

# **INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL**

ESCUELA SUPERIOR DE INGENIERÍA MECÁNICA Y ELÉCTRICA

SECCIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN  
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

## **IMPLEMENTACIÓN DE ESQUEMAS DROOP PARA INVERSORES EN PARALELO**

# **TESIS**

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE MAESTRO EN  
CIENCIAS PRESENTA:

**CARLOS MANUEL MALDONADO CERVANTES**



MÉXICO, CDMX

2018



## RESUMEN

En este trabajo se realizó el diseño e implementación de un esquema de conexión en paralelo de inversores, basado en un inversor monofásico para una aplicación dentro de microrredes. Dichos sistemas presentan actualmente un alto impacto dentro de las nuevas estrategias de generación de energía eléctrica, derivado de las nuevas estrategias de control cuya base se centra en los sistemas de generación distribuida, donde se considera un conjunto de unidades de generación y de cargas como unidad autónoma capaz de funcionar en modo isla o conectado a una red eléctrica de distribución. Con esta estrategia de generación y distribución de energía eléctrica a partir de fuentes renovables, se crea la necesidad de implementar interfaces que permitan su conexión a la red eléctrica, así como alimentar cargas en ausencia de la misma. A tales interfaces, se les conoce con el nombre de microrredes.

Esta nueva estrategia de generación tiene como finalidad hacer que el suministro de la energía a la carga se realice de forma más eficiente al aproximar los centros de generación a los sitios de consumo. Por otro lado, con esta nueva estrategia de generación de energía se puede lograr hacer más seguro el suministro, aumentando así los niveles de confiabilidad en la red eléctrica, pues en caso de falla, el sistema se puede reconfigurar para mantener la continuidad del servicio a las cargas, garantizando la calidad en el suministro, al mantener la forma de onda, la amplitud y la frecuencia de la tensión aplicada a la carga.

Bajo este contexto se realizó un estudio, análisis, diseño e implementación por medio de simulaciones y pruebas experimentales basadas en: controlador proporcional, integral (PI) en el lazo de tensión, y un controlador proporcional más controlador resonante (P+CRes) en el lazo de corriente del inversor.

Finalmente, se llevó a cabo la implementación experimental en laboratorio de esquemas droop convencionales en inversores, para el control de la potencia activa y reactiva demandada por las cargas, cuya aplicación consiste en emular el comportamiento de los generadores de potencia, los cuales disminuyen su frecuencia y/o amplitud de tensión, cuando la potencia consumida, activa y/o reactiva, se incrementa. Con estos esquemas de control se consigue la interconexión de varios inversores conectados a la microrred como fuente de tensión, además, de que puedan operar en paralelo proporcionando a las cargas las potencias activas y reactivas que se requieren, con una distribución proporcional de potencias entre los inversores.

## ABSTRACT

This work involved the design and implementation of a parallel connection scheme for inverters, based on a single-phase inverter for an application within the context of microgrids. These systems currently have a high impact within the new strategies of electricity generation, derived from the new control strategies based on distributed generation systems, which considers a set of generation units and loads as an autonomous unit capable of operating in island mode or connected to an electricity distribution network. With this new strategy of generation and distribution of electricity from renewable sources, the need is created to implement interfaces that allow its connection to the electricity grid, as well as feed loads directly in the absence of it. These interfaces are known as micro-networks.

The purpose of this new generation strategy is to make the supply of energy to the load more efficient by bringing the generation centers closer to the consumption sites. On the other hand, with this new energy generation strategy it is possible to make the supply more secure, thus increasing the levels of reliability in the electrical network, because in case of failure, the system can be reconfigured to maintain the continuity of the service to the loads, guaranteeing the quality in the supply, by maintaining the waveform, amplitude and frequency of the voltage applied to the load.

Under this context, a study, analysis, design and implementation was carried out by means of simulations and experimental tests based on: proportional controller, integral (PI) in the voltage loop, and a proportional controller plus resonant controller (P+CRes) in the inverter current loop.

Finally, conventional droop schemes were implemented by means of simulations for the control of the active and reactive power demanded by the loads, whose application consists in emulating the behavior of the power generators, which decrease their frequency and/or voltage amplitude, when the consumed power, active and/or reactive, increases. With these control schemes, several inverters connected to the microgrid as voltage source can operate in parallel, providing the loads with the required active and reactive powers, with an adequate distribution of powers among the inverters.

# CONTENIDO

<b>DEDICATORIA</b> .....	<i>jError! Marcador no definido.</i>
<b>AGRADECIMIENTOS</b> .....	<i>jError! Marcador no definido.</i>
<b>RESUMEN</b> .....	<b>III</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>IV</b>
<b>ÍNDICE DE FIGURAS</b> .....	<b>XVI</b>
<b>CAPÍTULO 1 Introducción</b> .....	<b>1</b>
<b>1.1 Antecedentes y generalidades</b> .....	<b>1</b>
<b>1.2 Objetivo general</b> .....	<b>4</b>
<b>1.3 Objetivos específicos</b> .....	<b>4</b>
<b>1.4 Justificación</b> .....	<b>4</b>
<b>1.5 Estado del arte</b> .....	<b>5</b>
1.5.1 Tesis y artículos relacionados.....	5
<b>1.6 Generación distribuida</b> .....	<b>5</b>
1.6.1 Microrredes.....	7
<b>1.7 Calidad de la energía</b> .....	<b>8</b>
<b>1.8 Modulación por Ancho del Pulso (PWM)</b> .....	<b>9</b>
1.8.1 Modulación unipolar.....	11
1.8.2 Modulación bipolar.....	13
<b>1.9 Control en Inversores</b> .....	<b>14</b>
1.9.1 Control PI.....	14
1.9.2 Control resonante.....	15
<b>1.10 Conexión de inversores en paralelo</b> .....	<b>15</b>
1.10.1 Distribución de carga entre inversores conectados en paralelo.....	16
1.10.2 Estrategias de control para inversores en paralelo.....	17
1.10.3 Esquemas <i>droop</i> .....	19
<b>1.11 Estructura de la Tesis</b> .....	<b>21</b>
<b>CAPÍTULO 2 Modelado de un inversor monofásico a operarse en modo isla</b> .....	<b>23</b>
<b>2.1 Inversor Monofásico</b> .....	<b>23</b>
<b>2.2 Modelo promedio del inversor monofásico</b> .....	<b>24</b>
2.2.1 Modelo en pequeña señal del inversor monofásico.....	27
<b>2.3 Modelo del modulador PWM</b> .....	<b>29</b>

2.3.1 Conmutación PWM en modo conducción continua .....	29
2.3.2 Modelo del inversor de señal pequeña .....	30
<b>2.7 Diagrama de bloque para un inversor monofásico .....</b>	<b>32</b>
<b>CAPÍTULO 3 .....</b>	<b>35</b>
<b><i>Diseño e implementación de configuraciones de control para ser operadas en modo isla</i></b>	<b>35</b>
<b>3.1 Esquema de Control del Inversor .....</b>	<b>35</b>
<b>3.2 Diseño del lazo de corriente .....</b>	<b>39</b>
<b>3.3 Diseño del controlador de lazo de tensión .....</b>	<b>43</b>
3.3.1 Controlador proporcional integral (PI).....	44
<b>3.4 Simulación del inversor .....</b>	<b>46</b>
3.4.1 Simulación del inversor para cargas lineales .....	47
3.4.2 Simulaciones con carga no lineal .....	51
<b>3.5 Resultados .....</b>	<b>54</b>
<b>CAPÍTULO 4 .....</b>	<b>55</b>
<b><i>Diseño de los algoritmos para la conexión en paralelo de los inversores en modo isla.</i></b>	<b>55</b>
<b>4.1 Esquema droop .....</b>	<b>55</b>
<b>4.2 Características del control droop convencional .....</b>	<b>56</b>
4.2.1 Análisis de flujo de potencia para una impedancia de salida en el inversor de tipo resistiva. .	57
4.2.2 Análisis de flujo de potencia para una impedancia de salida en el inversor de tipo inductivo.	58
<b>4.3 Impedancia virtual .....</b>	<b>60</b>
<b>4.4 Simulaciones de esquemas Droop .....</b>	<b>61</b>
4.4.1 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga Resistiva. ....	63
4.4.2 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga inductiva R-L .....	69
4.4.3 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga capacitiva R-C. ....	75
4.4.4 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga no lineal. ....	80
4.4.5 Simulación de los inversores bajo el esquema droop para $R=680\Omega$ ( $FC=3.2$ ).....	81
<b>CAPÍTULO 5 .....</b>	<b>87</b>
<b><i>Resultados experimentales obtenidos en laboratorio</i></b> .....	<b>87</b>
<b>5.1 Resultados experimentales del inversor en modo isla.....</b>	<b>88</b>
5.1.1 Resultados con carga resistiva (R).....	88
5.1.2 Resultados con carga R-L .....	88
5.1.3 Resultados con carga R-C.....	90
5.1.4 Resultados con carga no lineal.....	91
<b>5.2 Resultados experimentales de los inversores bajo el esquema droop .....</b>	<b>91</b>
5.2.1 Resultados con carga resistiva (R).....	91
<b>CAPÍTULO 6 .....</b>	<b>93</b>
<b>CONCLUSIONES .....</b>	<b>93</b>

<b>6.2 Trabajos futuros.....</b>	<b>94</b>
<b>REFERENCIAS.....</b>	<b>95</b>
<b>ANEXO A: Diseño del inversor .....</b>	<b>99</b>
<b>A.1 Diseño de los elementos pasivos del inversor .....</b>	<b>99</b>
A.1.1 Diseño del filtro de conexión de salida del inversor .....	99

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. 1 Arquitectura básica de una microrred.	3
Figura 1. 2 Estructura básica de una microrred.	8
Figura 1. 3 Esquema del principio del control PWM de una rama del inversor.	9
Figura 1. 4 Esquema PWM diente de sierra	10
Figura 1. 5 PWM con conmutación por modulación unipolar (monofásico) [15].	13
Figura 1. 6 Diagrama del inversor monofásico de puente completo.	14
Figura 1. 7 Inversores conectados en paralelo y alimentando diferentes tipos de carga.	17
Figura 1. 8 Sistema inversor.	18
Figura 1. 9 Flujo de potencia en una línea de transmisión.	19
Figura 1. 10 Diagrama fasorial.	19
Figura 2. 1 Diagrama de bloque del inversor en modo isla.	23
Figura 2. 2 Diagrama del puente H con interruptores ideales.	24
Figura 2. 3 Diagrama del circuito equivalente que corresponde al modelo promedio del inversor.	27
Figura 2. 4 Diagrama del circuito equivalente de pequeña señal con el modelo Promediado.	28
Figura 2. 5 Diagrama de la estructura de conmutación común en convertidores conmutados.	29
Figura 2. 6 Diagrama del modelo equivalente en modo conducción continua del punto de operación del conmutador PWM.	29
Figura 2. 7 Diagrama del circuito equivalente del conmutador PWM en modo conducción continua en señal pequeña.	30
Figura 2. 8 Diagrama del modelo equivalente del punto de operación del inversor.	31
Figura 2. 9 Diagrama del modelo de pequeña señal del inversor.	32
Figura 2. 10 Diagrama de tensión media y control de corriente para el inversor.	32
Figura 3. 1 Diagrama de bloques del inversor que opera en modo isla.	35
Figura 3. 2 Diagrama de bloques del control de corriente para el inversor.	36
Figura 3. 3 Diagrama de Bode de $G_{iL_d}(s)$	39
Figura 3. 4 Diagrama de Bode de $GV0_d(s)$	39
Figura 3. 5 Diagramas de Bode para el lazo de corriente ( $T_i$ ).	41
Figura 3. 6 Respuesta al escalón (entrada de la perturbación).	41
Figura 3. 7 Respuesta temporal forzada del lazo de corriente ante un impulso escalón.	42
Figura 3. 8 Esquema general para el controlador en el lazo de tensión del inversor.	43



Figura 3. 13 Diagrama de bloque del circuito simulado. _____	47
Figura 4. 1 Esquema droop convencional _____	55
Figura 4. 2 Circuito equivalente de una unidad de DG conectada a un punto común del bus de CA. _____	56
Figura 4. 3 Estrategia de control droop para control resistivo. _____	57
Figura 4. 4 Características del esquema droop para la obtención de los coeficientes droop. ____	59
Figura 4. 5 Diagrama de bloques del sistema de lazo cerrado incluyendo el lazo de impedancia virtual y el esquema droop. _____	60
Figura 4. 6 Esquema de conexión de dos inversores en paralelo. _____	62
Figura 4. 7 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando carga resistiva de $64.516 \Omega$ . _____	63
Figura 4. 8 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga resistiva de $64.516 \Omega$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión. _____	64
Figura 4. 9 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga resistiva de $64.516\Omega$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	65
Figura 4. 10 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando carga resistiva de $129.032\Omega$ . _____	66
Figura 4. 11 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga resistiva de $129.032\Omega$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	67
Figura 4. 12 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga resistiva de $129.032\Omega$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	68
Figura 4. 13 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva inductiva con un valor de resistencia de $64.516\Omega$ y una inductancia de $134\text{mH}$ . _____	69
Figura 4. 14 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de $64.516\Omega$ y una inductancia de $134\text{mH}$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión. _____	70

Figura 4. 15 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de $64.516\Omega$ y una inductancia de 134mH, a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	71
Figura 4. 16 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva inductiva con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una inductancia de 350mH. _____	72
Figura 4. 17 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop, y alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una inductancia de 350mH, a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión. _____	73
Figura 4. 18 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una inductancia de 350mH, a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	74
Figura 4. 19 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva capacitiva con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una inductancia de $27.34\mu\text{F}$ . _____	75
Figura 4. 20 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una capacitancia de $27.34\mu\text{F}$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión. _____	76
Figura 4. 21 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una capacitancia de $27.34\mu\text{F}$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	77
Figura 4. 22 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva capacitiva con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una inductancia de $20.25\mu\text{F}$ . _____	78
Figura 4. 23 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de $129.032\Omega$ y una capacitancia de $20.25\mu\text{F}$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión. _____	79
Figura 4. 24 Fig. 4.24. Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de _____	

129.032 $\Omega$ y una capacitancia de 20.25 $\mu$ F, a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	80
Figura 4. 25 Figura 4.2. Estructura de la carga no lineal que se conectó al inversor. _____	80
Figura 4. 26 Forma de onda de tensión y de corriente de los inversores bajo el esquema droop alimentando una carga lineal con un factor de cresta de 3.2 a) Detalle de forma de onda de tensión de salida de los inversores, b) Detalle de forma de onda de corriente de salida de los inversores. _____	81
Figura 4. 27 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga no lineal con un factor de cresta de 3.2, a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión. _____	82
Figura 4. 28 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga no lineal, con un factor de cresta FC=3.2, a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	83
Figura 4. 29 Forma de onda de tensión y de corriente de los inversores bajo el esquema droop alimentando una carga lineal con un factor de cresta de 4.3 a) Detalle de forma de onda de tensión de salida de los inversores, b) Detalle de forma de onda de corriente de salida de los inversores. _____	84
Figura 4. 30 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema y alimentando carga no lineal con un factor de cresta de 4.3, a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión. _____	85
Figura 4. 31 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga no lineal, con un factor de cresta FC=4.3, a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla. _____	86
Figura 5. 1 Elementos de la implementación para los inversores bajo el esquema droop. _____	87
Figura 5. 2 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga resistiva de 60.3 $\Omega$ . _____	88
Figura 5. 3 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-L con una resistencia de 60.3 $\Omega$ y una inductancia de 133.3 mH. _____	89
Figura 5. 4 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-L con una resistencia de 60.3 $\Omega$ y una inductancia de 133.3 mH. _____	89

Figura 5. 5 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-C con una resistencia de $137.9 \Omega$ y una inductancia de $23.4 \mu\text{F}$ . _____	90
Figura 5. 6 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-C con una resistencia de $137.9 \Omega$ y una inductancia de $29.3 \mu\text{F}$ . _____	90
Figura 5. 7 Forma de onda de salida de corriente y tensión con un control P+CRes en el lazo de corriente y un control PI en el lazo de tensión. _____	91
Figura 5. 8 Formas de onda de tensión y corrientes de los inversores, conectados en paralelo bajo el esquema droop. _____	92
Figura A-1. 1 Esquema del filtro LC. _____	99

# ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 2.1 Estados de conmutación para el desarrollo ideal de un puente inversor .....</i>	<i>25</i>
<i>Tabla 3.1. Parámetros del inversor.....</i>	<i>36</i>
<i>Tabla 3.2 Parámetros de la ecuación 3.15.....</i>	<i>40</i>

# NOMENCLATURA

ACC	Control de corriente media
BJT	Transistor de unión bipolar
C	Condensador
CA	Corriente alterna
CCM	Modo de conducción continua
CD	Corriente directa
CD_LINK	Condensador de la DC_LINK
CIC	Control de corriente pico
CMC	Corriente en modo común
CR	Control repetitivo
CRes	Control resonante
$d$	Ciclo de trabajo
DSP	Procesador de señal digital
$f_c$	Frecuencia de cruce del filtro
$f_p$	Frecuencia pico
GD	Generación distribuida
GTO	Gate Turn-Off Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
L	Inductor
$m_a$	Índice de modulación
$m_f$	Modulación de frecuencia
P	Control proporcional
PD	Acción proporcional derivativa
PI	Controlador proporcional integral
PWM	Modulación por ancho de pulso
R-C	Carga resistiva capacitiva
R-L	Carga resistiva-inductiva
$T_d$	Tiempo de amortiguamiento
THD <sub>v</sub>	Distorsión armónica total de la tensión
$T_s$	Periodo de conmutación
$V_{ab}$	Tensión fundamental de salida
$V_{ca}$	Tensión de corriente alterna
$V_{CD}$	Tensión de corriente directa
$V_m$	Señal de control o modulador
$v_o$	Tensión de salida promedio
$V_p$	Valor pico
$V_{pp-triangular}$	Valor pico de la señal triangular
$Z_a$	Impedancia entre los puntos a y b
$\beta$	Ganancia del sensor de tensión
$\delta$	Impulso en amplitud
$\zeta$	Factor de amortiguamiento

$\omega_n$

Frecuencia angular de la red eléctrica





# CAPÍTULO 1

## Introducción

### 1.1 Antecedentes y generalidades

En la actualidad y como consecuencia de la evolución tecnológica y de la explosión demográfica, las necesidades energéticas se han incrementado hasta el punto de hacer necesario el uso y la investigación de nuevas y más eficientes fuentes de energía. Debido a su gran versatilidad en la satisfacción de necesidades, la energía eléctrica es hoy en día, la columna vertebral de un gran número de aplicaciones que de una u otra manera contribuyen al desarrollo social y tecnológico. La energía eléctrica en particular, presenta muchas ventajas entre las que se cuentan: fácil conversión a otros tipos de energía, fácil distribución y eficiencias más altas en comparación a otros tipos de energía, entre otras. También es un hecho que los recursos energéticos más utilizados son los combustibles fósiles, tales como el petróleo, el carbón y el gas, los cuales son considerados no renovables y generan en contraposición efectos colaterales como la contaminación ambiental [1].

Es por esta razón que las estrategias de generación están revirando hacia el aprovechamiento de las energías renovables. Esto se debe al incremento del costo de generar energía eléctrica mediante fuentes convencionales. Ante esto, las energías renovables poseen la virtud de ser limpias, inagotables y crecientemente competitivas. Se diferencian de los combustibles fósiles principalmente en su diversidad, abundancia y potencial de aprovechamiento prácticamente en cualquier parte de planeta, pero sobre todo en que no producen gases de efecto invernadero ni emisiones contaminantes, causantes del cambio climático, debido a que son fuentes de abastecimiento energético amigables con el medio ambiente.

Con las mayores demandas de la sociedad moderna en el consumo de energía eléctrica, las energías renovables han recibido un importante respaldo de la comunidad internacional y se han consolidado como una firme alternativa para diversificar las fuentes de generación eléctrica, en la mayoría de los casos sin emitir gases de efecto invernadero. Aunado a esto, varias de las tecnologías de energía renovable principalmente la eólica y la solar, han demostrado que pueden ofrecer los precios más bajos y totalmente estables de generación eléctrica, debido a que no están expuestos a la volatilidad de precio de los combustibles fósiles [2].

México está en un proceso de transición dentro del sector eléctrico, cuya Reforma Energética lo ha potenciado, es por ello, que la continuidad de dicha reforma es fundamental para dar certeza tanto a las inversiones que ya se realizaron, como a las que se están emprendiendo, y esto es relevante para que creen nuevos proyectos de generación con energías renovables.

Lo anterior conduce al estudio de este tipo de sistemas de generación con el fin de obtener un mejor aprovechamiento, reduciendo la contaminación ambiental y la dependencia de los combustibles fósiles [1].

## CAPÍTULO 1

Una solución a los problemas de dependencia energética en la generación de energía eléctrica es la generación distribuida (GD) [3], una alternativa que se basa en la producción de energía eléctrica por medio de pequeñas fuentes de energía próximas al lugar de consumo. Sus beneficios son muchos y uno de ellos es la reducción de las pérdidas en la distribución de energía por la red.

La Generación Distribuida también plantea la factibilidad de implementar interfaces entre los centros de generación local y la red energía eléctrica llamadas “microrredes”, las cuales consisten en la distribución de energía eléctrica, con flujos de energía reducidos en función de fuentes de generación distribuida de diversas fuentes de energías renovables, dispositivos de almacenamiento energético y cargas controlables [4]. Esto, con el propósito de aprovechar la capacidad de cogeneración de las energías renovables y remediar la falta de energía eléctrica en centros lejanos a las ciudades [5].

Adicionalmente, las posibilidades de producción de energía cercana a los centros de consumo y las deficiencias de suministro energético en las zonas aisladas y rurales, convierten a la generación distribuida (DG) [6], en una opción tecnológica interesante y prometedora. Bajo esta perspectiva, es necesario implementar sistemas capaces de conectarse a la red eléctrica con el fin de transferir energía proveniente de las fuentes renovables, además de alimentar cargas de forma local cuando exista alguna contingencia en la red eléctrica.

El control de los inversores se ha aplicado fundamentalmente en el accionamiento de máquinas de corriente alterna. Sin embargo, en la actualidad con el incremento de los sistemas de generación distribuida (GD) basados en el uso de las energías alternativas como la eólica, fotovoltaica y las celdas de combustible, su aplicación se ha extendido para ser utilizado en dos modos de operación: la primera como interfaz entre la fuente renovable y la red de suministro, y la segunda entre la fuente renovable y la carga desconectada de la red, también conocido como operación en modo isla [7]—. En el modo de operación en modo isla, el inversor debe mantener la forma de onda, amplitud y frecuencia de la señal de tensión que habrá de suministrarse a la carga [5], además debe garantizarse una distorsión armónica total en la señal de tensión (THDv) menor del 5 %, de acuerdo con el estándar IEEE 519-1992 [8].

La arquitectura del sistema que se implementará se muestra en la Figura 1.1. En este esquema se representa la fuente renovable por medio de una fuente de  $V_{CD}$ , la unidad de conversión de energía (inversor), su filtro de salida y los diferentes lazos de control del inversor. En esta figura también se presenta un esquema droop, el cual proporciona la referencia a seguir por el controlador del lazo de tensión, asimismo, este esquema permite la interconexión en paralelo de los inversores [9].

Considerando que la idea principal de éste trabajo es diseñar una unidad de conversión de energía para operación en modo isla, éste trabajo de investigación propone desarrollar el modelo de un inversor, con el diseño e implementación de configuraciones de control, así como el algoritmo que permita la conexión en paralelo de inversores que deberán de operar en modo isla dentro de una microrred eléctrica.

# CAPÍTULO 1

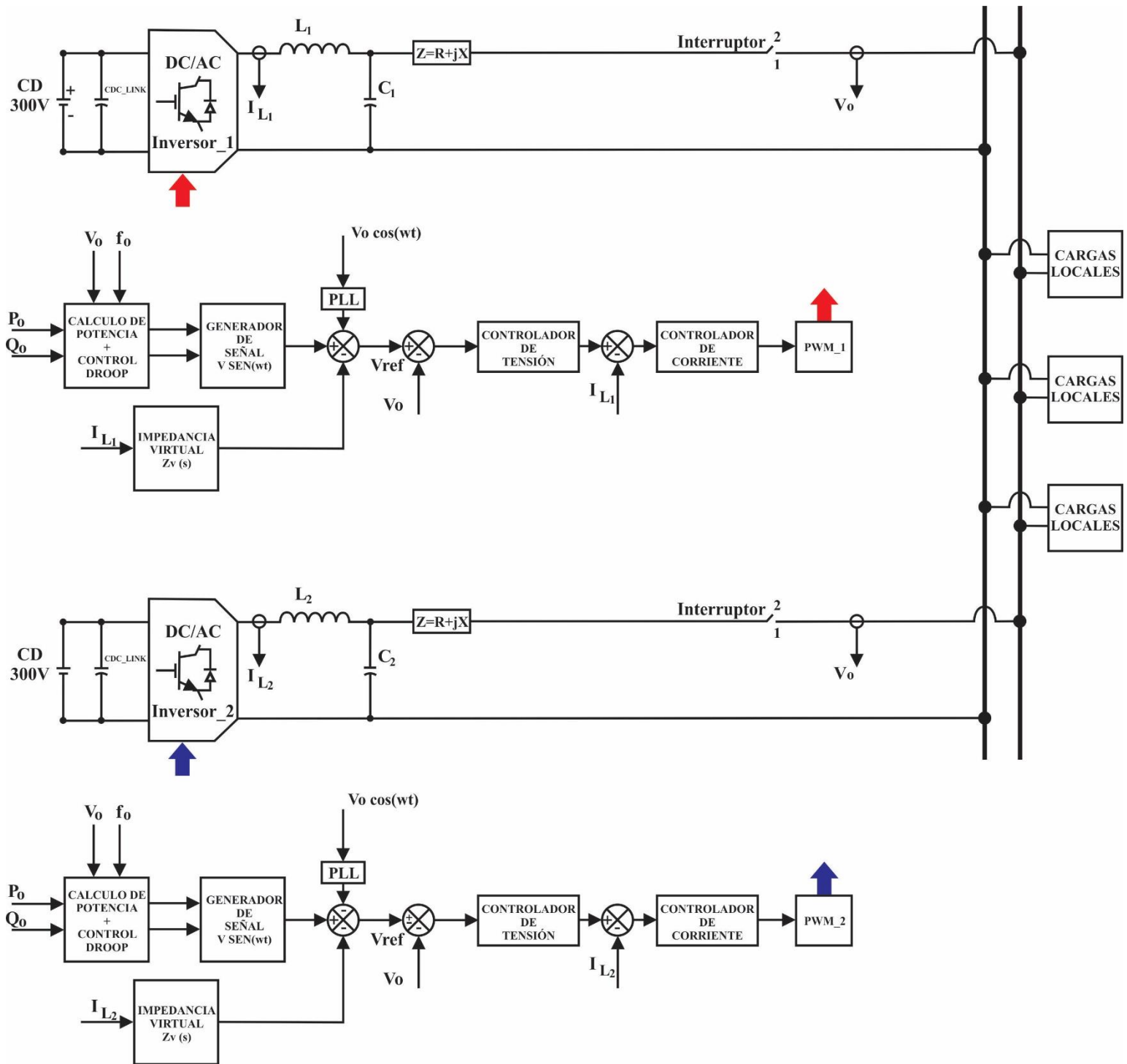


Figura 1. 1 Arquitectura básica de dos inversores en paralelo.

### 1.2 Objetivo general

Desarrollar el modelo de un inversor, diseño e implementación de configuraciones de control, así como el algoritmo que permitan la conexión en paralelo de inversores que deberán de operar en modo isla dentro de una microrred eléctrica.

### 1.3 Objetivos específicos

1. Estudiar el estado del arte de sistemas de conversión de fuentes de energía renovables en operación aislada de la red eléctrica.
2. Modelar la unidad de conversión de energía monofásica para la operación en modo isla.
3. Estudio, análisis y diseño de un inversor monofásico con conexión en paralelo de la unidad de conversión de la energía que deberá operar aislada de la red eléctrica.
4. Obtención de resultados por medio de simulaciones de la implementación del inversor diseñado.
5. Obtención de resultados experimentales en el laboratorio.

### 1.4 Justificación

Las nuevas tendencias de generación de energía eléctrica están basadas principalmente en energías renovables, y ello ha dado lugar al estudio de microrredes, los cuales proporcionan beneficios en confiabilidad y calidad del servicio de energía eléctrica. Sin embargo, hay elementos en el sistema de conversión de energía que requieren ser estudiados con un interés especial, con el objetivo de mantener la amplitud, frecuencia y forma de onda de la señal de tensión que habrá de suministrarse a la carga en operación modo isla.

Con esta perspectiva, recientemente se han desarrollado métodos y esquemas de control con el propósito de solucionar los principales problemas concernientes a la calidad de la energía, así como para atender incrementos de carga, asociados con incrementos de demanda de energía, para incrementar la confiabilidad de los sistemas que operan bajo esta nueva filosofía de generación.

Por lo tanto, surge la necesidad de desarrollar unidades autónomas de conversión de energía de baja potencia, y de inversores monofásicos que puedan funcionar interconectados a red, inyectando energía proveniente de fuentes renovables (solar, eólica, celdas de combustible, etc.) y en modo isla, manejando cargas locales sin conexión a red, garantizando la calidad en el suministro de energía, asegurando la forma de onda, la amplitud y la frecuencia de la señal a la carga.

Considerando que la idea básica de este trabajo es diseñar e implementar configuraciones de control con conexión en paralelo y operación en modo isla, en este trabajo de investigación se propone modelar y diseñar un inversor con conexión en paralelo para éste modo de operación.

### 1.5 Estado del arte

A continuación, se ofrece una breve introducción de los sistemas de las microrredes y los elementos que los componen. Además, se describen los tipos de controladores que se ocuparán para el diseño de un inversor monofásico.

#### 1.5.1 Tesis y artículos relacionados

Entre los trabajos realizados en el área de conversión de la energía que utilizan sistemas de generación de fuentes de energías renovables y que realizan la configuración en modo isla para el control de inversores conectados en paralelo en sistemas de corriente alterna, destacan los mencionados a continuación.

En [10] utilizan los esquemas “droop” para realizar la conexión en paralelo de inversores, se aplica un esquema de detección de isla que implica introducir armónicos en la corriente de salida del inversor e identifica la situación de isla. La interconexión con la red eléctrica se realiza mediante el PLL síncrono. El sistema maneja mayor potencia cuando se encuentra operando en el modo red que cuando opera en el modo isla.

En [11] se muestran diversos esquemas para lograr una reconfiguración suave entre los modos de operación de isla-red y red-isla, dependiendo de las características de la red eléctrica. Un esquema es el PQ (control de potencia activa y reactiva), donde la red eléctrica fija los valores de tensión y frecuencia. Con esta técnica se pueden controlar máquinas generadoras de CA para entregar potencia activa constante. Otro esquema utilizado es aquél en que el sistema de generación fija los valores de tensión y frecuencia. Y el último esquema es el Droop, que se utiliza para la interconexión de inversores en paralelo.

En [12] se reconfiguran los modos de operación de isla-red y red-isla mediante un algoritmo conocido como modelo predictivo de control (MPC), donde se calcula la potencia activa y reactiva para cada estado de conducción de los interruptores de potencia. Para el modo isla se controla la tensión de salida, mientras que en el modo red se controlan independientemente la potencia activa y reactiva suministrada a la red.

En [13] se centra en el diseño y desarrollo de unidades autónomas de conversión de energía de baja potencia funcionando en modo isla con la finalidad de entregar energía proveniente de una fuente renovable, en donde implementa diferentes técnicas de control que permiten reducir la distorsión armónica total en la tensión de salida del inversor, bajo el esquema control droop para la interconexión en paralelo de inversores.

En [14] se realizó el estudio de un inversor monofásico operando en modo isla y se diseñaron diferentes controladores que ayudan a mejorar la respuesta temporal y la distorsión armónica ante diferentes tipos de cargas. Se estudia el modelo de pequeña señal del inversor, con lo que se obtienen diferentes funciones de transferencia que permiten el diseño de los controladores para los lazos de corriente y de tensión del inversor.

### 1.6 Generación distribuida

La generación distribuida (GD) se refiere a la utilización de plantas de energía que sirven para el consumo local, o bien, para brindar soporte a la red de distribución.

## CAPÍTULO 1

Algunas de las principales características generación distribuida (GD) son las siguientes:

- Pequeña potencia y ubicación en puntos cercanos al consumo.
- Capacidad de interconexión a la red de distribución.

Organizaciones encargadas para la estandarización de los equipos de Generación Distribuida (GD) y de su interconexión, como El Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos IEEE (del inglés: Institute of Electrical and Electronics Engineers), plantean que existen distintos tipos de Generación Distribuida (GD) desde el punto de vista tecnológico y constructivo. A continuación, se indican algunas de las diferentes tecnologías y sistemas que se emplean en las instalaciones de generación distribuida y que se dividen en dos grupos [14] :

Tecnologías tradicionales:

- Turbina de gas.
- Micro-turbina.
- Motores alternativos.

Tecnologías no tradicionales:

- Eólica.
- Mini-hidráulica.
- Solar térmica.
- Solar Fotovoltaica.
- Geotérmica.
- Mareomotriz.
- Pilas de combustible.
- Sistemas que aprovechan la biomasa como combustible mediante la gasificación.

Algunos de los principales beneficios que se desprenden de la generación distribuida (GD) son que permiten prevenir las pérdidas de energía provocadas por las líneas de transmisión, debido a la distancia que existe entre las centrales de generación eléctrica y los centros de consumo. A su vez permite reforzar la capacidad del sistema de la red eléctrica para tolerar posibles contingencias en el funcionamiento de la red eléctrica, aumentando así los niveles de confiabilidad en la red. No obstante, también presenta aspectos negativos, como los altos costos de operación o la ausencia de reglamentaciones específicas que permitan su integración a la red eléctrica. Algunas de las medidas más usadas para aminorar las desventajas de la generación distribuida son las microrredes, las cuales sirven como sistemas de interconexión a la red a diferentes niveles de tensión de distribución, que permiten mantener el control sobre la red y conservar así la calidad necesaria en el suministro de energía [14].

Se debe considerar que el sistema eléctrico convencional en prácticamente todos los países, tiene como característica la de concentrarse en apenas unas pocas centrales eléctricas, en donde se emplean recursos no renovables como principal insumo para generar energía eléctrica. Durante los últimos años, estos sistemas de potencia centralizados han enfrentado un problema de alza gradual

## CAPÍTULO 1

de precios en relación con la notable escasez de recursos fósiles, lo que ha traído consigo la necesidad de desarrollar nuevas estrategias para la generación de energía eléctrica [15].

La generación distribuida (GD) ofrece la posibilidad de emplear energías principalmente renovables en la generación de energía eléctrica, y de situar las fuentes de generación en lugares cercanos a los centros de consumo, impulsando un notable avance de las interfaces que permiten la interacción de sistemas a gran escala con sistemas de generación de menor tamaño, especialmente los provenientes de fuentes renovables cuya contaminación ambiental es escasa. Así se ha logrado que una de las principales prioridades a escala mundial no sólo sea continuar, sino dar prioridad al desarrollo de fuentes alternativas de producción de energía eléctrica: la energía eólica, la energía solar, la biomasa, las micro hidroeléctricas, la energía mareomotriz y el hidrógeno, las cuales jugarán un papel preponderante en el corto y mediano plazo para formar parte del nuevo sistema energético mundial [16].

### 1.6.1 Microrredes

La generación distribuida (GD) es una opción viable, eficaz y confiable para la generación de la energía eléctrica en lugares cercanos a los centros de consumo, en conjunto con el desarrollo de los sistemas de control. Para una mejor aplicación, es prioritaria la implementación de sistemas que puedan ser conectados a la red eléctrica con el objetivo de inyectarle energía. A estos sistemas se les conoce como “microrredes”. Su energía puede provenir de fuentes de energía renovables, como paneles solares, celdas de combustión, aerogeneradores y mini hidroeléctricas, así como, de autoabastecer cargas locales en ausencia de la red eléctrica [17].

Una microrred implica también utilizar la energía de forma descentralizada, lo que reduce la dependencia hacia la red de distribución eléctrica convencional. En situaciones de falla, los usuarios podrían desconectarse de la red eléctrica, suministrando energía en etapas de contingencia. Por ello, la red eléctrica se beneficia de las microrredes, ya que apoyan su operación en etapas de demanda crítica. Por otro lado, los cambios en la regulación del Mercado Eléctrico Mexicano (MEM) y el avance tecnológico de los pequeños sistemas de generación eléctrica crearán nuevas oportunidades de negocio para las distribuidoras actuales o para nuevas iniciativas relacionadas con la implementación, gestión y mantenimiento de las microrredes.

Las microrredes pueden ser operados por medio de su interconexión a la red eléctrica. No obstante, estos también pueden funcionar de forma aislada frente a posibles contingencias de la red eléctrica. Su objetivo central es brindar soporte al funcionamiento de la red general, cuando ésta se encuentra en situación de congestión o estrés, contribuyendo a su restauración después de haber ocurrido algún tipo de falla. Una de las principales ventajas que ofrece la utilización de este tipo de sistemas es la reducción de las emisiones y estabilidad de la red eléctrica local, lo cual mejora significativamente la confiabilidad y la calidad de la energía eléctrica [14].

La estructura de las microrredes se compone por una topología en forma de malla, representada por un grafo no dirigido. En este sistema, las cargas se modulan por impedancias constantes. Opera al igual que un sistema trifásico balanceado, donde cada uno de sus nodos se caracteriza por poseer una magnitud de tensión y un ángulo de fase específico. La interconexión de dos nodos  $i, k$  al interior de un sistema de microrredes se expresa por:

$$Y_{ik} = G_{ik} + jB_{ik} \in \mathbb{C} \quad (1.1)$$

En la fórmula anterior, la conductancia es expresada por  $G_{ik} \in R$ , mientras que la susceptancia es expresada por  $B_{ik} \in R$  [18].

Las nuevas tecnologías de generación de energía se han enfocado al desarrollo de microrredes autónomas e independientes que permiten alimentar diferentes tipos de cargas con los parámetros de frecuencia y tensiones adecuadas. [19].

La figura 1.2 muestra la estructura básica de una microrred, en donde se observa la combinación de fuentes de energía renovables con un sistema de almacenamiento de energía a través de un banco de baterías, que en conjunto es capaz de operar inyectando energía a la red, o bien, operando de forma aislada de la red.

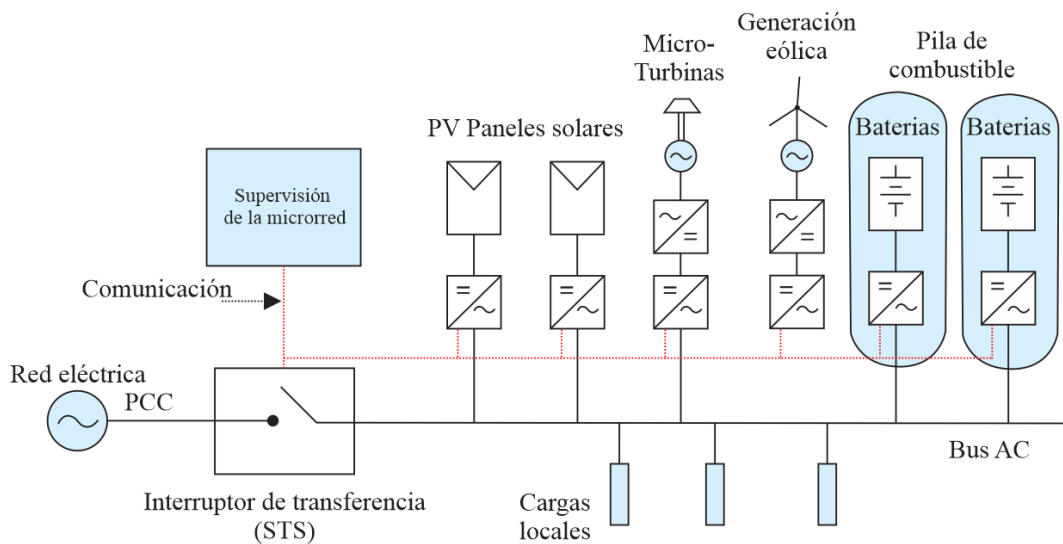


Figura 1. 2 Estructura básica de una microrred.

## 1.7 Calidad de la energía

Conforme a los criterios técnicos emitidos por el IEEE, la calidad de la energía se define como el adecuado suministro y puesta en tierra de todo tipo de aparato electrónico, de modo que permita su funcionamiento óptimo. Lo anterior implica no sólo la continuidad en la operación y desempeño para los cuales fueron ideados los aparatos electrónicos, sino también la conservación del estado de sus componentes y su periodo de vida. En general, la calidad de la energía eléctrica se entiende como la ausencia de fallas que comprometen los resultados de un sistema eléctrico en cuanto a la tensión, corriente y frecuencia esperadas en el suministro de energía [21].

Se reconocen al menos cuatro tipos de factores que afectan la calidad de la energía eléctrica. El primero de estos factores son las variaciones de tensión de corta duración, que implica la desviación momentánea en los niveles de RMS, debido a fallas remotas del sistema de potencia. El segundo de estos factores lo constituyen las variaciones de tensión de larga duración, que conllevan a desviaciones en las frecuencias de energía. Dichas desviaciones se presentan en forma



de sobretensiones con un aumento en la frecuencia normal del 110%, y también se presentan como bajas tensiones con una disminución de la frecuencia menor al 90%. El tercer factor que afecta la calidad de la energía son los transitorios, que conducen a disturbios de tensión de corta duración. El último de estos factores son las distorsiones de forma de onda, entendidas como desviaciones constantes de la onda senoidal pura [20].

