



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE  
POSGRADO

FACULTAD DE INGENIERÍA

ANÁLISIS Y OPERACIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO  
INTERCONECTADO A RED BAJO PERTURBACIONES DE  
TENSIÓN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE  
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA  
OPCIÓN: ELECTRÓNICA DE POTENCIA PARA FUENTES  
ALTERNAS DE ENERGÍA

P R E S E N T A :

ING. ISRAEL SAMUEL CUEVAS GONZÁLEZ

A S E S O R :

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

ENE 2024







14 de diciembre de 2023

**ING. ISRAEL SAMUEL CUEVAS GONZÁLEZ  
P R E S E N T E.**

En atención a su solicitud de Temario, presentada por el **Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo**, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted con el objeto de obtener el Grado de **Maestro en Ingeniería Eléctrica**, me es grato comunicarle que en la sesión del H. Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 14 de diciembre del presente, fue aprobado el Temario propuesto:

**TEMARIO:**

**"Análisis y operación de un inversor trifásico interconectado a red bajo condiciones de perturbaciones de tensión"**

1. Introducción
2. Diseño del filtro LCL y análisis de la región de operación del inversor trifásico interconectado a red en condiciones nominales
3. Análisis del filtro LCL y el inversor trifásico operando en condiciones de perturbaciones de tensión
4. Estrategia de sincronización y control para la operación del inversor trifásico interconectado a red
5. Resultados
6. Conclusiones.  
Apéndices  
Referencias

**"MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO"**

**A T E N T A M E N T E**



**DR. EMILIO JORGE GONZÁLEZ GALVÁN  
DIRECTOR.**

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA  
DE SAN LUIS POTOSÍ  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
DIRECCIÓN

[www.uaslp.mx](http://www.uaslp.mx)

Copia. Archivo.  
\*etn.

# *Agradecimientos*

*A Dios, por brindarme la fuerza de voluntad y el deseo constante por mejorar día con día. Además de brindarme la oportunidad de poder estudiar este grado.*

*A mi padre José Cuevas y a mi madre Ma. Eugenia González, por todo el apoyo y amor incondicional que me dan y por siempre confiar en mí en los proyectos que me propongo, sin ellos no podría hacer esto posible.*

*A mi asesor el Dr. Víctor Cárdenas, por la oportunidad de colaborar con él, la confianza, apoyo, enseñanza y amistad a lo largo de la investigación, ha sido una parte fundamental en este proyecto.*

*A mi hermano Armando, por todo el apoyo, consejos, amistad y no dejarme solo en ningún momento pese a las circunstancias.*

*Al laboratorio y en especial a la Ing. Anita, por facilitar la entrada al laboratorio, brindar el material necesario y estar al pendiente de cualquier cosa que hace falta dentro de las instalaciones.*

*A los profesores del posgrado por transmitir sus conocimientos, además de siempre estar en la mejor disposición cuando se buscaba asesoramiento.*

*A mis compañeros del posgrado Juan, Fernando y Ángel, por aportarme su experiencia dentro de sus investigaciones y los buenos momentos dentro del laboratorio.*

*A mis primos, por siempre estar conmigo y apoyarme cuando lo he necesitado, además de los momentos de desestrés que me ayudaron a seguir adelante y no perder el rumbo.*

*A mi familia en general, por siempre darme sus buenas vibras y creer en mí.*

---

## Agradecimientos

*A mi psicóloga, por hacerme ver que la salud mental también importa y que si no se está tranquilo con uno mismo, difícilmente logremos nuestros objetivos.*

*A mis amigos, que pese a que me ausenté durante este periodo, siempre me dieron su amistad y siempre me recibieron con los brazos abiertos cuando los necesitaba para despejarme.*

*A los coordinadores el Dr. Cesar Méndez Barrios y el Dr. Miguel Lastras, por el asesoramiento en los trámites administrativos y el apoyo a lo largo del posgrado.*

*Al personal de la UASLP, por siempre estar a disposición para hacer de manera más sencilla los trámites, mantener las instalaciones en las condiciones necesarias, y las facilidades brindadas durante mi estancia.*

*Al CONACyT, por el apoyo económico durante la maestría.*

*A todos les agradezco profundamente, me han dado los ánimos, la actitud y motivación necesaria para seguir adelante y poder concluir con la maestría. Los buenos momentos, la confianza y su optimismo son cosas que valoro y voy a recordarlo siempre.*

# ÍNDICE

Índice	v
Índice de Tablas	vii
Índice de Figuras	ix
Lista de Variables y Símbolos	xi
Resumen	xiii
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Impacto de la generación distribuida sobre el Sistema Eléctrico de Potencia . . . . .	2
1.2. El inversor trifásico . . . . .	5
1.3. Perturbaciones de la red eléctrica . . . . .	6
1.4. Marco Regulatorio . . . . .	11
1.5. Problemática y motivación . . . . .	14
1.6. Objetivo . . . . .	14
1.7. Metodología . . . . .	15
1.8. Descripción del sistema . . . . .	16
1.9. Contenido de la tesis . . . . .	17
<b>2 Diseño de filtro LCL y análisis de la región de operación del inversor trifásico interconectado a red en condiciones nominales</b>	<b>19</b>
2.1. Modelo del sistema en el marco de referencia DQ0 . . . . .	19
2.2. Filtro LCL . . . . .	21
2.3. Región de Operación Lineal ( <i>ROL</i> ) . . . . .	26
<b>3 Análisis del filtro LCL y el inversor trifásico operando en condiciones de perturbaciones de tensión</b>	<b>31</b>
3.1. Región de operación en presencia de <i>sags</i> de tensión en la red . . . . .	31
3.2. Simulaciones en lazo abierto . . . . .	37
3.3. Rechazo a los armónicos de tensión en el <i>PCC</i> . . . . .	43
<b>4 Estrategia de sincronización y control para la operación del inversor trifásico interconectado a red</b>	<b>47</b>
4.1. Lazo de amarre de fase ( <i>Phase-Locked Loop, PLL</i> ) . . . . .	48
4.2. Estrategia de control a través de un <i>SRF-PLL</i> . . . . .	49

4.3.	<i>DSRF-PLL</i> . . . . .	55
4.4.	Estrategia de control a través de un DSRF-PLL . . . . .	57
<b>5</b>	<b>Resultados</b>	<b>61</b>
<b>6</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>81</b>
<b>Apéndices</b>		
<b>A</b>	<b>Análisis del inversor trifásico ante caídas de tensión en marco <i>abc</i></b>	<b>85</b>
<b>B</b>	<b>Cancelación por Señal Retrasada</b>	<b>91</b>
<b>C</b>	<b>Oscilación de potencia a través de la transformación <i>dq</i></b>	<b>95</b>
	<b>Referencias</b>	<b>99</b>

# ÍNDICE DE TABLAS

1.1.	Capacidad instalada (MW) en México en 2018, 2020 y 2023 [1]. . . . .	2
1.2.	Límites de sags de tensión. . . . .	8
1.3.	Parámetros generales del sistema . . . . .	16
2.1.	Parámetros generales del sistema. . . . .	24
2.2.	Índices de modulación. . . . .	29
3.1.	Parámetros del sistema. . . . .	32
3.2.	Parámetros del voltaje de red ante un sag tipo B. . . . .	36
3.3.	Parámetros de simulación para caso 1. . . . .	38
3.4.	Señales de modulación. . . . .	39
3.5.	Parámetros de simulación para caso 2. . . . .	40
3.6.	Señales de modulación. . . . .	41
3.7.	Parámetros de simulación para caso 3. . . . .	42
3.8.	Datos obtenidos del estudio de calidad de la energía realizado en el edificio L de la Facultad de ingeniería de la UASLP. . . . .	44
3.9.	Comportamiento el convertidor ante armónicos de tensión del edificio L de la Facultad de ingeniería de la UASLP. . . . .	45
4.1.	Parámetros de controladores. . . . .	52
4.2.	Parámetros sag tipo B y potencia esperada. $k_1 = 0.5, k_2 = k_3 = 0 \quad \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$ . . . . .	54
5.1.	Parámetros del sistema. . . . .	61
5.2.	Parámetros de desempeño. . . . .	63
5.3.	Parámetros simulación 1: Condiciones nominales. $k_1 = k_2 = k_3 = 0, \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$ . . . . .	64
5.4.	Parámetros simulación 2: <i>sag</i> tipo A. $k_1 = k_2 = k_3 = 0.2, \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$ . . . . .	66
5.5.	Parámetros de voltaje y potencia de simulación 3. . . . .	68
5.6.	Parámetros simulación 4. . . . .	71
5.7.	Parámetros simulación 7. . . . .	75
5.8.	Parámetros simulación 8: Armónicos de tensión. . . . .	77
5.9.	Parámetros de voltaje y potencia ante un <i>swell</i> de tensión. . . . .	78
A.1.	Parámetros de voltaje y potencia. . . . .	89
B.1.	Parámetros de <i>sag</i> de voltaje. . . . .	92



# ÍNDICE DE FIGURAS

1.1.	Capacidad de generación instalada en México 2018. . . . .	3
1.2.	Capacidad de generación instalada en México 2020. . . . .	3
1.3.	Capacidad de generación instalada en México 2022. . . . .	4
1.4.	<i>SEP</i> con la interconexión de las energías renovables. . . . .	5
1.5.	Topología general del inversor trifásico interconectado a red. . . . .	6
1.6.	Representación de <i>sag</i> de tensión. . . . .	8
1.7.	Representación de corte de tensión. . . . .	8
1.8.	Clasificación de <i>sags</i> , estructura <i>ABC</i> . . . . .	10
1.9.	Señal sin distorsión armónica. . . . .	11
1.10.	Señal con distorsión armónica. . . . .	11
1.11.	Valores de soporte propuestos por la <i>Rule 21</i> . . . . .	13
1.12.	Topología del inversor trifásico bajo estudio. . . . .	17
2.1.	Representación equivalente por fase del convertidor interconectado a red por medio de un filtro LCL. . . . .	20
2.2.	Representación por fase equivalente de filtro LCL. . . . .	21
2.3.	Diagramas de Bode de las funciones de transferencia con los valores propuestos. . . . .	24
2.4.	Desempeño del filtro <i>LCL</i> . . . . .	25
2.5.	Representación por fase equivalente de filtro LCL con resistencia de amortiguamiento. . . . .	25
2.6.	Diagrama de Bode de $G_2(s)$ con resistencia de $0.1\Omega$ . . . . .	26
2.7.	Comparativa de $i_2$ con respecto a $v_{pwm}$ con resistencia de amortiguamiento. . . . .	26
2.8.	Región lineal de operación. . . . .	27
2.9.	Simulaciones en lazo abierto. . . . .	29
3.1.	Representación por fase en componentes de secuencia. . . . .	33
3.2.	Región de operación ante un <i>sag</i> tipo B definido en la Tabla 3.2. . . . .	37
3.3.	Topología inversor trifásico . . . . .	37
3.4.	Comportamiento de un <i>sag</i> tipo <i>A</i> y <i>B</i> . Formas de onda en estado estable. . . . .	40
3.5.	Comportamiento ante un <i>sag</i> tipo <i>C</i> . Formas de onda en estado estable. . . . .	41
3.6.	Comportamiento ante un <i>sag</i> tipo <i>F</i> . Formas de onda en estado estable. . . . .	42
3.7.	Representación por fase. . . . .	43
3.8.	Representación por fase con $i_2(t) = 0$ . . . . .	44
4.1.	Estructura básica de un <i>PLL</i> . . . . .	49
4.2.	<i>PLL</i> en la transformación <i>dq</i> . . . . .	49
4.3.	Topología inversor trifásico y estructura general de control. . . . .	50
4.4.	Diagrama de lazos de control. . . . .	50

4.5.	Diagramas de bloques para lazos de control externos. . . . .	51
4.6.	Respuestas en lazo cerrado de controladores de lazo externo. . . . .	52
4.7.	Diagrama de lazos de control con el sistema linealizado. . . . .	53
4.8.	Desempeño del <i>SRF-PLL</i> en estado estable ante un <i>sag</i> tipo B. . . . .	55
4.9.	Cancelación por Señal Retrasada. . . . .	56
4.10.	Transformación de señales en el método <i>CSR</i> . . . . .	57
4.11.	Diagrama de control implementando un <i>DSRF-PLL</i> . . . . .	57
4.12.	Diagramas de bloques para lazos de control externos con secuencia negativa. . . . .	58
4.13.	Lazos de control internos. . . . .	59
4.14.	Diagrama de lazos de control con sistema linealizado y con compensación de secuencia negativa. . . . .	60
5.1.	Esquema de control propuesto para el inversor trifásico. . . . .	62
5.2.	Potencia suministrada a la red en condiciones balanceadas con método de Corrientes Balanceadas. . . . .	64
5.3.	Corrientes y señales de modulación en condiciones balanceadas con método de Corrientes Balanceadas. . . . .	65
5.4.	Niveles de potencia en condiciones balanceadas con método sin Oscilación de Potencia. . . . .	65
5.5.	Corrientes y señales de modulación en condiciones balanceadas con método sin Oscilación de Potencia. . . . .	66
5.6.	Voltaje en el <i>PCC</i> ante un <i>sag</i> tipo A. . . . .	67
5.7.	Potencia suministrada a la red y señales de modulación ante un <i>sag</i> tipo A. . . . .	67
5.8.	Corrientes inyectadas a la red ante un <i>sag</i> tipo A. . . . .	68
5.9.	Voltaje en el <i>PCC</i> ante un <i>sag</i> tipo B. . . . .	69
5.10.	Operación del inversor ante un <i>sag</i> tipo B. . . . .	70
5.11.	Comportamiento del inversor con método de Corrientes Balanceadas ante un <i>sag</i> tipo C. . . . .	71
5.12.	Comportamiento del inversor con método sin Oscilación de Potencia ante un <i>sag</i> tipo C. . . . .	72
5.13.	Potencia suministrada en el <i>PCC</i> con variación paramétrica del filtro <i>LCL</i> ante un <i>sag</i> tipo C. . . . .	73
5.14.	Desempeño del inversor trifásico interconectado a una red de 50 kVA <i>LCL</i> ante un <i>sag</i> tipo C. . . . .	74
5.15.	Comportamiento ante un <i>sag</i> tipo F. . . . .	75
5.16.	Comportamiento ante un <i>sag</i> tipo F. . . . .	76
5.17.	Comportamiento del inversor ante armónicos de tensión. . . . .	77
5.18.	Espectro en frecuencia de las corrientes $i_a$ , $i_b$ e $i_c$ . . . . .	78
5.19.	Comportamiento del inversor ante un <i>swell</i> de tensión. . . . .	79
A.1.	Topología del inversor trifásico. . . . .	85
A.2.	Superposición con tensiones de la red. . . . .	86
A.3.	Superposición con voltajes del convertidor. . . . .	87
B.1.	Voltajes en condiciones nominales en el marco $\alpha\beta$ utilizando el método <i>CSR</i> . . . . .	93
B.2.	Voltajes ante <i>sag</i> tipo B en el marco $\alpha\beta$ utilizando el método <i>CSR</i> . . . . .	93
B.3.	Voltajes ante <i>sag</i> tipo F en el marco $\alpha\beta$ utilizando el método <i>CSR</i> . . . . .	93
C.1.	Diagrama de lazos de control con sistema linealizado y con secuencia negativa. . . . .	97
C.2.	Diagramas de bloques para lazos de control externos de secuencia positiva. . . . .	98
C.3.	Diagramas de bloques para lazos de control externos de secuencia negativa. . . . .	98

---

# LISTA DE VARIABLES Y SÍMBOLOS

Symbol	Meaning
$V_{DC}$	Voltaje de corriente directa
$V_p$	Voltaje pico
$v_{pwm}$	Voltaje instantáneo <i>pwm</i>
$v$	Señal de voltaje instantáneo
$i$	Señal de corriente instantánea
$T$	Periodo de la señal
$f_o$	Frecuencia nominal
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación
$\omega_o$	Velocidad angular nominal
$\omega_{sw}$	Velocidad angular de conmutación
$S_{base3\emptyset}$	Potencia aparente trifásica
$P_{base3\emptyset}$	Potencia activa trifásica
$Q_{base3\emptyset}$	Potencia reactiva trifásica
$V_{base\emptyset}$	Voltaje base por fase
$Z_{base}$	Impedancia base
$L_{1,2}$	Inductor del filtro <i>LCL</i>
$R_{L1,L2}$	Resistencia parásita asociada al inductor
$C$	Capacitor del filtro <i>LCL</i>
$R$	Resistencia de amortiguamiento
$L_{red}$	Inductancia de la red
$i_1$	Corriente instantánea del lado del convertidor
$i_2$	Corriente instantánea del lado de la red
$i_c$	Corriente instantánea del capacitor
$m$	Señal de modulación
$M$	Magnitud de la señal de modulación
$\theta_m$	Ángulo de fase de la señal de modulación
$f_{res}$	Frecuencia de resonancia
$\Delta f$	Diferencia entre frecuencias de resonancia
$P$	Potencia activa suministrada por el convertidor
$Q$	Potencia reactiva suministrada por el convertidor
$p$	Potencia activa instantánea

Symbol	Meaning
$q$	Potencia reactiva instantánea
$\theta_i$	Ángulo de fase
$K_j$	Profundidad del sag
$\phi_i$	Ángulo de desviación del sag
$v_{d,q}$	Señal de voltaje en componentes $dq$
$i_{d,q}$	Señal de corriente en componentes $dq$
$m_{d,q}$	Señal de modulación en componentes $dq$
$v_{\alpha,\beta}$	Señal de voltaje en componentes $\alpha\beta$
$v_{\alpha,\beta}^r$	Señal de voltaje retrasada en componentes $\alpha\beta$
$i_{\alpha,\beta}$	Señal de corriente en componentes $\alpha\beta$
$m_{\alpha,\beta}$	Señal de modulación en componentes $\alpha\beta$
$v_{d,q}^{+,-}$	Señal de voltaje de secuencia positiva y secuencia negativa en componentes $dq$
$i_{d,q}^{+,-}$	Señal de corriente de secuencia positiva y secuencia negativa en componentes $dq$
$m_{d,q}^{+,-}$	Señal de modulación de secuencia positiva y secuencia negativa en componentes $dq$
$v_{\alpha,\beta}^{+,-}$	Señal de voltaje de secuencia positiva y secuencia negativa en componentes $\alpha\beta$
$i_{\alpha,\beta}^{+,-}$	Señal de corriente de secuencia positiva y secuencia negativa en componentes $\alpha\beta$
$m_{\alpha,\beta}^{+,-}$	Señal de modulación de secuencia positiva y secuencia negativa en componentes $\alpha\beta$
$k_p$	Ganancia proporcional de controlador $PI$
$k_i$	Ganancia integral del controlador $PI$
$THD_i$	Distorsión armónica total en corriente
$\%I_{desb}$	Desbalance en corriente
$\varepsilon_p$	Error en estado estacionario de la potencia activa
$\varepsilon_q$	Error en estado estacionario de la potencia reactiva
$t_{si}$	Tiempo de asentamiento de la corriente
$t_{sp}$	Tiempo de asentamiento de la potencia activa
$t_{sq}$	Tiempo de asentamiento de la potencia reactiva

# RESUMEN

El crecimiento en la demanda de energía y la búsqueda de alternativas sostenibles, impulsada por las preocupaciones sobre la contaminación ligada a los combustibles fósiles, ha propiciado la inclusión de sistemas de generación distribuida basados en energías renovables en el Sistema Eléctrico de Potencia (*SEP*). No obstante, la variabilidad característica de fuentes renovables como la solar y eólica representa un desafío al integrar su potencia generada en la red eléctrica. Por consiguiente, la correcta integración de estos sistemas se ha convertido en un área de investigación de importancia global. Paralelamente, la electrónica de potencia ha ganado relevancia, siendo esencial para múltiples aplicaciones, desde almacenamiento masivo de datos, automatización y uso de inteligencia artificial. Estas tecnologías avanzadas, han posibilitado avances significativos en varios campos. Sin embargo, la interacción de cargas no lineales alimentadas por la red eléctrica puede ocasionar perturbaciones en la tensión como armónicos, fallas del sistema como desbalances, fallas simétricas o asimétricas.

Un tipo de perturbación de tensión son los *sags*, los cuales son una caída de tensión que ocurre en un punto de la red eléctrica cuando la tensión de una o más fases disminuye bruscamente. Estos *sags* pueden originarse por varias razones, ya sean naturales o causadas por factores humanos. Sus efectos se manifiestan en disparos de protecciones eléctricas, mal funcionamiento de equipos e incluso paro de procesos de producción. Ante esta situación, es crucial implementar planes remediales o de soporte para mitigar los impactos adversos y garantizar la continuidad y estabilidad del sistema eléctrico.

Los convertidores CD/CA (Inversores) constituyen un componente esencial en la integración de la energía fotovoltaica con el *SEP*. Funcionando como un componente clave de la electrónica de potencia, su tarea principal es convertir la corriente continua generada por los paneles fotovoltaicos en corriente alterna. A menudo se agrega un filtro de acoplamiento con la red eléctrica para mitigar los armónicos de corriente producidos durante esta conversión, con el objetivo de preservar la calidad del suministro eléctrico en el Punto de Conexión Común (*PCC*).

Además de su función principal en la conversión de energía, los inversores deben garantizar su operación ante condiciones operativas relacionadas con la variabilidad de las fuentes renovables y la complejidad operacional de la red eléctrica. En este contexto, es esencial ampliar las capacidades de los inversores para abordar cambios normativos y ofrecer funciones adicionales que contribuyan a la estabilidad y eficiencia del sistema eléctrico. Esto se vuelve crucial para adaptarse a las demandas en constante evolución del sector energético.

En esta investigación, se examina el rendimiento de un inversor trifásico operando en condiciones de perturbación, específicamente *sags* de voltaje. Un filtro *LCL* se implementa como filtro de acoplamiento. La tesis tiene como objetivo determinar la capacidad del inversor en su configuración estándar, para suministrar potencia a la red incluso en situaciones de caídas de tensión. Con este fin, se propone una estrategia de sincronización que permite analizar corriente y voltaje a partir de sus componentes de secuencia positiva y negativa, facilitando la aplicación de la ley de control al considerar un sistema desbalanceado como dos sistemas balanceados.

La tesis se estructura de la siguiente manera: el Capítulo 1 aborda el impacto de la generación distribuida en el Sistema Eléctrico de Potencia (*SEP*), explorando desbalances y funciones de la electrónica de potencia. Define y clasifica perturbaciones, centrándose en *sags* de voltaje y distorsión armónica, y analiza la problemática de la interconexión. El Capítulo 2 se centra en el diseño del filtro de acoplamiento *LCL*, asegurando condiciones operativas adecuadas. En el Capítulo 3 se analiza la respuesta del sistema a caídas de tensión y la capacidad del inversor para operar en lazo abierto. El Capítulo 4 presenta la estrategia de sincronización y control con un doble lazo de amarre de fase (*DSRF-PLL* por sus cifras en inglés), y el Capítulo 5 muestra resultados. El Capítulo 6 describe las conclusiones de la investigación y el trabajo futuro.

# INTRODUCCIÓN

El aumento en la demanda energética y la búsqueda de fuentes de energía alternativas, motivada por las preocupaciones sobre la contaminación asociada al uso de combustibles fósiles, ha llevado a la incorporación de sistemas de generación distribuida en el Sistema Eléctrico de Potencia (*SEP*). Sin embargo, la variabilidad inherente a algunas fuentes de energía renovable, como los sistemas fotovoltaicos y eólicos, representa un desafío al integrarlos a la red eléctrica. Por lo tanto, la correcta integración de estos sistemas es un tema de investigación de relevancia global.

La electrónica de potencia ha adquirido una importancia significativa en la actualidad, siendo fundamental para diversas aplicaciones que abarcan desde el almacenamiento masivo de datos hasta la automatización de sistemas electromecánicos, e incluso el uso de inteligencia artificial. Estas tecnologías avanzadas facilitadas en parte por la electrónica, han permitido avances notables en diversos campos. Sin embargo, la interacción de cargas no lineales conectadas a la red eléctrica puede generar perturbaciones en la tensión de la red como los armónicos de tensión, además de enfrentarse a las fallas del sistema, como desbalances de tensión, fallas simétricas y asimétricas, entre otras.

Un inversor trifásico es un dispositivo que tiene la capacidad de convertir la energía generada en corriente continua en corriente alterna. Al ser el componente fundamental que conecta sistemas fotovoltaicos y eólicos a la red eléctrica, es esencial que pueda operar de manera eficiente bajo condiciones normales de la tensión de red y, en cierta medida, enfrentar perturbaciones en la red.

Este trabajo de investigación se centra en el análisis y la operación de un inversor

trifásico diseñado para aplicaciones fotovoltaicas, evaluando su capacidad para mantener un desempeño frente a condiciones de perturbación, como armónicos de tensión, así como eventos de caída de tensión simétricos y asimétricos.

## 1.1. Impacto de la generación distribuida sobre el Sistema Eléctrico de Potencia

El crecimiento de la demanda energética y las preocupaciones ambientales han impulsado a la industria de generación de energía eléctrica a explorar nuevas tecnologías con el objetivo de ser más sostenibles y reducir su impacto en el medio ambiente. En el caso del Sistema Eléctrico Nacional, la Secretaría de Energía (SENER) ha propuesto estrategias a corto, mediano y largo plazo con el objetivo de disminuir la dependencia de los combustibles fósiles. Estas estrategias buscan establecer un sistema eléctrico seguro y eficiente, asegurando así el suministro de la demanda energética necesaria para la población [1].

Tabla 1.1. Capacidad instalada (MW) en México en 2018, 2020 y 2023 [1].

Tipo de generación	MW en 2018	%	MW en 2020	%	MW en 2022	%
<b>Energía limpia renovable</b>						
Hidroeléctrica	12612	17%	12612	15%	12613	14%
Geotérmica	899	1%	951	1%	976	1%
Eólica	4866	7%	6504	8%	6921	8%
Fotovoltaica	1878	2.6%	5149	6%	6535	8%
Bioenergía	375	1%	378	0.5%	408	0.5%
Total limpia renovable	20630	28%	25594	31%	27453	32%
<b>Energía limpia no renovable</b>						
Nuclear	1608	2%	1608	2%	1608	2%
Cogeneración	1709	2%	2305	3%	2308	3%
Total limpia no renovable	3317	5%	3913	5%	3916	4%
<b>Energía no renovable</b>						
Ciclo Combinado	27393	38%	31948	38%	34413	39%
Térmica	12315	17%	11809	14%	11343	13%
Turbogás	2960	4%	3545	4%	3815	4%
Combustión interna	880	1%	850	1%	728	1%
Carboeléctrica	5463	7%	5463	7%	5463	6%
Total no renovable	49011	67%	53615	65%	55762	64%
<b>TOTAL</b>	<b>72958</b>		<b>83122</b>		<b>87131</b>	

Según la SENER (Tabla 1.1), en enero de 2018, la capacidad instalada en México era de 72,958 MW, siendo la generación por ciclo combinado la predominante con 27,393 MW. En ese momento, los generadores basados en energías no renovables representaban el 67% de la capacidad total, mientras que las energías renovables limpias constituían el 28%, siendo la generación hidroeléctrica la de mayor capacidad (Fig. 1.1).

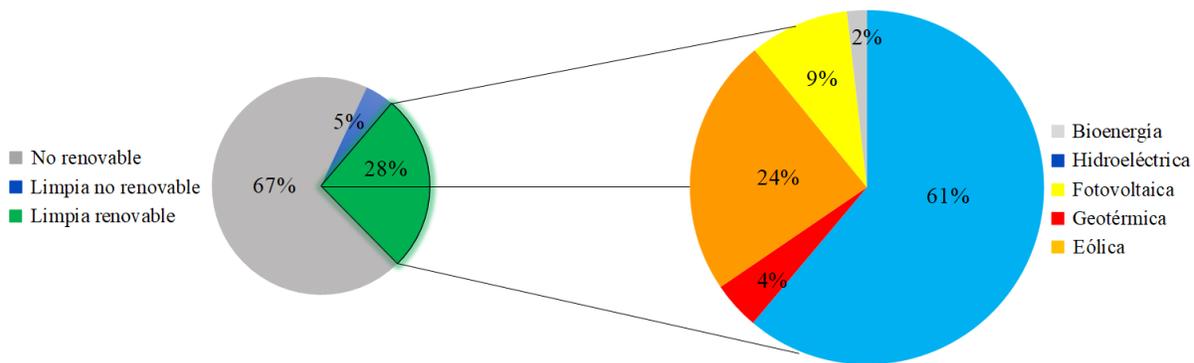


Figura 1.1. Capacidad de generación instalada en México 2018.

Con los cambios propuestos en la reforma energética, se apostó por la energía fotovoltaica y eólica, impulsando el desarrollo de nuevas plantas generadoras. Para el año 2020, se logró aumentar la capacidad de generación fotovoltaica instalada de 1,878 MW a 5,149 MW, mientras que la capacidad de generación eólica instalada casi se duplicó durante el mismo período. Como resultado, las energías renovables limpias representan el 31% de la capacidad instalada total en México para el año 2020, mientras que las energías no renovables se redujeron al 65% (Fig. 1.2).

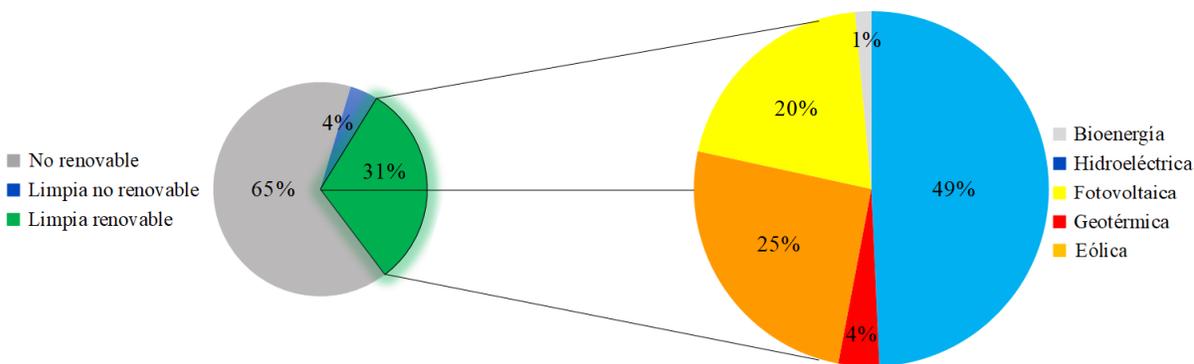


Figura 1.2. Capacidad de generación instalada en México 2020.

Hasta 2022, la capacidad instalada de energía fotovoltaica alcanzó los 6,535 MW, representando el 24% de la capacidad total de energías renovables en el país (Fig. 1.3). Aunque la generación por ciclo combinado sigue siendo predominante, el continuo crecimiento de la generación con energía renovable está teniendo un impacto significativo en el (*SEP*).

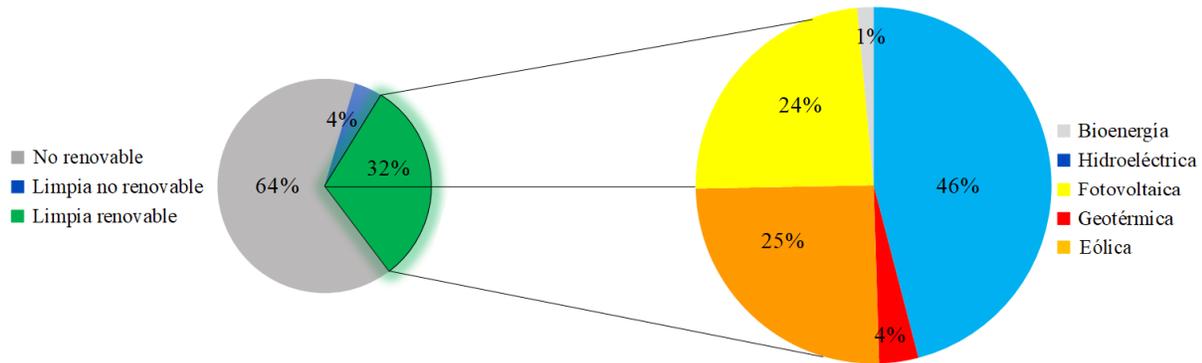


Figura 1.3. Capacidad de generación instalada en México 2022.

La integración de las energías fotovoltaica y eólica al *SEP* introduce intermitencia en la red. Esto se debe a que estas fuentes de energía renovable se basan en recursos variables e incontrolables. Aunque la probabilidad puede utilizarse para estimar la cantidad de generación esperada de estas tecnologías, su producción en tiempo real es incierta. Al conectarlas a un sistema de potencia, donde es esencial mantener el equilibrio entre la carga y la generación, surgen complicaciones, tales como:

- Desbalance de voltaje: Generalmente, los sistemas fotovoltaicos a nivel doméstico se instalan de manera monofásica o bifásica, lo que puede resultar en un desequilibrio en la generación a nivel trifásico.
- Limitación de flexibilidad operativa: Debido a su naturaleza como recurso renovable variable, la salida de potencia de estos sistemas también es variable. Ajustar la demanda en relación con la generación se vuelve más complejo, ya que el operador no tiene control directo sobre el sistema de generación distribuida.
- Sobretensión y baja tensión: Estos problemas se producen debido al desbalance entre carga y generación. Si la carga es mayor que la generación, se produce una baja tensión, y si la generación es mayor que la carga, se produce una sobretensión.

El inversor constituye un componente esencial en la integración de la energía fotovoltaica con el *SEP*. Este dispositivo de electrónica de potencia permite transformar la energía

generada en corriente continua por los paneles fotovoltaicos en corriente alterna. Además, comúnmente se incorpora un filtro de acoplamiento con el propósito de mitigar los armónicos de corriente generados durante este proceso de conversión. Esta medida busca preservar la calidad del suministro eléctrico en el Punto de Conexión Común (*PCC*).

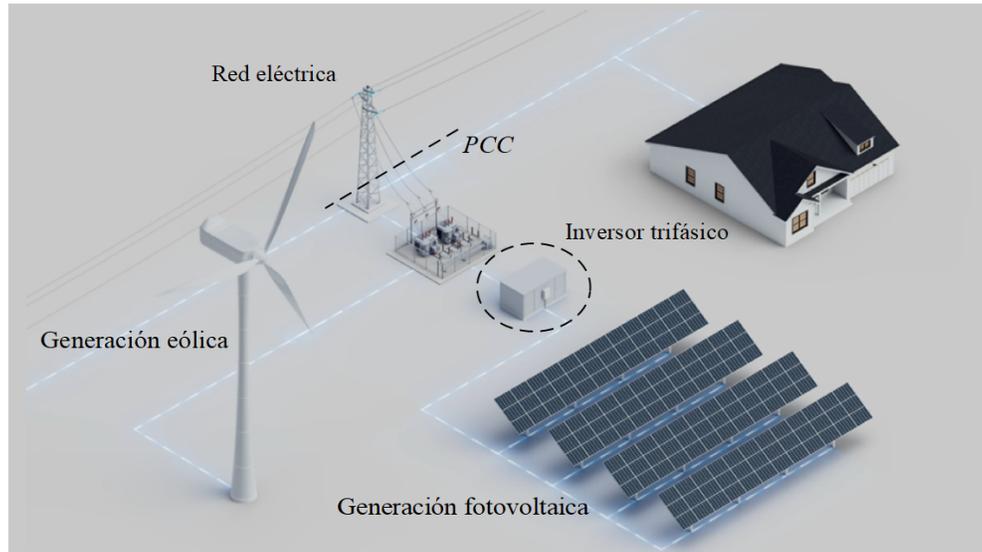


Figura 1.4. *SEP* con la interconexión de las energías renovables.

## 1.2. El inversor trifásico

El inversor trifásico básico está compuesto por 6 semiconductores y desempeña la función clave de convertir la energía generada en corriente continua, proveniente de fuentes como baterías o paneles fotovoltaicos, en energía en corriente alterna que puede integrarse con el *SEP*. Sin embargo, debido a los cambios normativos y al crecimiento de la red eléctrica, surge la necesidad de incorporar en los inversores funciones auxiliares que brinden soporte al sistema eléctrico [2]. Es importante destacar que, al ser utilizados para la interconexión de generación intermitente, como los sistemas fotovoltaicos, los inversores a menudo se utilizan solo el 30% del tiempo, lo que deja un 70% de tiempo disponible para servicios auxiliares. Dentro de estas funciones auxiliares destacan:

- Suministro de potencia reactiva: En caso de que el *SEP* requiera la inyección de potencia reactiva en el *PCC* para mejorar el factor de potencia (*FP*), el inversor puede ser capaz de suministrarla.

- Desconexión de la red: Cuando la condiciones de la red sobrepasen las capacidades del inversor, este tendrá la capacidad de desconectarse para evitar posibles daños a sus componentes y al sistema fotovoltaico.
- Filtro activo de corriente: El inversor es capaz de suministrar las corrientes armónicas asociadas a la demanda de corriente de cargas no lineales.

