223. [5]

En este trabajo se investiga experimentalmente el rendimiento de un convertidor PWM trifásico de fuente de tensión, cuya aplicación principal es el sistema de conversión de energía fotovoltaica interconectado a la red. Sin embargo, su mención en este informe está centrada en un punto importante que ayuda a entender la diferencia del comportamiento de MC entre accionamiento de motores y aplicaciones FV.

El artículo comenta que la aplicación de interfaz de red fotovoltaica implica una gran diferencia con respecto a la de accionamiento de motor convencional en cuanto al comportamiento en modo común. En las aplicaciones de accionamiento de motores, la CMC depende en gran medida del  $dv/dt$  del inversor y, en parte, de la magnitud y la forma de onda de la TMC, por lo que el pico de la CMC depende poco del método PWM. Esto se debe a que la capacitancia parásita de los accionamientos del motor es muy pequeña (varios nF) y la inductancia de modo común del motor es de aproximadamente el 5%-10% por unidad. Como resultado, la frecuencia de resonancia es alta (orden de magnitudes superior a la frecuencia portadora). Además, en los accionamientos de motores, la frecuencia portadora suele ser inferior a la de los convertidores conectados a la red. Como resultado, la frecuencia base de la TMC es muy inferior a la frecuencia de resonancia del circuito equivalente de modo común y el circuito puede considerarse abierto para el rango de frecuencia portadora. En consecuencia, la contribución de la magnitud TMC está limitada a la CMC. Sin embargo, las transiciones  $dv/dt$  fuerzan una corriente mayor. En las aplicaciones fotovoltaicas, debido a una capacitancia de mayor valor, la frecuencia de resonancia es baja y cercana a la frecuencia PWM, de modo que la magnitud TMC desempeña un papel importante en la determinación de los valores pico y RMS de la CMC. Por lo tanto, un método PWM con baja magnitud en la TMC y bajo valor RMS resulta favorable.

### 1.2.3 Métodos de compensación a través de técnicas de modulación por ancho de pulsos.

- ♣ N. Noroozi, M. R. Zolghadri and M. Yaghoubi, "A novel modulation method for reducing common mode voltage in three-phase inverters," 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Milan, Italy, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/EEEIC.2017.7977818. [6]

En este artículo, se propone un nuevo método para la reducción de la TMC en un inversor de fuente de voltaje trifásico. El método propuesto se basa en la modulación de vectores espaciales y utiliza solo vectores impares y cero, al usarlo se reduce el número de fluctuaciones de la forma de onda de MC por ciclo de conmutación, por lo tanto, se reduce la cantidad de armónicos de alta frecuencia. Además, debido a la aplicación de vectores activos y cero mediante la distorsión armónica total se vuelve menor que la de la mayoría de los métodos que se aplican para reducir las tensiones de modo común. La integridad del método se confirma mediante la simulación de un sistema trifásico de 3,5 kW.

Se menciona que la forma de onda de TMC en un inversor fuente de voltaje que utiliza modulación vectorial espacial (SMV) simple no es uniforme dentro de un periodo de conmutación e incluye variaciones escalonadas como se aprecia en la fig. 1.3, y como se registra en la tabla 1.1 donde se muestran los estados de conmutación y los valores que toma la TMC. Se puede apreciar que la aplicación de estados pares e impares causa niveles de  $1/3$  VDC y  $2/3$  VDC en la forma de onda respectivamente. Por lo tanto, la disposición de los estados impares, pares y cero afectan la forma de onda de TMC, concluyendo que cambia al aplicar diferentes técnicas de modulación.

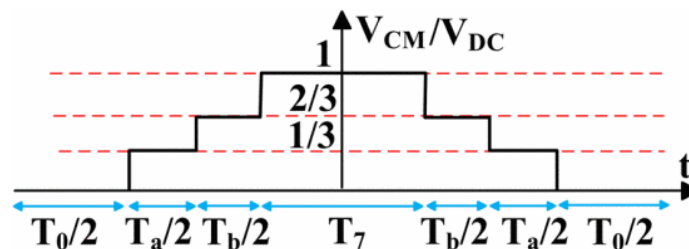
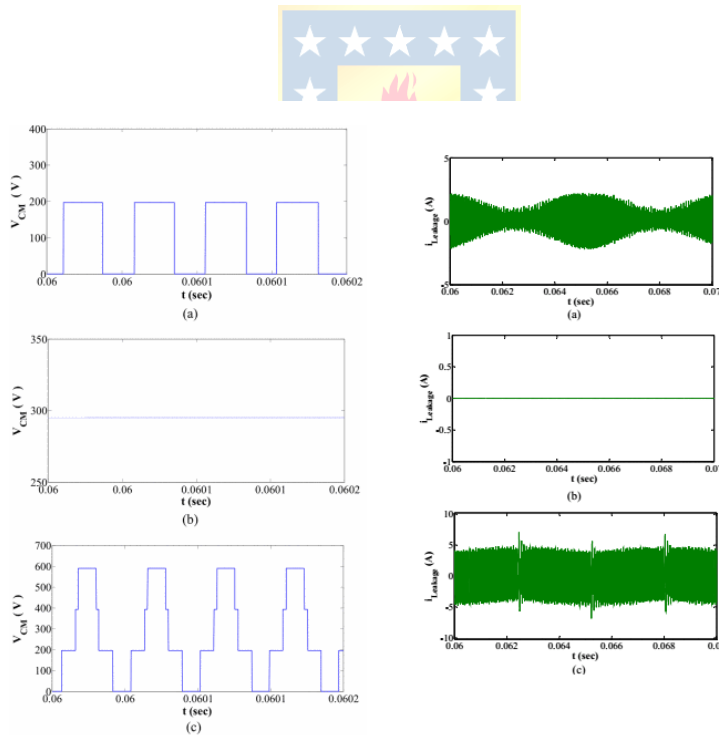


Figura 1.3: Forma de onda típica de TMC en un IFV 3 $\phi$  utilizando SMV simple [6].

**Tabla 1.1: Valores TMC en el inversor trifásico [6].**

Vector	TMC
$\vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_5$ (Vectores impares)	$\frac{V_{DC}}{3}$
$\vec{V}_2, \vec{V}_4, \vec{V}_6$ (Vectores pares)	$2 \frac{V_{DC}}{3}$
$\vec{V}_7$ (Vectores cero)	$V_{DC}$
$\vec{V}_0$ (Vectores cero)	0

En base a lo anterior, comenta que hay tres métodos que son los más utilizados en la modificación de la modulación, los cuales corresponden a las técnicas NSPWM, AZSPWM y RSPWM por lo que se centra en realizar una comparación principalmente con la última. El resultado de la SMV simple y su propuesta OZPWM que se deriva del método RSPWM, obteniendo lo siguiente:



**Figura 1.4: Forma de TMC y Corriente de Fuga en (a) OZPWM. (b) RSPWM1. (c) SVM simple [6].**

**Tabla 1.2: Comparación de resultados de diferentes métodos de modulación [6].**

<b>Método</b>	<b>Variación máxima de TMC dentro de un ciclo de conmutación</b>	<b>Variación de TMC dentro de un ciclo de conmutación</b>	<b>Rango del índice de modulación de linealidad</b>	<b>Tiempos de conmutación por período de conmutación</b>	<b>THD</b>
SVM	$V_{DC}$	6	0-0.91	6	Bajo
AZSPWM1	$V_{DC}/3$	6	0-0.91	6	Moderado
NSPWM	$V_{DC}/3$	4	0.61-0.91	4	Moderado
RSPWM1	0	0	0-0.52	8	Alto
OZPWM	$V_{DC}/3$	2	0-0.52	6	Moderado

Se puede apreciar que al comparar OZPWM con RSPWM1, se reducen las pérdidas de conmutación y la distorsión armónica total (THD). Al utilizar OZPWM, la forma de onda de la TMC fluctúa dos veces en un ciclo de conmutación, mientras que en el otro es constante. Sin embargo, OZPWM tiene menos TMC en comparación con otros métodos como NSPWM y AZSPWM y su corriente de fuga se reduce en más del 50 % en comparación con un convertidor que utiliza el método SVM simple. En base a esto se concluye que, si la idea era reducir las TMC generadas por el inversor, la implementación de la nueva técnica de modulación carece de sentido, sobre todo considerando que RSPWM anula totalmente esta tensión en conjunto con la corriente de fuga asociada. Si bien la distorsión armónica total disminuye, sigue siendo mayor que métodos más simples como el SMV, además de que la variación máxima de la TMC se mantiene con respecto a las técnicas AZSPWM y NSPWM. Para finalizar, se nota que el rango del índice de modulación para los casos con menor generación de TMC (RSPWM1 y OZPWM) es demasiado bajo por lo que no se puede aprovechar al máximo el rango dinámico del inversor implicando que la tensión de salida será significativamente menor que el máximo disponible.

- ♣ Z. Chen, W. Yu, X. Ni and A. Huang, "A new modulation technique to reduce leakage current without compromising modulation index in PV systems," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 2015, pp. 460-465, doi: 10.1109/ECCE.2015.7309724. [7]

En este artículo se investigan métodos de reducción/eliminación de tensión de modo común en inversores fotovoltaicos trifásicos, especialmente inversores de tres niveles. Se comparan varios métodos de reducción/eliminación de tensión de modo común convencionales, incluidos AZSPWM, 2MV1Z, 3MV, 3MV120, en términos de rendimiento de reducción de tensión MC, pérdidas de conmutación, índice de modulación, región lineal y capacidad de equilibrio de tensión de punto neutro. Principalmente la mención de este trabajo se debe a la transparencia de los creadores al mencionar ciertas desventajas significativas a la hora de modificar las técnicas de modulación para reducir las tensiones de modo común.

Primero, comentan lo observado a través del uso de las distintas técnicas de modulación obteniendo que en AZSPWM, la magnitud de la TMC se reduce, pero todavía hay una componente de frecuencia de conmutación en el voltaje, por lo que la corriente de fuga sigue siendo grande. En RSPWM, se elimina el componente de frecuencia de conmutación en el voltaje de modo común. En RSPWM1, la TMC incluso se está convirtiendo en un valor de CC, por lo que la corriente de fuga se reduce drásticamente. Sin embargo, el índice de modulación máximo es solo del 57,7% para RSPWM, en comparación con el 100% para SVPWM. Además, hay 8 acciones de conmutación en un período, en comparación con 6 veces en SVPWM, lo que aumenta las pérdidas de conmutación en 1/3. Además, las regiones de operación lineal de 3MV y 3MV120 cubren solo una parte de todo el espacio vectorial, por lo que deben usarse juntos para compensarse entre sí.

En base a lo anterior se concluye que, aunque los métodos estudiados podrían reducir el voltaje de MC de alguna manera, aún tienen algunas desventajas en pérdidas, equilibrio del punto neutro y, especialmente, en el índice de modulación. Los índices de modulación bajos de estos métodos requerirían un mayor voltaje del enlace de CC del sistema fotovoltaico, lo que aumenta el costo. Para evitar estas desventajas se debería introducir otra rama de medio puente para controlar el voltaje del punto neutro, al hacerlo, el índice de modulación podría alcanzar el 100% y las pérdidas en el inversor podrían reducirse. Esto es lo que realizan finalmente para completar su estudio evitando los inconvenientes mencionados.

### 1.2.4 Métodos de compensación a través de filtros.

- ♣ C. A. Haab, L. Michels, C. Rech and L. V. Bellinaso, "Design of Common and Differential Mode Filters for Single-Phase Full-Bridge Photovoltaic Inverters," 2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America), Gramado, Brazil, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISGT-LA.2019.8895398. [8]

En este artículo se propone una metodología integrada para el diseño de filtros de modo común y diferencial para una topología fotovoltaica de puente completo con un filtro LCL (Fig. 1.5), la cual es la más usada para este tipo de aplicaciones. El filtro de modo diferencial está diseñado para cumplir con las restricciones de distorsión de corriente armónica, mientras que el filtro de modo común está diseñado para adaptar la ondulación de la corriente de modo común.

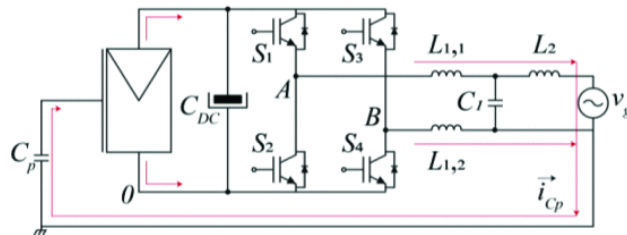


Figura 1.5: Inversor de puente completo monofásico que emplea filtro LCL en la salida para carga [8].

Menciona que en la literatura se proponen otro tipo de topologías, como H5, H6, Heric y UniTL, que presentan soluciones para la reducción de corrientes de fuga, pero tienen un mayor número de semiconductores y consecuentemente una mayor complejidad. Además, estas topologías no son adecuadas a los estándares actuales que exigen inyección de potencia reactiva a la red. Debido a esto deciden proponer el uso de un filtro de modo común (Fig. 1.6) para reducir la corriente de fuga sin el uso de dispositivos semiconductores, lo cual es una limitación de las topologías mencionadas. Al agregar el inductor  $L_{MC}$ , se atenúa la corriente peak de modo común, disminuyendo el ruido electromagnético debido al alto  $di/dt$ . Además de este inductor, se añaden las resistencias  $R_{MC}$  y los condensadores  $C_{MC}$  para crear un camino cerrado para la corriente de modo común, de modo que se reduzca la magnitud de la corriente de fuga. Además, se incluye una amortiguación pasiva en el filtro LCL de modo diferencial a través de la resistencia  $R_d$ .

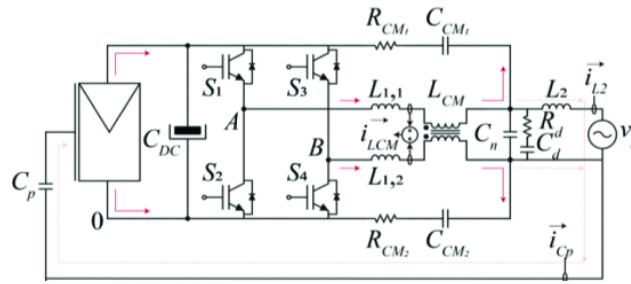


Figura 1.6: Inversor de puente completo monofásico que emplea un filtro de modo común y diferencial propuesto [8].

Finalmente, realiza una comparación con el estudio de otro artículo en cual se obtienen y presentan resultados experimentales para la corriente de fuga empleando un inversor de puente completo con un filtro de modo común de cuarto orden (fig. 1.7).

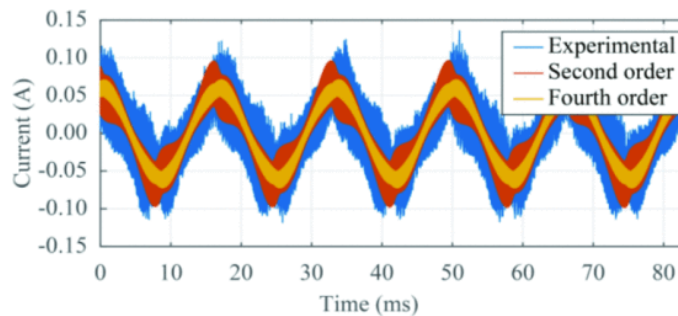


Figura 1.7: Comparación entre los resultados experimentales obtenidos [8].

Para poder realizar una especificación equivalente el valor de inductancia del inductor de modo común para el filtro de segundo orden fue aproximadamente 10 veces mayor que en el filtro de cuarto orden, sin embargo, el primero tiene la ventaja de utilizar menos componentes llegando a resultados similares. Esta metodología, además de sencilla, presentó resultados adecuados, de modo que es posible predecir con una buena aproximación los efectos provocados en diferentes diseños con las mismas especificaciones de potencia. También, se pueden establecer pérdidas máximas y mínimas relacionadas con los filtros de modo común de forma que se logra obtener un filtro realmente efectivo, que no cause gran impacto en la eficiencia del convertidor.

- ♣ P. Pairodamonchai, S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "Design and Implementation of A Hybrid Output EMI Filter for High Frequency Common-Mode Voltage Compensation in PWM Inverters," 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, Nagoya, Japan, 2007, pp. 1484-1491, doi: 10.1109/PCCON.2007.373160. [9]

Este artículo menciona que en el voltaje de modo común generado por el inversor PWM, los componentes de alta frecuencia son los más problemáticos y deben eliminarse. Siguiendo el concepto anterior, este artículo presenta un filtro EMI de salida híbrido para la compensación de voltaje de modo común de alta frecuencia en inversores PWM. Su estructura está compuesta por un filtro activo de 4 niveles de una sola pierna y un filtro LC pasivo. El filtro EMI activo es responsable de la cancelación en el rango de frecuencia de conmutación de hasta varios cientos de kHz, mientras que el filtro pasivo ayuda a suprimir el voltaje de modo común residual en el rango de frecuencia más alto.

También, se realiza un estudio de trabajos recientes, donde se investigan filtros EMI activos para una posible compensación de tensión de modo común. En Ogasawara propusieron un circuito activo que tiene una excelente cancelación de voltaje en modo común. Sin embargo, es difícil de implementar en sistemas de accionamiento de alto voltaje debido a la clasificación poco común de los transistores analógicos push-pull. Xiang introdujo un concepto de cancelación de voltaje en modo común mediante el uso de un inversor de 4 niveles de una sola pierna y un transformador de modo común para construir un filtro EMI activo llamado ACCom. Dado que este equipo se basa en el modo de conmutación de los dispositivos de potencia, tiene menos pérdidas y es adecuado para sistemas de accionamiento de alto voltaje. Aunque el esquema ACCom es teóricamente prometedor, solo se dieron resultados de simulación, y la viabilidad en aplicaciones reales aún no está confirmada. Además, hay varios problemas de implementación que deben discutirse, por ejemplo, saturación del transformador por voltaje de compensación de CC, tamaño de núcleo requerido, retraso de detección de voltaje en modo común, etc.

Mediante la comparación entre estos métodos de detección de voltaje de modo común, se concluye que el método de detección propuesto es más fácil de implementar sin ningún aislamiento eléctrico adicional y tiene un menor tiempo de retardo de detección. Además, los resultados experimentales muestran que el filtro EMI de salida híbrido logra un buen filtrado del voltaje de modo común y funciona bien incluso cuando se varían las frecuencias de conmutación y operación.

Tabla 1.3: Comparación entre filtros de modo común [9].

Propiedad del filtro de modo común	Filtro Activo			Filtro Pasivo
	Propuesto	Xiang	Ogasawara	
Rendimiento	El mejor	Bueno	Bueno	Pobre
Tamaño Físico	El más pequeño	Pequeño	Pequeño	Grande
Costo	Barato	Justo	Barato	Costoso
restricción de resonancia	No	No	No	Sí
Procedimiento de diseño	Justo	Simple	Simple	Complicado
Implementación	Justo	Justo	Difícil	Fácil

- ♣ L. Peng, J. Wang, H. Chen, L. Gui and L. Chen, "Voltage Harmonic Suppression Method of Power Conversion System Based on CLCR Filter," 2023 International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA), Nanjing, China, 2023, pp. 842-845, doi: 10.1109/ICoPESA56898.2023.10140837. [10]

El artículo plantea que los armónicos de la tensión de salida de los convertidores de potencia afectan seriamente la calidad de la energía y la estabilidad del sistema. En base a esto, los autores proponen un nuevo método de diseño de filtro tipo CLCR (Fig. 1.8), el cual puede reducir el volumen del filtro pasivo y suprimir tanto la tensión de modo diferencial como la tensión de modo común. Con respecto al circuito equivalente de modo diferencial y el circuito equivalente de modo común del filtro, se presentan el método de diseño y las condiciones limitantes de los parámetros del filtro.

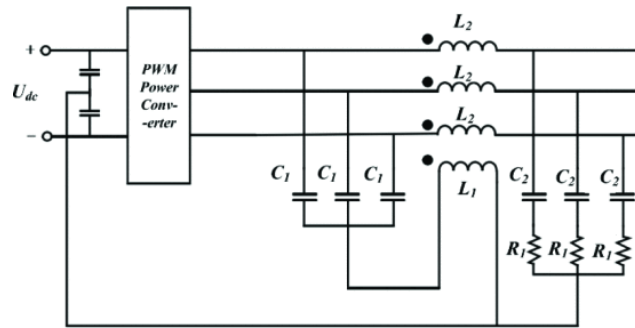


Figura 1.8: Estructura del filtro pasivo tipo CLCR [10].

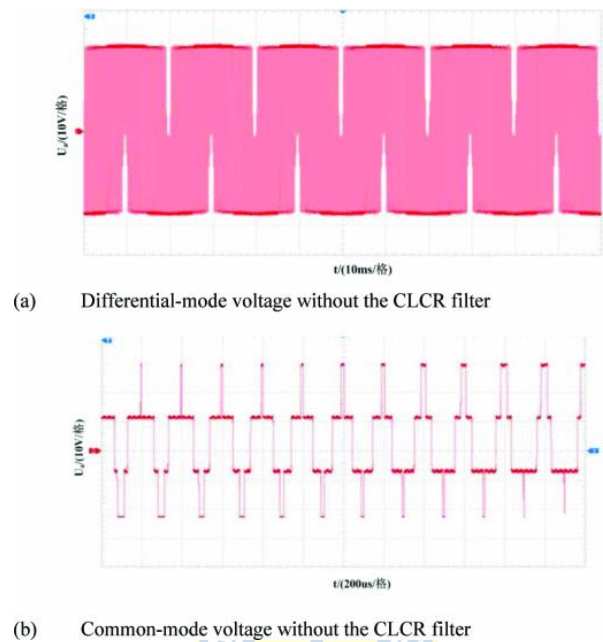
Además, se realiza una pequeña revisión de los filtros pasivos que se utilizan en los convertidores estáticos para mejorar la calidad de la potencia de salida, de esta forma se tiene:

- El filtro tipo L tiene la estructura más simple en los filtros pasivos. Este filtro tiene una capacidad de filtrado deficiente. Para obtener un rendimiento de filtrado suficiente, el filtro tipo L ocupará un gran volumen.
- El filtro LC tiene una curva característica de frecuencia más pronunciada que el filtro de tipo L, lo que le permite tener una mejor supresión armónica en el mismo volumen. Sin embargo, es menos eficaz para suprimir el VMC y solo se puede utilizar como un filtro de modo diferencial.
- Los transformadores y los inductores de modo común suprimen de manera consistente la TMC. Sin embargo, los filtros de modo común y de modo diferencial necesitan un convertidor estático de gran volumen. El filtro debe optimizarse tanto para el voltaje de modo común como para el de modo diferencial.
- El componente armónico del voltaje de modo diferencial y la mayoría de los componentes del voltaje de modo común se suprimen utilizando un filtro RLC de segundo orden. Sin embargo, el  $dv/dt$  del voltaje de modo común sigue siendo alto.

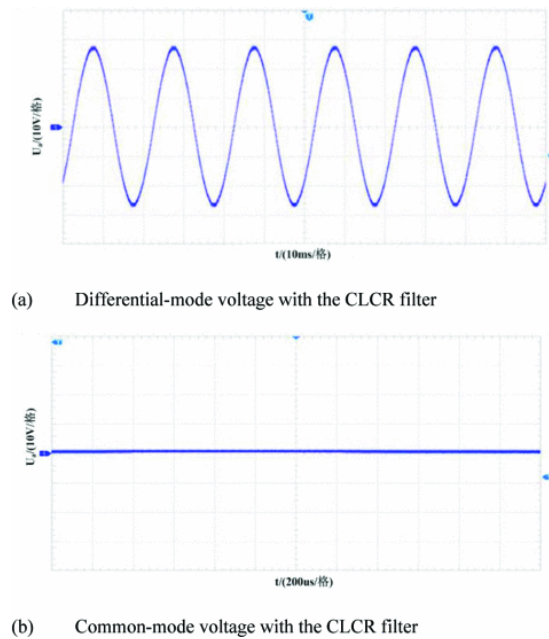
De esta forma se propone el filtro CLCR, el cual fue puesto a prueba a través de simulación obteniendo los siguientes resultados (Fig. 1.9 - Fig. 1.10):

- Los componentes de voltaje armónico en otras frecuencias se atenúan con la excepción del voltaje de modo diferencial a 50 Hz.

- Se produce una supresión efectiva para la componente del VMC en la frecuencia de conmutación.
- Los armónicos de salida del convertidor estático se inhiben de manera efectiva con el filtro pasivo de tipo CLCR de modo común diferencial.



**Figura 1.9: Forma de onda de voltaje del convertidor estático sin filtro tipo CLCR [10].**



**Figura 1.10: Forma de onda de voltaje del convertidor estático con filtro tipo CLCR [10].**

### 1.2.5 Discusión

La revisión bibliográfica muestra los problemas asociados a las tensiones de modo común, además de demostrar que este voltaje siempre estará presente en sistemas en que se utilice una técnica de modulación para la conversión de energía.

La literatura muestra la diferencia existente entre las tensiones de modo común en accionamientos de motores y topologías fotovoltaicas, demostrando que a pesar de que los voltajes de MC se generan a partir del mismo concepto, estos influyen de distinta manera dependiendo la aplicación, sobre todo si el enfoque es hacia las corrientes de modo común que se generan.

A partir de la necesidad de reducir las TMC y los problemas que generan, se han hecho diversos estudios para obtener la mejor forma de compensación. Muchos de los nuevos trabajos han tratado de disminuir las señales de modo común a través de “novedosas” técnicas de modulación que, si bien cumplen con la función de reducir los voltajes de MC, el desarrollo suele ser más complejo que utilizar métodos tradicionales. También pocas veces se comentan las desventajas que surgen al emplear estas técnicas, siendo la más evidente la generada por los bajos rangos de índices de modulación, lo que implica que el inversor no funcionará con toda su capacidad entregando un menor voltaje a la salida.

En base a lo anterior, es lógico pensar en utilizar filtros para compensar las tensiones de modo común, donde la literatura respalda su eficacia y su simpleza. Ahora bien, se tiende a pensar que el diseño de un filtro pasivo es más simple que el de uno activo, lo que es cierto, sin embargo, para estas aplicaciones no es así, dado que no están diseñados para seguir cambios en el comportamiento de las señales. De esta forma también se estudió el uso de filtros híbridos que cumplen con este cometido.

Finalmente, todo el estudio bibliográfico permitió tener una visión amplia de lo relacionado a las TMC, lo que ayudará con la toma de decisiones para el trabajo futuro, siempre recordando que la simplicidad es sinónimo de confiabilidad.

### **1.3. Hipótesis de Trabajo**

Las tensiones de modo común son inherentes a la operación de los inversores, y generan corrientes parásitas que afectan la operación de los parques solares FV. Estas tensiones se pueden atenuar con el adecuado diseño de filtros pasivos.

### **1.4. Objetivos**

#### **1.4.1 Objetivo General**

Estudiar la generación de las tensiones de modo común en plantas fotovoltaicas a través de simulación y proponer alternativas que minimicen su amplitud.

