

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

**Departamento de Ingeniería Electrónica
Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos Industriales**



Aplicación de Técnicas de Control para Reducción de THD_v en Inversores Monofásicos de Generación de Energía que Operan en Modo Isla en el Contexto de Microrredes

TESIS DOCTORAL

PRESENTADA POR:

D. Rubén Ortega González

DIRIGIDA POR:

Dr. Emilio Figueres Amorós

Dr. Gabriel Garcerá Sanfelú

Valencia, 2012

A mi madre

Agradecimientos

Inicio estas palabras pronunciando un especial reconocimiento y agradecimiento al ser que mas amo y admiro: mi madre, que sin ningún impedimento a lo largo de mi vida, ha sacrificado todo lo que ha estado a su alcance para apoyarme y orientarme en todos mis planes y sueños que he pretendido realizar hasta ahora. Puedo decir con toda seguridad que sin su fortaleza y valores que siempre me transmitió no hubiera sido posible realizar mis estudios de doctorado. Asimismo, agradezco a mi padre por su ejemplo de responsabilidad y trabajo que siempre me transmitió.

Quiero agradecer a los profesores Emilio Figueres y Gabriel Garcerá, por el apoyo y dedicación en la dirección de la presente Tesis Doctoral. Especialmente, valoro y tomo como ejemplo su profesionalismo mostrado a lo largo de mi estancia de estudios de doctorado.

De igual forma, doy gracias a Cesar, Oscar, David, Luís, Javier y demás compañeros del GSEI, por su apoyo y haber compartido conmigo tiempo y experiencias que me permitieron hacer mas amena mi estancia en Valencia. Como olvidar aquellos fines de semana que pasamos en el laboratorio trabajando y contando anécdotas relacionadas con lo que normalmente hacíamos en esos días en cada uno de nuestros países.

Por otro lado, quiero agradecer a mis hermanas Adela y Emma que siempre me estuvieron apoyando moralmente a seguir adelante. En especial, agradezco todo su apoyo a mi hermana Nancy a la cual le tengo un cariño muy especial y que sin escatimar nada siempre estuvo al pendiente de todos mis asuntos personales en México durante mi estancia en España. Tarea que con sinceridad, resulta ser complicada y poco agradable.

Como olvidarme de hacer referencia en esta dedicatoria a un hombre especial, mi hermano Luis Mauro, el cual me ha mostrado la importancia de actuar siempre con responsabilidad y profesionalismo al realizar cualquier actividad. Porque él sin duda ha sido un ejemplo a seguir en mi vida, orientándome e impulsándome siempre con argumentos a salir adelante.

Finalmente, estas líneas se las dedico a mi hijo Alan manifestándole que mis logros resultan ser sus logros, ya que siempre esta en mi pensamiento motivándome a esforzarme por salir adelante día a día. Esto, a pesar de que él siempre se encuentra en un lugar lejano respecto del que yo me encuentro.

Resumen

En este trabajo se realizó el diseño e implementación de un sistema de conversión de energía, basado en un inversor monofásico para una aplicación dentro del contexto de microrredes. Dichos sistemas presentan actualmente un alto impacto dentro de las nuevas estrategias de generación de energía eléctrica cuya base se centra en los sistemas de generación distribuida, donde básicamente se considera un conjunto de unidades de generación y de cargas como un ente autónomo capaz de funcionar en modo isla o conectado a una red de distribución. Con esta nueva 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 directamente en ausencia de la misma. A tales interfaces, se les conoce con el nombre de microrredes y los sistemas de conversión de energía juegan un papel muy importante. 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. En lo que respecta al medio ambiente, el uso de las microrredes potenciaría la implantación de sistemas alternativos basados en las energías renovables, reduciéndose de este modo las emisiones de gases de efecto invernadero causantes del cambio climático.

Por otro lado, con esta nueva estrategia de generación de energía se puede lograr hacer más seguro el suministro, pues en caso de fallo de la red eléctrica 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 de distintas técnicas de control basadas en: controlador proporcional, integral (PI), controlador proporcional más controlador resonante (P+CRes), controlador proporcional integral más controlador resonante (PI+CRes), controlador proporcional integral más controlador repetitivo (PI+CR). Particularmente, la técnica de control P+CRes se empleó en el lazo de corriente y el resto de las técnicas se emplearon en el lazo de tensión. Destacando la aplicación de dos configuraciones de control novedosas basadas en un esquema de control de dos grados de libertad (Two Degree of Freedom) más controlador repetitivo (Repetitive Control) (2DOF+CR), así como en un esquema PI-P más controlador resonante (PI-

P+CRes) que en operación en modo isla del inversor permitieron mantener las características de la señal de tensión que habrá de suministrarse a la carga en forma eficaz. Es decir, con estas configuraciones de control se mantuvo la forma de onda, amplitud y frecuencia de la señal de tensión.