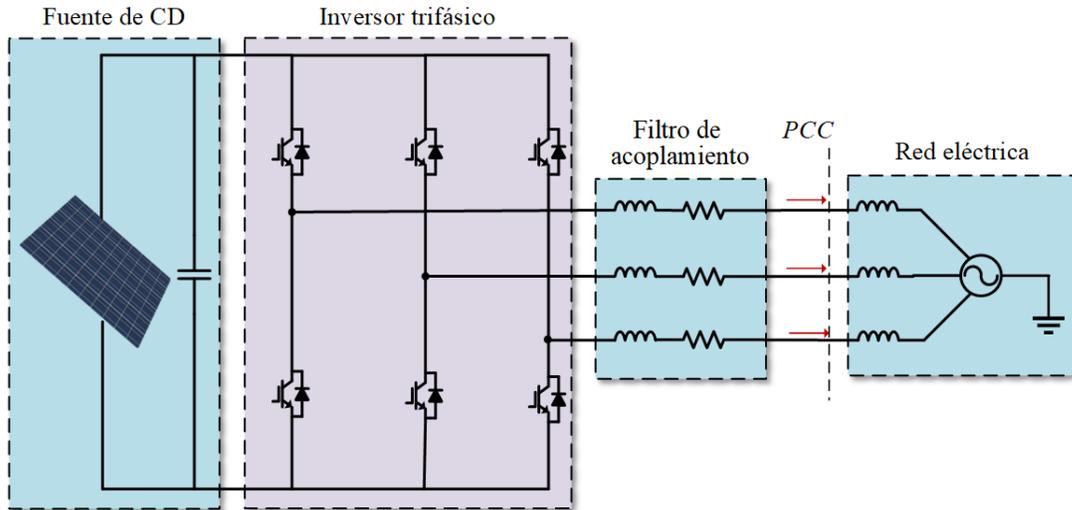


Figura 1.5. Topología general del inversor trifásico interconectado a red.

### 1.3. Perturbaciones de la red eléctrica

Cuando se habla de calidad de suministro eléctrico, se refiere a la capacidad de una red eléctrica para proporcionar energía de manera constante y confiable, sin interrupciones ni fluctuaciones indeseadas en la tensión o la frecuencia, permitiendo que un equipo funcione de la manera prevista sin una pérdida significativa de rendimiento o expectativa de vida [3]. Acorde a Dugan en [4], las perturbaciones en el suministro eléctrico pueden clasificarse de la siguiente manera:

- Transitorios
  - Impulso
  - Oscilatorio
- Variaciones de corta duración
  - Interrupción
  - Sag

- Swell
- Variaciones de larga duración:
  - Interrupción sostenida
  - Bajovoltaje
  - Sobrevoltaje
- Distorsión de forma de onda:
  - Offset en CD
  - Armónicos
  - Interarmónicos
  - Notching
  - Ruido
  - Fluctuaciones de voltaje
- Desbalance de voltaje
- Variaciones en frecuencia de potencia.

La red eléctrica está constantemente expuesta a posibles fallas, ya sean causadas por errores humanos o fenómenos naturales. Ante esta realidad, se han diseñado una variedad de sistemas de protección y control para garantizar la operación continua del *SEP* y prevenir daños tanto a las cargas conectadas como a los sistemas de generación. Además, el incremento de cargas no lineales en el sistema afecta la calidad del suministro eléctrico, dando lugar a problemas como caídas momentáneas de tensión (*sags*) y armónicos de tensión.

### 1.3.1. *Sags* de tensión

Una caída de tensión o *sag* ocurre en un punto de la red eléctrica cuando la tensión de referencia de una o más fases disminuye bruscamente [5]. Según la norma IEC 61000-2-1 [6], una caída de tensión debe estar en el rango del 1% al 90%, mientras que la norma IEEE 1159 [7] establece que el rango es del 10% al 90%. Sin embargo, ambas normas coinciden en que la duración de la caída puede ser desde la mitad del ciclo hasta 1 minuto para ser considerada como un *sag*. Si la caída de tensión supera los límites de magnitud indicados por la normativa, se considera que es una interrupción o corte de energía.

Tabla 1.2. Límites de sags de tensión.

Norma	Variación en tensión	Tiempo
IEC 61000-2-1	$1\% \leq \Delta U \leq 90\%$	$T/2 \leq \Delta t \leq 1$ minuto
IEEE 1159	$10\% \leq \Delta U \leq 90\%$	

$T$  = periodo en frecuencia nominal.

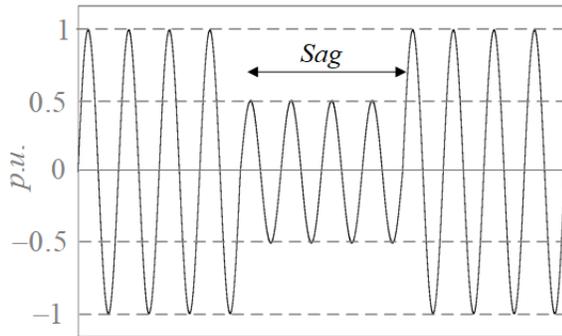


Figura 1.6. Representación de *sag* de tensión.

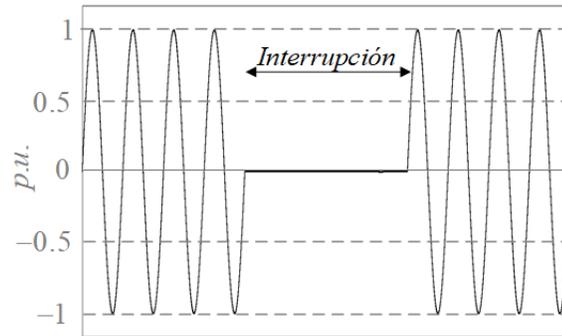


Figura 1.7. Representación de corte de tensión.

Las caídas de tensión en la red pueden ser provocadas por diversas causas, ya sean previsibles o imprevisibles, naturales o no naturales. En su mayoría, se trata de situaciones aleatorias que afectan al *SEP* de manera repentina. Algunos ejemplos de estas situaciones son:

- Descargas atmosféricas: comúnmente, la incidencia de las descargas eléctricas en las líneas de transmisión conlleva a la fractura de los aisladores, generando cortos circuitos de fase a tierra
- Contactos accidentales en las redes
- Actos malintencionados por parte de terceros

El impacto de los *sags* en la red eléctrica puede tener consecuencias críticas para su funcionamiento. Algunos de los efectos asociados a estas perturbaciones incluyen:

- Paros no programados
- Reducción de luz visible en algunos dispositivos de iluminación
- Efecto *Flicker* (parpadeo)
- Caídas de sistemas de comunicaciones
- Disparo de protecciones

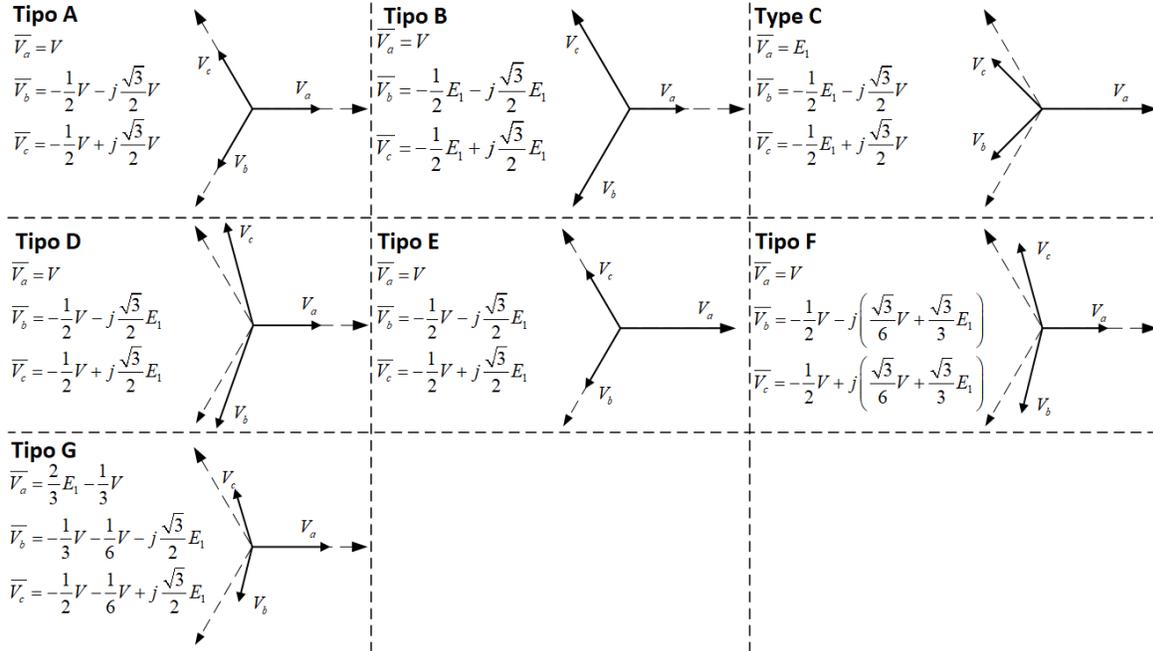
- Cambios de velocidad en máquinas de inducción
- Salida de operación de dispositivos electrónicos
- Incremento en las pérdidas por calentamiento en los conductores

La clasificación comúnmente utilizada para los *sags* de tensión, es la clasificación *ABC* desarrollada en [8].

### **Clasificación ABC**

Esta clasificación toma como referencia la fase A, evaluando el comportamiento y diversos escenarios en caso de un *sag* monofásico en dicha fase. En el caso de *sags* bifásicos, se contempla el escenario en el cual la fase A experimenta la menor afectación. Su propósito radica en examinar la perturbación desde el sistema de transmisión hacia el sistema de distribución, considerando la propagación de la falla a través del transformador. Se compone de 7 tipos de *sags*, ilustrados en la Fig. 1.8. Las características principales de cada uno son:

- *Sag* tipo A: la perturbación es trifásica, siendo un *sag* balanceado.
- *Sag* tipo B: la perturbación únicamente afecta una fase.
- *Sag* tipo C: existe una reducción de tensión y un cambio de fase en dos fases.
- *Sag* tipo D: el *sag* se ve reflejado en todas las fases, en dos de ellas la perturbación produce un cambio de ángulo, mientras que en la fase restante se produce la caída de tensión.
- *Sag* tipo E: se produce una caída de tensión en dos fases.
- *Sag* tipo F: similar al tipo D, sin embargo, en las 3 fases existe una caída de tensión.
- *Sag* tipo G: similar al tipo C, pero en este caso la fase de referencia también sufre una caída de tensión.


 Figura 1.8. Clasificación de *sags*, estructura ABC.

Esta clasificación se emplea para describir las características de los *sags* durante simulaciones. Además, los *sags* de tensión pueden clasificarse según su duración, como se especifica en [7]:

- Instantáneos: entre 0.5 ciclos y 30 ciclos
- Momentáneos: entre 30 ciclos y 3 segundos
- Temporales: entre 3 segundos y un minuto

### 1.3.2. Distorsión armónica

Uno de los criterios a evaluar para considerar una buena calidad de suministro eléctrico, es que la señal de tensión sea puramente senoidal a una frecuencia nominal. Sin embargo, debido a la presencia de cargas no lineales, como la electrónica de potencia, la señal puede experimentar distorsiones en comparación con una onda senoidal pura, lo que en estado estable se conoce como contenido armónico. Un armónico es una señal senoidal con frecuencia  $n$  veces (con  $n$  entero) la frecuencia fundamental y, de acuerdo al análisis en series de Fourier, cualquier señal periódica en el tiempo puede descomponerse en la suma de una componente promedio, una señal a la frecuencia fundamental y un número infinito

de armónicos. Por ende, cuando se tiene una señal periódica distorsionada, se representa por su componente fundamental y su contenido armónico.

En el sector industrial, la distorsión armónica se genera principalmente por la operación de rectificadores, hornos de inducción, hornos de arco, variadores de velocidad y equipos electrónicos de oficina (computadoras, fotocopiadoras, etc.). Aunque el impacto del contenido armónico depende en gran medida de la robustez y resiliencia de los equipos conectados, sus efectos principales son [5]:

- Calentamiento, pérdidas y deterioro en capacitores
- Calentamiento en fusibles, lo cual puede provocar que se fundan incluso con corriente nominal
- Calentamiento en cables, que puede dar lugar a fallas en el aislamiento
- Operación de manera inoportuna de los relevadores de protección
- Errores de lectura en equipos de medición de inducción, ya que están calibrados con una onda senoidal pura
- Interferencia en sistemas de comunicación y manejo de datos

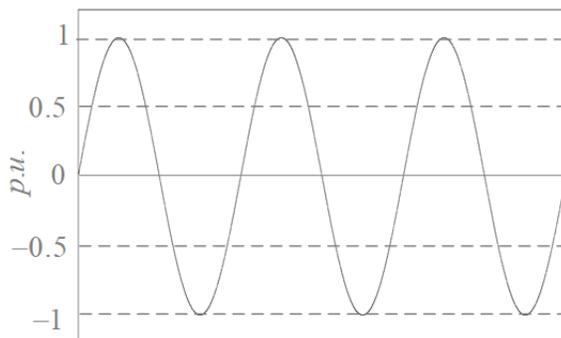


Figura 1.9. Señal sin distorsión armónica.

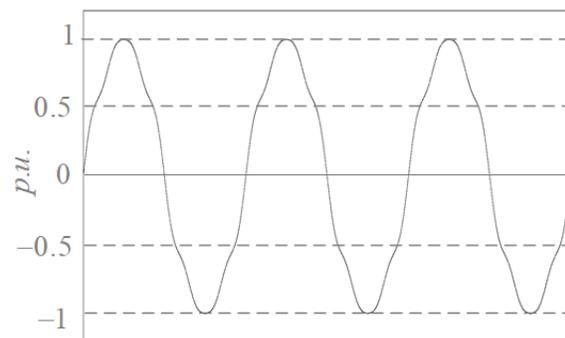


Figura 1.10. Señal con distorsión armónica.

## 1.4. Marco Regulatorio

Las normativas que regulan las condiciones para la interconexión de la red eléctrica y los sistemas de generación distribuida son esenciales para garantizar un funcionamiento seguro y eficiente. En esta sección, se examinan algunos de los estándares internacionales más relevantes, así como el Código de Red vigente en México que establece las directrices para la interconexión de cargas eléctricas a la red.

### 1.4.1. Regulaciones internacionales

#### **IEEE 1547-2018- Standard for interconnection an Interoperability of distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces [9]**

Es un estándar establecida por la *IEEE* que aborda la interconexión entre sistemas de generación distribuida y las redes eléctricas, con el propósito de lograr una conexión segura y eficiente entre la generación distribuida y la red eléctrica en baja y media tensión.

Este estándar ha servido como fundamento para desarrollar regulaciones en diversos países, como el Código de Red en México, ya que indica de manera asertiva los parámetros técnicos fundamentales para garantizar la calidad del suministro eléctrico, como lo son niveles de tensión, frecuencia y control de potencia. Además se incluyen medidas de protección y comunicación para asegurar la interoperabilidad y confiabilidad requeridas por el *SEP*. Entre los puntos a destacar se encuentran:

- Requerimientos del control de tensión, suministro de potencia activa y de potencia reactiva reactiva
- Calidad del suministro eléctrico: limitación en fluctuaciones de voltaje, armónicos de corriente, sobrevoltaje y efecto *flicker*
- Condiciones para entrar a modo isla
- Protocolos de comunicación
- Pruebas y verificación necesarias para la interconexión del sistema de generación distribuida

#### **IEEE 519-2022 Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems [10]**

Este estándar busca fijar límites y criterios para la restricción de la distorsión armónica en sistemas eléctricos. Asimismo, ofrece métodos para la evaluación y ubicación de las mediciones, asegurando que la presencia de armónicos no genere problemas significativos en los equipos eléctricos ni en el *SEP*.

## Electrical Service Rule 21 Interconnection [11]

Es un conjunto de normativas de la Comisión de Servicios Públicos de California (*California Public Utilities Commission*, CPUC) que establecen estándares y requisitos técnicos para los equipos de generación distribuida y establece pautas para la conexión de estos sistemas a la red eléctrica.

Uno de los aspectos clave de la *Rule 21* es que especifica el comportamiento que deben tener los sistemas de generación distribuida frente a perturbaciones de voltaje. En el caso de los *sags* y *swells*, los límites en los que el convertidor debe de dar soporte a la red se detallan en la Fig. 1.11.

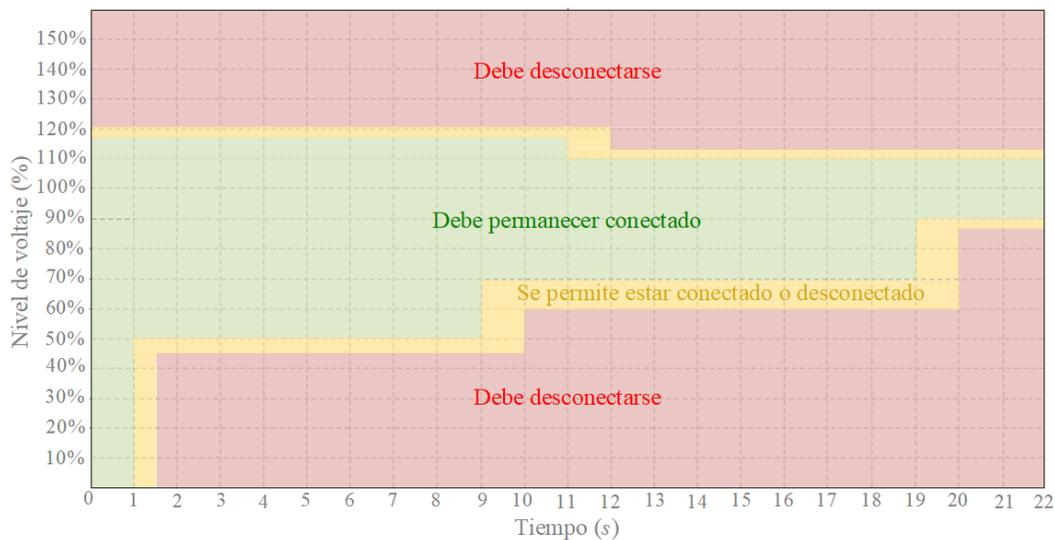


Figura 1.11. Valores de soporte propuestos por la *Rule 21*.

## Código de red [12]

En México, el Código de Red es una normativa establecida por la Comisión Reguladora de Energía (CRE) y la Comisión Federal de Electricidad (CFE) para regular la operación y funcionamiento del Sistema Eléctrico Nacional (SEN). Tiene como objetivo permitir e incentivar que el SEN se desarrolle, mantenga, opere, amplie y modernice de manera coordinada con base en requerimientos técnicos-operativos, y de la manera más eficiente y económica. Creada en 2016 se establece con el fin de normar la adopción de energías limpias y mejorar la confiabilidad, calidad, eficiencia, continuidad, seguridad y sustentabilidad del SEN.

Este código toma como base algunos lineamientos de los estándares IEEE-1547 e IEEE-519, y aborda requisitos y procedimientos para la conexión de nuevos generadores y equipos a la red eléctrica. Define estándares de calidad del suministro eléctrico, establece procesos para la interconexión de sistemas de generación distribuida (como instalaciones fotovoltaicas y eólicas) y fija requisitos para la medición y monitoreo de parámetros eléctricos esenciales para la operación y gestión de la red.

## 1.5. Problemática y motivación

La interconexión del sistema de generación renovable con el *SEP* establece una estrecha relación operacional, de modo que las fallas o problemas en cualquiera de los dos sistemas impactarán directamente en la operación y el rendimiento del otro, debido a su conexión en el *PCC*. La comprensión y gestión efectiva de las perturbaciones es de suma relevancia para garantizar el funcionamiento estable y eficiente de ambos sistemas.

En el proceso de interconexión, dos elementos clave desempeñan un papel crucial: el inversor y el filtro de acoplamiento. Comúnmente, se emplean filtros de acoplamiento pasivo para reducir la distorsión armónica de corriente producida por la conmutación de los dispositivos controlados. El inversor es el único componente capaz de realizar acciones correctivas en tiempo real para evitar que las perturbaciones en el *PCC* impacten de manera significativa en el equipo y en la red eléctrica.

Bajo esta premisa, en este trabajo de investigación se analiza y diseña un inversor trifásico capaz de operar bajo *sags* de tensión. Además, se busca que el inversor tenga funciones secundarias para enfrentar el rechazo a los armónicos de tensión, sin descuidar su función principal, que es la conversión de energía de corriente directa a energía de corriente alterna.

## 1.6. Objetivo

### Objetivo Principal

Analizar y desarrollar las estrategias de operación y control para regular la potencia activa y reactiva en un inversor trifásico interconectado a red, operando bajo perturbaciones de tensión.

## Objetivos particulares y alcances

- Identificar las capacidades y limitaciones de operación de un inversor trifásico interconectado a red bajo perturbaciones de tensión, en particular *sags* simétricos y asimétricos, así como armónicos de tensión.
- Determinar los mecanismos adecuados de sincronización con la tensión de red trifásica con afectaciones de tensión.
- Evaluar el desempeño de operación del sistema bajo una tensión de red con *sags* y armónicos de tensión.

Se parte de la siguiente hipótesis: sin necesidad de hacer un cambio en la topología del inversor trifásico y por medio de estrategias de control, el convertidor es capaz de suministrar la potencia requerida pese a que existan perturbaciones de tensión en la red.

En cuanto a los alcances y límites de la investigación se define: el trabajo se enfoca en el inversor trifásico, considerando un sistema que logra obtener la potencia máxima a tensión constante de los paneles fotovoltaicos; la red eléctrica se asume como un bus infinito a lo largo del análisis y los armónicos de tensión se limitan a casos particulares; se contempla la interconexión del sistema a bajo voltaje, con la posibilidad de escalar la metodología a niveles de media y alta tensión.

## 1.7. Metodología

Con el objetivo de dar solución a la problemática planteada y procurando una estructura óptima de trabajo, se desarrolla la siguiente metodología:

- Presentar una revisión bibliográfica para analizar los avances y hallazgos reportados en la literatura en relación con inversores trifásicos, armónicos de tensión, *sags* simétricos y asimétricos. Esta revisión abarca estudios clave que abordan estrategias de control, tecnologías emergentes y enfoques innovadores para mejorar el rendimiento y la estabilidad de los inversores trifásicos.
- Analizar las condiciones a las que se expondrá el inversor trifásico es fundamental para comprender sus capacidades y limitaciones. Este estudio se lleva a cabo considerando las directrices establecidas por el marco regulatorio correspondientes.

- Elaborar la etapa de diseño con los parámetros esenciales para garantizar que el funcionamiento del equipo no se vea comprometido bajo diversas condiciones a las que estará sometido.
- Realizar las simulaciones correspondientes del inversor que permitan analizar el comportamiento nominal y con perturbaciones.
- Formular una propuesta de control que permita asegurar el funcionamiento del inversor acorde a los lineamientos establecidos.

## 1.8. Descripción del sistema

La topología bajo estudio se presenta en la Fig. 1.12, donde se exhibe el inversor trifásico compuesto por 6 semiconductores y un filtro *LCL* como filtro de acoplamiento. En cuanto a la fuente de alimentación en corriente continua, se considera que es suministrada por un sistema fotovoltaico. Sin embargo, dado que la investigación está centrada en el inversor, el sistema fotovoltaico se modela simplemente como una fuente de corriente continua.

Tabla 1.3. Parámetros generales del sistema

Parámetro	Valor
$V_{red\emptyset}$	127 $V_{rms}$
$f_o$	60 $Hz$
$f_{sw}$	4800 $Hz$
$V_{CD}$	450 $V$
$S_{base3\emptyset}$	5000 $VA$
$V_{base\emptyset}$	127 $V_{rms}$
$Z_{base}$	2.15 $\Omega$

La potencia nominal del inversor trifásico es de 5  $kVA$ , 220  $V_{rms}$ , 60  $Hz$ , en conexión delta. Se asume que los dispositivos semiconductores están dimensionados para operar en estas condiciones. En el marco de la investigación, se aborda el diseño del filtro de acoplamiento *LCL*.

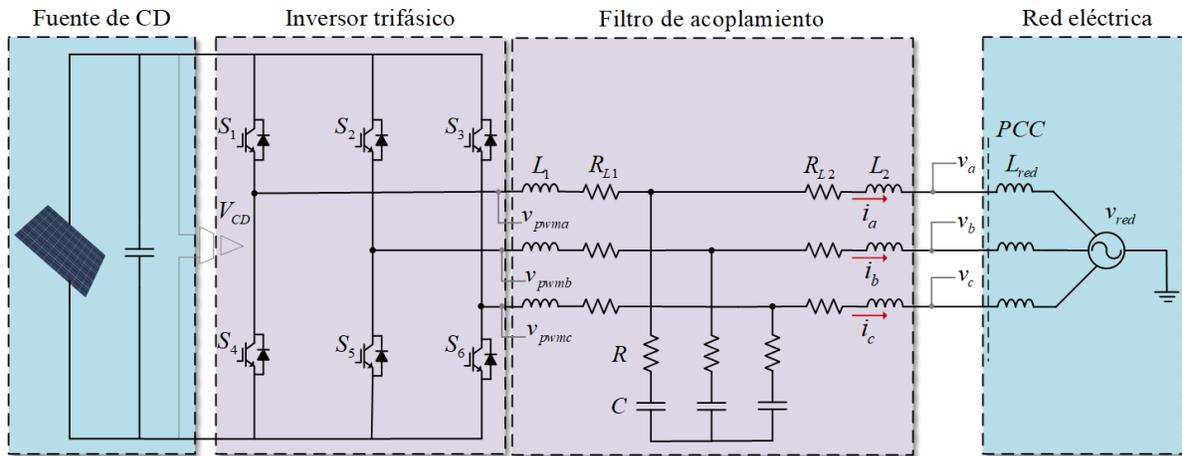


Figura 1.12. Topología del inversor trifásico bajo estudio.

## 1.9. Contenido de la tesis

La estructura de la tesis se organiza de la siguiente manera: en el Capítulo 1 se proporciona una descripción detallada del impacto que la generación distribuida tiene en el *SEP*, explorando los posibles desbalances resultantes y analizando las funciones auxiliares que la electrónica de potencia puede aportar en este contexto. Se procede a definir y clasificar las perturbaciones de tensión presentes en la red, con un énfasis particular en los *sags* de voltaje y la distorsión armónica. Se aborda la problemática derivada de la interconexión de los sistemas de generación distribuida con el *SEP*, estableciendo así el objetivo principal de la investigación. Se realiza un análisis resumido de algunas normativas internacionales relevantes y se profundiza en el Código de Red en México, para finalmente presentar los parámetros generales del sistema que servirán como base a lo largo de la investigación.

En el Capítulo 2, se lleva a cabo el diseño dimensional de los componentes del filtro de acoplamiento *LCL*, considerando las medidas necesarias para cumplir con las condiciones operativas requeridas en el *PCC*. Se realiza un análisis exhaustivo de la región de operación bajo condiciones nominales, con el propósito de verificar la capacidad del convertidor para suministrar la potencia necesaria.

El Capítulo 3, se enfoca en analizar la región de operación en respuesta a caídas de tensión. Dado que el objetivo central de la investigación es evaluar el comportamiento del inversor en estas condiciones, se investiga la posibilidad de que el convertidor pueda

continuar operando en lazo abierto durante *sags* de voltaje. Para verificar esta posibilidad, se recurre a un análisis matemático que descompone las componentes de secuencia positiva y negativa. Además, se examina la capacidad del convertidor para rechazar los armónicos de tensión presentes en el *PCC*.

En el Capítulo 4 se expone la estrategia de sincronización empleada para operar en condiciones de desbalance. Esta estrategia se fundamenta en el uso de un *DSRF-PLL* (Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop), que genera las señales de secuencia positiva y negativa en el marco de referencia *dq*. Este enfoque permite aplicar la estrategia de control propuesta en ambas componentes de secuencia.

En el Capítulo 5, se exhiben los resultados derivados a partir de la estrategia de sincronización y control implementada. Finalmente en el Capítulo 6, se exponen las conclusiones de la investigación realizada, así las áreas de oportunidad que surgen a partir de este trabajo.

# DISEÑO DE FILTRO LCL Y ANÁLISIS DE LA REGIÓN DE OPERACIÓN DEL INVERSOR TRIFÁSICO INTERCONECTADO A RED EN CONDICIONES NOMINALES

Para la interconexión del convertidor con la red se utiliza un filtro de acoplamiento *LCL* el cual tiene dos objetivos: atenuar las componentes armónicas asociadas al patrón de conmutación del convertidor CD/CA, limitando la distorsión armónica total de la corriente inyectada a la red, y operar como elemento de acoplamiento para controlar el flujo de potencia activa y reactiva entre el sistema fotovoltaico y la red eléctrica a partir de las condiciones de la región de operación. La región de operación abarca el rango de potencia en el que el convertidor puede suministrar energía a la red considerando las restricciones impuestas por la técnica de modulación y los parámetros operativos del sistema. En este capítulo se aborda el diseño del filtro LCL, se establece la región de operación del inversor y se muestran simulaciones en condiciones nominales y lazo abierto.

## 2.1. Modelo del sistema en el marco de referencia DQ0

Una forma de simplificar el análisis de los sistemas eléctricos trifásicos es a través de la transformada de Park, también conocida como transformada  $dq0$ , dado a que mapea las señales trifásicas senoidales a un marco de referencia síncrono, permitiendo analizar las señales oscilatorias como componentes constantes [13].

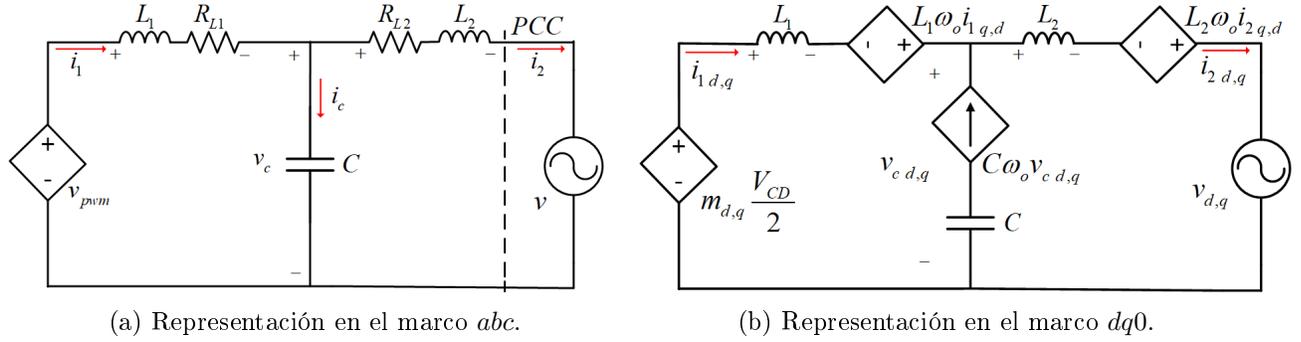


Figura 2.1. Representación equivalente por fase del convertidor interconectado a red por medio de un filtro LCL.

Dado que el convertidor está conectado a una red trifásica balanceada en condiciones nominales, la Figura 2.1 (a) se presenta como una representación por fase equivalente de la Fig. 1.12 para el análisis. En este contexto de equilibrio, el diagrama por fase de una conexión delta puede ser equiparado al diagrama por fase de una conexión en estrella. Por otra parte, se asume que las resistencias parásitas  $R_{L1}$  y  $R_{L2}$  asociadas a los inductores son despreciables y se considera que la relación  $X_L/R > 100$  a frecuencia fundamental, además de considerarse semiconductores ideales para el análisis. De esta manera, se aplica la matriz de transformación  $dq0$ :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

donde:

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Siendo  $\theta$  el ángulo de sincronización con la red.

De este modo se obtiene el modelo equivalente por fase de la Fig. 2.1 (b), y por medio de las leyes de Kirchoff se tiene que:

$$\frac{di_{1d}}{dt} = \frac{1}{L_1} [v_{pwm d} - v_{cd} + \omega_o i_{1q}], \quad (2.3)$$

$$\frac{di_{1q}}{dt} = \frac{1}{L_1} [v_{pwm q} - v_{cq} - \omega_o i_{1d}], \quad (2.4)$$

$$\frac{di_{2d}}{dt} = \frac{1}{L_2} [v_{cd} - v_d + \omega_o i_{2q}], \quad (2.5)$$

$$\frac{di_{2q}}{dt} = \frac{1}{L_2} [v_{cq} - v_q - \omega_o i_{2d}], \quad (2.6)$$

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{C} [i_{1d} - i_{2d} + \omega_o v_{cq}], \quad (2.7)$$

$$\frac{dv_{cq}}{dt} = \frac{1}{C} [i_{1q} - i_{2q} - \omega_o v_{cd}]. \quad (2.8)$$

La tensión conmutada generada por el convertidor está dado por:

$$v_{pwm d,q} = \frac{V_{CD}}{2} m_{d,q}.$$

## 2.2. Filtro LCL

Se opta por utilizar un filtro LCL dado que, al ser un filtro de tercer orden, permite una mayor atenuación de las componentes armónicas en la corriente inyectada a la red, un menor peso y tamaño de los inductores y una menor potencia reactiva en comparación con un filtro L de primer orden [14].

### 2.2.1. Diseño de filtro LCL

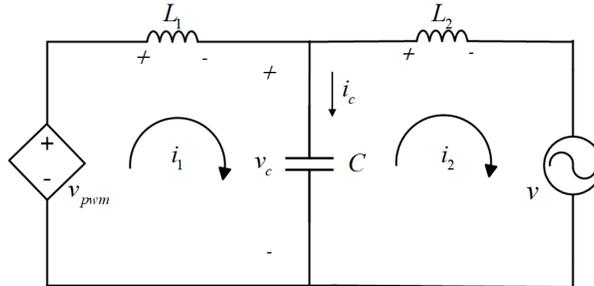


Figura 2.2. Representación por fase equivalente de filtro LCL.

Para el análisis y dimensionamiento del filtro LCL, se parte de una representación por fase del circuito equivalente como se muestra en la Fig. 2.2. Con base en el teorema de superposición, se considera  $V_{red} = 0$ , de manera que, en la malla 1 por LK:

$$v_{pwm} - L_1 \frac{di_1}{dt} - v_c = 0. \quad (2.9)$$

De igual modo, en la malla 2 se tiene:

$$\frac{1}{C} \int i_c dt = L_2 \frac{di_2}{dt}, \quad (2.10)$$

mientras que, por LCK:

$$i_1 - i_2 = i_c. \quad (2.11)$$

Se obtiene la función de transferencia tomando como entrada  $V_{pwm}$  y como salida  $I_1$ , por lo que resolviendo el sistema se llega a:

$$G_1(s) = \frac{I_1(s)}{V_{pwm}(s)} = \frac{L_2 C s^2 + 1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s}. \quad (2.12)$$

Ahora, se toma en cuenta a  $I_2$  como la salida y a  $V_{pwm}$  como la entrada, por lo que la función de transferencia  $G_2(s)$  está dada por:

$$G_2(s) = \frac{I_2(s)}{V_{pwm}(s)} = \frac{1}{L_1 L_2 C s^3 + (L_1 + L_2) s}. \quad (2.13)$$

A partir de las funciones de transferencia obtenidas, se tienen las frecuencias de resonancia:

$$f_{res1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C}}, \quad f_{res2} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}}.$$

Bajo esta premisa y para un correcto diseño se toman en cuenta las siguientes restricciones con las frecuencias [14]:

1. La frecuencia de resonancia 1 no puede ser mayor a la frecuencia de resonancia 2:

$$f_{res1} < f_{res2}. \quad (2.14)$$

2. Para evitar que la frecuencia nominal de la red ( $f_o$ ) y la frecuencia de conmutación del convertidor ( $f_{sw}$ ) estén cerca de las frecuencias de resonancia, se proponen las siguientes cotas:

$$10f_o < f_{res2} < 0.5f_{sw}. \quad (2.15)$$

3. La diferencia de  $f_{res2}$  y  $f_{res1}$  no debe de ser mayor a un factor  $\Delta f$  [15]:

$$f_{res2} \leq f_{res1} + \Delta f, \quad (2.16)$$

$$\Delta f < \frac{f_{sw}}{10}. \quad (2.17)$$

4. Para una buena operación del convertidor y evitar una atenuación en la frecuencia fundamental de la red, se debe de asegurar que:

$$\frac{f_{sw}}{f_o} > 15. \quad (2.18)$$

Además, como parámetros de diseño se considera lo siguiente:

1. La inductancia  $L_1$  está asociada con la corriente de rizo  $\Delta i$  de la salida del convertidor, por lo que está acotada como se describe en [16]:

$$L_1 \geq \frac{V_{CD}}{24f_{sw}\Delta i}. \quad (2.19)$$

2. La inductancia  $L_2$  está vinculada con un factor de atenuación  $k_a$ , el cual relaciona la corriente armónica generada por el convertidor con la corriente armónica inyectada a la red [14], siendo así:

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{k_a^2} + 1}}{C\omega_{sw}^2}. \quad (2.20)$$

3. El filtro de acoplamiento no debe tener un impacto significativo en el consumo de potencia con respecto a la potencia suministrada a la red. Generalmente se considera que la máxima variación que produce el filtro en el factor de potencia visto desde la red se acote a un 5% [14], por lo que el condensador del filtro no debe de ser mayor al 5% de la impedancia base del sistema:

$$C \leq \frac{0.05}{\omega_o Z_{base}}. \quad (2.21)$$

Bajo estas consideraciones y con los parámetros de la Tabla 2.1, se propone una corriente de rizo menor al 5% de la corriente pico nominal, además de un factor de atenuación  $k_a$  del 15%, por lo que los valores de los elementos pasivos al evaluar las expresiones (2.14-2.21) son:

$$L_1 = 5.39 \text{ mH}, \quad L_2 = 0.42 \text{ mH}, \quad C = 20 \text{ }\mu\text{F}.$$

Con estos valores, las frecuencias de resonancia son:

$$f_{res1} = 1734 \text{ Hz}, \quad f_{res2} = 1800 \text{ Hz}.$$

Tabla 2.1. Parámetros generales del sistema.