Una instalación eléctrica cuenta con dos tipos de cargas: lineales y no lineales. Las primeras tienen una demanda totalmente senoidal, donde la corriente puede mantener un desfase con respecto a la tensión, ya sea adelantado o atrasado, dependiendo si existen o no cargas capacitivas o inductivas conectadas a la red, y las cargas no lineales son aquellas cuya forma de onda de corriente no es senoidal, además de adicionar corrientes armónicas al sistema eléctrico.

Las instalaciones eléctricas han comenzado a experimentar dificultades derivadas del aumento en el empleo de las cargas no lineales. Esto se debe a los distintos efectos que provocan los componentes armónicos de corriente y de tensión en los sistemas eléctricos: distorsión en las señales de onda de tensión y corrientes que afectan a la calidad del suministro de la energía eléctrica; sobrecalentamiento de cables, motores y transformadores; y circulación de corrientes excesivas en el neutro [21].

## 1.8 Modulación por Ancho del Pulso (PWM)

La modulación por ancho del pulso (PWM, por sus siglas en inglés) es una técnica muy utilizada en inversores, debido a que es posible regular la salida de tensión y corriente del inversor a una frecuencia deseada [22] con variaciones del ciclo de trabajo de los interruptores de potencia. La modulación por ancho de pulso (PWM) realiza una comparación de una señal moduladora con respecto de una señal portadora, con la cual se controlan los interruptores de cada una de las ramas del inversor de forma complementaria, tal como, se muestra en la Figura 1.3.

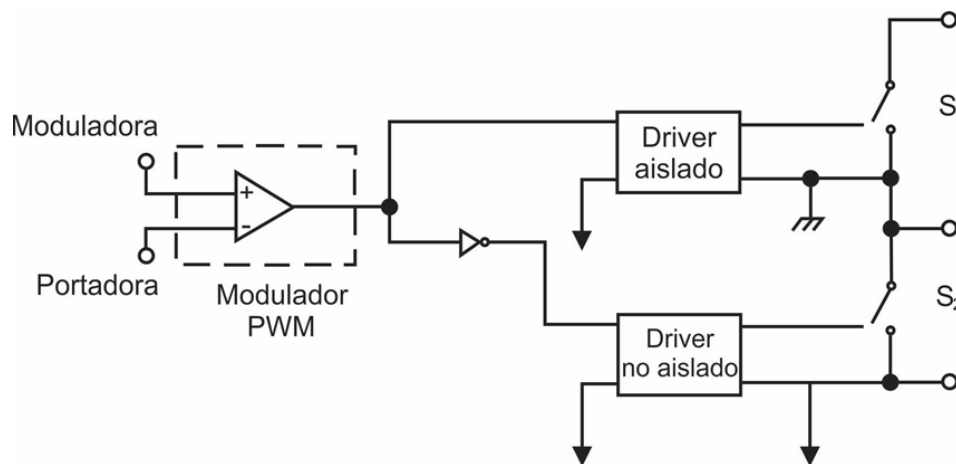


Figura 1. 3 Esquema del principio del control PWM basado en carrier de una rama del inversor.

## CAPÍTULO 1

En la figura 1.4 se muestra una señal diente de sierra, cuyo objetivo es generar una salida lo más cercana a la sinusoidal, donde la señal de control o modulador  $V_{control}$  debe ser comparada con una señal de tensión con amplitud  $V_{st}$  y frecuencia  $f_m$  igual a la de la red.

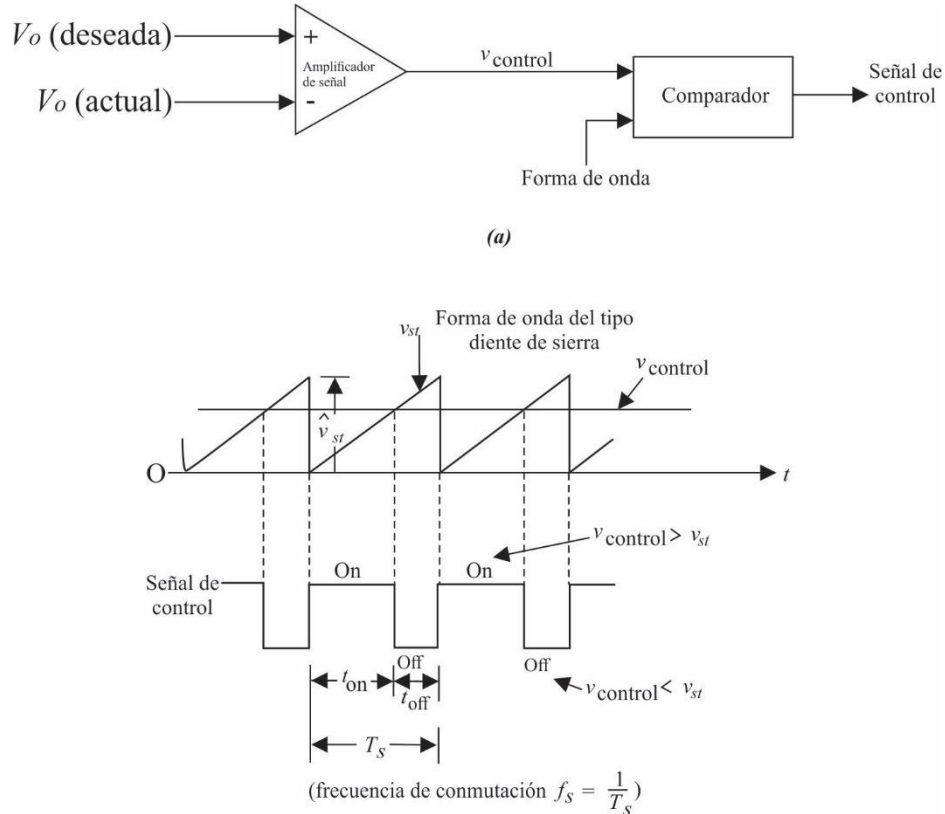


Figura 1. 4 Esquema PWM diente de sierra

La señal portadora es una tensión diente de sierra  $V_p$  de valor pico  $V_{control}$  y frecuencia  $f_p$ . Esta frecuencia fija la conmutación de tal forma que:

$$f_s = \frac{1}{T_s} = f_p \quad (1.2)$$

De acuerdo con (1.2) se controla la rama de conmutación del inversor en medio puente que suministra una carga de tensión de valor máximo  $V_{mmac}$ , la cual, dentro de un periodo de conmutación  $T_s$  de portadora, la tensión moduladora de control es principalmente constante y de un valor igual  $V_c$ . Esta estrategia de conmutación por modulación de ancho de pulso es aplicable para inversores de medio puente o de puente completo. Por ello se contemplan dos posibilidades de conmutación:

- En cada semiperiodo de la frecuencia de tensión de la red eléctrica es aplicada la carga en niveles de salida de  $+V$  y  $-V$ . A esta estrategia se le conoce como "conmutación bipolar", situación viable para inversores de medio puente y de puente completo.

## CAPÍTULO 1

- En cada semiperiodo de la frecuencia de tensión de la red eléctrica es aplicada la carga en niveles de salida de 0 y +V, ó 0 y -V. A esta estrategia se le conoce como “conmutación unipolar” y es más usada en inversores de puente completo [23].

Para estas condiciones, el esquema de conmutación bipolar es considerablemente mejor, debido a que permite reducir las corrientes en conmutación modo común (CMC) [24]. Para una mejor conmutación unipolar y bipolar, es importante describir algunas expresiones al implementar el PWM, comenzando por el índice de modulación en frecuencia  $m_f$ , mismo que se define como la relación entre la frecuencia portadora y la frecuencia moduladora:

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} = \frac{f_t}{f_s} \quad (1.3)$$

Así, se tiene el factor de modulación  $m_a$ , definido por la manera en que las amplitudes de las señales moduladoras y portadoras se relacionan:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_p} = \frac{V_{m\_sinusoidal}}{V_{m\_portadora}} \quad (1.4)$$

Si  $m_a \leq 1$ , a partir de esta relación la amplitud de la frecuencia con respecto a la tensión fundamental de salida  $V_{ab}$  será obtenida en función de  $m_a$  de modo lineal:

$$V_{ab} = m_a * V_{cd} \quad (1.5)$$

Donde  $V_{cd}$  es la tensión en la CD\_LINK o en la entrada del inversor.

Según (1.5), se controla la amplitud de salida fundamental por medio de  $m_a$ . Hasta ahora, la forma de onda de la señal portadora se ha tomado de forma triangular; sin embargo, también es viable utilizar una señal diente de sierra. La diferencia radica en la distribución armónica; es decir, la señal portadora triangular presenta ventajas de eliminar componentes armónicos impares de conmutación, situación que con una señal portadora diente de sierra no sería posible [25].

### 1.8.1 Modulación unipolar

En la conmutación unipolar la señal portadora de alta frecuencia se compara con una señal sinusoidal, en donde se obtiene la misma señal portadora de alta frecuencia con la señal sinusoidal, pero desfasada  $180^\circ$  con respecto a la señal sinusoidal original. Ésta señal de salida varía entre VDC y cero, para medio periodo de la señal moduladora, y entre cero y -VDC para la otra mitad.

En el PWM unipolar los interruptores de las dos ramas del inversor monofásico de puente completo no se conmutan en forma simultánea. Esta conmutación se realiza por medio de las terminales A y B del inversor de forma totalmente independiente a través de la comparación entre la tensión  $V_{tri}$  y con la tensión  $V_{control}$  y  $-V_{control}$ , en donde la comparación entre  $V_{control}$  con

## CAPÍTULO 1

respecto de la forma de onda triangular que genera las señales para el control de los interruptores de la rama  $A$ , como se observa en la Figura 1.5(a):

$$\begin{aligned} V_{control} > V_{tri} & \quad \text{entonces } S_1 \text{ encendido y } v_{AN} = V_d & (1.6) \\ V_{control} < V_{tri} & \quad \text{entonces } S_2 \text{ encendido y } v_{AN} = V_0 \end{aligned}$$

La tensión de salida de la rama  $A$  con respecto al bus  $N$  de CD negativo se muestra en la Figura 1.5. Análogamente, la rama  $B$  se compara con  $V_{control}$  con respecto a la misma onda triangular, lo cual genera las siguientes respuestas:

$$\begin{aligned} (-V_{control}) > V_{tri} & \quad \text{entonces } S_3 \text{ encendido y } v_{BN} = V_d & (1.7) \\ (-V_{control}) < V_{tri} & \quad \text{entonces } S_4 \text{ encendido y } v_{BN} = V_0 \end{aligned}$$

La forma de onda de la Figura 1.5 presenta las cuatro combinaciones de estado activo de interruptores y los siguientes niveles de tensión:

$$\begin{aligned} 1. S_1, S_2 \text{ enc: } v_{AN} &= V_d, v_{BN} = 0; v_o = V_d & (1.8) \\ 2. S_2, S_3 \text{ enc: } v_{AN} &= 0, v_{BN} = V_d; v_o = -V_d \\ 3. S_1, S_3 \text{ enc: } v_{AN} &= V_d, v_{BN} = V_d; v_o = 0 \\ 4. S_2, S_4 \text{ enc: } v_{AN} &= 0, v_{BN} = 0; v_o = 0 \end{aligned}$$

Existen tiempos de conmutación en donde la tensión de salida del inversor cambia entre los niveles de 0 y  $V_{cd}$ , además de los tiempos 0 y  $-V_{cd}$ , se conoce como “conmutación PWM por tensión unipolar” [26].

Para la señal portadora se puede utilizar una señal portadora de tipo triangular, o bien, una señal portadora de tipo diente de sierra, debido a que ambas tienen la característica que a través de una de pulsos permite el disparo de los interruptores conmutados. Sin embargo, la diferencia entre usar una u otra, radica en la distribución armónica. Es decir, la señal portadora triangular presenta la ventaja de eliminar las componentes armónicas impares de conmutación, situación que no es posible con la de diente de sierra.

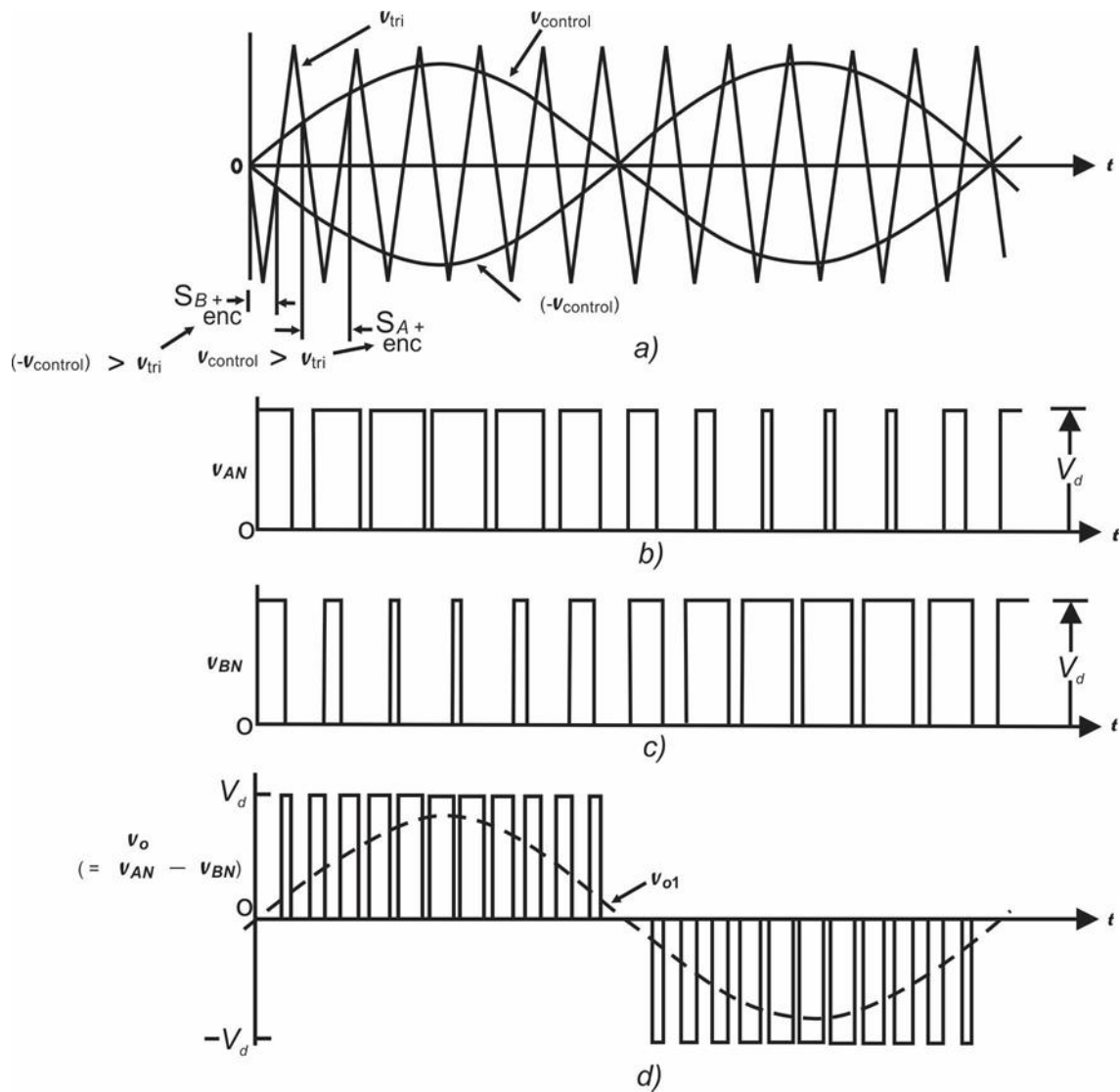


Figura 1. 5 PWM con conmutación por modulación unipolar (monofásico) [15].

## 1.8.2 Modulación bipolar

En este esquema de conmutación la frecuencia de la señal moduladora es prácticamente equivalente a la señal de frecuencia de la tensión de la red eléctrica, la que es comparada con una señal de alta frecuencia de tipo triangular o del tiempo diente de sierra. Debido a ésta comparación de frecuencias se genera una serie de impulsos que permiten el disparo de los interruptores  $S_1$  y  $S_4$ , para inmediatamente después generar un disparo en los interruptores  $S_2$  y  $S_3$ , como en la siguiente figura 1.6:

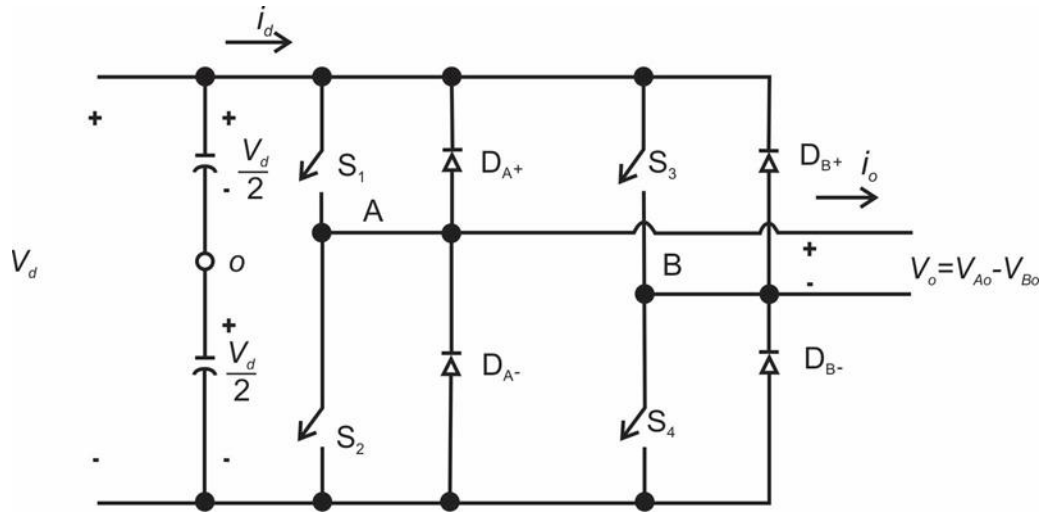


Figura 1. 6 Diagrama del inversor monofásico de puente completo.

A este esquema de conmutación se le conoce como “conmutación bipolar”, la cual permite un contenido de armónicos bajos con la condición de que  $m f$  de forma entero impar, debido a que esta magnitud por descomposición de Fourier proporciona una simetría impar, presentando solamente armónicos en múltiplos de la frecuencia de la portadora. Adicional a esto la modulación sinusoidal tiene la característica de que por los pasos por cero de la modulación con esta creciente-decreciente, la portadora pasa de forma inversa (decreciente-creciente).

Si las pendientes no fueran opuestas, se eleva el número de armónicos cercanos a la frecuencia fundamental. Con estas características, la modulación de la frecuencia impar se obtiene una simetría adecuada disminuyendo el contenido de armónicos [27].

## 1.9 Control en Inversores

Las fuentes de conversión de tensión ofrecen una gran flexibilidad en el control de los parámetros que generan. Por lo que resulta de gran interés el estudio y análisis de diferentes técnicas de control que contribuyen a mejorar la calidad en el suministro de energía eléctrica. Es decir, existen diferentes técnicas de control lineal, que permiten mantener la forma de onda, frecuencia y amplitud. Algunas de las técnicas de control que han sido utilizadas para este propósito son las que se describen a continuación.

### 1.9.1 Control PI

El controlador proporcional integral (PI) está diseñado para obtener una respuesta estable por parte del sistema, sin que incurra error cuando se encuentra en estado estacionario [28]. Esto se logra combinando la acción integral con la proporcional, las cuales, en conjunto, tienden a reducir o hacer nulo el error de estado estable, agregando un polo en el origen e incrementando la ganancia del controlador para mejorar las características de respuesta de estado estable [29].

El controlador PI de lazo de tensión sintonizado a un ancho de banda de por lo menos 10 veces menor de la frecuencia de conmutación (20KHz), cumple con el seguimiento de consigna, manteniendo la referencia ante diferentes perturbaciones. Bajo la presencia de cargas no lineales

## CAPÍTULO 1

el rendimiento del controlador PI disminuye, derivado de que la ganancia del controlador se reduce sensiblemente ante el contenido de armónicos de las cargas no lineales.

### 1.9.2 Control resonante

Para inversores, el controlador resonante es uno de los controladores más utilizados en la conexión de inversores en microrredes. Este control trabaja con señales sinusoidales, lo cual vuelve más complicado el diseño de un controlador que sea capaz de regular los lazos de corriente y tensión a la frecuencia fundamental, así como, rechazar las perturbaciones armónicas. Esta técnica consiste en diseñar filtros resonantes de segundo orden en función de las frecuencias que se desea compensar. Debido a que las ganancias del controlador son considerablemente altas, se consigue un buen seguimiento de las corrientes armónicas de referencia [30].

Un controlador resonante es una combinación de una parte proporcional y un resonante de segundo orden, dados por:

$$C_{PR}(s) = K_P + K_i \frac{s}{s^2 + w^2} \quad (1.9)$$

Donde:

$w$  es la frecuencia de resonancia múltiplo de la frecuencia fundamental.

$K_i$  es la ganancia del pico de resonancia a la frecuencia  $w$ .

$K_P$  es la ganancia proporcional del controlador.

## 1.10 Conexión de inversores en paralelo

Se define a los inversores como un tipo de convertidor de energía que permite convertir la corriente continua en corriente alterna [31]. Dicha conversión debe tomar en cuenta el control sobre la potencia activa y la potencia reactiva generada por este procedimiento [32].

Las conexiones de inversores en paralelo se utilizan de forma general para mejorar la confiabilidad de cualquier sistema de transformación de CD a CA. Su finalidad es satisfacer los constantes incrementos de demanda de energía eléctrica generada por el consumo de los usuarios. Los principales elementos que distinguen a una conexión de inversores en paralelo son la fiabilidad y flexibilidad [33].

En general, se requiere que una conexión de inversores en paralelo posea tolerancia ante posibles fallas. Éstas no pueden funcionar a un mismo tiempo como formas de control crítico, y su operación debe tener siempre un resultado redundante. Al momento de compartir la carga entre los inversores, no se recomienda que su conexión en paralelo utilice sistemas de comunicación con alta complejidad, ya que ello no sólo podría disminuir considerablemente los niveles de fiabilidad y flexibilidad, sino que también incrementa el costo de la instalación. De hecho, la conexión y desconexión de un sistema aislado no requiere de la comunicación con los inversores [33].

Otro de los atributos en los cuales se sostiene la fiabilidad y flexibilidad de la conexión de inversores en paralelo es la practicidad en la modulación y ampliación del sistema. A su vez, es

importante que la conexión opere en dos condiciones, que son el funcionamiento en paralelo con la red y al interior de un sistema aislado. En términos ideales, las conexiones al suministro de la red eléctrica o su operación de forma aislada no deben diferenciarse en cuanto a su funcionamiento, ya que una de sus principales utilidades es que permite prescindir de la necesidad de que cada inversor maneje de modo particular la información sobre la sección de la red a la cual se conectará. Los inversores conectados en paralelo también permiten detectar de manera puntual si el sistema ha sido habilitado para su funcionamiento de forma aislada o si se encuentra conectado al suministro de la red eléctrica

El uso de la conexión de inversores en paralelo como fuente de tensión ha permitido mantener una mayor estabilidad sobre secciones de red débil. Además, su utilización se ha ampliado notoriamente hasta abarcar aplicaciones aisladas del sistema [33].

### **1.10.1 Distribución de carga entre inversores conectados en paralelo**

La utilización de inversores conectados en paralelo para transformar corriente continua en corriente alterna requiere del control de la potencia activa ( $P_a$ ) y de la potencia reactiva ( $Q$ ). Dicho control permite la estabilidad entre la tensión y la frecuencia por medio de las unidades de conversión que trabajan de forma interdependiente. Para el mantenimiento de dicho control, es necesario distribuir la carga dentro de la conexión de inversores en paralelo, lo cual implica la repartición equilibrada de potencia activa y reactiva con el fin de que ésta sea proporcional con relación a la potencia nominal, incrementando así los niveles de eficiencia del sistema conectado en red o de forma aislada [33].

Anteriormente, el reparto proporcional de la carga entre los inversores conectados en paralelo se conseguía a través del mantenimiento de un control maestro sobre la totalidad del sistema. Este control maestro permitía mantener a su vez la estabilidad de las unidades inferiores que componen el sistema, permitiendo así el suministro de una cantidad adecuada de potencia activa y potencia reactiva. No obstante, el principal inconveniente de esta técnica de distribución de carga es que requiere de un alto grado de comunicación con los inversores, lo cual se vuelve más complejo cuando los sistemas se componen por una amplia cantidad de unidades. Este impedimento termina por afectar los requerimientos de fiabilidad y flexibilidad que caracterizan a toda conexión de inversores en paralelo.

En el sistema eléctrico, el reparto de la potencia entre múltiples generadores se consigue introduciendo una caída en la frecuencia que presenta cada generador. Lo anterior permite que cada generador sea capaz de absorber los cambios producidos en la carga total de un modo determinado por la caída de frecuencia característica. Esencialmente, la frecuencia del sistema funciona como enlace de comunicación entre los generadores. Lo anterior se aplica para garantizar el reparto de potencia entre los inversores conectados en paralelo en un sistema que opera en modo isla. Así, una caída en la tensión asegura la distribución de potencia reactiva. También, en los sistemas de suministro de bajo voltaje, es posible que el control sea más fino si se considera la naturaleza de resistencia de las líneas de energía eléctrica, es decir, que causan interdependencia en la relación que surge entre la potencia activa y la reactiva; además de la frecuencia y tensión.

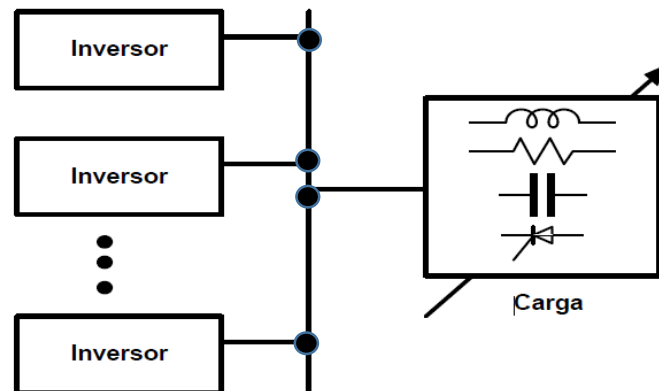


### 1.10.2 Estrategias de control para inversores en paralelo

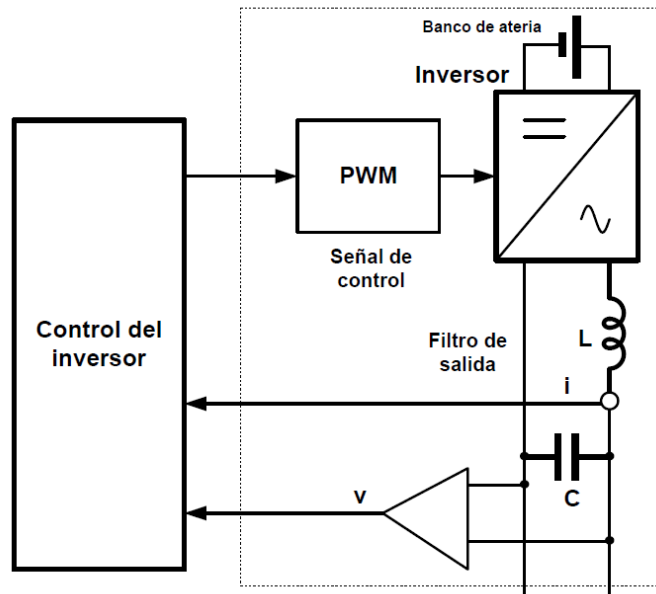
El mantenimiento de un control único sobre el funcionamiento de un sistema de corriente alterna es notoriamente más complejo cuando se busca su implementación en una conexión de inversores en paralelo. Lo anterior se debe a que este tipo de conexión se compone de varias unidades, donde la comunicación llega a depender de las señales emitidas por cada una de ellas.

Es importante que el control sobre el sistema de corriente alterna se mantenga a través de los parámetros de cada uno de los inversores. Este cambio de técnica posee múltiples ventajas si se toman en cuenta tres factores clave. El primero de ellos es que la reducción de las distancias entre unidades que disminuye el costo que genera la comunicación establecida por los inversores. A su vez, algunas operaciones básicas como el mantenimiento y reparación de las unidades de los inversores no necesitan de la interrupción del sistema en su conjunto. Por último, el control por medio de los parámetros del inversor evita que los puntos vitales de la configuración no se encuentren localizados en todos los módulos, contribuyendo así a la fiabilidad y tolerancia del sistema frente a posibles fallas.

En la figura 1.7 se observa un sistema simplificado compuesto por varias unidades de conversión conectadas en paralelo, operando en modo isla e impulsando diversos tipos de carga. Cada uno de los inversores conectados en paralelo presenta un controlador en su entrada, lo que permite manipular la señal de control PWM. En este sentido, para obtener una señal sinusoidal es necesario implementar un filtro a la salida del inversor, que comúnmente se encuentra integrado por un inductor y un condensador. Para efectos de simplificación del diagrama, se considera que el controlador es una caja que manipula la señal de entrada PWM, basada en mediciones locales de la corriente entre el inductor y la tensión en el condensador [33]. En la figura 1.8 se muestra el esquema de un inversor.



*Figura 1. 7 Inversores conectados en paralelo y alimentando diferentes tipos de carga.*



*Figura 1. 8 Sistema inversor.*

Existen importantes diferencias entre el control de la tensión que se realiza en los inversores, (o control de fuentes de tensión que operan como inversores), y el control de tensión de un generador síncrono. A través de estas diferencias, se abre la posibilidad de generar nuevas investigaciones en estrategias de control. Por mencionar algunas, los inversores poseen una capacidad de sobrecarga bastante más baja. Además, en comparación con los generadores síncronos, los inversores presentan en su salida una impedancia baja, lo cual provoca que la potencia de salida del inversor cambie de forma rápida en respuesta a las modificaciones en la tensión. A su vez, las máquinas síncronas presentan una disminución de la frecuencia de funcionamiento a medida que se incrementa la potencia de salida, lo cual no se presenta de forma natural en los inversores. Por último, la flexibilidad del inversor en comparación con un generador síncrono permite el control de las magnitudes de la tensión, la frecuencia y la forma de onda de tensión [33].

No obstante, existen problemas de control asociados con las diferencias entre la red eléctrica y los sistemas de alimentación de bajo voltaje. Entre estos se encuentra el hecho de que la red eléctrica es un sistema trifásico, y la mayoría de los sistemas en los que se encuentran conectados los inversores en paralelo son de una sola fase. Además, las líneas de potencia de la red eléctrica son principalmente de tipo inductivo, a la vez que las líneas de energía en un sistema de baja tensión son por lo general resistivas. [33].

### 1.10.3 Esquemas *droop*

Los esquemas *droop* son métodos que permiten la conexión en paralelo entre equipos, basados en el concepto de disminuir la frecuencia de los generadores CA cuando su potencia de salida se incrementa. La idea fundamental es emular el comportamiento de la dinámica de los generadores CA a través de los inversores. En general, la principal ventaja que presenta la aplicación de estos métodos es que no es necesaria la comunicación entre equipos para realizar el reparto de potencias [34].

A través de la figura 1.9 se aborda el estudio del flujo de potencia estable a través de una línea de transmisión entre los puntos A y B, en un sistema de corriente alterna. La figura 1.10 representa el diagrama fasorial de dicho proceso [33].

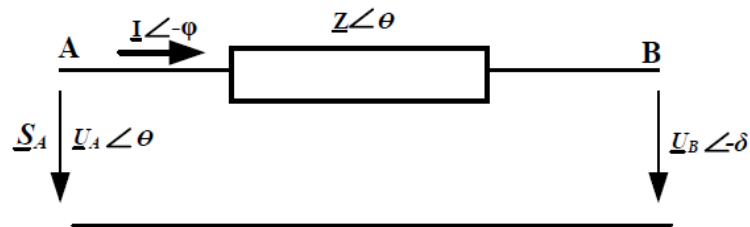


Figura 1. 9 Flujo de potencia en una línea de transmisión.

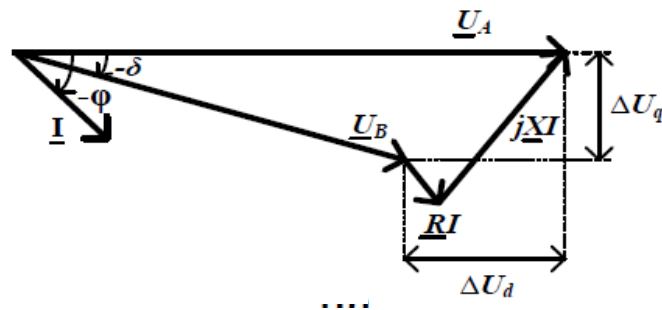


Figura 1. 10 Diagrama fasorial.

En este sentido, la potencia activa ( $P_a$ ) y reactiva ( $Q$ ) que fluye en la línea se describe por:

$$P_{aA} = \frac{U_A^2}{Z} \cos \theta - \frac{U_A \cdot U_B}{Z} \cos(\theta + \delta) \quad (1.10)$$

$$Q_A = \frac{U_A^2}{Z} \sin \theta - \frac{U_A \cdot U_B}{Z} \sin(\theta + \delta) \quad (1.11)$$

Como  $Z \cos \theta = R$  y  $\theta = X$ , las expresiones anteriores se reescriben como:

$$P_{aA} = \frac{U_A}{R^2+X^2} [R \cdot (U_A - U_B \cdot \cos \delta) + X \cdot U_B \cdot \sin \delta] \quad (1.12)$$

$$Q_A = \frac{U_A}{R^2+X^2} [-R \cdot U_B \cdot \sin \delta + X \cdot (U_A - U_B \cdot \cos \delta)] \quad (1.13)$$

Por lo tanto:

$$\Delta U_d = U_A - U_B \cdot \cos \delta = \frac{R \cdot P_{aA} + X Q_A}{U_A} \quad (1.14)$$

$$\Delta U_q = U_B \cdot \sin \delta = \frac{X \cdot P_{aA} + R Q_A}{U_A} \quad (1.15)$$

Considerando el funcionamiento normal de las líneas de transmisión  $X \gg R$ , entonces  $R$  puede ser despreciada. De igual forma, si también el ángulo  $\delta$  es pequeño, se concluye que  $\sin \delta \cong \delta$  y el  $\cos \delta \cong 1$ . Por lo que las últimas dos expresiones se reducen a:

$$\delta \cong \frac{X P_{aA}}{U_A U_B} \quad (1.16)$$

$$U_A - U_B \cong \frac{X Q_A}{U_A} \quad (1.17)$$

De estas expresiones resultantes se muestra que el ángulo de potencia depende de las variaciones de la potencia activa ( $P_a$ ), mientras que la diferencia de tensión está relacionada con la potencia reactiva ( $Q$ ). Es decir, el ángulo  $\delta$  puede controlarse a través de la regulación de la potencia activa ( $P_a$ ). A la vez, la tensión del inversor  $U_A$  se controla por medio de la potencia ( $Q$ ). Por tanto, mediante el ajuste de ( $P_a$ ) y ( $Q$ ) de forma independiente es posible controlar tanto la frecuencia como la amplitud de la tensión. Estas reflexiones forman la base de los esquemas droop de control para la frecuencia y tensión, por medio del control de la potencia activa y reactiva. Este método se expresa de la siguiente forma:

$$f - f_0 = -k_p (P_a - P_0) \quad (1.18)$$

$$U - U_0 = -k_q (Q - Q_0) \quad (1.19)$$

Donde  $f_0$  y  $U_0$  representan la frecuencia y el tensión nominal de la red, respectivamente. En tanto,  $P_0$  y  $Q_0$  son la potencia activa y reactiva del inversor en el punto de referencia [34].

### 1.11 Alcances y Limitaciones

Ya que se cuenta con un tiempo establecido para llevar a cabo este trabajo, es necesario plantear las limitaciones que se tienen y los alcances que se plantean lograr.

En el desarrollo de este trabajo no se consideró:

- El diseño y desarrollo de controladores capaces de mejorar la respuesta transitoria, el seguimiento de consigna y el rechazo de perturbaciones cuando el inversor alimenta carga no lineal.
- El desarrollo de esta tesis se enfocó en la conexión en paralelo de inversores monofásicos, quedando abierto el estudio y desarrollo de la conexión en paralelo de inversores trifásicos.

Con el desarrollo de esta tesis se alcanzaron los siguientes puntos:

- El diseño y desarrollo de esquemas droop para inversores monofásicos conectados en paralelo.
- Modelado de un inversor monofásico asilados de la red.
- Implementación en laboratorio de esquemas droop para inversores monofásicos capaces de conectarse en paralelo, con una distribución de potencia equitativa.

### 1.12 Aportaciones de la tesis

La principal aportación de esta tesis se centra en el diseño de un código de programación capaz de establecer la conexión en paralelo de inversores basado en esquemas droop.

### 1.13 Estructura de la Tesis

La presente Tesis se encuentra estructurada en seis capítulos. En el capítulo 1, Introducción, se hizo una revisión bibliográfica y documental de las diferentes topologías de convertidores de potencia empleadas en inversores que operan en modo isla y de las técnicas de control empleadas para operar los inversores en modo isla. Además, se definieron los objetivos generales y específicos, así como la justificación.

En el capítulo 2 se presenta el modelado de la unidad de conversión de energía para operación en modo isla. Aquí se analiza la topología del inversor a emplear, cuyos elementos no lineales son representados matemáticamente por una estrategia de linealización para obtener las funciones de transferencia del inversor, las cuales permitirán diseñar los lazos de control para las señales de corriente y de tensión.

En el capítulo 3 se ofrece el diseño de los controladores para el inversor monofásico con miras a su operación en modo isla. A partir de la función de transferencia del inversor, se diseñan los lazos de tensión y corriente bajo los parámetros de la operación deseada, para lo cual se implementan los controladores propuestos (PI-CRes) y con ayuda de los *softwares* MATLAB™ y PSim [35], se determina que los diseños de cada uno de ellos se encuentren dentro de los parámetros adecuados de estabilidad.

## CAPÍTULO 1

En el capítulo 4, se diseñan los algoritmos para conectar los inversores en paralelo en modo isla. Teniendo el diseño de los controladores y sus parámetros, se presenta un estudio y desarrollo de los esquemas *droop* que tienen la finalidad de conectar dos inversores en paralelo, así como, los resultados obtenidos por medio de las simulaciones de su implementación, en las cuales se observa la forma de las ondas de tensión y corriente de salida del inversor.

En el capítulo 5, se presentan los resultados experimentales obtenidos en laboratorio. Se implementan de forma física los controladores, monitoreando con ayuda de equipo de laboratorio, el rendimiento del inversor ante diferentes tipos de cargas. El objetivo es, obtener resultados experimentales semejantes a los obtenidos por medio de simulaciones.

En el capítulo 6 se concluye con la ayuda de los resultados obtenidos, los cuales son comparados con cada uno de los objetivos particulares, con la finalidad de verificar si fueron alcanzados. También se establecen los trabajos futuros a desarrollar derivados de la investigación propuesta.

# CAPÍTULO 2

## Modelado de un inversor monofásico operando en modo isla

### 2.1 Inversor Monofásico

En este capítulo se presenta el planteamiento de los modelos del inversor para que trabaje en modo isla. Esto permitirá desarrollar los controladores a partir del diseño de los lazos, tanto de control de corriente como de control de tensión.

El modelo promedio del inversor requiere de la regulación de la tensión de salida, lo cual permite preservar su amplitud, forma de onda y frecuencia. Para ello, debe basarse en la representación lineal en el espacio de estado. En la Figura 2.1, se muestra un diagrama de bloque correspondiente al inversor, con un lazo de control de tensión y otro de corriente. Asimismo, se muestra el esquema *droop*, cuyo objetivo es obtener la referencia adecuada que deben seguir los lazos, principalmente el de control de tensión. Esto permitirá regular la potencia activa y reactiva de acuerdo con la carga conectada. Para esto, debe considerarse que  $w$  y  $E$  corresponden a la frecuencia angular y amplitud de voltaje de salida sin carga, mientras que  $m$  y  $n$  equivalen a los coeficientes *droop* para el control de la frecuencia y amplitud [36].

Para llevar a cabo el diseño de los controladores en los lazos de control del inversor, se requiere contar con un modelo que permita encontrar las funciones de transferencia requeridas para sintonizar dichos lazos. Se realiza la linealización del inversor para eliminar los elementos no lineales y, así, obtener un modelo que permita diseñar los controladores de corriente y tensión.

Derivado a la naturaleza no lineal de los convertidores (DC/DC o DC/AC), es necesario establecer una etapa de linealización alrededor de un punto de operación (OP), con la finalidad de establecer diferentes técnicas de control lineal [33]. Las técnicas de linealización más utilizadas para la etapa de potencia consisten en promediar en el espacio de estado y el modelo del conmutador PWM.

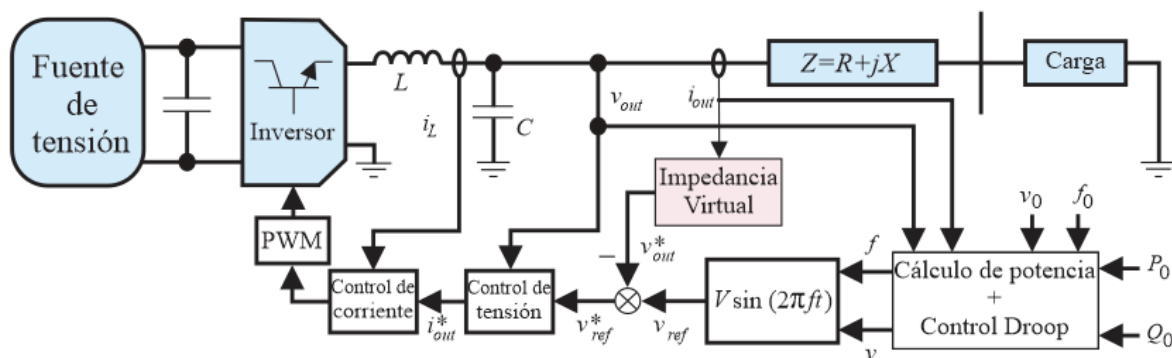


Figura 2. 1 Diagrama de bloque del inversor en modo isla.