Finalmente, se implementaron esquemas *droop* por medio de simulaciones 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 que varios inversores conectados a la microrred como fuente de tensión puedan operar en paralelo sin interferir unos con otros proporcionando a las cargas las potencias activa y reactiva que requieren, todo ello repartiéndose adecuadamente la potencia que suministra cada inversor.

Abstract

In this work, it was designed and implemented an energy conversion system based on a single-phase inverter for an application in the context of microgrids. Currently, these kinds of systems have a high impact, in the new strategies of power generation, and its base is focused on distributed generation. Basically, generating units and loads are considered as an autonomous system, it is capable of operating in island mode or connected to the grid. With this new scheme of power generation, it is necessary to implement systems that can inject energy to the grid and provide energy to isolated load, in environments of renewable energy sources; such systems are known as microgrids and in the context energy conversion systems are very important. The main objective of this new generation strategy is that the energy that is supplied to the load more efficiently, which is achieved by approximating the generation centers to consumption sites. Regarding the environment, the use of microgrids increase the implementation of alternative systems based on renewable energy, thereby reducing emissions of greenhouse gases that cause climate change.

Moreover, with this new energy generation strategy can be achieve a more secure supply, since in case of the grid failure the system can be reconfigured to maintain the continuity of service charges, ensuring the quality of supply, by maintaining both the waveform, amplitude and frequency of the voltage applied to the load.

In this context, it was conducted a study, an analysis, an design and the implementation by means of simulations and experimental tests of different control techniques based on: proportional-integral controller (PI), proportional controller plus resonant controller (P+CRes), proportional integral plus resonant controller (PI+CRes), proportional integral plus repetitive controller (PI+CR). Particularly, the control technique P+CRes was used in the current loop and the other techniques were used in the voltage loop. Stressing the application of two novel control configurations, based on one of two degree of freedom plus repetitive controller scheme (2DOF+CR) and PI-P controller plus resonant controller scheme that island mode operation of the inverter allowed maintain the characteristics of the voltage signal to be supplied to the load effectively. With these control configurations was maintained the amplitude, waveform and frequency of the voltage signal.

Finally, *droop* schemes were implemented through simulations for the active and reactive power control required by the loads; this application allows to

emulate the behavior of power generators, which decrease in both the frequency and amplitude voltage signal, when the active and reactive power consumed is increases. With these control schemes is achieved that several inverters connected to the microgrid, working to the voltage sources can operate in parallel, without interfering with each other and provide to loads the active and reactive power, dividing the power supplies by each inverter.

Resum

En aquest treball es va realitzar el disseny i la implementació d'un sistema de conversió d'energia, basat en un inversor monofàsic, per a una aplicació dins del context de microxarxes. Aquests sistemes presenten actualment un alt impacte dins de les noves estratègies de generació d'energia elèctrica la base de les quals se centra en els sistemes de generació distribuïda (DG). On bàsicament es considera un conjunt d'unitats de generació i de càrregues com un ens autònom capaç de funcionar en mode illa o connectat a una xarxa de distribució. Amb aquesta nova estratègia de generació i distribució d'energia elèctrica a partir de fonts renovables, es crea la necessitat d'implementar interfícies que permeten la connexió a la xarxa elèctrica, així com alimentar càrregues directament en absència d'aquesta. A aquestes interfícies se les coneix amb el nom de microxarxes i els sistemes de conversió d'energia juguen un paper molt important. Aquesta nova estratègia de generació té com a finalitat fer que el subministrament de l'energia a la càrrega es realitzi de forma més eficient en aproximar els centres de generació als llocs de consum. Pel que fa al medi ambient, l'ús de les microxarxes potenciaria la implantació de sistemes alternatius basats en les energies renovables, i es reduirien d'aquesta manera les emissions de gasos d'efecte hivernacle causants del canvi climàtic.

D'altra banda, amb aquesta nova estratègia de generació d'energia, es pot aconseguir fer més segur el subministrament, perquè en cas de fallada de la xarxa elèctrica el sistema es pot reconfigurar per a mantenir la continuïtat del servei a les càrregues, garantint la qualitat en el subministrament en mantenir la forma d'ona, l'amplitud i la freqüència de la tensió aplicada a la càrrega.