Parámetro	Valor
$V_{red\emptyset}$	$127 V_{rms}$
$f_o$	$60 Hz$
$f_{sw}$	$4800 Hz$
$V_{CD}$	$450 V$
$S_{base3\emptyset}$	$5000 VA$
$V_{base\emptyset}$	$127 V_{rms}$
$Z_{base}$	$2.15\Omega$

En los diagramas de Bode de la Fig. 2.3, se observa como en  $f_{res1}$ , el valor de la corriente tiende a cero, dado a que si se evalúa en  $|G_1(j\omega)|$  en  $\omega = \omega_{res1}$  se tiene una ganancia igual a cero, mientras que en  $\omega = \omega_{res2}$  existe una corriente teórica de valor infinito, debido a la ganancia infinita al evaluar  $|G_2(j\omega)|$ . Si bien no se trabajará a esos niveles de frecuencia, en 2.2.2 se verá la propuesta de una resistencia de amortiguamiento para atenuar estos picos de corriente y, desde el punto de vista de control, atenuar condiciones potenciales que generen inestabilidad.

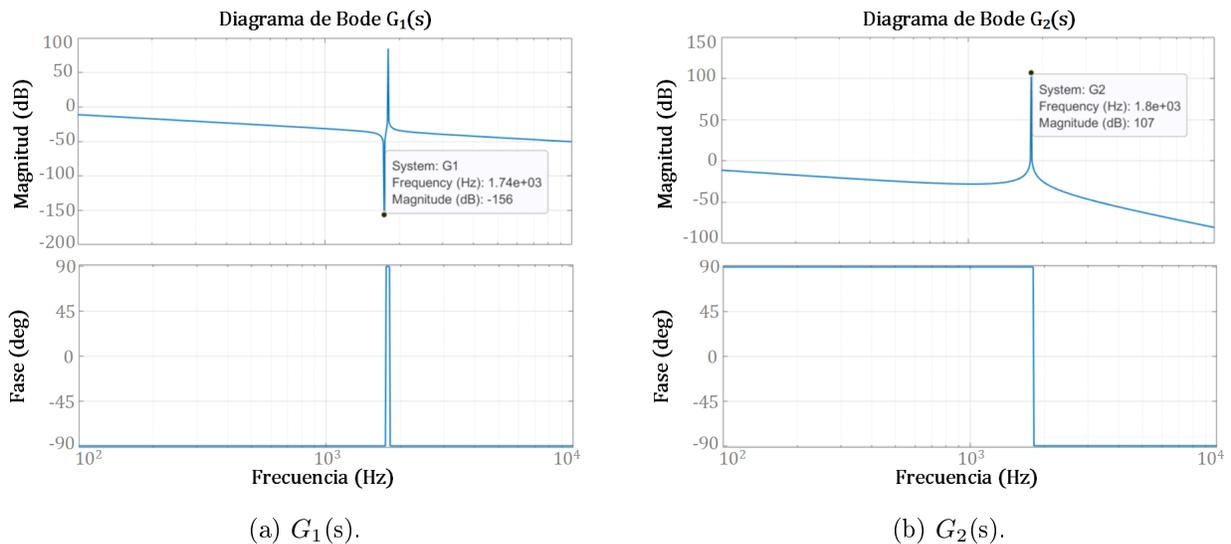


Figura 2.3. Diagramas de Bode de las funciones de transferencia con los valores propuestos.

Con la Fig. 2.4 se comprueba que el filtro representado en la Fig. 2.2 funciona adecuadamente, teniendo como salida en  $i_2$  una señal senoidal con un valor de  $THD = 0.24\%$ . Con respecto a la potencia reactiva consumida por parte de los elementos pasivos  $L_1$ ,  $L_2$  y  $C$  en condiciones nominales, se tiene una demanda total de  $768 VAR$ .

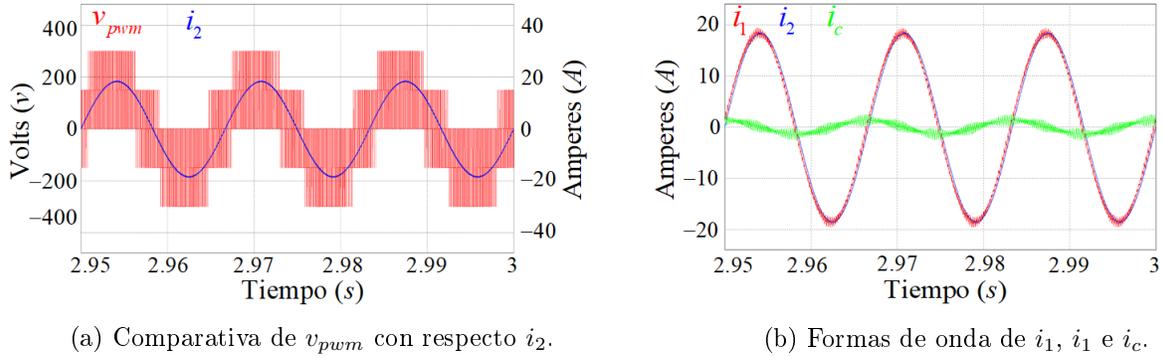


Figura 2.4. Desempeño del filtro LCL.

### 2.2.2. Resistencia de amortiguamiento

La función de la resistencia de amortiguamiento es limitar los niveles de corriente presentes a frecuencia de resonancia. Se incorpora la resistencia al sistema en serie con el condensador del filtro 2.5, por lo que la función de transferencia  $G_2$  resulta:

$$G_2(s) = \frac{I_2(s)}{V_{pwm}(s)} = \frac{\frac{RCs+1}{L_1L_2C}}{s^3 + \omega_{res}^2 RCs^2 + \omega_{res}^2 s}, \quad (2.22)$$

donde:

$$\omega_{res}^2 = \frac{L_1 + L_2}{L_1L_2C}.$$

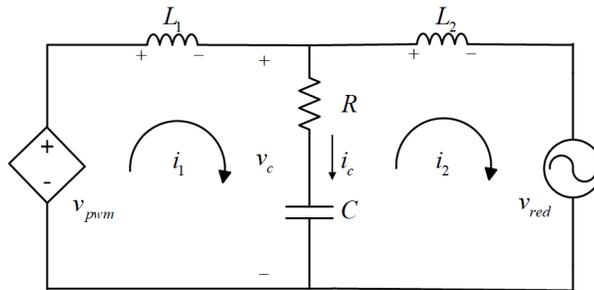


Figura 2.5. Representación por fase equivalente de filtro LCL con resistencia de amortiguamiento.

Teniendo en cuenta que puede utilizarse  $G_2$  como la relación entre las magnitudes de entrada-salida, y considerando que se busca reducir la magnitud de la corriente a frecuencia de resonancia, el valor de  $R$  puede ser propuesto de la siguiente manera:

$$R = \frac{1}{|G_2(\omega_{res})|C(L_1 + L_2)\omega_{res}^2}. \quad (2.23)$$

Dado a que los niveles de tensión nominales del convertidor están alejados de la frecuencia de resonancia, el objetivo de la resistencia de amortiguamiento es únicamente

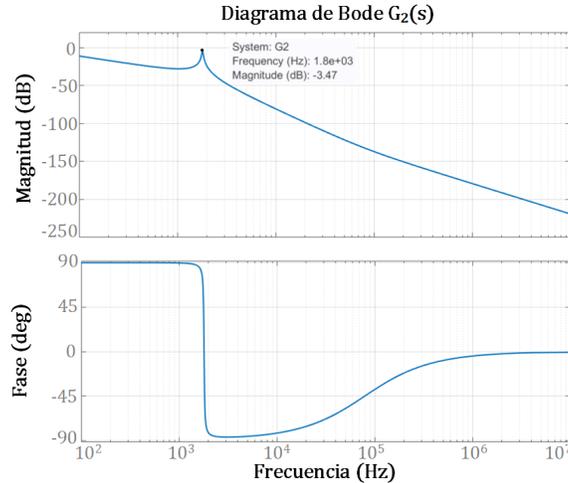


Figura 2.6. Diagrama de Bode de  $G_2(s)$  con resistencia de  $0.1\Omega$ .

acotar la magnitud de la corriente a estos niveles de frecuencia. Procurando que las pérdidas por elementos resistivos no sean significativas, se propone  $|G_2| = 0.67$  y evaluando la expresión (2.23), resulta  $R = 0.1\Omega$ .

No obstante, la corriente  $i_2$  de la Fig. 2.7 mantiene su forma de onda senoidal, con una  $THD = 0.5\%$ .

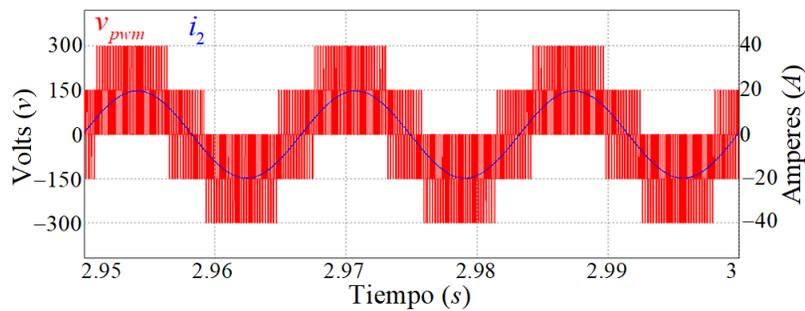


Figura 2.7. Comparativa de  $i_2$  con respecto a  $v_{pwm}$  con resistencia de amortiguamiento.

### 2.3. Región de Operación Lineal ( $ROL$ )

Para el accionamiento de los semiconductores del convertidor se utiliza la técnica PWM sinusoidal ( $SPWM$ ), que consiste en la comparación de una señal moduladora sinusoidal a frecuencia nominal ( $m_{a,b,c}$ ) con una señal portadora triangular a frecuencia de conmutación. De este modo, se logra que la señal moduladora esté contenida en el tren de pulsos generado por la comparación de la señal portadora y la señal moduladora [17].

Uno de los aspectos a considerar para un correcto funcionamiento de la técnica *SPWM* es que se debe de garantizar que el convertidor mantenga su operación en la región de operación lineal, por lo que la magnitud de la señal moduladora está acotada a la señal portadora [18]. Normalizando la relación, si se mantiene el valor de la magnitud de la señal moduladora en  $|M| \leq 1$  se evita entrar en la región de sobremodulación, donde desaparecen algunas de las conmutaciones y generan la aparición de armónicos de tensión de baja frecuencia a la salida del inversor trifásico.

Para limitar este problema, la inyección de potencia a la red por parte del convertidor se acota a los límites de operación de modulación lineal. Desde el punto de vista del marco de referencia en  $dq\theta$ , la región de operación está dada por:

$$\sqrt{(m_d)^2 + (m_q)^2} = 1, \quad (2.24)$$

$$\theta_m = \arctan\left(\frac{m_q}{m_d}\right). \quad (2.25)$$

La magnitud de la señal de modulación está restringida por una circunferencia de radio 1 como se muestra en la Fig. 2.8.

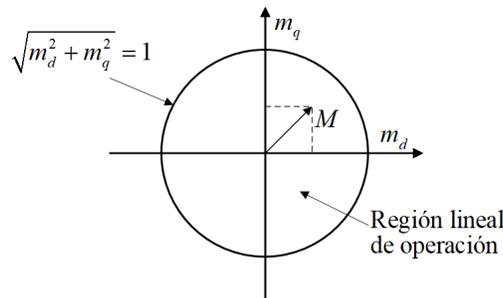


Figura 2.8. Región lineal de operación.

Para el análisis de potencia se toman en cuenta las siguientes consideraciones: al ser un sistema trifásico balanceado, la componente cero es  $V_0 = 0$ ; el sistema en CA está sincronizado con la red en el *PCC*, por lo que  $V_q = 0$ . Se encuentra la solución en el punto de equilibrio del modelo del sistema en *DQ*, para así representar las señales de modulación en función de los parámetros del sistema y poder definir una región de operación.

Con el modelo descrito en 2.1 y con base en lo anterior, se despeja para las corrientes en el *PCC*  $I_{2d}$  e  $I_{2q}$ :

$$I_{2d} = \frac{m_q V_{CD}}{2a_2}, \quad I_{2q} = \frac{m_d V_{CD}}{2a_2} - \frac{a_1 V_d}{a_2},$$

donde:

$$\begin{aligned} a_1 &= 1 - L_1 C \omega^2, \\ a_2 &= L_1 L_2 C \omega^3 - (L_1 + L_2) \omega. \end{aligned}$$

Las potencias en un sistema trifásico balanceado en el marco  $dq$  están dadas por:

$$P = \frac{3}{2} V_d I_d, \quad Q = -\frac{3}{2} V_d I_q.$$

De aquí, la inyección de potencia por parte del convertidor está dada por:

$$P = \frac{3V_{CD} V_d m_q}{4a_2}, \quad (2.26)$$

$$Q = \frac{3a_1 V_d^2}{2a_2} - \frac{3V_{CD} V_d m_d}{4a_2}. \quad (2.27)$$

Por lo que sustituyendo los valores máximos de  $m_d$  y  $m_q$  ( $|M| \leq 1$ ) en las ecuaciones (2.26) y (2.27), la región de los niveles de potencia que el inversor es capaz de suministrar está limitada por:

$$-\frac{3V_{CD} V_d}{4a_2} < P < \frac{3V_{CD} V_d}{4a_2}, \quad (2.28)$$

$$\frac{3a_1 V_d^2}{4a_2} - \frac{3V_{CD} V_d}{4a_2} < Q < \frac{3a_1 V_d^2}{4a_2} + \frac{3V_{CD} V_d}{4a_2}. \quad (2.29)$$

### 2.3.1. Simulación en lazo abierto: condiciones balanceadas

Se presentan 2 casos de simulación del convertidor conmutado para la validar que a partir de las ecuaciones (2.26) y (2.27), es posible calcular las señales de modulación requeridas para un flujo determinado de potencia. Caso 1: se inyecta únicamente una potencia activa de 3  $kW$  en el  $PCC$ ; caso 2: el inversor suministra una potencia activa de 4  $kW$  y una potencia reactiva de 2  $kVAR$ .

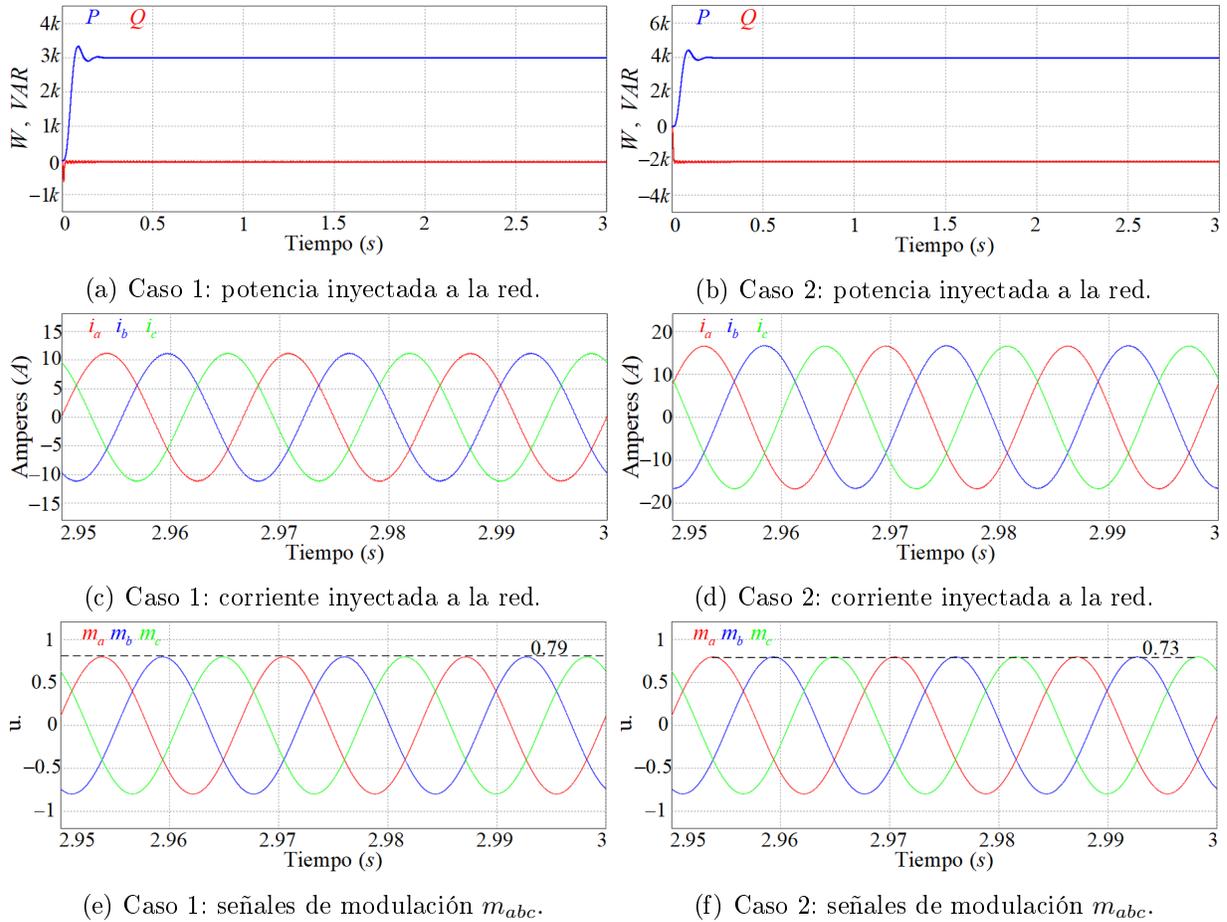


Figura 2.9. Simulaciones en lazo abierto.

En la Fig. 2.9 se muestran las simulaciones en lazo abierto aplicando las señales de modulación de la Tabla 2.2, donde se corrobora que a partir de las ecuaciones (2.26) y (2.27) el convertidor es capaz de inyectar los valores de potencia deseados. El análisis

Tabla 2.2. Índices de modulación.

(a) Caso 1: 3 kW		(b) Caso 2: 4 kW y 2 kVAR	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$m_d$	0.79	$m_d$	0.71
$m_q$	0.11	$m_q$	0.32
$ M $	0.79	$ M $	0.73
$\theta_m$	0.14 rad	$\theta_m$	0.45 rad

presentado en este capítulo es válido para los casos de condiciones balanceadas y sags trifásicos balanceados (Tipo A), en el Capítulo 3 se estudia el comportamiento del convertidor ante desbalances de tensión y el efecto de los *sags* sobre la región de operación.



# ANÁLISIS DEL FILTRO LCL Y EL INVERSOR TRIFÁSICO OPERANDO EN CONDICIONES DE PERTURBACIONES DE TENSIÓN

Existe una amplia variedad de perturbaciones que pueden afectar el sistema eléctrico con un posible impacto en el funcionamiento del convertidor; el propósito fundamental de esta investigación es analizar detalladamente el comportamiento del inversor frente a dos tipos de perturbaciones: sags de voltaje y armónicos de tensión.

Este capítulo se enfoca en un análisis matemático de las componentes de secuencia positiva y negativa de la tensión de red, con el objetivo de definir una región de operación que delimite los niveles de potencia activa que el convertidor es capaz de suministrar a la red en presencia de caídas de tensión. Además, se realiza un análisis orientado a verificar si el convertidor puede rechazar los armónicos de tensión que puedan surgir en el *PCC*.

## 3.1. Región de operación en presencia de *sags* de tensión en la red

Para el análisis de la región de operación lineal cuando la red está en condición de desbalance, se toma como base la teoría de componentes simétricas [19]: todo sistema trifásico se puede descomponer en tres sistemas de vectores trifásicos simétricos,

Tabla 3.1. Parámetros del sistema.

Parámetro	Valor
$V_p$	180 V
$V_{DC}$	450 V
$f_o$	60 Hz
$f_{sw}$	4800 Hz
$S_{base3\phi}$	5000 VA
$L_1$	5.39 mH
$L_2$	0.42 mH
$C$	20 $\mu F$
$R$	0.1 $\Omega$
$f_{res1}$	1734 Hz
$f_{res2}$	1800 Hz

denominados componente de secuencia positiva, componente de secuencia negativa y componente de secuencia cero:

$$v_a = v_a^+ + v_a^- + v_a^0, \quad (3.1)$$

$$v_b = v_b^+ + v_b^- + v_b^0, \quad (3.2)$$

$$v_c = v_c^+ + v_c^- + v_c^0, \quad (3.3)$$

a través de la siguiente transformación ( $a = 1 \angle \frac{2\pi}{3}$ ):

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_a^- \\ v_a^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Dado a que el convertidor presenta una conexión en delta, el valor de la componente de secuencia cero es  $v_{a,b,c}^0 = 0$  desde el punto de vista del convertidor, mientras que los voltajes de fase por parte de la red están dados por:

$$v_a = V_a \sin(w_o t), \quad (3.5)$$

$$v_b = V_b \sin(w_o t + \theta_b), \quad (3.6)$$

$$v_c = V_c \sin(w_o t + \theta_c). \quad (3.7)$$

Los ángulos  $\theta_b$  y  $\theta_c$  son el desplazamiento que tienen cada una de las fases respecto a la fase de referencia (generalmente la fase A), y en condiciones balanceadas se tiene que:

$$V_a = V_b = V_c, \quad \theta_b = -\frac{2\pi}{3}, \quad \theta_c = \frac{2\pi}{3}.$$

Considerando el escenario en el que la red presenta un desequilibrio, se toma en cuenta como punto de referencia los valores en condiciones nominales, siendo  $V_p$  el voltaje pico en condiciones nominales; el factor  $k_i$  representa la magnitud de la caída de voltaje, y se considera un ángulo de desfaseamiento  $\phi_i$ :

$$V_a = (1 - k_1) V_p, \quad (3.8)$$

$$V_b = (1 - k_2) V_p, \quad \theta_b = -\frac{2\pi}{3} + \phi_b, \quad (3.9)$$

$$V_c = (1 - k_3) V_p, \quad \theta_c = \frac{2\pi}{3} + \phi_c, \quad (3.10)$$

donde:  $0 \leq k_i \leq 1$ .

Aplicando la transformación de componentes simétricas (3.4) y sustituyendo los valores de las ecuaciones (3.8-3.10) en (3.5-3.7), los voltajes de secuencia positiva y secuencia negativa en función de los factores  $k_i$  y  $\theta_i$  están dados por:

$$V^+ \angle \theta^+ = V_p - \frac{1}{3} V_p [3 - (1 - k_1) - (1 - k_2) \angle \phi_b - (1 - k_3) \angle \phi_c], \quad (3.11)$$

$$V^- \angle \theta^- = \frac{1}{3} V_p \left[ (1 - k_1) + (1 - k_2) \angle \left( \frac{2\pi}{3} + \phi_b \right) + (1 - k_3) \angle \left( \frac{-2\pi}{3} + \phi_c \right) \right]. \quad (3.12)$$

La inclusión las variables  $k_i$  y  $\theta_i$  en las ecuaciones (3.11) y (3.12) únicamente es apropiada para modelar los sags y realizar los cálculos y simulaciones requeridos. Esto se debe a que, desde el punto de vista de implementación, no es posible fijar una referencia estática, ya que se basa en las mediciones tomadas en el *PCC*.

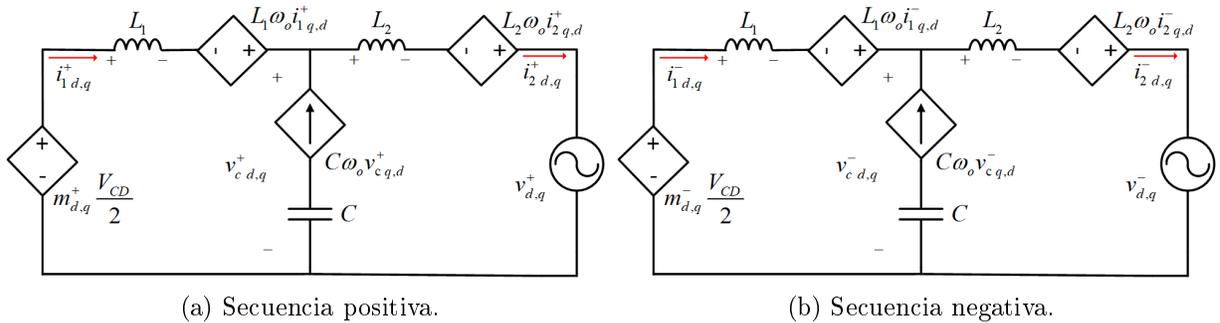


Figura 3.1. Representación por fase en componentes de secuencia.

Mediante la matriz de transformación  $\mathbf{T}$  de la ecuación (2.2), se tienen dos diagramas independientes por fase en *DQ* (Fig. 3.1). Resolviendo por LK y bajo las mismas

consideraciones que en el Cap. 1, se obtiene:

$$I_{2d}^+ = \frac{V_{CD}}{2a_2} m_q^+, \quad (3.13)$$

$$I_{2q}^+ = \frac{V_{CD}}{2a_2} m_d^+ - \frac{a_1}{a_2} V_d^+, \quad (3.14)$$

$$I_{2d}^- = \frac{V_{CD}}{2a_2} m_q^-, \quad (3.15)$$

$$I_{2q}^- = \frac{V_{CD}}{2a_2} m_d^- - \frac{a_1}{a_2} V_d^-, \quad (3.16)$$

donde:

$$a_1 = 1 - L_1 C \omega^2,$$

$$a_2 = (L_1 + L_2) \omega - L_1 L_2 C \omega^3.$$

Si se desea que las corrientes trifásicas de  $i_2$  se mantengan balanceadas, el efecto producido por las componentes de secuencia negativa debe ser nulo, en consecuencia; el convertidor debe de ser capaz de mitigar los efectos producidos por el desbalance en tensión existente en la red, siendo así:

$$I_{2d}^- = \frac{V_{CD}}{2a_2} m_q^- = 0,$$

$$I_{2q}^- = \frac{V_{CD}}{2a_2} m_d^- - \frac{a_1}{a_2} V_d^- = 0.$$

Obteniendo así las señales de modulación en secuencia negativa:

$$m_q^- = 0, \quad (3.17)$$

$$m_d^- = \frac{2a_1 V_d^-}{V_{CD}}. \quad (3.18)$$

Por otro lado, la potencia activa y la potencia reactiva están dadas por:

$$P = P^+ + P^-, \quad Q = Q^+ + Q^-.$$

No obstante, dado a que  $I_{2d}^-$  e  $I_{2q}^-$  son iguales a cero, la capacidad de suministro de potencia por parte del inversor está vinculada únicamente a las componentes de secuencia

positiva, por ende:

$$P = \frac{3V_{CD} V_d^+ m_q^+}{4a_2}, \quad (3.19)$$

$$Q = \frac{3a_1 (V_d^+)^2}{2a_2} - \frac{3V_{CD} V_d^+ m_d^+}{4a_2}. \quad (3.20)$$

Similar a la región de operación en condiciones balanceadas, los límites de potencia para este caso están en el rango de:

$$-\frac{3V_{CD} V_d^+}{4a_2} < P < \frac{3V_{CD} V_d^+}{4a_2}, \quad (3.21)$$

$$\frac{3a_1 (V_d^+)^2}{4a_2} - \frac{3V_{CD} V_d^+}{4a_2} < Q < \frac{3a_1 (V_d^+)^2}{4a_2} + \frac{3V_{CD} V_d^+}{4a_2}. \quad (3.22)$$

La capacidad de mitigar los efectos producidos por el desbalance dependerán de la componente de secuencia negativa, por lo tanto, el voltaje de secuencia negativa máximo con el que el convertidor es capaz de mantener las corrientes trifásicas balanceadas es cuando  $m_d^- = 1$  y sustituyendo en la ecuación 3.18:

$$V_d^- = \frac{V_{CD}}{2a_1}. \quad (3.23)$$

Despejando las señales de modulación de secuencia positiva de (3.19) y (3.20) se obtiene:

$$m_q^+ = \frac{4a_2 P}{3V_{CD} V_d^+}, \quad (3.24)$$

$$m_d^+ = \frac{2a_1 V_d^+}{V_{CD}} - \frac{4a_2 Q}{3V_{CD} V_d^+}. \quad (3.25)$$

Con la inversa de la matriz 2.2 se obtienen los índices de modulación en el marco *abc*:

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) & 1 \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

Por lo tanto:

$$\begin{bmatrix} m_a^+ \\ m_b^+ \\ m_c^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta^+) & \cos(\theta^+) & 1 \\ \sin(\theta^+ - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta^+ - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta^+ + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta^+ + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d^+ \\ m_q^+ \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} m_a^- \\ m_b^- \\ m_c^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta^-) & \cos(\theta^-) & 1 \\ \sin(\theta^- - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta^- - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta^- + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta^- + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} m_d^- \\ m_q^- \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

donde  $\theta^+$  y  $\theta^-$  son los ángulos de sincronización con la componente de secuencia positiva y con la componente negativa respectivamente.

Tomando las ecuaciones (3.1-3.3) se tienen las componentes  $m_{a,b,c}$ , las cuales, mantienen la misma restricción para evitar operar en la región de sobremodulación, por ende:

$$m_{a,b,c} = m_{a,b,c}^+ + m_{a,b,c}^- \quad (3.29)$$

$$|m_{a,b,c}| \leq 1 \quad (3.30)$$

Debido a que la región de operación está directamente vinculada con la magnitud de la caída de tensión y el desfase presente, la región de operación para cada tipo de sag dependiendo de sus condiciones. Como caso particular para su análisis, se presenta un estudio de la región de operación para un evento de *sag* tipo B. En este escenario, el factor  $k_1$  varía de  $0 \leq k_1 \leq 0.5$  y considerando los parámetros de la Tabla 3.2 junto con los parámetros del sistema de la Tabla 3.1.

Tabla 3.2. Parámetros del voltaje de red ante un sag tipo B.

Parámetro	Valor
$V_p$	180 V
$\omega_o$	$120\pi \frac{rad}{s}$
$v_a$	$(1 - k_1) V_p \sin(\omega_o t)$
$k_1$	$0 \leq k_1 \leq 0.5$
$v_b$	$V_p \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$V_p \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$

En la Fig. 3.2 se representan las regiones de operación para diferentes niveles de voltaje de secuencia positiva ( $V^+$ ). En lo que respecta a la potencia activa, la Fig. 3.2 (a) y la ecuación (3.21) confirman que la capacidad de suministrar potencia activa a la red está directamente relacionada con el voltaje de secuencia positiva. Por otro lado, en cuanto a

la potencia reactiva de la Fig. 3.2 (b), a medida que la caída de tensión es mayor, el rango se desplaza a lo largo del eje.

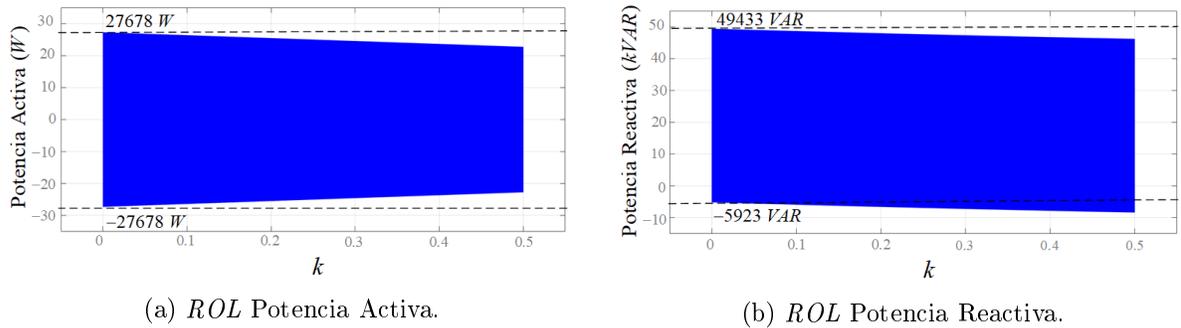


Figura 3.2. Región de operación ante un sag tipo B definido en la Tabla 3.2.

Para este caso, el suministro de potencia activa está delimitada únicamente por la región de operación de secuencia positiva. Si se desea mantener las corrientes balanceadas durante un *sag*, la capacidad de inyectar potencia reactiva a la red se verá reducida en función de la magnitud y desfase del voltaje de secuencia negativa presente durante la perturbación, en consecuencia, la región de operación ante cada *sag* depende de que la suma de las componentes de secuencia positiva y secuencia negativa cumplan con  $|M| \leq 1$ . En el Anexo A se incluyen otros dos métodos para obtener los índices de modulación, uno en el marco  $dq0$  y otro en el marco  $abc$ .

## 3.2. Simulaciones en lazo abierto

Se procede a evaluar el desempeño del convertidor de la Fig. 3.3 ante *sags* de voltaje a través de la utilización de las ecuaciones (3.24) y (3.25).

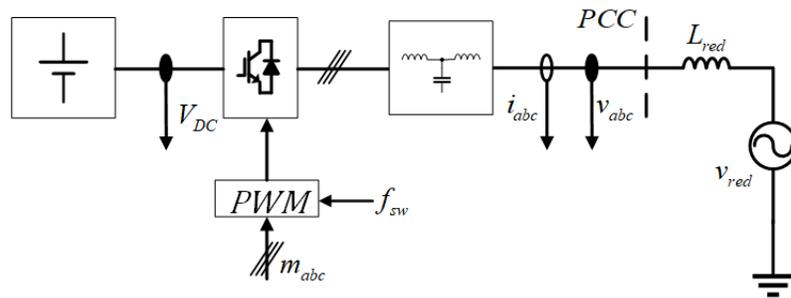


Figura 3.3. Topología inversor trifásico

### Caso 1

El primer caso se enfoca en un evento de *sag* tipo A, en el cual se simula una caída de voltaje del 10% en todas las fases. El objetivo principal de este caso es verificar si el

convertidor es capaz de mantener el suministro de una potencia activa de  $5000\text{ W}$  bajo estas condiciones. Además, en la misma simulación, se evalúa un *sag* tipo B, caracterizado por una caída de voltaje del 50% en la fase A en comparación con el voltaje nominal. En este escenario, se evalúa la capacidad del convertidor para inyectar  $4000\text{ W}$  y  $2000\text{ VAR}$ .

Tabla 3.3. Parámetros de simulación para caso 1.