## 2.2 Modelo promedio del inversor monofásico

Para realizar el análisis con la modulación bipolar se plantea cada dispositivo como un interruptor ideal y se consideraran las variables de conmutación como se muestra en la Figura 2.2, así como, las distintas combinaciones de encendido y apagado de los interruptores. Así mismo, se tiene que tomar en cuenta que la conmutación debe evitar el cortocircuito en el condensador y en la fuente de entrada, además de no permitir al inductor permanecer en circuito abierto.

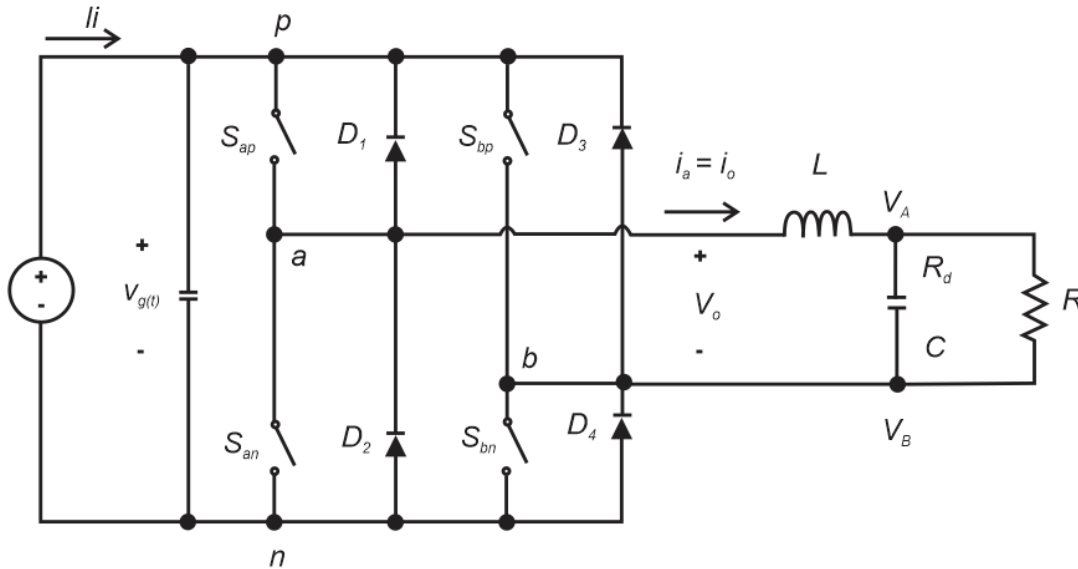


Figura 2. 2 Diagrama del puente H con interruptores ideales.

Por otro lado, interesa encontrar las relaciones de la tensión entre el punto *a* y el punto *b* y de la corriente de entrada, tal y como es mostrado en (2.1) y (2.2), respectivamente.

$$v_{ab} = f_{ab}(S_{ab}, v_g(t)) \quad (2.1)$$

$$I_i = i_g = f_{ab}(S_{ab}, i_a, i_b) \quad (2.2)$$

Se define como:

$$S_{ip} + S_{in} = 1; \quad i \in \{a, b\} \quad (2.3)$$

En donde la función de conmutación es:

$$S_i = S_{ip} = 1 - S_{in}; \quad i \in \{a, b\} \quad (2.4)$$

En la Tabla 2.1 se muestra la conmutación de los interruptores:



## CAPÍTULO 2

Tabla 2.1 Estados de conmutación para el desarrollo ideal de un puente inversor

$S_a$	$S_b$	$S_a S_b$	$i_i$	$v_{ab}$
0	0	0	0	0
0	1	-1	$i_b$	$v_g$
1	0	1	$i_a$	$v_g$
1	1	0	0	0

Para calcular la tensión instantánea  $v_{ab}$  se utiliza:

$$v_{ab} = (S_a - S_b)v_g = S_{ab}v_g(t) \quad (2.5)$$

Asimismo, con el fin de realizar la determinación de la corriente instantánea de entrada, debe emplearse (2.6):

$$i_g = S_a i_a + S_b i_b = S_a i_a - S_b i_a = S_{ab} i_a = S_{ab} i_o \quad (2.6)$$

Observando la Figura 2.2 se calcula  $v_{AB}$  e  $i_o$ ,

$$v_{AB} = v_{ab} - L \frac{di_o}{dt} \quad (2.7)$$

$$i_o = C \frac{dv_{AB}}{dt} + \frac{v_{AB}}{R} \quad (2.8)$$

Si se reorganiza a fin de dejar solo al diferencial, se obtiene:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L}(v_{ab} - v_{AB}) \quad (2.9)$$

$$\frac{dv_{AB}}{dt} = \frac{1}{C}i_o - \frac{1}{RC}v_{AB} \quad (2.10)$$

Reemplazando (2.5) en (2.9), se llega a las ecuaciones diferenciales de la tensión, así como, de las corrientes de entrada y de salida:

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{1}{L}S_{ab}v_g - \frac{1}{L}v_{AB}$$

$$\frac{dv_{AB}}{dt} = \frac{1}{C}i_o - \frac{1}{RC}v_{AB} \quad (2.11)$$

$$i_g = S_{ab} i_o$$

Para obtener el modelo promedio se aplica el operador promedio en (2.12) al ciclo útil de conmutación, ciclo por rama y de línea a línea:

$$\bar{x}(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (2.12)$$

Ciclo de conmutación:

$$d_{ap} = \overline{s_{ap}} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ap}(\tau) d\tau \quad (2.13)$$

Ciclo por rama:

$$d_a = d_{ap} = 1 - d_{an} \quad (2.14)$$

Ciclo de línea a línea:

$$d_{ab} = \overline{s_{ab}} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ab}(\tau) d\tau = d_a - d_b \quad (2.15)$$

Tras aplicar el operador promedio en (2.5), se llega a un promedio de valor  $v_{ab}$ :

$$\bar{v}_{ab} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_{ab}(\tau) v_g(\tau) d\tau \approx \bar{S}_{ab} \bar{v}_g = d_{ab} \bar{v}_g \quad (2.16)$$

Luego, aplicando (2.12) a (2.11), se llega a la obtención de las ecuaciones correspondientes al modelo promedio del inversor (2.17). A partir de éstas, se diseña su circuito equivalente (véase Figura 2.3).

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_o}{dt} &= \frac{1}{L} d_{ab} \bar{v}_g - \frac{1}{L} \bar{v}_{AB} \\ \frac{d\bar{v}_{AB}}{dt} &= \frac{1}{C} \bar{i}_o - \frac{1}{RC} \bar{v}_{AB} \\ \bar{i}_g &= d_{ab} \bar{i}_o \end{aligned} \quad (2.17)$$

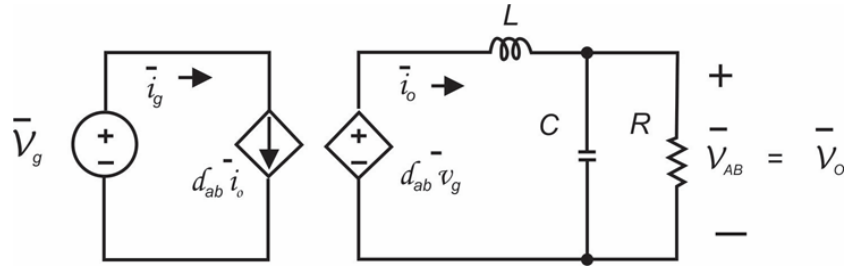


Figura 2. 3 Diagrama del circuito equivalente que corresponde al modelo promedio del inversor.

### 2.2.1 Modelo en pequeña señal del inversor monofásico

Las ecuaciones mostradas en (2.17) corresponden al modelo equivalente promedio del inversor. Con base en ellas, se definirá un modelo que considere las variables que están involucradas, mismas que se encuentran integradas por un componente de CD, a la cual se le suman perturbaciones de CA al punto de operación o CD. Si se considera que al promedio de  $x = X + \hat{x}$ , donde:

- $X$  corresponde con el valor en el punto de operación.
- $\hat{x}$  corresponde con el valor de pequeña señal en torno del punto de operación.

Por lo tanto, se obtiene:

$$\bar{v}_g(t) = V_g + \hat{v}_g(t)$$

$$\bar{v}_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t)$$

$$\bar{i}_o(t) = I_o + \hat{i}_o(t) \tag{2.18}$$

$$\bar{i}_g(t) = I_g + \hat{i}_g(t)$$

$$d_{ab}(t) = D + \hat{d}(t)$$

Reemplazando (2.18) en (2.17), se obtiene (2.19).

$$\frac{d(I + \hat{i}(t))}{dt} = \frac{1}{L}(D + \hat{d}(t))(V_g + \hat{v}_g(t)) - \frac{1}{L}(V_o + \hat{v}_o(t))$$

$$\frac{d(V_o + \hat{v}_o(t))}{dt} = \frac{1}{C}(I_g + \hat{i}_g(t)) - \frac{1}{RC}(V_o + \hat{v}_o(t)) \quad (2.19)$$

$$(I_g + \hat{i}_g(t)) = (D + \hat{d}(t))(I + \hat{i}(t))$$

Desarrollando y agrupando los términos de (2.19), se obtienen los términos de CD y de primer orden:

Términos CD

$$0 = \frac{1}{L}DV_g - \frac{1}{L}V_o \quad (2.20)$$

$$0 = \frac{1}{C}I_g - \frac{1}{RC}V_o$$

$$I_g = DI$$

Términos de primer orden:

$$\frac{\hat{d}i(t)}{dt} = \frac{1}{L}D\hat{v}_g(t) + \frac{1}{L}\hat{d}(t)V_g - \frac{1}{L}\hat{v}_o(t) \quad (2.21)$$

$$\frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \frac{1}{C}\hat{i}_g(t) - \frac{1}{RC}\hat{v}_o(t) \quad (2.22)$$

$$\hat{i}_g(t) = D\hat{i}_g(t) + \hat{d}(t)I_g$$

Partiendo de 2.22, se obtiene el circuito equivalente de pequeña señal correspondiente con el inversor con el modelo promediado. Este se observa en la Figura 2.4:

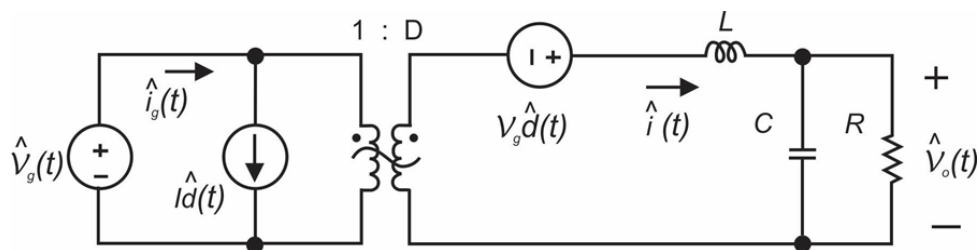


Figura 2. 4 Diagrama del circuito equivalente de pequeña señal con el modelo promediado.

## 2.3 Modelo del modulador PWM

El modelo se obtiene de un circuito lineal equivalente y se realiza un análisis tanto de gran señal, como en pequeña señal. Este modelo es válido para los dos modos de conducción: conducción continua y discontinua. Con el modelo del circuito equivalente se calcula la función de transferencia del sistema. El método, consiste, principalmente, en sustituir los interruptores del convertidor, que son los elementos no lineales, por un circuito equivalente, el cual se denomina “modelo del conmutador PWM”. Esto, con el fin de obtener un circuito equivalente linealizado. Normalmente en casi todos los convertidores se encuentra una topología común; es decir, se tiene un interruptor “activo” —que se le ser un transistor—, y otro “pasivo” —denotado como diodo—. Estos dispositivos están conectados a una fuente de tensión, la cual puede ser un condensador, y una fuente de corriente, como lo es un inductor, tal y como se muestra en la Figura 2.5:

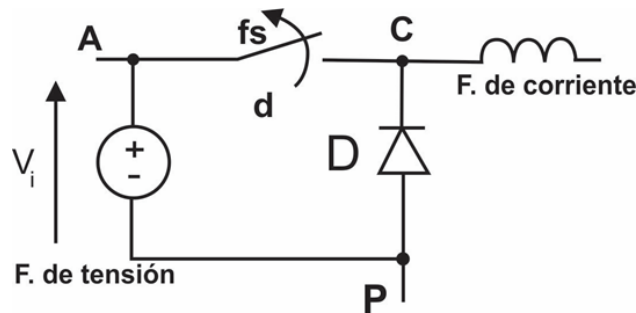


Figura 2. 5 Diagrama de la estructura de conmutación común en convertidores conmutados.

### 2.3.1 Conmutación PWM en modo conducción continua

Dado que el inversor monofásico se comporta como un conmutador Buck, se tiene como objetivo reemplazar el conmutador PWM, el cual encuentra conectado entre las terminales A-P-C, con un circuito lineal equivalente. De este modo, se busca evitar que permanezcan elementos no lineales en el convertidor. En la Figura 2.6 se muestra el circuito equivalente en modo conducción continua en el punto de operación del conmutador PWM.

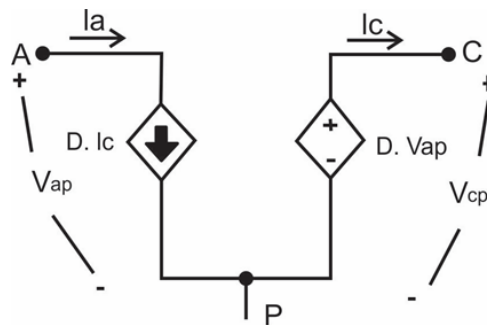


Figura 2. 6 Diagrama del modelo equivalente en modo conducción continua del punto de operación del conmutador PWM.

## CAPÍTULO 2

Donde:

$$V_{cp} = DV_{ap} \quad e \quad I_a = DI_c \quad (2.23)$$

En la Figura 2.7 se muestra el circuito equivalente del conmutador PWM en modo conducción continua en pequeña señal:

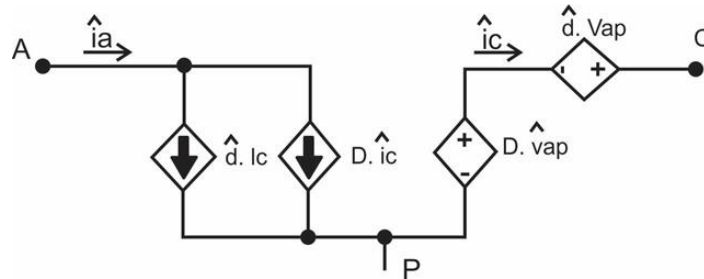


Figura 2.7 Diagrama del circuito equivalente del conmutador PWM en modo conducción continua en señal pequeña.

En la Figura 2.7, se han presentado magnitudes escritas en minúsculas y llevan encima el símbolo “^”, lo que las identifica como términos de pequeña señal. Enseguida, se presentan los modelos de pequeña señal, así como, las relaciones establecidas en el punto de operación del inversor con conexión en modo isla.

### 2.3.2 Modelo de pequeña señal del inversor

En un diagrama de conmutación bipolar, el inversor se aproxima a un circuito Buck [22]. Si se considera el manejo de señales periódicas en el punto de operación, calcula de acuerdo con el ciclo de trabajo, la ecuación que permite relacionar la tensión de entrada con la de salida por medio de:

$$v_o = v_{CD}(2d - 1) \quad (2.24)$$

Si se toma en cuenta que el ciclo de trabajo  $d$  se corresponde con una señal sinusoidal, se tiene, por consiguiente, que las variaciones promedio en la salida del convertidor seguirán también la forma sinusoidal. De esta manera se generará la componente fundamental de salida sin que se consideren los armónicos. Esto posibilita un análisis lineal en el cual únicamente se consideren magnitudes promedio. Por lo tanto, (2.24) se escribe como:

$$V_o + \hat{v}_o = (V_{CD} + \hat{v}_{CD}) \left[ 2(D + \hat{d}) - 1 \right] \quad (2.25)$$

Si se separan los valores en el punto de operación, de los términos de señal pequeña en (2.25), se obtiene:

$$V_o = V_{CD}(2D - 1) \quad (2.26)$$

$$\hat{v}_o = \hat{v}_{CD}(2D - 1) + 2 * V_{CD} * \hat{d} \quad (2.27)$$

De manera similar, para las corrientes del inversor, se obtienen:

$$I_i = I_L(2 * D - 1) \quad (2.28)$$

$$\hat{i}_i = \hat{i}_L(2D - 1) + 2 * I_L \hat{d} \quad (2.29)$$

A partir de (2.24) y (2.28), y considerando que  $D'(t) = 2D(t) - 1$ , se obtiene el modelo lineal del inversor para el punto de operación, tal como, se observa en las Figura 2.8, donde:

$$D(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_{oRMS}}{\sqrt{2}V_{CD}} * \left[ -\frac{\omega L}{R} \text{sen}(\omega t) - \frac{\omega L}{|Z_C|} \text{sen}(\omega t - \phi_C) + \text{cos}(\omega t) \right] \quad (2.30)$$

$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2}V_{oRMS}}{R} \text{cos}(\omega t) + \frac{\sqrt{2}V_{oRMS}}{|Z_C|} \text{cos}(\omega t - \phi_C) \quad (2.31)$$

Donde:

$$|Z_C| = \sqrt{(R_d)^2 + (1/\omega C)^2} \quad (2.32)$$

Además:

$$\phi_C = \text{atan}(-1/\omega * C * R_d) \quad (2.33)$$

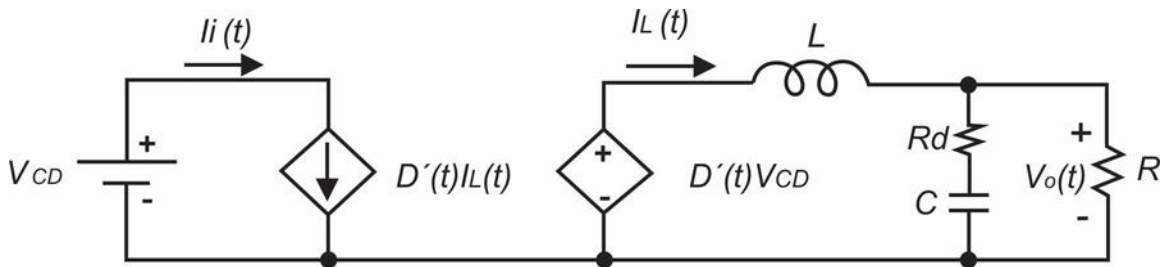


Figura 2. 8 Diagrama del modelo equivalente del punto de operación del inversor.

A partir de las pequeñas perturbaciones sobre el punto de operación, se obtiene el modelo a pequeña señal mostrada en la Figura 2.9.

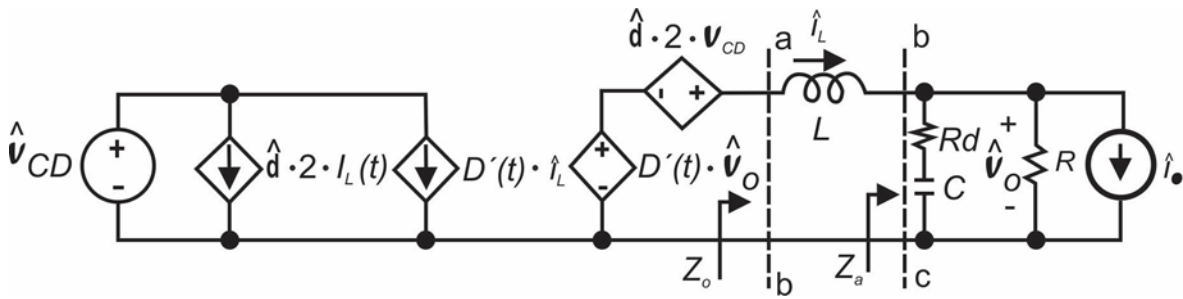


Figura 2. 9 Diagrama del modelo de pequeña señal del inversor.

En la Figura 2.9, las magnitudes  $\hat{v}_{CD}$ ,  $\hat{i}_L$ ,  $\hat{d}$  y  $\hat{v}_o$  son términos de señal pequeña. Con este modelo se consigue una función de transferencia, la cual permite relacionar el ciclo de trabajo,  $G_{iLd}(s)$  con la corriente en el inductor, así como la función de transferencia que relaciona la corriente en el inductor,  $G_{V_o-V_C}(s)$  con la tensión de salida del inversor. Esto, siguiendo el propósito de una aplicación del esquema de control seleccionado.

## 2.7 Diagrama de bloque para un inversor monofásico

Considerando (2.25) y (2.28) se obtiene un modelo a pequeña señal del inversor, donde  $Z_o$  y  $Z_a$  corresponden a los valores de las impedancias equivalentes, marcados a partir de la línea punteada (véase la Figura 2.9). Un esquema de control de corriente media (ACC) es propuesto con el fin de controlar las corrientes tanto en el inductor como de la tensión de salida. Este esquema de control se muestra en la Figura 2.10.

Donde  $RD(s)$  corresponde con un retardo digital de un período de conmutación, expresado como una función de transferencia de segundo orden con una aproximación de  $e^{-T s}$ .  $G_s(s)$  que corresponde con la función de transferencia del controlador de corriente.  $G_v(s)$  corresponde con la función de transferencia del controlador de tensión.

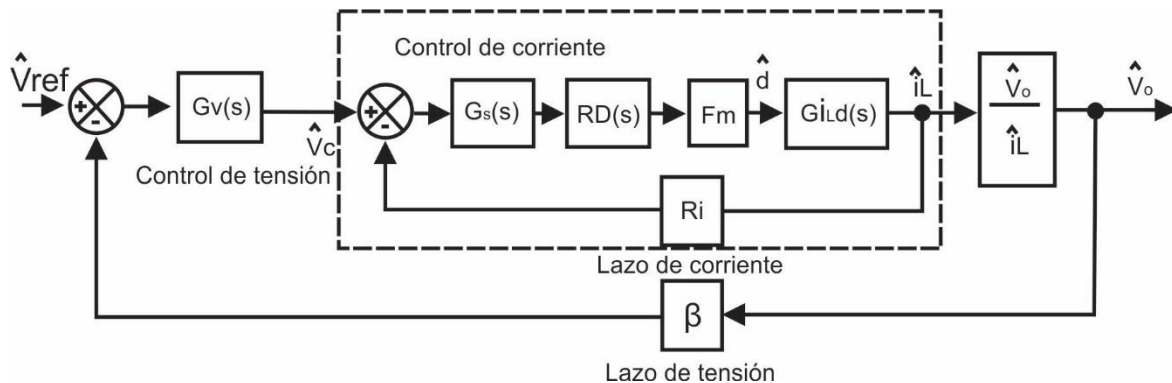


Figura 2. 10 Diagrama de tensión media y control de corriente para el inversor.

$RD(s)$  está definido por:



$$RD(s) = e^{-Ts} = \frac{1 - \frac{s * T_s}{2} + \frac{(s * T_s)^2}{12}}{1 + \frac{s * T_s}{2} + \frac{(s * T_s)^2}{12}} \quad (2.34)$$

Donde  $T_s$  es el período de conmutación y es determinado por:

$F_m$ , se define como la ganancia del modulador PWM bipolar.

$$F_m = \frac{1}{V_{pp-Triangular}} \quad (2.35)$$

Donde:  $V_{pp-Triangular}$  es el valor pico de la señal triangular empleado como portadora en el PWM,  $R_i$  es la ganancia del sensor de corriente y  $\beta$  es la ganancia del sensor de tensión.

A partir de los modelos dinámicos presentes en las Figuras 2.9 y 2.10, se obtienen las funciones de transferencia que relacionan la corriente en el inductor  $G_{i_L-d}(S)$  y el ciclo de trabajo,  $G_{v_o-d}(S)$  con la tensión de salida. Esto, considerando  $\hat{v}_{CD} = \hat{i}_o = 0$ . Dichas funciones de transferencia son:

$$G_{v_o-d}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} \Big|_{\hat{v}_{CD}=\hat{i}_o=0} = \frac{2V_{CD}Z_a}{Z_a + sL} \quad (2.16)$$

$$G_{i_L-d}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \Big|_{\hat{v}_{CD}=\hat{i}_o=0} = \frac{2V_{CD}}{Z_a + sL} \quad (2.37)$$

Donde:

$V_{CD}$  corresponde con la tensión de CD de entrada al inversor

$Z_a$  corresponde con la impedancia entre los puntos  $a$  y  $b$  presentes en la Figura 2.11:

$$Z_a = \left(R_d + \frac{1}{sC}\right)R = \frac{(sCR_d + 1)R}{sC(R_d + R) + 1} \quad (2.38)$$

## CAPÍTULO 2

Asimismo, el bloque  $\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L}$  en la Figura 2.10 representa la función de transferencia que permite relacionar la corriente en el inductor con la tensión de salida. Ésta se utiliza para el diseño del control de lazo de tensión del inversor, y es expresado por:

$$Z_a = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} = \frac{\hat{v}_o}{d} \left( \frac{\hat{i}_L}{d} \right)^{-1} \quad (2.39)$$

# CAPÍTULO 3

## Diseño e implementación de configuraciones de control de inversores operando en modo isla

### 3.1 Esquema de Control del Inversor

En este capítulo se diseñan las configuraciones del control del lazo de tensión y de corriente en modo isla del inversor monofásico. Debido a que el inversor deberá trabajar en modo isla como una fuente de tensión, los controladores se diseñarán para este modo de operación, en el que alimentan cargas locales ofreciendo características de amplitud, frecuencia y forma de onda de acuerdo a los parámetros establecidos en la Tabla 3.1. A continuación, se ofrece el diagrama de control propuesto para el inversor operando en modo isla:

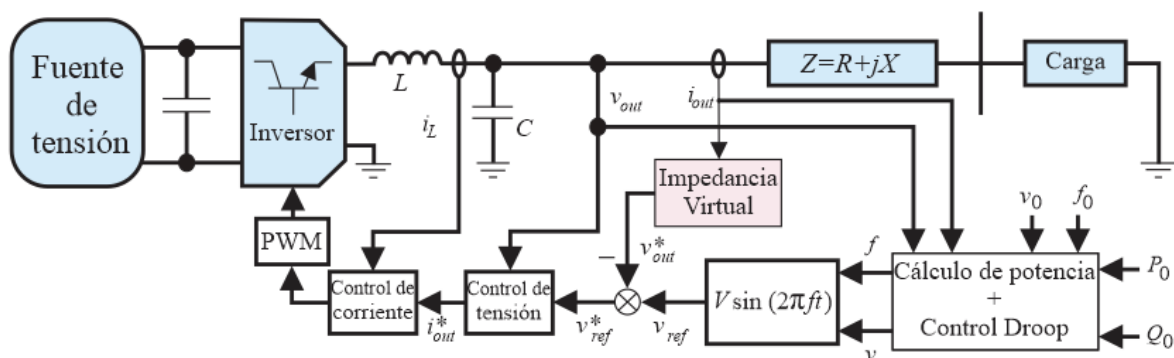


Figura 3. 1 Diagrama de bloques del inversor que opera en modo isla.

La diferencia en el control de los inversores que operan en modo red y modo isla, radica en que, en el primero, el controlador de tensión tiene como objetivo regular la tensión en la DC\_LINK, así como la corriente de salida del inversor; mientras, para el modo isla tiene como objetivo la regulación de la corriente y la tensión de salida del inversor. Además, la referencia para el controlador de tensión  $V_0$  en operación en modo isla es fijada por los esquemas *droop*, mientras que para el modo red es constante [13].

Por otro lado, se debe tener en cuenta que la potencia entregada por el inversor en modo isla será aquella que demande la carga. Por esta razón, se torna necesario encontrar la referencia de tensión en términos de las potencias activa y reactiva consumidas por la carga. El método a utilizar para fijar dicha condición es el de los esquemas *droop*, los cuales se diseñarán en el capítulo 4.

Con los datos de diseño del inversor que se presentan en la Tabla 3.1, cuyos valores se obtuvieron en el ANEXO A y de los modelos obtenidos en el capítulo 2, se procede a determinar

## CAPÍTULO 3

las funciones de transferencia que permitirán llevar a cabo el diseño de los controladores que regulan las diferentes variables de interés de los lazos de tensión y corriente del inversor.

Parámetros	Valor
Tensión de la DC_LINK ( $V_{DC}$ )	300 V
Potencia nominal (P)	250 W
Frecuencia de salida ( $f_g$ )	60 Hz
Tensión de salida ( $V_o$ )	127V <sub>RMS</sub>
Condensador de salida (C)	1 uF
Inductancia de salida (L)	7 mH
Frecuencia de conmutación ( $f_{si}$ )	20 kHz
Resistencia de <i>damping</i> ( $R_a$ )	---
Resistencia de carga ( $R_{CARGA}$ )	64.8 $\Omega$

Tabla 3.1. Parámetros del inversor

El inversor permite el control de la tensión de salida y de la corriente en el inductor. Para esto, fue instrumentado un control en modo corriente media [37], mostrado en la Figura 3.2:

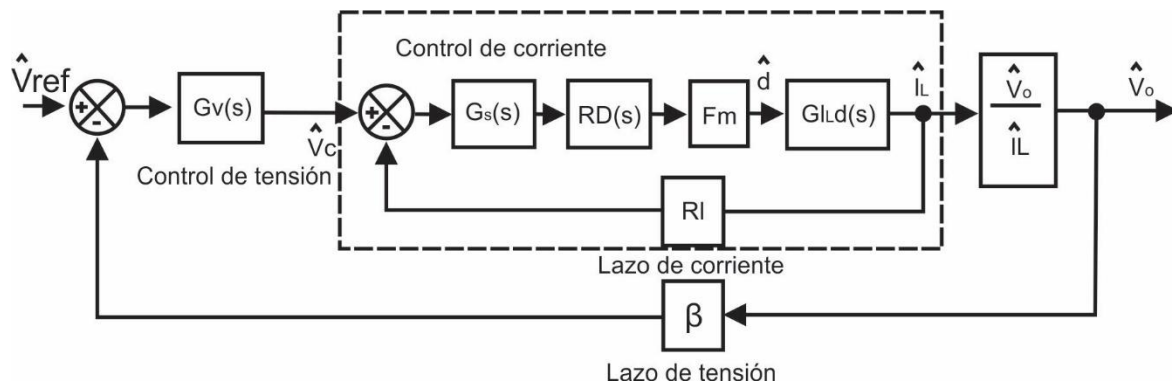


Figura 3. 2 Diagrama de bloques del control de corriente para el inversor.

Donde son:

$G_v(s)$  es la función de transferencia del controlador de voltaje.

$G_s(s)$  es la función de transferencia del controlador de corriente.

$RD(s)$  es un retardo digital de un período de conmutación ( $T_s$ ) definido en la ecuación (3.1).

$F_m$  es la ganancia del modulador PWM bipolar, definida en la ecuación 3.2.

## CAPÍTULO 3

$R_i$  es la ganancia del sensor de corriente ( $R_i = 0.2$ )

$\beta$  es la ganancia del sensor de tensión ( $\beta = 0.006$ )

$$RD(s) = \frac{1 - \left(\frac{s * T_s}{2}\right) + \left(\frac{(s * T_s)^2}{12}\right)}{1 + \left(\frac{s * T_s}{2}\right) + \left(\frac{(s * T_s)^2}{12}\right)} \quad (3.1)$$

$$F_m = \frac{1}{V_{pp-Triangular}} = 1 \quad (3.2)$$

El diagrama de la Figura 3.2 tiene la ventaja con respecto a la tensión de referencia, de ofrecer una respuesta más plana sobre la función de transferencia de corriente en el inductor, donde la distorsión es menor a la del control de corriente pico (CIC) para la generación de corriente alterna [38].

Partiendo del modelo de señal pequeña presentado en la Figura 2.9 del capítulo 2, en la etapa de potencia se obtienen las funciones de transferencia en lazo abierto que relacionan el ciclo de trabajo ( $Gv_{o\_d}$ ) con la tensión de salida, así como, el ciclo de trabajo ( $Gi_{L\_d}$ ) y la corriente en el inductor de salida. Dichas funciones de transferencia se determinan a continuación.

La función de transferencia  $Gv_{o\_d}(s)$  se obtiene teniendo en cuenta que la corriente  $\hat{I}_{DC} = 0$  e  $\hat{I}_o = 0$

$$Gv_{o\_d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{I}_{DC}=\hat{I}_o=0} \quad (3.3)$$

Teniendo en cuenta (3.3), y aplicando el análisis de nodos y de mallas al circuito del modelo de pequeña señal, se obtiene:

$$2V_{CD} * \hat{d} = s * L * \hat{I}_L + \hat{v}_o \quad (3.4)$$

Despejando  $\hat{I}_L$ , se obtiene:

$$\frac{2 * V_{CD} * \hat{d} - \hat{v}_o}{s * L} = \hat{I}_L \quad (3.5)$$

Donde:

$$\hat{I}_L = \frac{\hat{v}_o}{Z_a} \quad (3.6)$$

$$\hat{v}_o = \hat{I}_L * Z_a \quad (3.7)$$

Sustituyendo (3.5) en (3.7), se obtiene:

$$\frac{2 * V_{CD} * \hat{d} - \hat{v}_O}{s * L} = \frac{\hat{v}_O}{Z_a} \quad (3.8)$$

Por lo tanto, de (3.8) la relación  $\frac{\hat{v}_O}{\hat{d}}$ :

$$G_{v_{o\_d}}(s) = \frac{\hat{v}_O}{\hat{d}} \Big|_{\hat{I}_{DC}=\hat{I}_o=0} = \frac{2 * V_{CD} * Z_a}{Z_a + s * L} \quad (3.9)$$

Donde son:

$Z_a$  corresponde con la impedancia de carga paralela al capacitor de salida (véase 3.10).

$V_{CD}$  corresponde a la tensión en la DC\_LINK.

$$Z_a = \left(\frac{1}{sC}\right) || R = \frac{(s * C + 1) * R}{(s * C * R) + 1} \quad (3.10)$$

La segunda función de transferencia  $G_{iL\_d}(s)$  se obtiene considerando:

$$G_{iL\_d}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \Big|_{\hat{v}_{DC}=0} \quad (3.11)$$

De donde se obtiene  $G_{iL\_d}(s)$ , sustituyendo (3.7) en (3.4). Por lo tanto, despejando, se obtiene la función de transferencia presentada en (3.12):

$$G_{iL\_d}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \Big|_{\hat{v}_{DC}=0} = \frac{2 * V_{CD}}{Z_a + s * L} \quad (3.12)$$

Usando los datos del inversor que se presentan en la Tabla 3.1, se obtiene el diagrama de Bode para  $G_{iL\_d}$  y  $G_{v_{o\_d}}$  . como se muestra en la Figura 3.3 y 3.4, respectivamente.

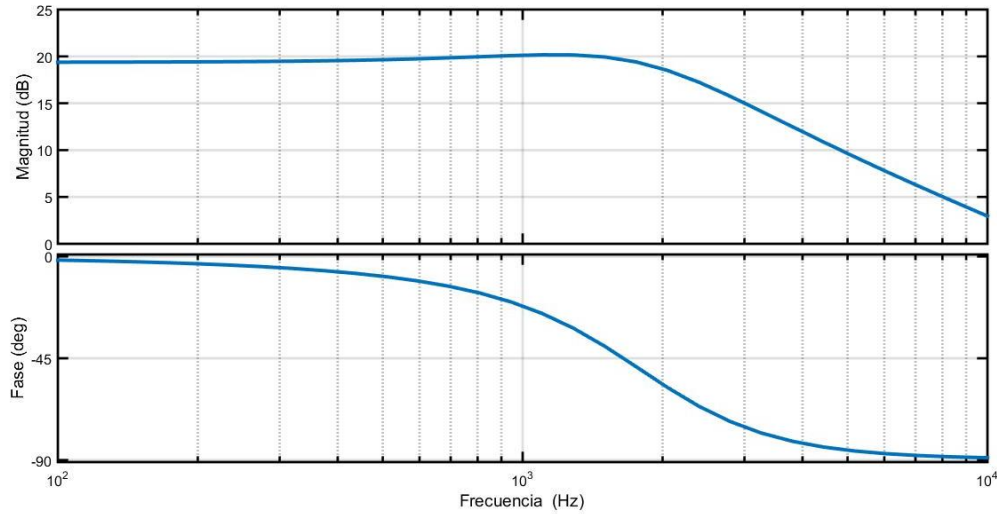


Figura 3. 3 Diagrama de Bode de  $G_{iL_d}(s)$

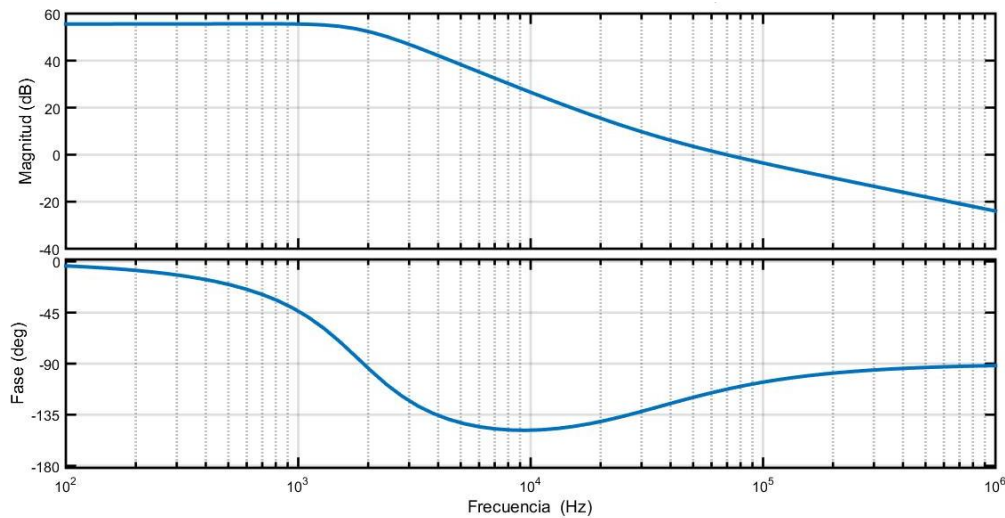


Figura 3. 4 Diagrama de Bode de  $GV_0_d(s)$

### 3.2 Diseño del lazo de corriente

Para implementar el controlador de corriente, son requeridos un control proporcional (P) más un controlador resonante (CRes) —también conocido como controlador armónico— [39]. La parte proporcional cumple con la función de introducir al lazo de corriente una alta ganancia de la frecuencia de la señal de consigna. Además, contribuye a la anulación del efecto originado por las perturbaciones de la frecuencia fundamental, por lo que este controlador se diseña e implementa pensando en que resonará ante la frecuencia fundamental (60 Hz) [1].

Por otro lado, el controlador es diseñado con el fin de tener una frecuencia de cruce en el lazo de corriente, diez veces menor a la frecuencia de conmutación del inversor (20 kHz). Con esto, se

## CAPÍTULO 3

tiene un margen de fase mayor a 50 grados, así como, de un margen de ganancia de cerca de 5dB [40]. En éste, se empleó un controlador resonante (P + CRes) sumado a uno proporcional, como se define por:

$$G_S(s) = K_p + CRes \quad (3.13)$$

Donde la función de transferencia del control resonante es:

$$CRes = \frac{K_h B_h s}{s^2 + B_h s + (\omega_h^2)} \quad (3.14)$$

Donde:

$\omega_h = h * \omega_0$  corresponde con la frecuencia de resonancia múltiplo de la fundamental.

$K_h$  es la ganancia del pico de resonancia a la frecuencia  $\omega_h$ .

$B_h$  es el ancho de banda en rad/seg.

Para el presente caso:

$$h = 1$$

$$B_h = 2 \cdot \pi$$

$$k_h = 100$$

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 60.$$

Con base en (3.15), se determina el valor de  $K_p$ . En la Tabla 3.2 se describen sus parámetros.

$$K_p = \frac{L * \omega_{cdeseada}}{R_i * F_m * 2 * V_{CD}} = 1.3221 \quad (3.15)$$

Tabla 3.2 Parámetros de la ecuación 3.15

Parámetros	Descripción	Valores
$K_p$	Ganancia proporcional	1.3221
$L$	Inductancia de salida del inversor	7 mH
$\omega_{cdeseada}$	Frecuencia de cruce del lazo de corriente	2.17 kHz
$F_m$	Ganancia del modulador PWM bipolar	1
$R_i$	Ganancia del sensor de corriente	0.2
$V_{CD}$	Tensión de la DC_Link	300 V



## CAPÍTULO 3

Aquí, el valor de la frecuencia de cruce para el lazo abierto se seleccionó considerando que se acercará al 50 por ciento de la frecuencia de la conmutación del inversor, siendo:

$$\omega_{cdeseada} = 2\pi * 1700$$

En la Figura 3.5, se presenta el diagrama de Bode del lazo de corriente de la Figura 3.2, definido por:

$$T_i(s) = G_{iL} d * F_m * R_i * G_s(s) \quad (3.16)$$

Al implementarlo, la frecuencia de cruce producida por este controlador es de 2.17 kHz, mientras que el margen de ganancia es de 7.87dB y el de fase, de 95.7°.