#### **1.4.2 Objetivos Específicos**

- Revisar la literatura existente sobre la generación y reducción de las tensiones de modo común.
- Recopilar información sobre los problemas asociados a las tensiones de modo común en aplicaciones fotovoltaicas.
- Abordar desde una perspectiva conceptual el efecto que las tensiones de modo común tienen en los diferentes equipos que componen un parque solar.
- Analizar a través de simulación las señales de modo común.
- Aplicar a través de simulación metodología propuesta para la reducción de las tensiones de modo común.

### **1.5. Alcances y Limitaciones**

Esta memoria tiene como objetivo analizar las Tensiones de Modo Común en parques fotovoltaicos, enfocándose en su caracterización, efectos y métodos de compensación. El estudio se desarrolla mediante simulaciones, lo que permite evaluar el comportamiento de las TMC y la efectividad de diferentes estrategias de mitigación. Sin embargo, las simulaciones se basan en modelos teóricos y no incluyen mediciones en terreno. Además, se evalúan escenarios representativos, pero no se consideran todas las configuraciones posibles de parques fotovoltaicos.

## 1.6. Temario y Metodología

En el capítulo 1 se presenta la introducción al tema, se revisa la bibliografía consultada, se propone la hipótesis y se definen los objetivos generales y específicos.

En el capítulo 2 se desarrolla el marco teórico asociado a las tensiones de modo común (TMC) en sistemas fotovoltaicos. Se describen los principios fundamentales del fenómeno y se deduce la expresión matemática que define la TMC a la salida de un inversor, considerando su referencia respecto al punto común del sistema.

En el capítulo 3 se analiza la tensión de modo común desde una perspectiva enfocada en los equipos que componen el sistema fotovoltaico. Se estudia su relación con la generación o atenuación de las señales de modo común.

En el capítulo 4 se realiza un estudio detallado de la tensión de modo común a través de simulaciones, tomando como base los equipos identificados en el capítulo 3 que presentaban una incidencia favorable en su comportamiento. Se analiza la TMC bajo modulación SPWM, se desarrollan modelos equivalentes en modo común y se incorpora un filtro tipo T modificado como estrategia de mitigación. Además, se evalúan los efectos de la TMC sobre los distintos componentes del sistema.

En el capítulo 5 se estudia el fenómeno de la reflexión de onda y su impacto en la tensión de modo común. Se analizan las sobretensiones transitorias generadas por el inversor, el efecto de los cables entre el inversor y el transformador, y se realiza una simulación para evaluar el impacto de estos fenómenos sobre el perfil de la TMC.

Finalmente, en el capítulo 6 se entregan las conclusiones y comentarios finales sobre el desarrollo de este trabajo.

## 2. Tensiones de Modo Común

---

### 2.1. Introducción

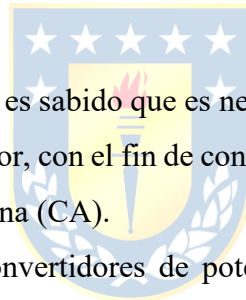
El análisis de las tensiones de modo común en sistemas fotovoltaicos requiere como primer paso comprender los conceptos y principios que definen su origen y comportamiento. Antes de abordar simulaciones y estrategias de mitigación, es necesario establecer un marco teórico que permita describir de forma clara los fenómenos involucrados.

En este capítulo se desarrolla la base conceptual, abordando la definición y características de la tensión de modo común, su relación con la operación del inversor y las rutas por las que circulan las corrientes de modo común producidas. Además, se incluyen las ecuaciones matemáticas que describen tanto la tensión como la corriente de modo común.

### 2.2. Fundamento teórico

En las aplicaciones fotovoltaicas es sabido que es necesario utilizar un convertidor estático de potencia, más específicamente un inversor, con el fin de convertir la corriente continua (CC) generada por los paneles solares en corriente alterna (CA).

En el funcionamiento de los convertidores de potencia se pueden identificar dos tipos de operación, primero, aquella que abarca el voltaje y corriente útil para el funcionamiento del sistema denominada operación en modo diferencial y, en segundo lugar, la operación en modo común producida por la conmutación de los semiconductores del inversor (directamente influenciado por la técnica de modulación) la cual genera una tensión entre las fases del conversor y tierra. Para ejemplificarlo se utiliza un inversor puente completo conectado a una carga (Fig. 2.1) y se adjunta la forma de las señales diferenciales que se obtienen (Fig. 2.2).



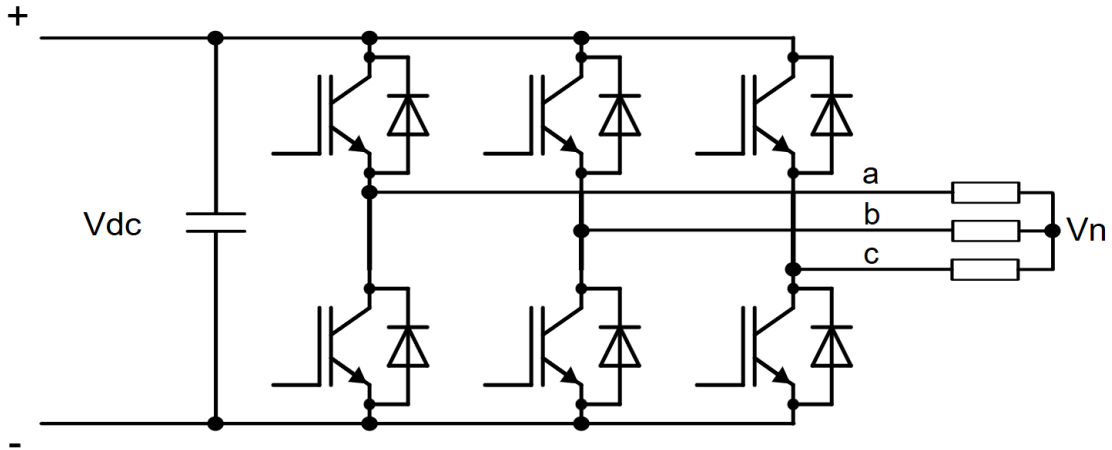


Figura 2.1: Inversor puente completo conectado a una carga.

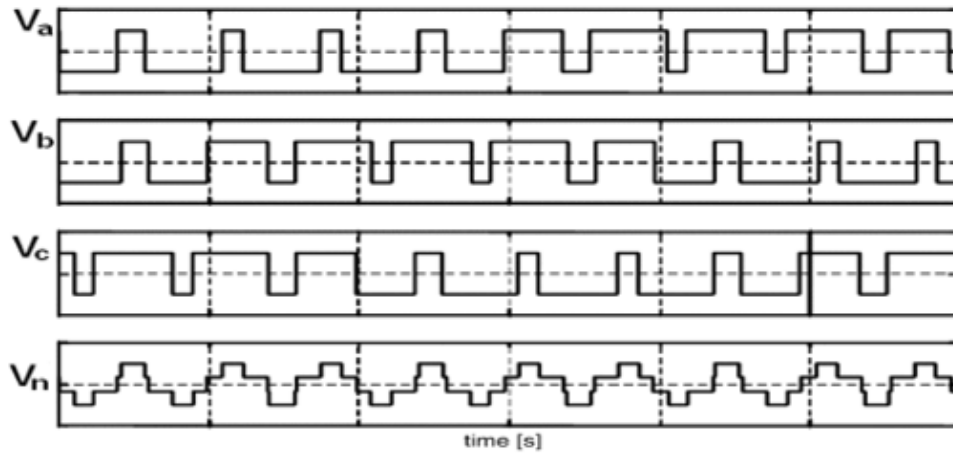


Figura 2.2: Forma de onda de los voltajes a la salida del inversor con respecto a tierra.

El voltaje de modo común puede definirse como un potencial relativo a un punto común de referencia. En el caso de inversores de dos niveles, este punto suele considerarse como el terminal negativo del enlace de corriente continua y el punto de tierra. Sin embargo, en un inversor real, aterrizar directamente el polo negativo del enlace CC no está permitido. Aun así, este sigue siendo un punto útil desde el cual analizar y medir las tensiones de modo común.

Aunque en muchos casos los inversores de dos niveles suelen utilizar un solo capacitor en el enlace de continua, también es común encontrar en la literatura que estudia las ondas de modo común configuraciones con dos capacitores en serie. Esta disposición permite definir un punto medio, el cual actúa como referencia simétrica entre los polos del enlace CC el cual se denomina nodo “o” (fig.2.3). Esta estrategia no tiene como objetivo generar un tercer nivel de tensión como en el inversor NPC de tres niveles que se estudia más adelante, sino que busca establecer un punto de referencia más adecuado para el análisis del comportamiento eléctrico del sistema. En la figura 2.4 se muestra la tensión de modo común generada por este tipo de convertor al emplear modulación SPWM considerando un voltaje en corriente continua de 1000 [V].

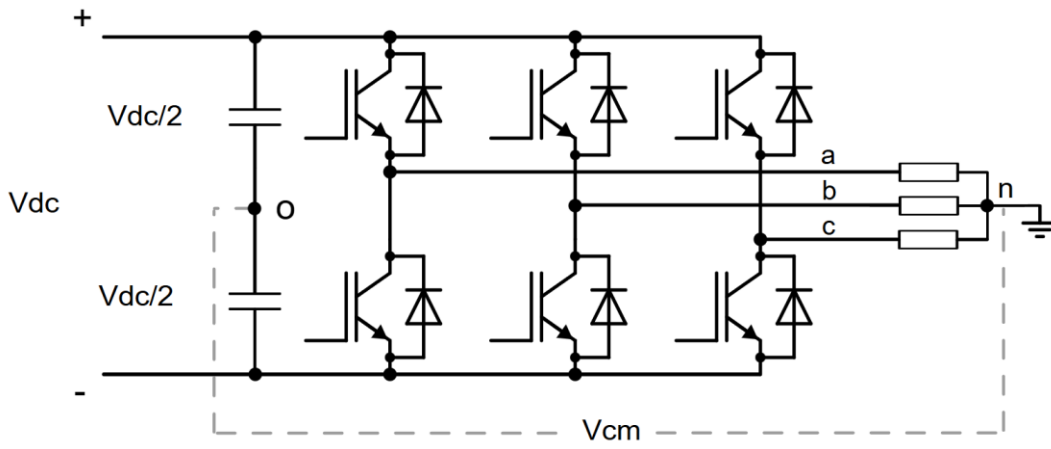


Figura 2.3: Inversor puente completo que considera nuevo punto de referencia “O”.

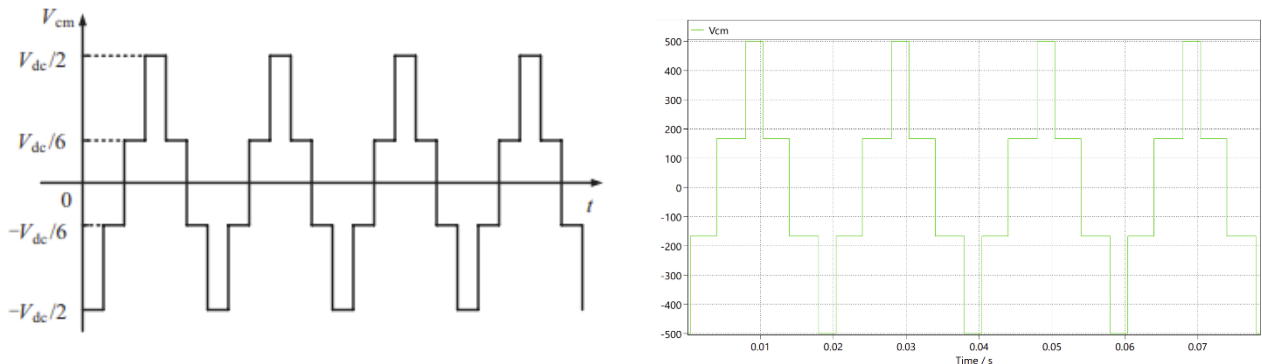


Figura 2.4: VMC producido por el inversor de dos niveles al utilizar modulación SPWM [20].

### 2.3. Corriente de modo común

El voltaje de modo común presenta transiciones abruptas desde y hacia el enlace de corriente continua, lo que genera grandes picos de corriente debido a los elevados valores de  $dv/dt$ . Estas corrientes requieren una ruta para circular, la cual se establece a través de las capacitancias parásitas a tierra distribuidas a lo largo del circuito. Las corrientes resultantes se denominan corrientes de modo común, también denominadas corrientes de fuga (Fig. 2.5)

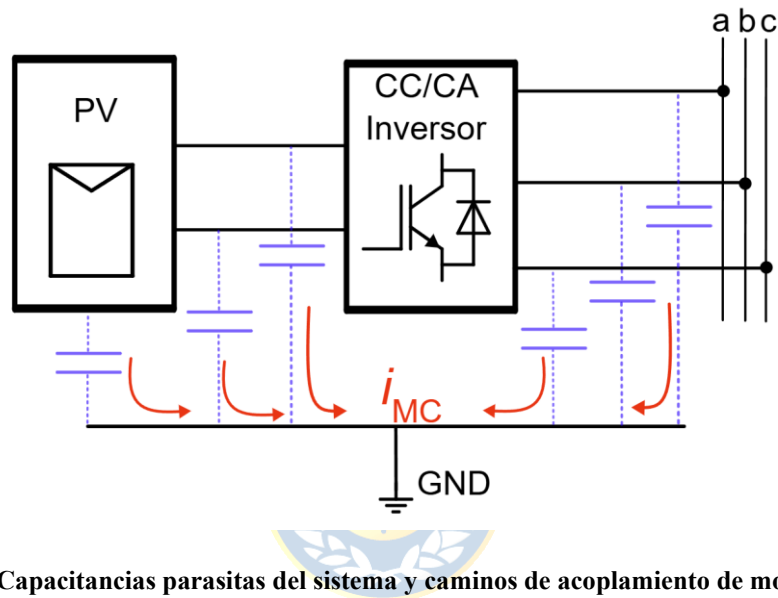


Figura 2.5: Capacitancias parásitas del sistema y caminos de acoplamiento de modo común.

Por otro lado, generalmente los voltajes de modo común tienen cierta impedancia interna, la que depende de la configuración del tipo de tierra del sistema por lo que el mecanismo por el cual las corrientes de modo común circulan, depende de la impedancia de modo común del sistema, su configuración y del tipo de conexión a tierra.

Finalmente, es importante destacar que, aunque el voltaje de modo común no es visible desde la salida diferencial del inversor, la corriente de modo común sí puede fluir a través de la carga o hacia la red. Esta corriente no solo puede consumir potencia desde la entrada, sino que también puede generar interferencias o incluso causar daños en la carga.

## 2.4. Método para determinar tensiones de modo común a la salida de un inversor.

Considerando el convertidor de la figura 2.6, se puede realizar el análisis de la generación de voltaje y corriente en modo común en este sistema.

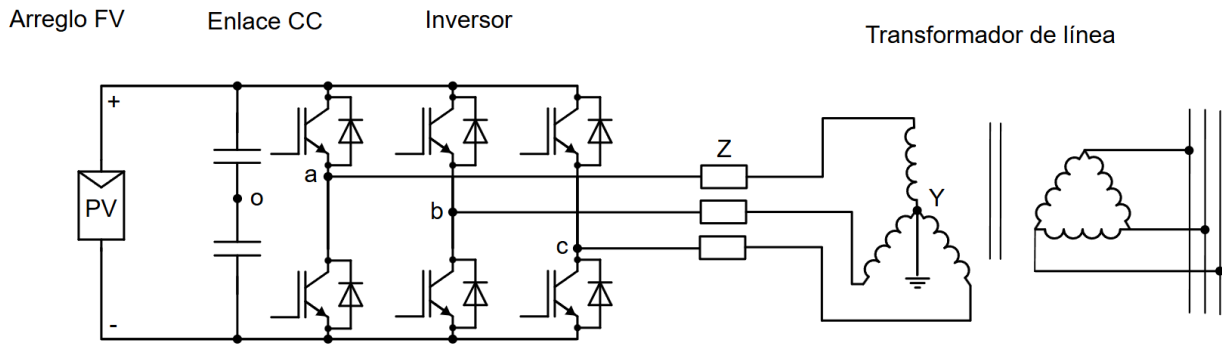


Figura 2.6: Circuito de ejemplo para determinar las tensiones de modo común.

Desde el punto de vista de la TMC, cada una de las fases del inversor trifásico se puede modelar como una fuente de voltaje en modo conmutado desde el punto medio del enlace de CC "o" hasta una de las líneas de salida del inversor (figura 2.7).

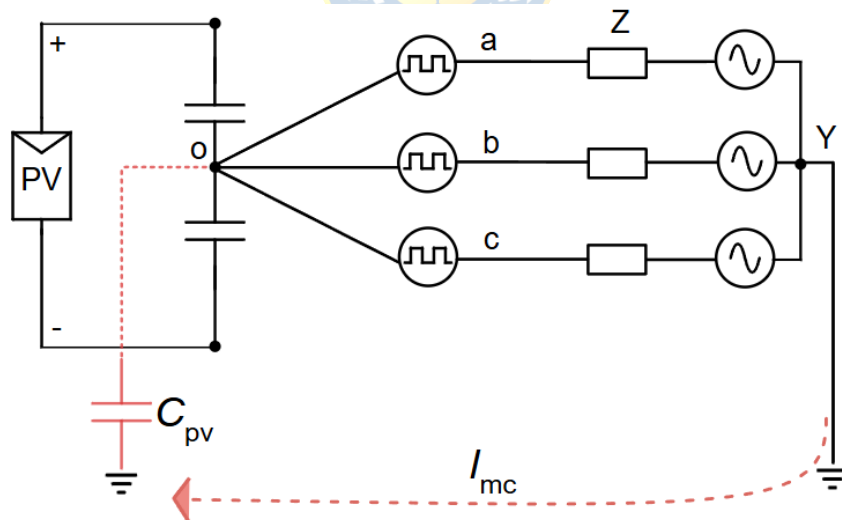


Figura 2.7: Circuito de ejemplo para determinar las tensiones de modo común simplificado.

La tensión de modo común se define como el potencial entre el punto de estrella Y del transformador y el punto neutro del inversor “O”. Las tensiones entre la fase y el punto común se pueden escribir como:

$$V_{ao} = Z_i * I_a + V_{oY} \quad (2.1)$$

$$V_{bo} = Z_i * I_b + V_{oY} \quad (2.2)$$

$$V_{co} = Z_i * I_c + V_{oY} \quad (2.3)$$

Se tiene que  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  y  $V_{co}$  son las tensiones PWM generadas por las fases del inversor;  $V_{oY}$  es el voltaje de modo común del sistema al cual se le denominará  $V_{MC}$ ;  $Z_i$  son las impedancias equivalentes de cada línea;  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$  son las corrientes que circulan por las líneas. De esta forma sumando las ecuaciones (2.1), (2.2), (2.3) se obtiene:

$$(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) = (Z_i)(I_a + I_b + I_c) + (3 * V_{MC}) \quad (2.4)$$

La suma de las corrientes es cero, debido a que el sistema se considera completamente balanceado, es decir, las magnitudes de las corrientes de las tres fases son iguales y están desfasadas 120° entre sí.

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (2.5)$$

De esta forma:

$$V_{MC} = \frac{(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})}{3} \quad (2.6)$$

Notar que los voltajes  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  y  $V_{co}$  solo pueden ocupar niveles de voltaje  $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ . Por lo tanto, la suma instantánea de los tres voltajes es distinta de cero y esto es lo que da como resultado un voltaje en modo común entre los puntos “o” e “Y”.

Finalmente, la corriente de modo común está dada por:

$$I_{MC} = C_{pv} \frac{d}{dt} \left( \frac{V_{ao} + V_{bo} + V_{co}}{3} \right) \quad (2.7)$$

## 2.5. Conclusiones

El marco teórico establecido en este capítulo proporciona las bases necesarias para abordar el análisis de la tensión de modo común y de otros aspectos directamente relacionados que influyen en su comportamiento en sistemas fotovoltaicos. Su alcance permite no solo comprender su manifestación, sino también aplicarlo al estudio de los distintos temas desarrollados a lo largo de esta memoria, desde la relación que tienen los componentes con la generación de la tensión de modo común hasta la evaluación de estrategias orientadas a su atenuación.

Por otra parte, la representación matemática que describe la tensión y la corriente de modo común constituye una herramienta fundamental para los análisis posteriores sobre el comportamiento de ambas señales. En particular, la ecuación de la TMC permitirá estimar su magnitud a partir de los voltajes generados por el inversor.

En conclusión, lo desarrollado en este capítulo sienta el punto de partida para el análisis detallado que se lleva a cabo en los apartados siguientes.

## **3. Equipos utilizados en plantas FV y su relación con las señales de modo común**

---

### **3.1. Introducción**

Un parque fotovoltaico “on-grid” es un sistema que produce electricidad a partir de la radiación solar y la suministra a la red eléctrica. Los componentes principales son los paneles solares que producen la corriente continua (CC), un inversor que convierte la corriente continua en corriente alterna (CA) y un transformador que ajusta la tensión para que coincida con la de la red.

Ahora bien, la tensión de modo común y las corrientes asociadas constituyen uno de los principales desafíos en la integración de sistemas fotovoltaicos. A diferencia de las tensiones y corrientes diferenciales, la TMC no contribuye a la transferencia útil de potencia y puede generar distintos efectos adversos que perjudican a los equipos que componen al parque solar. Sin embargo, este capítulo se centra en analizar el modo común desde una perspectiva contraria, es decir, estudiar como los equipos inciden en la generación, propagación y mitigación en las señales de modo común.

### **3.2. Paneles solares**

Los paneles solares son la puerta de entrada de la energía en cualquier sistema fotovoltaico. Constan de múltiples celdas conectadas en serie o paralelo que, mediante el efecto fotovoltaico, generan corriente continua a partir de radiación solar. Aunque su función principal es convertir la energía solar en eléctrica, los paneles también presentan características parásitas que influyen en las corrientes de modo común.

#### **3.2.1 Capacitancia parásita en paneles solares**

Los paneles solares están diseñados y estructurados de tal forma que siempre presentan cierta capacitancia con respecto a su entorno [11]. Esta capacitancia no se diseña como un parámetro del módulo, sino que se produce de forma natural e inevitable y no es necesaria para el funcionamiento de los paneles solares, por lo que se denomina capacitancia "parásita". La cantidad de capacitancia parásita depende en gran medida de la estructura física y la instalación de los módulos solares. Dos superficies conductoras grandes, opuestas entre sí, tendrán mayor capacitancia que dos superficies más pequeñas del mismo material. Este efecto también se presenta en los paneles solares, un parque

grande tendrá valores de capacitancia parásita considerablemente mayores que un sistema fotovoltaico residencial. Las capacitancias parásitas como tal no representan ningún riesgo para la seguridad personal, ya que no afectan el aislamiento de los paneles solares [11], sin embargo, crean una vía para el flujo de corriente por tierra. Debido a este fenómeno, es necesario comprenderlas y tenerlas en cuenta en la fase de diseño de todo el sistema.

El panel solar está montado sobre un bastidor conectado a tierra que lo soporta. Cuando el panel genera tensión debido al efecto fotovoltaico, éste, junto con el bastidor, almacenan carga eléctrica. De este modo, el sistema puede considerarse un condensador y su capacitancia se denomina capacitancia parásita  $C_{pv}$ . Los valores exactos de las capacitancias parásitas son difíciles de determinar para cada instalación de los paneles solares, pero es posible calcular una estimación [12]. El modelo de las capacitancias parásitas de una instalación de paneles fotovoltaicos se muestra en la Figura 3.1. Se sabe que la capacitancia parásita es la suma de todas las capacitancias presentes en un panel solar montado y puede expresarse como:

$$C_{pv} = C_{cf} + C_{cr} + C_{cg} + C_{c\omega} \quad (3.1)$$

Donde  $C_{cf}$  es la capacitancia entre la celda y el marco,  $C_{cr}$  es entre la celda y el bastidor de instalación,  $C_{cg}$  es entre la celda y el suelo, y  $C_{c\omega}$  es entre la capa de agua sobre el panel y la celda en caso de lluvia.

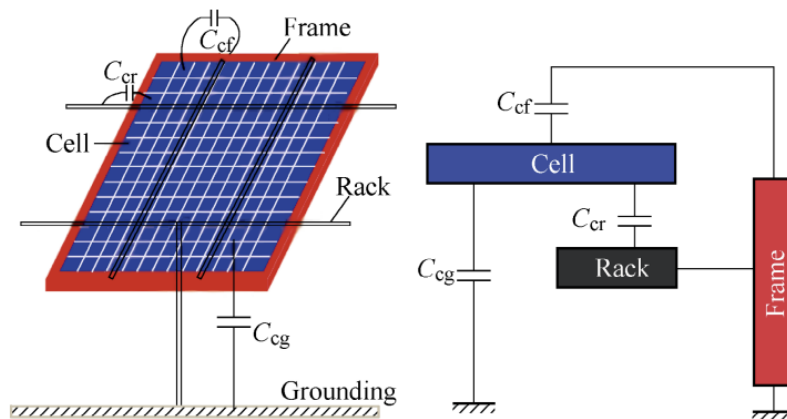
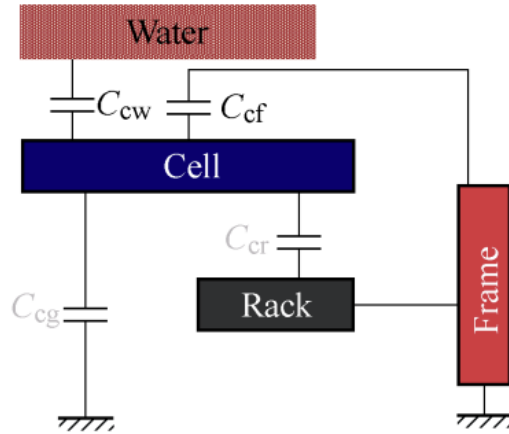


Figura 3.1: Modelo de capacitancia parásita para un panel fotovoltaico [13].



**Figura 3.2: Modelo de capacitancia parásita para un panel fotovoltaico considerando la capa de agua sobre el panel [13].**

Generalmente, las capacitancias se pueden calcular a través de la siguiente ecuación:

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \quad (3.2)$$

Donde  $\epsilon_0$  es la permitividad del vacío,  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa del material, A es el área superficial del condensador y d es la distancia entre las dos placas del condensador.