(a) Parámetros <i>sag</i> tipo A. $k_1 = k_2 = k_3 = 0.1$		(b) Parámetros <i>sag</i> tipo B. $k_1 = 0.5, k_2 = k_3 = 0$	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$v_a$	$162 \sin(\omega_o t)$	$v_a$	$90 \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$162 \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$180 \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$162 \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$180 \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	$5000\text{ W}$	$P$	$4000\text{ W}$
$Q$	$0$	$Q$	$2000\text{ VAR}$

Dado a que el *sag* tipo A implica una caída de tensión de la misma magnitud en las tres fases, el voltaje de secuencia positiva  $V_d^+ = k_i V_p$ , mientras que el voltaje de secuencia negativa  $V_d^- = 0$  debido a que se mantiene el equilibrio de las fases. Por lo que a partir de los parámetros de la Tabla 3.1, la potencia deseada en 3.3a y la ecuación (3.24):

$$m_q^+ = \frac{4a_2 P}{3V_{CD}V_d^+} = \frac{4(2.19)(5000)}{3(450)(162)} = 0.2. \quad (3.31)$$

Mientras que con la ecuación (3.25):

$$m_d^+ = \frac{2a_1 V_d^+}{V_{CD}} - \frac{4a_2 Q}{3V_{CD}V_d^+} = \frac{2(0.98)(150)}{450} - \frac{4(2.19)(0)}{3(450)(162)} = 0.705. \quad (3.32)$$

De este modo, las señales de modulación en el marco *abc* son:

$$m_a = 0.733 \sin\left(\omega_o t + \frac{\pi}{12}\right), \quad m_b = 0.733 \sin\left(\omega_o t - \frac{7\pi}{12}\right), \quad m_c = 0.733 \sin\left(\omega_o t + \frac{3\pi}{4}\right).$$

Con respecto al *sag* tipo B, acorde a los voltajes de la Tabla 3.3b y con la ecuación (3.4), se encuentran los voltajes de secuencia positiva y secuencia negativa:

$$V_d^+ \angle \theta^+ = \frac{1}{3} \left( 90 \angle 0 + a \left( 180 \angle \frac{-2\pi}{3} \right) + a^2 \left( 180 \angle \frac{2\pi}{3} \right) \right) = 150 \angle 0, \quad (3.33)$$

$$V_d^- \angle \theta^- = \frac{1}{3} \left( 90 \angle 0 + a^2 \left( 180 \angle \frac{-2\pi}{3} \right) + a \left( 180 \angle \frac{2\pi}{3} \right) \right) = 30 \angle \pi. \quad (3.34)$$

Con los parámetros de la Tabla 3.1 y a partir de la ecuación (3.24):

$$m_q^+ = \frac{4a_2P}{3V_{CD}V_d^+} = \frac{4(2.19)(4000)}{3(450)(150)} = 0.173. \quad (3.35)$$

Por otro lado, con la ecuación (3.25):

$$m_d^+ = \frac{2a_1V_d^+}{V_{CD}} - \frac{4a_2Q}{3V_{CD}V_d^+} = \frac{2(0.98)(150)}{450} - \frac{4(2.19)(2000)}{3(450)(150)} = 0.566. \quad (3.36)$$

Con respecto a la secuencia negativa, se parte de la ecuación (3.18):

$$m_d^- = \frac{2a_1V_d^-}{V_{CD}} = \frac{2(0.98)(30)}{450} = 0.13, \quad m_q^- = 0. \quad (3.37)$$

Las señales de modulación en el marco  $abc$  se obtienen mediante las matrices (3.27) y (3.28):

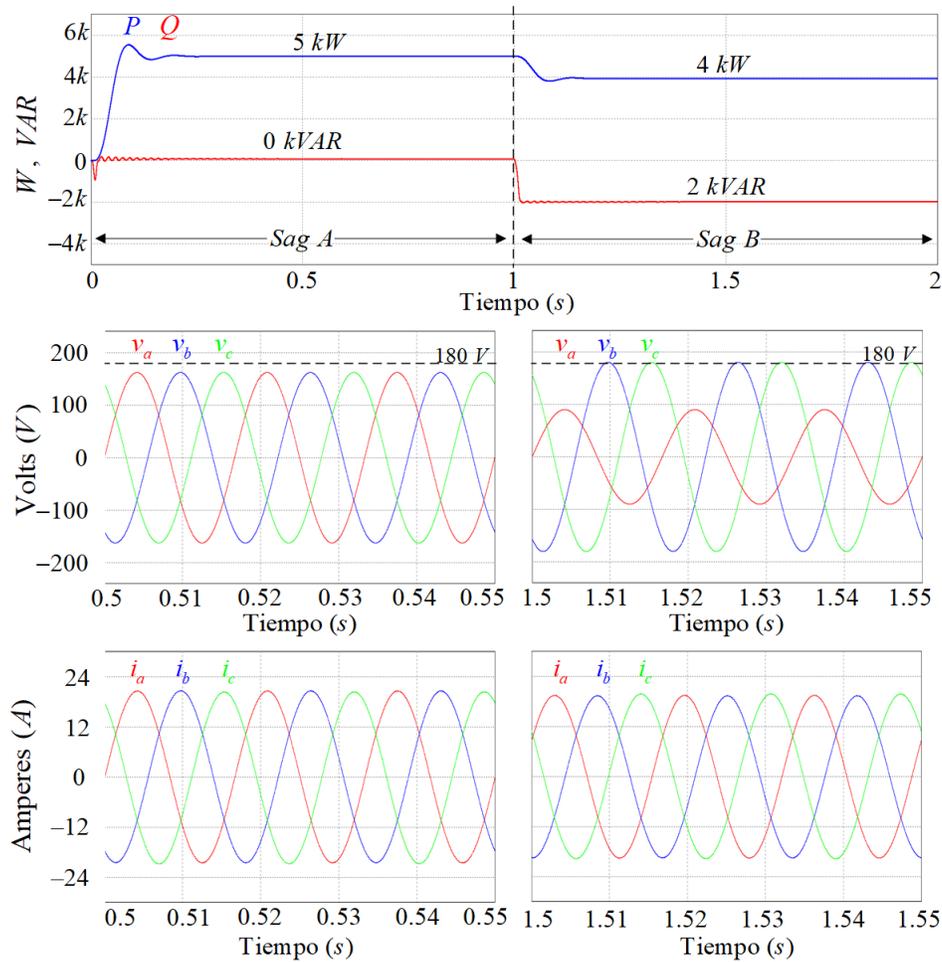
$$m_a = 0.469 \sin\left(w_o t + \frac{7\pi}{60}\right), \quad m_b = 0.695 \sin\left(w_o t - \frac{19\pi}{36}\right), \quad m_c = 0.634 \sin\left(w_o t + \frac{25\pi}{36}\right).$$

De esta forma para el caso 1, las señales de modulación calculadas se muestran en la Tabla 3.4:

Tabla 3.4. Señales de modulación.

(a) Sag tipo A.		(b) Sag tipo B.	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$m_a$	$0.745 \sin\left(w_o t + \frac{\pi}{12}\right)$	$m_a$	$0.469 \sin\left(w_o t + \frac{7\pi}{60}\right)$
$m_b$	$0.745 \sin\left(w_o t - \frac{7\pi}{12}\right)$	$m_b$	$0.695 \sin\left(w_o t - \frac{19\pi}{36}\right)$
$m_c$	$0.745 \sin\left(w_o t + \frac{3\pi}{4}\right)$	$m_c$	$0.634 \sin\left(w_o t + \frac{25\pi}{36}\right)$

En la Fig. 3.4, se observa que el convertidor es capaz de suministrar la potencia indicada para cada caso de la Tabla 3.3. A pesar de las condiciones de voltaje resultantes de la caída de tensión, el inversor es capaz de inyectar las corrientes requeridas para mantener el suministro de potencia. Es importante notar que las corrientes se mantienen balanceadas, lo que subraya la capacidad del convertidor en mantener un funcionamiento equilibrado en estas circunstancias.


 Figura 3.4. Comportamiento de un *sag* tipo A y B. Formas de onda en estado estable.

## Caso 2

Los niveles de tensión en el *PCC* se mantienen en condiciones nominales, el convertidor está inyectando  $4000\text{ W}$  y  $2000\text{ VAR}$  a la red. Posteriormente, se introduce un *sag* tipo C con las especificaciones detalladas en la Tabla 3.5b.

Tabla 3.5. Parámetros de simulación para caso 2.

(a) Parámetros condiciones nominales.  
 $k_1 = k_2 = k_3 = 0$ ,  $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$

Parámetro	Valor
$v_a$	$180 \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$180 \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	$4000\text{ W}$
$Q$	$2000\text{ VAR}$

(b) Parámetros *sag* tipo C.  
 $k_2 = k_3 = 0.44$ ,  $\phi_2 = \phi_3 = \frac{19\pi}{180}$

Parámetro	Valor
$v_a$	$180 \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$119 \sin(\omega_o t - 2.426)$
$v_c$	$119 \sin(\omega_o t + 2.426)$
$P$	$4000\text{ W}$
$Q$	$2000\text{ VAR}$

Este caso de estudio sirve para confirmar que el inversor es capaz de mantener la entrega de potencia activa y reactiva a la red a niveles constantes, incluso cuando se enfrenta a variaciones a un *sag* tipo C.

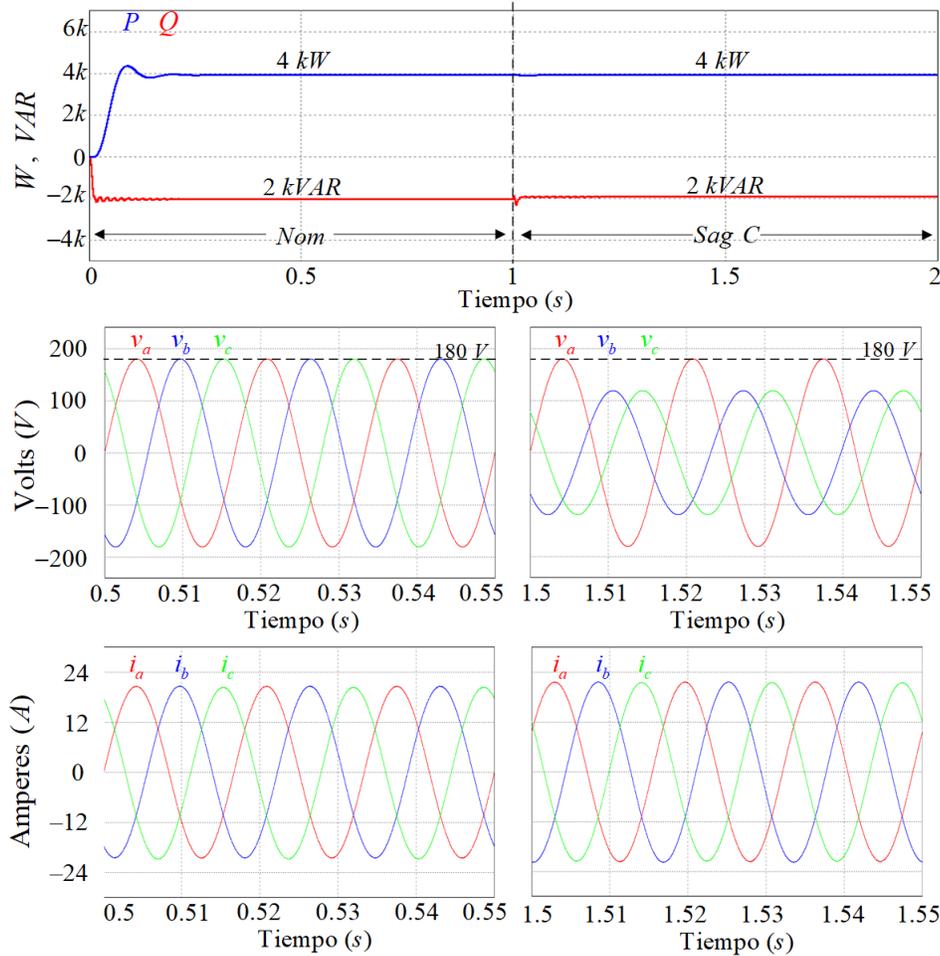


Figura 3.5. Comportamiento ante un *sag* tipo C. Formas de onda en estado estable.

Tabla 3.6. Señales de modulación.

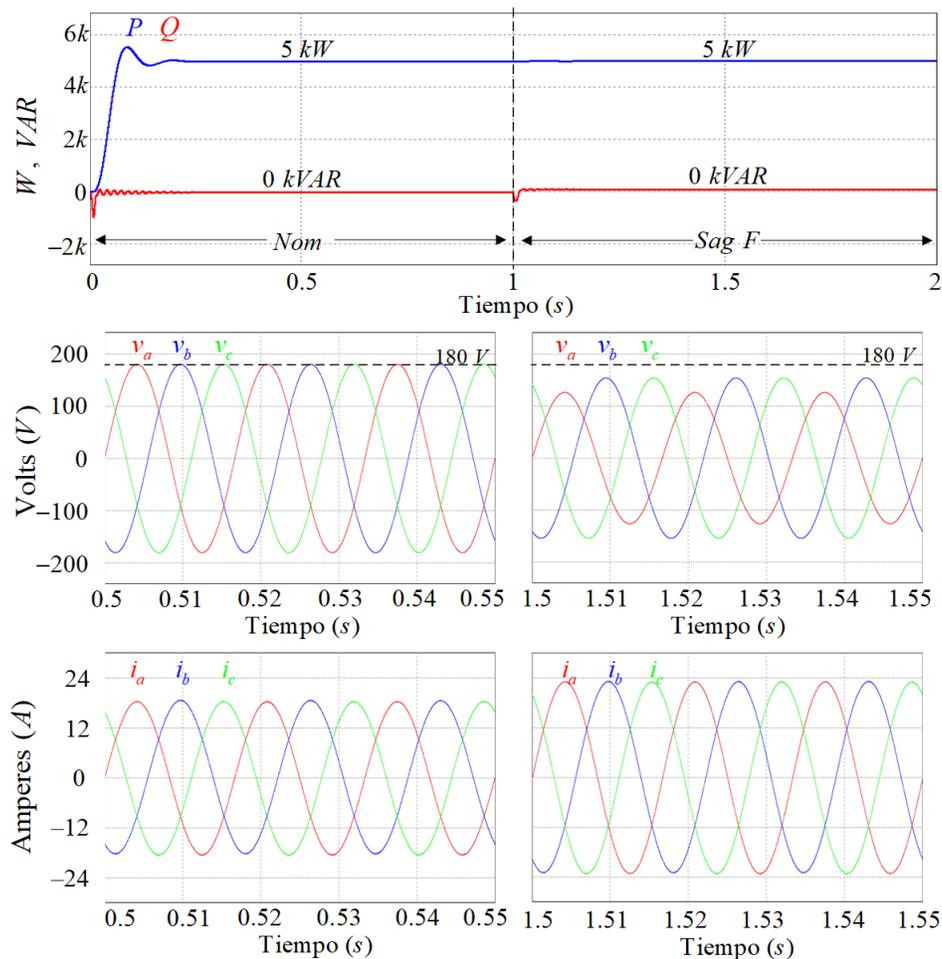
(a) Condiciones nominales.		(b) Sag tipo C.	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$m_a$	$0.733 \sin\left(w_o t + \frac{11\pi}{180}\right)$	$m_a$	$0.726 \sin\left(w_o t + \frac{\pi}{12}\right)$
$m_b$	$0.733 \sin\left(w_o t - \frac{109\pi}{180}\right)$	$m_b$	$0.407 \sin\left(w_o t - \frac{29\pi}{45}\right)$
$m_c$	$0.733 \sin\left(w_o t + \frac{131\pi}{180}\right)$	$m_c$	$0.544 \sin\left(w_o t + \frac{161\pi}{180}\right)$

Además, es importante destacar que, al igual que en el caso 1, el inversor mantiene el balance en las corrientes inyectadas a la red, lo que subraya su capacidad para mantener un funcionamiento equilibrado en estas condiciones.

## Caso 3

Tabla 3.7. Parámetros de simulación para caso 3.

(a) Parámetros condiciones nominales. $k_1 = k_2 = k_3 = 0, \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$		(b) Parámetros sag tipo F. $k_1 = 0.3, k_2 = k_3 = 0.15, \phi_2 = \phi_3 = \frac{\pi}{30}$	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$v_a$	$180 \sin(\omega_o t)$	$v_a$	$126 \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$154 \sin(\omega_o t - \frac{19\pi}{30})$
$v_c$	$180 \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$154 \sin(\omega_o t + \frac{19\pi}{30})$
$P$	$5000 W$	$P$	$5000 W$
$Q$	$0$	$Q$	$0 VAR$
$m_a$	$0.813 \sin(\omega_o t + \frac{\pi}{15})$	$m_a$	$0.593 \sin(\omega_o t + \frac{11\pi}{90})$
$m_b$	$0.813 \sin(\omega_o t - \frac{3\pi}{5})$	$m_b$	$0.727 \sin(\omega_o t - \frac{8\pi}{15})$
$m_c$	$0.813 \sin(\omega_o t + \frac{11\pi}{15})$	$m_c$	$0.684 \sin(\omega_o t + \frac{133\pi}{180})$
$I_{rms}$	$13.2 A$	$I_{rms}$	$16 A$


 Figura 3.6. Comportamiento ante un *sag* tipo *F*. Formas de onda en estado estable.

Por último, se lleva a cabo una evaluación del desempeño del convertidor en un escenario en el cual todas las fases experimentan una disminución de voltaje, como en el caso del *sag*

tipo F. En la Fig. 3.6, el objetivo principal es que el convertidor sea capaz de suministrar únicamente potencia activa ( $5000\text{ W}$ ) tanto en condiciones nominales como en condiciones de desequilibrio, a pesar de la perturbación en el voltaje. Además, el convertidor debe mantener el equilibrio en las corrientes inyectadas a la red, incluso en presencia de esta perturbación en el PCC.

### 3.3. Rechazo a los armónicos de tensión en el PCC

Uno de los objetivos particulares que se han propuesto es que el convertidor sea capaz de inyectar una corriente que no se vea afectada por la distorsión armónica en tensión que exista en el PCC con la red. Bajo esta premisa, se analiza si la estructura del convertidor es capaz de lograr este rechazo tomando en cuenta la representación por fase de la Fig. 3.7.

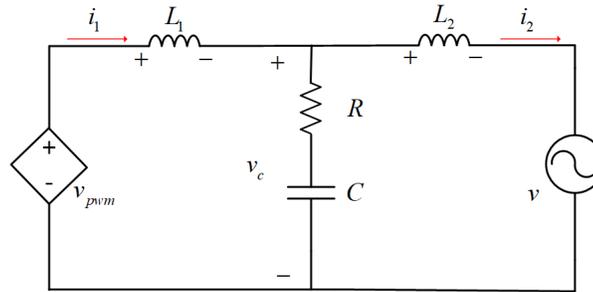


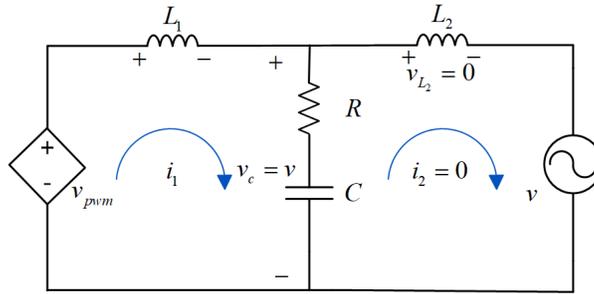
Figura 3.7. Representación por fase.

Para lograr el rechazo de una tensión armónica de la red a una frecuencia específica, es esencial garantizar que no haya corriente circulando a través del PCC a esa frecuencia particular. Esto se puede expresar como  $i_2(t) = 0$ , lo que significa que la corriente en la malla 2 debe ser nula en esa frecuencia. Analizando la malla 2 por LVK se obtiene:

$$v_c(t) = v_{red}(t). \quad (3.38)$$

Analizando el sistema en Laplace y realizando un divisor de tensión para obtener  $V_c$ :

$$V_c = V_{pwm} \left( \frac{RCs + 1}{L_1Cs^2 + RCs + 1} \right). \quad (3.39)$$


 Figura 3.8. Representación por fase con  $i_2(t) = 0$ 

Ahora, sustituyendo la ecuación 3.38 en la ecuación 3.39 y tomando en cuenta que  $V_{pwm} = M \frac{V_{CD}}{2}$ , se despeja para  $M$ :

$$M = \frac{2V_{red}}{V_{CD}} \left( \frac{L_1 C s^2 + R C s + 1}{R C s + 1} \right). \quad (3.40)$$

Por lo tanto, se demuestra que existe un índice de modulación  $M$  que satisface  $i_2(t) = 0$  a la frecuencia deseada, siempre y cuando se mantenga en la región lineal de operación ( $-1 \leq m(t) \leq 1$ ).

Se realizó un estudio de calidad de la energía en el tablero principal del edificio L de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, los datos se presentan en la Tabla 3.8. Se consideran los armónicos característicos de orden impar, como el 3, 5 y 7, además de los armónicos 29 y 31, que se encuentran próximos a la frecuencia de resonancia del sistema, que es de  $1800 \text{ Hz}$ . Los valores de  $V_{PCC}$  e  $I_{PCC}$  indican las mediciones tomadas en el tablero principal del edificio.

Tabla 3.8. Datos obtenidos del estudio de calidad de la energía realizado en el edificio L de la Facultad de ingeniería de la UASLP.

Armónico	Frecuencia (Hz)	$V_{PCC}$ (V)	$I_{PCC}$ (A)
1	60	184	150
3	180	1.3	6.22
5	300	3	3.6
7	420	1.4	1.34
29	1740	0.13	0.15
31	1860	0.13	0.02

En la Tabla 3.9 se presenta una comparativa que muestra la respuesta del convertidor considerando que el convertidor suministra  $5000 \text{ W}$  a una red con los armónicos en tensión de la Tabla 3.8. Los valores de  $I_{sr}$  e  $I_{cr}$  fueron obtenidos por medio de simulación.

Tabla 3.9. Comportamiento el convertidor ante armónicos de tensión del edificio L de la Facultad de ingeniería de la UASLP.

Armónico	Frecuencia (Hz)	$I_{sr}^*$ (A)	$M$	$I_{cr}^{**}$ (A)
1	60	18.6	$0.813 \angle \frac{\pi}{15}$	—
3	180	0.166	$0.005 \angle 0$	0
5	300	0.17	$0.008 \angle \frac{0.13\pi}{180}$	0
7	420	0.02	$0.008 \angle \frac{0.91\pi}{180}$	0
29	1740	0.33	$0.007 \angle \frac{89\pi}{90}$	0.007
31	1860	0.38	$0.008 \angle \frac{89\pi}{90}$	0.006

\*  $I_{sr}$  = Corriente sin rechazo de armónicos

\*\*  $I_{cr}$  = Corriente con rechazo de armónicos

El índice de modulación obtenido por medio de la ecuación (3.40) cumple con la función requerida en los armónicos 3, 5 y 7. Si bien con los armónicos 29 y 31 reduce en gran medida su magnitud, debido a que  $f_{sw} = 4800 \text{ Hz}$ , el convertidor no logra el rechazo por completo a la respuesta del armónico de tensión. Al estar presentes varios armónicos de tensión en la red, se deben de proponer las diferentes señales de modulación para cada una de las frecuencias requeridas. Además, la señal de modulación resultante será la suma de cada moduladora, y la capacidad de rechazo está limitada a la región de operación lineal con  $|M| \leq 1$ .

A partir de lo analizado en este capítulo, se confirma la capacidad del convertidor para operar en condiciones de perturbaciones de tensión, como sags de voltaje y armónicos de tensión. Esto se logra gracias a la presencia de señales de modulación que permiten al inversor inyectar una potencia específica. Sin embargo, para mejorar la respuesta tanto en transitorios como en estado estable, se hace necesario evaluar el desempeño en lazo cerrado de la estrategia de control y la sintonización de los controladores propuestos. Estos aspectos serán cruciales para determinar la eficiencia y robustez del sistema en diversas condiciones operativas.



# ESTRATEGIA DE SINCRONIZACIÓN Y CONTROL PARA LA OPERACIÓN DEL INVERSOR TRIFÁSICO INTERCONECTADO A RED

La implementación de un sistema en lazo cerrado a través de una ley de control ofrece la ventaja de permitir que el convertidor se adapte dinámicamente a las condiciones del sistema con el fin de cumplir con los objetivos deseados, en este caso, el control de la potencia activa y la potencia reactiva. En un sistema en lazo cerrado se utilizan sensores para monitorear continuamente las condiciones del sistema y se compara esta información con los valores de referencia. A partir de esta información, el controlador modifica las acciones de control, que en este caso son las señales de modulación del convertidor, para que el sistema opere dentro del desempeño deseado.

Este enfoque permite una regulación precisa y otorga la capacidad de responder en tiempo real a cambios en las condiciones de operación del sistema, lo que garantiza que el convertidor pueda suministrar la potencia activa y reactiva requerida de manera constante, independientemente de las perturbaciones en el sistema eléctrico.

Para que el funcionamiento del convertidor en lazo cerrado sea el correcto, es esencial que el sistema de control cuente con referencias apropiadas para garantizar que el convertidor suministre a la red una corriente con baja distorsión armónica, inclusive en condiciones donde están presentes perturbaciones de red. Una de las estrategias utilizadas en este

contexto, es el análisis del sistema desbalanceado en sus componentes de secuencia positiva y negativa, donde a través de un método de separación de secuencia, se generan las referencias adecuadas en tiempo real para lograr la sincronización en cada una de las componentes mediante la implementación de un *DSRF-PLL* (Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop), permitiendo realizar el análisis en el marco de referencia  $dq$  [20–22].

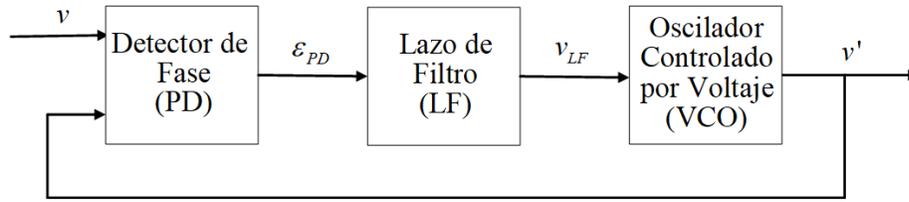
En este capítulo, se analiza el rendimiento del inversor trifásico ante *sags* de tensión al emplear un *SRF-PLL* (*Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) como seguidor de fase. Como mejora, se reemplaza el *SRF-PLL* por un *DSRF-PLL* (*Double Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*) implementando la Cancelación por Señal Retrasada (*CSR*) como método separador de secuencia. Se mantiene la misma estrategia de control y se busca evaluar el desempeño del sistema con esta modificación.

## 4.1. Lazo de amarre de fase (*Phase-Locked Loop, PLL*)

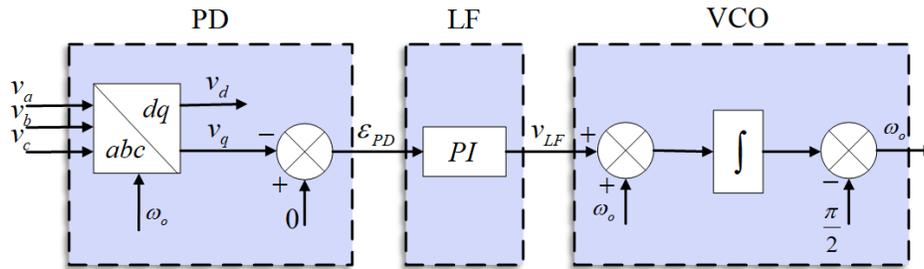
El *PLL* es un sistema de lazo cerrado que posibilita realizar un seguimiento de fase de una señal dada [23]. Este sistema tiene la capacidad de ajustarse de manera rápida y eficiente a las posibles variaciones de frecuencia y fase que puedan surgir. Su estructura básica está constituida de la siguiente manera (Fig. 4.1):

- **Detector de fase (PD):** genera una señal proporcional a la diferencia de fase entre la señal de entrada  $v$ , y la señal generada por el oscilador interno  $v'$ . Es importante señalar que pueden surgir componentes en CA y CD.
- **Lazo de filtro (LF):** Atenúa las componentes de CA en la salida del detector de fase. Puede ser un filtro pasabajas o un controlador.
- **Oscilador controlado por voltaje (VCO):** su frecuencia se ajusta para reducir la diferencia que existe entre la frecuencia de entrada y la frecuencia de salida del VCO. Cuando la frecuencia de entrada y la frecuencia de salida son iguales, se logra el *amarre* o sincronización.

La función del *PLL* en el mapeo del marco  $abc$  al marco  $dq$  es fundamental, ya que se encarga de proporcionar la fase de referencia con la que el marco  $dq$  estará sincronizado. Para su integración, se utiliza el diagrama representado en la Figura 4.2, en el cual el *PLL*

Figura 4.1. Estructura básica de un *PLL*.

toma como entrada la componente  $V_q$ . Cuando el sistema está completamente sincronizado,  $V_q \rightarrow 0$ .

Figura 4.2. *PLL* en la transformación *dq*.

## 4.2. Estrategia de control a través de un *SRF-PLL*

Generalmente para la elección de una ley de control se opta por la implementación de controladores clásicos, como el controlador Proporcional-Integral (*PI*), debido a su simplicidad y eficacia demostrada. Por lo tanto, en el diseño de estrategias de control se tiende a utilizar este tipo de controladores. Los controladores *PI* son ampliamente aceptados y empleados en una variedad de aplicaciones de control, ya que son capaces de proporcionar una respuesta adecuada y estable en una amplia gama de sistemas; a la vez que son relativamente sencillos de implementar y ajustar [24].

La transformación *dq* es otra estrategia ampliamente empleada en sistemas trifásicos, ya que simplifica la complejidad del análisis y control al mapear las variables trifásicas en un marco de referencia con valores constantes [25].

Un ejemplo de la utilización de estas estrategias es el trabajo reportado en [26] donde para controlar el flujo de potencia en un convertidor Back to Back, se emplea la transformación *dq* a través de un *SRF-PLL*, para así proponer como estrategia de control la linealización entrada-salida y obtener el resultado deseado. No obstante, el trabajo reportado está planteado para condiciones nominales.

Para verificar el comportamiento ante un *sag* de voltaje, se emplea la misma metodología propuesta en [26] para el control del flujo de potencia de un inversor trifásico, con un filtro de acoplamiento *LCL*. La topología se muestra en la Fig. 4.3.

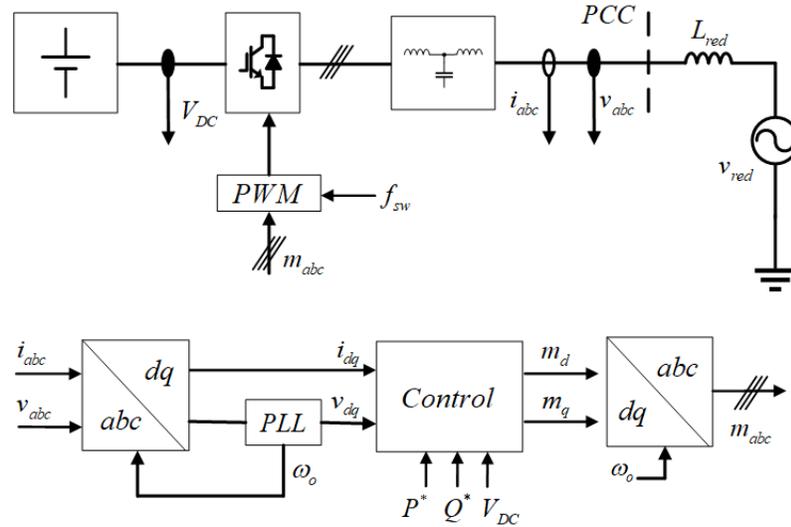


Figura 4.3. Topología inversor trifásico y estructura general de control.

La estrategia de control se compone de un esquema de dos lazos en cascada, donde las referencias de potencia activa  $P^*$  y potencia reactiva  $Q^*$  ingresan a los lazos externos, que son responsables de generar las referencias para los lazos internos a partir del flujo de potencia deseado. Por otro lado, los lazos de control internos representan los lazos principales que se encargan de controlar las corrientes y generar las señales de modulación necesarias para el inversor con el fin de mantener la potencia requerida.

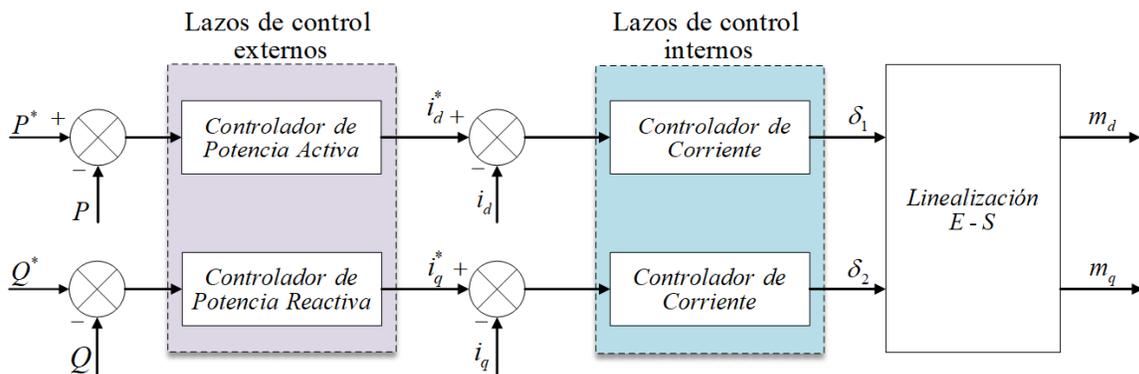


Figura 4.4. Diagrama de lazos de control.

En ambos niveles de control se han empleado controladores *PI* debido al equilibrio entre desempeño y simplicidad. Sin embargo, en los lazos de control internos, se implementa la linealización entrada-salida vía retroalimentación, esto es debido a su adecuado

rendimiento en la regulación del flujo de potencia [27]. Este enfoque no solo ofrece un buen desempeño, sino que también habilita la obtención de un modelo total o parcialmente linealizado, equivalente al modelo no lineal original. Además, acorde al estudio reportado en [28], se demuestra que este tipo de sistema de control presenta una sólida robustez y es capaz de adaptarse a variaciones en las condiciones operativas y a variaciones paramétricas.

### 4.2.1. Lazos de control externos

Los lazos externos son los encargados de generar las referencias de corriente a los lazos de control internos a partir de la regulación de potencia activa y potencia reactiva del sistema. Si se toma en cuenta a  $v_q i_q$  y  $v_q i_d$  como una perturbación, los diagramas de control para la potencia activa y para la potencia reactiva se muestran en la Fig. 4.5.

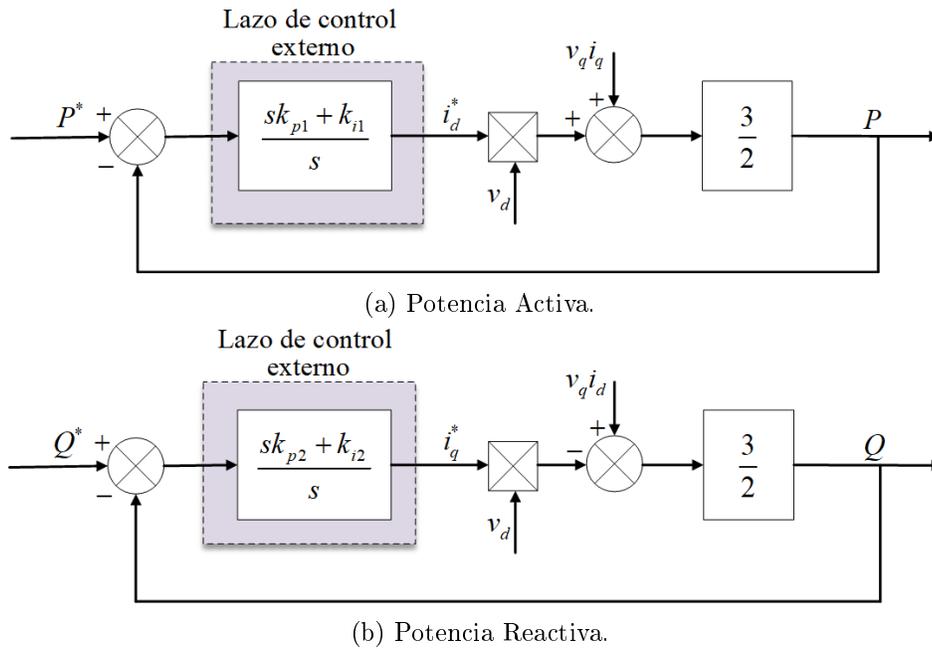


Figura 4.5. Diagramas de bloques para lazos de control externos.

De este modo las funciones de transferencia son:

$$\frac{P^*(s)}{P(s)} = \frac{(sk_{p1} + k_{i1}) v_d}{\left(\frac{2}{3} + k_{p1}v_d\right) s + k_{i1}v_d}, \quad (4.1)$$

$$\frac{Q^*(s)}{Q(s)} = -\frac{(sk_{p2} + k_{i2}) v_d}{\left(\frac{2}{3} - k_{p2}v_d\right) s - k_{i2}v_d}. \quad (4.2)$$

Para la sintonización de los lazos, las ganancias se resuelven cumpliendo el criterio de estabilidad de Routh-Hurwitz en los polos de las ecuaciones 4.1 y 4.2, asignando valores

a los términos proporcionales  $k_{p1}$  y  $k_{p2}$  y así calculando los términos integrales  $k_{i1}$  y  $k_{i2}$  a partir de las ecuaciones 4.3 y 4.4 respectivamente:

$$k_{i1} = \frac{\omega_o}{v_d} \sqrt{\frac{0.7071 \left(k_{p1}v_d + \frac{2}{3}\right) - (k_{p1}v_d)^2}{1 - 0.7071}}, \quad (4.3)$$

$$k_{i2} = \frac{\omega_o}{v_d} \sqrt{\frac{0.7071 \left(\frac{2}{3} - k_{p2}v_d\right) - (k_{p2}v_d)^2}{1 - 0.7071}}. \quad (4.4)$$

Dado que se opera en condiciones nominales, se toma como valor de  $v_d = 180 V$  y  $\omega_o = 377 rad/s$ . De esta manera, las ganancias resultantes se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1. Parámetros de controladores.