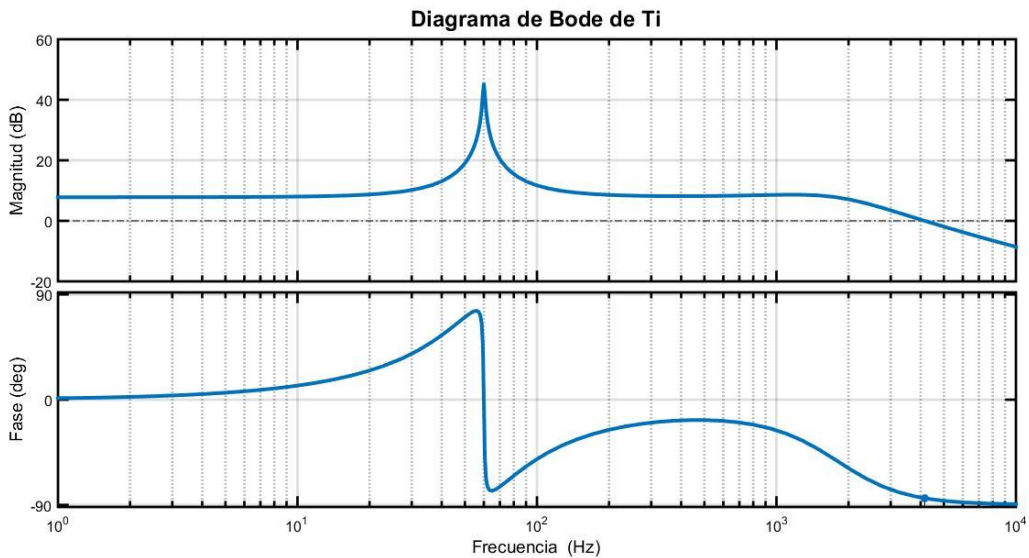


Figura 3. 5 Diagramas de Bode para el lazo de corriente ( $T_i$ ).

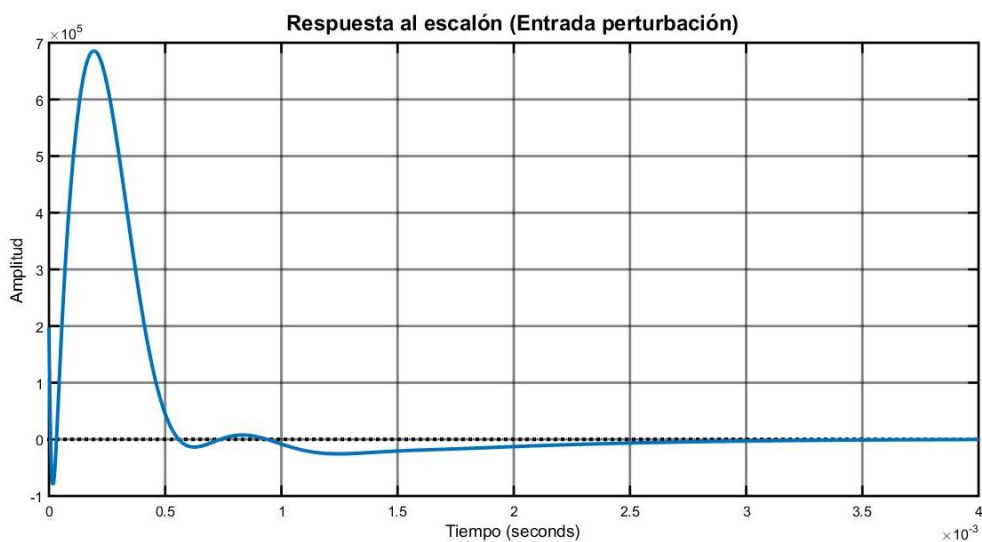


Figura 3. 6 Respuesta al escalón (entrada de la perturbación).

## CAPÍTULO 3

En la Figura 3.6 se muestra la respuesta temporal a una entrada escalón obtenida tras implementar este controlador. Se observa que presenta un seguimiento de consigna adecuado, con un error en estado estacionario nulo.

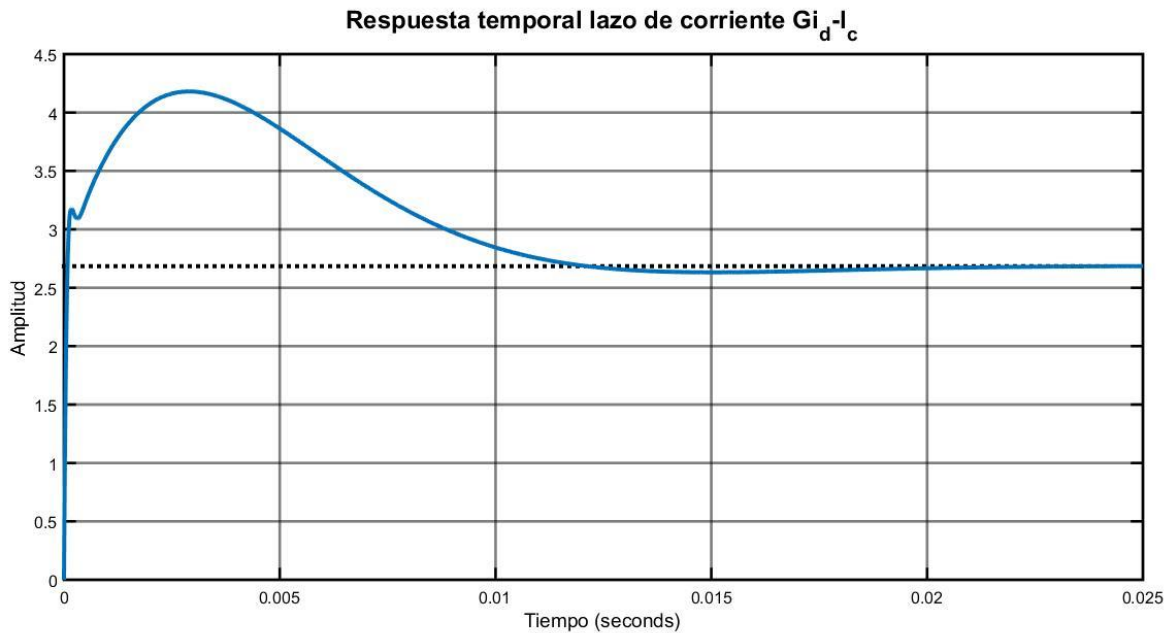


Figura 3. 7 Respuesta temporal forzada del lazo de corriente ante un impulso escalón.

En la Figura 3.7 se aprecia la respuesta sistémica a una entrada de perturbación escalón que se obtuvo con la implementación de este controlador, presentándose un adecuado comportamiento, ya que la respuesta temporal tiende a cero rápidamente con estado estacionario nulo.

Una vez que se ha diseñado el control del lazo de corriente, se procede a diseñar el control del lazo de tensión  $G_{V(s)}$  para éste modo de operación. Para el diseño de este lazo se considera una ganancia de sensado  $\beta = 0.006$  y se hará uso de la función de transferencia  $G_{V_o-v_c}$  la cual se presenta en (3.18).

$$G_{i_L-v_c}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{T_i(s)}{R_i(1 + T_i(s))} \quad (3.17)$$

$$G_{v_o-v_c}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} * \frac{\hat{I}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \left( \frac{\hat{I}_L}{\hat{d}} \right)^{-1} \frac{\hat{I}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} \quad (3.18)$$

### 3.3 Diseño del controlador de lazo de tensión

A fin de regular la tensión de salida del inversor ( $\hat{v}_o$ ), el controlador de tensión debe fijar la referencia que seguirá el lazo de corriente. Para eso, se empleará el mismo esquema de control de corriente media (ACC) utilizado para diseñar el lazo de corriente.

Para el diseño del control del lazo de tensión se considera la estrategia de un controlador PI, debido a que con esta estrategia de control se podrán rechazar las perturbaciones con un adecuado seguimiento de consigna. El diseño del controlador PI se realizó a partir de aquellas funciones de transferencia que relacionan la tensión de salida con  $\hat{v}_c$  ( $G_{v_o-v_c}(s)$ ) y con el ciclo de trabajo ( $G_{v_o-d}(s)$ ), mismas que están determinadas por 2.33, 3.19, 3.20 y 3.21 [41]. La figura 3.8 muestra el esquema de control utilizado para el diseño del controlador:

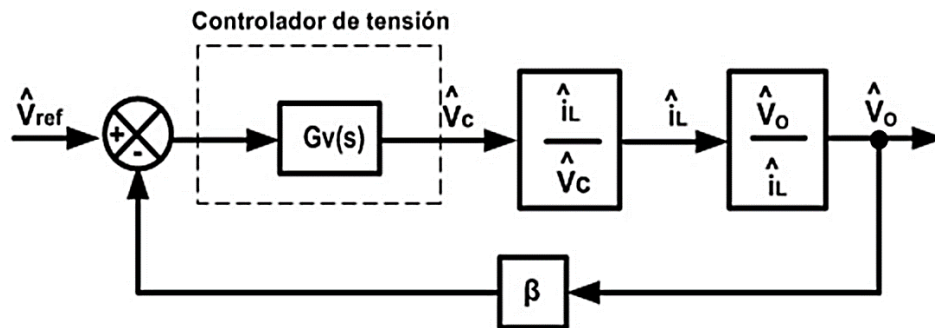


Figura 3. 8 Esquema general para el controlador en el lazo de tensión del inversor.

$$G_{v_o-v_c}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} \quad (3.19)$$

Por lo tanto:

$$G_{v_o-v_c}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \cdot \left( \frac{\hat{d}}{\hat{i}_L} \right) \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} \quad (3.10)$$

Donde:

$$G_{iL-v_c}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{T_i(s)}{R_i \cdot (1 + T_i(s))} \quad (3.21)$$

Particularmente, lo que se pretende con el controlador PI es desarrollar un adecuado seguimiento de consigna, cuando se alimentan tanto cargas lineales como cargas no lineales, operando en modo isla.

### 3.3.1 Controlador proporcional integral (PI)

Este tipo de controlador reúne las características del controlador proporcional e integral. Aprovechando las ventajas de ambos controles, se consigue que el sistema tenga una respuesta estable, evitando así el error cuando se encuentre en estado estacionario [42]. Este controlador cumple con el objetivo sólo cuando la referencia y las perturbaciones sean constantes; es decir, con el controlador PI se establece un buen comportamiento de seguimiento de consigna cuando la carga a alimentar presenta condiciones lineales. Ante cargas no lineales, la respuesta del controlador PI disminuye su rendimiento de manera considerable, debido a que presenta ganancias reducidas ante la frecuencia de los armónicos de las cargas no lineales.

Para esta aplicación, el controlador de tensión se diseña para una frecuencia de cruce menor a la frecuencia de lazo de corriente. Esto se justifica debido a que el lazo de tensión proporciona la referencia al lazo de corriente. El controlador PI se diseña bajo la configuración de control mostrada en la Figura 3.9, para una ganancia de sensado de la tensión  $\beta = 0.006$ . El diseño de este controlador debe cumplir con criterios de estabilidad adecuados.

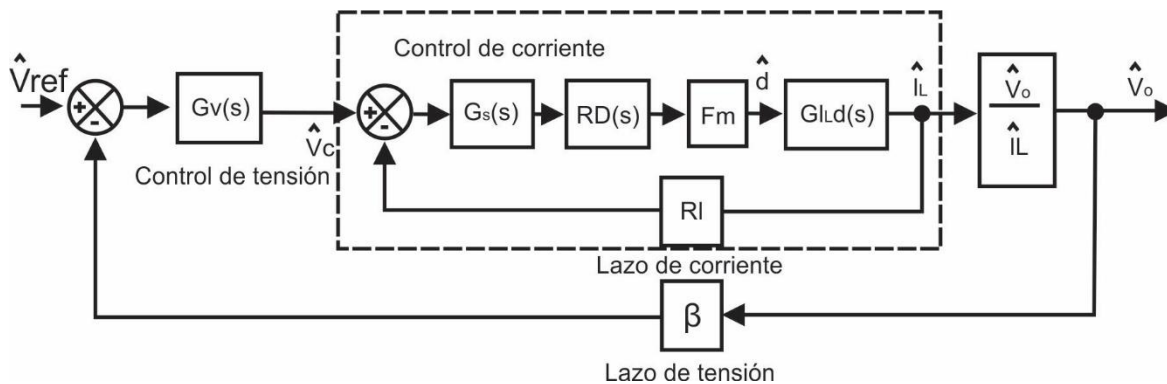


Figura 3.9 Diagrama de control ACC con controlador PI.

El controlador fue diseñado con el fin de responder a un margen de fase superior a  $50^\circ$ , así como a un margen de ganancia superior a 5dB, presentando un nulo error de estado estacionario y un seguimiento de consigna bueno en  $1/\beta$ . Éste se presenta en la expresión siguiente:

$$PI(s) = 0.32548 \cdot \frac{s + 18600}{s} \quad (3.22)$$

La implementación de este controlador para lazo de tensión presenta la ganancia a lazo abierto, expresada por:

$$T_{V_{PI}}(s) = G_{vo\_vc}(s) \cdot \beta \cdot PI(s) \quad (3.23)$$

## CAPÍTULO 3

La figura 3.10 muestra el diagrama de Bode para el controlador propuesto, donde se obtienen márgenes de fase y ancho de banda adecuados para un buen funcionamiento del sistema. Los márgenes de ganancia y fase son de 12.5 dB y  $45^\circ$ , respectivamente, mientras que el ancho de banda es de 1.03 kHz.

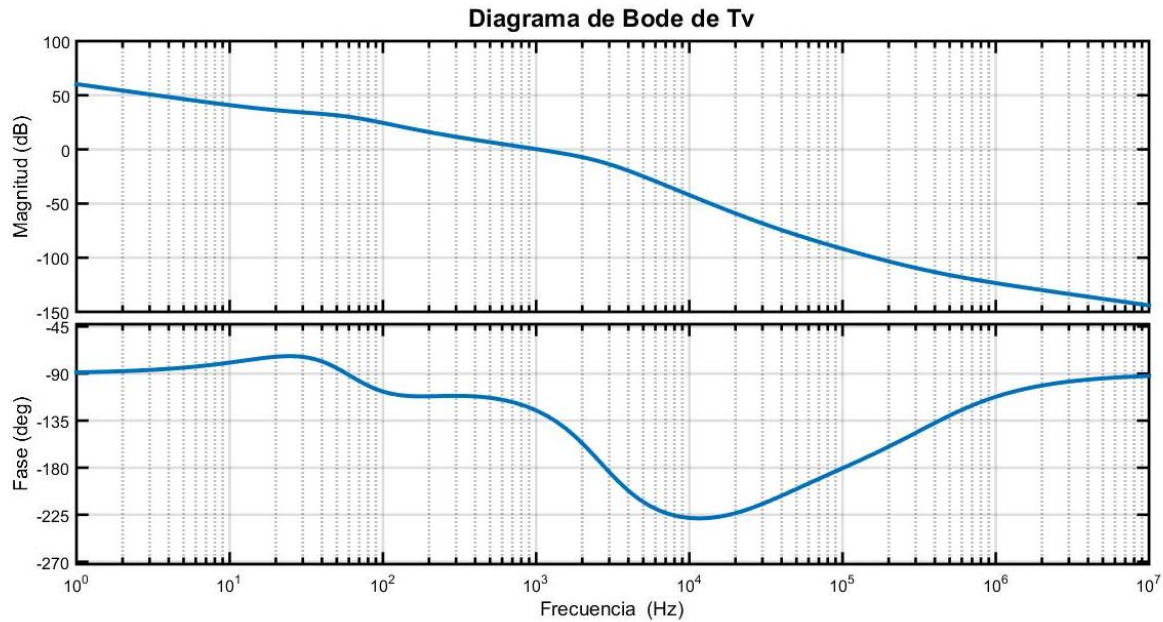


Figura 3.10 Diagrama de Bode para el lazo de tensión  $T_v$  obtenido al instrumentar el controlador PI.

La Figura 3.11 muestra la respuesta temporal a una entrada escalón con sobreamortiguamiento en su respuesta, exhibiendo un tiempo para el asentamiento  $t_d = 4$  ms, que se encuentra dentro del rango permitido ( $2\% < M_p < 10\%$ ). Presenta un buen seguimiento de consigna en  $1/\beta$  con un error nulo en estado estacionario.

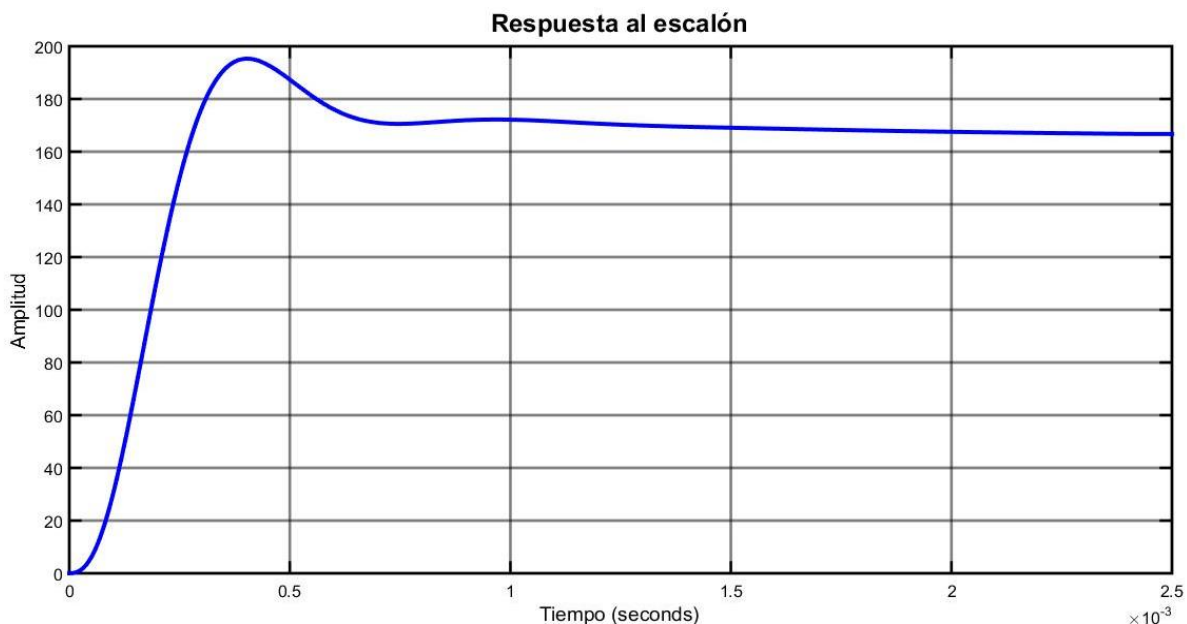


Figura 3.11 Diagrama de la respuesta del lazo para tensión  $T_v$  en el tiempo que se obtuvo tras implementar el controlador PI.

## CAPÍTULO 3

En la Figura 3.12 se observa que el sistema responde ante una entrada de perturbación escalón con la implementación de un controlador PI, en donde la respuesta tiende a cero rápidamente en estado estacionario.

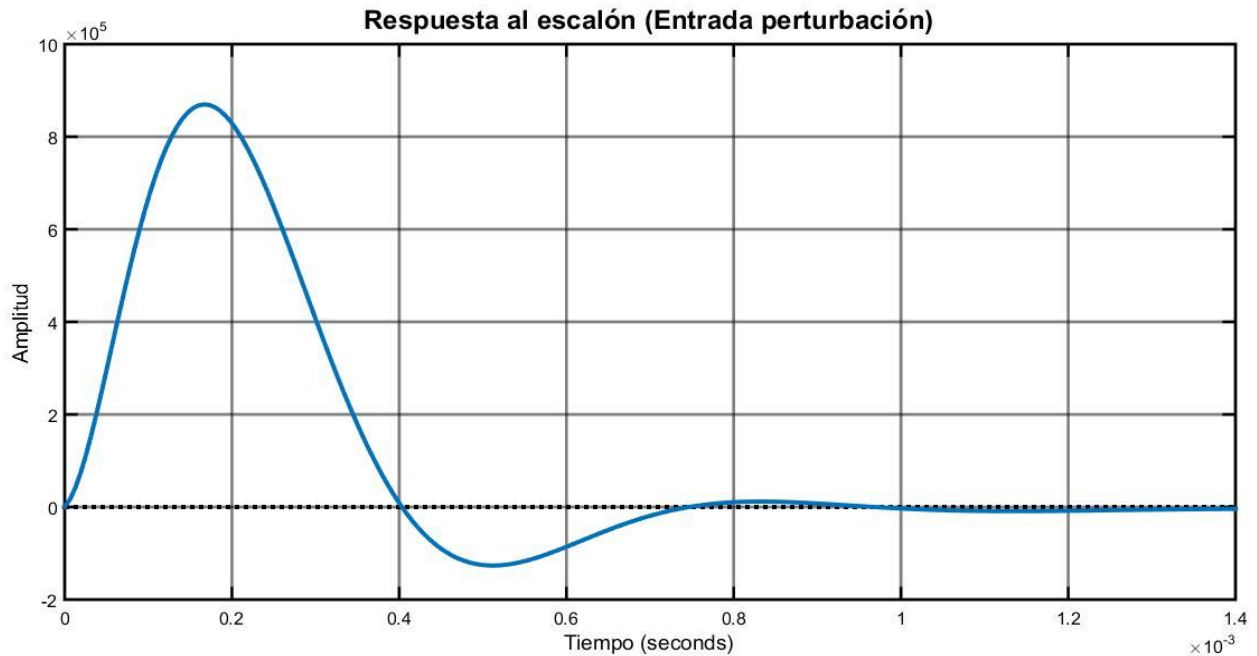


Figura 3. 12 Diagrama de la respuesta del lazo para tensión  $T_v$  frente a perturbaciones en el tiempo que se obtuvo tras implementar el controlador PI.

### 3.4 Simulación del inversor

Las simulaciones del comportamiento del inversor en “modo isla” se realizaron por medio del uso del *software* de PSim [35]. Estas simulaciones muestran los resultados de la implementación y diseño de los controladores de los lazos de tensión y corriente. Su objetivo es verificar el comportamiento de los controladores implementados cuando el inversor alimenta cargas lineales de tipo resistivo, inductivo y capacitivo, así como no lineales. Además, es fundamental observar formas de onda, amplitud y frecuencia, particularmente de la tensión de salida que tiene el inversor, puesto que trabaja bajo el modo isla. La Figura 3.13 muestra el diagrama a bloques del circuito simulado.

Para la simulación en el *software* de PSim [35], los valores utilizados fueron elegidos tomando en cuenta que en la implementación experimental se realizaron con los mismos datos, lo que permitirá hacer un análisis de los resultados entre la simulación y la implementación de los controladores del inversor.

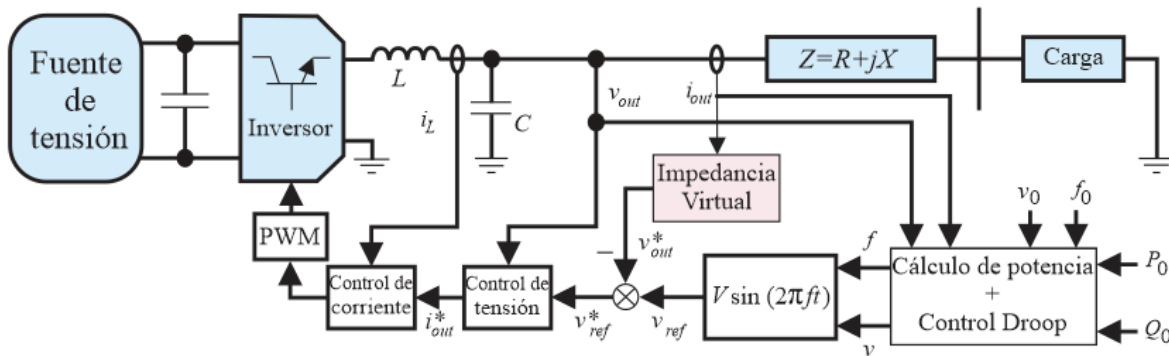


Figura 3. 9 Diagrama de bloque del circuito simulado.

### 3.4.1 Simulación del inversor para cargas lineales

Se realizan simulaciones con cargas lineales y no lineales, aplicando una tensión senoidal cuyas formas de onda de corriente y tensión que se obtuvieron tras implementar los controladores PI y P+CRes para los lazos de tensión y corriente, respectivamente. Las cargas lineales consideradas para realizar las simulaciones son:

- Carga puramente resistiva con  $R=64.516\Omega$ .
- Cambio de carga puramente resistiva de  $R = 64.516\Omega$  y  $R = 129.032\Omega$ .
- Carga resistiva-inductiva (R-L) con  $R = 129.032 \Omega$  y  $L =350\text{mH}$ .
- Carga resistiva-inductiva (R-L) con  $R = 64.516 \Omega$  y  $L =134\text{mH}$ .
- Carga resistiva-capacitiva (R-C) con  $R= 129.032 \Omega$  y  $C = 20.25\mu\text{F}$ .
- Carga resistiva-capacitiva (R-C) con  $R= 129.032 \Omega$  y  $C = 27.34\mu\text{F}$ .

#### 3.4.1.1 Simulaciones con carga resistiva (R)

En la Figura 3.14, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión, donde se aprovecha una potencia máxima de 248W en el inversor con un valor de carga puramente resistiva de  $64.516\Omega$ .

En la Figura 3.15, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión. Se realizaron cambios de carga para una resistencia mínima de  $64.516\Omega$  y máxima de  $129.032\Omega$ , con lo cual se aprovecha una potencia máxima del inversor de 248W. Esta simulación se realizó con el fin de observar el comportamiento de los controladores implementados en ambos lazos de control ante cualquier cambio de carga dentro de los parámetros mencionados.



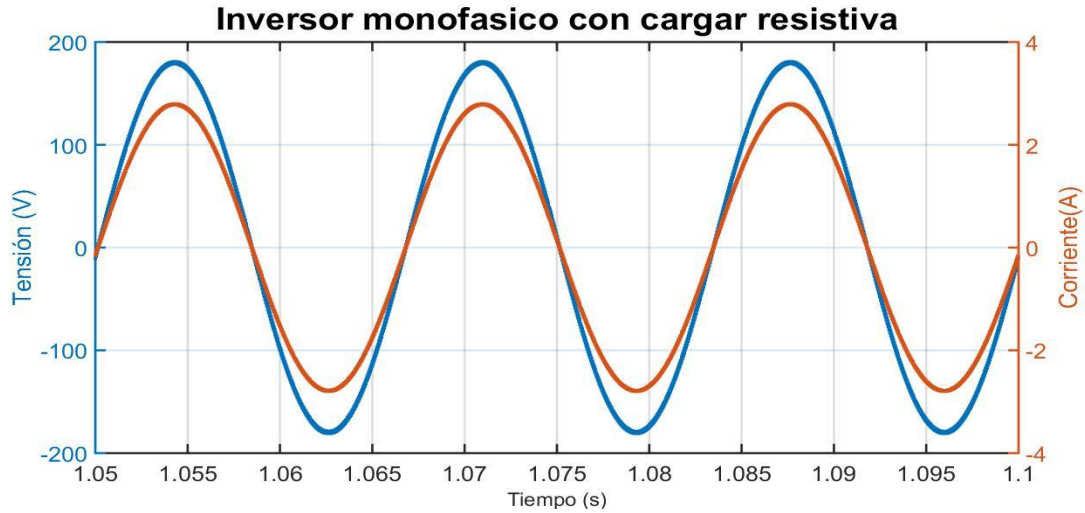


Figura 3. 14 Diagrama de la forma de las ondas de corriente y tensión de salida del inversor con carga resistiva.

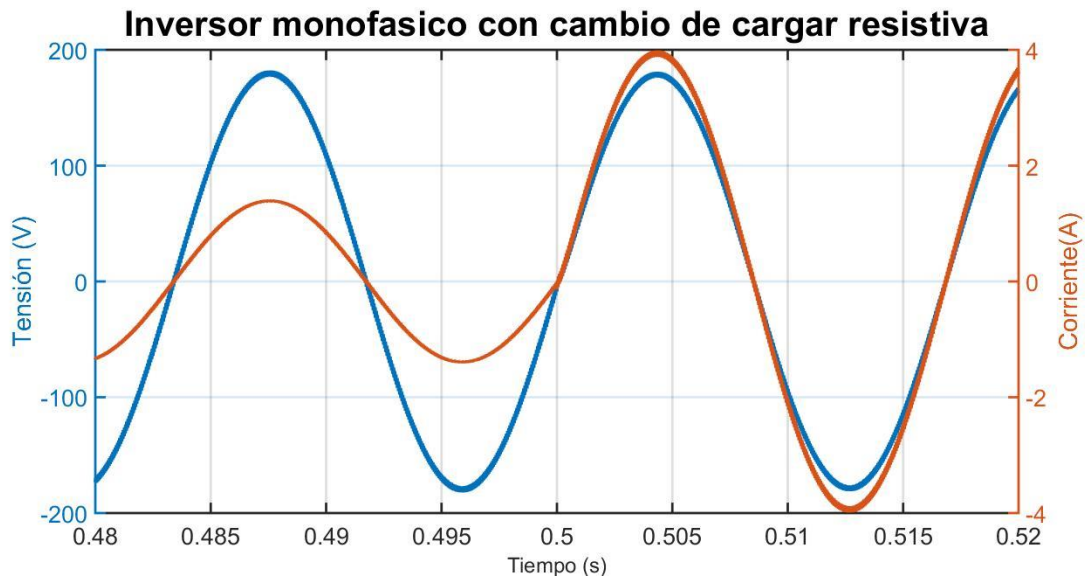


Figura 3. 15 Diagrama de la forma de las ondas de corriente y tensión de salida del inversor ante cambios de carga resistiva.

### 3.4.1.2 Simulaciones con carga R-L

En la Figura 3.16, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal resistiva-inductiva (R-L) con una resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $350\text{mH}$ , donde se obtuvo una potencia activa de  $60\text{W}$ , una potencia reactiva de  $28\text{VARs}$  y una potencia aparente de  $86\text{VA}$ , con  $\text{FP} = 0.69$  atrasado y un  $\text{THDv} = 1.87\%$ .



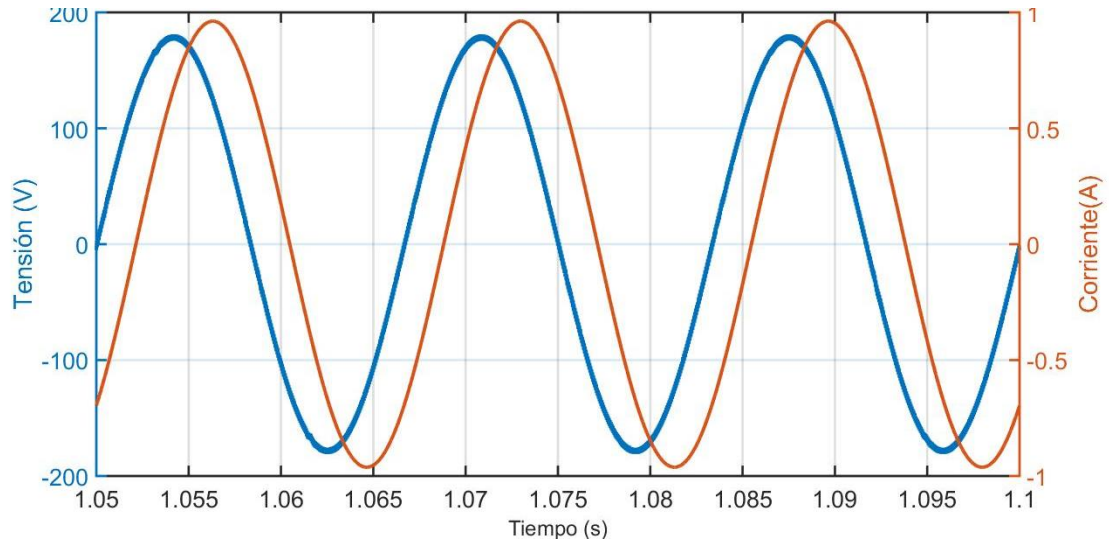


Figura 3. 16 Diagrama de la forma de onda de corriente y tensión del inversor con una carga lineal de tipo RL con una resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $350\text{mH}$ .

En la Figura 3.17, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal resistiva-inductiva (R-L) con una resistencia de  $64.516\Omega$  y una inductancia de  $134\text{mH}$ , donde se obtuvo una potencia activa de  $148\text{W}$ , una potencia reactiva de  $57\text{VARs}$  y una potencia aparente de  $188\text{VA}$ , con  $\text{FP} = 0.79$  atrasado y un  $\text{THDv} = 1.9\%$ .

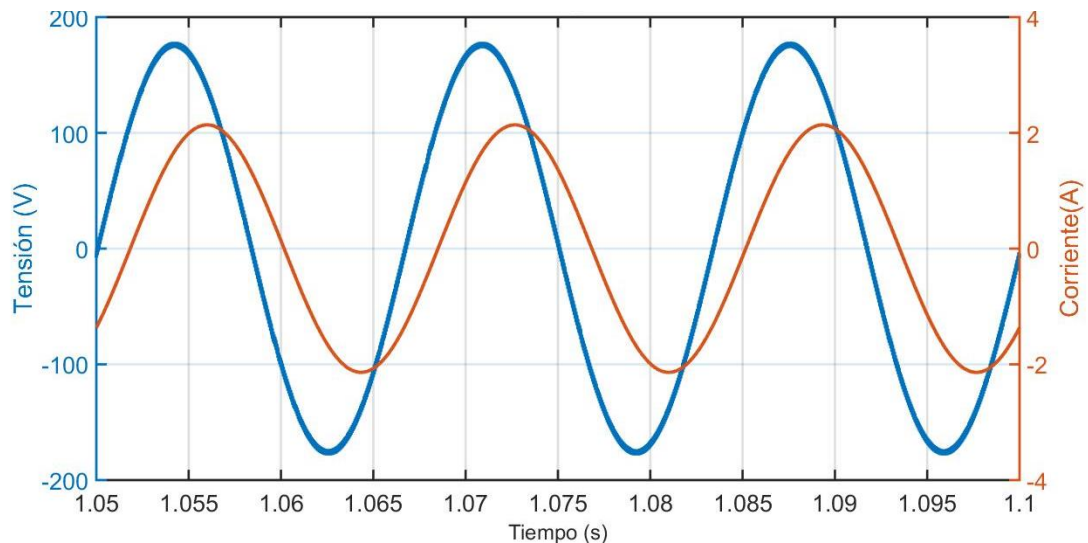
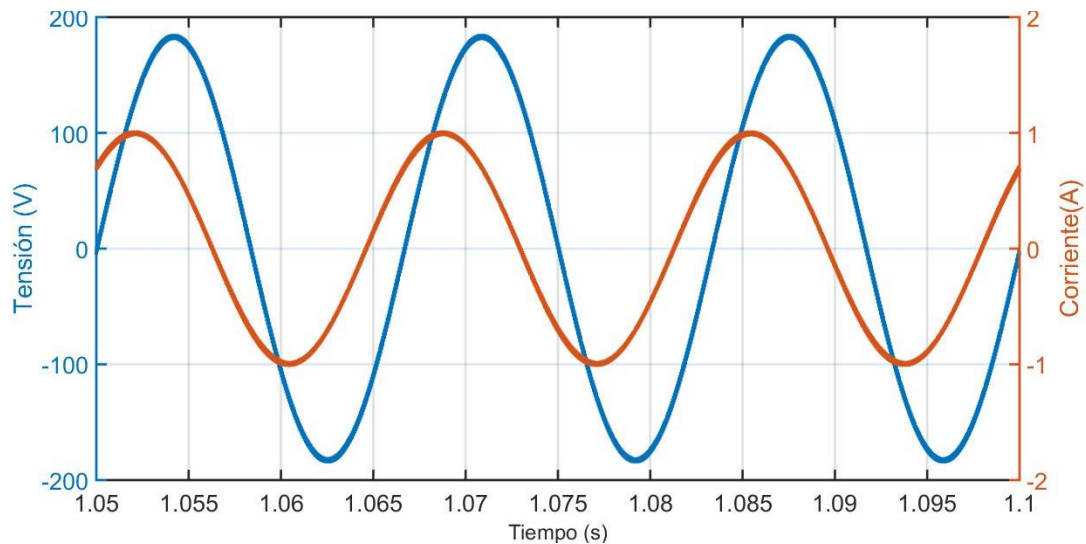


Figura 3. 17 Diagrama de la forma de onda de corriente y tensión del inversor con una carga lineal de tipo RL con una resistencia de  $64.516\Omega$  y una inductancia de  $134\text{mH}$ .

### 3.4.1.3 Simulaciones con carga R-C

En la Figura 3.18, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal resistiva-capacitiva (R-C) con una resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $20.25\mu\text{F}$ , donde se obtuvo una potencia activa de  $63\text{ W}$ , reactiva de  $64\text{VARs}$  y aparente de  $90\text{VA}$ . El factor de potencia F.P. fue de  $0.7$  de adelanto y la distorsión armónica total en la tensión THDv fue de  $1.7\%$



*Figura 3. 18 Diagrama de la forma de onda de corriente y tensión del inversor con una carga lineal de tipo RC con una resistencia de  $129.0326\Omega$  y una capacitancia de  $20.25\mu\text{F}$ .*

En la Figura 3.19, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal resistiva-capacitiva (R-C) con una resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $27.34\mu\text{F}$ , donde se obtuvo una potencia activa de  $41\text{W}$ , reactiva de  $34\text{VARs}$  y aparente de  $103\text{VA}$ . El factor de potencia F.P. fue de  $0.79$  de adelanto y la distorsión armónica total en la tensión THDv fue de  $1.75\%$ .

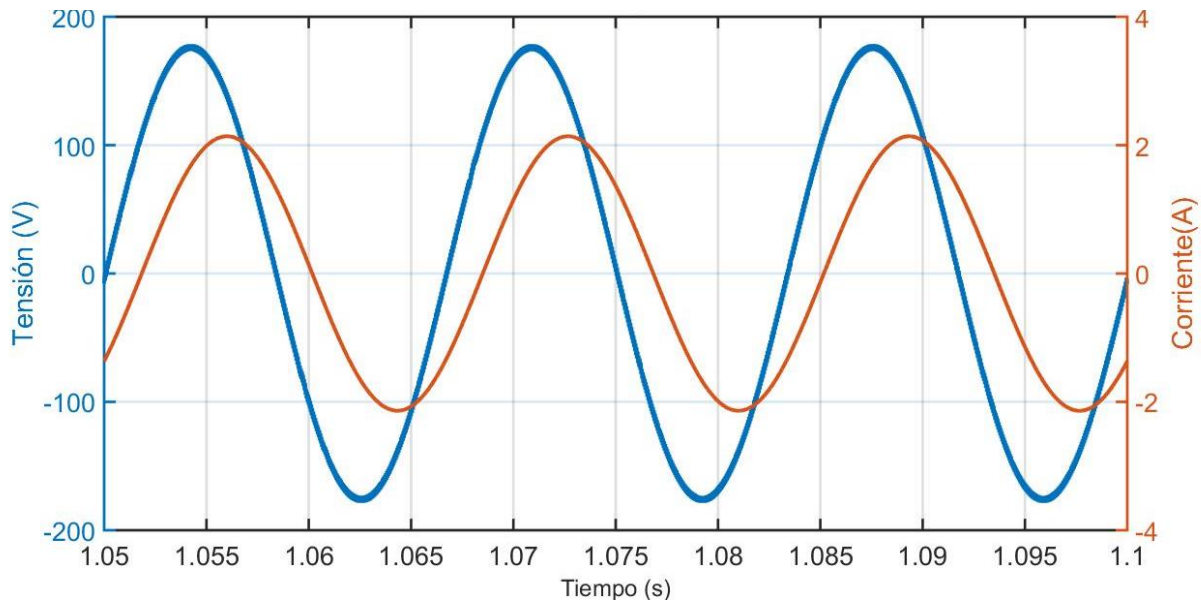


Figura 3. 19 Diagrama de la forma de onda de corriente y tensión del inversor con una carga lineal de tipo RC con una resistencia de  $129.0326\Omega$  y una capacitancia de  $27.34\mu F$ .

### 3.4.2 Simulaciones con carga no lineal

La carga no lineal que se utilizó para realizar las simulaciones se muestran en la Figura 3.20, la cual está conformada por un condensador de  $100\mu F$  y un rectificador de tipo monofásico y de onda completa. Los valores de resistencia que se utilizaron fueron de  $680\Omega$  y  $1020\Omega$ . Se utilizaron éstos con la finalidad de tener diferentes factores de cresta ( $FC=3.2$  y  $FC=4.3$ ). Además, en la implementación en laboratorio se llevó a cabo tomando en cuenta los mismos valores, lo que permitirá realizar un análisis comparativo de resultados tanto en la simulación utilizando el software de PSim [35], como la implementación experimental en laboratorio.