La permitividad del vacío es constante  $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \left[ \frac{F}{m} \right]$  y la permitividad relativa del aire es  $\epsilon_{ra} = 1$ , mientras que la permitividad del vidrio puede variar entre  $\epsilon_{rv} = 4 - 10$ . El agua tiene una permitividad relativa mayor, que depende de su temperatura, a 20 °C es  $\epsilon_{rag} = 80$ . El área efectiva “A” y la longitud efectiva “d” son más difíciles de determinar, ya que ambas dependen en gran medida del sistema de montaje del panel solar. La capacitancia entre la celda y el marco se considera el componente más grande de la capacitancia parásita. Incluso si la superficie efectiva de este condensador no es tan grande, la distancia entre la celda y el marco es muy pequeña. En [12] se concluyó que era de aproximadamente  $130 \left[ \frac{pF}{m^2} \right]$ , lo que equivale a aproximadamente  $1 \text{ nF/kW}$ . La capacitancia celda-rack depende en gran medida de la instalación y es difícil de generalizar. También en [12], se estudió una estructura de montaje simple donde el rack se ubica detrás del panel, de forma similar a la que se muestra en la Figura 3.1.

En el estudio se concluye que la capacitancia celda-rack suele ser menor que la capacitancia celda-marco. La capacitancia celda-tierra se considera a menudo el factor principal de la capacitancia parásita, pero normalmente los paneles solares se instalan a una altura tal que esta capacitancia se vuelve insignificante. También, es importante destacar que la capacitancia marco-tierra es cero, dado que por normativa se aterriza el marco de los módulos fotovoltaicos evitando que haya una diferencia de potencial entre ambos. Finalmente, la capacitancia entre el agua y la celda puede afectar drásticamente los valores de la capacitancia parásita, especialmente si el panel está completamente cubierto de agua y los bordes del marco pueden estar en contacto con ella. En [13] se concluye que el agua podría aumentar la capacitancia parásita 30 veces.

### **3.3. Inversor Fotovoltaico**

El inversor es un componente clave en un sistema de energía fotovoltaica, dado que es un tipo de convertidor de potencia que convierte la corriente continua en corriente alterna. En un sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica, se conecta en el lado de CC a los paneles solares y en el lado de CA, generalmente a un transformador de media tensión (MT). Además, cuenta con un filtro que mejora la calidad de las señales de salida para cumplir con los requisitos de la red. Los inversores se basan en tecnología de transistores y utilizan topologías diferentes. Los dos componentes más comunes utilizados son el transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) y el transistor de efecto de campo de semiconductor de óxido metálico (MOSFET). En esta memoria, se consideran topologías que utilizan IGBT.

Por otro lado, debido su propio principio de operación para realizar la conversión de energía es el principal causante de la generación de las tensiones de modo común, principalmente por las características de conmutación de los semiconductores. Además, existiendo diversas topologías de inversores usadas en aplicaciones fotovoltaicas se hace necesario analizar la influencia que pueden tener sobre las señales de modo común.

#### **3.3.1 Topologías de inversores**

Los inversores fotovoltaicos se pueden clasificar en dos grupos principales: monofásicos y trifásicos. Ambos tipos de inversores son similares y pueden utilizar los mismos componentes. Sin embargo, su estructura y control son diferentes. Mientras que los inversores monofásicos son utilizados comúnmente en aplicaciones residenciales, los inversores trifásicos se utilizan en

aplicaciones que requieren mayores potencias como los parques solares.

Existen diversas topologías de inversores fotovoltaicos, que se pueden dividir, según su estructura, en inversores de dos, tres y multinivel. Estos niveles definen la cantidad de niveles de tensión diferentes que el inversor puede generar en su salida. Las topologías de inversores de dos niveles tienen una estructura bastante básica, mientras que otras se basan en su funcionalidad.

La estructura básica del inversor trifásico de dos niveles es el inversor de fuente de tensión (VSI). Este inversor cuenta con tres puentes monofásicos, cada uno compuesto por dos interruptores. La configuración del VSI se puede ver en la Figura 3.3.

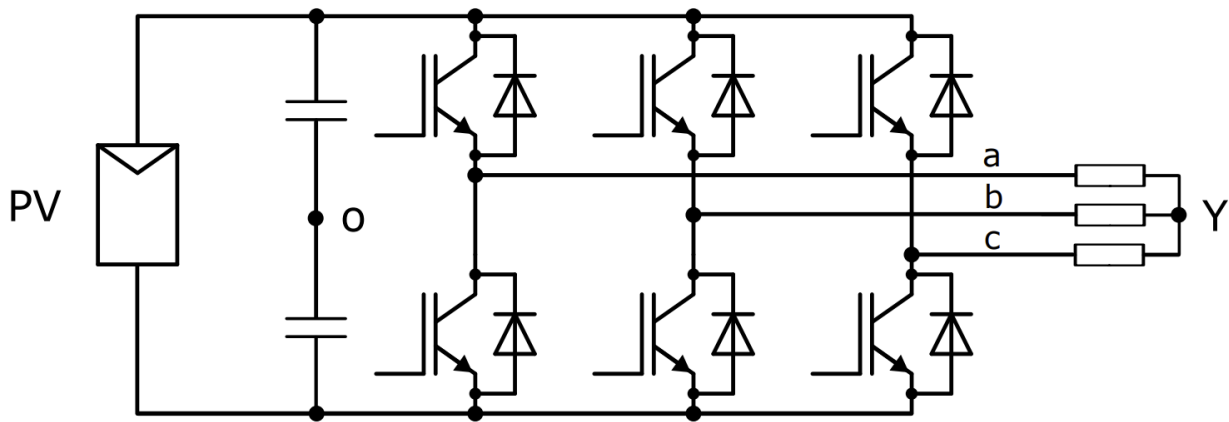
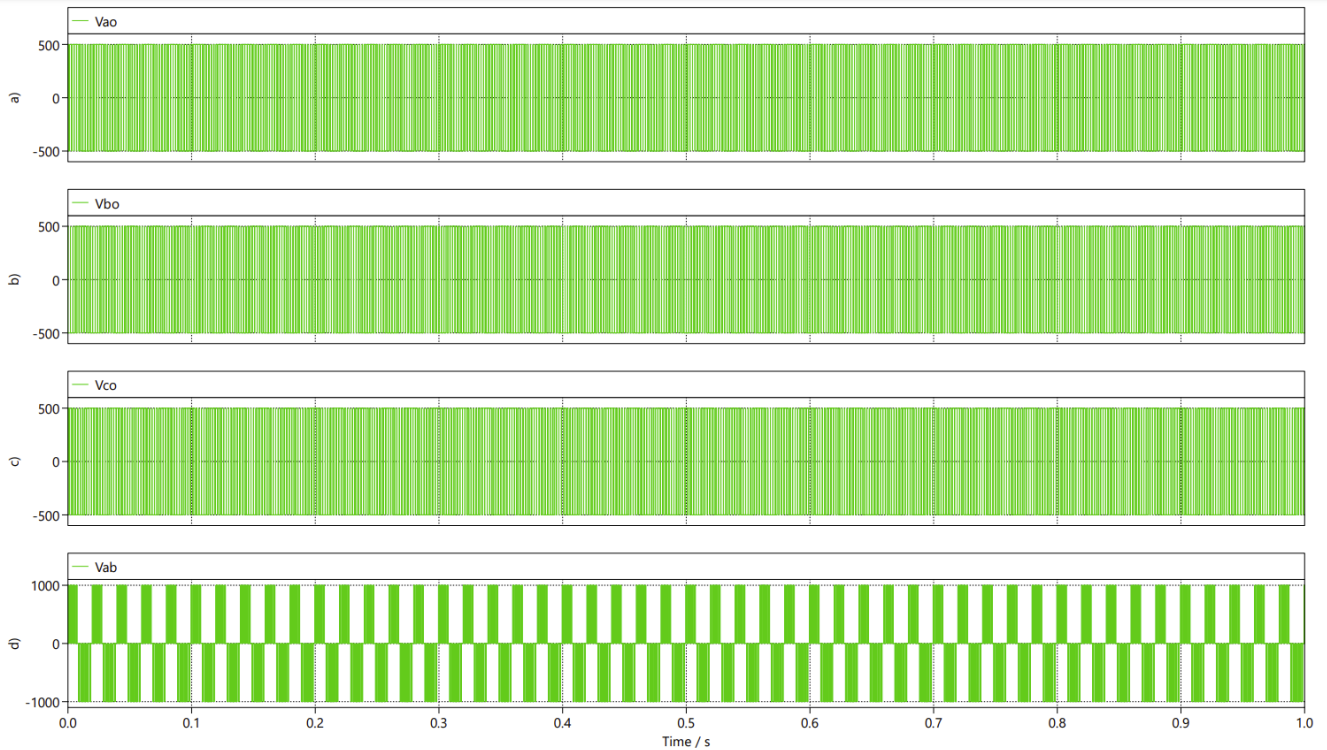


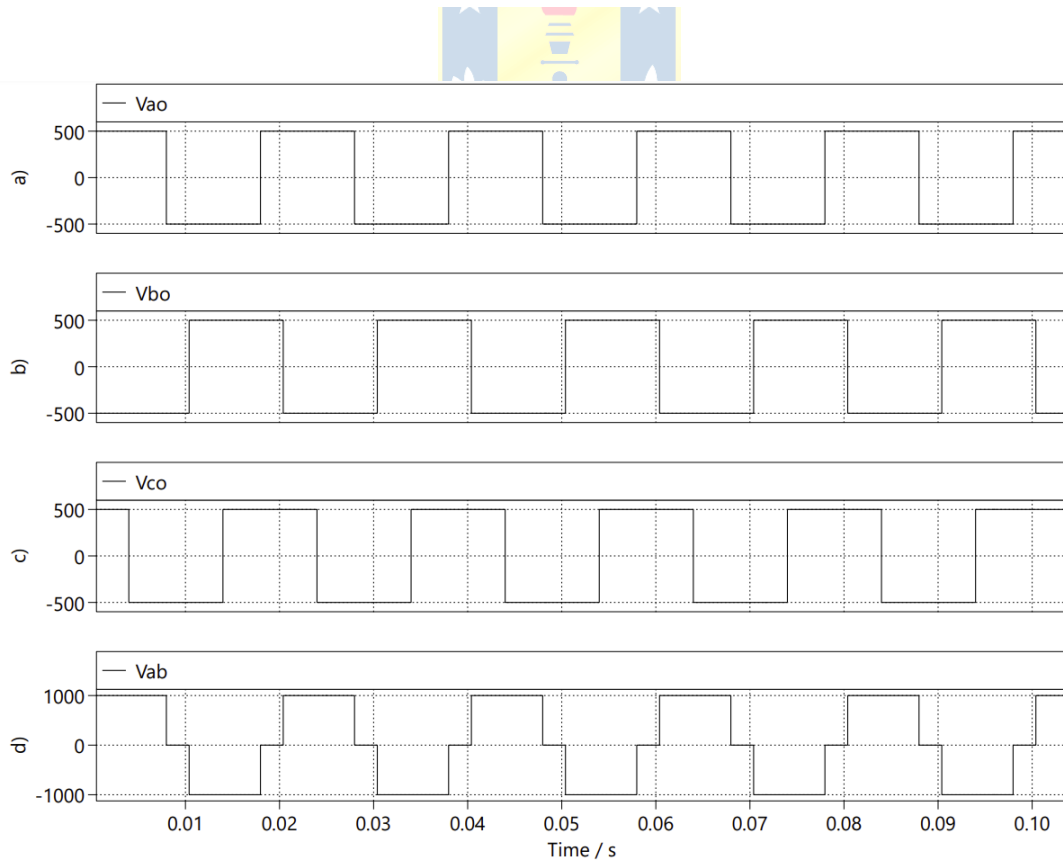
Figura 3.3: Inversor trifásico de dos niveles.

Los puentes del inversor están conectados a la barra de CC en el lado de entrada. Normalmente, el lado de CC presenta potenciales positivos y negativos hacia el punto medio de sus condensadores. Este punto medio también se denomina punto neutro o común. Las tensiones entre los potenciales son  $\frac{V_{DC}}{2}$  y  $-\frac{V_{DC}}{2}$ , respectivamente. Cada fase puede tener una tensión de salida de cualquiera de los dos, dependiendo de los estados de conmutación. Por ello, un inversor trifásico de dos niveles presenta ocho estados de conmutación diferentes.

En la Figura 3.4 se muestra un ejemplo de estos estados de tensión en el cual se consideran 1000 [V] en corriente continua y se puede apreciar que a la salida del inversor se obtiene una señal cuadrada que varía entre los  $\pm 500$  [V]. También, se presenta la tensión línea y la tensión de fase. En la figura 3.5 se representa con mayor claridad la transición entre  $\frac{V_{DC}}{2}$  y  $-\frac{V_{DC}}{2}$  a la salida del inversor y la tensión de línea (esto se consigue bajando la frecuencia de la portadora para el ejemplo).



**Figura 3.4: Voltajes generados. a-c) Voltajes de fase a tierra en la salida del inversor. d) Voltaje entre líneas.**



**Figura 3.5: Representación de los voltajes a baja frecuencia.**

Por otro lado, la topología básica de los inversores de tres niveles se denomina topología de punto neutro fijado (NPC). El esquema del inversor trifásico NPC se muestra en la Figura 3.6.

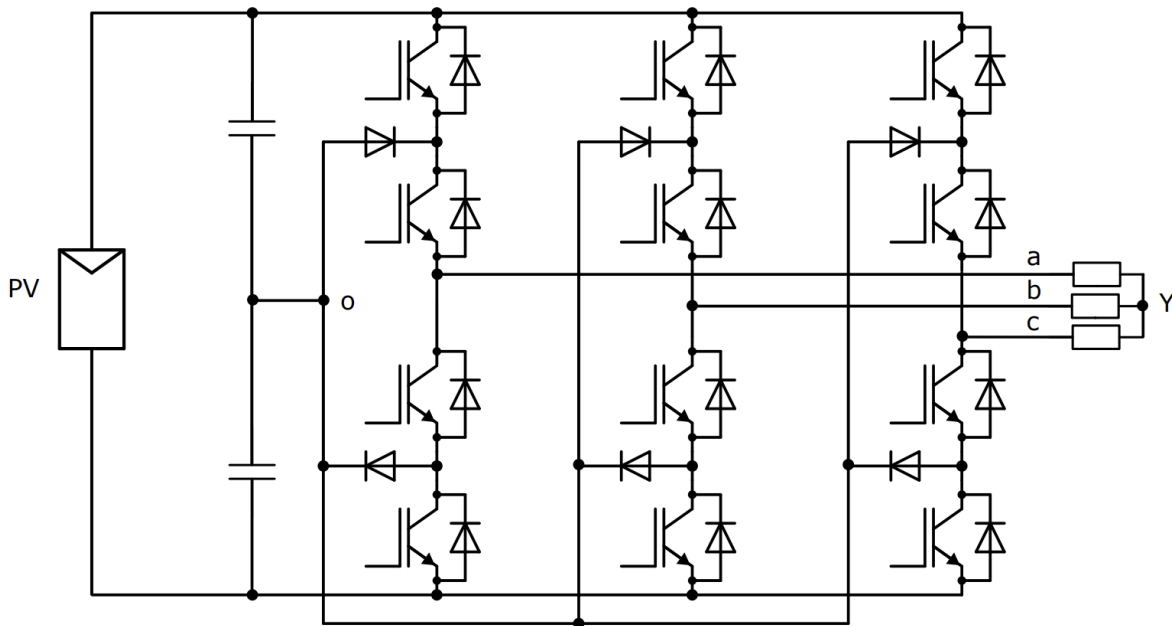
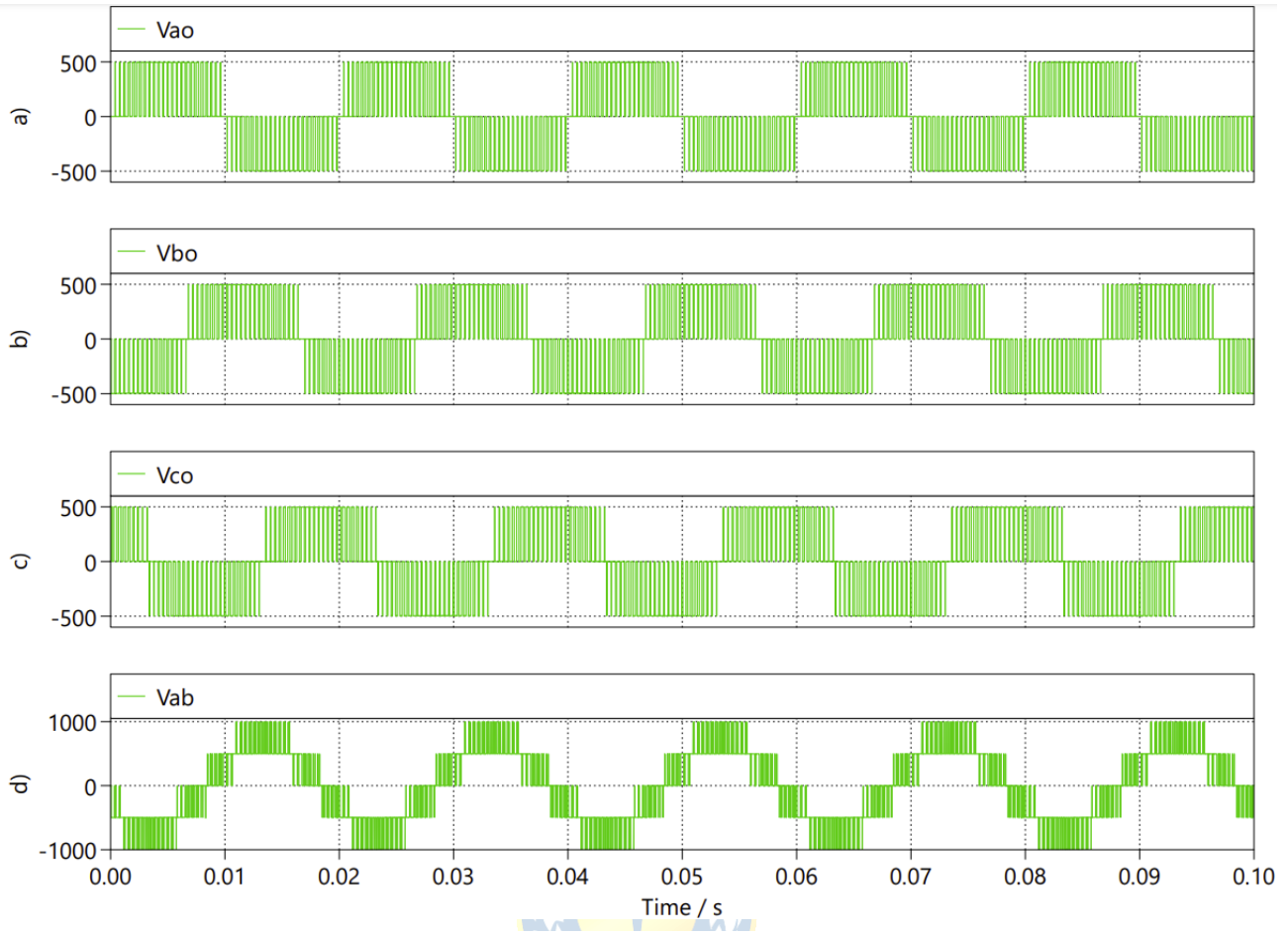


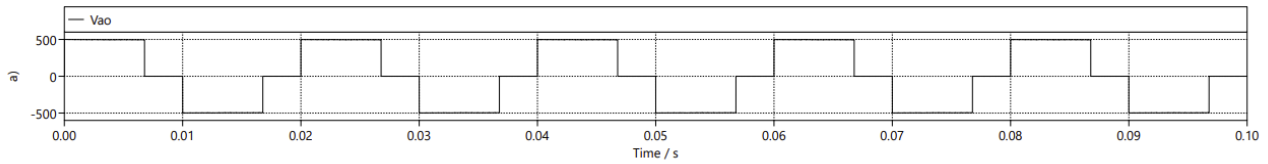
Figura 3.6: Inversor trifásico NPC de tres niveles.

La idea del NPC es fijar un punto neutro entre el punto de CC positivo y negativo mediante dos condensadores separados. Al utilizar una topología de tres niveles, las tensiones a la salida del inversor pueden alcanzar tres niveles diferentes: tensión positiva  $\frac{V_{DC}}{2}$ , tensión negativa de  $-\frac{V_{DC}}{2}$  y el punto neutro, que tiene tensión cero. Por ello, un inversor trifásico de tres niveles tiene un total de 27 estados de conmutación diferentes.

En la Figura 3.7 se presentan las señales de tensión obtenidas, que al igual que el caso del inversor de dos niveles utiliza una tensión en continua de  $1000 [V_{DC}]$ , obteniendo a la salida del inversor una señal de 3 niveles acorde a lo comentado anteriormente. Esto queda mejor reflejado en la figura 3.8 que presenta el voltaje de salida correspondiente a la “fase a”. En la figura 3.7 también se presentan la tensión línea a línea y la tensión de fase.



**Figura 3.7: Voltajes generados. a-c) Voltajes de fase a tierra en la salida del inversor. d) Voltaje entre líneas.**



**Figura 3.8: Representación del voltaje “a-o” a baja frecuencia.**

En las figuras se observa que la forma de onda de la tensión del inversor de tres niveles se asemeja más a una onda sinusoidal que la del inversor de dos niveles. Esto se debe a que el inversor de tres niveles tiene pasos de tensión más pequeños. Este tipo de topologías son cada vez más frecuentes y se utilizan en grandes sistemas fotovoltaicos, ya que ofrecen múltiples ventajas en comparación con uno de dos. Gracias a la mayor cantidad de estados de conmutación, la tensión de salida del inversor es de mejor calidad en comparación con un inversor con solo dos niveles de tensión. El inversor de tres niveles conmuta los estados siempre a través del punto neutro y, por lo tanto, el

pulso de tensión producido a la salida tiene la mitad de la amplitud que un inversor de dos niveles. Esto reduce la tensión en los interruptores individuales, lo que hace que la topología de tres niveles resulte atractiva para los grandes sistemas fotovoltaicos.

Además, dado que los niveles de tensión de CC de los nuevos sistemas fotovoltaicos han ido en aumento los últimos años, la menor tensión en los componentes del sistema de los inversores de tres niveles los convierte en una opción atractiva.

También, el inversor de tres niveles produce menos armónicos de alto orden a la misma frecuencia de conmutación que un inversor de dos niveles. Sin embargo, a pesar de todas las ventajas del inversor de tres niveles, su estructura es más compleja y requiere más componentes que su homólogo de dos niveles, lo que lo hace más costoso.

Por otro lado, no solo existen diferencias con respecto a los niveles que presentan los inversores, dado que, dentro de topologías del mismo nivel existen diferencias claras con respecto a su estructura. En los últimos años se han desarrollado numerosos métodos para abordar la TMC y la corriente de fuga en inversores fotovoltaicos. Para solucionar este problema, se han desarrollado muchas otras topologías ajustando o modificando derivados de los inversores de medio puente/puente completo. El objetivo de modificar las topologías de inversor es incorporar en la etapa de potencia diodos o transistores adicionales que actúan como rutas alternativas cuando los interruptores principales están apagados. Estas rutas permiten desviar internamente las corrientes de conmutación y de fuga, evitando que circulen a través de la capacitancia parásita del campo fotovoltaico hacia tierra o la red.

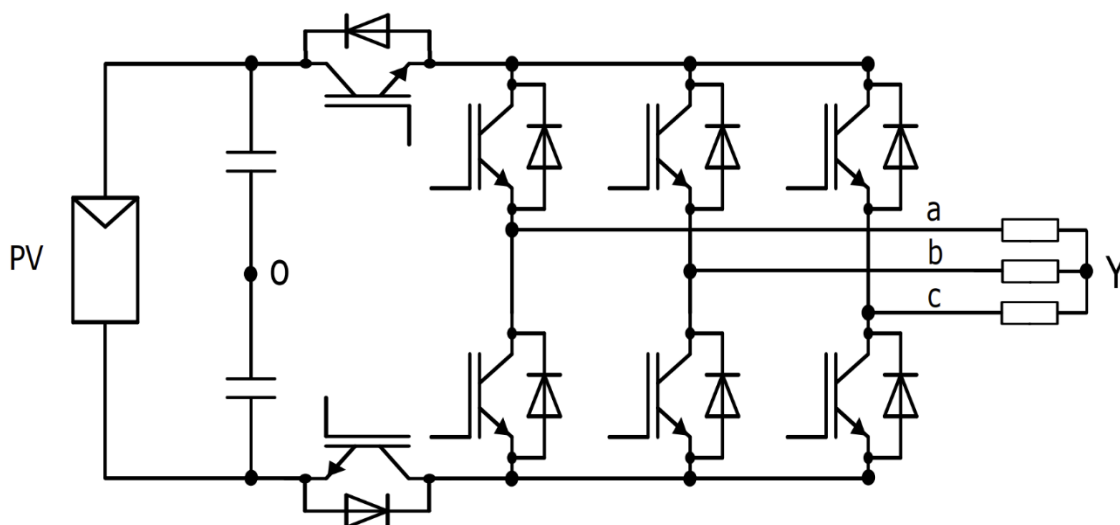
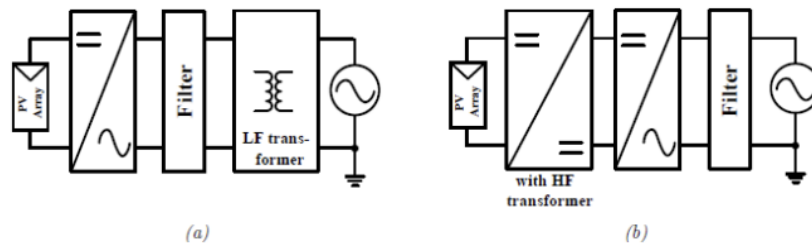


Figura 3.9: Inversor modificado H8.

### 3.4. Transformador

Por motivos de seguridad, la mayoría de los sistemas fotovoltaicos incorpora un aislamiento galvánico, ya sea en la salida de CA mediante un transformador de baja frecuencia, de tamaño considerable o en el enlace de CC a través de un transformador de alta frecuencia (Fig. 3.10). Ambos métodos aumentan el costo y el volumen del conjunto, además de reducir su eficiencia. Para contrarrestar estas desventajas y aligerar peso, reducir costos y elevar la eficiencia, se han desarrollado topologías de inversores que prescinden por completo del transformador de aislamiento.