Ganancia	Valor
$k_{p1}$	0.001
$k_{p2}$	0.001
$k_{i1}$	2.34
$k_{i2}$	-1.86

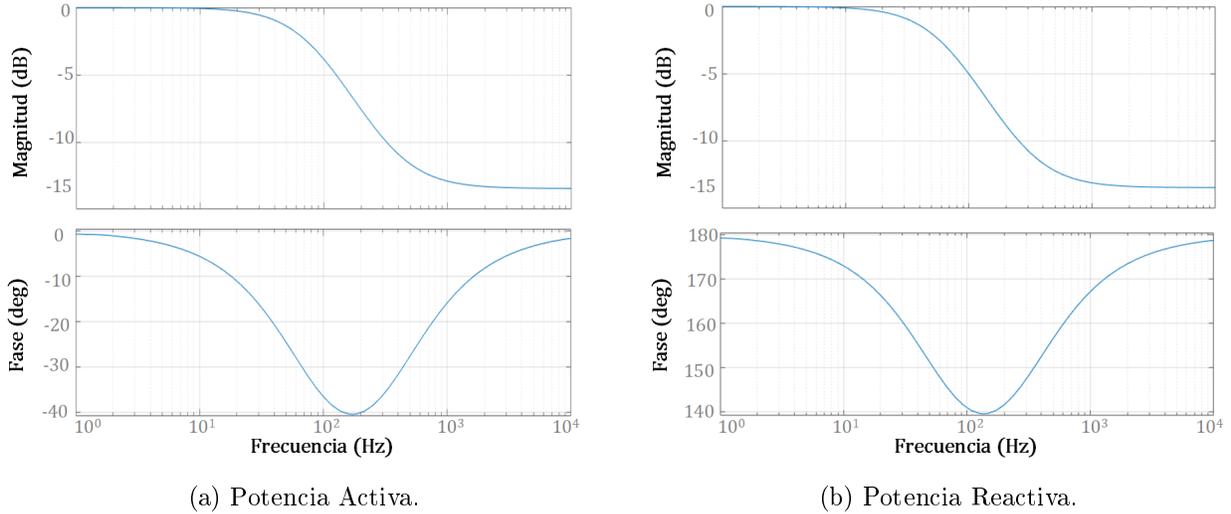


Figura 4.6. Respuestas en lazo cerrado de controladores de lazo externo.

### 4.2.2. Lazos de control internos

Los lazos internos emplean la linealización entrada-salida vía retroalimentación. El método consiste en obtener un sistema linealizado, ya sea total o parcial, equivalente al sistema no lineal, desacoplando la entrada y salida de la dinámica interna del sistema [29]. No obstante, la viabilidad de transformar el modelo no lineal a uno lineal y controlable

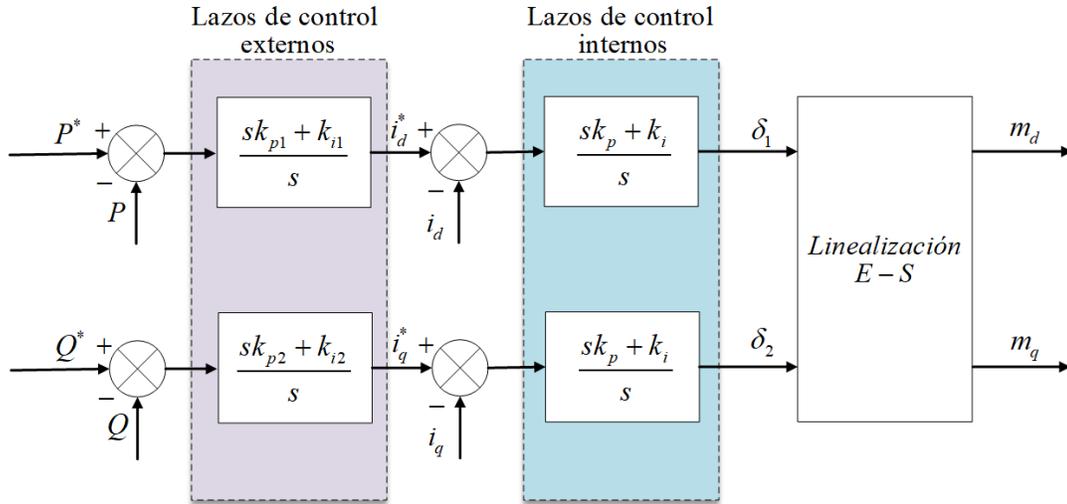


Figura 4.7. Diagrama de lazos de control con el sistema linealizado.

dependerá de la existencia de una salida con respecto a la cual se pueda establecer un grado relativo.

En el marco de sistemas de control, la linealización entrada-salida mediante retroalimentación se utiliza en los lazos internos para obtener una representación lineal, ya sea total o parcial, equivalente al sistema no lineal subyacente. Este enfoque implica la descomposición de la dinámica interna del sistema para lograr una separación efectiva entre la entrada y la salida. Es fundamental asegurar la existencia de una salida con respecto a la cual se pueda establecer un grado relativo [30].

Una vez estudiada la dinámica interna a través de la propiedad de la dinámica cero de manera similar a lo presentado en [31], se obtiene una matriz de desacoplo que permite generar una ley de control para el sistema linealizado:

$$\begin{bmatrix} m_d \\ m_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2a_2}{V_{CD}} & 0 \\ 0 & \frac{2a_2}{V_{CD}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_2\omega_o i_q + \frac{a_1 v_d}{a_2} \\ -L_2\omega_o i_d + \frac{a_1 v_q}{a_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2a_2}{V_{CD}} & 0 \\ 0 & \frac{2a_2}{V_{CD}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

donde:

$$a_1 = 1 - CL_1\omega_o^2, \quad a_2 = (L_1 + L_2)\omega_o - CL_1L_2\omega_o^3, \quad \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix},$$

con:

$$L_1 = 5.39 \text{ mH}, \quad L_2 = 0.42 \text{ mH}, \quad C = 20 \text{ } \mu\text{f}, \quad v_d = 180 \text{ V}, \quad v_q = 0 \text{ V}.$$

Las ganancias de los controladores de corriente se determinan siguiendo el criterio de desacoplo de anchos de banda, donde la dinámica de los lazos de control internos debe ser más rápida que los lazos de control externo, que son los de potencia. Bajo esta premisa, la velocidad de respuesta ante transitorios del convertidor está asociada al tiempo de respuesta del controlador *PI* del lazo de control externo.

Para la sintonización de los controladores *PI* del lazo de control interno, se selecciona un valor de  $k_p$  que proporcione un ancho de banda al menos de una década inferior a la frecuencia de conmutación ( $f_{sw} = 4800 \text{ Hz}$ ), seleccionando así  $k_p = 3$  y  $k_i = 150$ .

### 4.2.3. Desempeño

Para evaluar el desempeño del sistema se utilizan los parámetros empleados a lo largo de la investigación (Tabla 3.1) con la topología de la Fig. 4.3, mientras que las condiciones de la red y valores deseados de potencia se presentan en la Tabla 4.2. En este escenario, el convertidor se somete a un *sag* tipo B, caracterizado por una caída de tensión del 50% en la fase A.

Tabla 4.2. Parámetros *sag* tipo B y potencia esperada.

$$k_1 = 0.5, k_2 = k_3 = 0 \quad \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$$

Parámetro	Valor
$v_a$	$90 \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 \sin\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right)$
$v_c$	$180 \sin\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right)$
$P$	$3 \text{ kW}$
$Q$	$1 \text{ kVAR}$

Si bien el convertidor es capaz de suministrar la potencia deseada, debido al desbalance en las tensiones el *SRF-PLL* no genera la referencia adecuada, lo que se ve reflejado en oscilaciones al doble de la frecuencia en la componente  $v_d$  del voltaje [32]. Esto impacta a la salida de la corriente, dado que se presenta un fenómeno denominado inyección de armónicos no existentes, donde pese a que no existe ningún armónico, el convertidor inyecta a la red armónicos de tercer orden producidos por las oscilaciones en el marco de referencia en *dq*.

Para resolver el efecto del desbalance, se ha documentado en [33] analizar el comportamiento del inversor trifásico como tres sistemas monofásicos. Con las ramas de la fase A, B y C de forma independiente, se puede generar una ley de control para cada una de

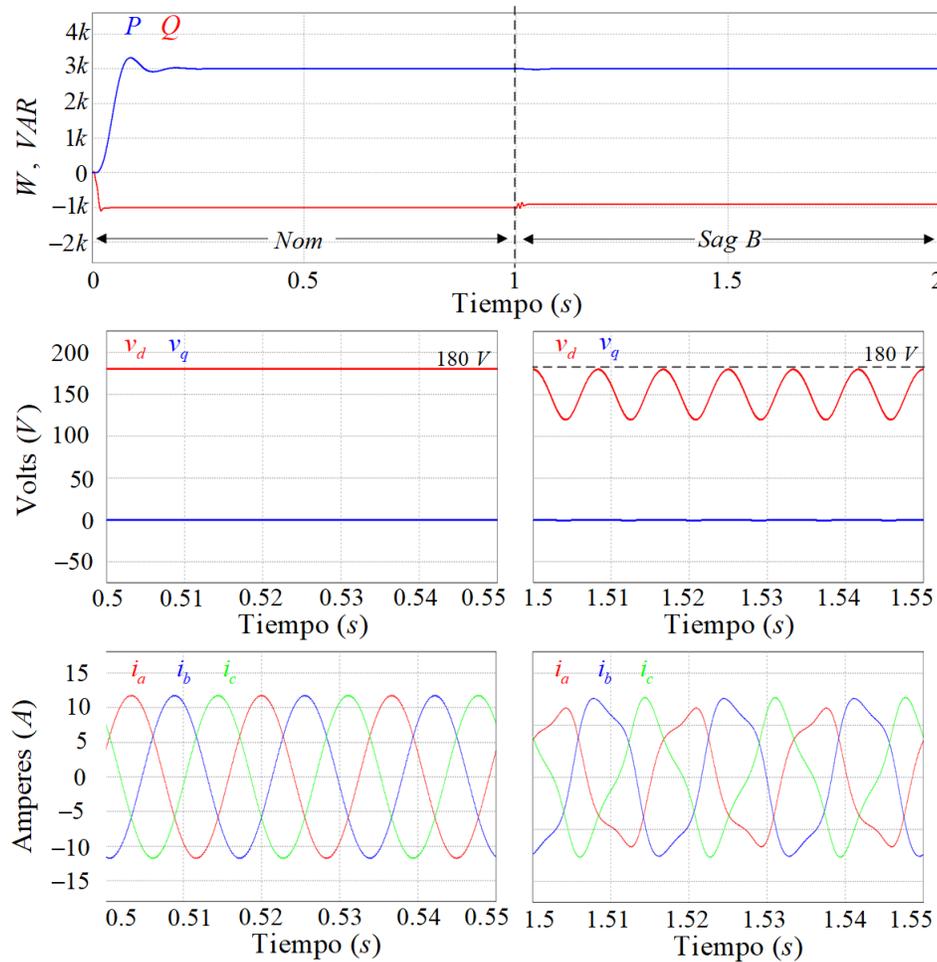


Figura 4.8. Desempeño del *SRF-PLL* en estado estable ante un *sag* tipo B.

las fases. El inconveniente de esta estrategia es que está limitada a sistemas de 4 hilos, en conexión estrella.

Se plantea como solución la misma estrategia de control de manera independiente en las componentes de secuencia positiva y secuencia negativa. Dado que estos sistemas trifásicos son balanceados, las referencias en el marco de referencia  $dq$  en cada uno de ellos permanecerán constantes. Una vez que la ley de control se ha implementado en cada componente de manera independiente, se pueden sumar los resultados de ambas componentes para obtener las señales de control requeridas por el inversor en los ejes  $abc$ .

### 4.3. DSRF-PLL

El término *Double Synchronous Reference Frame PLL*, Doble Marco de Referencia Síncrono *PLL*, se utiliza para describir un seguidor de fase que tiene la capacidad de

sincronizarse con cada una de las componentes de secuencia, es decir, tanto con la secuencia positiva como con la secuencia negativa. Esto significa que, en situaciones de desbalance en la red eléctrica, el *DSRF-PLL* permite que la estrategia de control tenga acceso a las referencias trifásicas balanceadas de secuencia positiva y negativa para su utilización, en lugar de depender de una señal trifásica desbalanceada. Esta estrategia ofrece varias ventajas sobre el *SRF-PLL* en condiciones de desbalance. Sin embargo, para obtener una comparación detallada entre estos métodos, se puede consultar el trabajo presentado en [34].

No obstante, para que el *DSRF-PLL* pueda generar las componentes  $dq$  en secuencia positiva y negativa, es necesario descomponer la señal trifásica desbalanceada en estas componentes en tiempo real. Esto implica la necesidad de emplear un método separador de secuencia.

Existen diversos métodos para la descomposición en secuencia positiva y secuencia negativa, que puede ir desde la utilización de los Filtros de Kalman [35], por medio del uso de Filtros Sintonizados Trifásicos [36], o bien, el empleado en este caso, la Cancelación por Señal Retrasada [37].

## Cancelación por Señal Retrasada

El desglose del método de la Cancelación por Señal Retrasada (*CSR*) se presenta en el Apéndice B. Se basa en análisis de las señales en el marco de referencia rotatorio  $\alpha\beta$ , donde cada una de las señales son retrasadas  $\frac{\pi}{2}$  por medio de un filtro pasatodo (4.6):

$$G(s) = \frac{s - \omega_o}{s + \omega_o}. \quad (4.6)$$

De este modo, a través del diagrama mostrado en la Fig. 4.9, se pueden obtener las componentes de secuencia positiva y negativa.

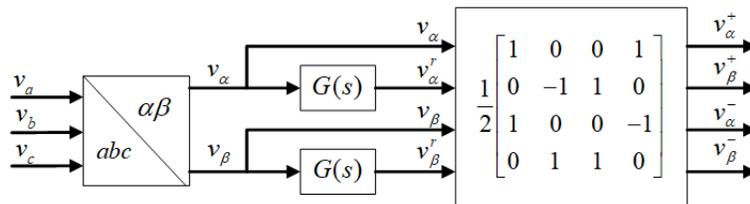


Figura 4.9. Cancelación por Señal Retrasada.

Este método permite obtener, a partir de una señal trifásica desbalanceada, dos sistemas balanceados en el marco de referencia  $\alpha\beta$ . Esto, a su vez, posibilita el análisis independiente de ambos sistemas mediante la implementación de un *PLL* para cada una de las secuencias.

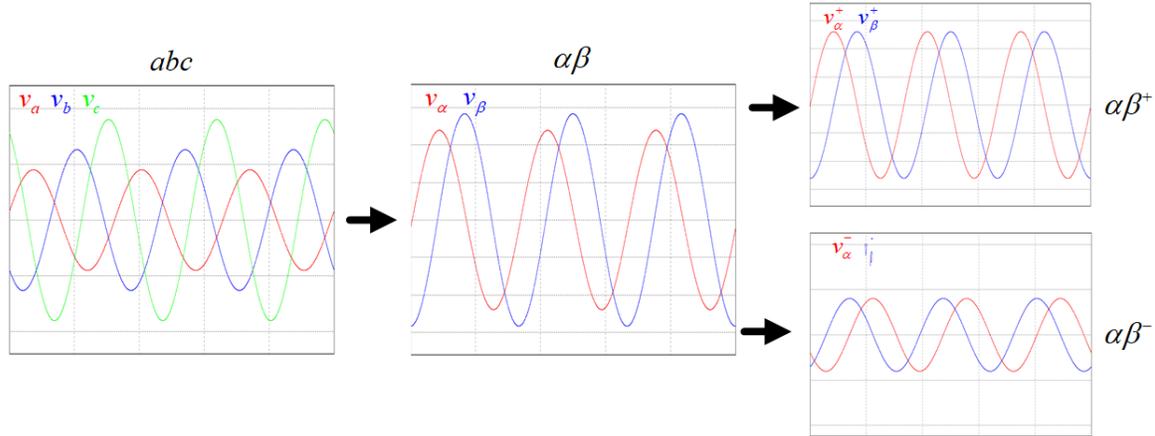


Figura 4.10. Transformación de señales en el método CSR.

El método *CSR* ha sido elegido para esta investigación debido a su precisión y velocidad de respuesta. Dado que la caída de tensión se puede clasificar como un evento tipo *sag* desde un tiempo de medio ciclo hasta un minuto, la generación de referencias para la estrategia de control en el menor tiempo posible es de crucial importancia.

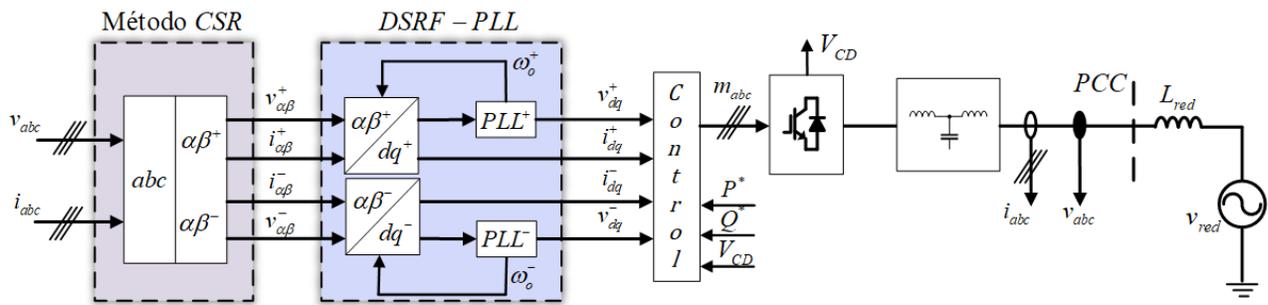


Figura 4.11. Diagrama de control implementando un *DSRF-PLL*.

#### 4.4. Estrategia de control a través de un DSRF-PLL

Gracias a la disponibilidad de las componentes de secuencia positiva y negativa en tiempo real, se puede llevar a cabo la sincronización de fase para cada una de las secuencias. Este enfoque permite la implementación independiente de la estrategia de control. Como resultado, el diagrama de control propuesto en la Figura 4.3 se reemplaza por el diagrama representado en la Fig. 4.11.

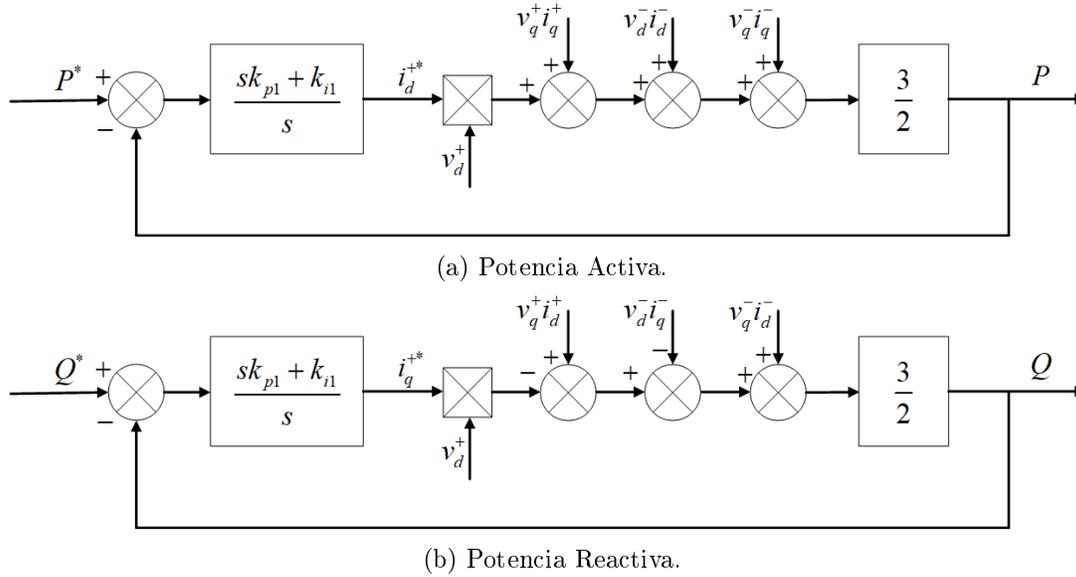


Figura 4.12. Diagramas de bloques para lazos de control externos con secuencia negativa.

Se parte de la estrategia de control previamente descrita en la sección 4.2, la cual involucra la utilización de dos lazos de control y la aplicación de la linealización entrada-salida vía retroalimentación en los lazos de control internos. Sin embargo, el desbalance en el sistema ocasiona la aparición de las componentes de secuencia negativa [38]. En lo que respecta a los lazos de control externos, el impacto en las potencias debido a esta secuencia se considera como una perturbación, como se ilustra en la Fig. 4.12.

En lo que respecta a los lazos de control internos, se utiliza el método de Corrientes Balanceadas, donde se plantea como objetivo mantener las corrientes en el marco  $abc$  balanceadas, incluso en medio de una perturbación de tensión. Para lograrlo, las referencias de las corrientes de secuencia negativa se mantienen en cero, asegurando que las corrientes se mantengan equilibradas incluso en situaciones de desbalance. En consecuencia, además de utilizar los lazos de control representados en la Fig. 4.7 se han incorporado los lazos internos que se presentan en la Fig. 4.13.

Donde la linealización entrada-salida está dada por:

$$\begin{bmatrix} m_d^{+,-} \\ m_q^{+,-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2a_2}{V_{CD}} & 0 \\ 0 & \frac{2a_2}{V_{CD}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_2 \omega_o i_q^{+,-} + \frac{a_1 v_d}{a_2} \\ -L_2 \omega_o i_d^{+,-} + \frac{a_1 v_q}{a_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2a_2}{V_{CD}} & 0 \\ 0 & \frac{2a_2}{V_{CD}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta_1^{+,-} \\ \delta_2^{+,-} \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

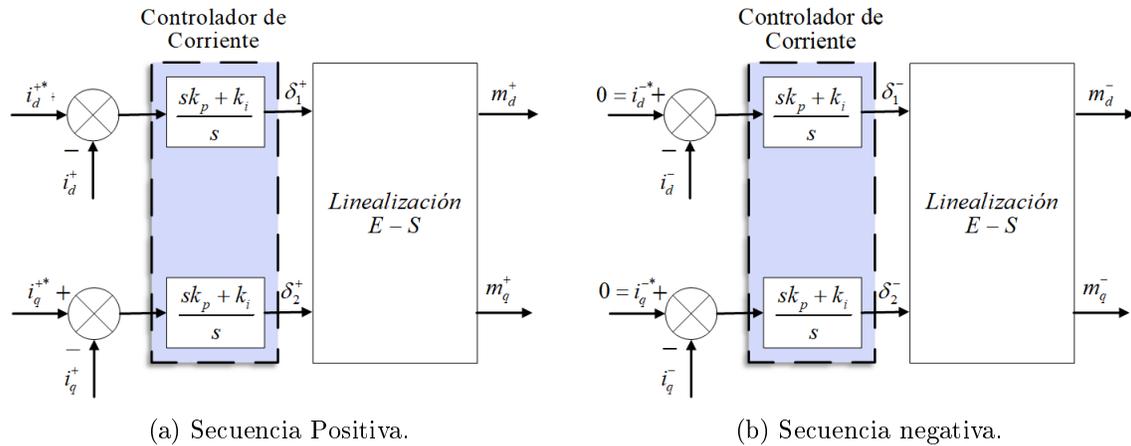


Figura 4.13. Lazos de control internos.

Se ha propuesto la estrategia sin Oscilación de Potencia para diseñar la ley de control, la cual se describe en detalle en el Apéndice C. En esta estrategia, las referencias de las corrientes de secuencia negativa tienen como objetivo mitigar las oscilaciones que puedan surgir debido a la perturbación. Sin embargo, es importante destacar que esta estrategia no garantiza que las corrientes estén balanceadas, dado que las corrientes  $I_d^+$  e  $I_d^-$  ahora se enfocan en anular el efecto producido de los voltajes  $V_d^+$  y  $V_d^-$ .

En la Fig. 4.14, se presenta la topología completa del inversor junto con la estrategia de control propuesta. Esta configuración permite la generación de las señales de modulación necesarias para asegurar el suministro de la potencia deseada, manteniendo corrientes balanceadas en las fases.

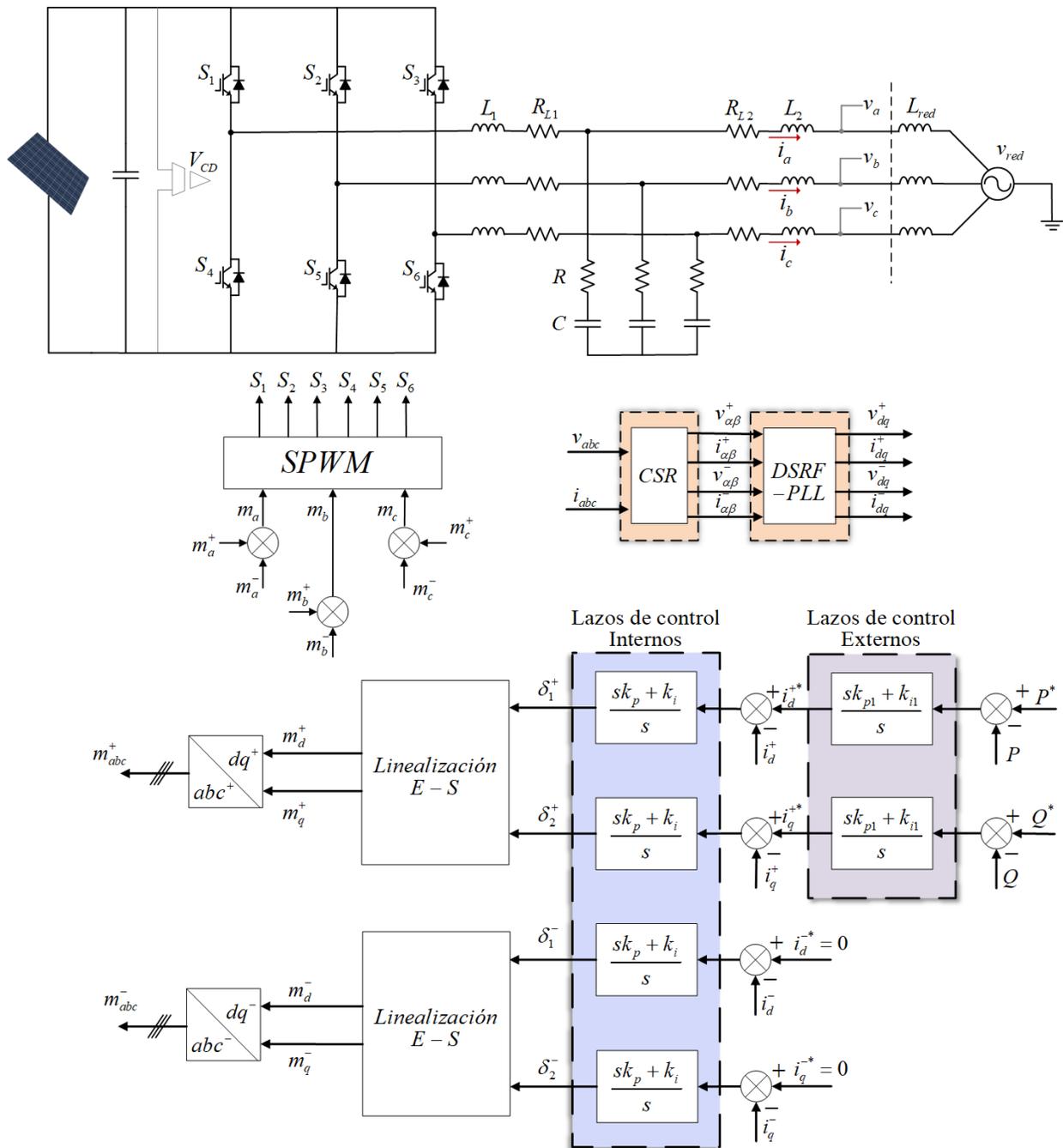


Figura 4.14. Diagrama de lazos de control con sistema linealizado y con compensación de secuencia negativa.

## RESULTADOS

En esta sección, se llevan a cabo simulaciones en lazo cerrado utilizando la estrategia de control propuesta en el Capítulo 4. Estas simulaciones se realizan en condiciones nominales y en presencia de diferentes *sags* de tensión, suministrando diversos niveles de potencia activa y reactiva a la red en el *PCC*. Se utiliza el esquema de la Fig. 5.1 y las condiciones nominales se detallan en la Tabla 5.1. Durante un período específico, se explorarán diversos escenarios de *sags* para cada uno de los casos predefinidos y se evalúa el comportamiento del inversor ante armónicos de tensión.

Tabla 5.1. Parámetros del sistema.

(a) Parámetros eléctricos.		(b) Parámetros controladores.	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$v_a$	$180 V \sin(\omega_o t)$	$k_{p1}$	0.001
$v_b$	$180 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$	$k_{i1}$	2.34
$v_c$	$180 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$	$k_{p2}$	0.001
$V_{DC}$	450 V	$k_{q2}$	-1.86
$f_o$	60 Hz	$k_p$	3
$f_{sw}$	4800 Hz	$k_q$	150
$S_{base3\phi}$	5000 VA		
$L_1$	5.39 mH		
$L_2$	0.42 mH		
$C$	20 $\mu F$		
$R$	10 $\Omega$		
$f_{res1}$	1734 Hz		
$f_{res2}$	1800 Hz		

El objetivo es verificar que el inversor pueda inyectar la potencia requerida a la red incluso en presencia de caídas de tensión. Del mismo modo, en ciertas simulaciones donde se especifica, se utilizará el método sin Oscilación de Potencia del Apéndice C para los

lazos de control externos; se presenta el escenario con una variación paramétrica en el filtro  $LCL$ , disminuyendo sus valores en un 15%; se evalúa el comportamiento del inversor trifásico y el filtro  $LCL$  interconectado a una red con una potencia de corto circuito de  $S_{sc3\phi} = 50 \text{ kVA}$ .

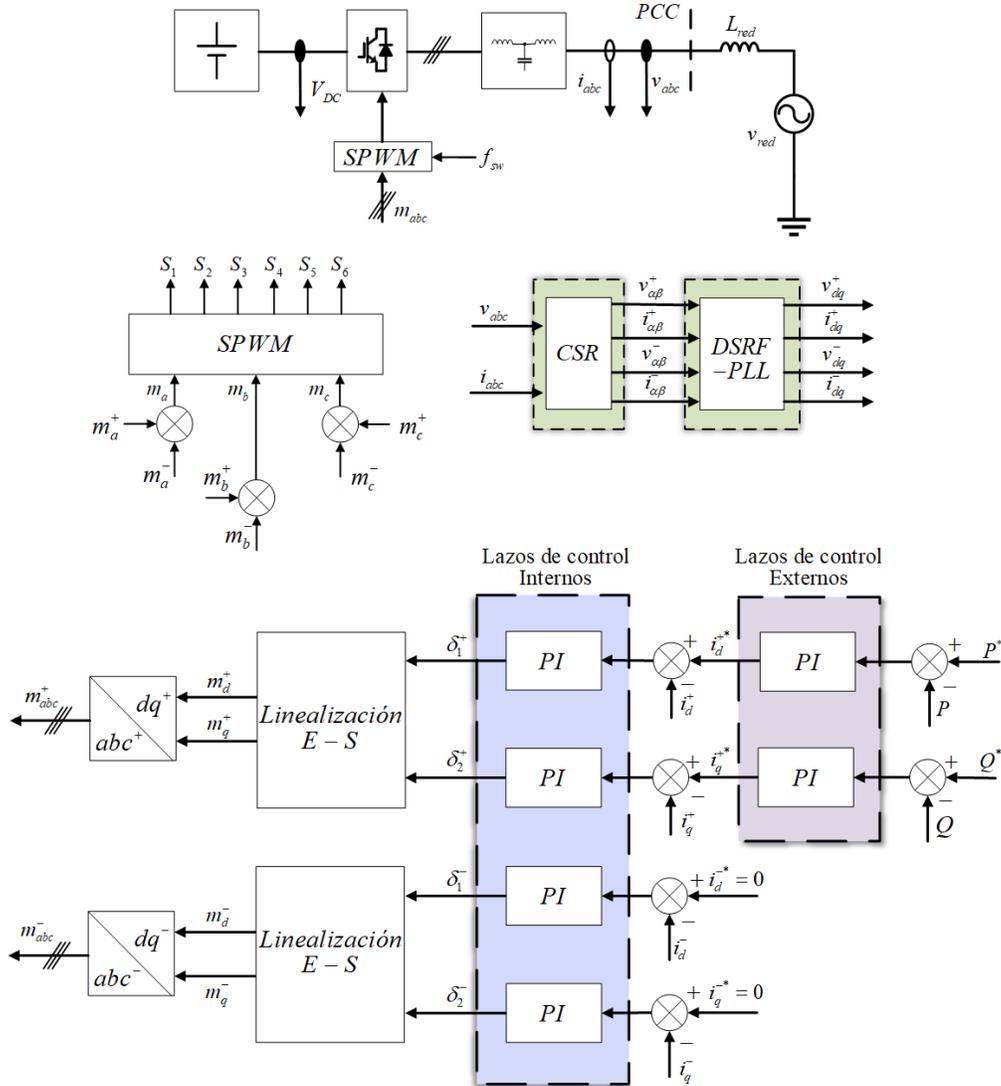


Figura 5.1. Esquema de control propuesto para el inversor trifásico.

Los escenarios para evaluar el rendimiento del convertidor con los métodos de Condiciones Balanceadas en diferentes escenarios y sin Oscilación de Potencia son los siguientes:

- Simulación 1: Comportamiento general de ambo métodos bajo condiciones nominales.
- Simulación 2: Método de Corrientes Balanceadas frente a un *sag* tipo A.
- Simulación 3: Primera caída de tensión asimétrica, *sag* tipo B, caracterizado por una disminución abrupta de voltaje en la fase A.

- Simulación 4: Desempeño de los métodos Corrientes Balanceadas y sin Oscilación de Potencia en presencia de un *sag* tipo C.
- Simulación 5: Variación paramétrica en el filtro *LCL*, se disminuye sus valores un 15% y se evalúa su operación ante un *sag* tipo C con el método Corrientes Balanceadas.
- Simulación 6: Operación del convertidor en una red con una potencia de corto circuito de  $S_{sc3\phi} = 50 \text{ kVA}$  durante un *sag* tipo C con el método Corrientes Balanceadas.
- Simulación 7: Respuesta del inversor ante un *sag* tipo F con el método Corrientes Balanceadas.
- Simulación 8: Operación del convertidor en condiciones nominales y con armónicos de tensión en la red con el método Corrientes Balanceadas.

En todos los casos, se parte de la premisa de que el convertidor está conectado a una red con una capacidad mucho mayor que la que el inversor puede suministrar, considerándola como un bus infinito, excepto en la simulación 6, donde el convertidor se conecta a una red con potencia de cortocircuito de  $S_{sc3\phi} = 50, \text{ kVA}$ . Por otra parte, se toma como referencia el Código de Red [12], por lo que los parámetros de desempeño objetivo se muestran en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2. Parámetros de desempeño.

Parámetro	Límite
$THD_i$	$\leq 5\%$
$\%I_{desb}$	$\leq 15\%$
$\varepsilon_p$	$\leq 5\%$
$\varepsilon_q$	$\leq 5\%$
$t_{si}$	$\leq 250 \text{ ms}$
$t_{sp}$	$\leq 250 \text{ ms}$
$t_{sq}$	$\leq 250 \text{ ms}$

Donde:

$THD_i$  = Distorsión armónica total en corriente.

$$\%I_{desb} = \frac{|i^-|}{|i^+|} \cdot 100.$$

$\varepsilon_p$  = Error en estado estacionario de la potencia activa.

$\varepsilon_q$  = Error en estado estacionario de la potencia reactiva.

$t_{si}$  = Tiempo de asentamiento de la corriente.

$t_{sp}$  = Tiempo de asentamiento de la potencia activa.

$t_{sq}$  = Tiempo de asentamiento de la potencia reactiva.

## Simulación 1: Condiciones nominales

Se realiza un análisis del comportamiento del inversor en condiciones nominales sin la presencia de ningún tipo de perturbación. Los niveles de tensión y la potencia esperada se detallan en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3. Parámetros simulación 1: Condiciones nominales.

$$k_1 = k_2 = k_3 = 0, \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$$

Parámetro	Valor
$v_a$	$180 V \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$180 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	$5000 W$
$Q$	$0 VAR$

Dado que este caso es nominal, los voltajes trifásicos están balanceados ( $v_a + v_b + v_c = 0$ ), lo que implica la ausencia de componente de secuencia negativa. Por lo tanto, se espera que el método Corrientes Balanceadas y sin Oscilación de Potencia mantengan un comportamiento similar en estas condiciones.