Sota aquest context es va realitzar l'estudi, l'anàlisi, el disseny i la implementació per mitjà de simulacions i proves experimentals de distintes tècniques de control basades en: controlador proporcional, integral (PI), controlador proporcional més controlador ressonant (P+CRes), controlador proporcional Integral més controlador ressonant (PI+CRes), controlador proporcional integral més controlador repetitiu (PI+CR). Particularment, la tècnica de control P+CRes es va emprar en el llaç de corrent i la resta de les tècniques es van emprar en el llaç de tensió. Destaca l'aplicació de dues configuracions de control noves basades en un esquema de control de dos graus de llibertat (two degree of freedom) més controlador repetitiu (repetitive control) (2DOF+CR), així com en un esquema PI-P més controlador ressonant (PI-P+CRes), que en operació en mode illa de l'inversor van permetre mantenir les

característiques del senyal de tensió que haurà de subministrar-se a la càrrega en forma eficaç. És a dir, amb aquestes configuracions de control es va mantenir la forma d'ona, l'amplitud i la freqüència del senyal de tensió.

Finalment, es van implementar esquemes *droop* per mitjà de simulacions per al control de la potència activa i reactiva demandada per les càrregues, l'aplicació de les quals consisteix a emular el comportament dels generadors de potència, els quals disminueixen la freqüència i/o l'amplitud de tensió quan la potència consumida, activa i/o reactiva, s'incrementa. Amb aquests esquemes de control s'aconsegueix que diversos inversors connectats a la microxarxa com a font de tensió puguin operar en paral·lel sense interferir els uns amb els altres i proporcionen a les càrregues les potències activa i reactiva que requereixen, tot això repartint-se adequadament la potència que subministra cada inversor.

Listado de abreviaturas y símbolos

<i>AC</i>	Corriente alterna
<i>ACC</i>	Control de corriente media
<i>C</i>	Condensador del filtro de salida del inversor
<i>C_{DC_LINK}</i>	Condensador de la DC_LINK
<i>CCM</i>	Modo de Conducción Continua
<i>CIC</i>	Control de corriente pico
<i>CMC</i>	Corrientes en modo común
<i>CR</i>	Controlador repetitivo
<i>CRes</i>	Controlador resonante
<i>D</i>	Ciclo de trabajo
<i>DC</i>	Corriente directa
<i>DG</i>	Generación distribuida
<i>2DOF</i>	<i>Two Degree of Freedom</i> (Dos grados de libertad)
<i>E*</i>	Tensión de referencia del inversor
<i>EWEA</i>	European Wind Energy Association
<i>FM</i>	Ganancia del modulador PWM
<i>f</i>	Frecuencia del inversor
<i>f_{portadora}</i>	Frecuencia de la señal portadora
<i>f_{moduladora}</i>	Frecuencia de la señal moduladora
<i>f₀</i>	Frecuencia nominal de la red
<i>f_{triangular}</i>	Frecuencia de la señal triangular
<i>f_{sinusoidal}</i>	Frecuencia de la señal sinusoidal
<i>GW</i>	Giga Vatios
<i>H_{BPF}</i>	Filtro paso-banda
<i>He(s)</i>	Ganancia de muestreo
<i>i_L</i>	Corriente en el inductor
<i>IGF</i>	Instalación de generación fotovoltaica
<i>IMP</i>	Principio del modelo interno
<i>K_i</i>	Constante integral regulador PI
<i>K_p</i>	Constante proporcional regulador P
<i>kW</i>	Kilo Vatio
<i>L</i>	Inductancia del filtro de salida del inversor
<i>L_g</i>	Inductancia de red
<i>m</i>	Coefficiente <i>droop</i> para la frecuencia