**Figura 3.10: Sistemas fotovoltaicos conectados a red utilizando transformador con aislamiento galvánico. a) Transformador de baja frecuencia en el lado de la red. b) Transformador de alta frecuencia en el lado CC.**

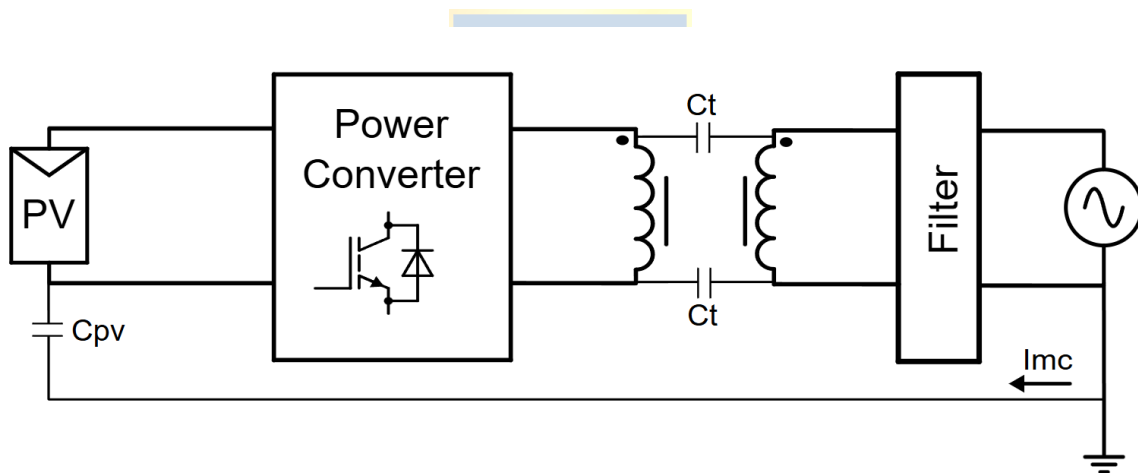
El principal desafío en estos sistemas sin transformador radica en que cuando el inversor genera una tensión variable en modo común, las corrientes de fuga de modo común originadas circulan por la capacitancia parásita entre el campo fotovoltaico y tierra, que al no contar con aislamiento galvánico incrementan.

Además, estas corrientes de modo común cuentan con factores negativos adicionales como reducción de la calidad de la energía eléctrica, el aumento de la distorsión armónica total (THD), el aumento de las emisiones electromagnéticas (EMI), la degradación y la falla de los módulos fotovoltaicos y pueden generar condiciones de operación inseguras para las personas debido al riesgo de descarga eléctrica.

Para mitigar estas corrientes sin recurrir a transformadores, es necesario emplear etapas de conversión de energía y técnicas de modulación que minimicen o eliminen las tensiones variables de modo común. No obstante, la carencia de un modelo sencillo complica el análisis teórico del comportamiento en modo común en estos sistemas. A esto se le añade lo visto en la revisión bibliográfica, donde se pudo apreciar que trabajar con técnicas de modulación más complejas no estaba exenta de desventajas.

Por otro lado, si se analiza la influencia del transformador desde el punto de vista de modo común, este cuenta con una capacitancia  $C_t$  entre los devanados primario y secundario (fig. 3.11). A partir de esto, se puede decir que la corriente de modo común fluye a través del sistema gracias a las capacitancias parásitas del transformador. Sin embargo, estas capacitancias son del orden de cientos de picofaradios y presentan una alta impedancia en el rango de frecuencia inferior a los 50 [kHz]. Como consecuencia, la corriente de modo común asociada a los armónicos en ese rango de frecuencia se reduce considerablemente. De este modo, si se emplea un filtro, este solo debe actuar sobre los componentes de alta frecuencia de la TMC, lo que permite un diseño más compacto y de menor tamaño (En [38] se presenta el modelo de transformador trifásico desde la perspectiva de modo común).

Por lo tanto, al utilizar un transformador, el fenómeno de modo común no tiene un peso significativo en la selección del convertidor de potencia y su técnica de modulación, ya que el transformador mitiga la mayor parte de la corriente de fuga [38] [39].



**Figura 3.11: Esquema simplificado del sistema fotovoltaico que incluye las capacitancias parásitas más significativas.**

### 3.5. Filtros

Independientemente de la topología utilizada en el inversor, la unidad completa cuenta con un condensador de enlace de CC, un puente basado en dispositivos semiconductores y un filtro de red en el lado de CA. Este filtro es un componente importante con dos funciones principales en el sistema. En primer lugar, debe garantizar el correcto funcionamiento del inversor cuando se conecta a un sistema de fuente de tensión, como la red eléctrica. Además, el filtro de red debe atenuar los armónicos de corriente no deseados que el inversor produce durante la modulación. Existen múltiples normas y códigos de red que definen la calidad de la tensión de salida del inversor que se inyecta a la red. La norma más importante para inversores fotovoltaicos es la IEC 62109 de la Comisión Electrotécnica Internacional (IEC). Estos requisitos para los inversores fotovoltaicos han llevado al estudio, mejora y optimización de los filtros de red. El filtro de red se puede implementar de diversas maneras en el sistema inversor. Una forma sencilla es utilizar un filtro L, compuesto únicamente por inductancia. La simplicidad del filtro L es una opción atractiva para sistemas fotovoltaicos pequeños. Sin embargo, cuando el sistema fotovoltaico alcanza varios cientos de kilovatios, el filtro L debe ser grande para atenuar los armónicos producidos. Un filtro grande ocupa mucho espacio y, además, aumenta los costos del sistema. Un filtro L grande también tendría una alta impedancia y podría empeorar la respuesta del sistema. La solución preferida es utilizar un filtro LCL, como se muestra en la Figura 8, que actúa como filtro paso bajo. El filtro LCL proporciona una atenuación de 60 dB por década para los armónicos producidos por el inversor. Es posible alcanzar una solución óptima para componentes de filtro LCL con inductancias y capacitancias bastante pequeñas, manteniendo así un tamaño de filtro razonable.

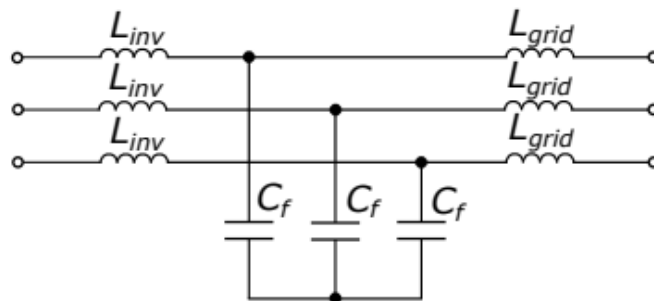


Figura 3.12: Filtro tipo T (LCL).

### 3.6. Conclusiones

A lo largo de este capítulo se estudian los principales equipos que conforman una planta fotovoltaica conectada a red con el propósito de identificar cómo cada uno de ellos contribuye o ayuda a mitigar la tensión de modo común, considerando su impacto en el comportamiento del sistema.

En primer lugar, los paneles solares, a pesar de no ser fuentes activas de perturbaciones para el caso de estudio, presentan capacitancias parásitas inherentes a su estructura y montaje. Estas capacitancias establecen un camino para que las corrientes de modo común, generadas por el inversor, se desvíen hacia tierra. Factores como el tipo de bastidor, la altura de instalación, la inclinación de los módulos y la presencia de agua incrementan este efecto. Así, los paneles actúan como una interfaz pasiva pero decisiva en la circulación de TMC.

Por otro lado, el inversor fotovoltaico es la principal fuente de tensión de modo común, producto de los pulsos de conmutación que se generan al convertir la corriente continua en alterna. Las topologías más simples, como los inversores de dos niveles, generan señales abruptas con alto contenido de alta frecuencia, lo que amplifica la TMC. En cambio, topologías más avanzadas como la NPC de tres niveles, permiten reducir el  $dv/dt$ , mejorar la forma de onda de salida y, con ello, disminuir la amplitud y el contenido espectral de alta frecuencia de la TMC. Estas ventajas hacen que los inversores multinivel sean una alternativa preferente en sistemas fotovoltaicos de gran escala. De hecho, estudios comparativos como el que se presenta en [14] han demostrado que la topología NPC presenta un rendimiento superior en términos de eficiencia, calidad de onda y reducción del voltaje de modo común frente a otras opciones de inversores que se utilizan en aplicaciones fotovoltaicas. De esta forma, se elige un inversor NPC de tres niveles para los análisis posteriores.

El transformador de aislamiento cumple un papel crucial al incorporar la aislación galvánica entre el campo fotovoltaico y la red limitando la CMC. A pesar de las supuestas ventajas en eficiencia y costo, los sistemas fotovoltaicos sin transformador requieren un cuidadoso dimensionamiento del sistema de puesta a tierra, el uso de filtros de modo común pasivos o activos de mayor tamaño y una estrategia de monitorización continua de corrientes de fuga para garantizar la seguridad y la fiabilidad a largo plazo. Además, considerando que el sistema de estudio está conectado a la red, si se quiere igualar la tensión se deberá recurrir a otras estrategias de adaptación, como el uso de convertidores elevadores o inversores de mayor capacidad, lo que incrementa tanto la complejidad del sistema como su costo, sin ofrecer los beneficios del aislamiento galvánico que proporcionaría un transformador.

Los filtros tipo LCL están comúnmente diseñados para atenuar armónicos en modo diferencial. Sin embargo, pueden adaptarse para contribuir parcialmente a la reducción de la TMC, especialmente si se diseñan de manera que atenúen las frecuencias asociadas a la conmutación del inversor, las cuales coinciden con las componentes principales de la tensión de modo común y se referencian adecuadamente.

En conclusión, la tensión de modo común en una planta fotovoltaica no depende de un único componente, sino del conjunto de interacciones entre paneles, inversores y transformadores. De esta forma, en los capítulos siguientes se busca estudiar la TMC bajo condiciones que favorezcan su reducción, complementando el análisis con la incorporación del filtro descrito, con el fin de minimizar los efectos negativos asociados garantizando el rendimiento, la seguridad y la durabilidad del sistema.



## 4. Estudio de la Tensión de modo común en un sistema FV

---

### 4.1. Introducción

Del capítulo anterior se pudo identificar que, si bien existen equipos dentro de la arquitectura del sistema fotovoltaico como el transformador y determinadas configuraciones del inversor que contribuyen a mantener limitadas las ondas de modo común, estos equipos no son capaces de eliminarlas por completo. Por lo tanto, resulta pertinente analizar el fenómeno de la tensión de modo común considerando la presencia de estos equipos, entendiendo que su función es atenuar, pero no suprimir completamente este tipo de señales

De esta manera, se hace necesario establecer un modelo que permita comprender cómo se genera y cómo se comporta la TMC dentro del sistema, lo cual se logra mediante la obtención de un circuito equivalente específico para el modo común. Este modelo resulta fundamental para analizar las rutas de circulación de las corrientes asociadas, los acoplamientos presentes y los factores que condicionan la magnitud de la TMC.

Además, cabe destacar que la tensión de modo común es un fenómeno inherente al funcionamiento de los inversores. Su origen está directamente relacionado con los procesos de conmutación, por lo que siempre estará presente en este tipo de sistemas. Por esta razón, se vuelve crucial comprender de manera conceptual cuáles son las consecuencias que este fenómeno puede llegar a tener sobre los equipos que conforman a un parque fotovoltaico si no es tratado adecuadamente.

## 4.2. Análisis del modo diferencial

Como se explicó anteriormente, en el caso de un inversor NPC trifásico de tres niveles, cada fase puede adoptar tres niveles de voltaje diferentes con respecto al punto de referencia del enlace de corriente continua, una tensión positiva  $\frac{V_{DC}}{2}$ , una tensión negativa de  $-\frac{V_{DC}}{2}$  y el punto neutro, que tiene tensión cero. Estos niveles son el resultado directo de las combinaciones de los estados de los cuatro interruptores por fase (generalmente denominados  $S_1, S_2, S_3, S_4$ ) junto con los diodos de enclavamiento que permiten limitar la tensión aplicada sobre cada interruptor.

De esta forma, es necesario comprender cómo se generan estos niveles de tensión a partir de los distintos estados de conmutación. Esto implica analizar cómo se selecciona el camino de conducción de corriente en cada fase en función del patrón de modulación, y cómo se forman las tensiones de fase y de línea.

**Tabla 4.1: Estados de conmutación de un inversor NPC de 3 niveles.**

S1	S2	S3	S4	Estado
1	1	0	0	$+\frac{V_{DC}}{2}$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-\frac{V_{DC}}{2}$
1	0	0	1	0

La configuración de conmutación para alcanzar cada uno de estos estados se muestra en la tabla 4.1 y su representación gráfica en la figura 4.2. Se puede observar que el estado  $+\frac{V_{DC}}{2}$ , también denominado "P", se alcanza cuando los dos interruptores superiores S1 y S2 están activados. De forma similar, el estado  $-\frac{V_{DC}}{2}$ , también denominado "N", se alcanza cuando los dos interruptores inferiores, S3 y S4, están activados. Por último, el estado 0, también denominado "O", se alcanza cuando los interruptores internos S2 y S3 están activados. Se observa que S1 y S3 son pares de interruptores complementarios, lo que significa que, si uno está activado, el otro está desactivado. De igual forma, S2 y S4 también son complementarios entre sí.

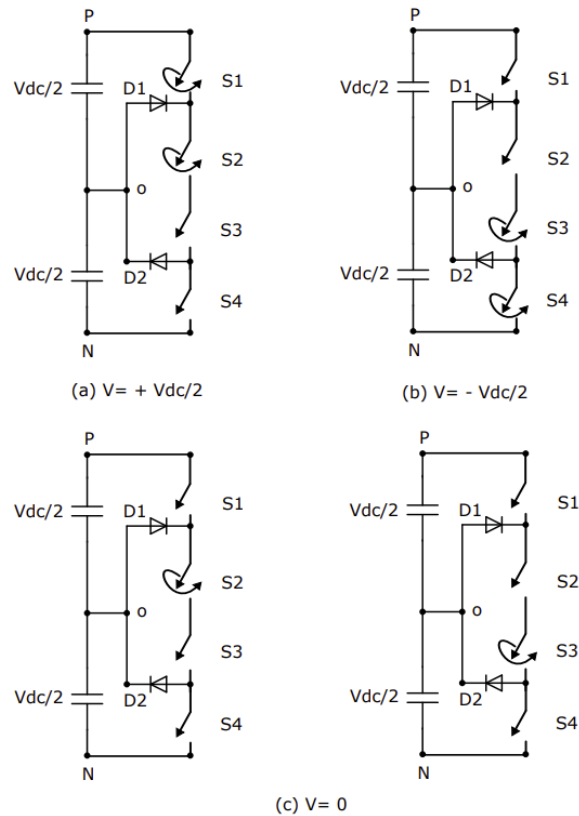


Figura 4.1: Estados de conmutación. a) Estado “P”. b) Estado “N”. c) Estado “o”.

Un factor importante que debe considerarse durante el funcionamiento del inversor NPC es la necesidad de un tiempo muerto durante la transición de un estado de conmutación a otro. Si se considera un cambio de estado de 'O' a 'P', S3 debe estar desactivado y S1 activado. Sin embargo, la naturaleza complementaria de los pares de interruptores implica que debe haber un tiempo muerto entre las conmutaciones, como se muestra en la figura 4.2.

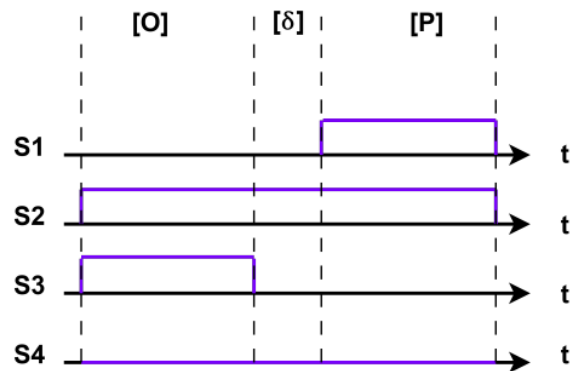


Figura 4.2: Tiempo muerto durante la conmutación del estado “o” al estado “P”

Considerando lo anterior, es posible entregar una descripción más detallada del funcionamiento del inversor. Cuando la corriente es positiva, durante el estado 'O', los interruptores S2 y S3 están cerrados, permitiendo que la corriente fluya desde el punto neutro del enlace CC a través del diodo D1, luego por S2 hacia la carga y regrese por S3 al punto neutro. Durante este estado, la tensión entre S2 y S3 es 0 [V], mientras que la tensión entre S1 y S4 es  $\frac{V_{DC}}{2}$  [V]. Para realizar la transición del estado 'O' al estado 'P', se introduce un tiempo muerto donde S3 se apaga mientras S2 permanece conduciendo, evitando de este modo un cortocircuito en el enlace CC. Posteriormente, se activa S1 y se establece el estado 'P', en el cual la corriente fluye desde el punto positivo ( $+\frac{V_{DC}}{2}$ ) a través de S1 y S2 hacia la carga, quedando D1 bloqueado al estar polarizado inversamente. De manera análoga, cuando la corriente de fase es negativa, el estado 'O' mantiene activos S2 y S3, pero la corriente fluye desde la carga hacia S3, luego a través del diodo D2 hacia el punto neutro. Durante el tiempo muerto previo al estado 'N', S2 se apaga mientras S3 permanece activo, permitiendo que la corriente se transfiera momentáneamente a los diodos antiparalelos. Finalmente, se activa S4, quedando S3 y S4 encendidos, estableciendo la trayectoria hacia el lado negativo ( $-\frac{V_{DC}}{2}$ ). Una de las principales ventajas del inversor NPC radica en que, durante las transiciones entre los estados 'O' y 'P' o 'O' y 'N', los dispositivos solo soportan una tensión de  $\frac{V_{DC}}{2}$ , lo que permite utilizar semiconductores de menor tensión y distribuir el esfuerzo eléctrico de manera más eficiente. Sin embargo, es importante considerar que no se realiza la transición directa del estado 'P' al estado 'N', ya que eso implicaría la conmutación simultánea de cuatro dispositivos, lo cual genera un aumento significativo en las pérdidas de conmutación y el estrés térmico sobre los semiconductores.

La Figura 4.3 permite observar los diferentes estados de conducción del inversor, mediante los cuales el terminal U de la carga es conectado a las barras positiva, negativa y cero. Las figuras 4.3 a.) y b.) muestran los estados de conducción conectado a la barra positiva, pero con corriente de entrada positiva y negativa (respectivamente). Las figuras 4.3 c.) y d.) muestran los estados de conducción conectado al nivel de tensión cero, con corriente de entrada positiva y negativa. Igualmente, para las figuras 4.3 e.) y f.) que están conectados a la barra negativa, con corrientes de entrada positiva y negativa a la carga, respectivamente.

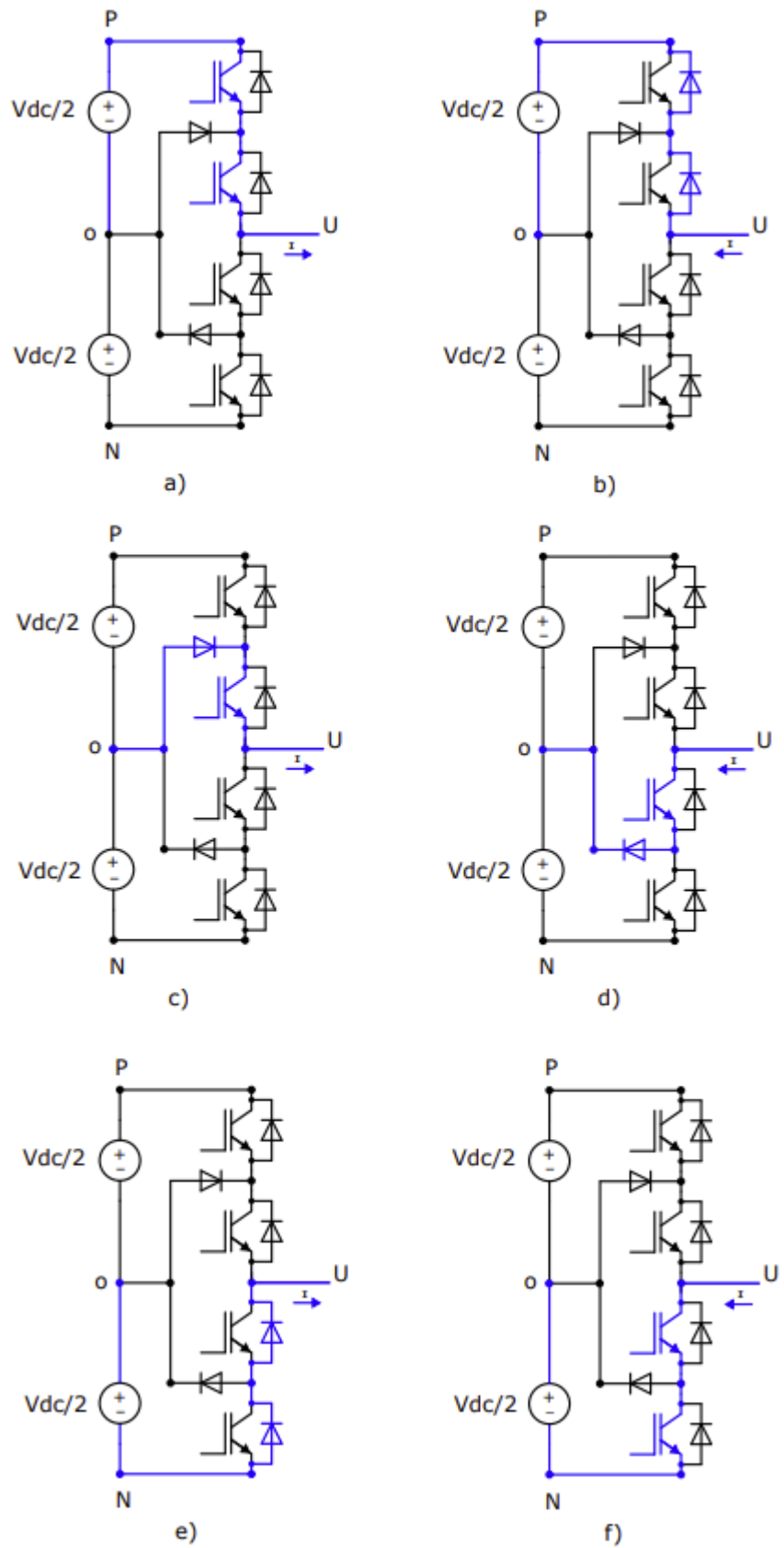
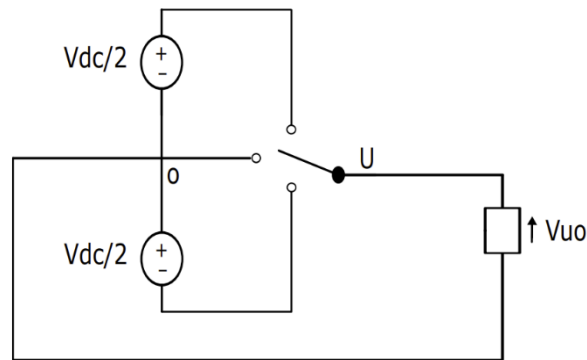
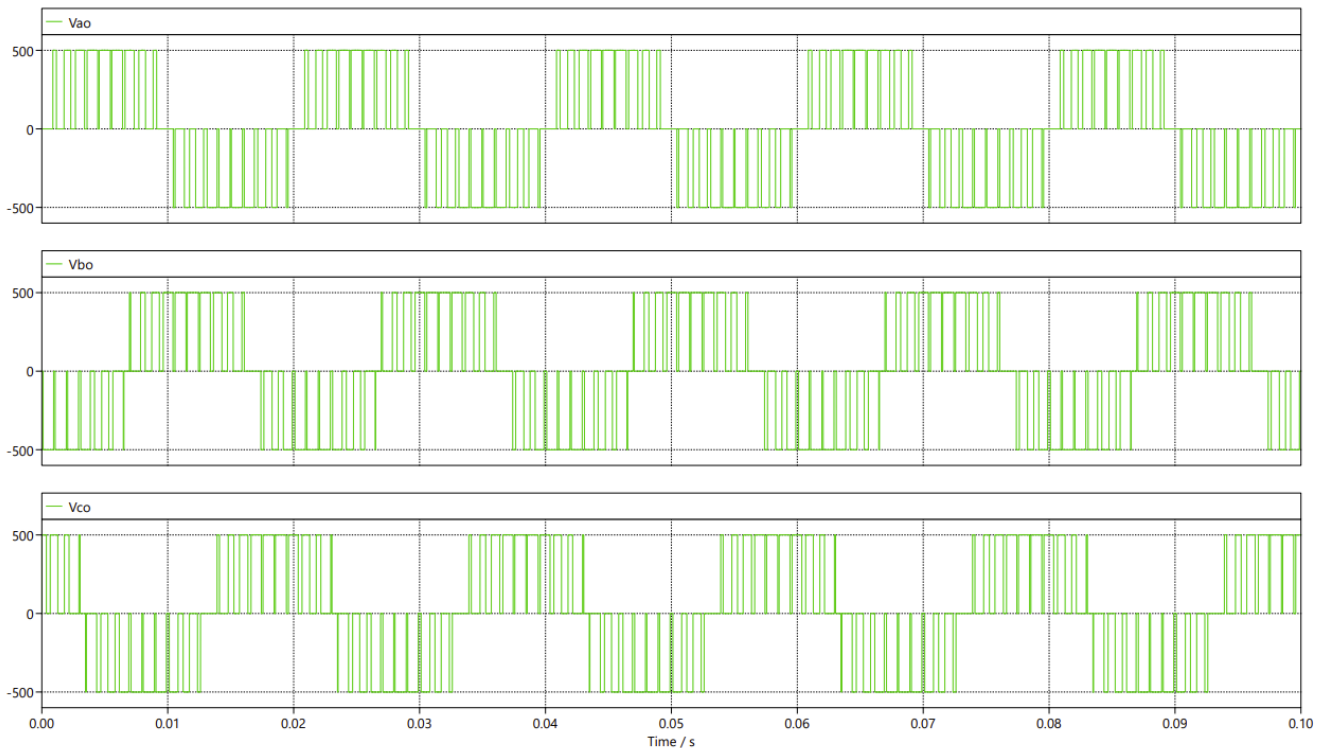


Figura 4.3: Estados de conducción de un inversor NPC de tres niveles.

De esta forma se puede decir que el funcionamiento de una fase del inversor de 3 niveles es análogo a un switch de 3 posiciones, tal como lo muestra la Figura 4.4. La Figura 4.5 muestra que esta configuración genera tres niveles de tensión a la salida del inversor, considerando una tensión en corriente continua de 1000 [V]:  $+\frac{V_{DC}}{2}$  (500V),  $-\frac{V_{DC}}{2}$  (-500V) y 0. De aquí se origina el nombre de inversor de tres niveles.