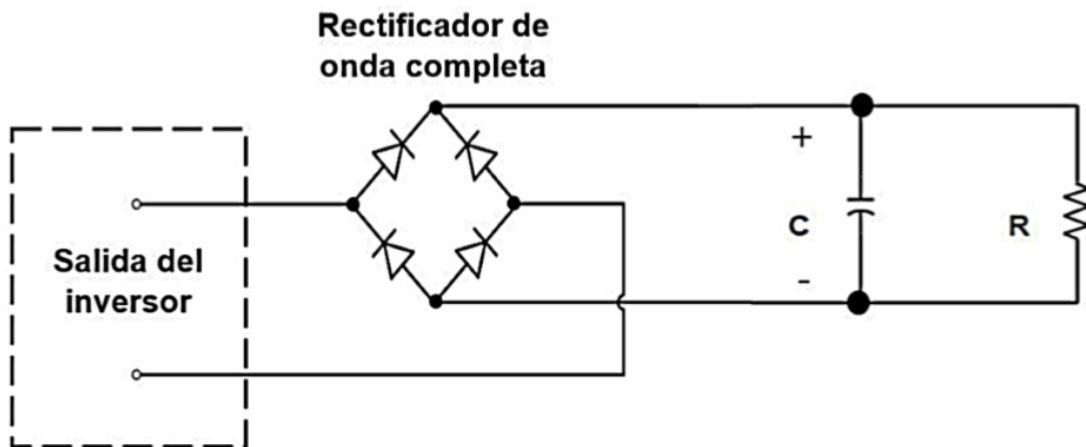
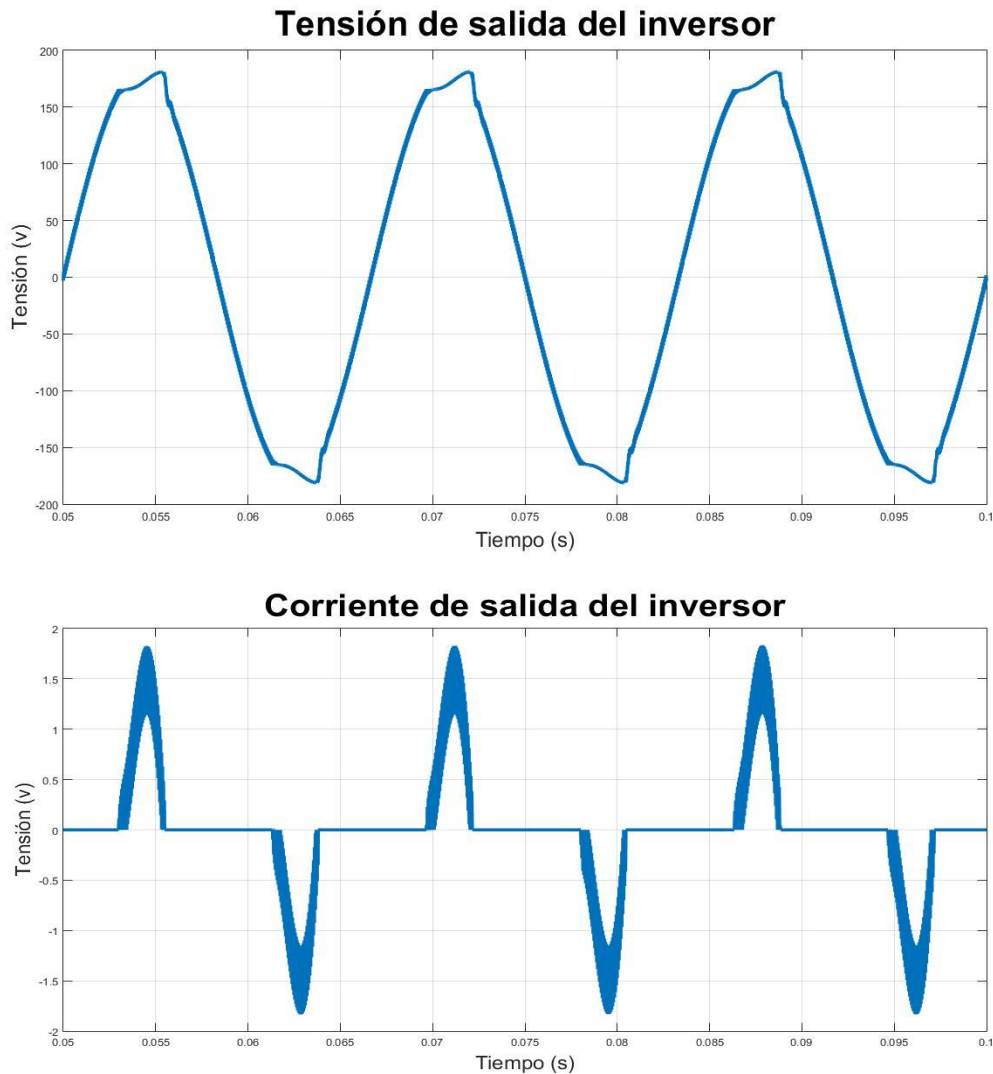


Figura 3. 20 Estructura de la carga no lineal que se conectó al inversor.

En la Figura 3.21, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión. Esta simulación fue realizada alimentando una carga no lineal con un valor de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $680\Omega$ , con un factor de cresta  $FC=3.2$ . Se obtuvo un  $\text{THD}_v=4.66\%$ .

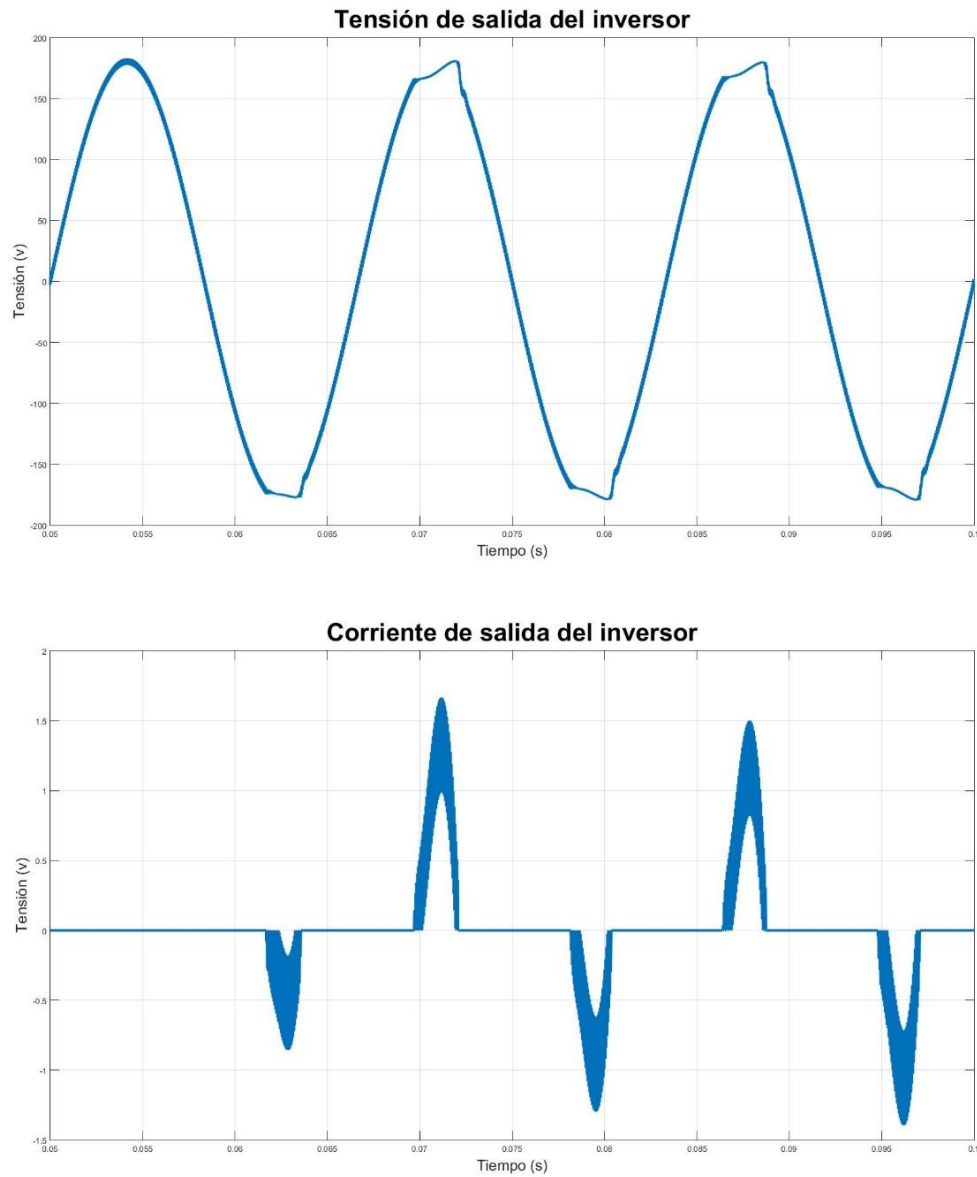


*Figura 3. 21 Diagrama de la forma de las ondas de corriente y tensión de salida del inversor con carga no lineal ( $FC=3.2$ ).*

En la Figura 3.22, se muestra la forma de onda de tensión y de corriente obtenidas con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y un controlador PI para el lazo de control de tensión. Esta simulación fue realizada alimentando una carga no lineal con un valor

## CAPÍTULO 3

de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $1020\Omega$ , con un factor de cresta  $FC=4.3$ . Se obtuvo un  $\text{THD}_v=3.7\%$ .



*Figura 3. 22 Diagrama de la forma de las ondas de corriente y tensión de salida del inversor con carga no lineal ( $FC=4.3$ ).*

### 3.5 Resultados

Con los controladores diseñados en el capítulo 3, se realizaron las simulaciones de los controladores P+CRes en el lazo de corriente y PI en el lazo de tensión utilizando el *software* de PSim [35], con diferentes tipos de cargas. De acuerdo a los resultados obtenidos en simulación, las cargas no lineales fueron las que provocaron mayor distorsión de armónicos.

En la tabla 3.3, se presentan los parámetros de estabilidad relacionados con los márgenes de ganancia, fase y ancho de banda obtenidos tras implementarse en el lazo de corriente del controlador P+CRes. Se observa que, de acuerdo a los datos de estabilidad del lazo de corriente, se presentan características apropiadas de funcionamiento debido a que el ancho de banda es diez veces menor al de la frecuencia de conmutación de inversor, el cual conmuta a 20 kHz. De acuerdo a éstos criterios, el margen de fase se encuentra por encima de los 50 grados y el margen de ganancia se encuentra por encima de los 5 dB.

*Tabla 3.3. Parámetros de estabilidad relacionados tras implementar en el lazo de corriente el controlador P+CRes.*

Controlador del lazo de corriente	Margen de fase (M.P) en grados	Margen de Ganancia (M.G) en dB	Ancho de banda ( $f_c$ ) Hz.
P+CRes	95.7	7.87	2070

Por su parte, en la tabla 3.4, se observa que el control implementado en el lazo de tensión, presenta características de estabilidad apropiadas de funcionamiento debido a que el ancho de banda se encuentra por debajo de la mitad del valor del que se tiene en el lazo de corriente. De acuerdo a éstos criterios, el margen de fase se encuentra por encima de los 50 grados y el margen de ganancia se encuentra por encima de los 5 dB.

*Tabla 3.4 Parámetros de estabilidad relacionados tras implementar el lazo de tensión con un controlador PI.*

Controlador del lazo de tensión	Margen de fase (M.P) en grados	Margen de Ganancia (M.G) en dB	Ancho de banda ( $f_c$ ) Hz.
PI	54	12.5	1030

# CAPÍTULO 4

## Diseño de los algoritmos para la conexión en paralelo de los inversores en modo isla

La referencia de tensión del controlador del lazo de tensión del inversor monofásico, se diseñó con la finalidad de aplicar un esquema de control droop. Estos esquemas droop, presentan diferentes ventajas, como la de establecer una referencia de tensión adecuada en función de la potencia activa y reactiva demandada por la carga, además de permitir interconectar varios inversores en paralelo.

### 4.1 Esquema droop

En los esquemas convencionales de control droop para la operación de inversores en paralelo, se debe tener la misma impedancia de salida, esto con la finalidad de obtener una buena distribución de carga en función del valor nominal de los inversores, debido a que deben generar una señal en donde el voltaje en la carga debe ser el mismo.

Existen varias razones por las cuales los inversores necesitan operar conectados en paralelo. Una de ellas es la capacidad de corriente de los diferentes dispositivos de la electrónica de potencia. Otra razón, es porque bajo este esquema son capaces de proporcionar mayor confiabilidad en situaciones donde se le exija proporcionar mayor cantidad de potencia. Además de facilitar el diseño de inversores de potencia en función del cuidado puntual que debe existir en la gestión térmica en los dispositivos de la electrónica de potencia [43].

Para lograr una correcta distribución de potencia activa y reactiva entre la carga y los inversores conectados en paralelo, el control droop realiza ligeros ajustes en la frecuencia de salida de voltaje y amplitud del inversor. Esto con el fin de realizar una correcta compensación de potencia activa y reactiva cuando existan desbalances en la potencia entregada a la carga [44].

La figura 4.1 representa el esquema convencional del control droop, en donde se observa que este control genera una referencia senoidal a partir de comparar la corriente en la carga  $i_L$  del filtro de salida del inversor con la tensión en la carga  $V_0$ .

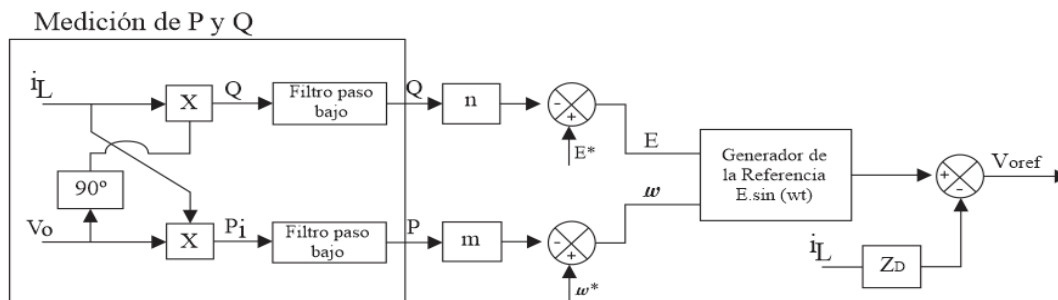


Figura 4. 1 Esquema droop convencional

Los parámetros que necesita el control droop para generar una referencia de tensión, son el promedio de la potencia activa  $P$  y el promedio de la potencia reactiva  $Q$ , las cuales se obtienen del producto de la tensión de salida  $V_0$  y la corriente de carga  $i_L$ . La potencia reactiva  $Q$  se obtiene retrasando 90 grados la referencia de tensión de salida [45].

## 4.2 Características del control droop convencional.

Un sistema de generación distribuida (DG) está compuesto por diferentes recursos, que utilizan diferentes tecnologías para la generación de energía eléctrica, para ello es necesario que cada una de éstas tecnologías utilicen una interfaz para transferir energía a un bus común [46]. Se modela cada unidad como un inversor conectado al bus común mediante un acoplamiento de impedancia, como se muestra en la Figura 4.2.

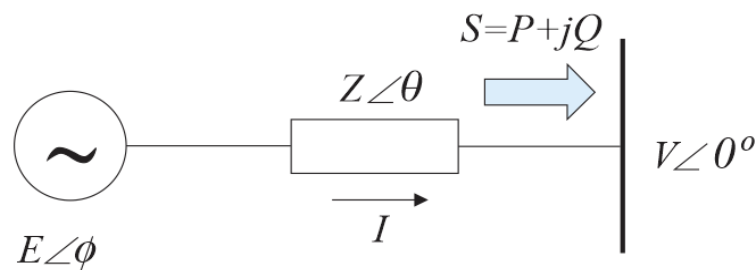


Figura 4. 2 Circuito equivalente de una unidad de DG conectada a un punto común del bus de CA.

En sistemas eléctricos de potencia, generalmente las impedancias de salida de los generadores son altamente inductivas, y por lo tanto los parámetros de potencia activa y potencia reactiva obtenidas del bus común de CA, se expresan como:

$$P = \left( \frac{EV}{Z} \cos \phi - \frac{V^2}{Z} \right) \cos \theta + \frac{EV}{Z} \sin \phi \sin \theta \quad (4.1)$$

$$Q = \left( \frac{EV}{Z} \cos \phi - \frac{V^2}{Z} \right) \sin \theta - \frac{EV}{Z} \sin \phi \sin \theta \quad (4.2)$$

Donde  $Z$  es la impedancia de salida de un generador,  $\phi$  es el ángulo de fase que existe entre la tensión de salida del generador y el bus de CA, y  $E$  y  $V$  son las amplitudes de la salida de tensión del generador y la tensión en la carga, respectivamente [47]. De (4.1) y (4.2), se deduce que la potencia activa  $P$  depende predominantemente del ángulo de potencia, mientras la potencia reactiva  $Q$  depende principalmente de la amplitud de tensión de salida.

Sin embargo, existen dos estrategias de control droop en los análisis de acoplamiento de los inversores que afectan la distribución del flujo de potencia en función de su impedancia de salida. En conexión de inversores en paralelo es necesario el cálculo de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor, para determinar la estrategia de control entre las unidades de conversión, con la finalidad de establecer la conexión en paralelo de los inversores [41].



### 4.2.1 Análisis de flujo de potencia para una impedancia de salida en el inversor de tipo resistiva.

Cuando la impedancia de salida del inversor es resistiva, es decir, cuando  $\theta = 0^0$ , los flujos de potencia se comportan de la siguiente manera:

$$P = \frac{EV}{Z} \cos \phi - \frac{V^2}{Z} \quad (4.3)$$

$$Q = -\frac{EV}{Z} \sin \phi \quad (4.4)$$

Donde E representa la amplitud de voltaje de salida del inversor, V representa la tensión en el bus de CA,  $\phi$  representa el ángulo de potencia, Z representa la impedancia de salida del inversor y  $\theta$  es el ángulo de impedancia del inversor.

Considerando que  $\theta$  es suficientemente pequeña para asumir que la impedancia de salida del inversor es de tipo resistiva ( $Z=R$  y  $\theta = 0^0$ ), es decir, el ángulo de potencia es prácticamente cero.

En las ecuaciones (4.3) y (4.4) se asume que la potencia activa es controlada a través de la amplitud del voltaje E, en las terminales de salida del inversor, y la potencia reactiva es controlada a través de la frecuencia ( $\omega$ ) del inversor [42].

La figura 4.3 muestra como bajo el esquema droop resistivo la potencia activa se puede controlar a través de la amplitud de la tensión [E] de salida del inversor, mientras que la potencia reactiva puede ser controlada por la frecuencia [ $\omega$ ].

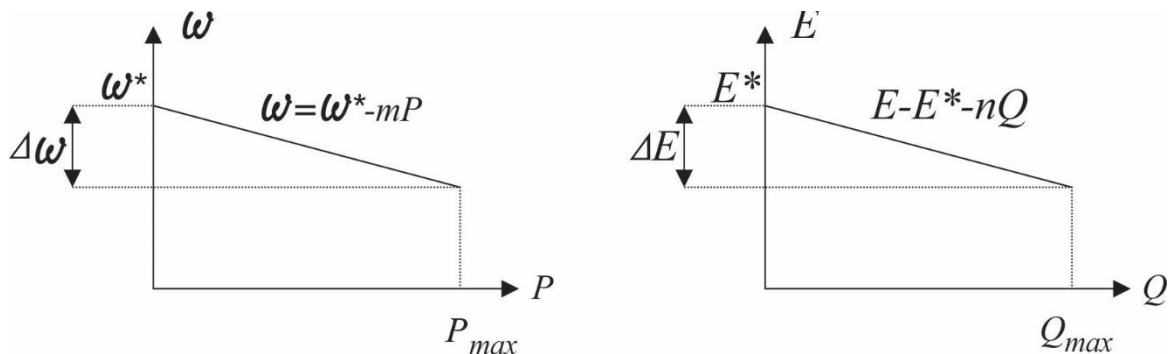


Figura 4. 3 Estrategia de control droop para control resistivo.

Es decir, cuando la impedancia de salida del inversor es altamente resistiva, el esquema droop para P y Q es:

$$\omega = \omega^* + mQ \quad (4.5)$$

$$E = E^* - nP \quad (4.6)$$

Donde  $\omega^*$  y  $E^*$  son la frecuencia angular y amplitud del voltaje de salida sin carga, y  $m$  y  $n$  son los coeficientes *droop* para la frecuencia y amplitud, respectivamente.

Los coeficientes droop se determinan siguiendo el método convencional droop, cuidando que los valores de los coeficientes droop sean adecuados, debido a que valores elevados de coeficientes droop inciden en una mala regulación de tensión, aunque con éstos valores se obtiene una adecuada distribución de potencia entre los inversores. Por lo tanto, la elección de un valor adecuado de estos coeficientes permitirá que los inversores presenten un adecuado comportamiento de respuesta transitoria, estabilidad y precisión en la distribución de potencia [43].

Los coeficientes  $m$  y  $n$  para el caso resistivo se obtuvieron por medio de:

$$m = \frac{\Delta\omega}{Q_{max}} \quad (4.7)$$

$$n = \frac{\Delta E}{P_{max}} \quad (4.8)$$

Donde  $P_{max}$  y  $Q_{max}$  son la máxima potencia activa y la máxima potencia reactiva, respectivamente, que son entregadas por el inversor.  $\Delta\omega$  and  $\Delta E$  son las máximas desviaciones permitidas de frecuencia y amplitud de la tensión de salida. Para este caso las constantes  $m$  y  $n$  son fijadas a 0.001 [44].

### 4.2.2 Análisis de flujo de potencia para una impedancia de salida en el inversor de tipo inductivo.

Cuando la impedancia de salida del inversor es inductiva, los flujos de potencia se comportan de forma general como en (4.7) y (4.8):

$$P = \frac{EV}{Z} \text{sen } \phi \quad (4.7)$$

$$Q = \frac{EV}{Z} \text{cos } \phi - \frac{V^2}{Z} \quad (4.8)$$

Existen pequeñas diferencias de fase entre  $E$  y  $V$  ( $\text{sin } \approx$  y  $\text{cos } \approx 1$ ), se apreciar, la fuerte dependencia de  $P$  con respecto al ángulo, mientras que  $Q$  depende de la diferencia entre las amplitudes de  $E$  y  $V$ .

## CAPÍTULO 4

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, para este esquema droop, la potencia activa es controlada por la frecuencia ( $\omega$ ), mientras que la potencia reactiva es controlada por la amplitud de la tensión ( $E$ ). Por lo que  $P$  y  $Q$  se representan por medio de (4.9) y (4.10):

$$\omega = \omega^* - mP \quad (4.9)$$

$$E = E^* - nQ \quad (4.10)$$

Donde  $\omega^*$  y  $E^*$  son la frecuencia angular y amplitud de la tensión de salida sin carga, y  $m$  y  $n$  son los coeficientes *droop* para la frecuencia y amplitud, respectivamente.

Los coeficientes  $m$  y  $n$  para el caso inductivo se obtuvieron por medio de:

$$m = \frac{\Delta\omega}{P_{max}} \quad (4.11)$$

$$n = \frac{\Delta E}{Q_{max}} \quad (4.12)$$

En la Figura 4.4, se muestra la frecuencia angular de referencia, donde  $m$  es la pendiente, la cual debe ser regulada para un buen funcionamiento del control,  $P$  es la potencia activa previamente calculada, y  $\omega$  es la frecuencia angular de referencia.

Para este caso las constantes  $m$  y  $n$  fueron fijadas a 0.001.

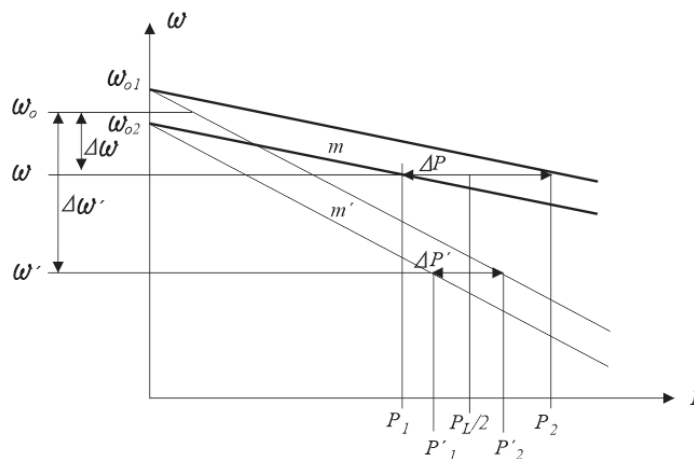


Figura 4. 4 Características del esquema droop para la obtención de los coeficientes droop.

### 4.3 Impedancia virtual

Para conectar fuentes de tensión en paralelo es necesario que las fuentes (inversores) estén totalmente equilibradas, debido a que de existir alguna diferencia de tensión entre los inversores se generarían corrientes inducidas en los inversores [45].

Con esta consideración, recientemente se han propuesto nuevos lazos de control conocidos como lazos de impedancia virtual, que ajustan la impedancia de salida de los inversores de lazo cerrado con el fin de garantizar que estos puedan ser de carácter resistivo [46], o en su caso inductivo [47], con el propósito de emular los efectos de las impedancias reales.

Al implementar impedancias virtuales a la tensión de referencia obtenido por el control droop se le resta un nuevo término, tal como se muestra en (4.13) [48].

$$V_{ref} = E * \text{sen}(\omega * t) - i \times Z_o \tag{4.13}$$

A partir del esquema de la Figura 4.5 se determina, el efecto que tiene el lazo de impedancia virtual sobre la impedancia de salida de lazo cerrado de los inversores. Se presenta en (4.14):

$$Z_{oLC} Z_V(s) = Z_{oLC}(s) + Z_V(s) * G_{V0V_{ref}}(s) \tag{4.14}$$

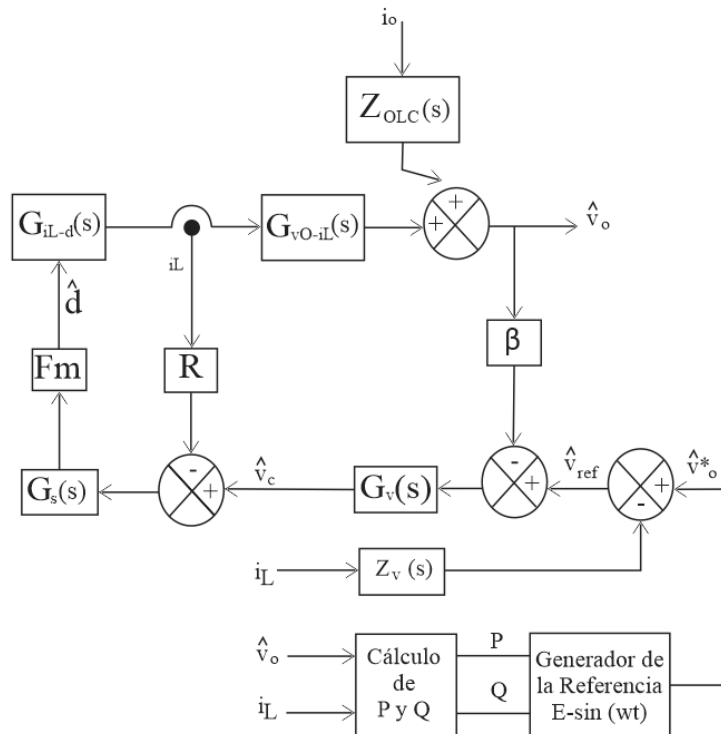


Figura 4. 5 Diagrama de bloques del sistema de lazo cerrado incluyendo el lazo de impedancia virtual y el esquema droop.

El valor de  $Z_V(s)$  debe ser mayor que el de  $Z_{0_{LC}}(s)$  y que la impedancia de la línea máxima esperada. Para esta aplicación el valor de la impedancia virtual empleada fue:

$Z_V(s)=0.2$ , para el esquema droop resistivo.

$Z_V(s)=s \cdot L=s \cdot 400\mu$ , para el esquema droop inductivo.

### 4.4 Simulaciones de esquemas Droop

A continuación, se presentan las simulaciones realizadas con el *software* de PSim [35], para la conexión en paralelo de dos inversores utilizando el esquema droop con lazo de impedancia virtual inductivo y resistivo. Las simulaciones se realizaron tomando en cuenta el control P+CRes en el lazo de corriente y un control PI en el lazo de tensión diseñados en el capítulo 3. Estas simulaciones se realizaron considerando que los inversores conectados en paralelo deberán alimentar diferentes tipos de cargas lineales y no lineales, cuyos valores nominales son:

- a) Carga puramente resistiva con  $R=64.516\Omega$ .
- b) Carga puramente resistiva con  $R = 129.032\Omega$ .
- c) Carga resistiva-inductiva (R-L) con  $R = 129.032 \Omega$  y  $L =350\text{mH}$ .
- d) Carga resistiva-inductiva (R-L) con  $R = 64.516 \Omega$  y  $L =134\text{mH}$ .
- e) Carga resistiva-capacitiva (R-C) con  $R= 129.032 \Omega$  y  $C = 20.25\mu\text{F}$ .
- f) Carga resistiva-capacitiva (R-C) con  $R= 129.032 \Omega$  y  $C = 27.34\mu\text{F}$ .
- g) Carga no lineal utilizando un rectificador de tipo monofásico y de onda completa con  $R=680\Omega$  y  $C=100\mu\text{F}$ . Con un factor de cresta de 3.2.
- h) Carga no lineal utilizando un rectificador de tipo monofásico y de onda completa con  $R=1020\Omega$  y  $C=100\mu\text{F}$ . Con un factor de cresta de 4.3.

Específicamente, estas simulaciones muestran el reparto de carga, reparto de potencia, la respuesta transitoria en el momento de la interconexión, así como, la forma de onda del voltaje de salida que se entrega a la carga, por medio de los inversores y finalmente simulaciones realizando cambios de carga, cuando las unidades de conversión se encuentran conectadas en paralelo. La Fig. 4.6 muestra el esquema del circuito implementado en simulación.

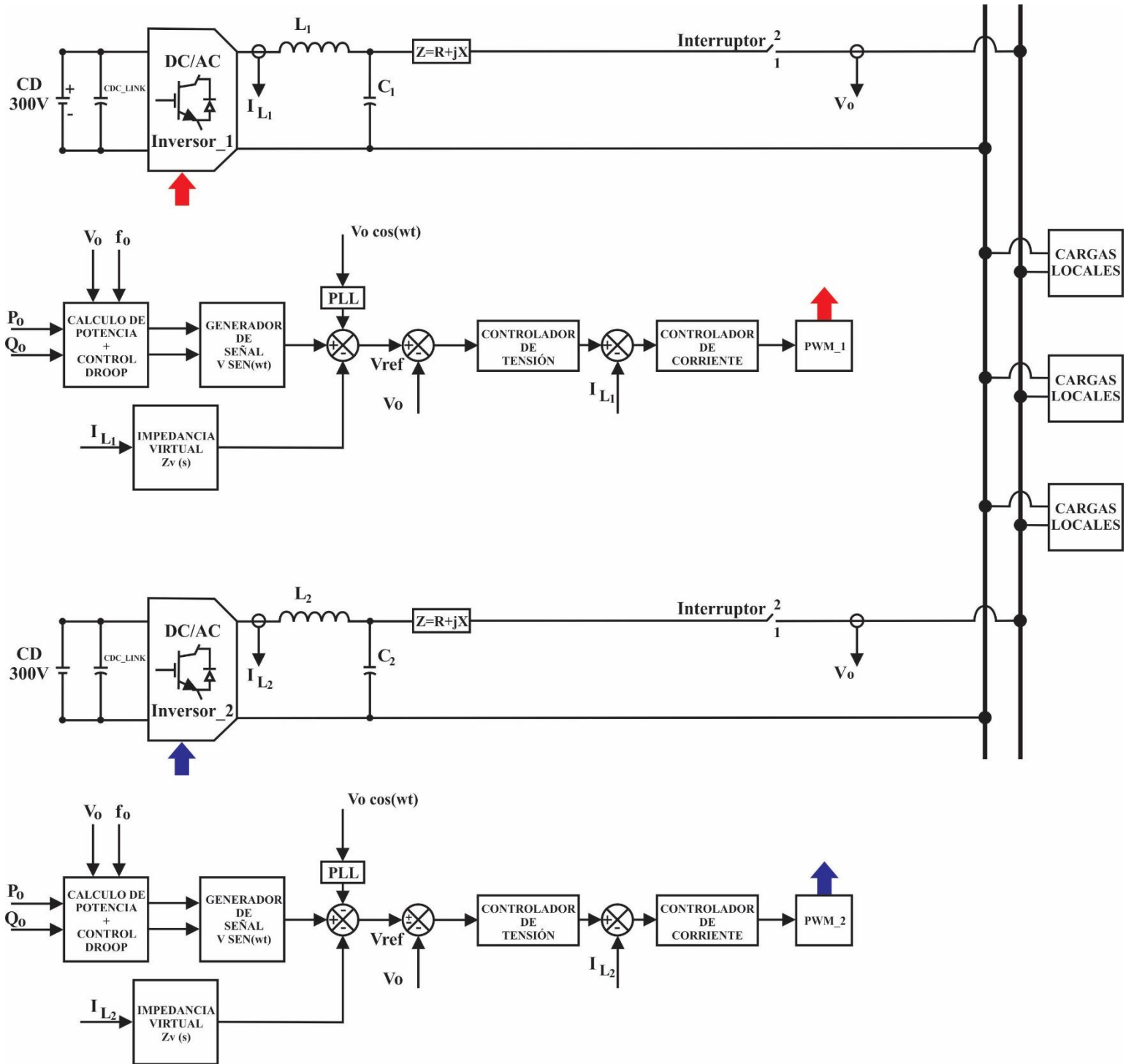
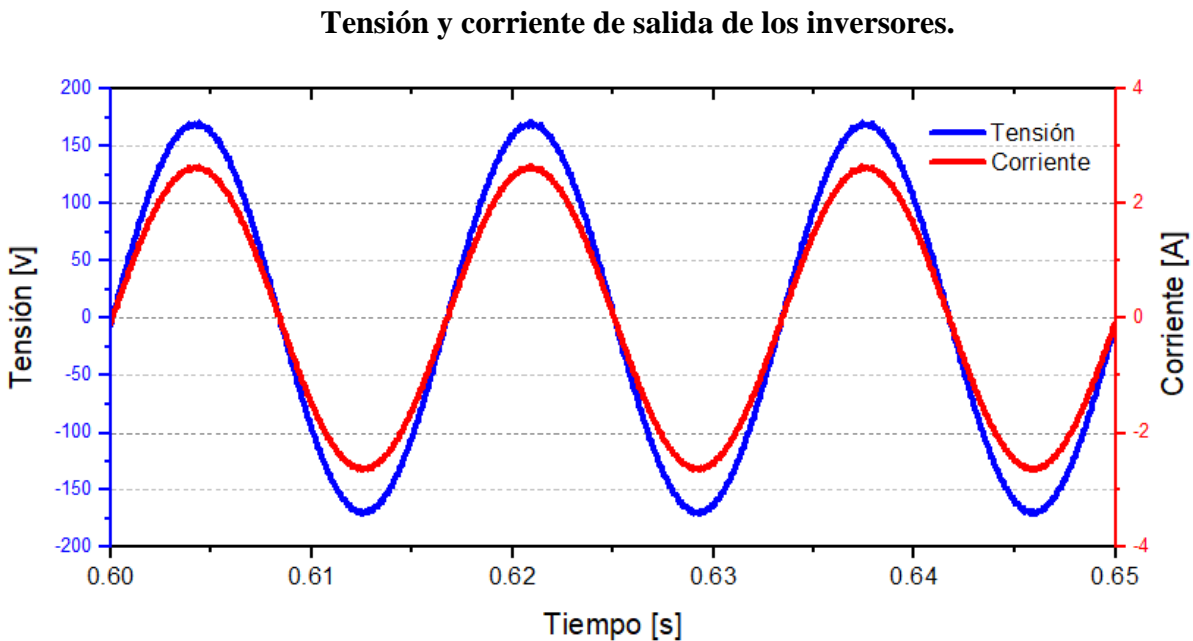


Figura 4. 6 Esquema de conexión de dos inversores en paralelo.

### 4.4.1 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga Resistiva.

En la Figura 4.7 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P +Res para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, con una carga resistiva con valor de  $64.516\Omega$ , con un factor de potencia (FP) unitario  $FP=1$  y un  $THD_v=1.6\%$ . Observándose una amplitud adecuada y una correcta forma de onda de la señal de tensión y corriente de salida de los inversores.



*Figura 4. 7 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando carga resistiva de  $64.516\Omega$ .*

En la Fig. 4.8 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga nominal puramente resistiva con valor de  $64.516\Omega$ . En la figura 4.8 Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de 1.2887A en el inversor 1 y una corriente de 1.2822A en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga resistiva de 2.5709A. Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

Corriente de salida de los inversores

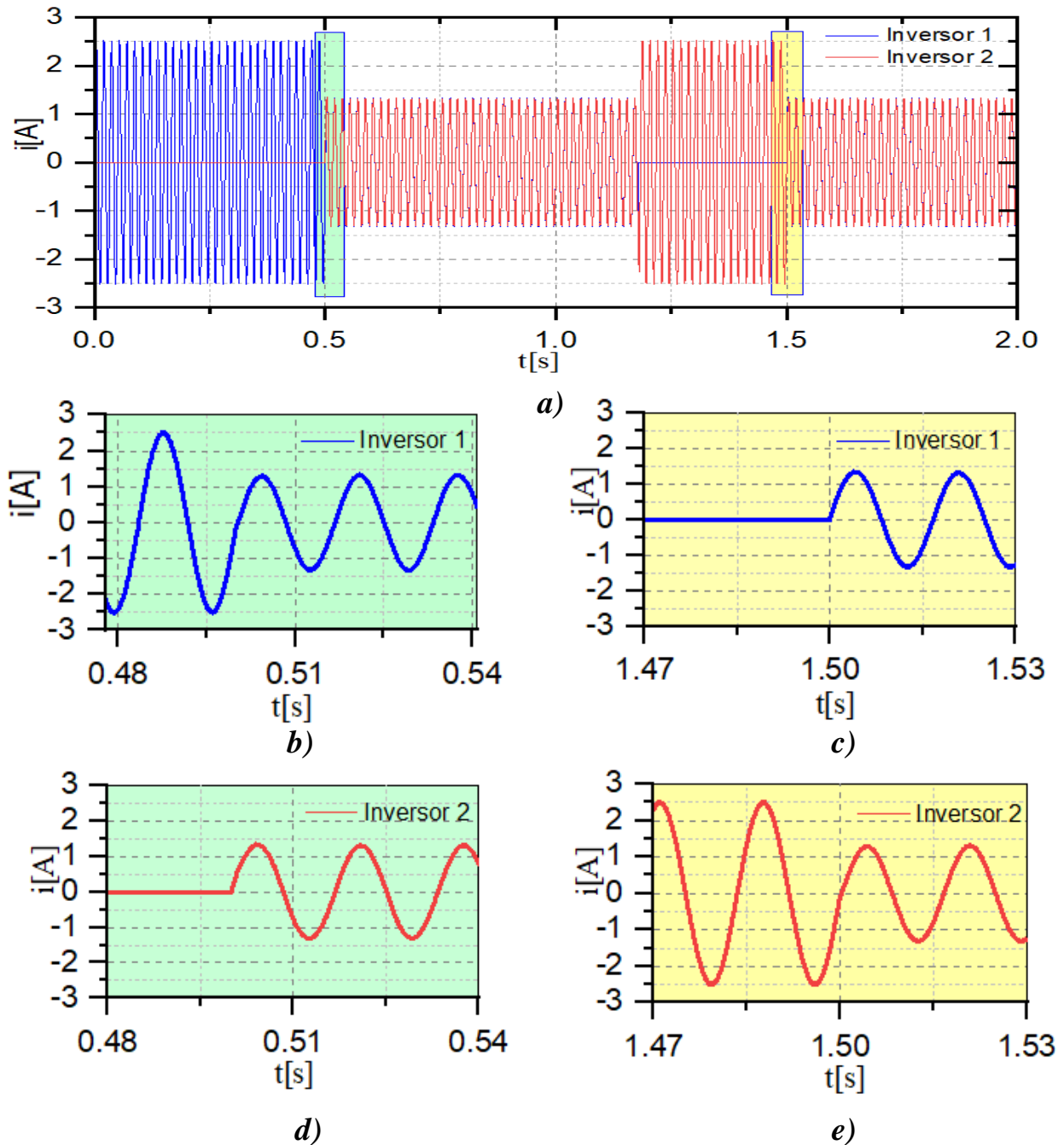


Figura 4. 8 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga resistiva de  $64.516 \Omega$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión.