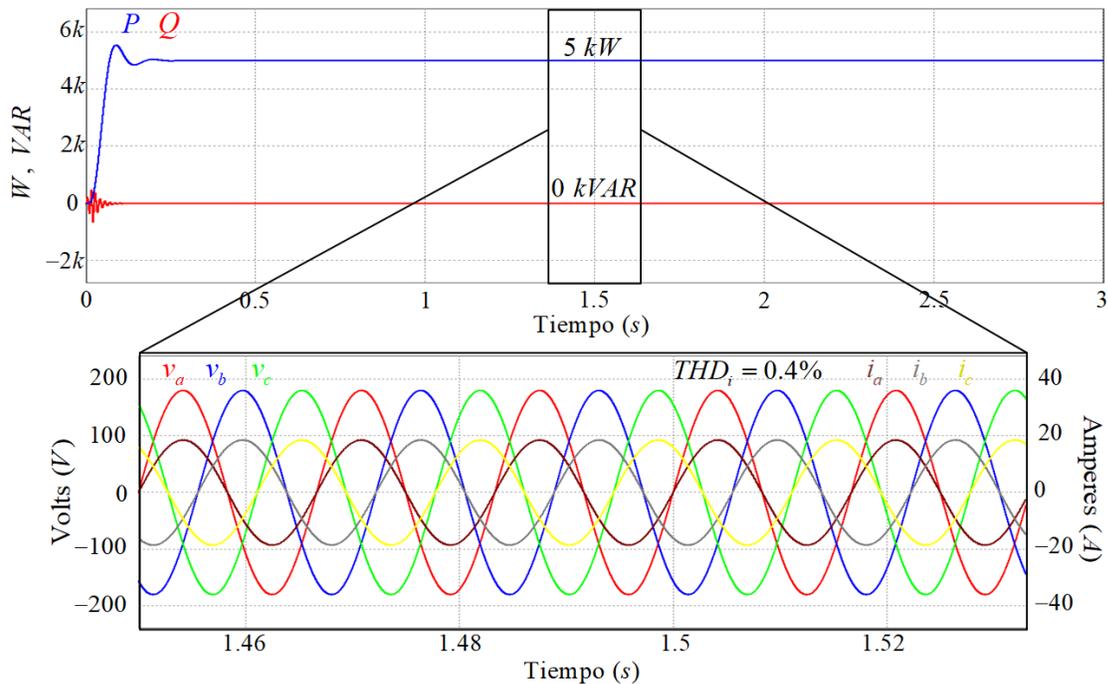


Figura 5.2. Potencia suministrada a la red en condiciones balanceadas con método de Corrientes Balanceadas.

En la Fig. 5.2, se ilustra la potencia suministrada a la red en el  $PCC$  con condiciones nominales utilizando el método de Corrientes Balanceadas. En consideración de que no se

desea suministrar potencia reactiva y al no existir un desbalance en tensión, las corrientes se mantienen en fase con el voltaje, logrando así un factor de potencia unitario en cada fase. Por otra parte, la distorsión armónica en corriente es  $THD_i = 0.4\%$ , valor que se encuentra dentro de la normativa del Código de Red.

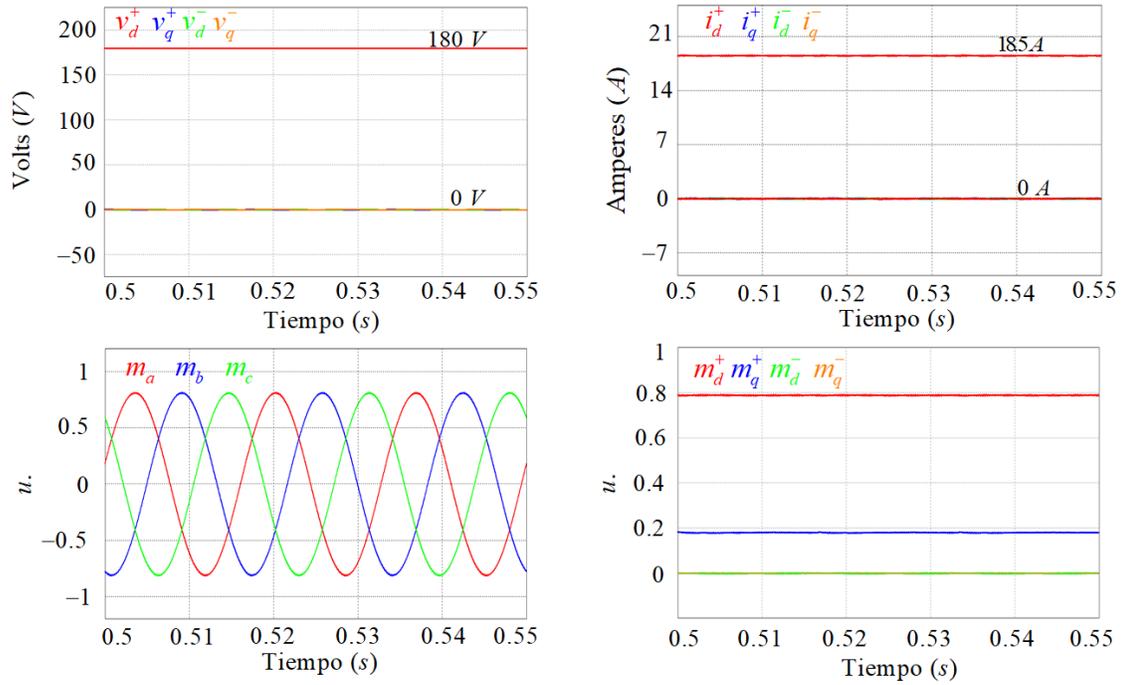


Figura 5.3. Corrientes y señales de modulación en condiciones balanceadas con método de Corrientes Balanceadas.

Las componentes de  $v_q^+$  y  $v_q^-$  de la Fig. 5.3 son iguales a cero, ya que el *DSRF-PLL* logra la sincronización de manera adecuada con la red. Para la obtención de las señales de modulación, no es necesario considerar las componentes de secuencia negativa, ya que estas son iguales a cero.

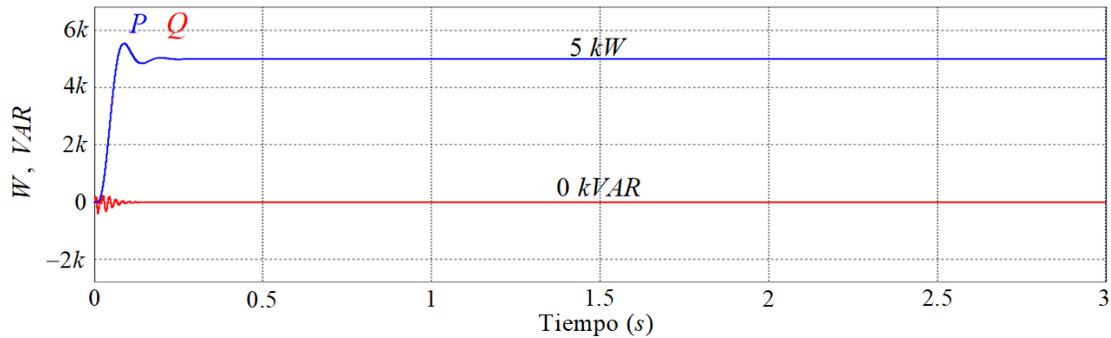


Figura 5.4. Niveles de potencia en condiciones balanceadas con método sin Oscilación de Potencia.

Por otra parte, en la Fig. 5.4 y la 5.5 se muestra el comportamiento del inversor mediante el método sin Oscilación de Potencia. Se observa que el desempeño es el esperado, similar al método de Corrientes Balanceadas. Dado que no hay presencia de una caída de tensión, los resultados son equivalentes, obteniendo las mismas señales de modulación para  $m_{dq}^+$  y  $m_{dq}^-$ , corrientes balanceadas y la potencia requerida por la red en el PCC.

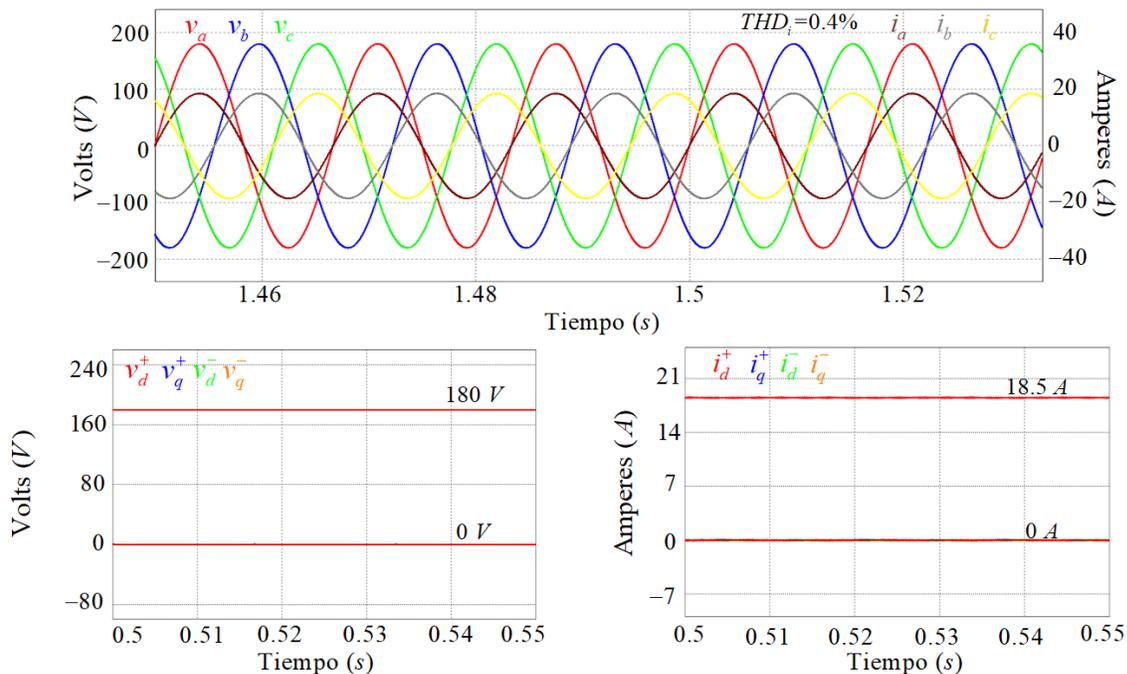


Figura 5.5. Corrientes y señales de modulación en condiciones balanceadas con método sin Oscilación de Potencia.

## Simulación 2: Sag tipo A

Un sag tipo A es una perturbación en la que las tres fases experimentan una caída de tensión con la misma profundidad, lo que significa que el sistema continúa siendo balanceado pero con un nivel menor de voltaje.

Tabla 5.4. Parámetros simulación 2: sag tipo A.

$$k_1 = k_2 = k_3 = 0.2, \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$$

Parámetro	Valor
$v_a$	$144 V \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$144 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$144 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	4000 W
$Q$	2000 VAR

Para este caso se toma en cuenta el método de corrientes balanceadas. Se considera un sag tipo A del 20%, lo que implica una reducción del voltaje al 80% de su valor nominal en

las 3 fases. La simulación se divide en tres intervalos, donde se espera que se mantengan las condiciones de inyección de potencia activa  $P$  y reactiva  $Q$ . En  $0 \leq t \leq 1 s$ , se parte de condiciones balanceadas. En el segundo intervalo de  $1 s \leq t \leq 2 s$ , se induce el *sag* tipo A, reduciendo el voltaje a los niveles mencionados, para luego regresar a las condiciones nominales en un tercer intervalo. Durante todo el proceso, el inversor debe ser capaz de suministrar  $4000, W$  y  $2000, VAR$ .

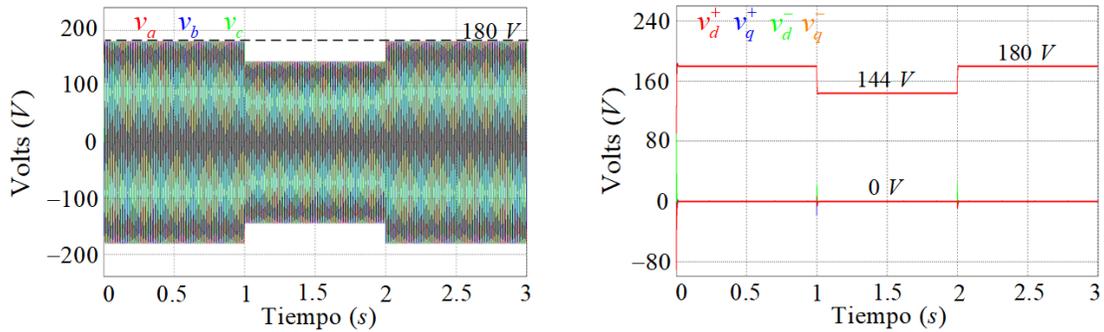


Figura 5.6. Voltaje en el PCC ante un *sag* tipo A.

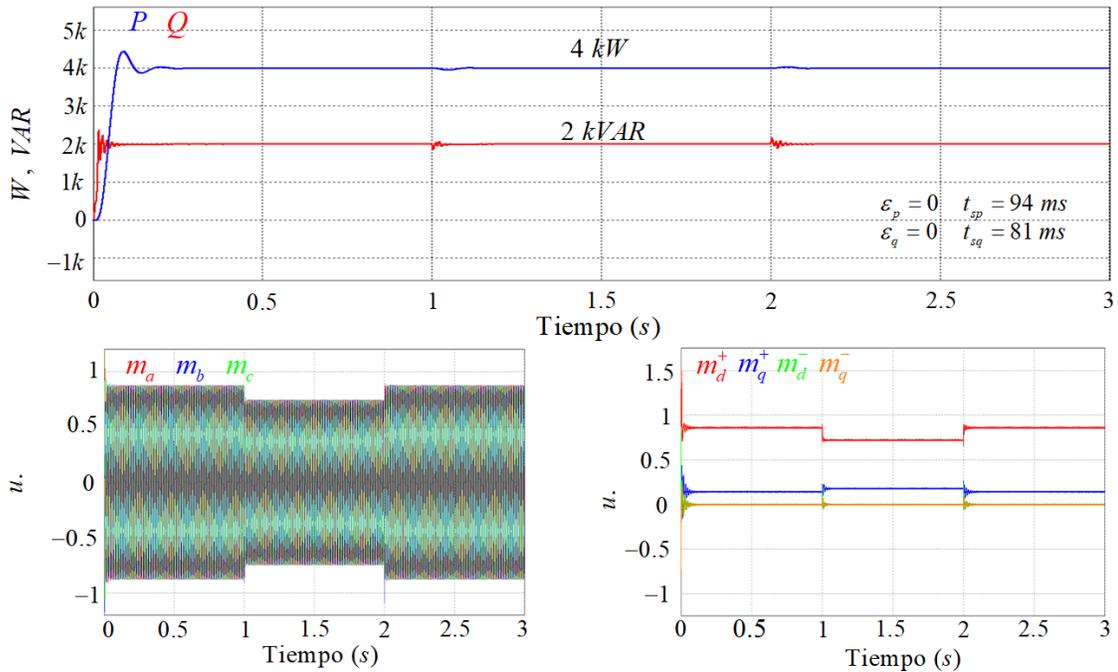


Figura 5.7. Potencia suministrada a la red y señales de modulación ante un *sag* tipo A.

En la Fig. 5.7 se presentan los resultados de la simulación 2. Se destaca la capacidad del convertidor para suministrar la potencia deseada en todo momento. Sin embargo, dado que se trata de una caída de tensión trifásica con valores iguales, no hay desbalance en ninguna de las fases (Fig. 5.8). En este sentido, un *sag* tipo A sigue siendo un caso de condiciones balanceadas, lo que implica que las componentes de secuencia negativa siguen sin estar

presentes. Esto garantiza que el convertidor sea capaz de suministrar la misma potencia en cada una de las fases, manteniendo corrientes y señales de modulación balanceadas.

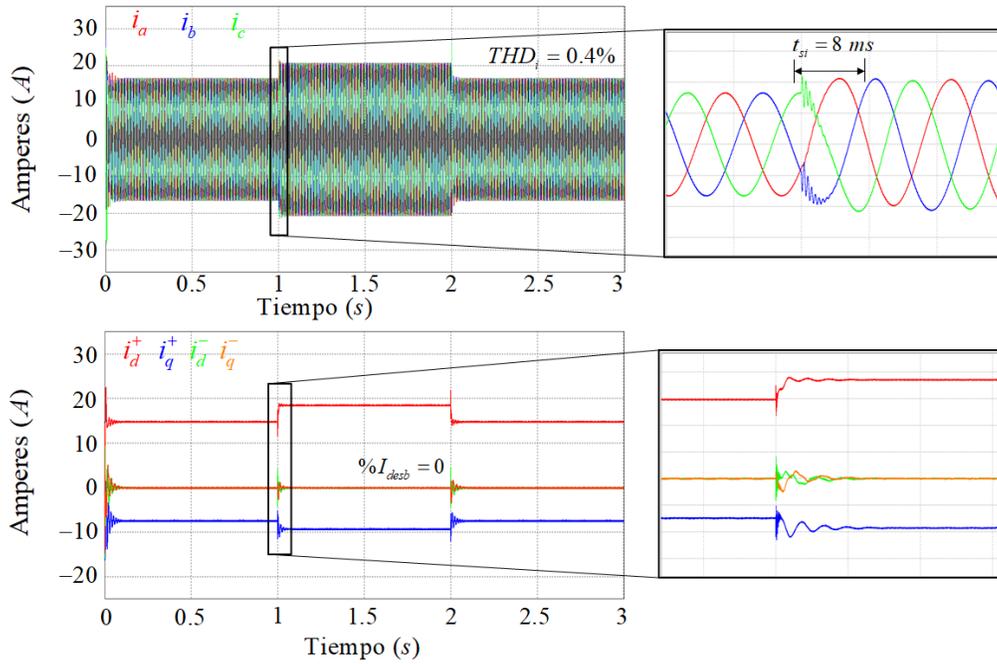


Figura 5.8. Corrientes inyectadas a la red ante un *sag* tipo A.

### Simulación 3: *Sag* tipo B

Para este caso se presenta la primera perturbación desbalanceada, el *sag* tipo B. En esta condición, hay una caída de voltaje del 40% únicamente en la fase A, y se mantiene el ángulo de fase en los 3 voltajes, lo que significa que persiste el desfaseamiento de  $\frac{2\pi}{3}$  entre las 3 fases.

Tabla 5.5. Parámetros de voltaje y potencia de simulación 3.

(a) Parámetros condiciones nominales.

$$k_1 = k_2 = k_3 = 0, \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$$

Parámetro	Valor
$v_a$	$180 V \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$180 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	$5000 W$
$Q$	$0 VAR$

(b) Parámetros *sag* tipo B.

$$k_1 = 0.4, k_2 = k_3 = 0, \phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$$

Parámetro	Valor
$v_a$	$108 V \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$180 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	$4000 W$
$Q$	$2000 VAR$

Nuevamente se utiliza el método de corrientes balanceadas, con las siguientes condiciones: el inversor operará en condiciones balanceadas en  $0 \leq t \leq 1 s$ , suministrando  $5000 W$  de potencia activa. Luego, durante  $1 s \leq t \leq 2 s$ , se simula una caída de tensión

del 40% en la fase A. En este intervalo, el convertidor proporcionará soporte de potencia reactiva, inyectando  $4000\text{ W}$  de  $P$  y  $2000\text{ VAR}$  de  $Q$ . Finalmente, en  $2\text{ s} \leq t \leq 3\text{ s}$  se retoman las condiciones iniciales.

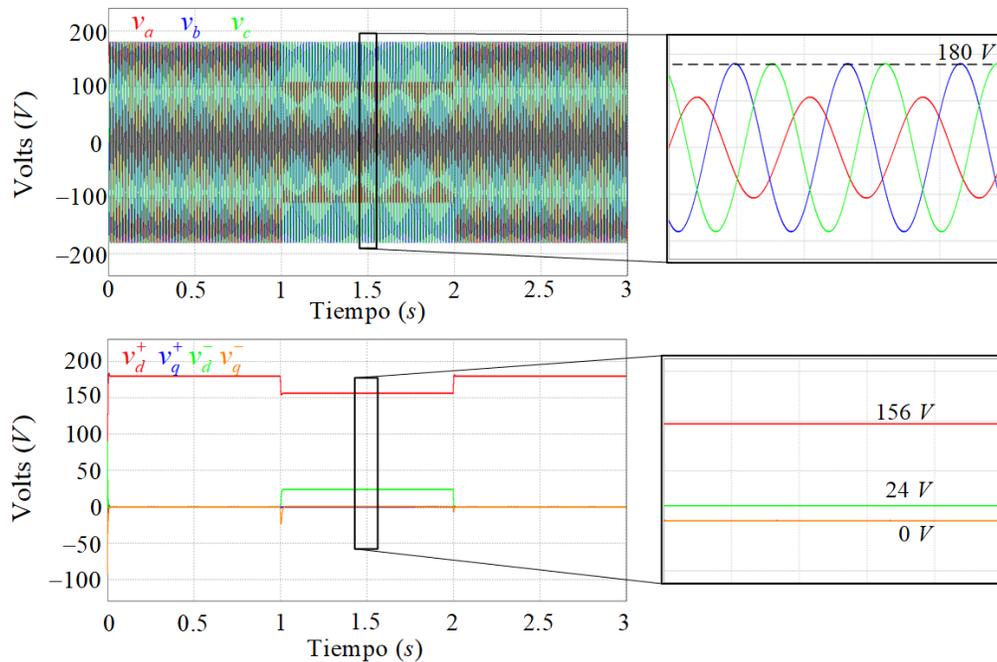


Figura 5.9. Voltaje en el  $PCC$  ante un  $sag$  tipo B.

En la Fig. 5.9 se destaca el intervalo con la perturbación, donde se observa que debido a la caída de tensión monofásica, las condiciones del sistema dejan de ser balanceadas. En este intervalo, hay un voltaje de secuencia negativa.

Aspectos importantes en este caso son: a pesar de la perturbación, el inversor suministra la potencia indicada en el  $PCC$ , manteniendo las corrientes balanceadas, por lo que no existe desbalance en corriente; a diferencia de un  $SRF-PLL$ , la presencia de una caída de tensión no se refleja como oscilación en las componentes  $dq$  de secuencia positiva o negativa, asegurando componentes constantes para aplicar una ley de control; mantener las corrientes balanceadas no implica que la potencia en cada fase sea la misma ni que las señales de modulación se mantengan balanceadas, ya que las condiciones para ello son específicas cuando no hay  $sags$  de tensión en la red.

En relación con los parámetros de desempeño presentados en la Tabla 5.2, se observa que el convertidor cumple con los tiempos de asentamiento y el error en estado estable tanto para la potencia activa como para la potencia reactiva. Asimismo, el método de

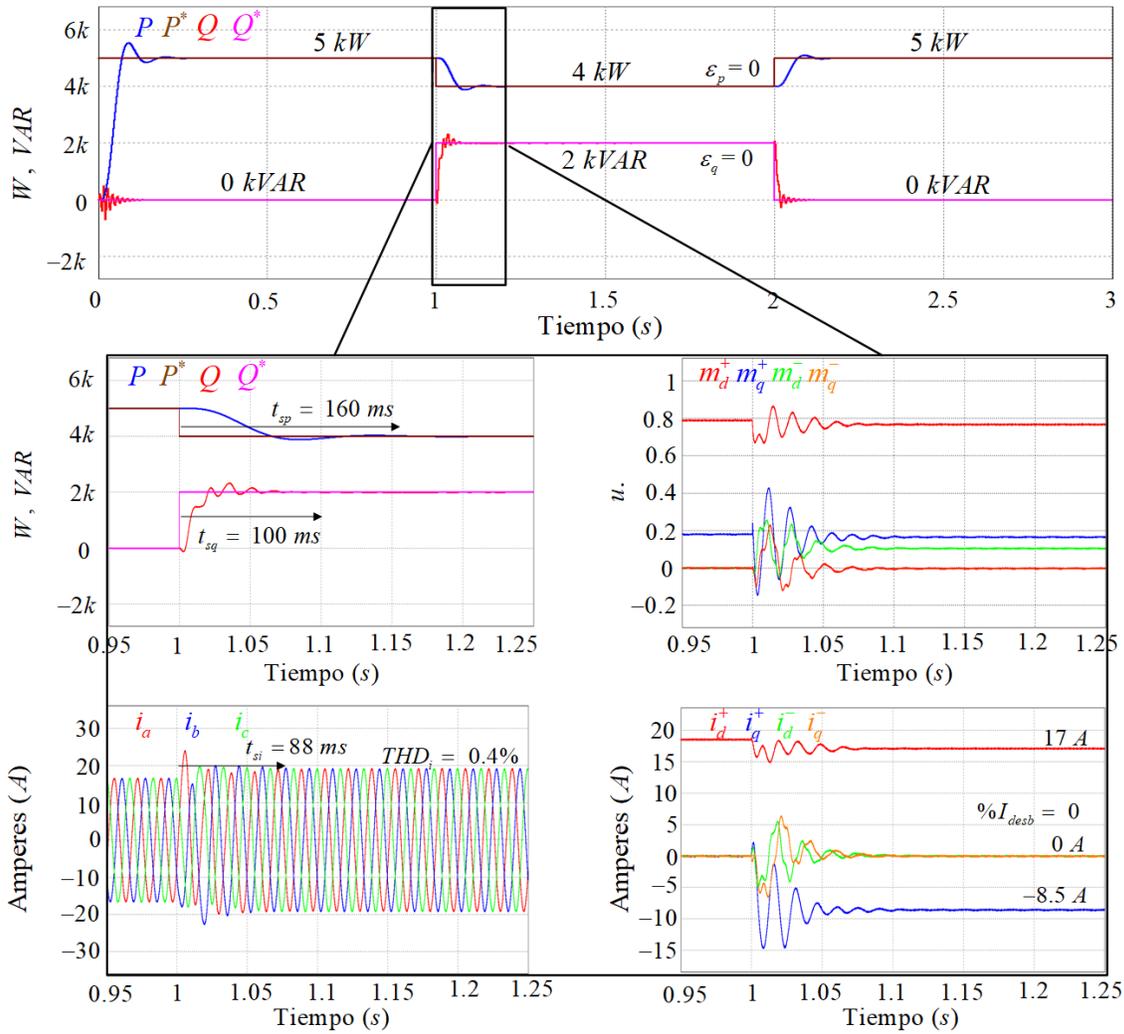


Figura 5.10. Operación del inversor ante un *sag* tipo B.

Corrientes Balanceadas implementado en la estrategia de control propuesta, asegura la inexistencia de desbalance en corriente.

### Simulación 4: *Sag* tipo C

Se realiza una comparativa entre los métodos Corrientes Balanceadas y sin Oscilación de Potencia. El inversor debe ser capaz de suministrar  $5000\text{ W}$  en condiciones nominales y en presencia de un *sag* tipo C, cuyos valores se detallan en la Tabla 5.6. En esta perturbación, dos de las fases sufren una caída de tensión y, además, presentan un cambio de fase que provoca que el desfase de  $\frac{2\pi}{3}$  no exista en el sistema.

Tabla 5.6. Parámetros simulación 4.

(a) Parámetros condiciones nominales.

$$k_1 = k_2 = k_3 = 0$$

$$\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$$

Parámetro	Valor
$v_a$	$180 V \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$180 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	$5000 W$
$Q$	$0 VAR$

(b) Parámetros *sag* tipo C.

$$k_1 = 0 \quad k_2 = k_3 = 0.34$$

$$\phi_1 = 0 \quad \phi_2 = \phi_3 = \frac{19\pi}{180}$$

Parámetro	Valor
$v_a$	$180 V \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$119 V \sin(\omega_o t - \frac{139\pi}{180})$
$v_c$	$119 V \sin(\omega_o t + \frac{139\pi}{180})$
$P$	$5000 W$
$Q$	$0 VAR$

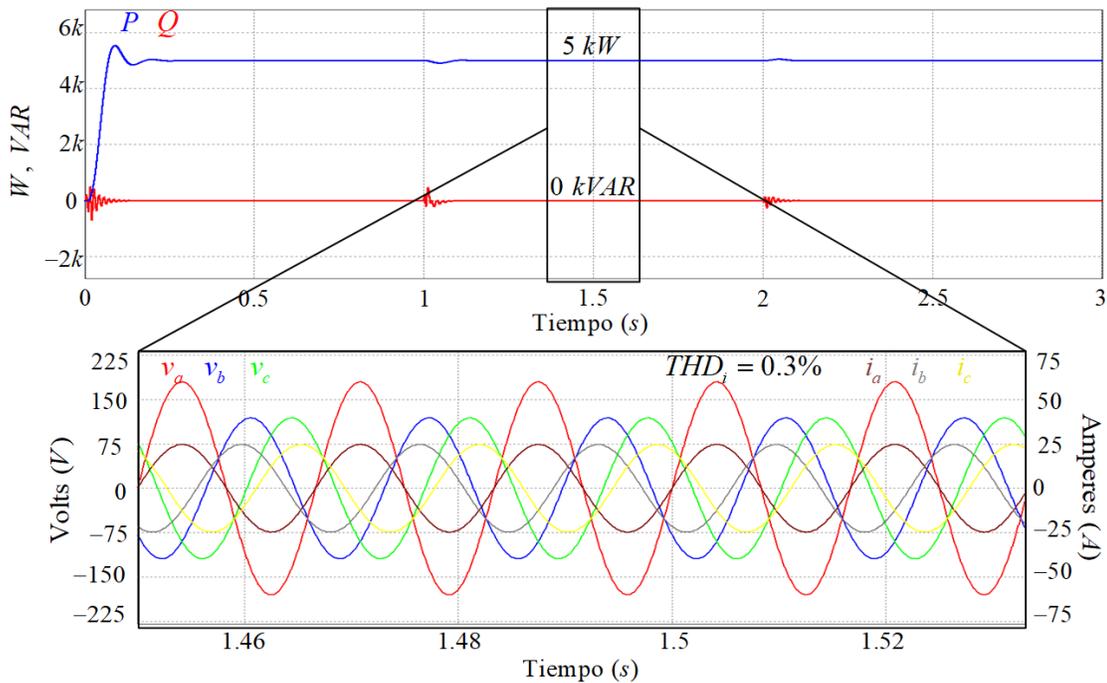


Figura 5.11. Comportamiento del inversor con método de Corrientes Balanceadas ante un *sag* tipo C.

Aunque se asegura que el convertidor suministra la potencia deseada a la red en ambos métodos, debido al *sag* de tensión, cada fase aporta valores distintos de potencia activa y reactiva. La igualdad en el suministro de potencia en todas las fases ocurre en los casos particulares de condiciones balanceadas o ante un *sag* tipo A.

La distinción principal entre los métodos se encuentra en el equilibrio de las corrientes. Mientras que el método de corrientes balanceadas mantiene el balance durante la caída de tensión, el método sin oscilación de potencia no lo logra, ya que no es su objetivo prioritario.

Con los datos de la Fig. 5.12 se tiene que:

$$i^+ = 26.3 A, \quad i^- = 4.7 A.$$

Por lo que su desbalance en corriente es:

$$\%I_{desb} = \frac{|i^-|}{|i^+|} \cdot 100 = \frac{4.7}{26.3} \cdot 100 = 17.8\%.$$

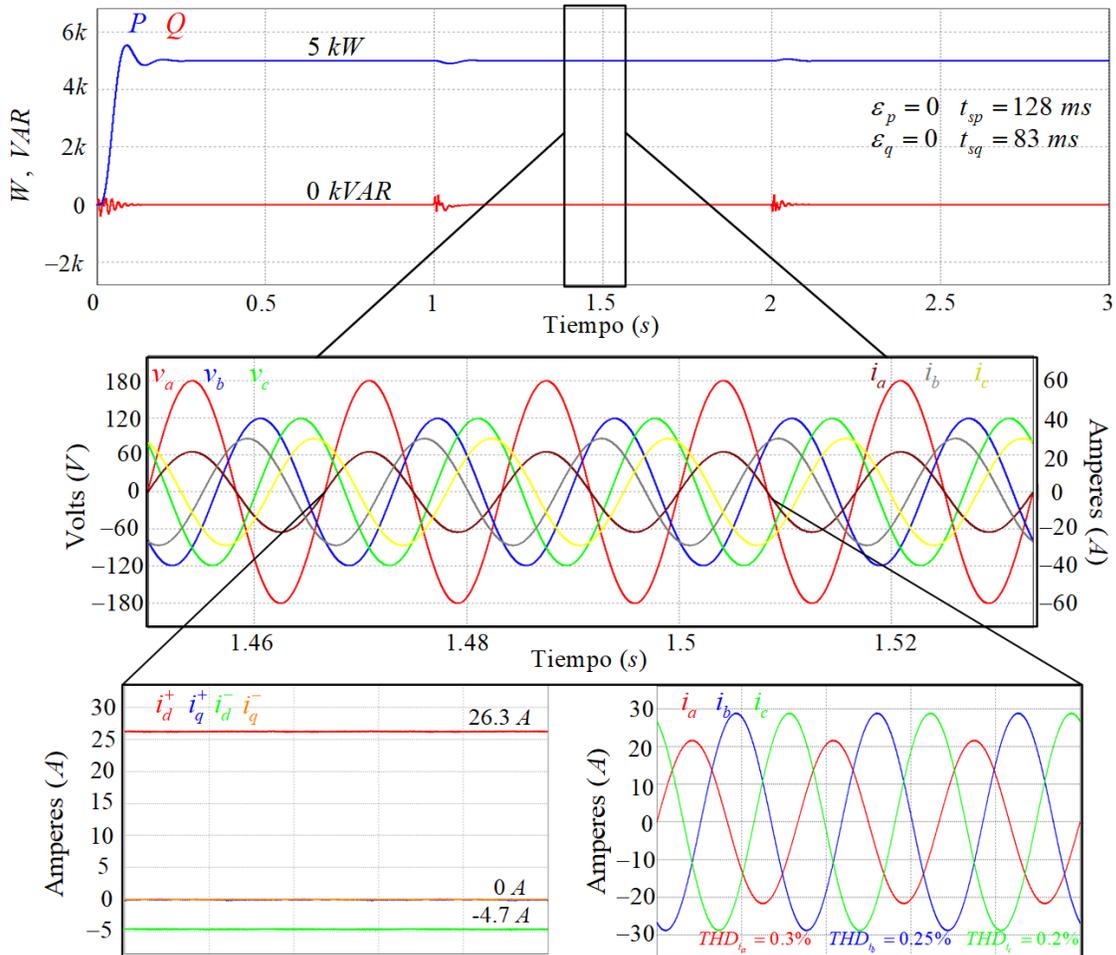


Figura 5.12. Comportamiento del inversor con método sin Oscilación de Potencia ante un *sag* tipo *C*.

Si se desea cumplir con el desbalance de corriente inferior al 5% el método sin Oscilación de Potencia no sería capaz de entrar en el rango ante *sags* de gran profundidad. Este método es de gran utilidad cuando el efecto producido por el voltaje de secuencia negativa es mayor sobre la potencia activa; sin embargo, a los niveles de tensión que se manejan durante esta investigación, el método de corrientes balanceadas presenta un mejor desempeño, dado que las oscilaciones al doble de la frecuencia en la potencia activa no son significativas.

### Simulación 5: Variación paramétrica en el filtro $LCL$

Se investiga el impacto de la variación de parámetros en el filtro  $LCL$  en el funcionamiento del convertidor bajo perturbaciones de tensión con el método Corrientes Balanceadas. Para ello, se consideran los parámetros de la simulación 4 detallados en la Tabla 5.6, que implica la presencia de un *sag* tipo C. Además, se reduce un 15% de los valores de los elementos pasivos diseñados para el filtro  $LCL$  de la Tabla 5.1, por ende:

$$L_1 = 4.58 \text{ mH}, \quad L_2 = 0.357 \text{ mH}, \quad C = 17 \mu\text{f}.$$

Con la Fig. 5.13, se verifica que la estrategia de control cumple su función incluso con un cambio en los valores del filtro  $LCL$ . Sin embargo, se observa un aumento en el  $THD_i$  debido a que el filtro atenúa las componentes armónicas generadas por la conmutación del convertidor. Al modificar los valores, cambian las frecuencias de resonancia, lo que resulta en una distorsión armónica de corriente diferente.