**Figura 4.4: Switch de 3 posiciones**

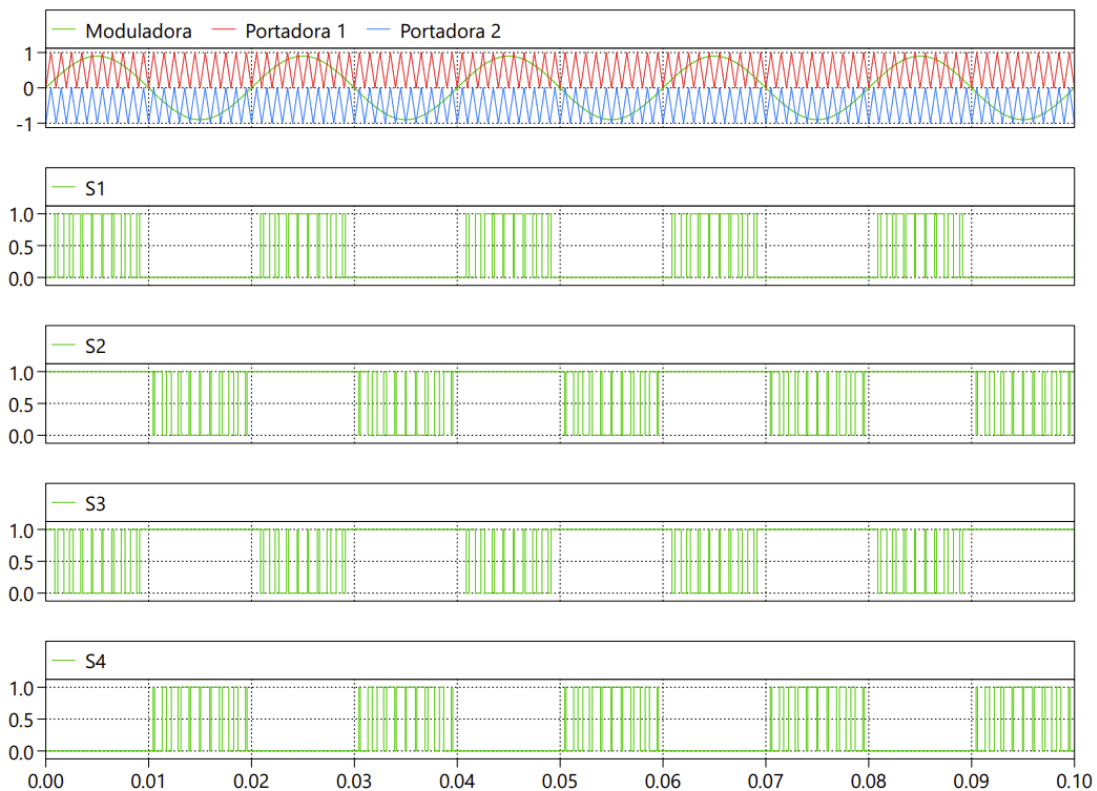


**Figura 4.5: Voltaje fase a neutro a la salida del inversor.**

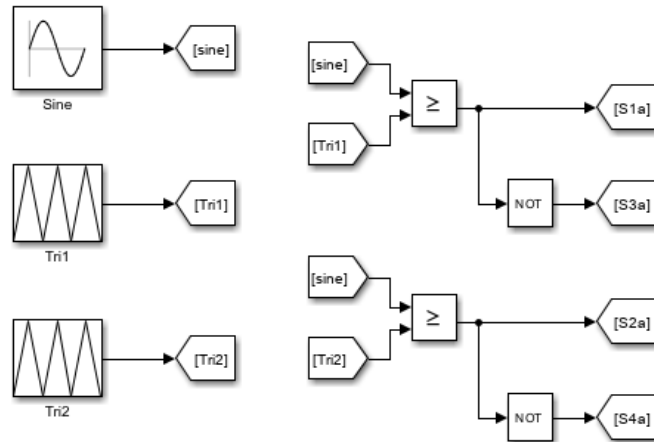
### 4.3. Técnica de modulación SPWM

La técnica de modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM) es un método ampliamente utilizado para la síntesis de formas de onda senoidales en convertidores de energía. Su principio se basa en la comparación de una señal de referencia senoidal, cuya frecuencia corresponde a la de la red, con señales portadoras triangulares de mayor frecuencia, las cuales determinan el ancho de los pulsos generados y, en consecuencia, el voltaje promedio aplicado en cada fase.

En el caso de un inversor multinivel tipo NPC de tres niveles, la técnica requiere el uso de dos señales portadoras triangulares, desplazadas en el eje vertical, que dividen el espacio de modulación en tres regiones, asociadas a los niveles de tensión vistos anteriormente (figura 4.6). El cruce de la señal senoidal con las portadoras define qué nivel debe ser aplicado a la salida en cada instante. Este esquema se traduce directamente en la activación de los interruptores del inversor, mediante un circuito lógico que compara la señal moduladora con cada portadora: si la referencia es mayor que la portadora superior, se activa el interruptor superior de la rama y su complementario se desactiva; si la referencia está entre ambas portadoras, se activa el camino correspondiente al punto neutro; y si es menor que la portadora inferior, se activa el interruptor inferior (figura 4.7).

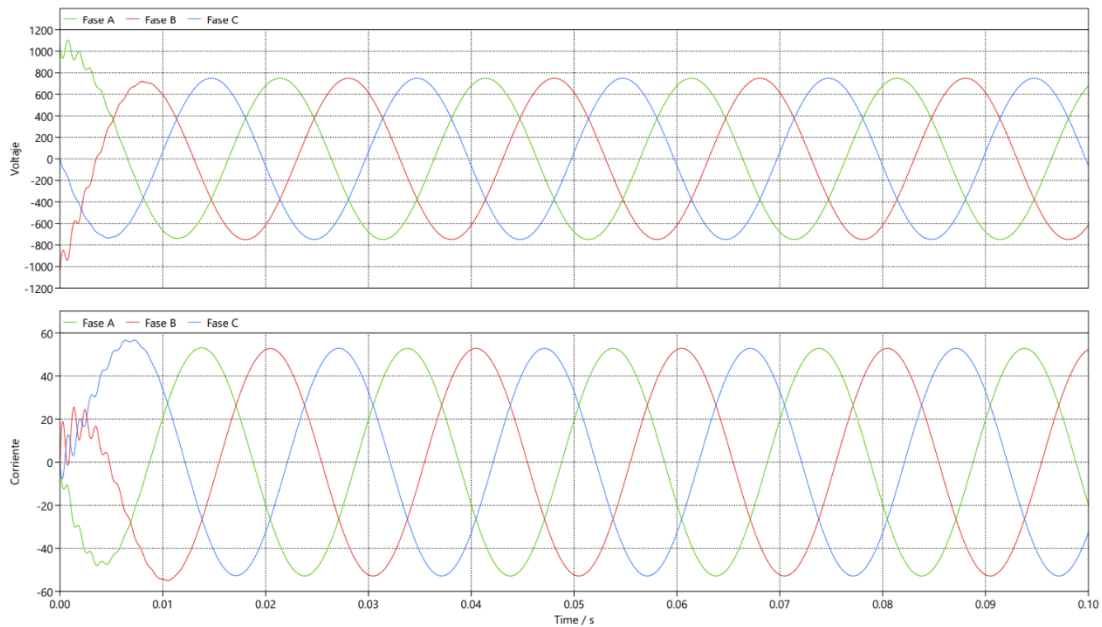


**Figura 4.6: Principio de operación de la técnica SPWM: comparación de señales portadoras y referencia, y activación de interruptores S1-S4**



**Figura 4.7: Esquema lógico de comparación de señales para la técnica SPWM en un inversor NPC de 3 niveles**

El resultado de este proceso es una forma de onda PWM escalonada en la tensión de salida, que alterna rápidamente entre los niveles disponibles. Esta señal es inherentemente una onda de pulsos, no una senoidal pura. Sin embargo, su componente fundamental sigue la envolvente de la señal senoidal de referencia. Así, cuando esta señal pasa a través de la impedancia de alguna carga o de un filtro, los armónicos de alta frecuencia son atenuados, obteniendo unas señales prácticamente sinusoidales.



**Figura 4.8: Voltaje y corriente de línea medidas después de un filtro.**

La relación entre la amplitud de la moduladora y las portadoras, conocida como índice de modulación en amplitud ( $m_a$ ), controla directamente la amplitud de la componente fundamental de la tensión de salida. Por su parte, la relación entre la frecuencia de las portadoras y la de la moduladora (relación de frecuencia o  $m_f$ ) impacta en el contenido armónico en altas frecuencias: a mayor  $m_f$ , mayor desplazamiento del espectro hacia frecuencias superiores y menor distorsión en la banda fundamental.

La técnica SPWM ofrece una solución simple y efectiva para la generación de formas de onda con buena calidad, además de ser fácilmente implementable en plataformas digitales como DSP, microcontroladores o FPGA. No obstante, su operación basada en conmutaciones a alta frecuencia también genera ciertos efectos no deseados, como el incremento de pérdidas por conmutación y la generación de tensiones de modo común, donde esto último es lo que se analiza a continuación.

#### 4.4. Análisis del modo común

Se sabe que el origen del voltaje de modo común está directamente relacionado con la conmutación de los dispositivos semiconductores y la referencia del sistema respecto a tierra. Además, se puede comprobar que su presencia no depende exclusivamente de la topología empleada, sino que también está condicionada por la estrategia de modulación utilizada.

En términos generales, el VMC se calcula a partir del promedio instantáneo de las tensiones de fase respecto al punto de común de referencia mediante la expresión:

$$V_{MC} = \frac{(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})}{3} \quad (4.1)$$

Si bien esta ecuación es común para cualquier inversor trifásico, la evolución temporal y los niveles alcanzados por el VMC son altamente dependientes tanto de la topología como de la técnica de modulación aplicada. En el caso del inversor NPC de tres niveles operando bajo la técnica de modulación sinusoidal por ancho de pulso (SPWM), se generan combinaciones específicas de los estados de las fases que determinan los valores posibles del voltaje de modo común.

Por ejemplo, en comparación con un inversor de dos niveles donde el VMC puede alcanzar niveles de hasta  $\pm \frac{V_{dc}}{2}$  (fig. 2.4), el inversor NPC limita estos valores debido a la existencia de un nivel intermedio “o”, lo que permite distribuir de manera más uniforme los potenciales de las fases respecto a tierra.

Sin embargo, bajo la técnica de modulación SPWM, no todas las combinaciones de estados posibles se utilizan. Este método genera un patrón de conmutación donde las fases están continuamente alternando entre los niveles máximos, neutros e inferiores de manera balanceada a lo largo del ciclo, lo cual restringe los niveles alcanzables por el VMC.

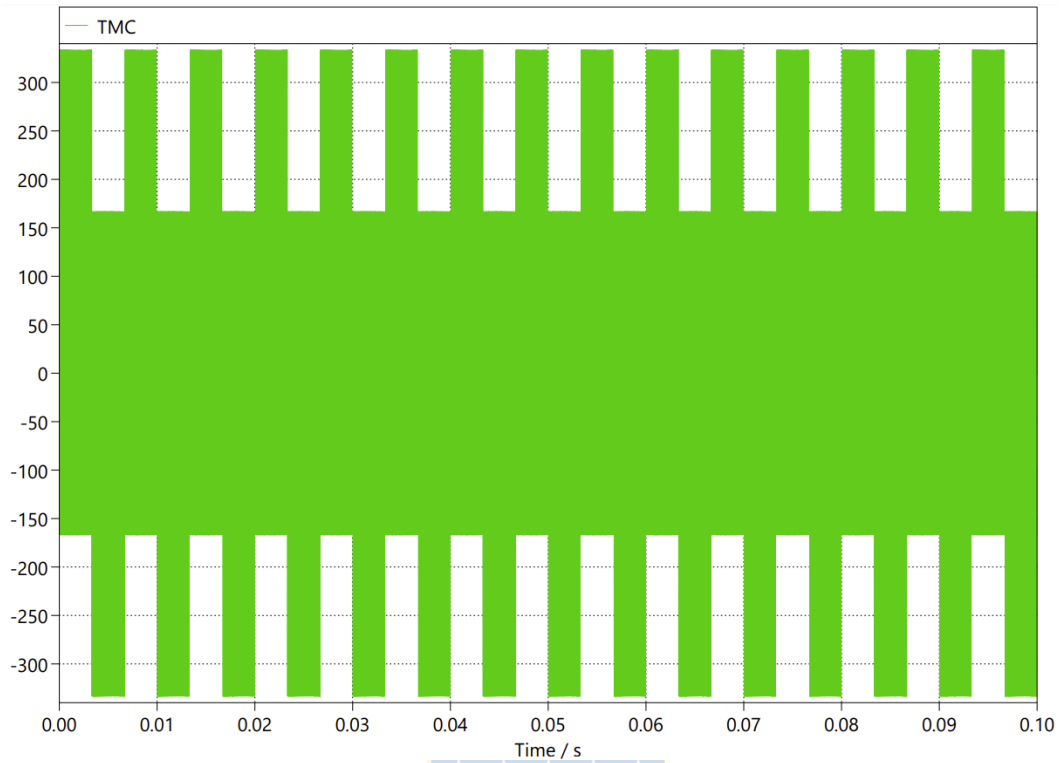
Como resultado, los valores que puede tomar el voltaje de modo común en un inversor NPC operando con SPWM son [15]:

$$\left\{ +\frac{V_{dc}}{3}, +\frac{V_{dc}}{6}, 0, -\frac{V_{dc}}{3}, -\frac{V_{dc}}{6} \right\}$$

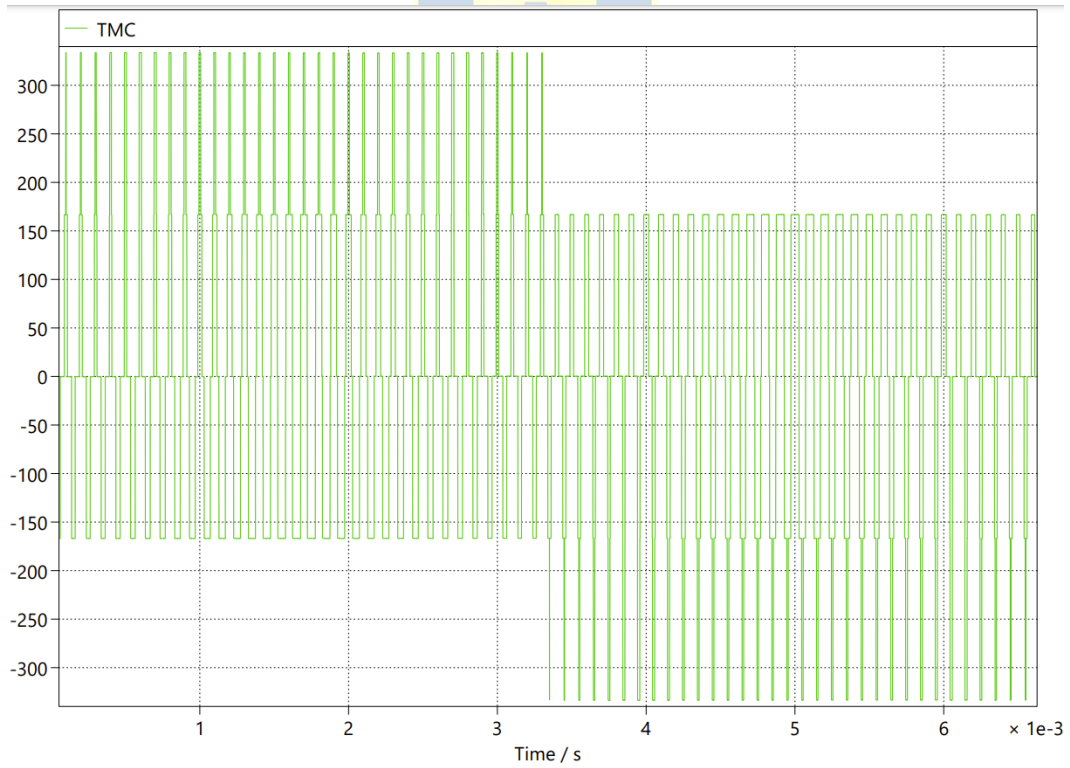
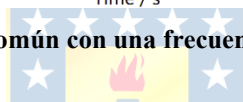
Estos niveles provienen de las combinaciones de los estados de las fases y del hecho de que la modulación SPWM busca mantener la simetría de las formas de onda, evitando que las tres fases estén simultáneamente en los extremos positivos o negativos. En la tabla se pueden apreciar los estados que se obtienen evitando algunos estados ambiguos.

**Tabla 4.2: Valores de voltaje que puede alcanzar la TMC para un inversor NPC 3 niveles con técnica SPWM.**

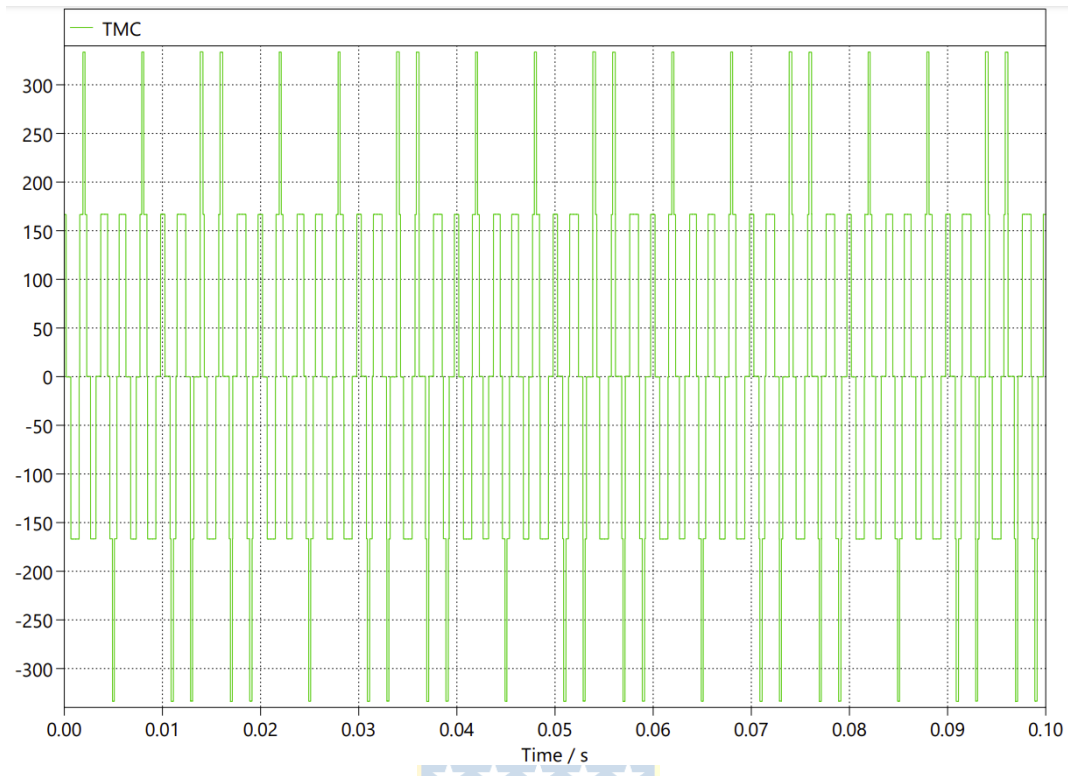
$V_{ao}$	$V_{bo}$	$V_{co}$	Cálculo	$V_{mc}$
$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2} + 0 - \frac{V_{dc}}{2}$ 3	0
0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$0 + \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2}$ 3	0
$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} + 0$ 3	0
$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2}$ 3	$+\frac{V_{dc}}{6}$
$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{dc}}{2} + 0$	$+\frac{V_{dc}}{3}$
0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$0 + \frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{3}$
$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2} + 0$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$0 - \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$



**Figura 4.9: Tensión de modo común con una frecuencia de conmutación de 10 [kHz]**



**Figura 4.10: Vista ampliada de la tensión de modo común con una frecuencia de conmutación de 10 [kHz]**



**Figura 4.11 Tensión de modo común con una frecuencia de conmutación de 0.5 [kHz]**

En las figuras 4.9, 4.10 y 4.11 se aprecian los resultados obtenidos a través de simulación para una frecuencia de conmutación de 10 [kHz] y de 0.5 [kHz], este último para que se puedan apreciar de mejor manera los niveles de tensión presentes. Se observa que se cumple lo estipulado con anterioridad, dado que la tensión en corriente continua utilizada es de 1000 [V] y analizando las imágenes se nota que los niveles de tensión alcanzados por la tensión de modo común son los siguientes:

$$\{\pm 333.33 [V] \quad 0 [V] \quad \pm 166.67 [V]\}$$

Que son los resultados esperados que puede tomar el voltaje de modo común en un inversor NPC operando con SPWM:

$$\pm \frac{V_{dc}}{3} = \pm \frac{1000}{3} = \pm 333.33 [V] \quad (4.2)$$

$$\pm \frac{V_{dc}}{6} = \pm \frac{1000}{6} = \pm 166.67 [V] \quad (4.3)$$

Este comportamiento demuestra que, aunque la presencia del VMC no se elimina, la magnitud instantánea se ve reducida en comparación con la observada en inversores de dos niveles (Fig. 2.4). Además, es importante destacar que estos cambios de comportamiento en la tensión de modo común no son exclusivos de la topología NPC, sino que también dependen de la técnica de modulación. Si se emplearan otros métodos para el mismo inversor, como Space Vector PWM (SVPWM) o técnicas de modulación discontinua (DPWM), la evolución temporal del VMC y sus niveles podrían variar, tanto en su magnitud como en su distribución espectral.

Ahora bien, para analizar la corriente de modo común, a diferencia de la tensión, resulta más difícil de estimar. Esto se debe a que la magnitud de la CMC depende directamente de las capacitancias parásitas existentes entre los conductores activos y tierra. Tal como se analizó en el capítulo 3, la estimación precisa de estas capacitancias es una tarea compleja y sujeta a una amplia variabilidad, derivada de factores como la geometría del cableado, las distancias a tierra, las características físicas de los módulos, del sistema y de la instalación completa. Por lo tanto, si las capacitancias son difíciles de determinar, la corriente de modo común también lo es.

A pesar de esta incertidumbre, lo que sí puede analizarse con claridad es el comportamiento de la CMC, ya que esta es proporcional a la derivada temporal del voltaje de modo común, de acuerdo con la siguiente expresión:


$$I_{MC} = C_p \frac{dV_{MC}}{dt} \quad (4.4)$$

Esto implica que la corriente de modo común seguirá la dinámica de la TMC, presentando picos o transitorios coincidentes con las transiciones abruptas del voltaje. No obstante, la magnitud exacta de estos picos dependerá del valor real de la capacitancia parásita presente en la instalación, la cual, como se ha establecido, solo puede ser aproximada y varía considerablemente entre un sistema y otro.

Además, en la práctica es importante comprender que las formas de onda obtenidas en un entorno real no replican exactamente las predicciones ideales derivadas del análisis teórico. Las variaciones en los tiempos de conmutación y la misma presencia de elementos parásitos hacen que las señales presenten diferencias respecto a los modelos ideales.

En particular, al modelar la capacitancia parásita entre el sistema y tierra la cual, según lo observado en el capítulo 3, puede estar en el orden de nano faradios o incluso valores menores se hace evidente su influencia sobre la dinámica de la corriente de modo común. Dado que esta corriente se rige por la ecuación 4.2, cualquier transición abrupta en la tensión de modo común genera derivadas muy elevadas, produciendo picos de corriente prácticamente instantáneos.

Este fenómeno se vuelve especialmente relevante en sistemas que operan con altas frecuencias de conmutación, como es el caso del presente estudio, donde se emplea una frecuencia de 10 kHz. A este régimen, las transiciones de los interruptores ocurren en ventanas de tiempo del orden de los microsegundos, lo que intensifica la aparición de transitorios de alta frecuencia. Como consecuencia, los simuladores detectan demasiados cruces por cero (“zero-crossing”) en lapsos muy cortos, lo cual induce detención completa de la simulación evitando su análisis.

Ante este escenario, y con el propósito de mantener la coherencia del modelo y la validez de los resultados, se introduce un inductor parásito de pequeño valor en serie con la capacitancia hacia tierra. Este componente no responde a la representación de un elemento físico específico dentro del sistema, sino que cumple la función de regular la velocidad de cambio de la corriente, amortiguando las derivadas extremadamente altas que surgen del comportamiento puramente capacitivo.

La incorporación de este inductor permite suavizar los transitorios asociados al modo común, limitar las derivadas infinitas teóricas y estabilizar el entorno de simulación, sin que ello afecte la interpretación ni la fidelidad del análisis. De este modo, se garantiza que las formas de onda obtenidas representen con mayor realismo el comportamiento físico del sistema, considerando las limitaciones inherentes a las propias características dinámicas del fenómeno de modo común.

De esta forma considerando una capacitancia parásita de 100 [nF] se obtiene:

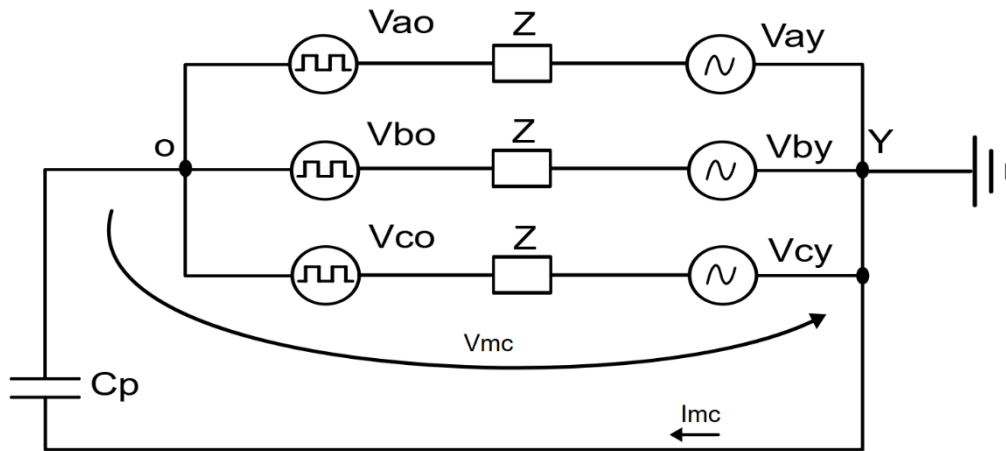


Figura 4.12: Circuito simplificado que considera la capacitancia parásita.