En la Fig. 4.9 se muestra la distribución de potencia activa que se obtuvo con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente resistiva con valor de  $64.516\Omega$ , aprovechándose una potencia máxima de 206W y observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

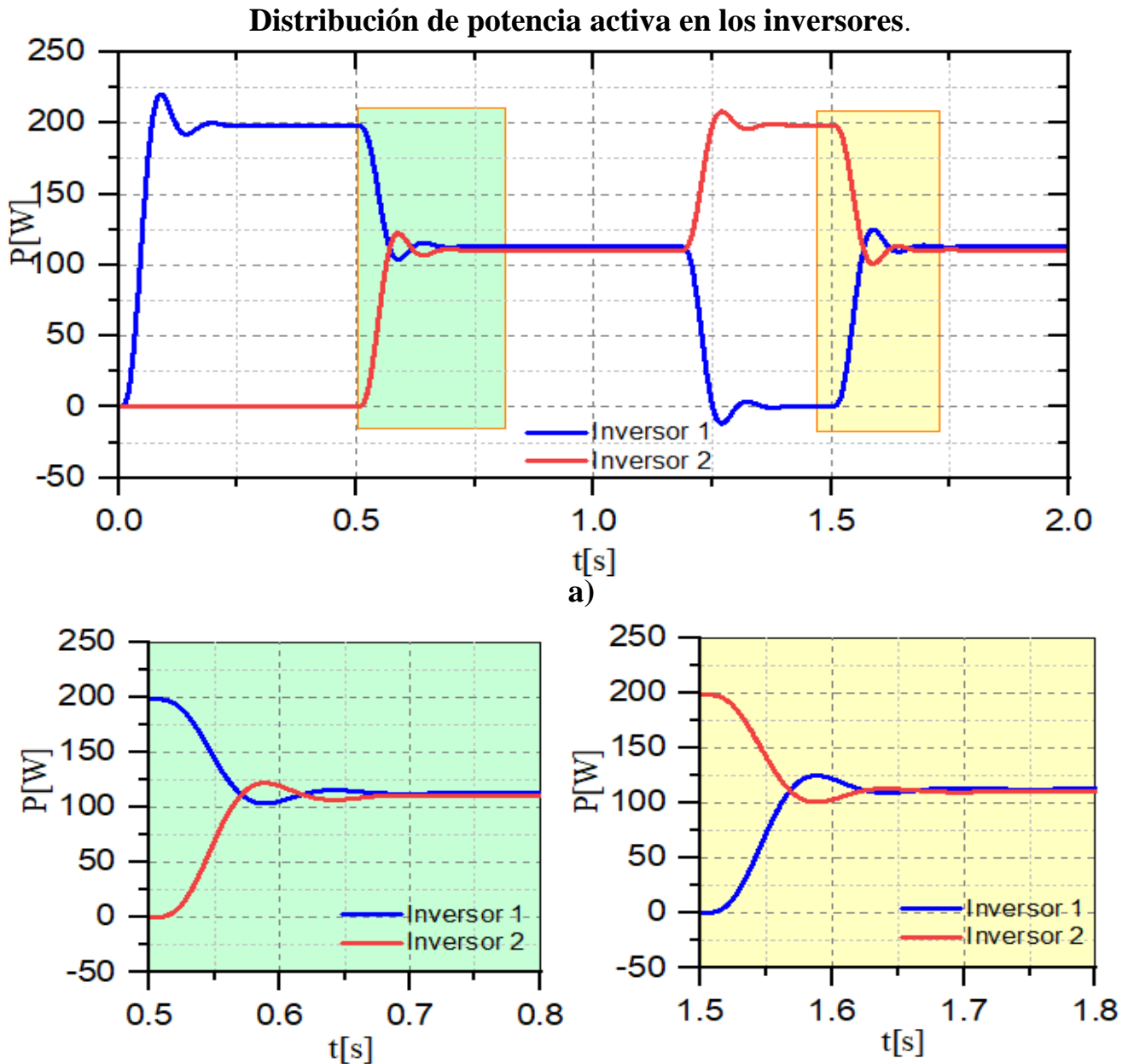


Figura 4.9 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga resistiva de  $64.516\Omega$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

## CAPÍTULO 4

En la Figura 4.10 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P +Res para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, con una carga resistiva con valor de  $129.032\Omega$ , con un factor de potencia (FP) unitario  $FP=1$  y un  $THDv=1.3\%$  Observándose una amplitud adecuada y una correcta forma de onda de la señal de tensión y corriente de salida de los inversores.

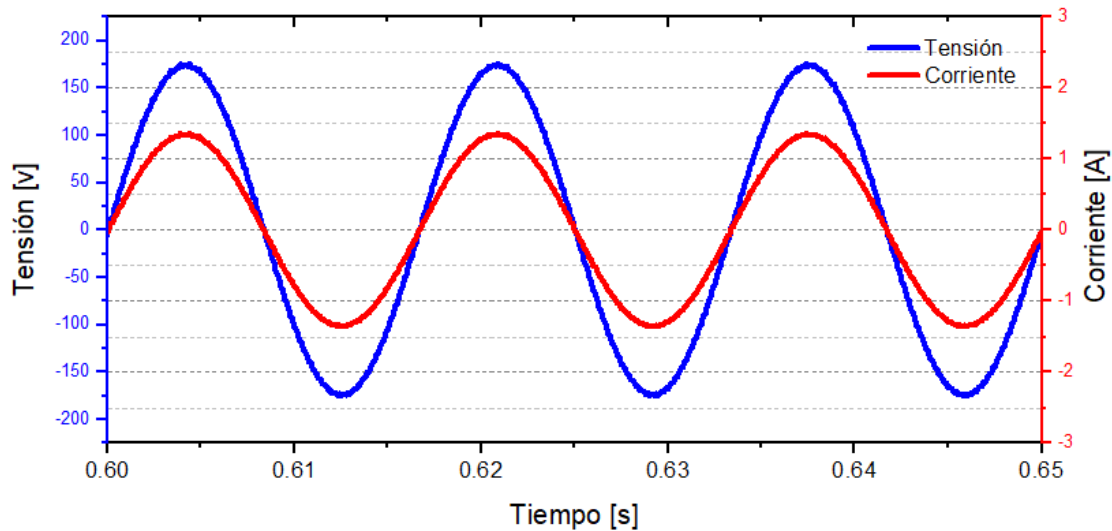
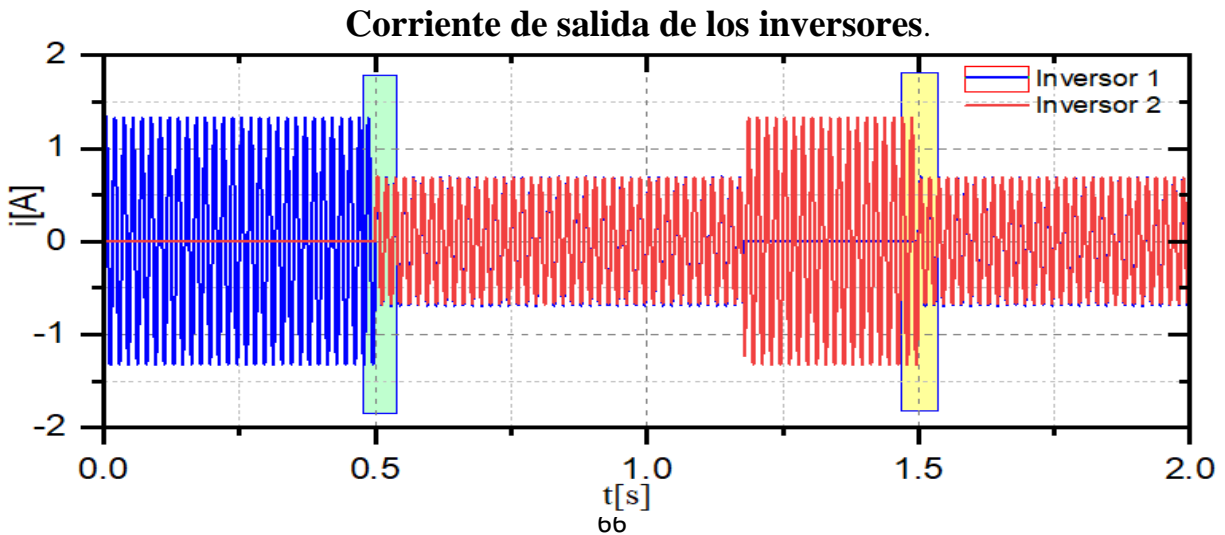


Figura 4. 10 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando carga resistiva de  $129.032\Omega$ .

En la Fig. 4.11 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga nominal puramente resistiva con valor de  $129.032\Omega$ . Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI en los lazos de corriente y tensión, respectivamente, así como, con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de 0.7122A en el inversor 1 y una corriente de 0.7262A en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga resistiva de 1.4384A. Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.



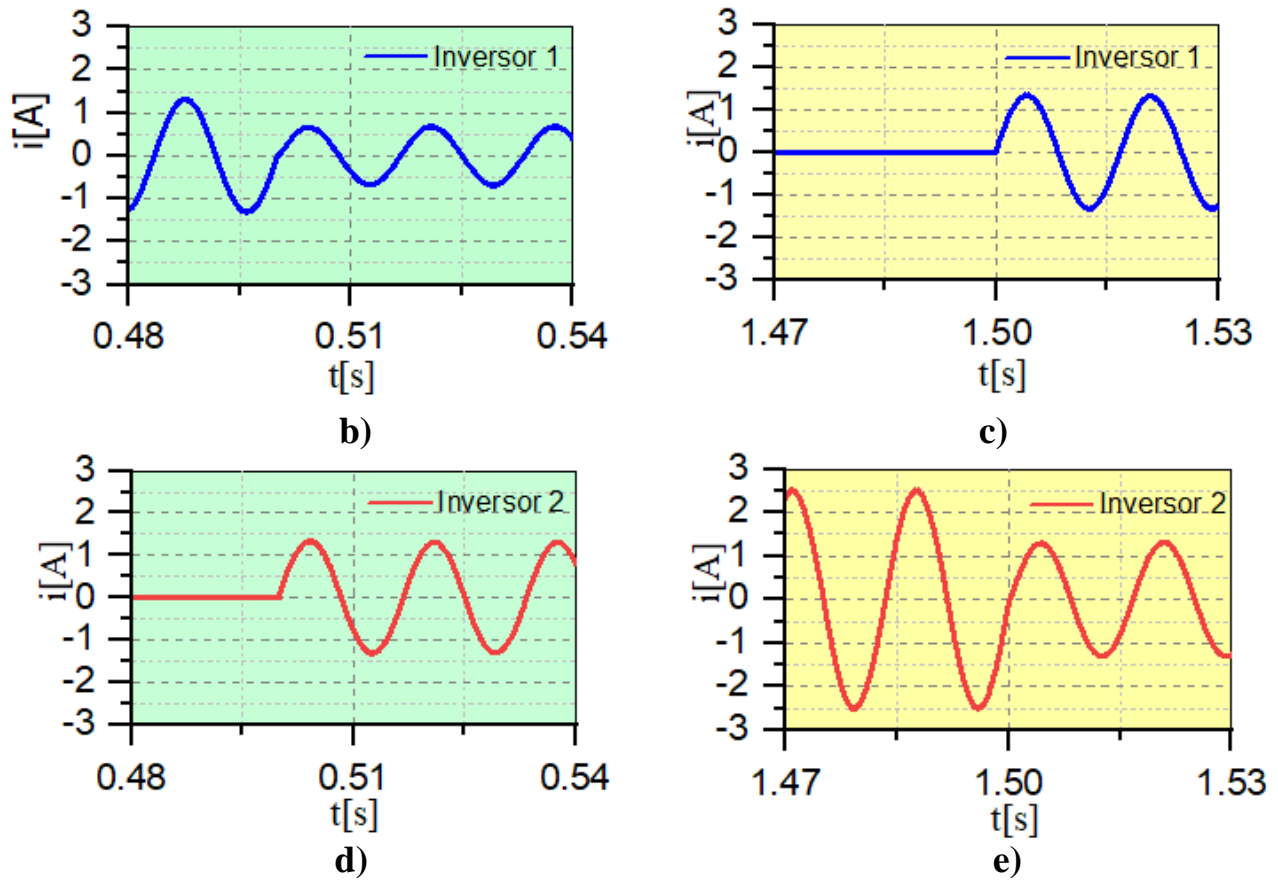


Figura 4. 11 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga resistiva de  $129.032\Omega$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

En la Fig. 4.12 se muestra la distribución de potencia activa que se obtuvo con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente resistiva con valor de  $129.032\Omega$ . Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo, aprovechándose una potencia máxima de 113W y observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

**Distribución de potencia activa en los inversores.**

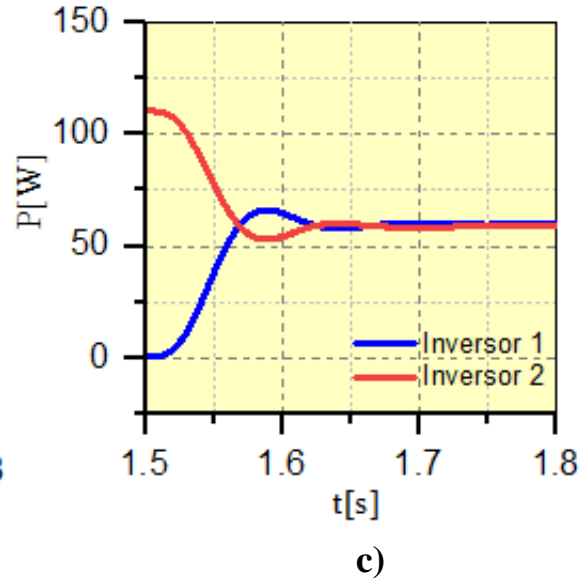
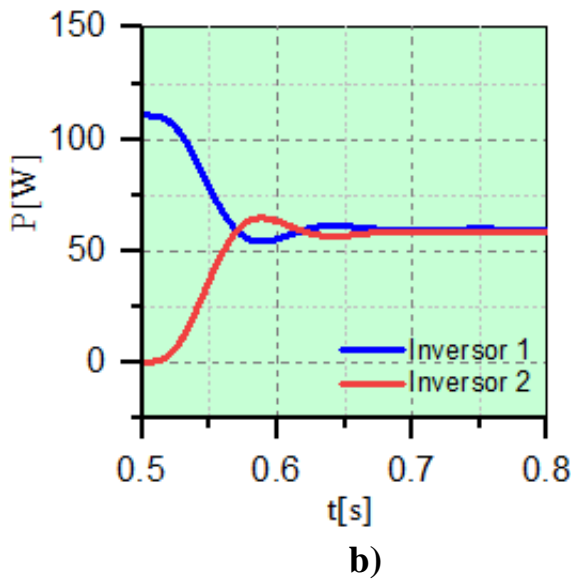
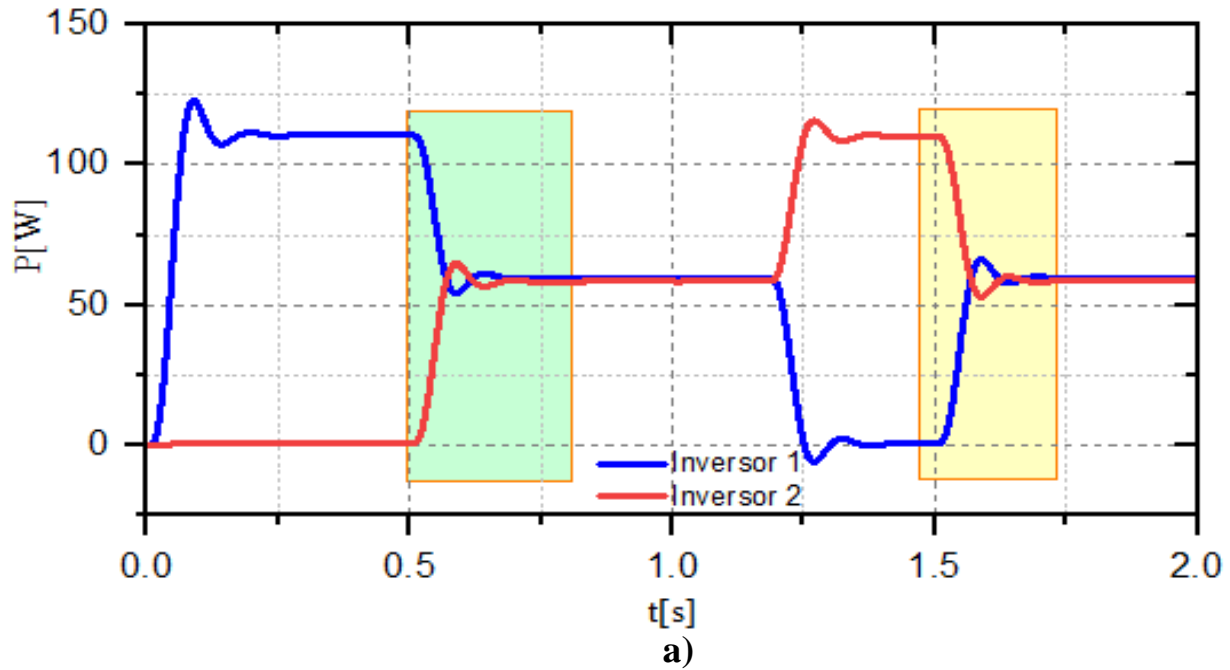
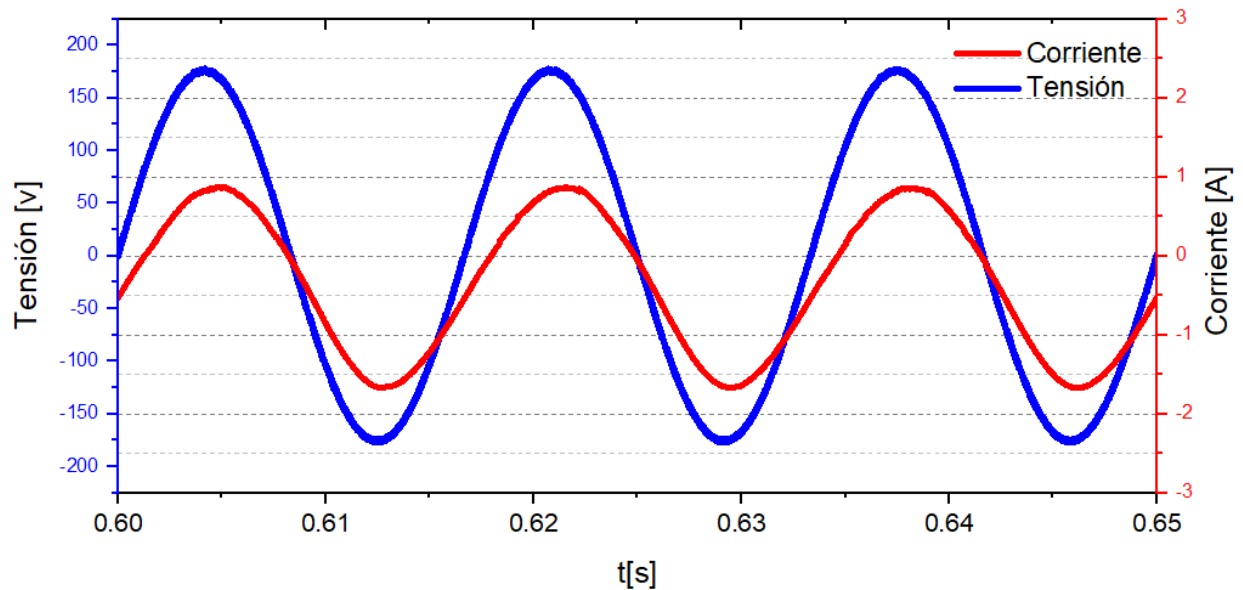


Figura 4. 12 *Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga resistiva de 129.032Ω, a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.*

### 4.4.2 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga inductiva R-L

En la Figura 4.13 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CRes para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, con una carga lineal de tipo resistiva inductiva (RL) con valor en la resistencia de  $64.516\Omega$  y con un valor de inductancia de  $134\text{mH}$ , con un factor de potencia (FP)  $\text{FP}=0.8084$  y un  $\text{THD}_v=3.2\%$ . Observándose una amplitud adecuada y una correcta forma de onda de la señal de tensión y corriente de salida de los inversores.



*Figura 4. 13 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva inductiva con un valor de resistencia de  $64.516\Omega$  y una inductancia de  $134\text{mH}$ .*

En la Fig. 4.14 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal RL con valor de resistencia de  $64.516\Omega$  y un valor de inductancia de  $134\text{mH}$ . Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de  $0.9680\text{A}$  en el inversor 1 y una corriente de  $0.9355\text{A}$  en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga lineal de  $1.7691\text{A}$ . Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

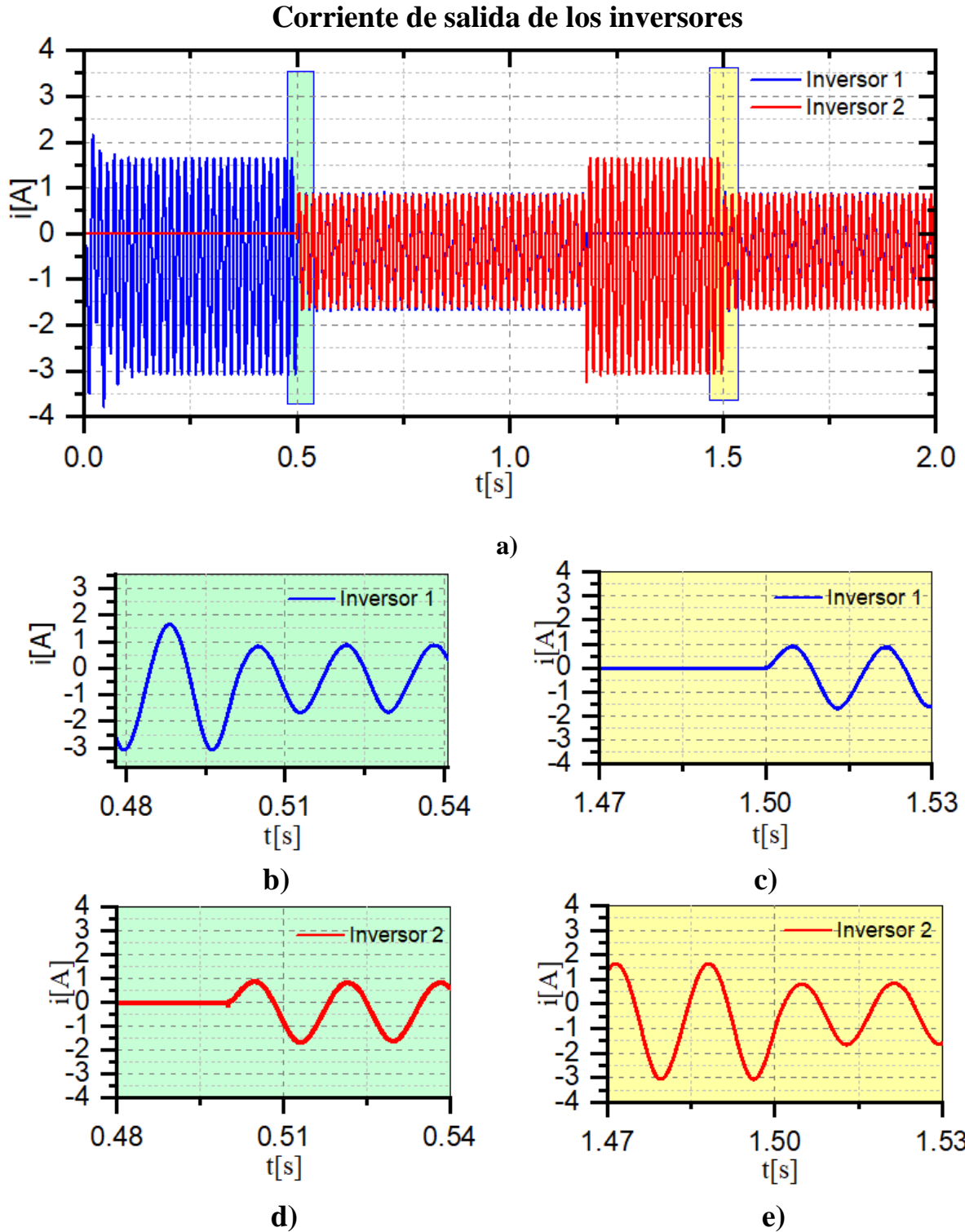


Figura 4. 14 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de  $64.516\Omega$  y una inductancia de  $134\text{mH}$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión.

En la Fig. 4.15 se muestra la distribución de potencia activa que se obtuvo con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de  $64.516\Omega$  y una inductancia de  $134\text{mH}$ , aprovechándose una potencia máxima de  $198\text{W}$  y observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

**Distribución de potencia activa en los inversores.**

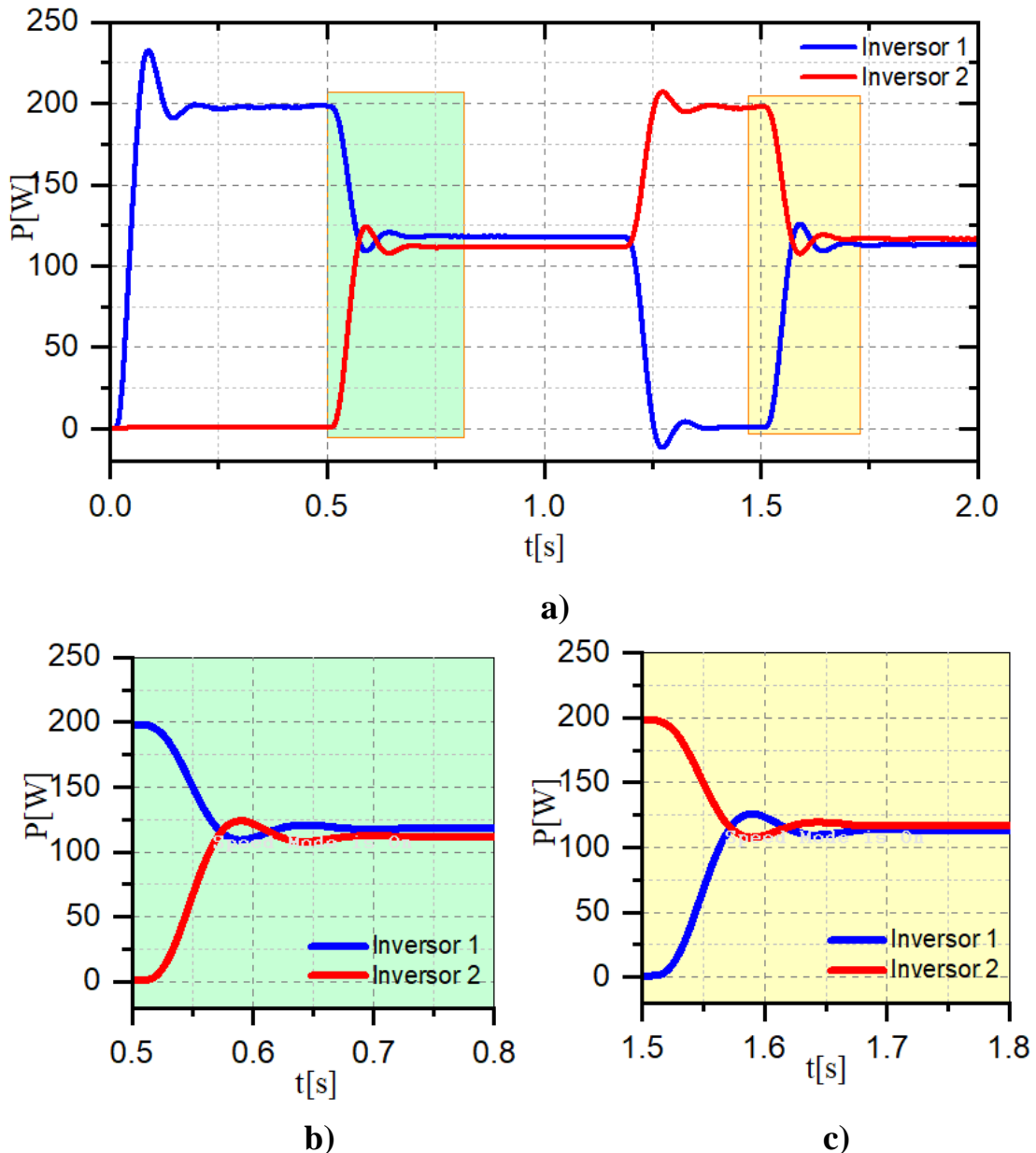


Figura 4. 15 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de  $64.516\Omega$  y una inductancia de  $134\text{mH}$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

## CAPÍTULO 4

En la Figura 4.16 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P +Res para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, con una carga lineal de tipo resistiva inductiva (RL) con valor en la resistencia de  $129.032\Omega$  y con un valor de inductancia de  $350\text{mH}$ . Observándose una amplitud adecuada y una correcta forma de onda de la señal de tensión y corriente de salida de los inversores con un factor de potencia de  $0.6898$ .

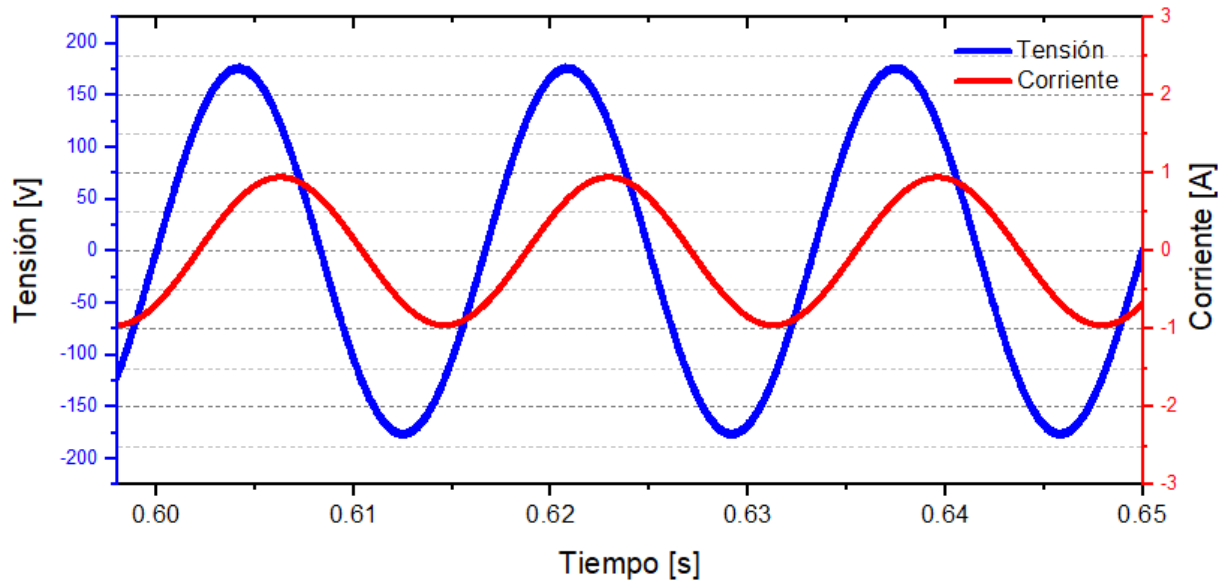
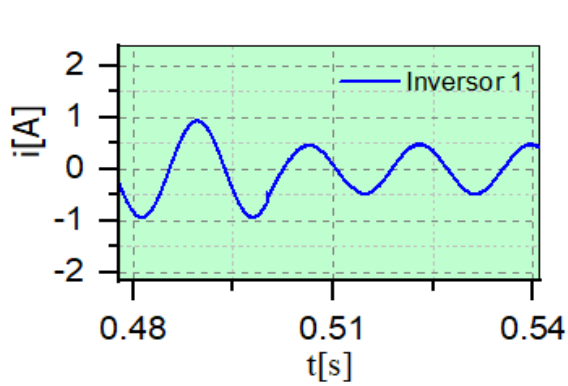
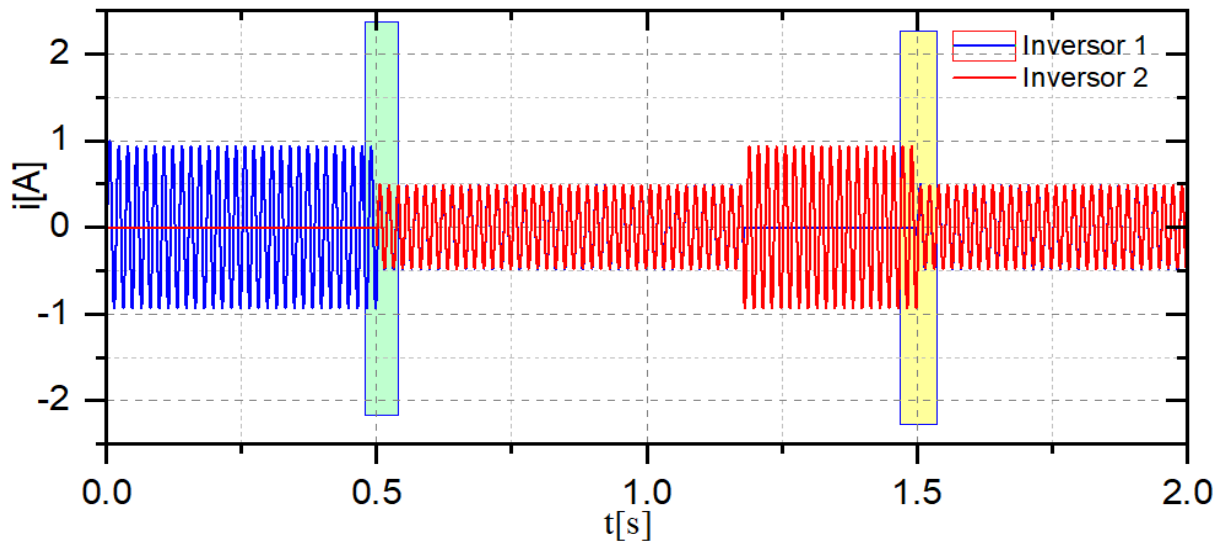


Figura 4. 16 *Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva inductiva con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $350\text{mH}$ .*

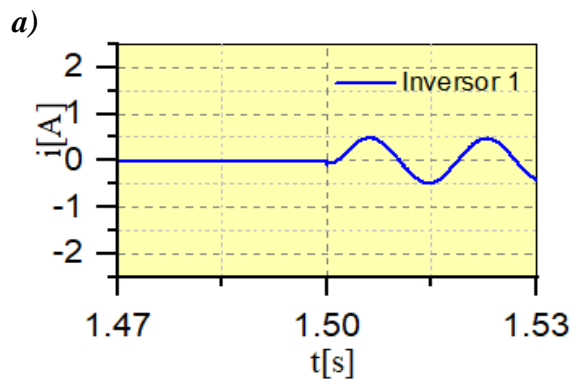
En la Fig. 4.17 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal RL con valor de resistencia de  $129.0326\Omega$  y un valor de inductancia de  $350\text{mH}$ . Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de  $0.3362\text{A}$  en el inversor 1 y una corriente de  $0.3362\text{A}$  en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga lineal de  $0.6723\text{A}$ . Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.



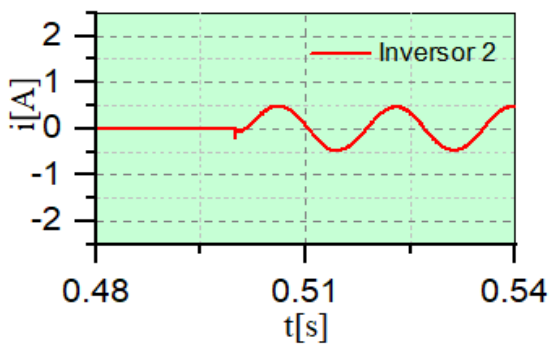
Corrientes de salida de los inversores.



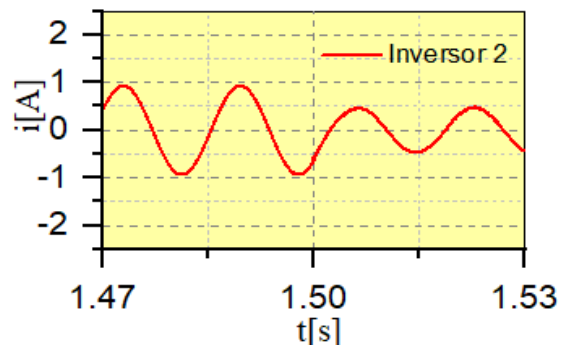
b)



c)



d)

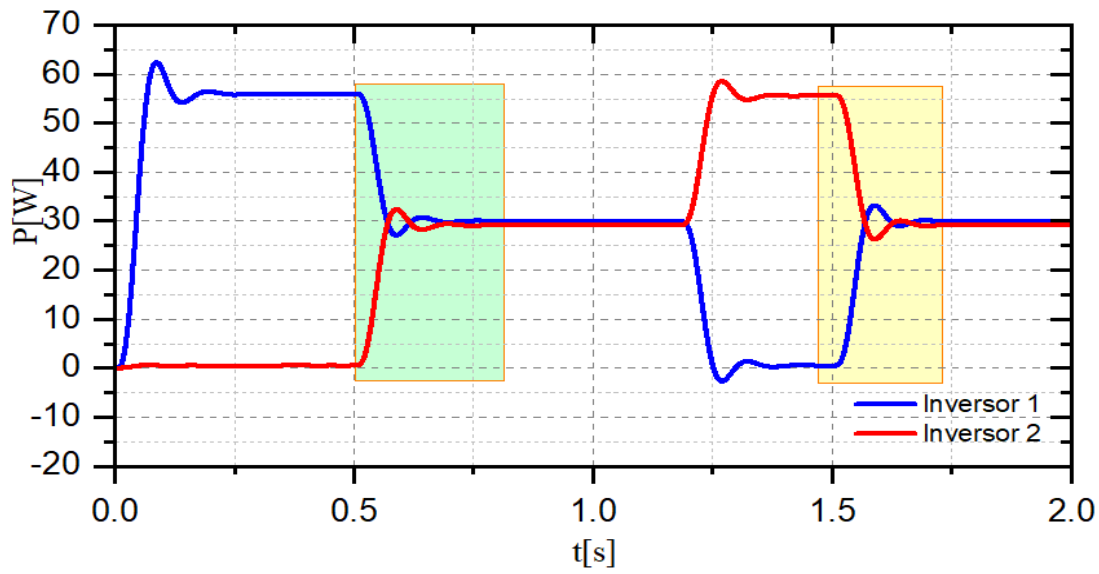


e)

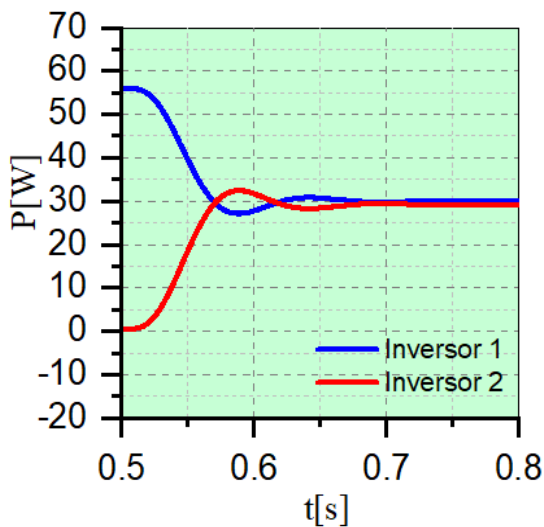
Figura 4. 17 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop, y alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $350\text{mH}$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión.

En la Fig. 4.18 se muestra la distribución de potencia activa que se obtuvo con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $350\text{mH}$ , aprovechándose una potencia máxima de  $57\text{W}$  y observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

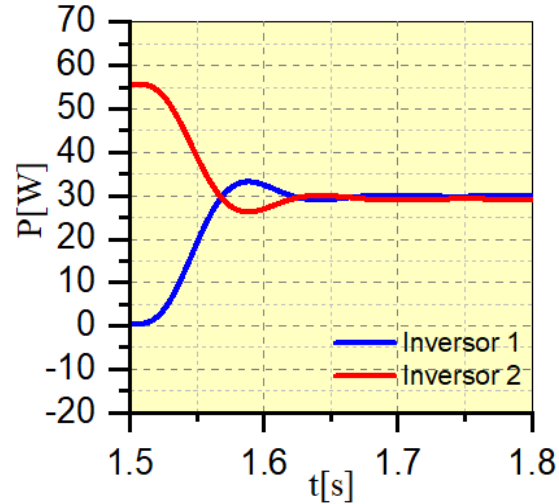
### Distribución de potencia activa en los inversores



a)



b)



c)

Figura 4. 18 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RL con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $350\text{mH}$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

### 4.4.3 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga capacitiva R-C.

En la Figura 4.19 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P +Res para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, con una carga lineal de tipo resistiva capacitiva (RC) con valor en la resistencia de  $129.032\Omega$  y con un valor de capacitancia de  $27.34\mu\text{F}$ . Observándose una amplitud adecuada y una correcta forma de onda de la señal de tensión y corriente de salida de los inversores con un factor de potencia de 0.7990.

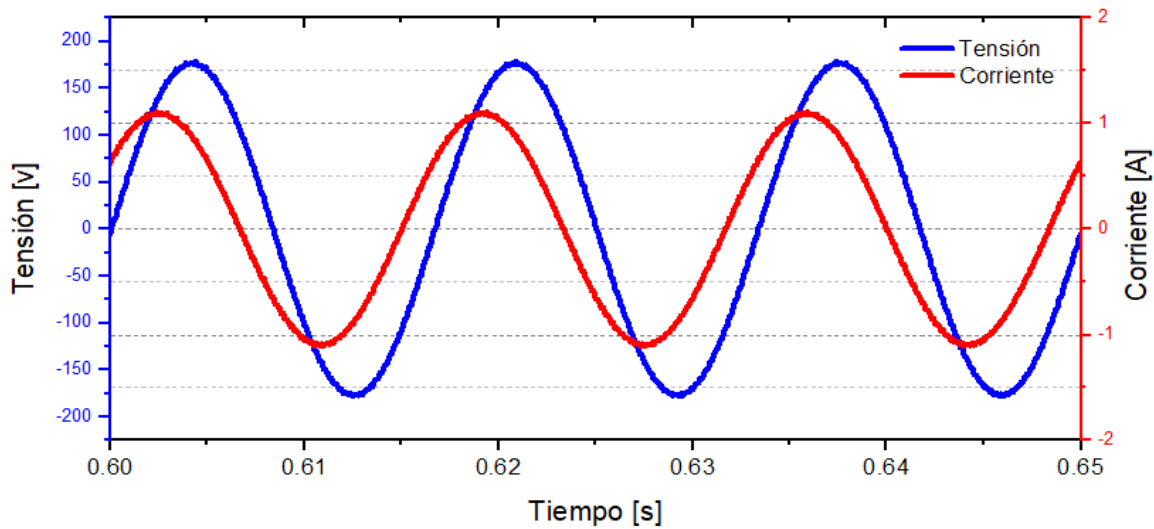


Figura 4. 19 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva capacitiva con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $27.34\mu\text{F}$ .