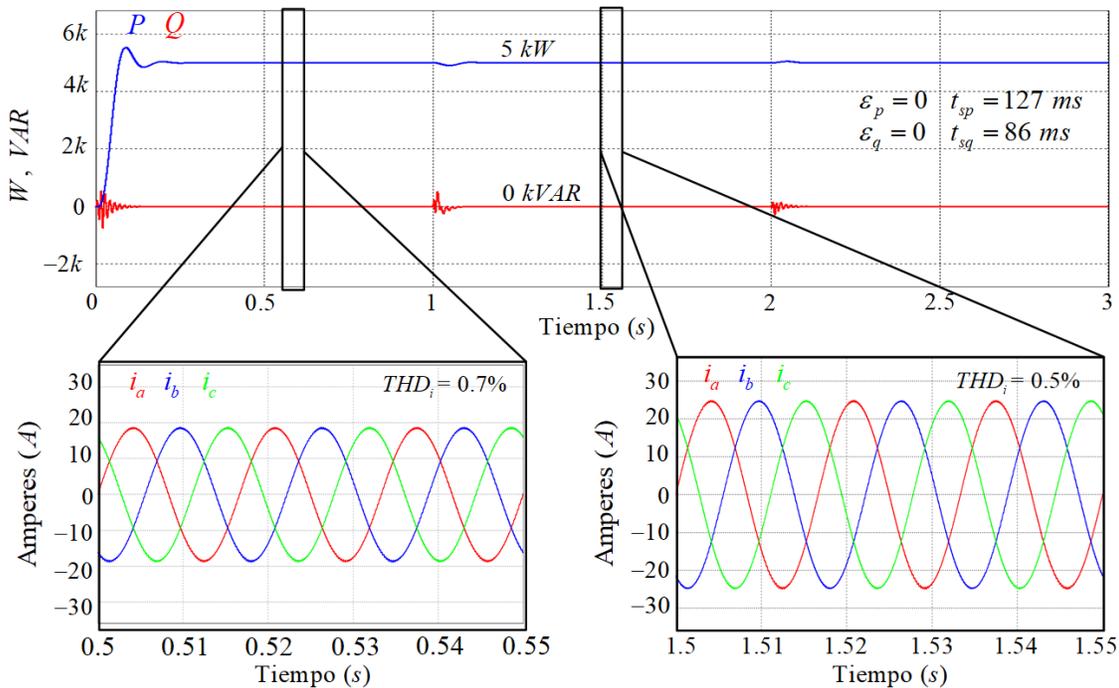


Figura 5.13. Potencia suministrada en el  $PCC$  con variación paramétrica del filtro  $LCL$  ante un *sag* tipo C.

### Simulación 6: Operación del convertidor interconectado a una red con una potencia de corto circuito de $S_{sc3\varnothing} = 50 \text{ kVA}$

En esta simulación se explora la interconexión en una red débil con una  $S_{sc3\varnothing} = 50 \text{ kVA}$  con una relación de  $X/R = 3$ , analizando su respuesta ante un *sag* tipo C utilizando los

parámetros de la Tabla 5.6.

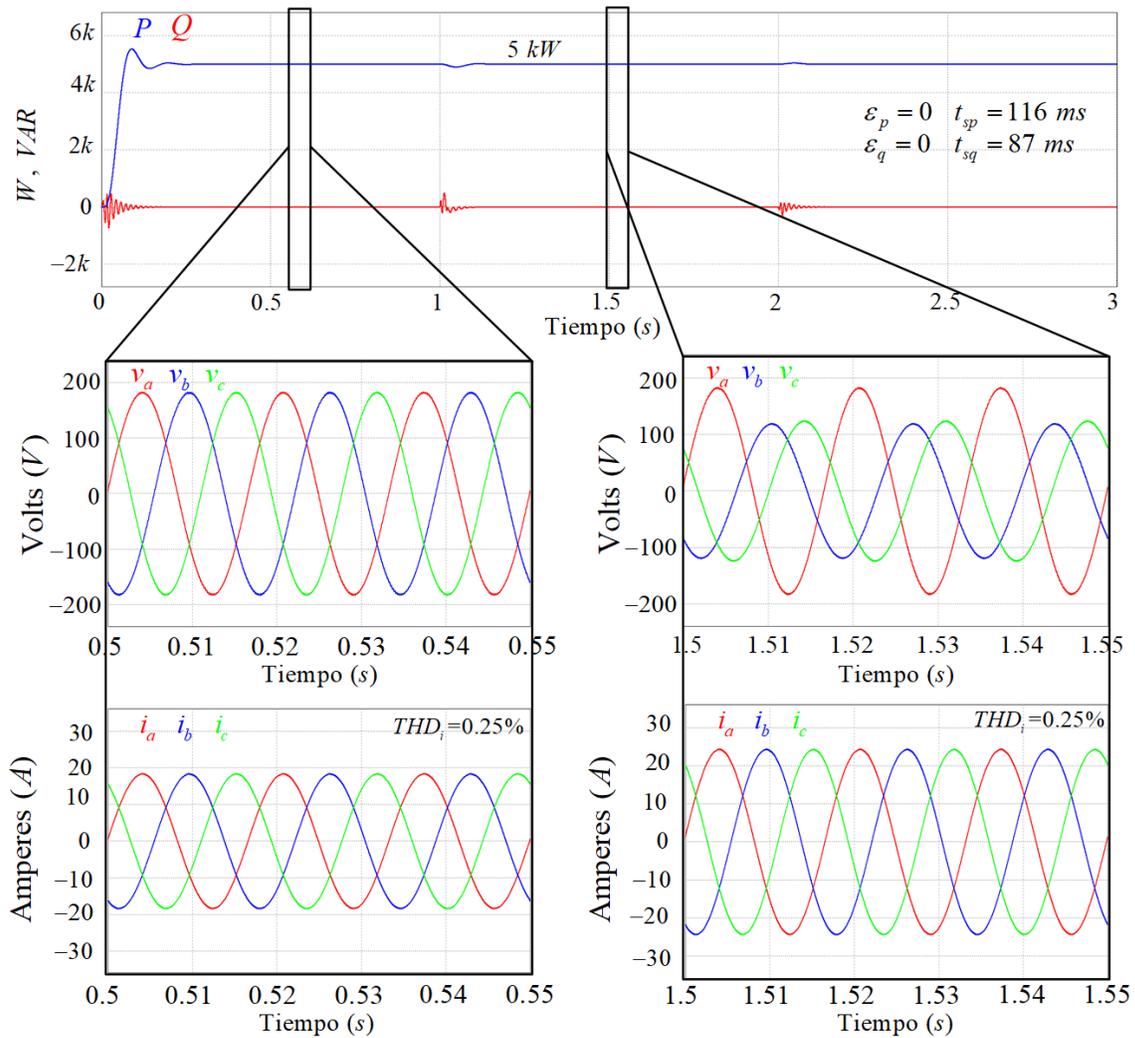


Figura 5.14. Desempeño del inversor trifásico interconectado a una red de 50 kVA LCL ante un *sag* tipo C.

Los resultados de la Fig. 5.14 demuestran que el convertidor puede mantener el suministro de potencia deseada en el PCC incluso cuando está conectado a una red más débil. Esto confirma la robustez del inversor frente a variaciones paramétricas en los filtros pasivos, corroborando la conclusión obtenida en la simulación 5. Uno de los escenarios que se debe evitar es la excitación de resonancias, las cuales pueden provocar distorsiones armónicas en el sistema al interconectarlo con la red eléctrica.

### Simulación 7: Sag tipo F

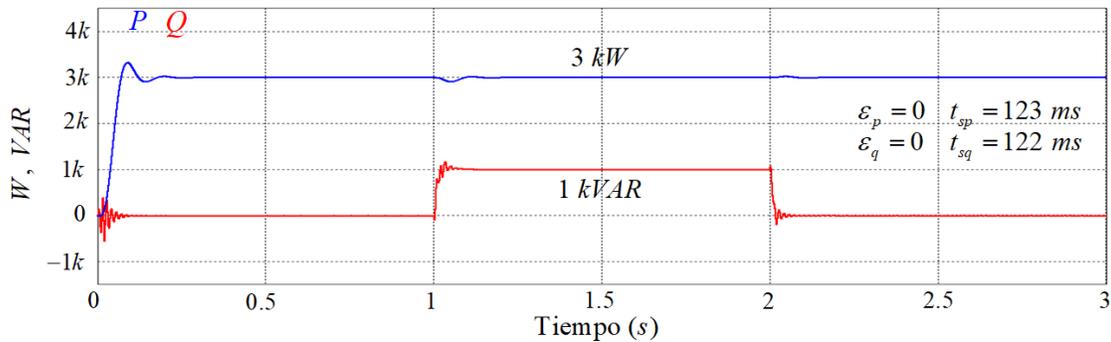
Se lleva a cabo una simulación del inversor trifásico frente a un *sag* de tensión tipo F con los valores de la Tabla 5.7. Este *sag* se caracteriza por la caída de tensión en las tres fases

y el cambio de fase que ocurre en dos de ellas. La perturbación inicial se manifiesta como un *sag* tipo B del 40% en la fase A durante  $1 \leq t \leq 1.058$  s y evoluciona rápidamente en un *sag* tipo F en  $1.058 \leq t \leq 2$  s. Mediante el método de corrientes balanceadas, el convertidor debe ser capaz de suministrar  $3000$  W a la red mientras se mantiene en condiciones nominales y cuando se presente el *sag*, el inversor inyectará  $1000$  VAR de potencia reactiva.

Tabla 5.7. Parámetros simulación 7.

(a) Parámetros condiciones nominales.		(b) Parámetros <i>sag</i> tipo F.	
	$k_1 = k_2 = k_3 = 0$		$k_1 = 0.3$ $k_2 = k_3 = 0.15$
	$\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$		$\phi_1 = 0$ $\phi_2 = \phi_3 = \frac{\pi}{30}$
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$v_a$	$180$ V $\sin(\omega_o t)$	$v_a$	$126$ V $\sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180$ V $\sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$154$ V $\sin(\omega_o t - \frac{19\pi}{30})$
$v_c$	$180$ V $\sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$154$ V $\sin(\omega_o t + \frac{19\pi}{30})$
$P$	$3000$ W	$P$	$3000$ W
$Q$	$0$ VAR	$Q$	$1000$ VAR

En la Fig. 5.15 y la Fig. 5.16 se observa que el convertidor vuelve a cumplir con lo esperado, pese a la existencia del desbalance en los voltajes de la red en el *PCC*, el inversor es capaz de suministrar la potencia esperada e inclusive dar soporte de potencia reactiva con las corrientes balanceadas en todo momento. Además, cabe resaltar que mantener las corrientes balanceadas no es equivalente a mantener las señales de modulación balanceadas.


 Figura 5.15. Comportamiento ante un *sag* tipo F.

Con base en los resultados presentados en todos los casos ante *sags* de tensión, se concluye que ambas estrategias de sincronización y control, desarrolladas a partir de un *DSRF-PLL*, cumplen con los objetivos establecidos. La elección entre estas estrategias

dependerá de los niveles de tensión específicos y de los objetivos particulares que se busquen alcanzar.

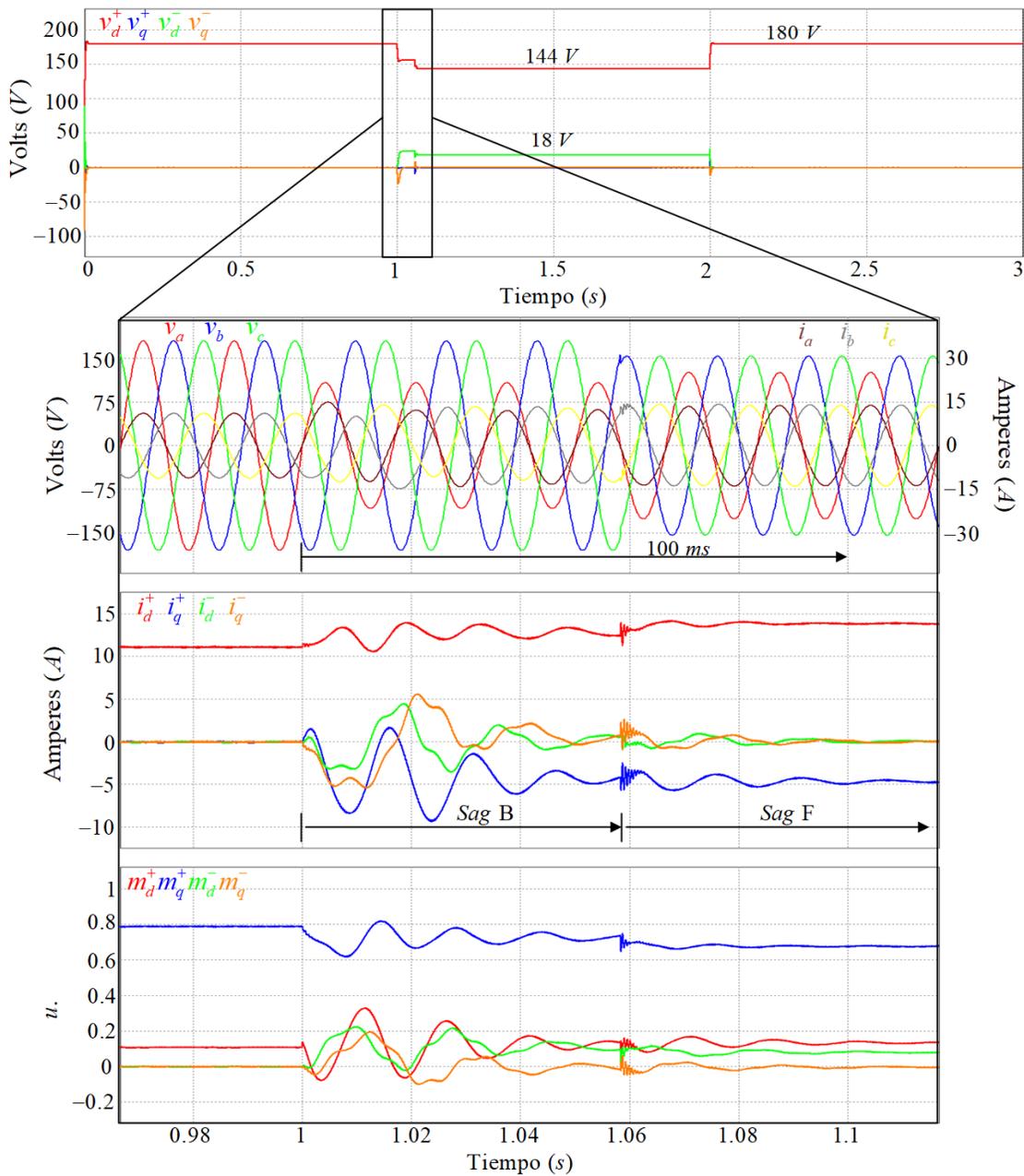


Figura 5.16. Comportamiento ante un *sag* tipo F.

### Simulación 8: Armónicos de tensión en la red

En el Capítulo 3, se exploró la capacidad de rechazo a los armónicos de tensión de la red. Se demostró que existen índices de modulación que posibilitan al inversor suministrar corriente sin reacción a dichos armónicos. Aunque no se profundizó en la estrategia de

control en lazo cerrado, se lleva a cabo una simulación utilizando los parámetros de la Tabla 5.8. En  $0 \leq t \leq 1$  s el inversor suministra  $4000$  W y  $2000$  VAR, durante  $1 \leq t \leq 2$  s se inyecta  $5000$  W y  $0$  VAR para finalizar en el último intervalo  $2 \leq t \leq 3$  s se retoman las primeras condiciones de operación.

Tabla 5.8. Parámetros simulación 8: Armónicos de tensión.

Parámetro	Valor de $V_p$	Porcentaje %
Armónico 1	180 V	100 %
Armónico 3	1.3 V	0.72 %
Armónico 5	3 V	1.66 %
Armónico 7	1.4 V	0.77 %
$THD_v$	-	1.95 %

Aunque el convertidor puede operar en estas condiciones, los armónicos de tensión en el  $PCC$  impactan directamente en la corriente, resultando en la falta de rechazo. Dado que estos armónicos son de bajo orden, el filtro de acoplamiento no puede mitigar sus efectos. Además, los controladores  $PI$  muestran limitaciones en términos de rendimiento en el rechazo de estos armónicos.

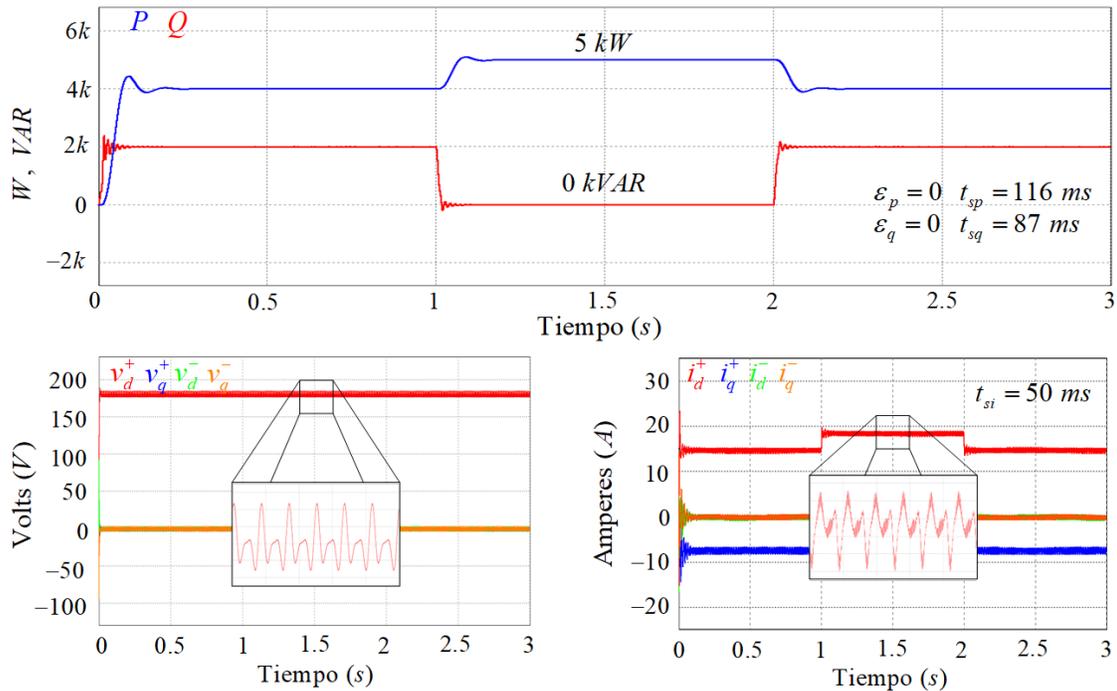


Figura 5.17. Comportamiento del inversor ante armónicos de tensión.

Otro de los aspectos a resaltar es la distorsión armónica de corriente en cada una de las fases. Los armónicos de tensión presentes en el  $PCC$  son balanceados en magnitud y fase

en las tres fases, no obstante el efecto que producen en las corrientes es desbalanceado. Esto se atribuye debido al cambio de marco de referencia de  $abc$  al marco de referencia  $dq$ , donde los armónicos de tensión son mapeados a la componente de secuencia negativa [32].

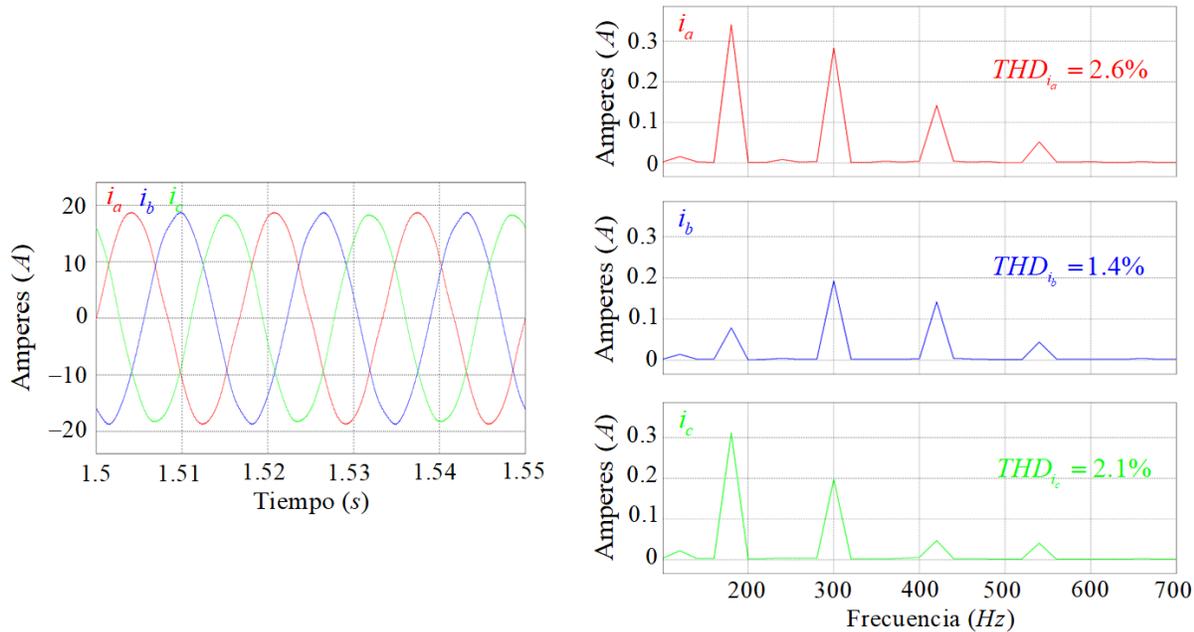


Figura 5.18. Espectro en frecuencia de las corrientes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ .

## Comportamiento ante *swells* de tensión

Aunque el objetivo de la investigación no aborda una perturbación en la que el voltaje en el  $PCC$  aumente en lugar de reducirse, como en el caso de un *swell* de tensión, se lleva a cabo una simulación con el método de Corrientes Balanceadas para analizar la robustez del sistema ante este tipo de perturbación. Los parámetros de la perturbación se observan en la Tabla 5.9. En este caso se observa un incremento de voltaje del 20% en la fase A, donde se espera que el convertidor sea capaz de suministrar 5000  $W$  a la red.

Tabla 5.9. Parámetros de voltaje y potencia ante un *swell* de tensión.

(a) Parámetros condiciones nominales.		(b) Parámetros <i>swell</i> de tensión.	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$v_a$	$180 V \sin(\omega_o t)$	$v_a$	$216 V \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$180 V \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$
$v_c$	$180 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$180 V \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$
$P$	5000 $W$	$P$	5000 $W$
$Q$	0 $VAR$	$Q$	0 $VAR$

En la Fig. 5.19 se observa que pese a que la estrategia de control no fue diseñada para operar ante incrementos de tensión, dada la estrategia propuesta y el análisis en

secuencia positiva y negativa del sistema desbalanceado, el inversor trifásico puede seguir suministrando la potencia deseada ante un *swell* de tensión, donde para compensar el aumento de tensión, la corriente disminuye.

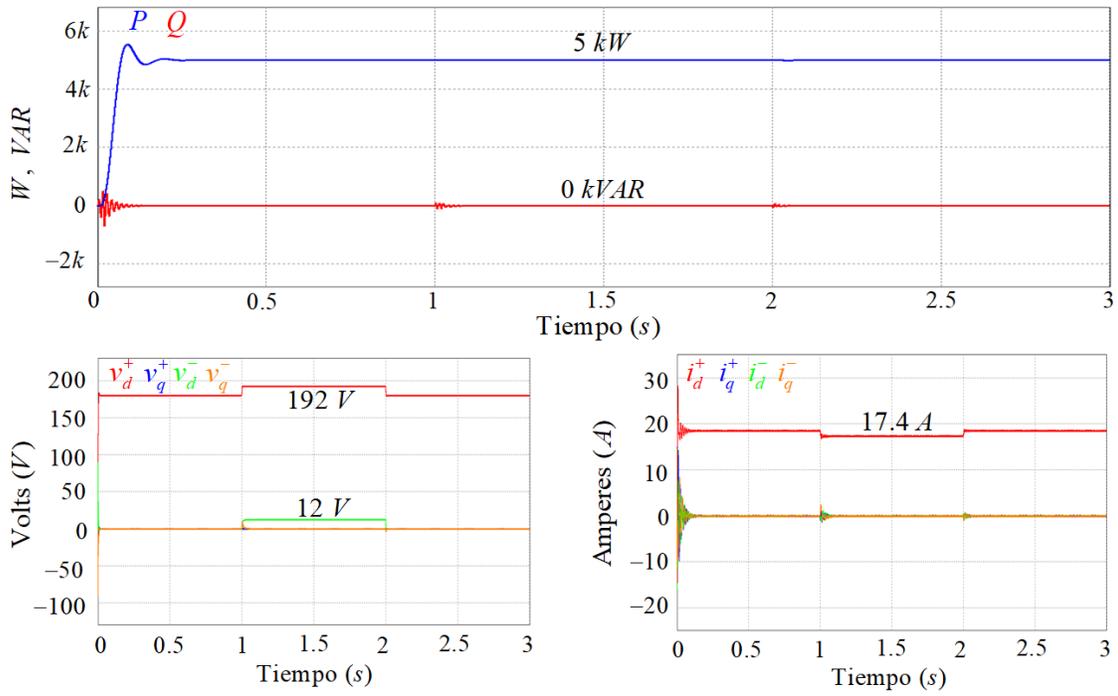


Figura 5.19. Comportamiento del inversor ante un *swell* de tensión.



## CONCLUSIONES

El objetivo de la investigación ha sido "*Analizar y desarrollar las estrategias de operación y control para un inversor trifásico interconectado a red bajo perturbaciones de tensión*". Se buscó que a partir de la topología establecida, el inversor tenga la capacidad de suministrar la potencia requerida por la red en el *PCC*. El filtro de acoplamiento tipo *LCL* tiene una mayor capacidad de atenuación de las componentes armónicas en la corriente inyectada a la red, así como un menor peso y tamaño en comparación con un filtro *L* de primer orden, en condiciones de atenuación equiparables.

En primer lugar, se verificó que el convertidor es capaz de trabajar en condiciones de perturbación en lazo abierto. Con la *ROL* definida y un análisis basado en componentes de secuencia positiva y negativa, se demostró que existen señales de modulación que permiten al inversor suministrar la potencia requerida, incluso en situaciones de *sags* de tensión. Después de validar las señales de modulación que garantizan el funcionamiento deseado, se procedió al análisis de la estrategia de control.

Se decidió realizar un análisis detallado de la linealización entrada-salida vía retroalimentación para el control del inversor. Se observó que al existir la presencia de *sags* de tensión, el inversor es capaz de suministrar la potencia requerida a la red. No obstante, se identificó un fenómeno conocido como inyección de armónicos no existentes, evidenciado por la presencia de armónicos de tercer orden en las corrientes *abc* de salida que no están presentes en la red.

El uso de un *SRF-PLL* en condiciones de perturbaciones de tensión provoca que las componentes *dq* presenten oscilaciones al doble de la frecuencia, resultando en la

inyección de un tercer armónico en las corrientes. Para mitigar este efecto, se propuso la implementación de un *DSRF-PLL* en su lugar. La principal diferencia radica en el desglose de las señales en sus componentes de secuencia positiva y negativa. De esta forma se logra obtener dos sistemas balanceados en los cuales no están presentes las oscilaciones en las componentes  $dq$  que se producen al emplear un *SRF-PLL*.

Uno de los desafíos para la implementación del *DSRF-PLL* es la obtención en tiempo real de las componentes de secuencia positiva y negativa. Para el objetivo específico de esta investigación, el método de Cancelación por Señal Retrasada (*CSR*) muestra mejores capacidades que contribuyan al rendimiento esperado del convertidor con respecto a los demás métodos analizados.

Además de las simulaciones documentadas en la investigación, se llevaron a cabo diversas pruebas con *sags* de tensión de variada magnitud y desfase, demostrando que el convertidor puede operar satisfactoriamente en todos estos escenarios.

En cuanto a la variación paramétrica, se evidencia la robustez del sistema frente a variaciones de  $\pm 15\%$ . No obstante, una variación más crítica en el filtro *LCL* afecta directamente la distorsión armónica de corriente.

Asimismo, el convertidor muestra robustez al incorporar la impedancia de red. No obstante, este modelo no captura toda la dinámica de los elementos interconectados en el *PCC*. Por lo tanto, es imprescindible asegurar que al conectar el sistema no se genere excitación en una resonancia que pueda aumentar la distorsión armónica.

Aunque el objetivo de la investigación no se centra en la operación de *swells* de tensión, se observa que la estrategia de control propuesta mantiene su funcionamiento incluso ante niveles de voltaje más altos. No obstante, es importante señalar que la capacidad de operación está sujeta a las limitaciones de los elementos físicos del sistema.

En virtud de estas consideraciones, se establece que el inversor trifásico interconectado a la red tiene la capacidad de suministrar la potencia necesaria y desempeñar un papel fundamental como soporte para la inyección de potencia reactiva en presencia de perturbaciones de tensión.

## Sugerencias de trabajo futuro

Con el aporte realizado en este trabajo de investigación, surge la posibilidad de explorar nuevas metodologías basadas en la descomposición de componentes de secuencia positiva y secuencia negativa, por lo que dentro de las sugerencias que se tienen de posibles trabajos futuros se encuentran:

- Evaluación experimental del inversor trifásico operando ante perturbaciones de tensión con la estrategia de control propuesta.
- A lo largo de este trabajo, se introduce la estrategia de control con el *DSRF-PLL* fundamentada en la linealización entrada-salida vía retroalimentación. No obstante, no se profundiza en diversas estrategias de control que podrían ser implementadas para mejorar el rendimiento del inversor trifásico en condiciones de desbalance en tensión.
- De manera similar, se sugiere explorar estrategias de control aplicables en el marco de referencia  $\alpha\beta^+$  y  $\alpha\beta^-$ , con el objetivo de realizar una comparativa entre las leyes de control variantes e invariantes en el tiempo en situaciones de desbalance de tensión en sistemas trifásicos.
- Se propone realizar un análisis de la robustez, evaluando la descomposición en componentes simétricas frente a diversos escenarios. Entre estos, se incluyen las no linealidades, variaciones en la dinámica del sistema, análisis de estabilidad en frecuencia, errores en el modelado, y otros factores relevantes.
- La investigación se ha centrado en sistemas de generación distribuida, específicamente en situaciones donde los niveles de voltaje en el *PCC* son bajos. Una propuesta adicional es analizar el comportamiento del inversor trifásico en un sistema de mayor capacidad, donde podrían surgir problemas adicionales, como la oscilación en potencia presentada en el Anexo C.

## Publicaciones Generadas

Israel Cuevas, Victor Cardenas, Homero Miranda-Vidales, and Janeth Alcalá, "Analysis and evaluation of phase-sequence separators for sag detection in power electronics converter applications". En 2023 20th IEEE International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE), pages 1-6, 2023. DOI: 10.1109/CCE60043.2023.10332867



## ANÁLISIS DEL INVERSOR TRIFÁSICO ANTE CAÍDAS DE TENSIÓN EN MARCO *abc*

El análisis del inversor trifásico parte de realizar un cambio de marco de referencia, del marco *abc* al marco *dq*. Este cambio de coordenadas permite que las señales en *dq* se analicen como componentes constantes en lugar de componentes sinusoidales, como lo es en *abc*. Sin embargo, otra alternativa es mantener las señales en *abc* y por medio de la teoría de circuitos eléctricos generar las señales de modulación requeridas para mantener el suministro de potencia deseado.

En este anexo, se desarrolla el análisis matemático para obtener los índices de modulación ante condiciones de desbalance en en el marco *abc*, además se realiza una comparativa con respecto al análisis realizado en el marco *dq*.

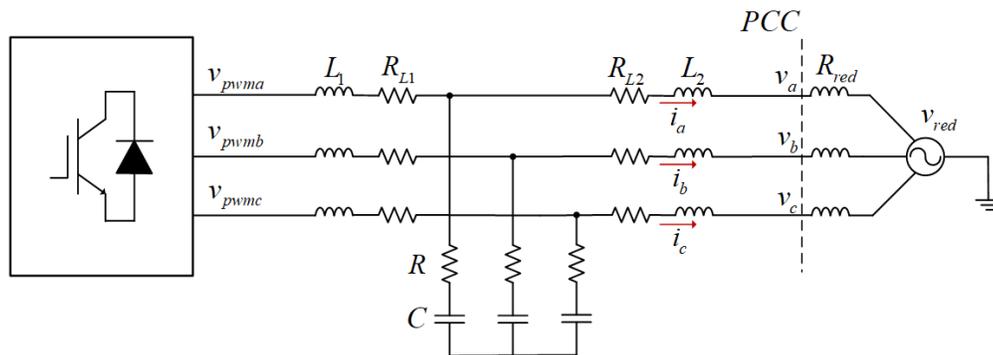


Figura A.1. Topología del inversor trifásico.

## Análisis matemático

A partir de la topología del inversor trifásico mostrada en la Fig. A.1, se utiliza el principio de superposición con el objetivo de encontrar las corrientes en el  $PCC$ . En primer lugar se analiza el efecto de la tensión de red y posteriormente el efecto producido por el convertidor.

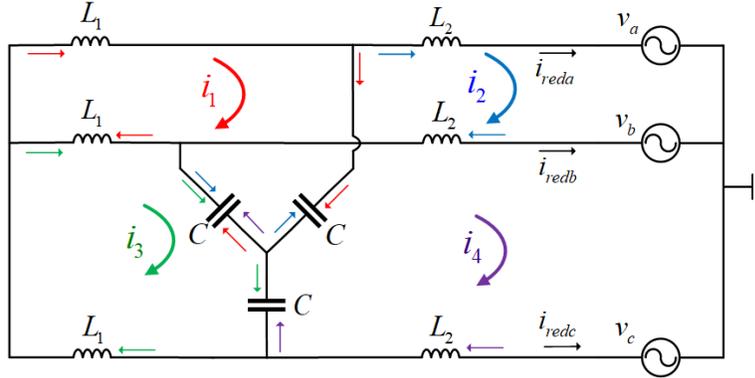


Figura A.2. Superposición con tensiones de la red.

La Fig. A.2 muestra el diagrama del sistema reemplazando por un corto de circuito el convertidor, de este modo se obtiene las corrientes producidas por la red ( $i_{reda}$ ,  $i_{redb}$  e  $i_{redc}$ ), las cuales están dadas por:

$$i_{reda} = i_2, \quad (\text{A.1})$$

$$i_{redb} = i_4 - i_2, \quad (\text{A.2})$$

$$i_{redc} = -i_4. \quad (\text{A.3})$$

Resolviendo se encuentra que las corrientes producidas por la tensión de red son:

$$i_{reda} = \frac{a_1}{a_2} \cdot (2v_a - v_b - v_c), \quad (\text{A.4})$$

$$i_{redb} = \frac{a_1}{a_2} \cdot (2v_b - v_a - v_c), \quad (\text{A.5})$$

$$i_{redc} = \frac{a_1}{a_2} \cdot (2v_c - v_a - v_b), \quad (\text{A.6})$$

donde:

$$a_1 = 1 - L_1 C \omega_o^2, \quad (\text{A.7})$$

$$a_2 = j [L_1 L_2 C \omega_o^3 - (L_1 + L_2) \omega_o]. \quad (\text{A.8})$$

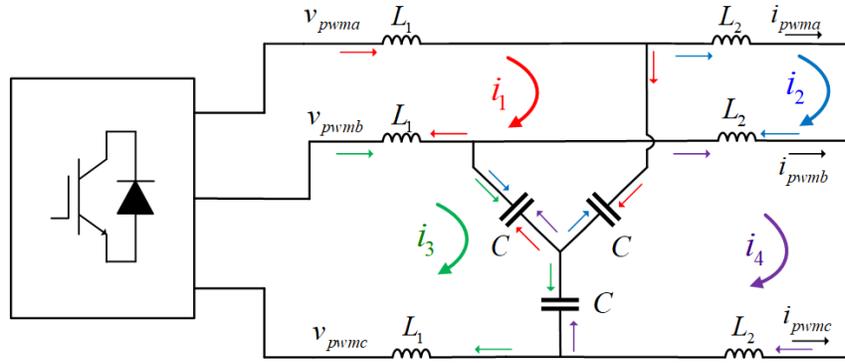


Figura A.3. Superposición con voltajes del convertidor.