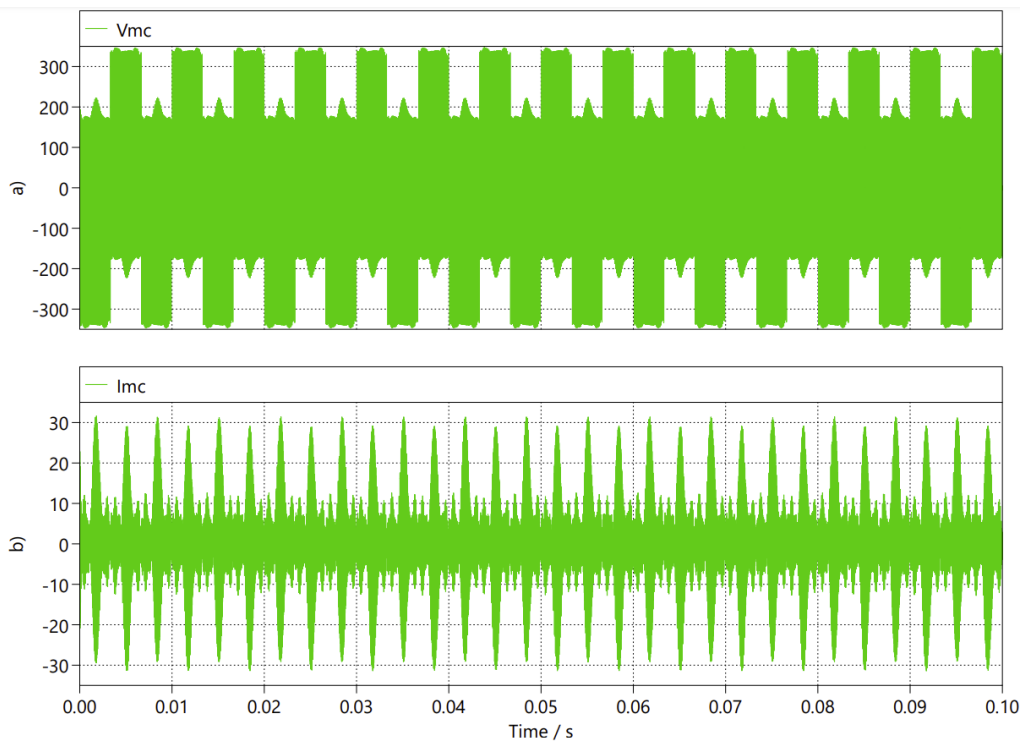


Figura 4.13: Señales de modo común resultantes. a) Tensión de modo común. b) Corriente de modo común.

Se observa que el VMC mantiene su estructura conmutada característica con la variación de introducir el elemento parásito, donde predominan las componentes de alta frecuencia asociadas a la conmutación PWM. Con respecto a la corriente de modo común sigue claramente la dinámica del VMC, lo que es consistente con la relación matemática de la ecuación (4.4).

#### **4.4.1 Solución a la tensión de modo común a través del filtro tipo T modificado**

Una estrategia eficiente para la mitigación del ruido electromagnético, especialmente en su componente de modo común, es la implementación de un filtro de salida de corriente alterna referenciado al enlace de corriente continua, conocido como filtro LCL modificado (MLCL). Esta configuración se realiza conectando el punto de unión de los capacitores al nodo común “o” del enlace de continua, lo que permite confinar el ruido dentro del propio convertidor, limitando su propagación tanto hacia la red como hacia el lado de los módulos fotovoltaicos, lo que mejora significativamente la compatibilidad electromagnética del sistema.

Una de las principales ventajas del MLCL es que permite abordar, con un mismo conjunto de elementos pasivos, la atenuación de perturbaciones tanto en modo común como en modo diferencial, sin necesidad de modificar las estrategias de modulación existentes, lo que simplifica la implementación desde el punto de vista del control.

Por otro lado, la frecuencia de conmutación del inversor tiene un impacto directo sobre el dimensionamiento de los inductores del filtro, los cuales representan uno de los componentes de mayor tamaño y peso en el rango de potencias medias. En este contexto, trabajar con una frecuencia de conmutación de 10 [kHz] permite reducir considerablemente el volumen, el peso y el costo de los inductores, lo que se traduce en sistemas más compactos y eficientes

Adicionalmente, el uso de un filtro MLCL permite reducir las sobretensiones transitorias que se generan en los terminales de salida del inversor [16]. Estas sobretensiones son producto de fenómenos de reflexión de onda asociados a la longitud de los cables de interconexión.

Sin embargo, es importante considerar que, al referenciar el filtro al enlace de corriente continua, se produce un incremento en la ondulación de corriente en los inductores de salida de corriente alterna, por lo que este factor se debe tener en consideración durante el diseño del filtro.

#### 4.4.2 Circuito equivalente en modo común

La Figura 4.14 representa una configuración típica en la que la tensión de corriente continua (CC) generada por el sistema fotovoltaico se conecta a un inversor trifásico de tres niveles, el cual opera con modulación SPWM a una frecuencia de conmutación definida ( $f_{sw}$ ). Este inversor genera una señal pulsante en los terminales a, b y c, la cual es posteriormente filtrada mediante un filtro LCL con el objetivo de atenuar los armónicos de alta frecuencia presentes en la corriente inyectada hacia la red. Este filtro está compuesto por los inductores “L” y los capacitores “ $C_f$ ”, acompañados de las inductancias de la red “ $L_g$ ” en el lado de corriente alterna.

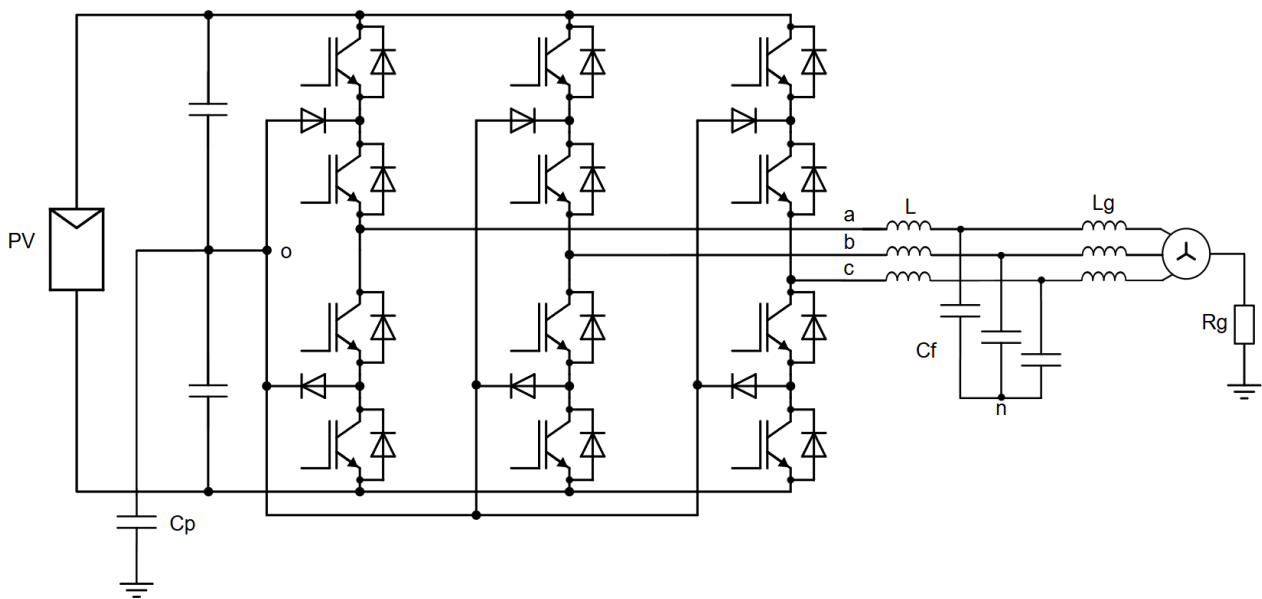


Figura 4.14: Inversor trifásico NPC de 3 niveles con filtro tipo T a la salida.

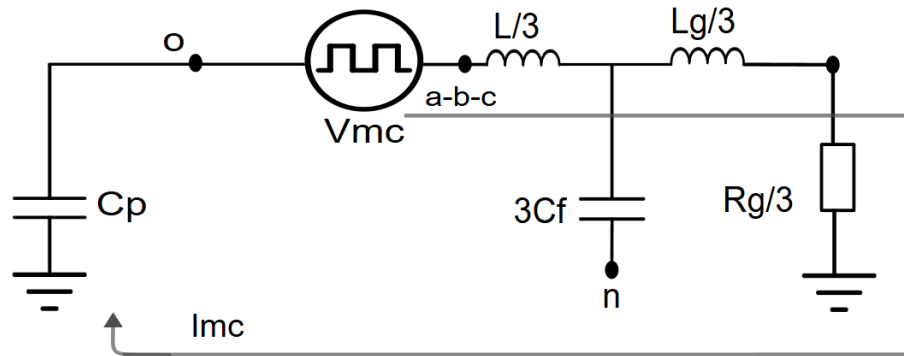


Figura 4.15: Modelo de modo común con filtro.

La capacitancia parásita total del sistema fotovoltaico se representa con la capacitancia  $C_{pv}$ , que se conecta entre el terminal común del enlace de CC y tierra. El lado de la red se modela con una inductancia de fase  $L_g$  y una impedancia a tierra  $R_g$ . Esto da lugar a un modelo de modo común simplificado, como el presentado en la Fig. 4.15, donde  $V_{cm}$  es una fuente de tensión que representa la tensión de modo común generada en el convertidor. El lazo de modo común se cierra a través de tierra, y una corriente de modo común  $i_{cm}$  fluye hacia el panel fotovoltaico. El valor de la corriente de modo común será en función de  $L_g$  y  $R_g$  y  $C_p$  que dependen de la característica del sistema.

Por ejemplo, si una planta fotovoltaica tiene un inversor de potencia común (único) y el transformador de media tensión de distribución se instala en el punto de común acoplamiento (en la Fig. 4.14 se muestra solo el primario del transformador), idealmente se puede asumir que  $R_g = \infty$ , lo que da como resultado una corriente de modo común igual a cero. Sin embargo, cuando se conectan otros equipos o cargas, por ejemplo, otros inversores o cuando no se necesita del transformador o simplemente se analiza un sistema real en cual las condiciones no son ideales se tiene que  $R_g \ll \infty$ . En este caso, circula una corriente de modo común mayor a cero no deseada, que pueden dañar los paneles fotovoltaicos y el resto de los equipos del sistema, y generar un riesgo de descarga eléctrica.

Como solución a este problema, se referencia el filtro tipo T al enlace de CC, como se muestra en la Fig. 4.16. Para la versión de 3 niveles, representan una alternativa confiable y simple para la reducción de los armónicos de modo común. En esta configuración, el punto neutro de los condensadores de filtro  $C_f$  ( $n$ ) está conectado al punto neutro del enlace “o” permitiendo que el bucle de corriente de modo común se modifique logrando uno de menor impedancia a través de  $C_f$ . De esta manera no se introducen nuevos elementos en la configuración de la Fig. 4.15, en comparación con la Fig. 4.16.

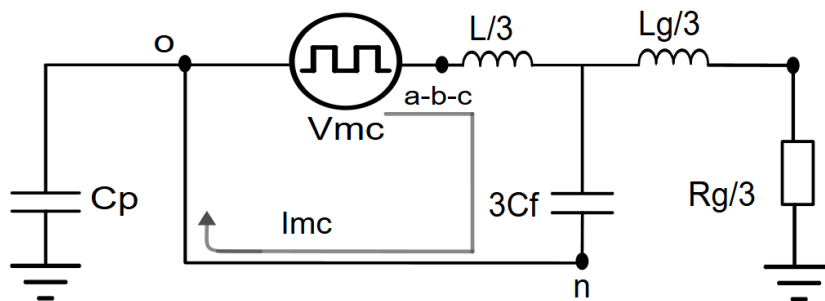


Figura 4.16: Modelo de modo común con filtro modificado (MLCL).

Para diseñar un filtro modificado, se prioriza el rendimiento en modo diferencial, dado que la principal finalidad es la eliminación de los armónicos de las señales útiles. De acuerdo con el análisis presentado en [29], este filtro comparte el mismo circuito equivalente en modo diferencial que el filtro LCL convencional, por lo que su función de transferencia se describe mediante la ecuación 4.5:

$$FDT_{MD} = \frac{1}{(C_f * L * L_g)s^3 + (L + L_g)s} \quad (4.5)$$

Por otro lado, tal como se aprecia en las figuras 4.15 y 4.16 del análisis en modo común, en este solo se considera un tercio de las inductancias del filtro. Al comparar ambos diseños, el filtro modificado debiese ofrecer una mejor capacidad de atenuación frente a los armónicos de modo común. Las expresiones que describen la tasa de atenuación en modo común para ambos filtros (convencional y modificado) se presentan en las ecuaciones 4.6 y 4.7, respectivamente.

$$FDT_{MC} = \frac{3C_p s}{(L + L_g)C_p s^2 + R_g * C_p s + 3} \quad (4.6)$$

$$FDT_{MC-mod} =$$

$$\frac{3C_p s}{L * L_g * C_f * C_p s^4 + L * R_g * C_f * C_p s^3 + (3L * C_f + L * C_p + L_g * C_p)s^2 + R_g * C_p s + 3} \quad (4.7)$$

Para evaluar el comportamiento en modo común de ambos filtros, se realizaron simulaciones utilizando los mismos parámetros en ambos diseños  $L=2,5$  [mH],  $C_f=5$  [ $\mu$ F],  $L_g=2,5$  [mH]. La Figura 4.17 muestra las respuestas en frecuencia, donde la curva azul representa al filtro LCL convencional y la roja al modificado. Se observa que el diseño propuesto presenta una mejor atenuación de armónicos de modo común en altas frecuencias, logrando así un rendimiento superior sin requerir componentes adicionales.

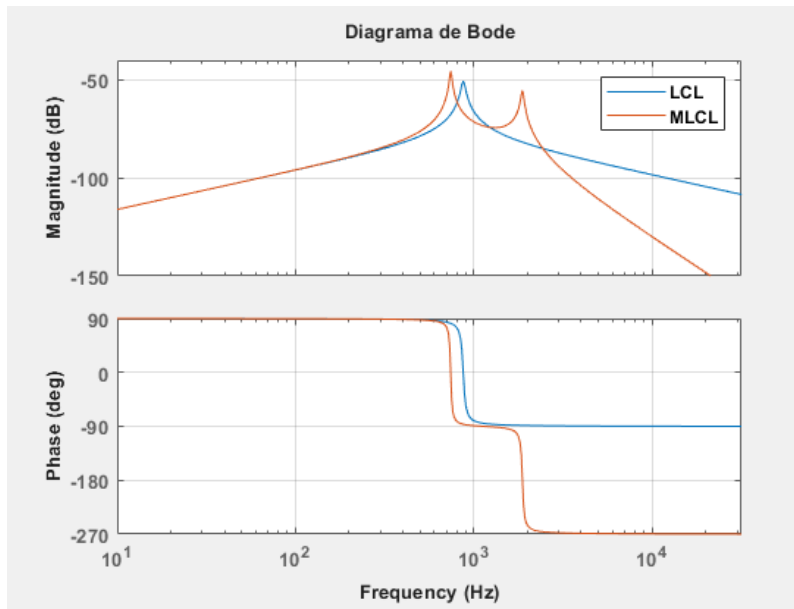


Figura 4.17: Respuesta de frecuencia del filtro LCL convencional (en azul) y del filtro MLCL (en rojo).

#### 4.4.3 Procedimiento de diseño para los parámetros del filtro MLCL

Según lo establecido en la Norma Técnica de Seguridad y Calidad de Servicio (mayo 2018), en el peor de los casos, las armónicas de corriente por sobre el 35° orden deben ser eliminadas hasta representar un valor inferior al 0,3 % del valor nominal. Esta exigencia se detalla en la Tabla 4.3, la cual establece los límites de distorsión armónica permitidos en función de la relación entre la corriente de cortocircuito en el punto común de conexión (PCC) y la corriente de carga.

Tabla 4.3: máxima distorsión de corriente establecida por la norma técnica.

Máxima distorsión armónica de corriente, como porcentaje del valor de corriente $I_L$ a frecuencia fundamental para tensiones bajo 100 [kV]						
$I_{sc}/I_L$	$H$ : Orden de la armónica (armónicas impares)					Índice $TDD_I$
	$H < 11$	$11 \leq H < 17$	$17 \leq H < 23$	$23 \leq H < 35$	$35 \leq H$	
$\leq 20^*$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20 – 50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50 – 100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100 – 1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
$> 1000$	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

\* Todos los equipos de generación están limitados a los valores indicados de distorsión armónica de corriente, independiente del valor de  $I_{sc}/I_L$ .

a) Las armónicas pares están limitadas al 25% de los límites establecidos para las armónicas impares  
b) Se deberá controlar hasta la armónica  $H = 50$

Es importante destacar que para el desarrollo de este apartado, el diseño y obtención de los parámetros del filtro se siguió la metodología propuesta en [29] y [30], adaptadas a los criterios establecidos en la normativa chilena. A partir de esto se tiene que, para cumplir con lo establecido en la norma, el índice de atenuación requerido puede calcularse considerando las frecuencias laterales inferiores ( $f_h$ ), donde se observa la mayor concentración de armónicas de modo diferencial (MD).

Dado que las armónicas MD tienden a agruparse en torno a la frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ) y sus múltiplos, se permite la eliminación de las armónicas superiores al orden 35, siempre que las armónicas presentes en  $f_h$  sean adecuadamente atenuadas. El valor de atenuación se puede determinar mediante la ecuación 4.8. Posteriormente, se puede calcular la inductancia total requerida a través de la ecuación 4.9, donde  $\omega_{res}$  representa la frecuencia de resonancia del filtro, expresada en radianes por segundo.

$$AT_{MD} = \frac{0.3\% * I_p}{V_h(f_h)} \quad (4.8)$$

$$L_T = \frac{\omega_{res}^2}{\omega_h(\omega_h^2 - \omega_{res}^2)AT_{MD}} \quad (4.9)$$

Según diversas referencias, la frecuencia de resonancia del filtro debe ubicarse dentro del rango comprendido entre diez veces la frecuencia de red ( $f_g$ ) y la mitad de la frecuencia de conmutación, con el objetivo de evitar fenómenos de resonancia no deseados. Para este diseño, se adopta un valor inicial para la frecuencia de resonancia equivalente al 20 % de la frecuencia de conmutación, con el fin de incorporar márgenes de seguridad que otorguen flexibilidad durante el proceso de ajuste del filtro.

El límite inferior de la inductancia total requerida puede determinarse utilizando la ecuación 4.11, buscando un equilibrio entre la dinámica del sistema y la eficiencia del filtro. Esta inductancia mínima puede ser afinada ajustando la frecuencia de resonancia dentro del rango recomendado de diseño:

$$f_{res} \in [10f_g, \frac{1}{2}f_{sw}] \quad (4.10)$$

$$L_T < \frac{\sqrt{V_{dc}^2 / 3 - V_g^2}}{\omega_g I_{rms}} \quad (4.11)$$

La inductancia mínima en el lado del inversor puede calcularse con la ecuación 4.12. Esta inductancia garantiza que el rizado de corriente de salida sea inferior al 20 % de la corriente nominal, considerando el índice de modulación  $m_a$ :

$$L_{min} = \frac{m_a * V_{dc}}{4\sqrt{6}(20\%I_{rms}) * f_{sw}} \quad (4.12)$$

Considerando la ecuación 4.5, la tasa de atenuación de modo diferencial puede optimizarse si  $L$  se iguala a  $L_g$ , manteniendo constante  $L_T$ . La atenuación deseada puede lograrse con el mismo valor de la inductancia total, un valor mayor de inductancia en el lado del inversor y una capacitancia del filtro menor. El rizado de corriente de salida puede reducirse aún más por debajo del 20 %.

Esta optimización solo puede aplicarse cuando la inductancia mínima es menor que 0.5 veces la inductancia total, ya que la inductancia del lado del inversor debe seleccionarse de forma que sea mayor o igual a  $L_{min}$ . La asignación de valores se realiza según la siguiente relación:

$$[L, L_g] = \begin{cases} \left[ \frac{1}{2}L_T, \frac{1}{2}L_T \right] & \text{if } L_{min} \leq \frac{L_T}{2} \\ [L_{min}, (L_T - L_{min})] & \text{if } L_{min} > \frac{L_T}{2} \end{cases} \quad (4.13)$$

Por el lado de la capacitancia del filtro, puede calcularse a través de la ecuación 4.14, considerando la frecuencia de resonancia  $\omega_{res}$ :

$$C_f = \frac{L + L_g}{L * L_g * \omega_{res}^2} \quad (4.14)$$

Esta expresión relaciona la capacitancia con las inductancias del lado del inversor y del lado de la red, de acuerdo con el principio de resonancia de un filtro LCL. Para evitar un factor de potencia bajo y limitar la potencia reactiva a un valor inferior al 5 %, se establece un límite superior para la capacitancia del filtro, calculado con la ecuación 4.15:

$$C_f \leq \frac{5\% * P_n}{V_g^2 * \omega_g} \quad (4.15)$$

Es importante destacar que existe un equilibrio entre el valor de la inductancia y la capacitancia en el diseño del filtro. Para lograr la atenuación deseada de las armónicas de modo diferencial, la frecuencia de resonancia  $\omega_{res}$  seleccionada para una menor inductancia total resulta en una mayor capacitancia.

En el caso del filtro modificado, se prefiere utilizar una capacitancia relativamente grande, dado que esto permite crear un camino de menor impedancia para la circulación de corrientes de fuga. Con esta optimización, se puede lograr tanto la atenuación deseada de modo diferencial como de modo común, utilizando inductancias totales mínimas y capacitancias de filtro razonablemente grandes. De esta forma, se maximiza la densidad de potencia total del sistema.

Finalmente, con el objetivo de eliminar la resonancia provocada por el filtro LCL, en la mayoría de los casos se requiere la incorporación de un mecanismo de amortiguamiento. El método de amortiguamiento pasivo es el más utilizado y consiste en agregar una resistencia en serie con el condensador del filtro (es opcional). Para que el sistema sea eficiente, el valor de la resistencia de amortiguamiento debe ser suficiente para prevenir oscilaciones, pero no tan elevado que afecte el rendimiento del filtro. Según lo establecido, el valor de esta resistencia debe corresponder a un tercio de la impedancia capacitiva a la frecuencia de resonancia, y se puede calcular con la ecuación 4.16.

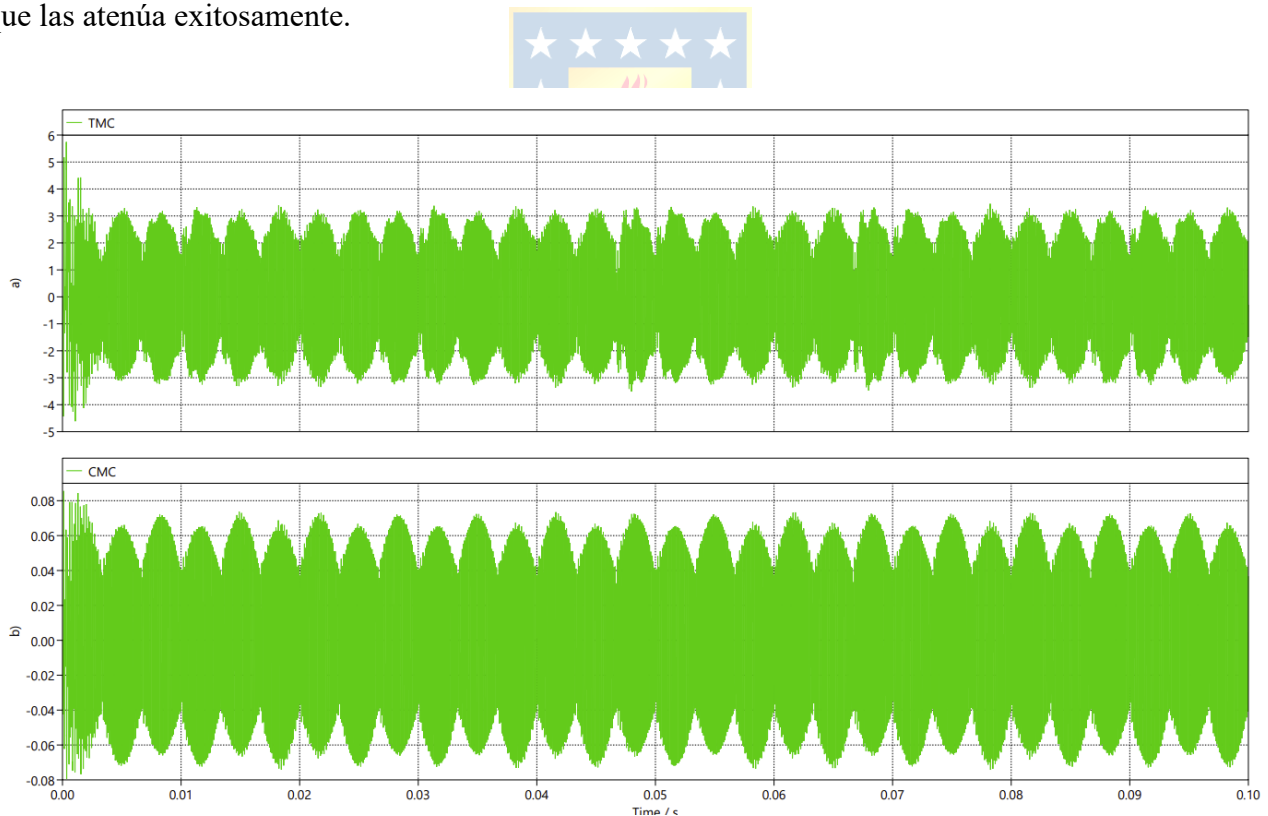
$$R_d \leq \frac{1}{3C_f\omega_{res}} \quad (4.16)$$

Cabe destacar que los valores de inductancias y capacitancia obtenidos con las ecuaciones corresponden a un cálculo teórico inicial. No obstante, siguiendo la metodología propuesta en [29] y [30], se realiza un ajuste posterior de los parámetros del filtro, considerando aspectos como optimización del volumen de componentes, eficiencia del filtro y requisitos específicos según la técnica de modulación PWM utilizada. Por ello, los valores finales definidos se encuentran en la tabla 4.4.

**Tabla 4.4: parámetros seleccionados para la atenuación de las señales de modo común.**

Nomenclatura	Descripción	Valor
$L$	Inductancia lado del inversor	3.36 [mH]
$L_g$	Inductancia lado de la red	6.50 [mH]
$C_f$	Capacitancia del filtro	8.30 [ $\mu F$ ]

En la figura 4.18 se muestran las señales resultantes al utilizar el filtro MLCL, demostrando que las atenúa exitosamente.



**Figura 4.18: Ondas atenuadas de modo común. a) Voltaje de modo común. b) Corriente de modo común.**

#### **4.5. Efectos de las tensiones de modo común en equipos que componen un parque solar**

En una primera instancia, antes de estudiar la incidencia de las TMC sobre los equipos es importante recapitular los efectos que producen solo por el hecho de existir. Principalmente se le asocian la generación de corrientes parásitas y el aumento de las interferencias electromagnéticas, lo que conlleva a otros problemas como el incremento de los armónicos, problemas en el conexionado a tierra y problemas de temperatura.

Bajo esta primicia se nota que toda la planta puede ser afectada, haciendo que el sistema fotovoltaico no funcione de manera adecuada, por lo que se hace hincapié en los principales equipos que conforman el parque FV con el fin de analizar de manera teórica las complicaciones que podrían acarrear.

El inversor por lo general está encerrado en un gabinete metálico el que debe ser aterrizado, convirtiéndolo en parte del circuito de modo común, por lo tanto, la mayor parte de la EMI generada se debe a la corriente de fuga que circula a través de tierra (producto del capacitor parásito generado). Estas emisiones afectan directamente a los circuitos de control del inversor, provocando un incorrecto funcionamiento de los semiconductores, lo que conlleva a una pérdida de eficiencia. Además, la circulación constante de las corrientes podría afectar la vida útil del inversor.