En la Fig. 4.20 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal RC con valor de resistencia de  $129.0326\Omega$  y un valor de capacitancia de  $27.34\mu\text{F}$ . Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de  $0.3362\text{A}$  en el inversor 1 y una corriente de  $0.3362\text{A}$  en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga lineal de  $0.6723\text{A}$ . Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

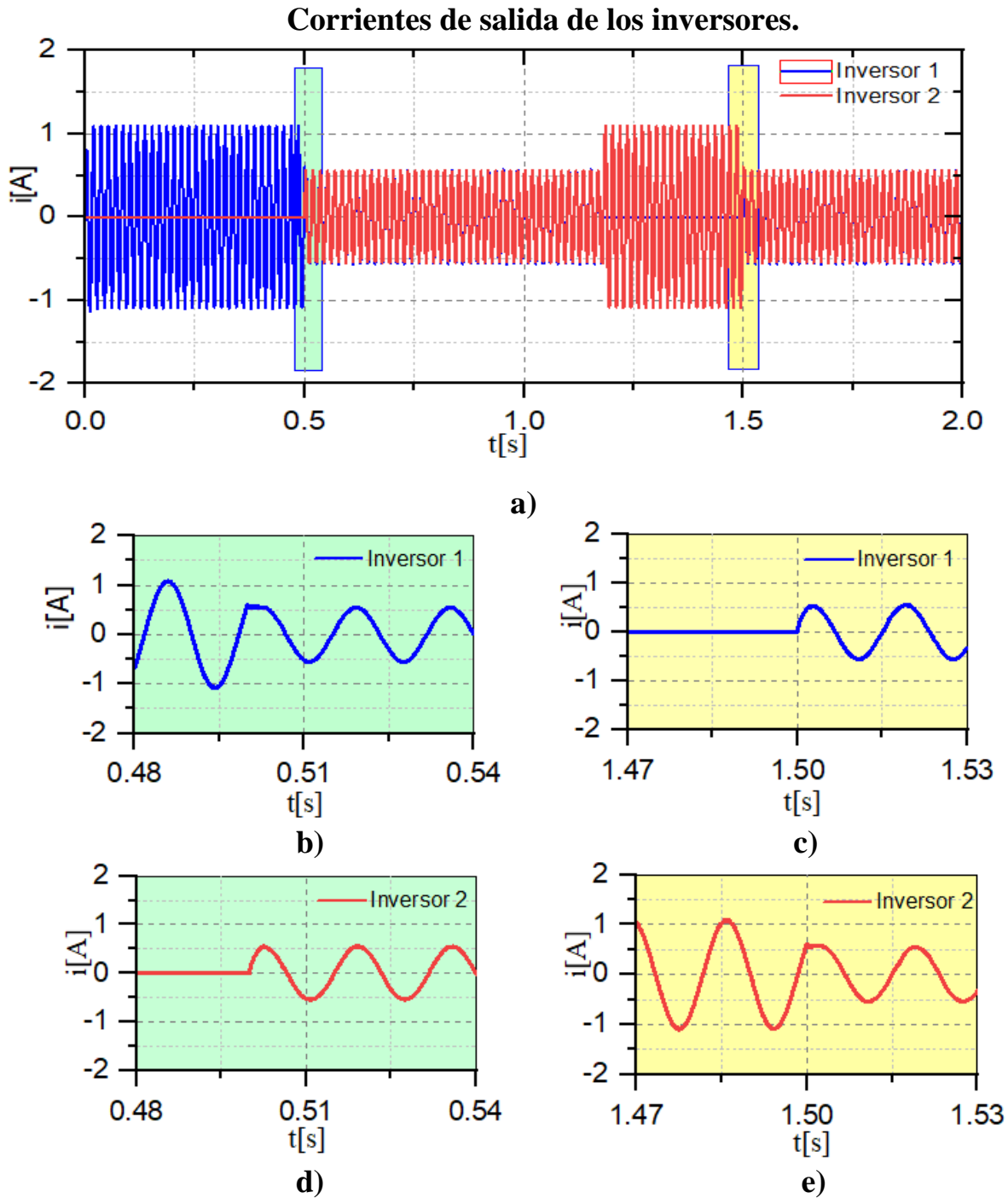


Figura 4. 20 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $27.34\mu F$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión.

En la Fig. 4.21 se muestra la distribución de potencia activa que se obtuvo con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $27.34\mu\text{F}$ , aprovechándose una potencia máxima de  $76\text{W}$  y observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

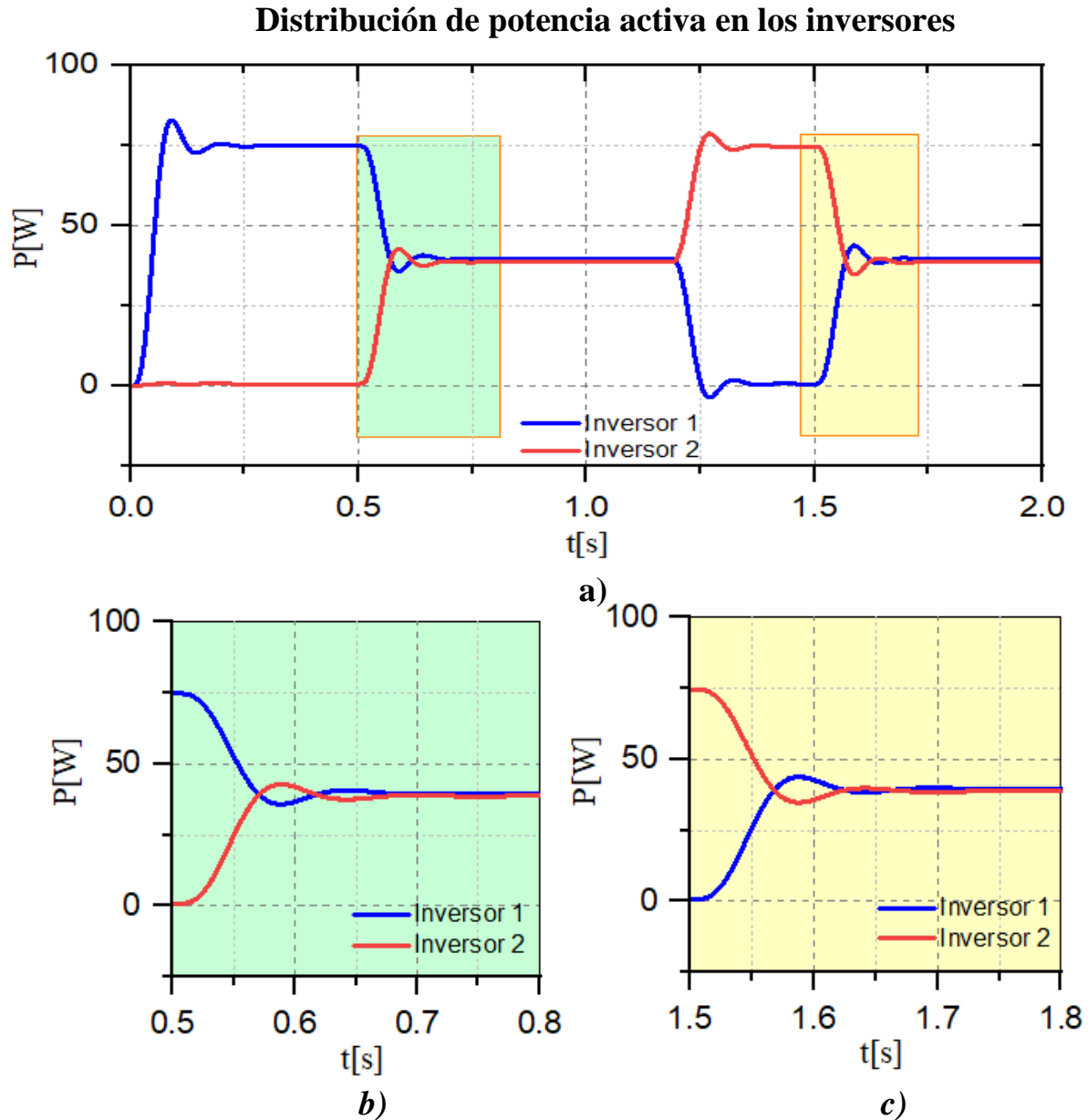


Figura 4. 21 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $27.34\mu\text{F}$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

En la Figura 4.22 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P +Res para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, con una carga lineal de tipo resistiva capacitiva (RC) con valor en la resistencia de  $129.032\Omega$  y con un valor de capacitancia de  $20.25\mu\text{F}$ . Observándose una amplitud adecuada y una correcta forma de onda de la señal de tensión y corriente de salida de los inversores con un factor de potencia de 0.7015.

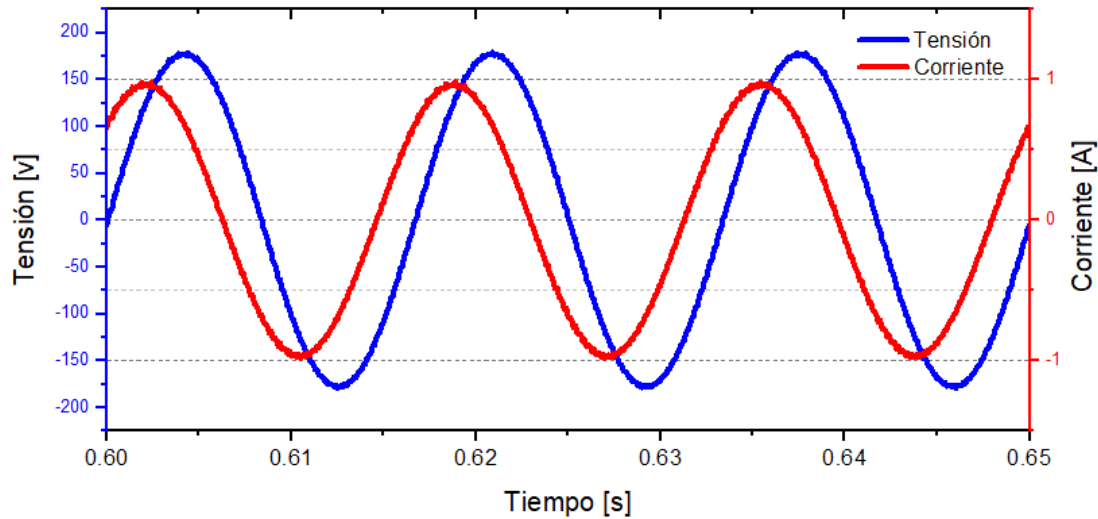
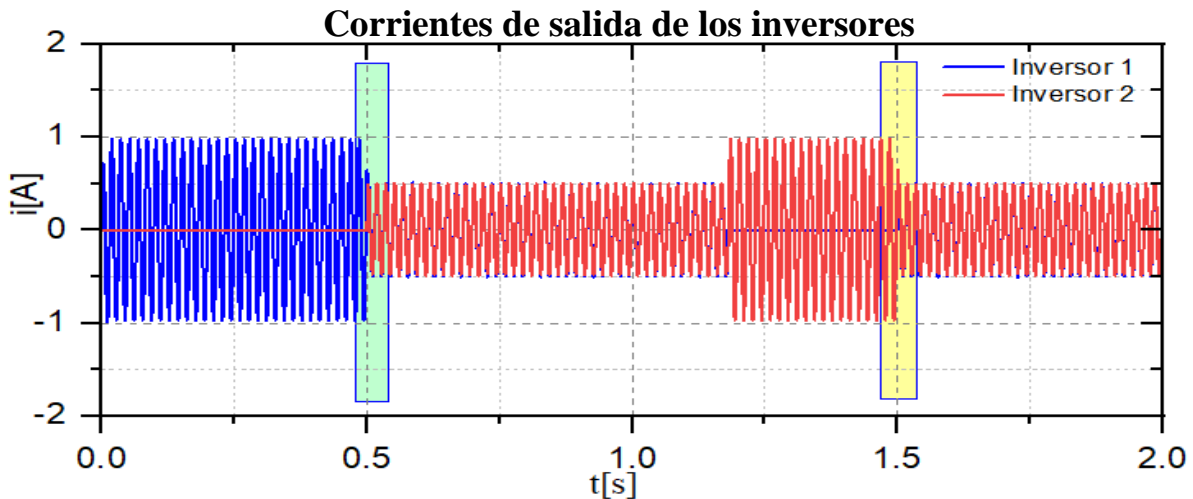


Figura 4. 22 Forma de onda de tensión y corriente de los inversores, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo resistiva capacitiva con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una inductancia de  $20.25\mu\text{F}$ .

En la Fig. 4.23 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal RC con valor de resistencia de  $129.0326\Omega$  y un valor de capacitancia de  $22.25\mu\text{F}$ . Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de  $0.3398\text{A}$  en el inversor 1 y una corriente de  $0.3407\text{A}$  en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga lineal de  $0.6781\text{A}$ . Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.



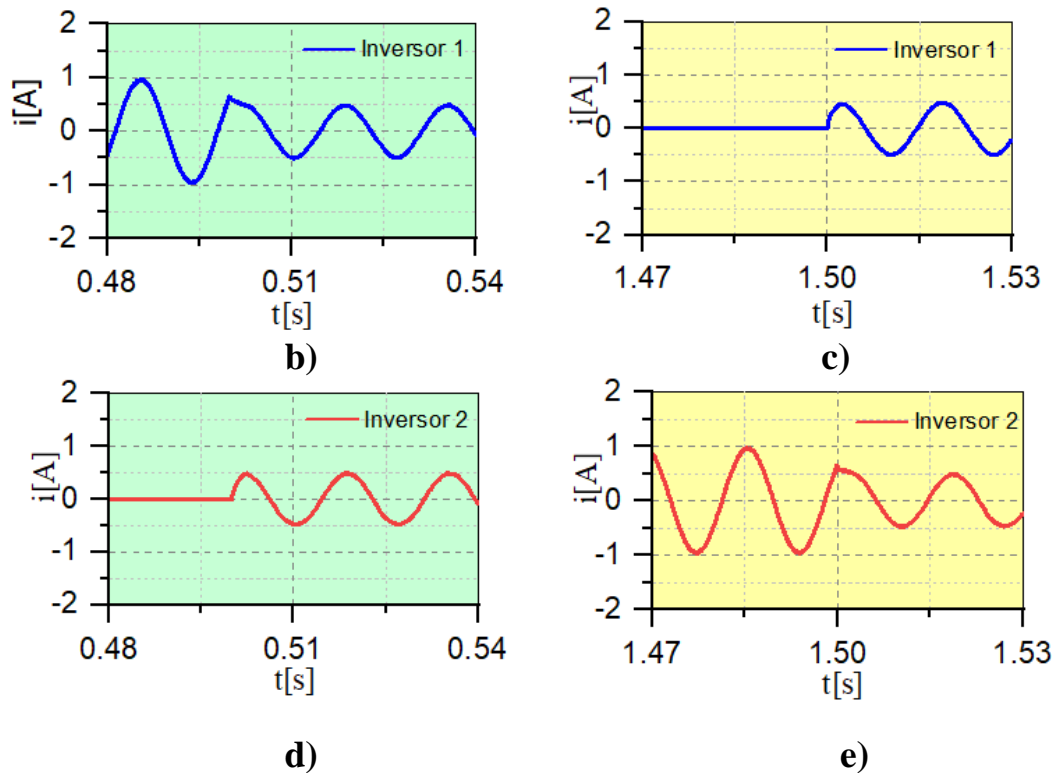
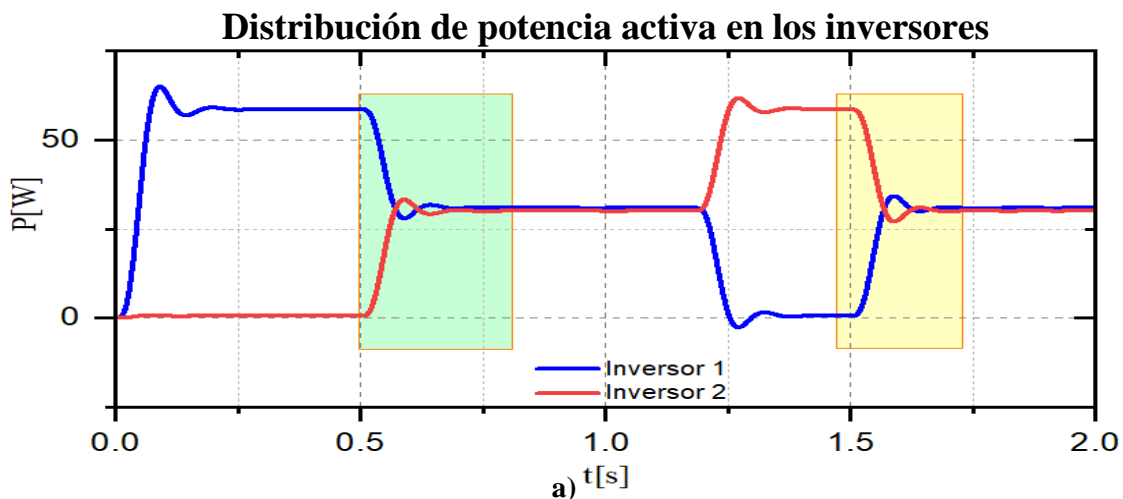


Figura 4. 23 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $20.25\mu\text{F}$ , a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión.

En la Fig. 4.24 se muestra la distribución de potencia activa que se obtuvo con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $20.25\mu\text{F}$ . aprovechándose una potencia máxima de  $56\text{W}$  y observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.



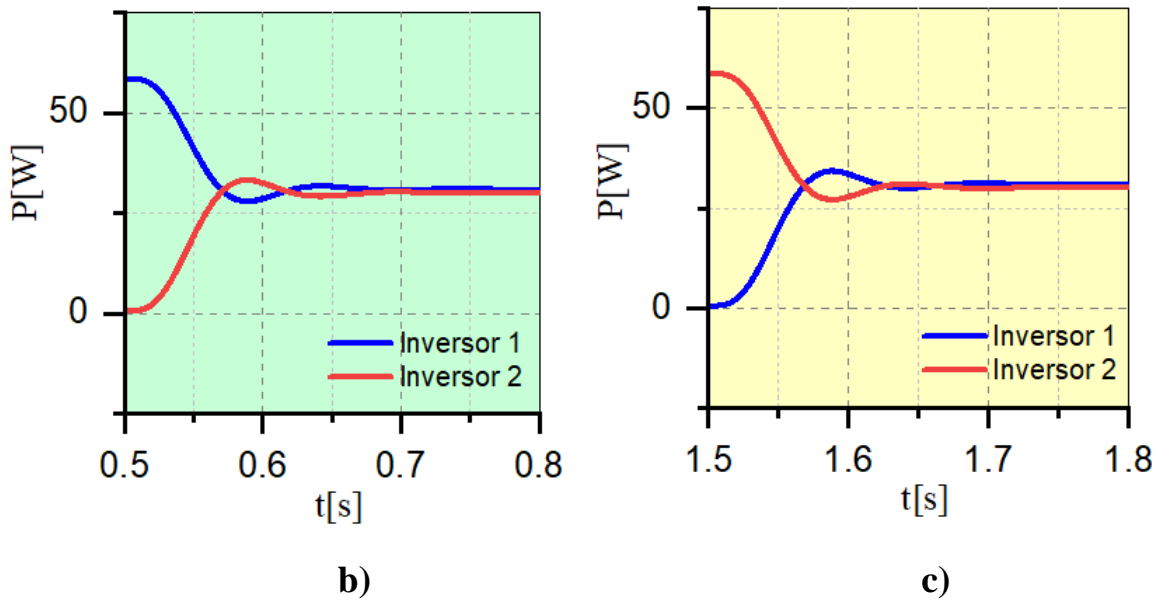


Figura 4. 24 Fig. 4.24. Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga lineal de tipo RC con un valor de resistencia de  $129.032\Omega$  y una capacitancia de  $20.25\mu\text{F}$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

#### 4.4.4 Simulaciones de los inversores bajo el esquema droop con carga no lineal.

La carga no lineal que se utilizó para realizar las simulaciones se muestran en la Figura 4.22, la cual está conformada por un condensador de  $100\mu\text{F}$  y un rectificador de tipo monofásico y de onda completa. Los valores de resistencia que se utilizaron fueron de  $680\Omega$  y  $1020\Omega$ . Se utilizaron éstos con la finalidad de tener diferentes factores de cresta ( $\text{FC}=3.2$  y  $\text{FC}=4.3$ ). Además, en la implementación en laboratorio se llevó a cabo tomando en cuenta los mismos valores, lo que permitirá realizar un análisis comparativo de resultados tanto en la simulación utilizando el software de PSim [35], como en la implementación experimental en laboratorio.

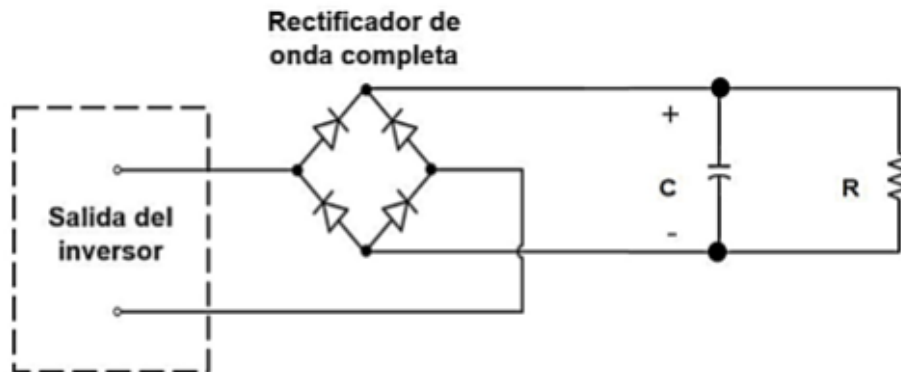


Figura 4. 25 Figura 4.2. Estructura de la carga no lineal que se conectó al inversor.



#### 4.4.5 Simulación de los inversores bajo el esquema droop para $R=680\Omega$ (FC=3.2)

En la Figura 4.26, se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P +Res para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, alimentando una carga no lineal con un valor de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $680\Omega$ , con un factor de cresta  $\text{FC}=3.2$ . Se obtuvo un  $\text{THD}_v=4.66\%$ .

Tensión de salida de los inversores.

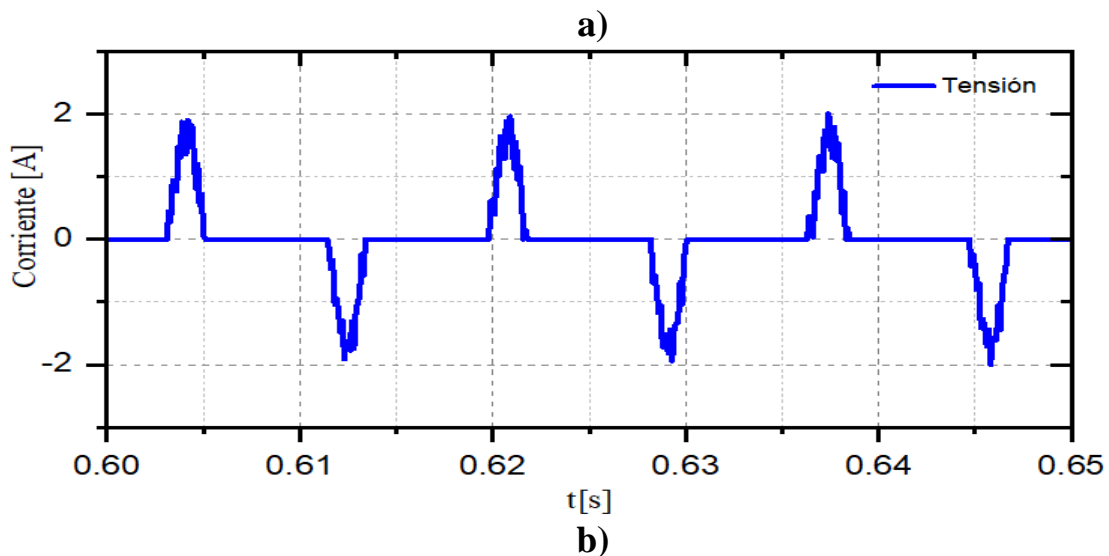
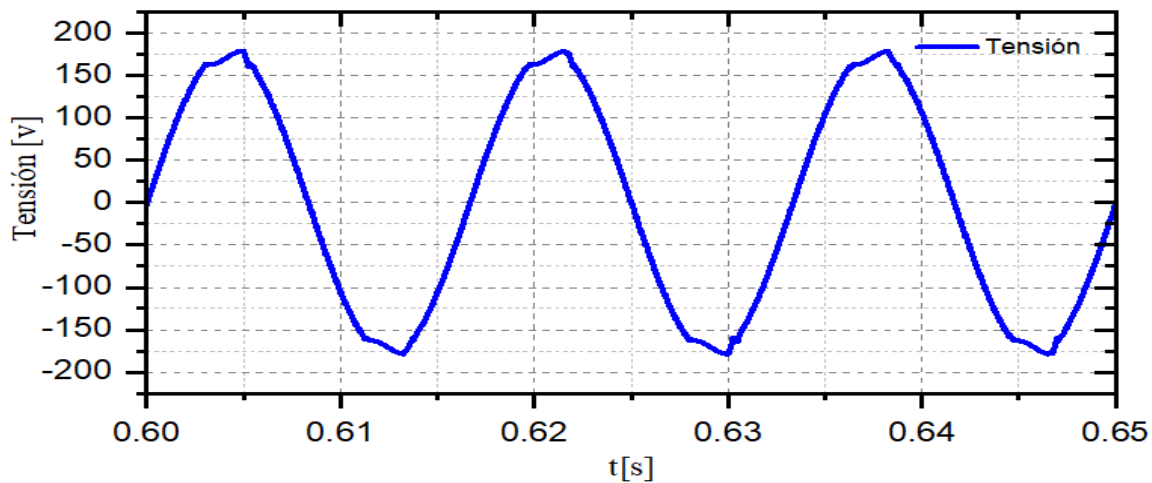


Figura 4. 26 Forma de onda de tensión y de corriente de los inversores bajo el esquema droop alimentando una carga lineal con un factor de cresta de 3.2 a) Detalle de forma de onda de tensión de salida de los inversores, b) Detalle de forma de onda de corriente de salida de los inversores.

En la Fig. 4.27 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga no lineal con un valor de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $680\Omega$ , con un factor de cresta  $FC=3.2$ . Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de  $0.6897\text{A}$  en el inversor 1 y una corriente de  $0.6964\text{A}$  en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga lineal de  $1.3861\text{A}$ . Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

**Corrientes de salida de los inversores.**

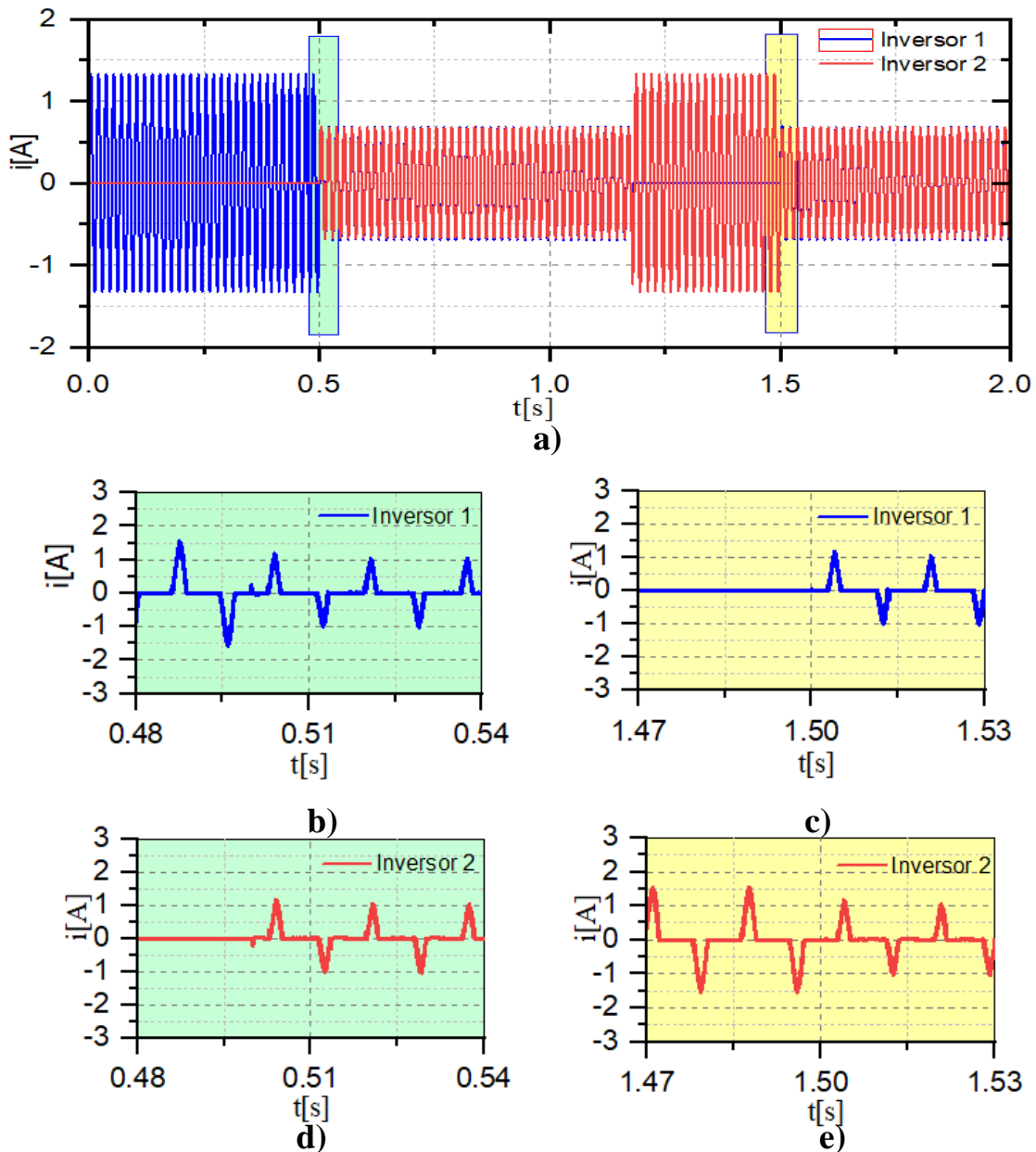


Figura 4. 27 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando carga no lineal con un factor de cresta de 3.2, a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión.

En la Fig. 4.28, se muestran la distribución de potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga no lineal con un valor de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $680\Omega$ , con un factor de cresta  $FC=3.2$ . Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

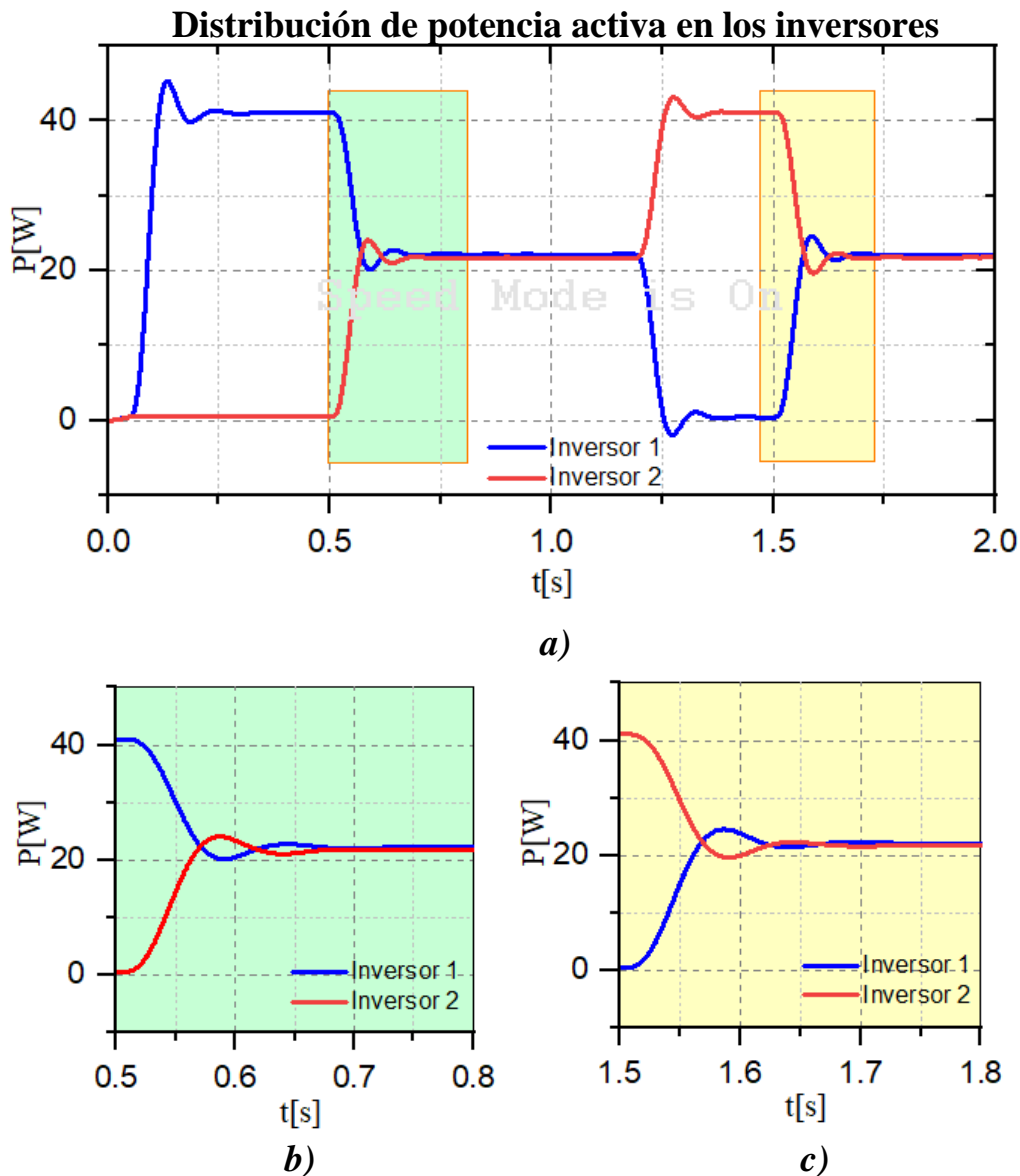
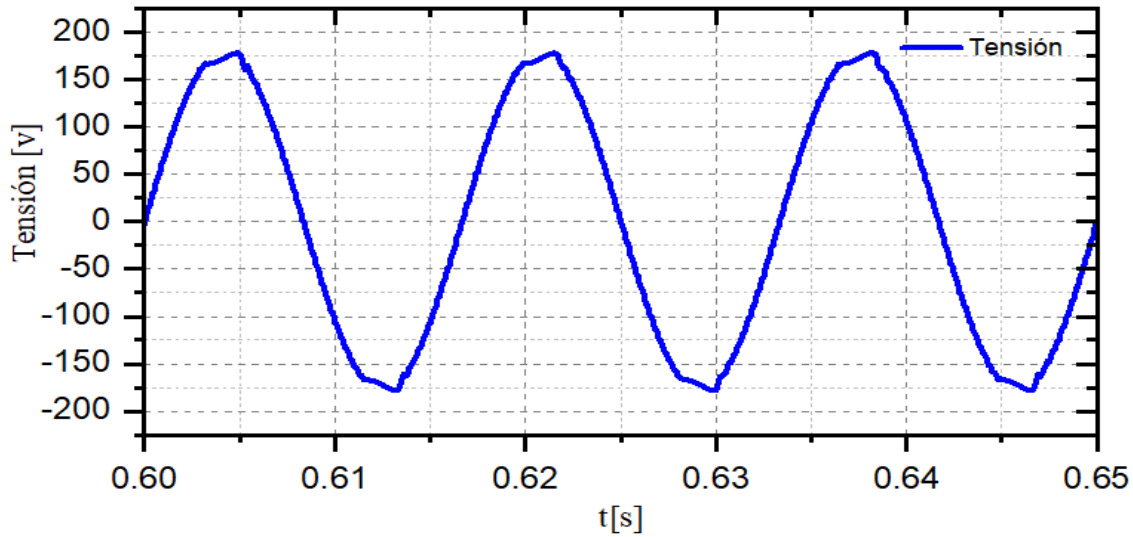


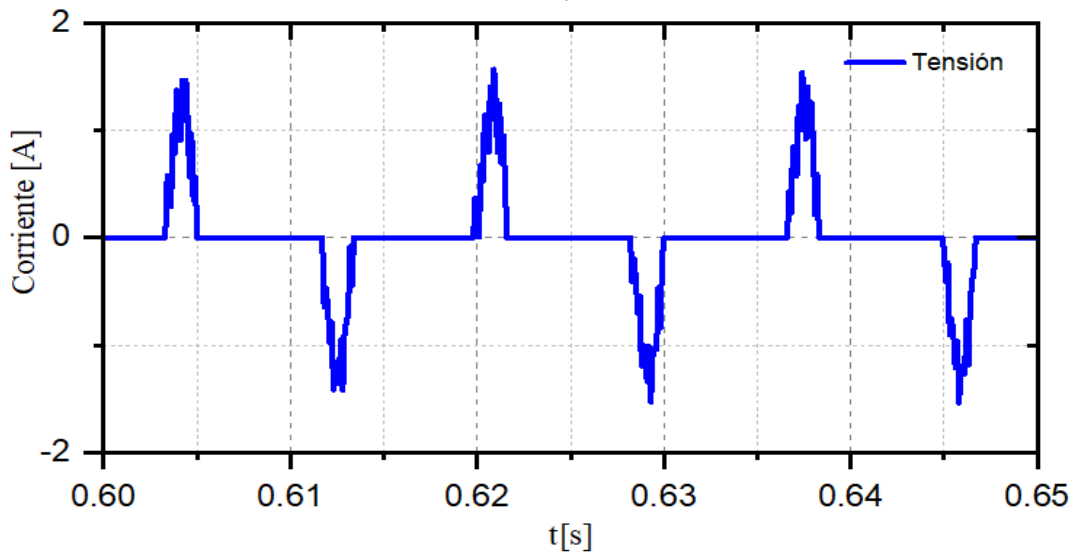
Figura 4. 28 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga no lineal, con un factor de cresta  $FC=3.2$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

En la Figura 4.29, se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P +Res para el lazo de corriente y el controlador PI para el lazo de tensión, alimentando una carga no lineal con un valor de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $1020\Omega$ , con un factor de cresta  $\text{FC}=4.3$ . Se obtuvo un  $\text{THD}_v=3.7\%$ .

**Tensión de salida de los inversores.**



*a)*



*b)*

Figura 4. 29 Forma de onda de tensión y de corriente de los inversores bajo el esquema droop alimentando una carga lineal con un factor de cresta de 4.3 a) Detalle de forma de onda de tensión de salida de los inversores, b) Detalle de forma de onda de corriente de salida de los inversores.

En la Fig. 4.30 se muestran las formas de onda de corriente que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga no lineal con un valor de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $1020\Omega$ , con un factor de cresta  $FC=4.3$ . Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual inductivo. Observándose una correcta distribución de carga entre ambos inversores en los tiempos que comparten carga, con una corriente de  $0.6562\text{A}$  en el inversor 1 y una corriente de  $0.6213\text{A}$  en el inversor 2, manteniendo una corriente total en la carga lineal de  $1.2778\text{A}$ . Además, presenta una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

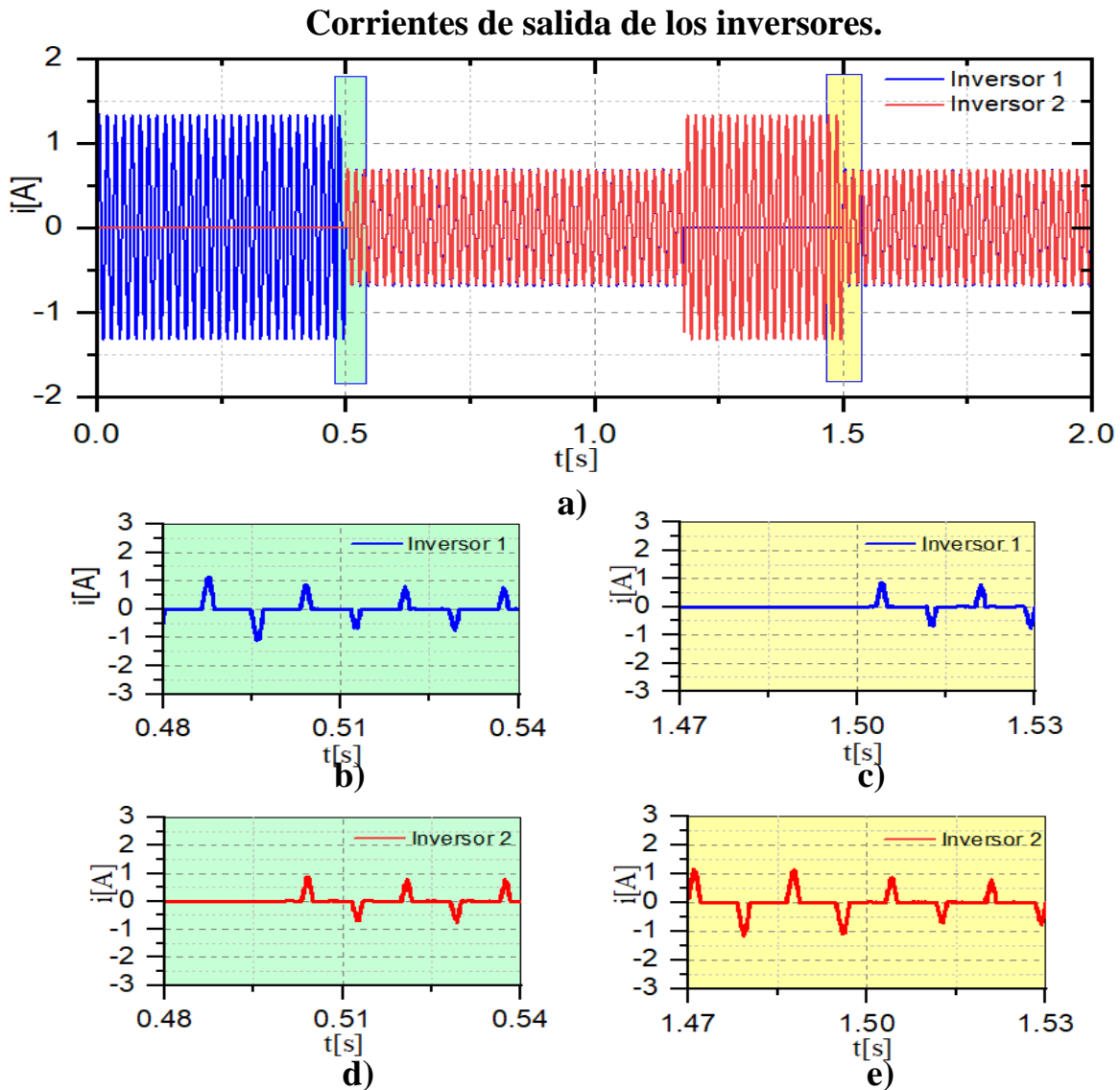


Figura 4. 30 Forma de onda de corriente de los inversores 1 y 2, bajo el esquema y alimentando carga no lineal con un factor de cresta de 4.3, a) Corrientes de salida de los inversores 1 y 2, b) Corriente de salida del inversor 1 en el momento de interconexión, c) Corriente de salida del inversor 1 en el momento que el inversor 1 se acopla, d) Corriente de salida del inversor 2 en el momento que el inversor 2 se acopla, e) Corriente de salida del inversor 2 en el momento de interconexión.