De manera similar, para el caso de las corrientes producidas por el convertidor, ahora el corto circuito reemplaza a la red (Fig. A.3), por lo que las corrientes producidas por el convertidor son:

$$i_{pwma} = \frac{1}{3a_2} \cdot (2v_{pwma} - v_{pwmb} - v_{pwmc}), \quad (\text{A.9})$$

$$i_{pwmb} = \frac{1}{3a_2} \cdot (2v_{pwmb} - v_{pwma} - v_{pwmc}), \quad (\text{A.10})$$

$$i_{pwmc} = \frac{1}{3a_2} \cdot (2v_{pwmc} - v_{pwma} - v_{pwmb}). \quad (\text{A.11})$$

Considerando que  $v_{pwm_x} = m_x \frac{V_{CD}}{2}$ , las corrientes  $i_{pwm_x}$  se expresan como:

$$i_{pwma} = \frac{V_{CD}}{6a_2} \cdot (2m_a - m_b - m_c), \quad (\text{A.12})$$

$$i_{pwmb} = \frac{V_{CD}}{6a_2} \cdot (2m_b - m_a - m_c), \quad (\text{A.13})$$

$$i_{pwmc} = \frac{V_{CD}}{6a_2} \cdot (2m_c - m_a - m_b). \quad (\text{A.14})$$

Acorde al principio de superposición:

$$i_a = i_{pwma} + i_{reda} = \frac{a_1}{a_2} \cdot (2v_a - v_b - v_c) + \frac{V_{CD}}{6a_2} \cdot (2m_a - m_b - m_c), \quad (\text{A.15})$$

$$i_b = i_{pwmb} + i_{redb} = \frac{a_1}{a_2} \cdot (2v_b - v_a - v_c) + \frac{V_{CD}}{6a_2} \cdot (2m_b - m_a - m_c), \quad (\text{A.16})$$

$$i_c = i_{pwmc} + i_{redc} = \frac{a_1}{a_2} \cdot (2v_c - v_a - v_b) + \frac{V_{CD}}{6a_2} \cdot (2m_c - m_a - m_b). \quad (\text{A.17})$$

Con  $a_1$  y  $a_2$  definidos como en (A.7) y (A.8).

El convertidor presenta una conexión delta, por lo que las señales de modulación deben garantizar que:

$$m_a + m_b + m_c = 0. \quad (\text{A.18})$$

Con 4 ecuaciones y 3 incógnitas, se resuelve el sistema utilizando las ecuaciones (A.15), (A.16) y (A.18). Las señales de modulación resultantes son:

$$m_a = \frac{2a_1}{3V_{CD}} \cdot (2v_a - v_b - v_c) + \frac{4a_2}{450} \cdot i_a, \quad (\text{A.19})$$

$$m_b = \frac{2a_1}{3V_{CD}} \cdot (2v_b - v_a - v_c) + \frac{4a_2}{450} \cdot i_b, \quad (\text{A.20})$$

$$m_c = -(m_a + m_b). \quad (\text{A.21})$$

Por otro lado, la potencia aparente está dada por:

$$S_{\emptyset} = \frac{V_{\emptyset} I_{\emptyset}}{2}. \quad (\text{A.22})$$

Además, en condiciones balanceadas, la sumatoria de la potencia aparente de cada una de las fases es equivalente a la potencia trifásica:

$$S_{3\emptyset} = \frac{V_a I_a}{2} + \frac{V_b I_b}{2} + \frac{V_c I_c}{2}. \quad (\text{A.23})$$

El objetivo establecido es mantener las corrientes balanceadas y suministrar una potencia deseada durante un *sag* de tensión. En relación con las corrientes, para lograr que las tres fases estén balanceadas, sus magnitudes deben de ser iguales ( $I_a = I_b = I_c = I$ ) y deben de tener un desplazamiento de  $\frac{2\pi}{3}$  entre sí. Sustituyendo y despejando en (A.23):

$$I = \frac{2S_{3\emptyset}}{V_a + V_b + V_c}. \quad (\text{A.24})$$

Con respecto a la fase de las corrientes  $abc$ , se toma como referencia el ángulo generado por la relación entre la potencia activa y la potencia reactiva trifásica deseada:

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{Q_{3\emptyset}}{P_{3\emptyset}}\right) \quad (\text{A.25})$$

Por ende, las corrientes  $i_{abc}$  son:

$$i_a = I \sin(\omega_o t + \theta_i), \quad i_b = I \sin\left(\omega_o t + \theta_i - \frac{2\pi}{3}\right), \quad i_c = I \sin\left(\omega_o t + \theta_i + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (\text{A.26})$$

## Ejemplo numérico

Se llevan a cabo ejemplos numéricos con el propósito de realizar una comparativa con el método utilizado en el Capítulo 3 con componentes simétricas, y así corroborar que los resultados son similares. Los ejemplos que se analizan son los casos en condiciones nominales, con un *sag* tipo B y un *sag* tipo F, como se muestra en la Tabla A.1. Los parámetros nominales se presentan en la Tabla 2.1.

Se lleva a cabo un análisis del desempeño del método con el objetivo de evaluar la precisión en situaciones esperadas de operación del convertidor. Estos escenarios se detallan en la Tabla A.1.

Tabla A.1. Parámetros de voltaje y potencia.

(a) Condiciones Nominales		(b) <i>Sag</i> tipo B		(c) <i>Sag</i> Tipo F	
$k_1 = k_2 = k_3 = 0,$ $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$		$k_1 = 0.5, k_2 = k_3 = 0,$ $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$		$k_1 = 0.3 k_2 = k_3 = 0.15,$ $\phi_1 = 0, \phi_2 = \phi_3 = \frac{\pi}{30}$	
Par.	Valor	Par.	Valor	Par.	Valor
$v_a$	$180 \sin(\omega_o t)$	$v_a$	$90 \sin(\omega_o t)$	$v_a$	$126 \sin(\omega_o t)$
$v_b$	$180 \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$180 \sin(\omega_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$154 \sin(\omega_o t - \frac{19\pi}{30})$
$v_c$	$180 \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$180 \sin(\omega_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$154 \sin(\omega_o t + \frac{19\pi}{30})$
$P$	$4000 W$	$P$	$4000 W$	$P$	$5000 W$
$Q$	$2000 VAR$	$Q$	$2000 VAR$	$Q$	$0 VAR$

### Condiciones nominales

La potencia aparente es:

$$S_{3\emptyset} = \sqrt{P_{3\emptyset}^2 + Q_{3\emptyset}^2} = \sqrt{4000^2 + 2000^2} = 4472 VA.$$

A partir de las ecuaciones (A.24) y (A.25) se obtienen los valores de las corrientes  $i_{abc}$ :

$$I = \frac{2S_{3\emptyset}}{V_a + V_b + V_c} = \frac{2(4472)}{180 + 180 + 180} = 16.56 A,$$

$$\theta_i = \arctan\left(\frac{Q_{3\emptyset}}{P_{3\emptyset}}\right) = \arctan\left(\frac{2000}{4000}\right) = \frac{13\pi}{90},$$

$$i_a = 16.56 \sin\left(\omega_o t + \frac{13\pi}{90}\right), \quad i_b = 16.56 \sin\left(\omega_o t - \frac{47\pi}{90}\right), \quad i_c = 16.56 \sin\left(\omega_o t + \frac{73\pi}{90}\right).$$

Sustituyendo en (A.19-A.21):

$$m_a = 16.56 \sin\left(\omega_o t + \frac{13\pi}{90}\right), \quad m_b = 16.56 \sin\left(\omega_o t - \frac{47\pi}{90}\right), \quad m_c = 16.56 \sin\left(\omega_o t + \frac{73\pi}{90}\right).$$

### **Sag tipo B**

La potencia aparente se mantiene en  $S = 4472 \text{ VA}$ , sin embargo, debido al desbalance la corriente es:

$$I = \frac{2(4472)}{90 + 180 + 180} = 19.87 \text{ A},$$

$$\theta_i = \frac{13\pi}{90},$$

$$i_a = 19.87 \sin\left(\omega_o t + \frac{13\pi}{90}\right), \quad i_b = 19.87 \sin\left(\omega_o t - \frac{47\pi}{90}\right), \quad i_c = 19.87 \sin\left(\omega_o t + \frac{73\pi}{90}\right).$$

Al emplear las ecuaciones (A.19-A.21):

$$m_a = \left[ \frac{2(0.98)}{3(450)} \cdot (360 \sin(\omega_o t)) \right] + \left[ \frac{4(j2.19)}{450} \cdot 19.87 \sin\left(\omega_o t + \frac{13\pi}{90}\right) \right] = 0.469 \sin\left(\omega_o t + \frac{7\pi}{60}\right),$$

$$m_b = \left[ \frac{2(0.98)}{3(450)} \cdot \left(501 \sin\left(\omega_o t - \frac{37\pi}{60}\right)\right) \right] + \left[ \frac{4(j2.19)}{450} \cdot 19.87 \sin\left(\omega_o t - \frac{47\pi}{90}\right) \right] = 0.695 \sin\left(\omega_o t - \frac{19\pi}{36}\right)$$

$$m_c = - \left[ 0.469 \sin\left(\omega_o t + \frac{7\pi}{60}\right) + 0.695 \sin\left(\omega_o t - \frac{19\pi}{36}\right) \right] = 0.634 \sin\left(\omega_o t + \frac{25\pi}{36}\right).$$

### **Sag tipo F**

En este ejemplo las tres fases sufren una caída de tensión y la potencia aparente es de  $5000 \text{ VA}$ , por lo que las corrientes  $i_{abc}$  son:

$$i_a = 19.87 \sin\left(\omega_o t + \frac{13\pi}{90}\right), \quad i_b = 19.87 \sin\left(\omega_o t - \frac{47\pi}{90}\right), \quad i_c = 19.87 \sin\left(\omega_o t + \frac{73\pi}{90}\right).$$

Mientras que las señales de modulación son:

$$m_a = 19.87 \sin\left(\omega_o t + \frac{13\pi}{90}\right), \quad m_b = 19.87 \sin\left(\omega_o t - \frac{47\pi}{90}\right), \quad m_c = 19.87 \sin\left(\omega_o t + \frac{73\pi}{90}\right).$$

Dado a que los valores obtenidos son iguales a las señales de modulación en el marco de referencia *abc* obtenidas a partir del método empleado en el Capítulo 3, se puede concluir que ambos métodos son válidos para encontrar las señales de modulación en lazo abierto.

## CANCELACIÓN POR SEÑAL RETRASADA

La Cancelación por Señal Retrasada (*CSR*) es un método reportado en [37] y se utiliza para generar las componentes de secuencia positiva y secuencia negativa en tiempo real. En este anexo se presenta el análisis matemático del método y su desempeño frente a *sags* de tensión.

### Análisis matemático

El método *CSR* se basa en análisis de las señales el marco de referencia rotatorio  $\alpha\beta$  a partir de la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}. \quad (\text{B.1})$$

Para la obtención de las componentes de secuencia positiva y secuencia negativa, las señales  $\alpha\beta$  son desplazadas  $\frac{\pi}{2}$  de la siguiente manera:

$$v_{\alpha,\beta}^+(t) = \frac{1}{2} \left( v_{\alpha,\beta}^+(t) - j \cdot v_{\alpha,\beta}^+ \left( t - \frac{T}{4} \right) \right), \quad (\text{B.2})$$

$$v_{\alpha,\beta}^-(t) = \frac{1}{2} \left( v_{\alpha,\beta}^+(t) + j \cdot v_{\alpha,\beta}^+ \left( t - \frac{T}{4} \right) \right). \quad (\text{B.3})$$

Donde  $T$  es el periodo de la señal. Para obtener las señales desplazadas, se utiliza un filtro pasatodo:

$$G(s) = \frac{s - \omega_o}{s + \omega_o}. \quad (\text{B.4})$$

Siendo  $\omega_o$  la velocidad a frecuencia nominal del sistema, por lo que ahora se tienen 4 señales disponibles:

$$v_\alpha = v_\alpha, \quad v_\alpha^r = G(s)v_\alpha, \quad (\text{B.5})$$

$$v_\beta = v_\beta, \quad v_\beta^r = G(s)v_\beta, \quad (\text{B.6})$$

Acorde a [36] las componentes de secuencia positiva ( $v_{\alpha,\beta}^+$ ) y negativa ( $v_{\alpha,\beta}^-$ ) están definidas por:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \\ v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\alpha^r \\ v_\beta \\ v_\beta^r \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

## Desempeño

Se lleva a cabo un análisis del desempeño del método con el objetivo de evaluar la precisión en situaciones esperadas de operación del convertidor. Estos escenarios se detallan en la Tabla B.1.

Tabla B.1. Parámetros de *sag* de voltaje.

(a) Condiciones Nominales.  
 $k_1 = k_2 = k_3 = 0,$   
 $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$

(b) *Sag* tipo B.  
 $k_1 = 0.5, k_2 = k_3 = 0,$   
 $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 0$

(c) *Sag* Tipo F.  
 $k_1 = 0.3 k_2 = k_3 = 0.15,$   
 $\phi_1 = 0, \phi_2 = \phi_3 = \frac{\pi}{30}$

Par.	Valor	Par.	Valor	Par.	Valor
$v_a$	$180 \sin(w_o t)$	$v_a$	$90 \sin(w_o t)$	$v_a$	$126 \sin(w_o t)$
$v_b$	$180 \sin(w_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$180 \sin(w_o t - \frac{2\pi}{3})$	$v_b$	$154 \sin(w_o t - \frac{19\pi}{30})$
$v_c$	$180 \sin(w_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$180 \sin(w_o t + \frac{2\pi}{3})$	$v_c$	$154 \sin(w_o t + \frac{19\pi}{30})$
$v_\alpha^+$	$180 \sin(w_o t)$	$v_\alpha^+$	$150 \sin(w_o t)$	$v_\alpha^+$	$144 \sin(w_o t)$
$v_\alpha^-$	0	$v_\alpha^-$	$30 \sin(w_o t + \pi)$	$v_\alpha^-$	$18 \sin(w_o t + \pi)$

Al llevar a cabo las simulaciones, es posible observar que en condiciones nominales (Fig. B.1) el valor de la secuencia negativa es igual a  $v_\alpha^- = 0$ , dado a que los voltajes  $v_{abc}$  se encuentran balanceados, lo que resulta en que la componente de secuencia negativa sea igual a cero.

En relación con los escenarios de condiciones desbalanceadas, como los casos del *sag* tipo B y tipo F (Figuras B.2 y B.3), el método *CSR* demuestra su capacidad para generar los dos sistemas balanceados: uno en secuencia positiva y otro en secuencia negativa.

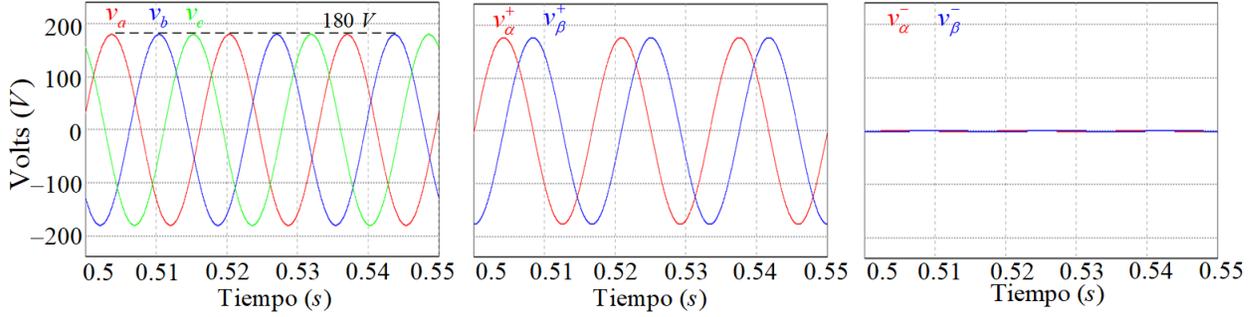


Figura B.1. Voltajes en condiciones nominales en el marco  $\alpha\beta$  utilizando el método *CSR*.

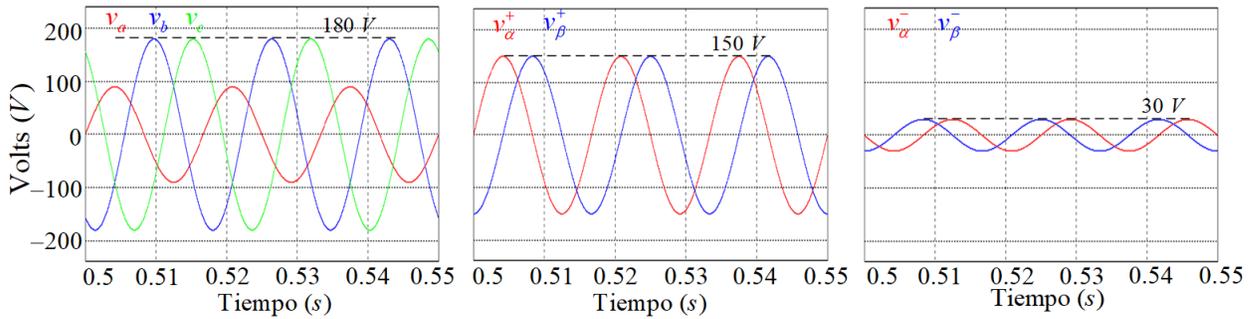


Figura B.2. Voltajes ante *sag* tipo B en el marco  $\alpha\beta$  utilizando el método *CSR*.

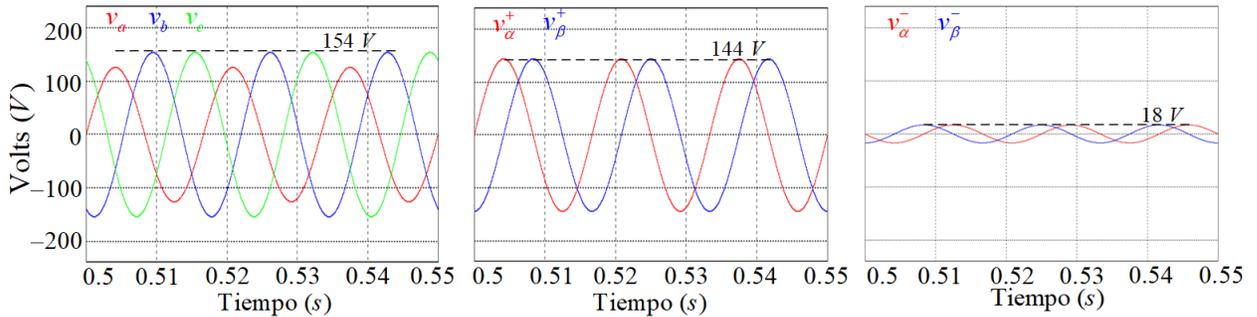


Figura B.3. Voltajes ante *sag* tipo F en el marco  $\alpha\beta$  utilizando el método *CSR*.

El método *CSR* ha sido seleccionado debido a su precisión y tiempo de respuesta. En [39] se lleva a cabo una comparativa detallada entre el método *CSR* y el método de Filtros Sintonizados Trifásicos de Secuencia (*FSTS*). Los resultados indican que, para este tipo de aplicaciones, el método *CSR* exhibe un mejor desempeño.





## OSCILACIÓN DE POTENCIA A TRAVÉS DE LA TRANSFORMACIÓN $dq$

Como se ha mencionado en el Capítulo 4, una estrategia para generar las corrientes de referencia en la ley de control consiste en mitigar las oscilaciones que se presentan al doble de la frecuencia de la potencia activa, según lo mencionado en [38] y [40]. Sin embargo, en estos trabajos no se aborda en detalle el origen de estas oscilaciones. Este anexo presenta un análisis de la potencia activa mediante el teorema de componentes de secuencia y la transformación  $dq$ .

El planteamiento de la ley de control en el marco  $dq$  proporciona los valores de referencia en ese marco específico. Sin embargo, la salida de control aplicada en el convertidor se expresa en el marco  $abc$ . Por lo tanto, es necesario realizar una transformación inversa para obtener la salida de control final en el marco  $abc$ . El objetivo de este análisis es comprender lo que sucede con la potencia activa al pasar por esta transformación. Para simplificar el análisis, se realiza la transformación del marco  $dq$  al marco  $\alpha\beta$  utilizando la matriz dada por la ecuación (C.1):

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}. \quad (\text{C.1})$$

La potencia activa en  $\alpha\beta$  está dada por:

$$p = \frac{3}{2} (v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta). \quad (\text{C.2})$$

Sustituyendo tensiones y corrientes por sus componentes de secuencia:

$$p = \frac{3}{2} [(v_\alpha^+ + v_\alpha^-) (i_\alpha^+ + i_\alpha^-) + (v_\beta^+ + v_\beta^-) (i_\beta^+ + i_\beta^-)], \quad (\text{C.3})$$

$$p = \frac{3}{2} [v_\alpha^+ i_\alpha^+ + v_\beta^+ i_\beta^+ + v_\alpha^- i_\alpha^- + v_\beta^- i_\beta^- + v_\alpha^+ i_\alpha^- + v_\beta^+ i_\beta^- + v_\alpha^- i_\alpha^+ + v_\beta^- i_\beta^+]. \quad (\text{C.4})$$

Con la transformación a partir de la matriz (C.1) y realizando el álgebra correspondiente se tiene que:

$$v_\alpha^+ i_\alpha^+ + v_\beta^+ i_\beta^+ = v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+, \quad (\text{C.5})$$

$$v_\alpha^- i_\alpha^- + v_\beta^- i_\beta^- = v_d^- i_d^- + v_q^- i_q^-, \quad (\text{C.6})$$

$$v_\alpha^+ i_\alpha^- + v_\beta^+ i_\beta^- = (v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^-) \cos(2\theta) + (v_d^+ i_q^- - v_q^+ i_d^-) \sin(2\theta), \quad (\text{C.7})$$

$$v_\alpha^- i_\alpha^+ + v_\beta^- i_\beta^+ = (v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+) \cos(2\theta) + (v_d^- i_q^+ - v_q^- i_d^+) \sin(2\theta), \quad (\text{C.8})$$

donde  $\theta = \omega_o t$ . De este modo, la potencia activa en el marco  $dq$  está dada por:

$$\begin{aligned} p &= \frac{3}{2} [v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+ + v_d^- i_d^- + v_q^- i_q^- \\ &\quad + (v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^- + v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+) \cos(2\omega_o t) \\ &\quad + (v_d^+ i_q^- - v_q^+ i_d^- + v_d^- i_q^+ - v_q^- i_d^+) \sin(2\omega_o t)]. \\ p &= P + P_c \cos(2\theta) + P_s \sin(2\theta) \end{aligned}$$

Donde:

$$P = \frac{3}{2} (v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+ + v_d^- i_d^- + v_q^- i_q^-), \quad (\text{C.9})$$

$$P_c = \frac{3}{2} (v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^- + v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+), \quad (\text{C.10})$$

$$P_s = \frac{3}{2} (v_d^+ i_q^- - v_q^+ i_d^- + v_d^- i_q^+ - v_q^- i_d^+). \quad (\text{C.11})$$

Mientras que la potencia reactiva es [40]:

$$q = Q + Q_c \cos(2\theta) + Q_s \sin(2\theta), \quad (\text{C.12})$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q^+ i_d^+ - v_d^+ i_q^+ + v_q^- i_d^- - v_d^- i_q^-), \quad (\text{C.13})$$

$$Q_c = \frac{3}{2} (v_q^- i_d^+ - v_d^- i_q^+ + v_q^+ i_d^- - v_d^+ i_q^-), \quad (\text{C.14})$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (-v_d^- i_d^+ - v_q^- i_q^+ + v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^-). \quad (\text{C.15})$$

Al ser oscilaciones no deseadas en la potencia activa, los valores de  $P_c$  y  $P_s$  deben ser 0, por lo que los valores de referencia son [38]:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} v_d^+ & v_q^+ & v_d^- & v_q^- \\ -v_q^+ & v_d^+ & -v_q^- & v_d^- \\ v_d^- & v_q^- & v_d^+ & v_q^+ \\ -v_q^- & v_d^- & -v_q^+ & v_d^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \\ i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix}. \quad (\text{C.16})$$

Por lo que a partir de la estrategia de control presentada en el Capítulo 4 los lazos externos e internos de para este caso se presentan en la Fig. C.1

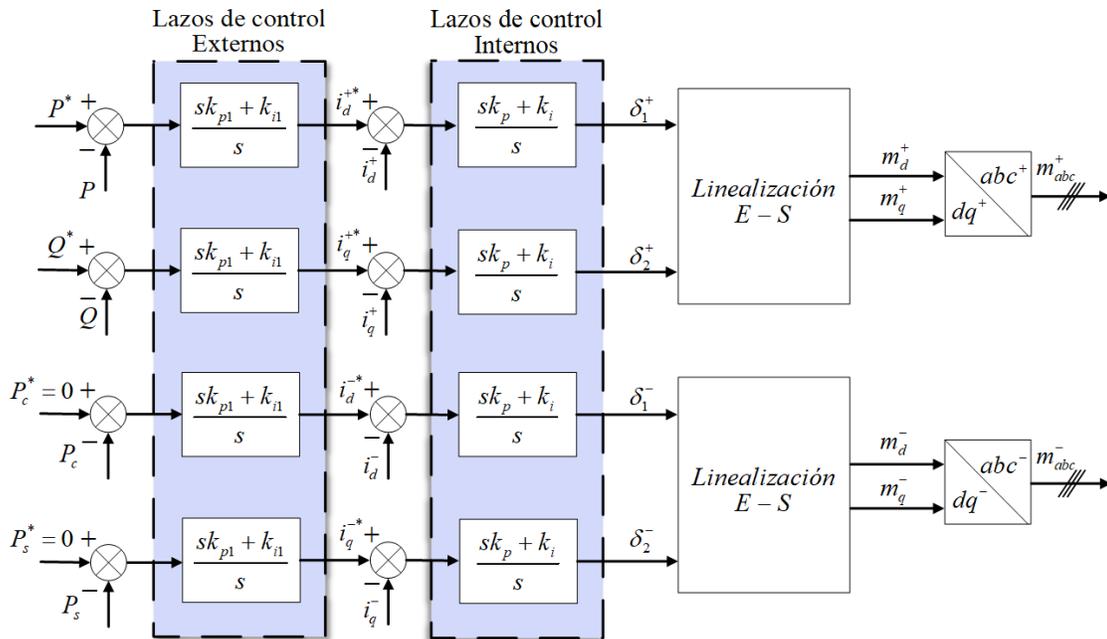


Figura C.1. Diagrama de lazos de control con sistema linealizado y con secuencia negativa.

En relación con los lazos de control externos de secuencia positiva, se toman en cuenta como perturbaciones los efectos generados por los voltajes de secuencia negativa y por  $v_q^+$ , como se ilustra en la Fig. C.2.

De igual modo para los lazos de control de secuencia negativa, en la Fig. C.3 se muestra que los voltajes de secuencia positiva y  $v_q^+$  se consideran como perturbación.

De las ecuaciones (C.10) y (C.11), se puede deducir que la única manera de atenuar los efectos en la potencia al doble de la frecuencia nominal causados por el desbalance es mediante las corrientes de secuencia negativa. Como resultado, con esta estrategia, la

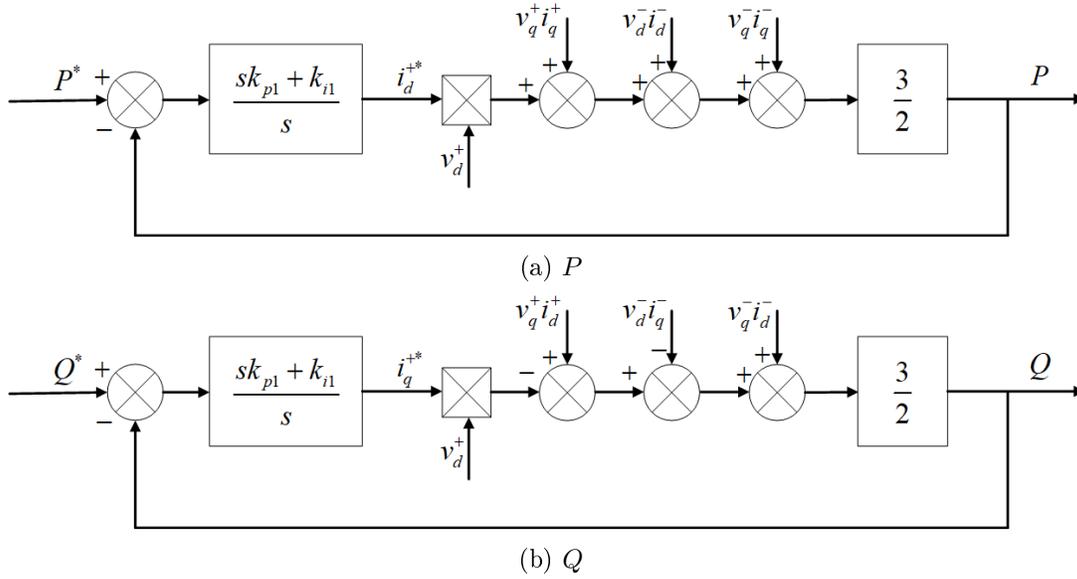


Figura C.2. Diagramas de bloques para lazos de control externos de secuencia positiva.

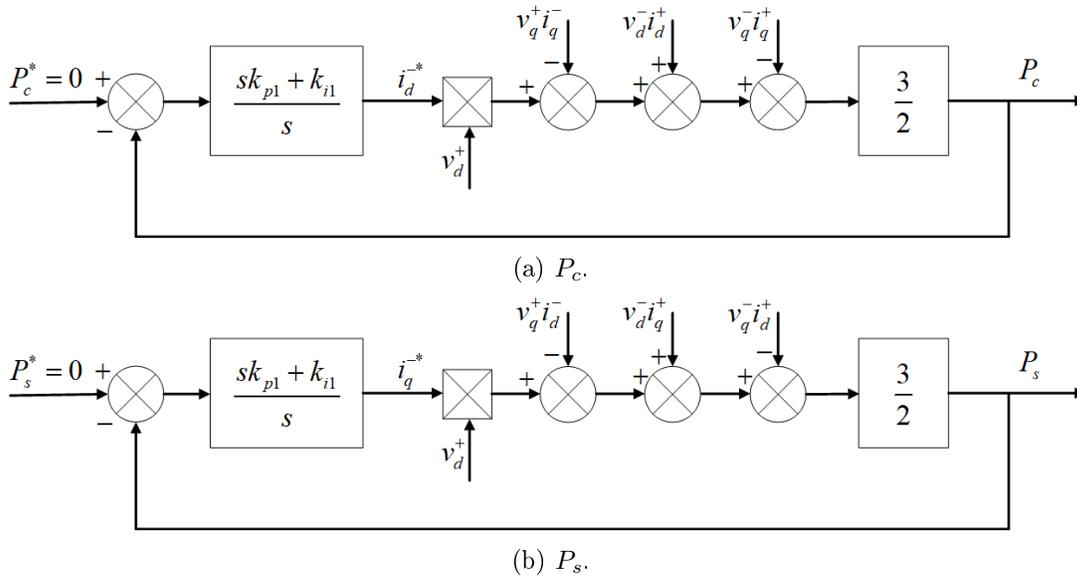


Figura C.3. Diagramas de bloques para lazos de control externos de secuencia negativa.

única manera de mantener las corrientes balanceadas es en condiciones nominales, por lo que en presencia de un desbalance en tensión, se generará un desbalance en corriente.

# REFERENCIAS

- [1] SENER. Programa de desarrollo del sistema eléctrico nacional. 2023.
- [2] Luis Ignacio Martínez Caballero. Diseño y control de un inversor interconectado a red con soporte de voltaje y función de filtrado activo. Master's thesis, Tecnológico Nacional de México, 2021.
- [3] C. Sankaran. *Power Quality*. Electric Power Engineering Series. CRC Press, 2017.
- [4] R.C. Dugan, M.F. McGranaghan, S. Santoso, and H.W. Beaty. *Electrical Power Systems Quality, Third Edition*. McGraw Hill LLC, 2012.
- [5] R.E. Pinto. *Calidad de la Energía Eléctrica: Prof. Resp. en Calidad de la Energía Eléctrica - Comercialización de la Energía Eléctrica e Instalaciones Eléctricas*. Universidad Nacional de Santiago del Estero. Amazon Digital Services LLC - KDP Print US, 2021.
- [6] Electromagnetic Compatibility. Part 4-30: Testing and measurement techniques—power quality measurement methods. *IEC standard*, pages 61000–4, 2008.
- [7] Ieee recommended practice for monitoring electric power quality. *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, pages 1–94, 2009.
- [8] Math HJ Bollen. Understanding power quality problems. In *Voltage sags and Interruptions*. IEEE press Piscataway, NJ, USA, 2000.
- [9] Ieee standard for interconnection and interoperability of distributed energy resources with associated electric power systems interfaces. *IEEE Std 1547-2018 (Revision of IEEE Std 1547-2003)*, pages 1–138, 2018.
- [10] Ieee standard for harmonic control in electric power systems. *IEEE Std 519-2022 (Revision of IEEE Std 519-2014)*, pages 1–31, 2022.
- [11] Electrical service rule 21.
- [12] Comisión Reguladora de Energía. Código de red, 2021.

- [13] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3):716–727, 1929.
- [14] Aleksandr Reznik, Marcelo Godoy Simões, Ahmed Al-Durra, and SM Muyeen. *lcl* filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. *IEEE transactions on industry applications*, 50(2):1225–1232, 2013.
- [15] J Almaguer, V Cárdenas, A Aganza-Torres, M González, and J Alcalá. A frequency-based *lcl* filter design and control considerations for three-phase converters for solid-state transformer applications. *Electrical Engineering*, 101(2):545–558, 2019.
- [16] AA Rockhill, Marco Liserre, Remus Teodorescu, and Pedro Rodriguez. Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1205–1217, 2010.
- [17] D Grahame Holmes and Thomas A Lipo. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*, volume 18. John Wiley & Sons, 2003.
- [18] J. Holtz. Pulsewidth modulation-a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 39(5):410–420, 1992.
- [19] Charles L Fortescue. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 37(2):1027–1140, 1918.
- [20] Fang Xiong, Wang Yue, Li Ming, Wang Ke, and Lei Wanjun. A novel pll for grid synchronization of power electronic converters in unbalanced and variable-frequency environment. In *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, pages 466–471, 2010.
- [21] P. Rodriguez, A. Luna, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg. Grid synchronization of wind turbine converters under transient grid faults using a double synchronous reference frame pll. In *2008 IEEE Energy 2030 Conference*, pages 1–8, 2008.
- [22] Xu Yongxiang, Zheng Dianchen, Wei Yanyu, Zou Jibin, and Shang Jing. Dsp based all-digital resolver-to-digital conversion using dsrf-pll. In *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, volume 2, pages 1210–1215, 2012.
- [23] S.C. Gupta. Phase-locked loops. *Proceedings of the IEEE*, 63(2):291–306, 1975.

- 
- [24] Katsuhico Ogata. *Ingeniería de control moderna*, editorial prentice hall, 2002.
- [25] R. H. Park. Two-reaction theory of synchronous machines-ii. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 52(2):352–354, 1933.
- [26] J. Alcalá, V. Cárdenas, A. R. Ramírez-López, and J. Gudiño-Lau. Study of the bidirectional power flow in back - to - back converters by using linear and nonlinear control strategies. In *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 806–813, 2011.
- [27] Alberto Isidori. *Nonlinear Control Systems*. Springer, London, 1995.
- [28] Tzann-Shin Lee. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase ac/dc voltage-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1):11–22, 2003.
- [29] H.K. Khalil. *Nonlinear Systems*. Pearson Education. Prentice Hall, 2002.
- [30] Alberto Delgado. Linealización entrada/salida de sistemas no lineales afines utilizando un filtro. *Ingeniería e Investigación*, (45):62–66, 2000.
- [31] J Alcalá. *Estudio de convertidores back-to-back*. PhD thesis, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2012.
- [32] Mario Arturo González García et al. Estudio de la transformación dq para el cálculo de potencia activa y reactiva en filtros activos de corriente para cancelación armónica. *REPOSITORIO NACIONAL CONACYT*, 2004.
- [33] R. Sierra, J. Alcalá, V. Cárdenas, J. Pérez-Ramírez, and A. Rivera. Evaluating the performance of the btb converter under unbalanced voltage sags. In *2012 9th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pages 1–6, 2012.
- [34] Fehmi Sevilmiş and Hulusi Karaca. Performance analysis of srf-pll and ddsrf-pll algorithms for grid interactive inverters. *International Advanced Researches and Engineering Journal*, 3:116–122, 08 2019.
- [35] Mario Gonzalez, Victor Cardenas, and Ricardo Alvarez. A fast detection algorithm for sags, swells, and interruptions based on digital rms calculation and kalman filtering. In *2006 IEEE International Power Electronics Congress*, pages 1–6, 2006.
-

- [36] Johann F Petit Suárez, María A Mantilla Villalobos, and Gabriel Ordóñez Plata. Instantaneous symmetrical components estimation of electrical signals using tuned filters. *Ingeniare. Revista chilena de ingeniería*, 19(1):110–121, 2011.
- [37] Jan Svensson, Massimo Bongiorno, and Ambra Sannino. Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(1):18–26, 2006.
- [38] Pascal Rioual, Herve Pouliquen, and J-P Louis. Regulation of a pwm rectifier in the unbalanced network state using a generalized model. *IEEE Transactions on power Electronics*, 11(3):495–502, 1996.
- [39] Israel Cuevas, Victor Cardenas, Homero Miranda-Vidales, and Janeth Alcalá. Analysis and evaluation of phase-sequence separators for sag detection in power electronics converter applications. In *2023 20th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pages 1–6, 2023.
- [40] Jianfeng Yang, Ningning Meng, et al. Active disturbance rejection control of three-phase lcl grid-connected inverter under unbalanced grid voltage. *Mathematical Problems in Engineering*, 2022, 2022.