Los paneles solares sufren de la misma condición, existe una considerable capacitancia parásita entre el conjunto y el marco fotovoltaico conectado a tierra, donde la corriente de fuga circula a través de los condensadores parásitos en el sistema conectado a la red. El flujo de estas corrientes puede penetrar el encapsulado de los módulos, provocando un deterioro en el aislamiento.

Las corrientes de fuga circulan a lo largo de los cables y conductores del sistema, especialmente en los puntos de conexión. Esto genera pérdidas adicionales que reducen la eficiencia en general y que a su vez también calientan los cables y conexiones disminuyendo su vida útil.

Otro de los equipos afectados son los transformadores, que tienen un cambio de neutro, es decir, una tensión entre neutro y tierra que en ocasiones suelen ser estresantes para su aislación, la cual puede ir degradando la vida útil del equipo.

Finalmente, uno de los principales problemas se asocia a la activación errónea de las protecciones. Los sistemas de protección diferencial pueden detectar las corrientes inducidas por las TMC como fallas en el sistema, provocando disparos falsos que afectan la continuidad de la operación del parque fotovoltaico.

#### 4.6. Conclusiones

A partir del análisis realizado sobre la tensión de modo común en sistemas fotovoltaicos, se observa que, aunque la ecuación que describe el comportamiento del VMC es la misma para cualquier inversor trifásico, su manifestación específica en términos de magnitud y contenido espectral depende directamente de la topología del inversor, la técnica de modulación aplicada y las condiciones particulares del sistema. En el caso del inversor NPC de 3 niveles, se evidencia una ventaja respecto a configuraciones más simples, ya que permite una mejor distribución del potencial y una reducción parcial de la TMC, lo que confirma que el uso de inversores multinivel resulta favorable para estas aplicaciones. Sin embargo, la TMC no desaparece completamente por lo que se siguen requiriendo estrategias de mitigación adicionales que aseguren el funcionamiento adecuado del sistema.

Es importante mencionar que, a partir de conocer el funcionamiento del inversor, es posible estimar la tensión de modo común que se genera, ya que su comportamiento está directamente condicionado por el modo diferencial. Por ello, antes de realizar un análisis enfocado en la TMC, este se puede prever comprendiendo previamente analizando el modo diferencial del inversor.

Respecto al filtro MLCL, se destaca su funcionalidad para atenuar las componentes armónicas de alta frecuencia, mostrando una efectividad superior a la de un filtro LCL convencional. Además, su diseño no requiere componentes adicionales, ya que basta con implementar una conexión física entre el punto común del filtro "*n*" y el común del enlace de corriente continua "*o*", manteniendo así una estructura práctica y eficiente.

Por parte de los resultados obtenidos tras la implementación del filtro modificado validan su desempeño. Según los gráficos presentados en la figura 4.18, la TMC alcanza un valor máximo cercano a 6 V, estabilizándose luego en picos apenas superiores a 3 V, mientras que la corriente de fuga se reduce de forma considerable. Se verificó que el valor máximo de corriente de modo común registrado es de aproximadamente 80 [mA], cumpliendo con los límites establecidos en diferentes referencias, donde se especifica que dicha corriente no debe superar los 300 [mA].

Finalmente, el análisis conceptual de los efectos que las señales de modo común generan sobre los equipos que conforman un parque solar, refuerza la necesidad de mitigar este tipo de perturbaciones. Asegurar niveles controlados de TMC es clave para preservar la integridad, confiabilidad y correcto funcionamiento del sistema, consolidando así la importancia de abordar este fenómeno desde el diseño hasta la operación de la planta.

## 5. Reflexión de onda y su efecto en la tensión de modo común

---

### 5.1. Introducción

La reflexión de onda es un fenómeno transitorio que ocurre en sistemas eléctricos cuando existe una discontinuidad de impedancia entre los distintos componentes, como entre el inversor, el transformador y los cables de conexión.

Este fenómeno ha sido ampliamente estudiado en aplicaciones con motores eléctricos, donde las reflexiones pueden generar sobretensiones significativas en los terminales del motor, afectando su integridad y vida útil. Sin embargo, en sistemas fotovoltaicos conectados a red, su análisis ha sido menos abordado, dado que las condiciones operativas y estructurales son distintas. Además de que el foco en estos sistemas ha estado centrado en la eficiencia de conversión, el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) y la calidad de la inyección de corriente, dejando en segundo plano los análisis transitorios por reflexiones.

En este contexto, resulta interesante investigar si el fenómeno de reflexión de onda podría tener algún impacto sobre la tensión de modo común (TMC), considerando que las sobretensiones generadas podrían inducir efectos indirectos sobre esta variable. Adicionalmente, dado que en los últimos años se ha tendido a utilizar frecuencias de conmutación más elevadas en inversores fotovoltaicos, este capítulo examina si este factor influye en la magnitud de las sobretensiones generadas por la reflexión, y por ende presentar un cambio adicional en el comportamiento de la TMC.

### 5.2. Sobretensiones transitorias generadas por los inversores

Cuando un inversor de voltaje que emplea modulación por ancho de pulso (PWM) inyecta señales a través de un cable de gran longitud, pueden generarse sobretensiones transitorias en los terminales del transformador. La magnitud de estas sobretensiones depende de diversos factores, entre ellos el tiempo de subida de los pulsos de conmutación, la inductancia y capacitancia distribuidas a lo largo del cable, así como las características eléctricas del devanado del transformador. Estas sobretensiones ocurren cada vez que un pulso alcanza el extremo de la línea, donde se produce una reflexión parcial. Estas reflexiones, al superponerse con pulsos subsiguientes, pueden amplificar el voltaje en los terminales y dar lugar a picos transitorios de mayor intensidad.

Este fenómeno ha sido ampliamente estudiado en sistemas con motores eléctricos, en donde las sobretensiones en los terminales del motor pueden afectar directamente los devanados, los rodamientos y la vida útil del equipo. Por el lado de los transformadores, la repetición constante de estos picos de sobretensión podría contribuir al envejecimiento del aislamiento entre espiras e inducir esfuerzos dieléctricos adicionales en los devanados y en condiciones desfavorables, especialmente en presencia de defectos o aislamiento degradado. Estos efectos podrían incluso favorecer la aparición de descargas parciales.

Por otro lado, si se considera que estos transitorios pueden influir directamente en la tensión de modo común, se vuelve aún más relevante su análisis. Tal como se expuso en el capítulo 4, la TMC ya representa por sí sola una fuente de esfuerzo eléctrico sobre la aislación del transformador. En este contexto, este aspecto refuerza la importancia de estudiar el comportamiento combinado de las sobretensiones transitorias y la tensión de modo común, particularmente en configuraciones donde el inversor y el transformador están separados por un tramo de cable de longitud no despreciable.

### **5.2.1 Efecto de los cables entre el inversor y el transformador**

La existencia de un tramo de cable entre el inversor y el transformador puede dar lugar a la aparición de sobretensiones transitorias, producto del comportamiento de onda viajera y la propagación de pulsos eléctricos en un sistema con parámetros distribuidos. Estos cables presentan inductancia, resistencia y capacitancia distribuidas, las cuales se vuelven relevantes cuando la distancia entre los equipos es considerable. Al aplicar pulsos de tensión a través del cable, el sistema puede modelarse como una línea de transmisión con comportamiento similar a un circuito LC distribuido, lo que puede generar fenómenos de resonancia y reflexión que incrementan la amplitud de los pulsos al llegar a los terminales del transformador.

La amplificación de cada pulso ocurre cuando el tiempo de propagación del pulso a lo largo del cable es comparable o mayor a la mitad de su tiempo de subida. En tales condiciones, la superposición de pulsos reflejados con nuevos pulsos emitidos por el inversor puede amplificar significativamente los picos de tensión en el transformador. La desadaptación de impedancia entre el cable y los terminales del transformador también contribuye a la reflexión parcial de la señal, reforzando este fenómeno.

Por otra parte, la capacitancia distribuida del cable favorece el acoplamiento de componentes de alta frecuencia al plano de tierra, facilitando la circulación de corrientes de modo común. Aunque esto no implica necesariamente un incremento directo en la tensión de modo común, sí puede influir en su comportamiento transitorio, especialmente en presencia de impedancias parásitas y trayectorias de retorno no controladas. Este efecto puede ser más notable cuando se utilizan inversores con altas velocidades de conmutación, ya que los elevados valores de  $dv/dt$  aumentan la interacción con los elementos capacitivos y parásitos del sistema.

En consecuencia, la distancia entre el inversor y el transformador no solo debe considerarse como un parámetro físico, sino también como un factor eléctrico determinante. Su influencia se extiende tanto a la generación y amplificación de sobretensiones transitorias como a la excitación de trayectorias capacitivas que facilitan la circulación de componentes de modo común, lo que podría afectar la integridad dieléctrica del transformador, especialmente en sistemas fotovoltaicos donde la conmutación es rápida y el cableado no es despreciable en longitud.

### 5.2.2 Reflexión de onda

Como se ha mencionado las sobretensiones generadas en los terminales del transformador se atribuyen a la reflexión de los pulsos de tensión que se propagan a lo largo del cable, provocadas por la desadaptación de impedancias entre el cable y el transformador. Este fenómeno, conocido como reflexión de onda, ocurre cuando una señal incidente alcanza un punto de discontinuidad en impedancia, generando una onda reflejada. El valor instantáneo del voltaje en un punto de la línea es igual a la suma del valor de la onda incidente y de la onda reflejada en ese instante.

Los pulsos generados por el inversor se propagan a lo largo del cable a una velocidad determinada por sus características físicas. En una línea sin pérdidas, esta velocidad puede aproximarse mediante la ecuación (5.1), donde  $L_c$  y  $C_c$  son la inductancia y la capacitancia distribuida por unidad de longitud del cable, respectivamente.

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_c * C_c}} \quad (5.1)$$

Además, el cable presenta una impedancia característica, que en condiciones ideales está dada por:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_c}{C_c}} \quad (5.2)$$

Cuando el pulso llega a los terminales del transformador, si existe una diferencia entre  $Z_c$  y la impedancia de entrada del transformador  $Z_T$ , ocurre una reflexión. El Coeficiente de reflexión en ese punto se determina mediante:

$$\Gamma_L = \frac{Z_T - Z_c}{Z_T + Z_c} \quad (5.3)$$

Este coeficiente indica qué fracción de la onda incidente se refleja y con qué signo. En el caso de una gran desadaptación (por ejemplo, si  $Z_T \gg Z_c$ ), la mayor parte de la onda es reflejada con la misma polaridad. A medida que  $Z_T$  se aproxima a  $Z_c$ , la reflexión disminuye. En general, este coeficiente de reflexión puede aproximarse a 1 para transformadores pequeños, pues su impedancia es mucho mayor que la del cable, entonces la onda es reflejada con la misma magnitud y con el mismo signo en dirección al inversor, caso contrario para transformadores de mayor potencia, dado que estos presentan una impedancia de entrada más baja que los de menor potencia (cuando se opera al mismo nivel de tensión), por lo que en esos casos el coeficiente de reflexión tiende a ser menor.

La onda reflejada viaja con la misma velocidad de propagación hacia el inversor. Al llegar a él se encuentra con otra diferencia de impedancias, definiéndose el índice de reflexión de la fuente según la ecuación (5.4).

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_c}{Z_S + Z_c} \quad (5.4)$$

Donde  $Z_S$  es la impedancia de salida del inversor. En configuraciones típicas, el inversor presenta una baja impedancia frente a transitorios rápidos, por lo que su coeficiente de reflexión puede aproximarse a -1, reflejando la onda con signo opuesto.

Este fenómeno se explica porque el enlace de corriente continua del inversor incluye un condensador de gran valor que estabiliza la tensión del enlace. Desde el punto de vista de los transitorios de alta frecuencia, este condensador actúa como un camino de baja impedancia. Así, cuando una onda reflejada regresa al inversor, esta se encuentra con una baja impedancia que la refleja casi completamente y con polaridad invertida. Aunque este comportamiento es una simplificación, resulta útil para análisis preliminares, ya que en simulaciones suele observarse este tipo de respuesta. Cabe señalar que el valor exacto del coeficiente dependerá del diseño del inversor y las características del enlace CC, por lo que no siempre será exactamente igual a -1. Este comportamiento explica la generación de una serie de reflexiones múltiples que se superponen a lo largo del cable, dando lugar a picos de sobretensión en los terminales del transformador.

### 5.3. Simulación y resultados

El sistema analizado es el que se muestra en la figura 5.1, que es un sistema fotovoltaico conectado a la red, el cual consta con un inversor NPC de tres niveles, los cables de cada fase y el transformador. La tensión correspondiente al enlace CC es de 1000 [V], los cables tienen un largo de 500 [m] y la frecuencia de análisis en una primera instancia es de 1 [kHz], con el fin de analizar de una mejor manera las señales.

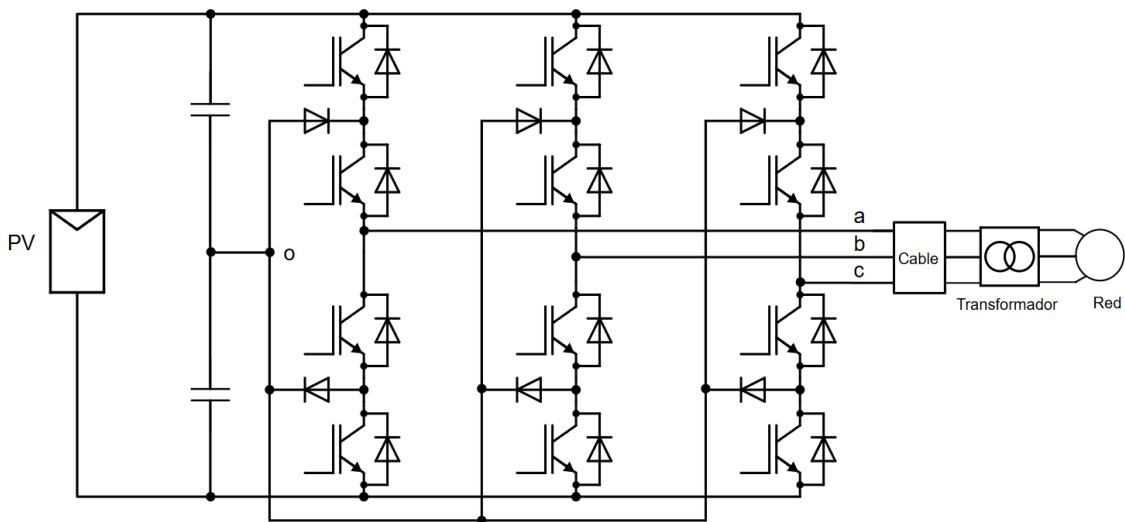


Figura 5.1: Circuito simulado.

El cable puede modelarse como una línea de transmisión con comportamiento similar a un circuito LC distribuido, lo cual se hace a través del bloque del Software PLECS ilustrado en la figura 5.2.

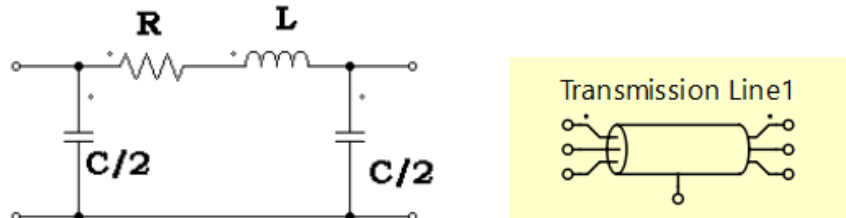


Figura 5.2: Modelado del cable.

Tabla 5.1: parámetros del cable simulado.

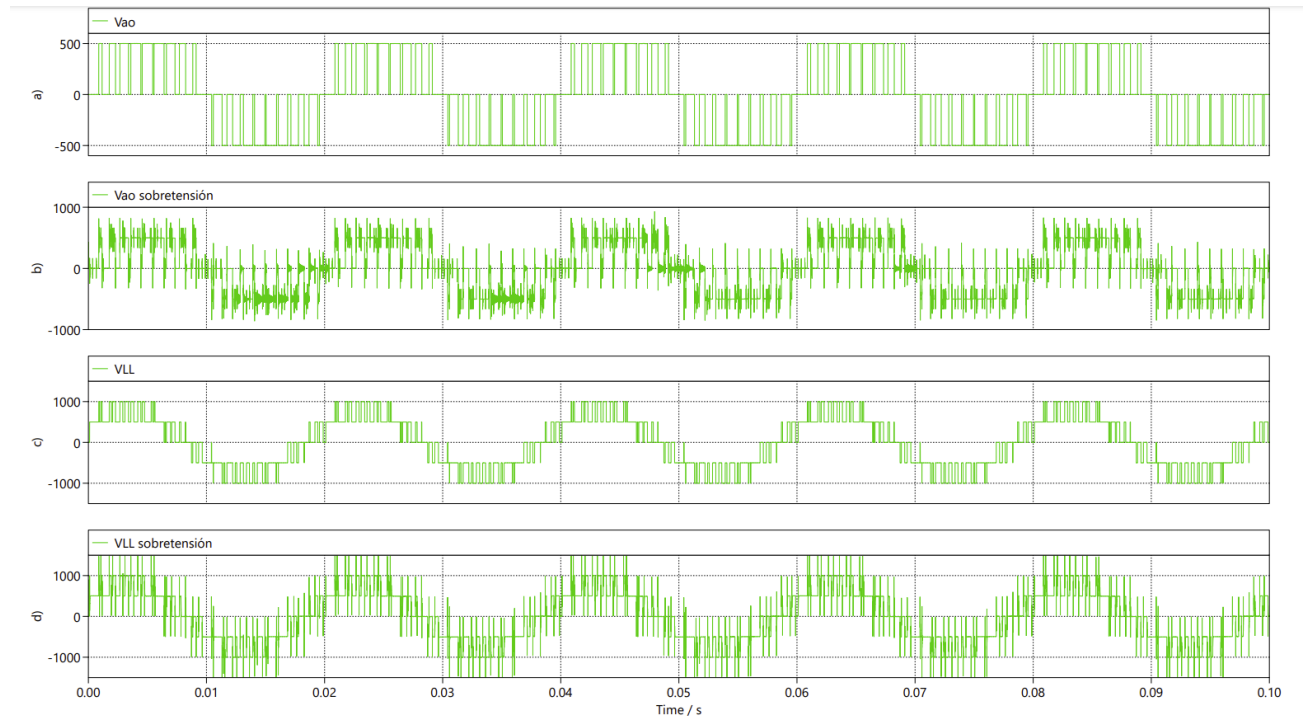
Resistencia del modelo	0.0294 [ $\Omega/km$ ]
Inductancia del modelo	2.157 [ $mH/km$ ]
Capacidad del Modelo	29.4316 [ $nF/km$ ]

La Figura 5.3 muestra los resultados obtenidos en la simulación del sistema. En la figura 5.3a, se presenta la forma de onda del voltaje de salida del inversor en la fase A, la cual corresponde al patrón de modulación SPWM característico de este tipo de inversores.

Por otro lado, en la Figura 5.3b, se observa la forma de onda que llega a los terminales del transformador, luego de propagarse a través del cable. En esta señal se pueden apreciar claramente las sobretensiones transitorias producto de las reflexiones de onda que se generan debido a la desadaptación de impedancias entre el cable y el transformador. Estas sobretensiones se manifiestan como oscilaciones de alta frecuencia superpuestas a la forma de onda principal, lo que es consistente con el fenómeno de onda viajera descrito previamente.

La Figura 5.3c muestra la tensión de línea a línea en la salida del inversor. Esta señal mantiene la forma esperada de la componente fundamental, pero su análisis debe complementarse con la Figura 5.3d, donde se presenta la misma tensión, pero observando las sobretensiones generadas. Al comparar ambas figuras (c y d), se evidencia que las sobretensiones no solo afectan a las tensiones de fase, sino que también se reflejan sobre la tensión de línea. Esto es especialmente relevante, ya que la tensión de línea es la que finalmente se entrega al transformador para su posterior inyección a la red.

Esto demuestra que las reflexiones de onda y las sobretensiones transitorias no solo representan un riesgo para la aislación del transformador en el lado de baja tensión, sino que además pueden impactar directamente la calidad del voltaje que es transferido a la red.



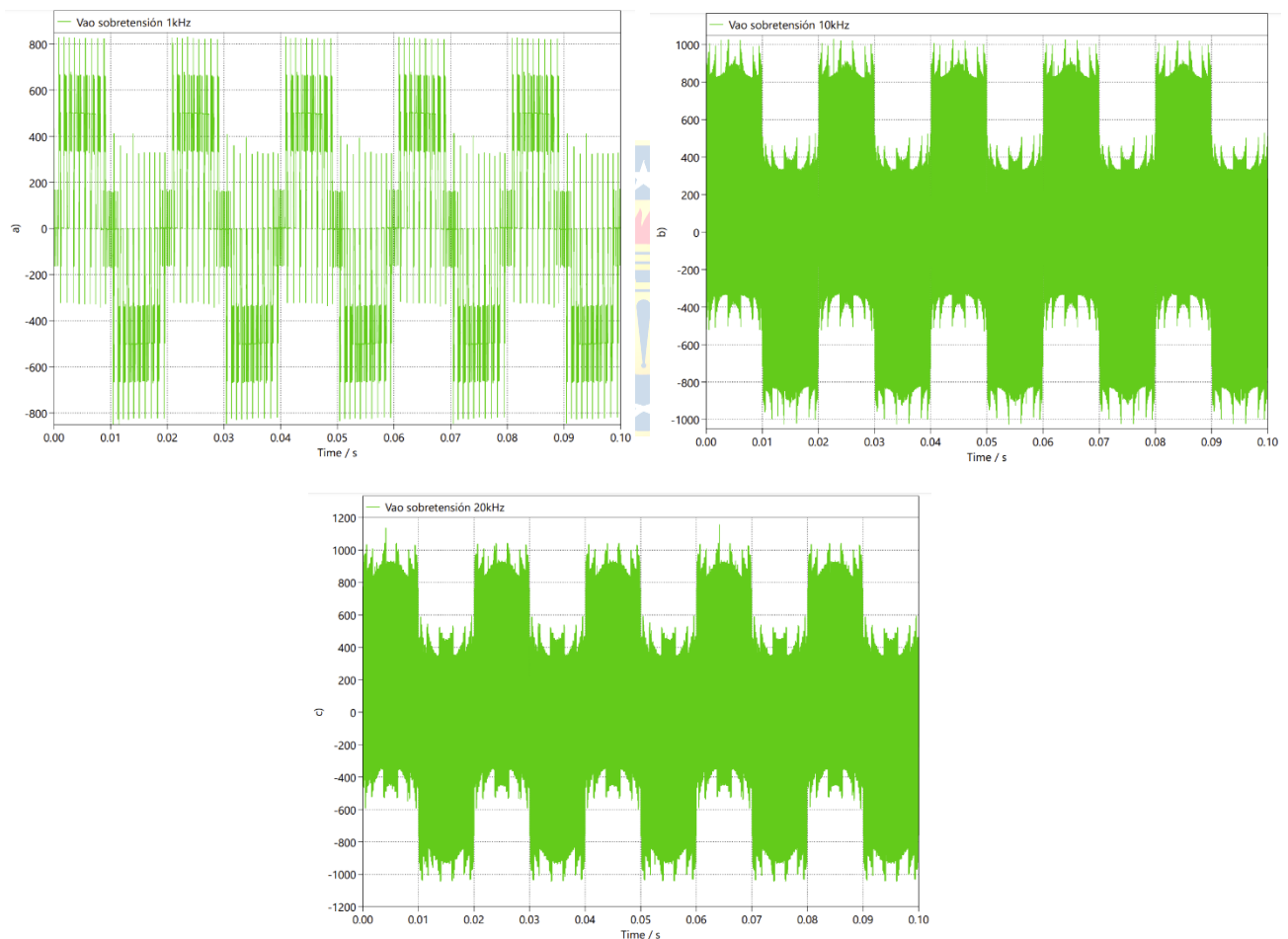
**Figura 5.3: Resultado de la simulación. a) Voltaje a la salida del inversor. b) Voltaje a la salida del inversor con sobretensión luego de propagarse por el cable. c) Voltaje de línea. d) Voltaje de línea con sobretensión luego de propagarse por el cable.**

Otro aspecto relevante que considerar es el efecto que tiene el aumento de la frecuencia de conmutación sobre las sobretensiones generadas en el sistema. Actualmente, el desarrollo de nuevas tecnologías ha permitido que los inversores operen a frecuencias significativamente más altas, alcanzando valores de 20 kHz. Si bien el uso de mayores frecuencias de conmutación presenta ventajas como la reducción en el tamaño de los filtros, una mejor calidad de onda y un aumento en la densidad de potencia, también puede generar condiciones que favorezcan la aparición de sobretensiones de mayor magnitud.

El aumento de la frecuencia de conmutación está directamente relacionado con una reducción del tiempo de subida de los pulsos, lo que implica un incremento en la pendiente de tensión ( $dv/dt$ ). Este aspecto no modifica directamente el coeficiente de reflexión, ya que este depende exclusivamente de la desadaptación de impedancias entre el cable y el transformador. Sin embargo, sí puede tener un

efecto significativo sobre las sobretensiones, dado que los pulsos con tiempos de subida más cortos poseen un mayor contenido espectral en altas frecuencias.

Este incremento en el contenido espectral puede favorecer la excitación de las resonancias propias del sistema. En estas condiciones, si las componentes armónicas generadas por la conmutación coinciden o se encuentran cercanas a la frecuencia natural de resonancia del sistema, la energía presente en dichas frecuencias puede acumularse, amplificando los niveles de sobretensión. Por este motivo, es razonable considerar que, al incrementar la frecuencia de conmutación, como por ejemplo al pasar de 1 kHz a 10 kHz, el mayor contenido en altas frecuencias puede alimentar esta resonancia, dando lugar a sobretensiones de mayor magnitud que las observadas bajo condiciones de menor frecuencia de conmutación. Esto se puede apreciar en la figura 5.4.



**Figura 5.4: Sobretensiones generadas en los terminales del transformador a distintas frecuencias de conmutación.**

#### 5.4. Efectos en el voltaje de modo común

La reflexión de onda, además de generar sobretensiones en modo diferencial, puede tener efectos sobre el voltaje de modo común. Este impacto no es directo en el sentido clásico en que se entiende la reflexión asociada a la desadaptación de impedancias, sino que ocurre como consecuencia de la forma en que las ondas reflejadas afectan el equilibrio de las tensiones con respecto a tierra.