En la Fig. 4.31, se muestran la distribución de potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga no lineal con un valor de capacitancia de  $100\mu\text{F}$  y un valor de resistencia de  $1020\Omega$ , con un factor de cresta  $FC=4.3$ . Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+Res y PI en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una correcta distribución de potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

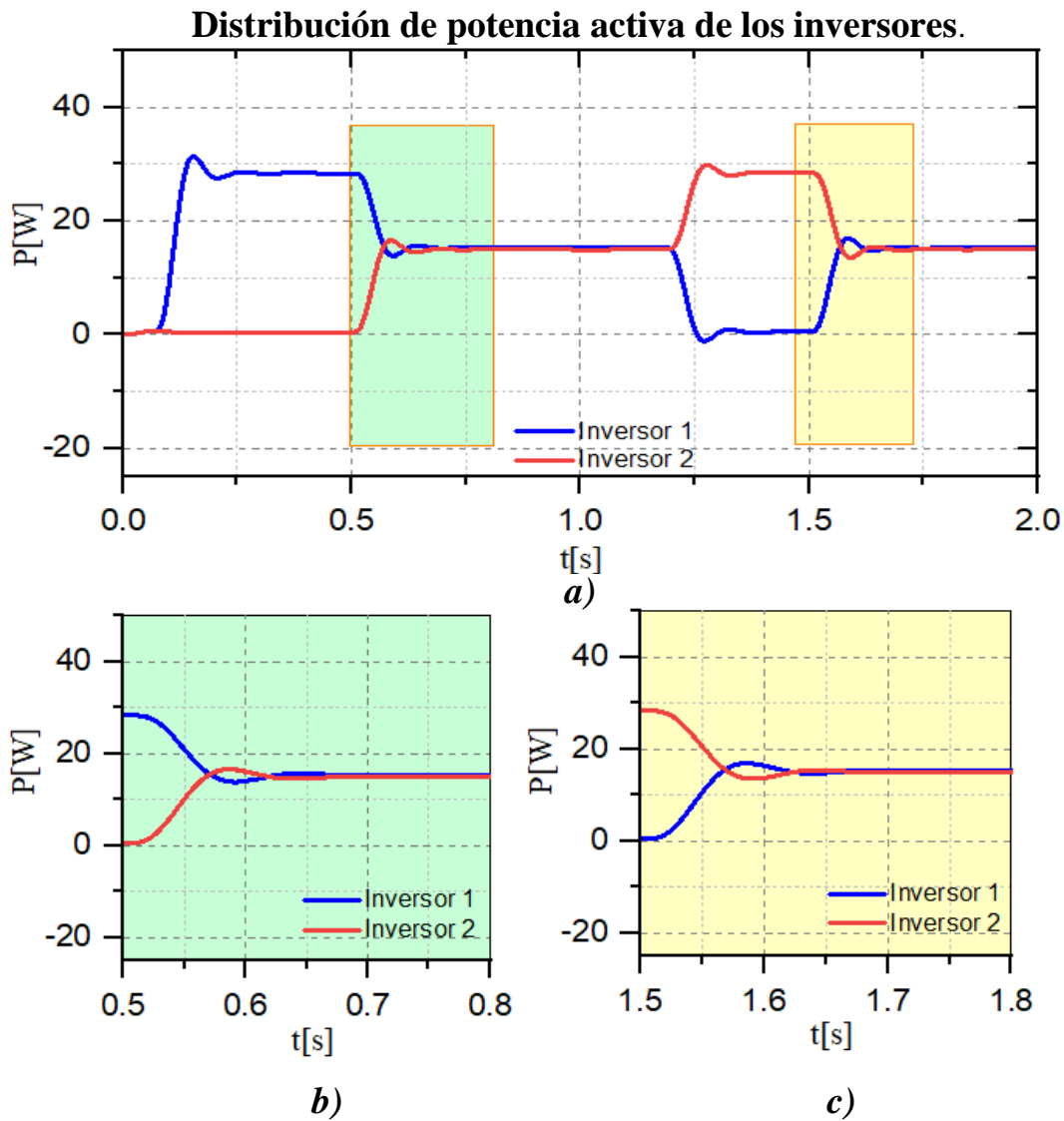


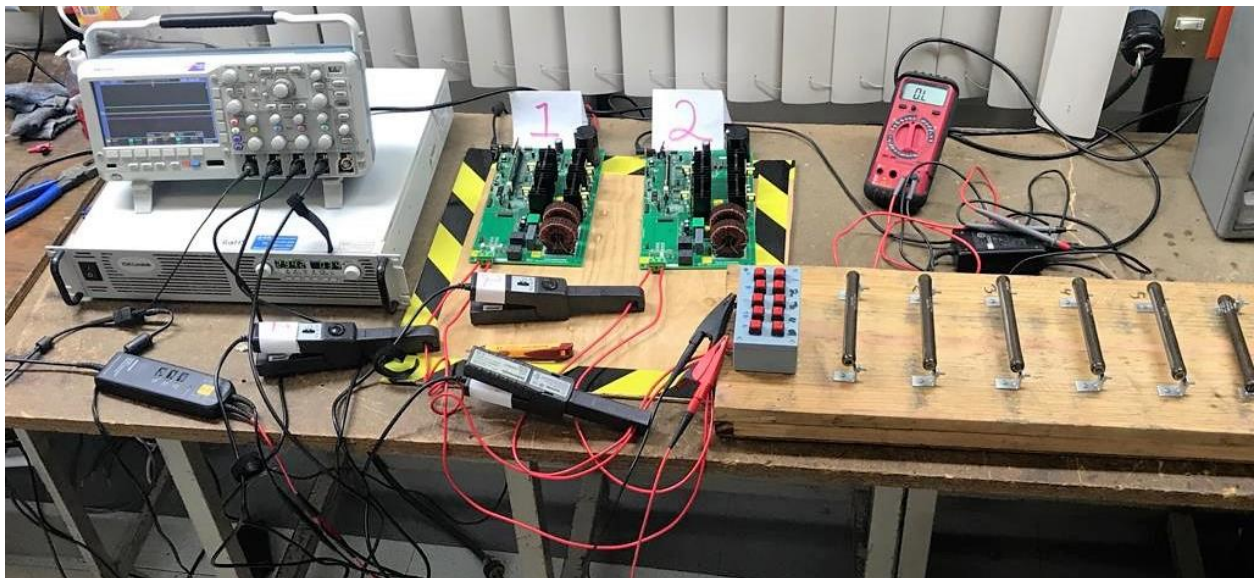
Figura 4. 31 Detalle de la distribución de la potencia activa de los inversores 1 y 2, bajo el esquema droop y alimentando una carga no lineal, con un factor de cresta  $FC=4.3$ , a) Distribución de la potencia en el acoplamiento y desacoplamiento de los inversores, b) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 2 se acopla, c) Distribución de la potencia en el momento que el inversor 1 se acopla.

# CAPÍTULO 5

## Resultados experimentales obtenidos en laboratorio

Se presentan los resultados experimentales obtenidos con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y del controlador PI en el lazo de tensión. Controladores que se diseñaron en el capítulo 3 y se implementaron por medio de las simulaciones en un *software* de PSim [35]. Éstas pruebas se realizaron con el objetivo de verificar el rendimiento de los diferentes controladores, y así realizar un análisis comparativo de los resultados obtenidos en simulaciones y en la implementación experimental.

Las pruebas se realizaron para los mismos valores de cargas lineales (R, R-C, R-L) y no lineales que se emplearon en las simulaciones. El equipo que se utilizó para la realización de las pruebas se muestra en la Fig. 5.1.



*Figura 5. 1 Elementos de la implementación para los inversores bajo el esquema droop.*

Principales componentes usados en laboratorio:

Inversor: Texas Instrument Modelo TMDSHV1PHINVKIT

Osciloscopio: Tektronix Modelo MSO2014B

Sonda de corriente: Tektronix Modelo A622

Sonda de tensión: Tektronix Modelo P5200A

Fuente de tensión: TDK-Lambda GEN300-17



## 5.1 Resultados experimentales del inversor en modo isla.

A continuación, se presenta los resultados de la impetración del inversor monofásico, sometido a cargas lineales como son, resistivas, capacitivas e inductivas. Se observa los resultados en el osciloscopio en el cual se capturan las señales de onda de la tensión y corriente con el control P+CRes en el lazo de corriente y el controlador PI en el lazo de tensión.

### 5.1.1 Resultados con carga resistiva (R)

En la Fig. 5.2 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y el control PI en el lazo de tensión.

En esta prueba experimental se realizó con una carga resistiva de  $60.3 \Omega$ , con lo que se obtuvo una potencia máxima del inversor de 263 W, manteniendo una tensión de salida de 110 V y una corriente de 1.89 A.

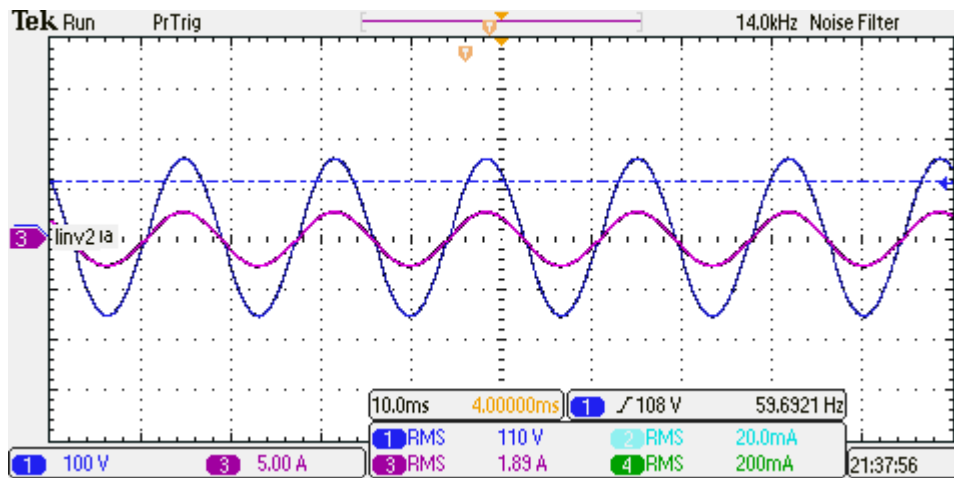


Figura 5. 2 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga resistiva de  $60.3 \Omega$ .

### 5.1.2 Resultados con carga R-L

En la Fig. 5.3 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y el controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-L, para  $R = 59.1 \Omega$  y  $L = 133.3 \text{ mH}$ . Con lo cual se obtuvo, una potencia activa de 183 W, con un factor de potencia de (FP) de 0.82 atrasado y una corriente de 1.45 A, manteniendo una tensión de 126.2 V.



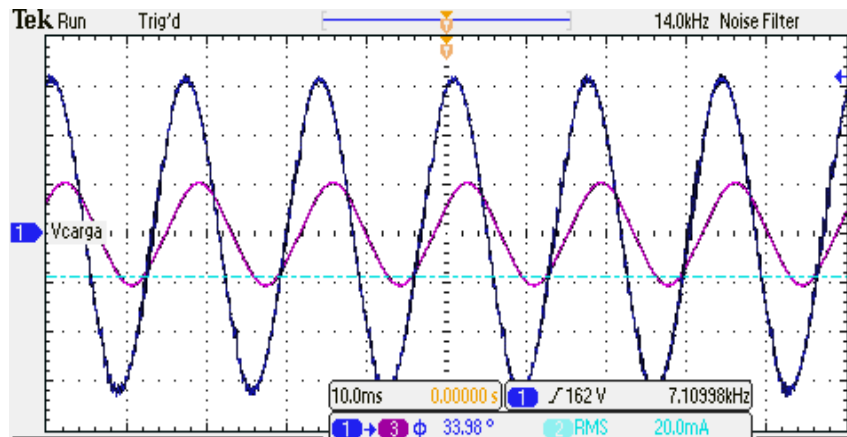


Figura 5. 3 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-L con una resistencia de  $60.3 \Omega$  y una inductancia de  $133.3 \text{ mH}$ .

En la Fig. 5.4 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y el controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-L, para  $R = 137.9 \Omega$  y  $L = 365 \text{ mH}$ . Con lo cual se obtuvo, una potencia activa de  $143 \text{ W}$ , con un factor de potencia de (FP) de  $0.66$  atrasado y una corriente de  $1.45 \text{ A}$ , manteniendo una tensión de  $126.5 \text{ V}$ .

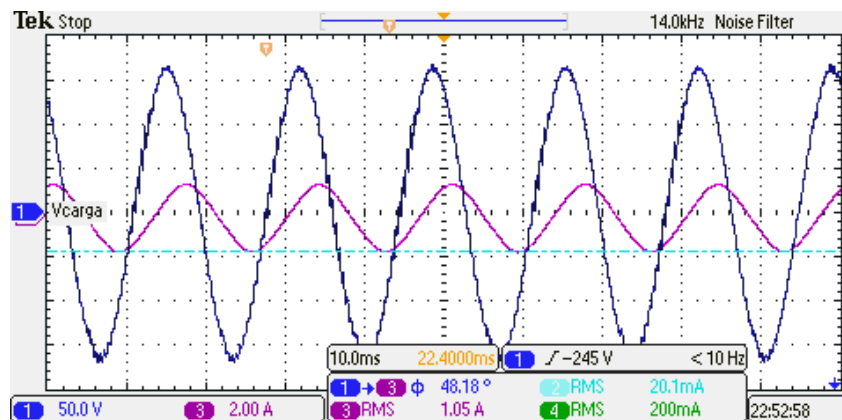


Figura 5. 4 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-L con una resistencia de  $60.3 \Omega$  y una inductancia de  $133.3 \text{ mH}$ .

### 5.1.3 Resultados con carga R-C

En la Fig. 5.5 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y el controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-C, para  $R = 137.9 \Omega$  y  $C = 23.4 \mu\text{F}$ . Con lo cual se obtuvo, una potencia activa de 225 W, con un factor de potencia de (FP) de 0.89 adelantando y una corriente de 1.77 A, manteniendo una tensión de 125.8 V.

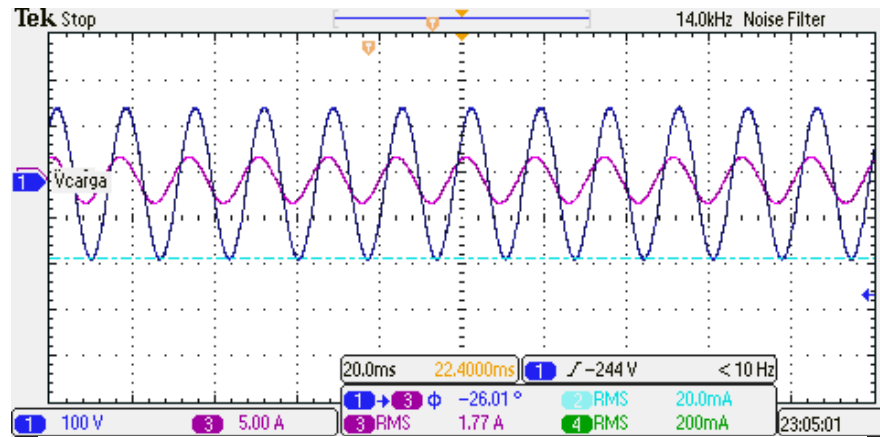


Figura 5. 5 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-C con una resistencia de  $137.9 \Omega$  y una inductancia de  $23.4 \mu\text{F}$ .

En la Fig. 5.6 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y el controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-C, para  $R = 137.9 \Omega$  y  $C = 29.3 \mu\text{F}$ . Con lo cual se obtuvo, una potencia activa de 182 W, con un factor de potencia de (FP) de 0.58 adelantando y una corriente de 1.36 A mantenido una tensión de 126.2 V.

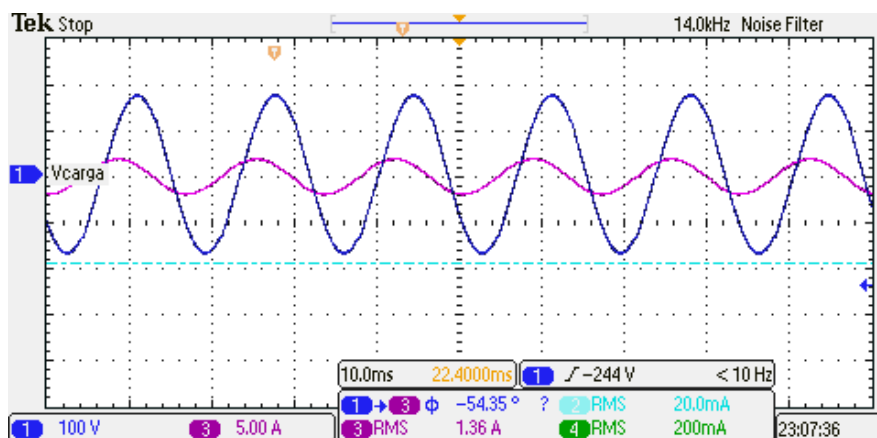


Figura 5. 6 Resultado experimental de las formas de onda de tensión y corriente con una carga R-C con una resistencia de  $137.9 \Omega$  y una inductancia de  $29.3 \mu\text{F}$ .

### 5.1.4 Resultados con carga no lineal

Las características de la carga no lineal que se empleó para realizar las pruebas experimentales son similares a las empleadas en las simulaciones realizadas en el capítulo 3. Es decir, se empleó un rectificador monofásico de onda completa, un condensador de  $100 \mu\text{F}$  y el valor de la resistencia es de  $750 \Omega$ .

En la Figura 5.7 se presenta la forma de onda de tensión y corriente de salida, con un controlador P + Res en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión.

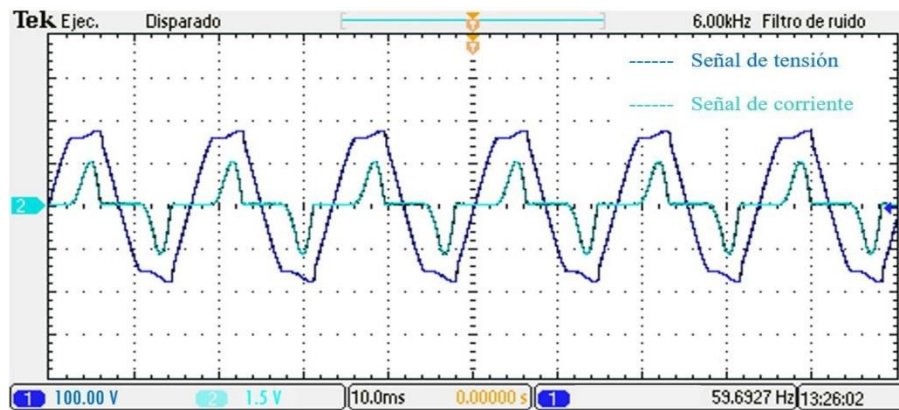


Figura 5.7 Forma de onda de salida de corriente y tensión con un control P+CRes en el lazo de corriente y un control PI en el lazo de tensión.

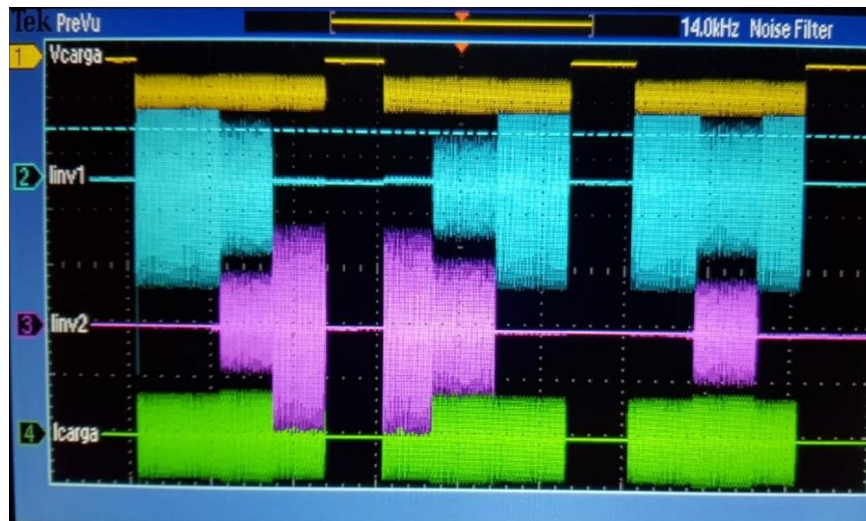
## 5.2 Resultados experimentales de los inversores bajo el esquema droop

A continuación, se presentan las implementaciones en laboratorio para la conexión en paralelo de dos inversores utilizando el esquema droop. Las simulaciones se realizaron teniendo en cuenta la implementación del control P+CRes en el lazo de corriente y el controlador PI en el lazo de tensión.

Estas simulaciones se realizaron considerando que los inversores conectados en paralelo deberán alimentar diferentes tipos de cargas que pueden ser lineales de tipo resistivo, inductivo y capacitivo, además de cargas no lineales.

### 5.2.1 Resultados con carga resistiva (R)

En la Figura 5.8 se muestra la forma de onda de la tensión medida en el punto de carga, la corriente total consumida por la carga de  $59.1 \Omega$ , además de las corrientes de salida de los inversores en los puntos de conexión y desconexión bajo el esquema de control droop. Se observa que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión en el punto de carga, con una adecuada distribución de la corriente en cada uno de los inversores.



*Figura 5. 8 Formas de onda de tensión y corrientes de los inversores, conectados en paralelo bajo el esquema droop.*

# CAPÍTULO 6

## CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta el modelo de un inversor, así como, el diseño e implementación de técnicas de control clásico, además de una estructura de control que cumple con el objetivo de hacer frente a incrementos de carga a partir de la conexión en paralelo de los inversores.

El modelo del inversor se obtuvo aplicando la técnica de conmutador PWM que nos permitió obtener el modelo en pequeña señal de inversor, a partir del cual, se obtuvieron las diferentes funciones de transferencia del lazo de corriente y de tensión del inversor, que permitieron el diseño de los controladores implementados en este trabajo. Particularmente para el lazo de corriente se implementó un controlador proporcional más un controlador resonante (P+CRes), y en el lazo de tensión, se implementó un controlador proporcional integral (PI), además de una estructura de control basada en la distribución de potencia en inversores conectados en paralelo.

Es importante mencionar que estas técnicas de control, se pueden extender a aplicaciones con inversores de mayor potencia basándose en las metodologías propuestas para su diseño. A continuación, se presentan las conclusiones más relevantes derivadas de éste trabajo.

Se presentó una revisión del estado de la técnica sobre generación distribuida, microrredes y conexión de inversores en paralelo. Se abordó el tema de calidad de energía eléctrica y las normativas que imperan actualmente para su suministro en conexión a red. Finalmente, se trató el tema de conexión de inversores en paralelo, los requisitos que se deben atender para su conexión y las estrategias de control que se emplean para su conexión.

Se presentó el desarrollo del modelo de pequeña señal para la operación del inversor en modo isla, con el objetivo de obtener las características dinámicas del inversor, y de esta forma, poder diseñar el controlador de corriente y de tensión para este modo de funcionamiento.

Se presentó el análisis y diseño de los controladores que se implementaron en el lazo de corriente y de tensión del inversor. Se presentaron las simulaciones en PSim [35], relacionadas con la implementación del controlador del lazo de corriente y del controlador que se diseñó para el lazo de tensión.

Se presentó el análisis y diseño por medio de simulaciones en PSim [35], de los esquemas droop con características resistivas, incluyendo el diseño del lazo de impedancia virtual, con el fin de generar una referencia de tensión, que permitiera al inversor controlar la tensión y la frecuencia de salida a partir de la potencia activa y reactiva demandada por diferentes tipos de cargas, cuando dos inversores se conectaron en paralelo.

Se presentaron los resultados de simulaciones realizadas en PSim [35], que se obtuvieron de la conexión en paralelo de dos inversores. Observándose en todos los casos, un buen reparto de carga y potencia entre ambos inversores, así como una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

Se presentaron las pruebas experimentales relacionadas con la implementación del controlador del lazo de corriente y tensión diseñados en el capítulo 3, además se presenta la implementación experimental del esquema control droop presentadas en las simulaciones realizadas en PSim [35], en el capítulo 4.

Se observa una semejanza en los resultados obtenidos en el capítulo 3, por medio de simulaciones y a través de pruebas experimentales, por lo que se concluye que los controladores propuestos cumplieron con los objetivos planteados al inicio del desarrollo de ésta tesis.

### **6.2 Trabajos futuros**

- Interconectar inversores monofásicos previamente conectados en paralelo a la red de eléctrica principal y así aprovechar el excedente de energía eléctrica que se genere.
- Rediseñar el control del inversor para que mantenga los parámetros de la tensión de salida no solo ante la variación de carga de salida, además, ante la variación, dentro de un rango, de tensión de alimentación de CD a la entrada.
- Crear un algoritmo que permita interconectar inversores monofásicos en modo isla en función de la carga conectada.

# REFERENCIAS

- [1] R. Ortega González, O. Carranza Castillo, J. Sosa Saavedra, V. García Ortega y A. González Trejo, «Application control configurations for parallel connection of single-phase energy conversion units operating in island mode,» *IEEE Latin America Transaction*, vol. 14, n° 2, pp. 694-703, 2016.
- [2] J. P. H. S. Y. C. H. L. a. J. C. D. Lee, «Microgrid village design with renewable energy resources and its economic feasibility evaluation.,» de *Transmission & Distribution Conference & Exposition, Asia and Pacific, Seoul, 2009*, pp. 1-4., 2009.
- [3] D. Trebolle y T. Gómez, «Reliability Options in Distribution Planning Using Distributed Generation,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. 8, n° 5, pp. 557-564, 2010.
- [4] R. H. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, J. Dagle, R. Guttromson, A. Meliopoulos, R. Yinger y J. Eto, «Integration of distributed energy resources. The CERTS microgrid concept,» *Consortium for Electric Reliability Technology Solutions*, pp. 1-27, 2002.
- [5] J. Gomez, J. Vaschetti, C. Coyos y C. Ibarlucea, «Distributed Generation: impact on Protections and Power Quality,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. 11, n° 1, pp. 460-465, 2013.
- [6] P. M. F. L. H.B. Puttgen, «“Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era?,”,» *Power and Energy Magazine, IEEE*, vol. 1, n° 1, pp. 22-29, Jan-Feb 2003.
- [7] A. Engler, «Control of inverters in isolated and in grid tied operation with regard to expandability,» de *PESCO4, 2004*.
- [8] IEEE, «IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters,» 1981. [En línea]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/27808/references>. [Último acceso: 7 November 2018].
- [9] T. Kawbata y S. Higashino, «Parallel operation of volages source inverters.,» *Industry Applications, IEEE Transactions* , vol. 24, n° 2, pp. 281-287, Mar/Apr 1988.
- [10] C. L. T. Rodríguez, *Concepción de controladores reconfigurables para microinversores fotovoltaicos operando como unidades autónomas de generación de energía en microrredes, Valencia, España., 2011.*
- [11] J. L. N. L. L. H. Weiliang Li, «“Study on smooth transition between island and grid-connected mode,» de *China International Conference on Electricity Distribution, CICED 2012, Shanghai, 5-6 Sep, 2012.* .
- [12] H. Z. R. B. Xiao Li, «“Control Strategy for Seamless Transfer Between Island and Grid-Connected Operation for a Dual-Mode Photovoltaic Inverter,» *IEEE*, vol. 15, n° 1, p. 978, 2015.

## REFERENCIAS

- [13] D. R. O. González, *Aplicación de Técnicas de Control para Reducción de THDv en Inversores Monofásicos de Generación que Operan en Modo Isla en el Contexto de Microrredes*, Valencia, 2012.
- [14] C. Alfaro Aragón, *Corrección de los efectos de las derivas de reloj en microrredes de alterna con inversores de potencia trifásicos*, Cataluña: Escola Politècnica Superior d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú, 2018.
- [15] P. Crossley, S. Chowdhury y S. Chowdhury, «Microgrids and Active Distribution Networks,» 2009. [En línea]. Available: <http://uni-site.ir/khuelec/wp-content/uploads/Microgrids-and-Active-Distribution-Networks.pdf>. [Último acceso: 7 November 2018].
- [16] Committe REN21 Steering, «Renewable 2009, Global Status Report,» Worldwath Institute Washington, Washington, DC., 2009.
- [17] A. Carnieletto, D. Brandao, F. Farret, M. Simoes y S. Suryanarayanan, «Smart Grid Initiatite,» *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 17, pp. 27-35, 2011.
- [18] J. Rojas Martínez, *Control de frecuencia y tensión en microrredes*, Ciudad de México: Universidad Nacional Autónoma de México. Programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería, 2015.
- [19] R. Martinez-Cid y E. O'Neill-Carrillo, «Sustainable microgrids for isolated systems,» 2010. [En línea]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5484216>. [Último acceso: 7 November 2018].
- [20] A. Arellano Martínez, D. Mireles Huerta y R. Samayoa Castillo, *Mejora de la confiabilidad en el edificio Valdés Vallejo de la UNAM*, Ciudad de México: Universidad Nacional Autónoma de México. Facultad de Ingeniería, 2011.
- [21] IEEE, «IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems,» 1992. [En línea]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/210894>. [Último acceso: 7 November 2018].
- [22] N. Mohan, T. Undeland y W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, Jhon Wiley & Sons, 1995.
- [23] J. K. Steinke, «Switching frequency optimal WM control of three level inverter,» de *Third European Conference on Power Electric and Application*, Aachen, Germany, 1989.
- [24] K. Sum, *Switch Mode Power Conversion: Basic Theory and Design*, Marcel Dekker, 1984.
- [25] R. Ridley, B. Cho y D. Sable, «Comparison of Performance of single loop and current injection control for PWM converters which operate in blth continuous and discontinuous modes of operations,» de *21st Annual IEEE Conference on Power Electronics Specialists*, 1990.
- [26] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, 2002.
- [27] E. Ballester y E. Piqué, *Electrónica de Potencia. Principios Fundamentales y Estructuras Básicas*, México: Alfaomega Grupo Editor S.A. de C.V., 2011.



- [28] C. Kuo y F. Golnaraghi, *Automatic Control Systems*, John Wiley & Sons, 2002.
- [29] R. Gaviño, *Introducción a los Sistemas de Control*, Naucalpan de Juárez, Estado de México: Pearson, 2010.
- [30] M. Newman, D. Zmood y D. Holmes, «Stacionary frame harmonic reference generation for active filter system,» de *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Texas, USA, 2002.
- [31] M. Toro Cea, *Diseño de estrategias de control para operación desbalanceada de microrredes de baja tensión*, Santiago de Chile: Universidad de Chile. Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas. Departamento de Ingeniería Eléctrica., 2015.
- [32] J. González Espín, *Técnicas de filtrado adaptativo aplicadas al rechazo selectivo de perturbaciones en inversores fotovoltaicos trifásicos*, Valencia: Universidad Politécnica de Valencia. Departamento de Ingeniería Electrónica, 2010.
- [33] R. Ortega González, *Aplicación de Técnicas de Control para Reducción de THDv en Inversores Monofásicos de Generación de Energía que Operan en Modo Isla en el Contexto de Microrredes*, Valencia: Universidad Politécnica de Valencia. Departamento de Ingeniería Electrónica, 2012.
- [34] R. Ortega González y C. Trujillo Rodriguez, «Análisis de la impedancia de salida en lazo cerrado de inversores funcionando en modo isla, utilizando esquemas droop,» *Ingeniería*, vol. 14, n° 2, pp. 4-12, 2009.
- [35] P. 1. U. guide, P. Inc y J. 2018..
- [36] S. J. Chang y J. M. Chiang, «Parallel control of the UPS inverters with frequency-dependent droop schematic,» de *IEEE Power Electronics Specialist Conference (PESC'01)*, 2001.
- [37] Y. Jung, J. Lee y M. Youn, «A new small signal modeling of averagecurrent mode control,» de *Power Electronics Specialist Conference, IEEE PESC*, 1998.
- [38] D. Zmood y D. Holmes, «Stacionary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, n° 3, pp. 814-822, 2003.
- [39] S. Chen, Y. Lai, S. Tan y C. Tse, «Analysis and design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverter systems.,» *Power Electronics, IET.*, vol. 1, n° 4, pp. 497-506, 2008.
- [40] J. M. Benavent, E. Figueres, G. Garcera y M. Pascual, «Robust model-following regulator for average current-mode control of boost DC-DC converters,» de *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2005.
- [41] L. Wang, S. Depuru, V. Devabhaktuni y N. Gudi, «Smart Meters for Power Grid - Challenges. Issues, Advantages and Status,» de *International Conference on Computer Distributed Control and Intelligent Environmental Monitoring (CDCIEM)*, 2011.
- [42] A. Cusidó, *Control de Procesos*, Barcelona, España: Alfaomega, Segunda Edición, 2002..

## REFERENCIAS

- [43] Q.-C. Zhong, *Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration*, United Kingdom: Wiley, 2013.
- [44] J. M. Guerrero, L. G. d. Vicuña, M. C. José Matas y J. Miret, «A Wireless Control to Enhance Dynamic Performance o Parallel Inverters in Distributed Generation Systems.,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, n° 5, pp. 1205-1213, September 2004..
- [45] A. Khaledian y M. A. Golkar, «Analysis of droop control method in an autonomous microgrid.,» *Journal of Applied Research and Technology.* , n° 15, pp. 371-377, March 2017..
- [46] J. H. G. W. S. L. F. S. Y. H. T. Z. Peng YE, «An Improved Droop Control Strategy for Parallel Inverters in Microgrid.,» *IEEE Transactions on Power electronics.*, vol. 17, pp. 976-979, 2017.
- [47] S. K. G. P. K. C. Dulal Manna, «Droop Control for Micro-grid Operations Including Generation Cost and Deman Side Management.,» *CSEE JOURNAL OF POWER AND ENERGY SYSTEMS.*, vol. 3, n° 3, pp. 232-242, SEPTEMBER 2017.
- [48] O. C. C. J. S. S. V. G. O. a. A. G. T. R. Ortega González, «Application control configurations for parallel connection of single-phase energy conversion units operating in island mode.,» *IEEE Latin America Transaction*, vol. 14, n° 2, pp. 694-703, Feb. 2016.
- [49] D. Trebolle y T. Gómez, «Reliability Options in Distribution Planning Using Distributed Generation.,» *IEEE Latin America Transactions*, vol. 8, n° 5, pp. 557-564, Sept. 2010.
- [50] J. Gomez, J. Vaschetti, C. Coyos y C. Ibarlucea.

# ANEXO A: Diseño del inversor

## A.1 Diseño de los elementos pasivos del inversor

El inversor monofásico, se debe diseñar para una potencia de 250W con una tensión de salida de 127 V<sub>rms</sub>, frecuencia de 60 Hz para la moduladora y 20kHz para la portadora, la cual presenta forma de onda triangular y para un esquema de conmutación PWM bipolar.

### A.1.1 Diseño del filtro de conexión de salida del inversor

Con el fin de obtener una señal de salida sinusoidal con las mismas características de tensión y frecuencia que la red eléctrica, es necesario filtrar la tensión presente entre las ramas del inversor monofásico de puente completo. La topología empleada para el inversor fue LC. En la Figura. A-1.1 se muestra la topología de este tipo de filtro de salida del inversor.

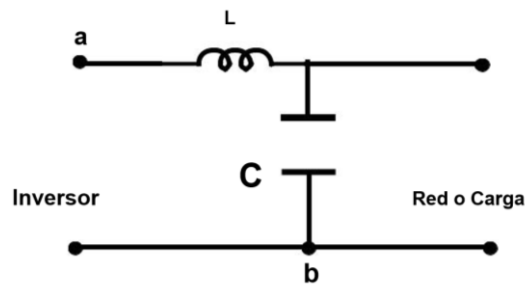


Figura A-1. 1 Esquema del filtro LC.

El filtro LC presenta una atenuación de -40db /década a partir de la frecuencia de resonancia, y es usado generalmente en situaciones donde la impedancia de la carga alrededor del condensador es relativamente más alta para frecuencias iguales y/o superiores a la frecuencia de conmutación.

Algunas características que debe presentar este filtro a la hora de ser diseñado es que:

A la frecuencia fundamental, el condensador debe absorber poca potencia reactiva del fundamental, con lo que la corriente en el inductor conectado del lado del inversor apenas se ve incrementada por el condensador.

A la frecuencia de los armónicos de conmutación, el condensador debe absorber los armónicos de la corriente del inductor, los cuales deben ser pequeños.

Con base en lo anterior se procede a describir el cálculo de los valores del filtro que deben cumplir con las siguientes condiciones:

El valor del condensador C, está limitado al consumo máximo de la potencia reactiva permitida por el inversor.

## ANEXO A

Para este caso si se requiere que la corriente máxima en el condensador sea inferior al 5% de la corriente nominal (a plena carga), se tiene en magnitud:

$$I_c = 0.05 \cdot I_{load} \quad (A.1)$$

Por lo que la magnitud de la impedancia del condensador, será la tensión de salida partido por la corriente en el condensador.

$$Z_c = \frac{V_o}{I_c} = \frac{V_o}{0.05 \cdot (\frac{S_{load}}{V_o})} = 806.45 \Omega \quad (A.2)$$

Siendo  $S_{load}$  la potencia nominal de la carga. Como la magnitud de  $Z_c = 1/\omega_1 * C$  se despejar el valor de C .

$$C = \frac{1}{\omega_1 Z_c} \leq 1.3 \mu F \quad (A.3)$$

Donde  $\omega_1$  es la frecuencia de la red expresada en rad/seg.

El inductor se calcula en términos de la caída de tensión permitida sobre éste, cuando la tensión de salida del inversor sea la de operación normal.

Asumiendo que se requiere una impedancia del inductor igual o menor que el 10% de la impedancia nominal de la carga, se obtiene:

$$Z_L \leq 0.05 \cdot Z_{load} \quad (A.4)$$

La magnitud de la impedancia del inductor se defina como  $Z_L = \omega_1 L$ , despejando el valor de L se tiene:

$$L = \frac{Z_L}{\omega_1} = \frac{0.1 \cdot Z_{load}}{\omega_1} \leq 7mH \quad (A.5)$$

La frecuencia de resonancia LC, se debe localizar entre 10 veces la frecuencia de la red y la mitad de la frecuencia de conmutación, esto con el fin de evitar problemas de resonancia en la parte baja y alta del espectro armónico.

$$10 \cdot \omega_1 < \omega_{res} < \frac{\omega_s}{2} \quad (A.6)$$

Donde  $\omega_{res}$  es la frecuencia de resonancia del filtro LC, la cual se define por (A.7) y  $\omega_s$  la frecuencia de conmutación.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{(L+L_g)}{L \cdot L_g \cdot c}} \quad (A.7)$$

Con el fin de cumplir las condiciones expresadas en A.1 y A.6 se tomará un valor de 600  $\mu F$  y se considerará que la inductancia de red  $L_g$  es diez veces menor al valor hallado para el inductor conectado al inversor. Una forma de aumentar la amortiguación es agregando una resistencia en serie con el condensador.

Todos los valores de los elementos principales ocupados para el análisis del sistema se muestran la Tabla A-1.

Tabla A.1 Parámetros del inversor.

<i>Parámetros</i>	<i>Valor</i>
<i>Potencia nominal del inversor (P)</i>	<i>250 W</i>
<i>Tensión de la DC_LINK (<math>V_{DC}</math>)</i>	<i>300 V</i>
<i>Tensión de salida del inversor (<math>V_O</math>)</i>	<i>127V<sub>RMS</sub></i>
<i>Frecuencia de salida del inversor (<math>f_g</math>)</i>	<i>60 Hz</i>
<i>Inductancia de salida inversor (L)</i>	<i>7 mH</i>
<i>Condensador de salida del inversor(C)</i>	<i>1<math>\mu</math>F</i>
<i>Resistencia de damping (<math>R_d</math>)</i>	<i>- <math>\Omega</math></i>
<i>Frecuencia de conmutación del inversor (<math>f_{si}</math>)</i>	<i>20 kHz</i>
<i>Resistencia de carga (<math>R_{CARGA}</math>)</i>	<i>60.512 <math>\Omega</math></i>