En primer lugar, es importante recordar que la TMC surge del comportamiento no balanceado de las señales respecto al plano de tierra, el cual está fuertemente influenciado por las capacitancias parásitas distribuidas entre todo el sistema y la tierra misma. Por lo tanto, cualquier alteración en las formas de onda de las fases producto de las sobretensiones y las distorsiones generadas por las reflexiones también se refleja en la forma del voltaje de modo común. En [17] se menciona que, si el fenómeno de reflexión de onda afecta al voltaje de línea a tierra en los terminales del motor, sin duda que también afecta al voltaje de modo común, lo que se puede extrapolar para este caso.

Cuando ocurren fenómenos de reflexión, especialmente en sistemas donde existen longitudes de cable significativas, se generan picos transitorios de tensión que afectan los terminales de cada fase. Estos picos no son necesariamente idénticos en las tres fases debido a diferencias pequeñas pero suficientes en impedancias parásitas, trayectorias de retorno y tiempos de propagación. Esta asimetría temporal o en magnitud puede resultar en un desequilibrio instantáneo del potencial común, lo que se manifiesta como un incremento en la amplitud del TMC o como distorsiones en su forma de onda.

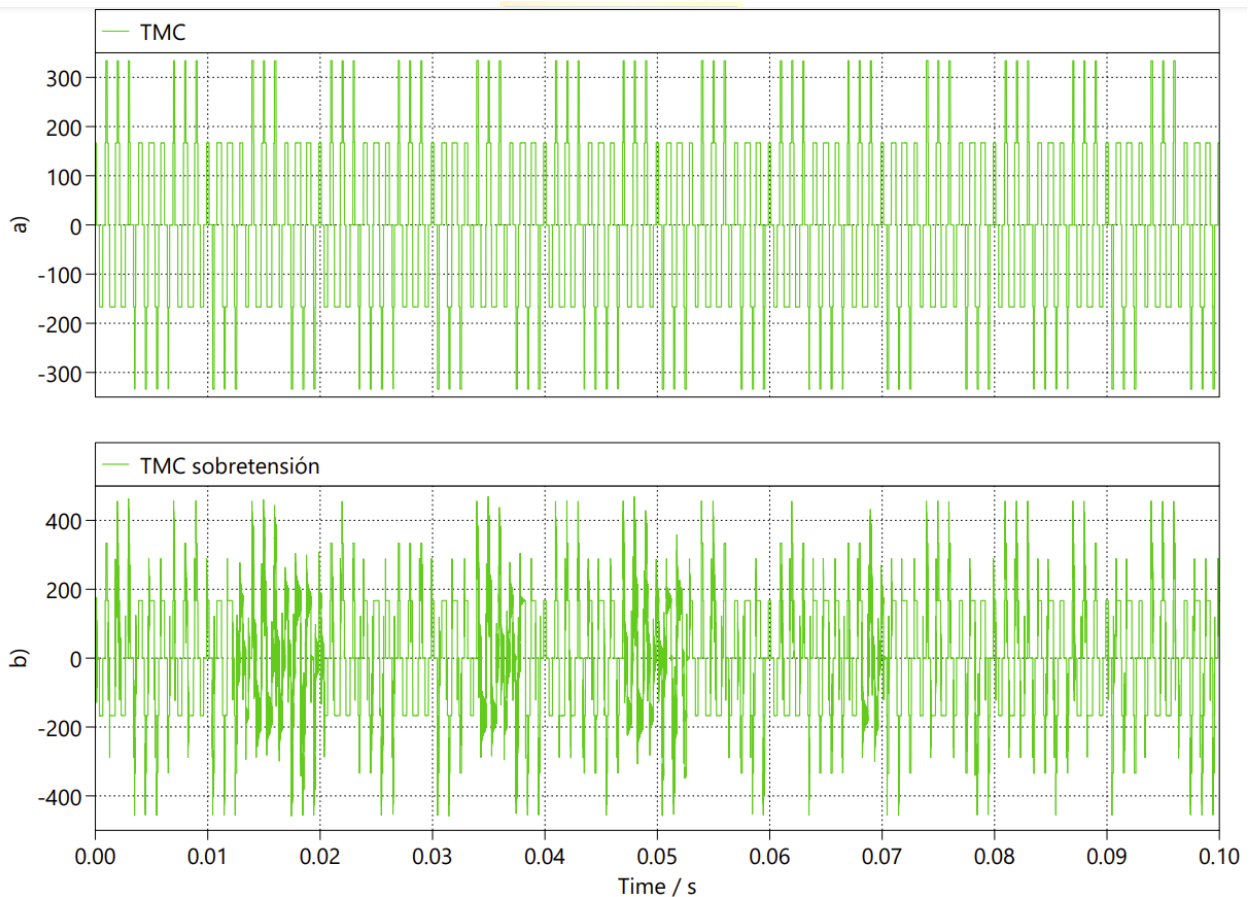
Adicionalmente, si la reflexión amplifica las tensiones en ciertas frecuencias, especialmente en rangos de alta frecuencia cercanos a las resonancias del sistema, estas componentes de alta frecuencia también se acoplan al plano de tierra a través de las capacitancias parásitas. Esto favorece la aparición de picos o ruido en la TMC, intensificando los problemas asociados, como las corrientes de modo común, que circulan hacia tierra a través del transformador y de las trayectorias de retorno no controladas.

En base a lo anterior, se puede decir que el voltaje de modo común, (ecuación 5.5), depende del voltaje de salida del inversor, ya que es la referencia común de los voltajes de fase respecto a tierra. Sin embargo, cuando este se mide en los terminales del transformador, también refleja el efecto que produce el cable sobre el voltaje que llega al transformador.

$$V_{MC} = \frac{(V_{ao} + V_{bo} + V_{co})}{3} \quad (5.5)$$

En algunos casos, la tensión de fase reflejada en los terminales del transformador puede alcanzar valores de hasta dos veces el voltaje nominal, como resultado del fenómeno de reflexión de onda. Esto también implica que el voltaje de modo común puede incrementarse en la misma proporción, siempre que este nivel de sobretensión ocurra de manera simultánea y simétrica en las tres fases.

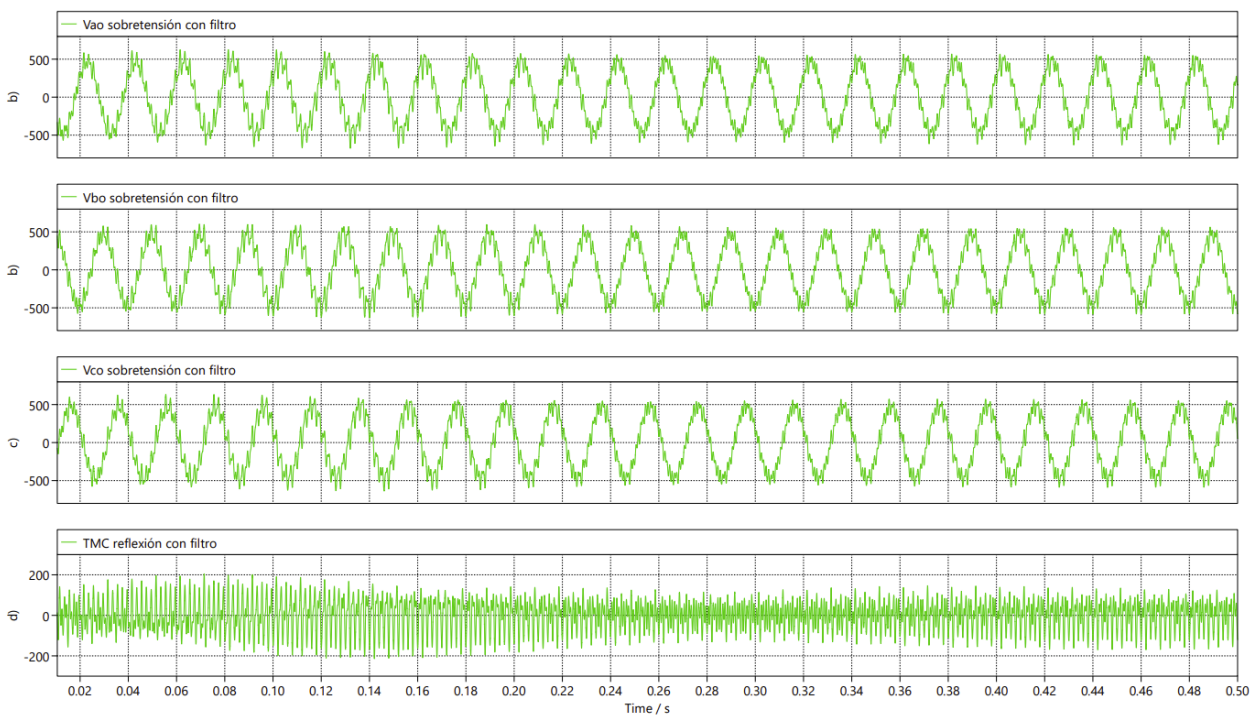
La Figura 5.5 muestra el comportamiento del voltaje de modo común en dos situaciones. En el primer gráfico se observa el TMC generado por la salida del inversor, donde la forma de onda está principalmente determinada por el patrón de conmutación propio del inversor. En el segundo gráfico se aprecia cómo este voltaje de modo común se ve afectado producto del fenómeno de reflexión, donde es evidente la presencia de picos, transitorios y distorsiones asociadas a las reflexiones y resonancias generadas por la propagación a través del cable. Estos efectos no solo alteran la amplitud, sino también la forma de onda del TMC, evidenciando cómo la reflexión puede amplificar los fenómenos de alta frecuencia que se acoplan al plano de tierra.



**Figura 5.5: Comportamiento de la TMC. a) Esperable a la salida del inversor. b) Alterada por la reflexión.**

De manera similar a lo abordado en el capítulo cuatro, una solución efectiva para mitigar los efectos de la reflexión de onda es la implementación de un filtro pasa bajo, como el que se describió previamente. Este tipo de filtro permite atenuar las componentes de alta frecuencia responsables de alimentar las reflexiones y resonancias, reduciendo así tanto la magnitud de las sobretensiones como su impacto sobre el voltaje de modo común.

Como se evidenció en el capítulo 4, el filtro MLCL resulta altamente eficiente para mitigar las señales de modo común. No obstante, con el objetivo de realizar un análisis visual de estas perturbaciones sin eliminarlas por completo, se empleó un filtro dimensionado de forma que no suprimiera totalmente los efectos de reflexión presentes en las señales (fig. 5.6).



**Figura 5.6: Resultado de la simulación. a-b-c) Voltaje en los terminales del transformador con filtro. d) Voltaje de modo común con filtro.**

En las figuras a), b) y c), correspondientes a los voltajes en los terminales del transformador, se observa que la sobretensión generada por la reflexión disminuye considerablemente al aplicar el filtro, notándose que los valores de pico no se acercan a los 800 [V] observados sin filtro. Además, se aprecia claramente cómo la forma de onda se aproxima a una señal senoidal, lo que confirma la efectividad del filtro en la reducción de distorsiones y armónicos de alta frecuencia.

Por otro lado, en la figura d), que muestra la tensión de modo común, se observa una supresión prácticamente completa de las reflexiones, presentando valores notablemente inferiores a los que se esperarían sin el filtro. Esto corrobora que el filtro MLCL, aun sin estar sobredimensionado, cumple de manera efectiva su función dentro de la aplicación considerada. Cabe destacar que, si bien los parámetros del filtro podrían ajustarse para eliminar completamente las perturbaciones, carecía de sentido analizar señales puramente sinusoidales y una tensión de modo común prácticamente nula.

## 5.5. Conclusiones

A medida que la longitud del cable entre el inversor y el transformador aumenta, los pulsos de tensión generados por la conmutación del inversor demoran más en propagarse, lo que incrementa tanto el tiempo de propagación como el valor máximo de la tensión reflejada. Los parámetros propios del cable, como la inductancia y capacitancia distribuida, influyen directamente en la velocidad de propagación, afectando el comportamiento del sistema.

Estos factores, junto con otros asociados a las condiciones de conmutación, pueden provocar sobretensiones en los terminales del transformador, impactando de manera significativa el valor de la tensión de modo común.

Adicionalmente, se identifica que el aumento de la frecuencia de conmutación, si bien aporta beneficios relacionados con la reducción del tamaño de filtros y la mejora en la calidad de onda, puede intensificar las sobretensiones reflejadas debido al mayor contenido espectral en altas frecuencias. Aunque este aumento de frecuencia no modifica directamente el coeficiente de reflexión, sí favorece la excitación de resonancias naturales del sistema cuando las componentes armónicas generadas coinciden con dichas frecuencias, amplificando los picos de sobretensión observados. Por lo tanto, la elección de la frecuencia de conmutación no debe responder únicamente a criterios de eficiencia o reducción de tamaño de filtros, sino que también debe considerar sus efectos sobre el comportamiento transitorio del sistema.

Finalmente, se destaca que una medida efectiva para mitigar tanto las sobretensiones por reflexión como el aumento del VMC asociado es la implementación de filtros pasivos. En particular, el filtro MLCL presentado en el capítulo anterior demuestra ser una solución eficiente, ya que no solo contribuye a reducir el contenido armónico de alta frecuencia, sino que además disminuye las sobretensiones reflejadas, sin requerir componentes adicionales más allá de los empleados en un filtro diferencial convencional.

## 6. Conclusiones

---

### 6.1. Conclusiones

El análisis desarrollado en el presente trabajo permitió profundizar sobre el comportamiento de las tensiones de modo común (TMC) en sistemas fotovoltaicos on-grid, considerando tanto el impacto de los equipos involucrados como la influencia de diferentes parámetros de diseño. Asegurar una reducción adecuada de las tensiones de modo común no solo resulta relevante desde el punto de vista de la calidad del servicio eléctrico, sino que también contribuye a la protección de los equipos y a la eficiencia global del sistema.

Como resultado del presente estudio, se confirma que la tensión de modo común es un fenómeno inherente al funcionamiento de los inversores, siendo un factor crítico a considerar desde la etapa de diseño. Adicionalmente, se comprobó que el aumento del  $dv/dt$  asociado a la conmutación de los inversores incrementa las corrientes de modo común.

A través de los análisis realizados, se observó que la topología del inversor juega un rol determinante en la generación de TMC. En particular, los inversores NPC de tres niveles presentan un comportamiento más favorable respecto a topologías más simples, aunque no están exentos de producir tensiones de modo común significativas. Asimismo, se mostró que la modificación de las técnicas de modulación puede mitigar parcialmente estos efectos. Sin embargo, este ajuste conlleva limitaciones, ya que al reducir el índice de modulación disminuye el nivel de voltaje que el inversor puede entregar a la salida, afectando directamente el aprovechamiento de la energía disponible. Incluso se visualizaron técnicas que permiten minimizar completamente la TMC, pero solo son viables trabajando con un índice de modulación restringido en un rango aproximado de 0 a 0,52, lo que reduce de manera considerable la capacidad de operación del sistema en condiciones normales.

Otro resultado importante es la constatación de que la longitud del cable afecta directamente tanto la magnitud como la forma de la tensión de modo común, debido a los fenómenos de propagación y reflexión de onda que se producen a lo largo de los conductores. Se verificó que, al aumentar la distancia, pueden generarse amplificaciones locales de la tensión de modo común, afectando tanto su valor pico como su contenido armónico. Por otro lado, la capacitancia parásita a tierra no influye de forma directa en la magnitud de la tensión de modo común, pero sí tiene un impacto relevante en las corrientes de modo común, actuando como una ruta de baja impedancia para estas.

Se observó que el fenómeno de la reflexión de onda puede generar sobretensiones que incluso duplican la tensión nominal en los terminales de fase. Si bien estas sobretensiones corresponden principalmente a la tensión diferencial, también pueden influir en la magnitud de la tensión de modo común, especialmente en condiciones de propagación desfavorables. Esto refuerza que, al analizar la tensión de modo común, no solo deben considerarse las corrientes parásitas asociadas, sino también las condiciones del sistema que pueden amplificar su presencia, como la reflexión de onda y las características de los cables.

Finalmente, se demostró que el uso de filtros tipo T modificados constituye una solución efectiva para la reducción de las señales, permitiendo disminuir tanto su amplitud como su contenido espectral.

## 6.2. Trabajo Futuro

Como proyección de este estudio, se identifican diversas líneas de trabajo futuro que permitirían profundizar y complementar el análisis realizado en este trabajo.

- Realizar validaciones experimentales en un sistema fotovoltaico real, integrando mediciones de TMC y corrientes de fuga.
- Evaluar otras topologías de filtros y configuraciones de inversores, incluyendo estrategias de control activas.
- Ampliar el análisis considerando la interacción entre TMC y efectos de compatibilidad electromagnética (EMI).
- Incorporar estudios a nivel de planta completa, incluyendo otros equipos como sistemas de almacenamiento y protecciones.

## Referencias

- [1] CNE, “Capacidad total instalada en Chile”, octubre de 2024. Disponible en: <http://energiaabierta.cl/visualizaciones/capacidad-instalada/>.
- [2] El Mercurio, “El sostenido y auspicioso crecimiento de la energía solar en Chile”, octubre 2023. Disponible en: <https://centra.uai.cl/el-sostenido-y-auspicioso-crecimiento-de-la-energia-solar-en-chile>.
- [3] Subramaniam, U.; Bhaskar, S.M.; J.Almakhles, D.; Padmanaban, S.; Leonowicz, Z. Investigations on EMI Mitigation Techniques: Intent to Reduce Grid-Tied PV Inverter Common Mode Current and Voltage. *Energies* 2019, 12, 3395. <https://doi.org/10.3390/en12173395>.
- [4] S. Essakiappan, P. Enjeti, R. S. Balog and S. Ahmed, "Analysis and mitigation of common mode voltages in photovoltaic power systems," 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 2011, pp. 28-35, doi: 10.1109/ECCE.2011.6063745.
- [5] C. -C. Hou, C. -C. Shih, Po-Tai Cheng and A. M. Hava, "Common-mode voltage reduction modulation techniques for three-phase grid connected converters," The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -, Sapporo, Japan, 2010, pp. 1125-1131, doi: 10.1109/IPEC.2010.5543223.
- [6] N. Noroozi, M. R. Zolghadri and M. Yaghoubi, "A novel modulation method for reducing common mode voltage in three-phase inverters," 2017 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe), Milan, Italy, 2017, pp. 1-5, doi: 10.1109/EEEIC.2017.7977818.
- [7] Z. Chen, W. Yu, X. Ni and A. Huang, "A new modulation technique to reduce leakage current without compromising modulation index in PV systems," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, Canada, 2015, pp. 460-465, doi: 10.1109/ECCE.2015.7309724.

- [8] C. A. Haab, L. Michels, C. Rech and L. V. Bellinaso, "Design of Common and Differential Mode Filters for Single-Phase Full-Bridge Photovoltaic Inverters," 2019 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America), Gramado, Brazil, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ISGT-LA.2019.8895398.
- [9] P. Pairodamonchai, S. Suwankawin and S. Sangwongwanich, "Design and Implementation of A Hybrid Output EMI Filter for High Frequency Common-Mode Voltage Compensation in PWM Inverters," 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, Nagoya, Japan, 2007, pp. 1484-1491, doi: 10.1109/PCCON.2007.373160.
- [10] L. Peng, J. Wang, H. Chen, L. Gui and L. Chen, "Voltage Harmonic Suppression Method of Power Conversion System Based on CLCR Filter," 2023 International Conference on Power Energy Systems and Applications (ICoPESA), Nanjing, China, 2023, pp. 842-845, doi: 10.1109/ICoPESA56898.2023.10140837.
- [11] SMA. Technical Information, Leading Leakage Currents. 2014. [Accessed 17.6.2020] Available: <https://files.sma.de/downloads/Ableitstrom-TI-en-26.pdf>
- [12] W. Chen, X. Yang, W. Zhang and X. Song, "Leakage Current Calculation for PV Inverter System Based on a Parasitic Capacitor Model," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 12, pp. 8205-8217, Dec. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2016.2517740.
- [13] S. Yu, J. Wang, X. Zhang and F. Li, "Complete parasitic capacitance model of photovoltaic panel considering the rain water," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 77-84, December 2017, doi: 10.23919/CJEE.2017.8250427.
- [14] J. Hassan, V. Minambres-Marcos, F. Barrero-Gonzalez, A. A. Alvi, M. Malinowski and L. Martinez-Caballero, "A Comparative Study of Three-Phase Inverter Topologies for Common Mode Voltage Reduction in Photovoltaic Applications," 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), Aalborg, Denmark, 2023, pp. 1-8, doi: 10.23919/EPE23ECCEEurope58414.2023.10264522.
- [15] Y. Zhang, Yanli Gao and Lizhong Long, "Study on a common-mode voltage suppression method with high performance for the three-level diode-clamped inverter," 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Hangzhou, China, 2012, pp. 539-544, doi: 10.1109/ISIE.2012.6237144.

- [16] A. Rujas, I. Landaburu, V. M. Lopez-Martin and O. Barambones, "Magnetic Design of a 3-Phase SiC-Based PV Inverter With DC-Link Referenced Output Filter," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 25531-25542, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3254887.
- [17] J. Cuevas C. "Análisis de Voltajes en Modo Común en Inversores de Media Tensión", Facultad de Ingeniería, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Informe de Memoria de Título para optar al Título de Ingeniero Civil Eléctrico, noviembre 2000.
- [18] L. Palma, M. H. Todorovic and P. N. Enjeti, "Analysis of Common-Mode Voltage in Utility Interactive Fuel Cell Power Conditioners," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 1, pp. 20-27, Jan. 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2004382.
- [19] W. Haining, X. Jian and J. Lin, "Research on suppressing common-mode current modulation strategy of photovoltaic three-level inverter," *2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, Hefei, China, 2023, pp. 2166-2171, doi: 10.1109/CIEEC58067.2023.10166811.
- [20] Y. Yang, L. Wang and H. Sun, "A design of PWM inverter passive filter based on CM transformer," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 5, no. 2, pp. 180-190, June 2020, doi: 10.24295/CPSSTPEA.2020.00015.
- [21] A. Rujas, I. Landaburu, V. M. Lopez-Martin and O. Barambones, "Magnetic Design of a 3-Phase SiC-Based PV Inverter With DC-Link Referenced Output Filter," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 25531-25542, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3254887.
- [22] J. C. Giacomini, L. Michels, H. Pinheiro and C. Rech, "Active damping of a modified LCL filter applied to transformerless grid-connected PV inverter," *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Fortaleza, Brazil, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP.2015.7420066.
- [23] Y. Liu, K. Y. See, R. Simanjorang, A. Nawawi and L. Ziyou, "Harmonics and common mode voltage analysis with different power converter configurations in aerospace applications," *2017 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC)*, Seoul, Korea (South), 2017, pp. 82-84, doi: 10.1109/APEMC.2017.7975431.
- [24] Ó. López *et al.*, "Eliminating Ground Current in a Transformerless Photovoltaic Application," in *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 1, pp. 140-147, March 2010, doi: 10.1109/TEC.2009.2037810.

- [25] B. Zhao, J. Hu, D. Hui, Z. Qu, L. Liu and C. Gao, "Broadband Equivalent Modeling and Common-Mode Voltage Conduction Analysis of Electrochemical Energy Storage System," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 44167-44175, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3270327.
- [26] R. Rahimi, M. Farhadi, G. R. Moradi, B. Farhangi and S. Farhangi, "Three-Phase Filter-Clamped Transformerless Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems with Low Leakage Current," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, doi: 10.1109/TIA.2020.3008134.
- [27] J. C. Giacomini, L. Michels, H. Pinheiro and C. Rech, "Active damping of a modified LCL filter applied to transformerless grid-connected PV inverter," *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Fortaleza, Brazil, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/COBEP.2015.7420066.
- [28] X. Dianguo, G. Qiang and W. Wei, "Design of a Passive Filter to Reduce Common-Mode and Differential-Mode Voltage Generated by Voltage-Source PWM Inverter," *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Paris, France, 2006, pp. 2483-2487, doi: 10.1109/IECON.2006.347531.
- [29] C. Jiang, Z. Quan and Y. Li, "Passive Filter Design to Mitigate Dead-Time Effects in Three-Level T-Type NPC Transformerless PV Inverters Modulated with Zero CMV PWM," *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, OR, USA, 2018, pp. 6275-6282, doi: 10.1109/ECCE.2018.8558346.
- [30] B. Liu and B. -M. Song, "Modeling and analysis of an LCL filter for grid-connected inverters in wind power generation systems," *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, Detroit, MI, USA, 2011, pp. 1-6, doi: 10.1109/PES.2011.6039828.
- [31] Huang Fengtai and Luo Fang Lin, "Effects of long motor cables and short switching times on inverter fed induction motor drive systems," *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Singapore, 1997, pp. 670-674 vol.2, doi: 10.1109/PEDS.1997.627439.
- [32] R. Mini, S. R. Resna and M. N. Dinesh, "LC clamp filter for voltage reflection due to long cable in induction motor drives," *2014 Annual International Conference on Emerging Research Areas: Magnetics, Machines and Drives (AICERA/iCMMD)*, Kottayam, India, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/AICERA.2014.6908272.

- [33] M. S. Diab and X. Yuan, "A Quasi-Three-Level PWM Scheme to Combat Motor Overvoltage in SiC-Based Single-Phase Drives," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 12639-12645, Dec. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2994289.
- [34] S. Reddy and B. Basavaraja, "Simulation and analysis of common mode voltage, bearing voltage and bearing current in two-level and three-level PWM inverter fed induction motor drive with long cable," *2015 International Conference on Power and Advanced Control Engineering (ICPACE)*, Bengaluru, India, 2015, pp. 221-226, doi: 10.1109/ICPACE.2015.7274947.
- [35] S. Reddy, B. Banakara and A. Abdul Khadar, "Transient Analysis of Motor Terminal Voltage, Common Mode Voltage and Bearing Voltage in 2-level and Multilevel PWM Inverter Fed Induction Motor with Long Cable," *2023 International Conference on Distributed Computing and Electrical Circuits and Electronics (ICDCECE)*, Ballar, India, 2023, pp. 1-8, doi: 10.1109/ICDCECE57866.2023.10151023.
- [36] S. -O. Kim and K. -B. Lee, "Improved PWM to Suppress Motor Overvoltage Caused by Voltage Reflection," *2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Atlanta, GA, USA, 2025, pp. 2943-2947, doi: 10.1109/APEC48143.2025.10977502.
- [37] CEN, "Plataforma de gestión de conexión de proyectos al sistema interconectado nacional". Disponible en: <https://pgp.coordinador.cl/welcome>.
- [38] T. Kerekes, R. Teodorescu and M. Liserre, "Common mode voltage in case of transformerless PV inverters connected to the grid," *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Cambridge, UK, 2008, pp. 2390-2395, doi: 10.1109/ISIE.2008.4677236.
- [39] E. Gubía, P. Sanchis, A. Ursúa, J. López, L. Marroyo, "Ground Currents in Single-phase Transformerless Photovoltaic System", *2007 Wiley InterScience*, Public University of Navarra, Pamplona, Spain, 2007, doi: 10.1002/pip.761.