m_a	Índice de modulación
m_f	Índice de modulación en frecuencia
MW	Mega Vatios
n	Coefficiente <i>droop</i> para la tensión
n_p	Número de ramas en paralelo de paneles
n_s	Número de paneles conectados en serie por rama
OP	Punto de operación
P	Controlador proporcional
P_a	Potencia activa
P_n	Potencia nominal de entrada al inversor, proveniente de los paneles
P_p	Promedio de la potencia activa
P_{amax}	Potencia activa máxima del inversor
PCC	Punto de conexión común
P_{LPF}	Filtro paso-bajo para la medición de la potencia activa
PF	Factor de potencia
PI	Controlador proporcional integral
PLL	Phase-Locked Loop (Lazo de Seguimiento de Fase)
$PLPF$	Filtro paso-bajo para la medición de la potencia activa
PPV	Potencia entregada por los paneles
PV	Energía Fotovoltaica
PWM	Modulación por ancho de pulso
P_0	Potencia activa del inversor en el punto de referencia
Q	Potencia reactiva
Q_{max}	Potencia reactiva máxima
Q_p	Promedio de la potencia reactiva
Q_{LPF}	Filtro paso-bajo para la medición de la potencieactiva
Q_0	Potencia reactiva del inversor en el punto de referencia
R_d	Resistencia de damping filtro LC
RD	Retardo digital
R_i	Ganancia del sensor de corriente
R	Resistencia equivalente de la carga del inversor
$R-L$	Carga resistiva-inductiva
$R-C$	Carga resistiva capacitiva
s	Segundo
T	Periodo de conmutación
$THDi$	Distorsión armónica total de la corriente

THD_v	Distorsión armónica total de la tensión
T_i	Ganancia de lazo del control de la corriente
T_v	Ganancia de lazo del control de la tensión
UPS	Sistema de alimentación ininterrumpida
U_0	Tensión nominal de la red
V_{DC}	Tensión de la DC_LINK
V_h	Amplitud del h armónico de voltaje
V_1	Amplitud de la tensión fundamental
V_{a,b,c_max}	Máxima tensión rms de fase
V_{a,b,c_min}	Mínima tensión rms de fase
V_n	Amplitud de la tensión nominal
v_o	Tensión de salida del inversor
V_{rms}	Tensión eficaz
VSC	Fuente de conversión de tensión
W	Vatios
ω	Frecuencia de la red eléctrica en rad/s
ω^*	Frecuencia de referencia del inversor en rad/s
ω_C	Frecuencia de corte del filtro en rad/s
ω_O	Frecuencia de resonancia del circuito equivalente RLC paralelo en rad/s
ω_{res}	Frecuencia de resonancia del filtro LC en rad/s
ω_S	Frecuencia de conmutación en rad/s
Z_b	Impedancia base del sistema
Z_v	Impedancia virtual
Z_{O_LA}	Impedancia de salida del inversor en lazo abierto
Z_{O_LC}	Impedancia de salida del inversor en lazo cerrado
β	Ganancia del sensor de tensión
$\Delta\omega$	Desviación máxima de frecuencia
ΔE	Desviación máxima de amplitud

Súper índices

\wedge Variables en pequeña señal

Tabla de contenido

CAPÍTULO 1. ESTADO DE LA TÉCNICA	37
1.1. La energía eólica.....	38
1.2. La energía fotovoltaica.....	40
1.3. Las microrredes.....	42
1.4. Calidad de energía.....	45
1.5. Fuentes de conversión de tensión	48
1.5.1. Modulación por ancho de pulso (PWM).....	49
1.5.2. Conmutación bipolar.....	50
1.5.3. Conmutación unipolar.....	51
1.6. Soluciones basadas en aplicaciones de técnicas de control lineal.....	52
1.6.1. Controlador Proporcional Integral (PI)	53
1.6.2. Control de Dos Grados de Libertad (2DOF).....	53
1.6.3. Controlador resonante.....	54
1.6.4. Controlador repetitivo.....	54
1.7. Conexión de inversores en paralelo.	55
1.7.1. Requisitos para conexión de inversores en paralelo.....	56
1.7.2. Distribución de carga entre inversores conectados en paralelo...	56
1.7.3. Descripción del sistema de inversores en paralelo y estrategias de control	58
1.7.4. Control de inversores conectados en paralelo en operación en modo isla para sistemas de corriente alterna.	61
1.7.5. Esquemas <i>Droop</i>	61
1.8. Implicaciones de la red.	63
1.9. Conclusiones	64
CAPÍTULO 2. OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS..	67
2.1. Objetivo general	67
2.2. Objetivos específicos	67
2.3. Motivación y Justificación de la Investigación	68
2.4. Hipótesis	69
2.5. Metodología.....	70

CAPÍTULO 3. MODELADO DEL INVERSOR	75
3.1. Modelado del inversor	75
3.1.1. Promediado en el espacio de estado.....	75
3.1.2. Modelo del conmutador PWM.....	75
3.2. Modelo del conmutador PWM en Modo de Conducción Continua (CCM).....	76
3.3. Modelo del inversor en operación conectado en modo isla..	77
3.3.1. Modelo de pequeña señal del inversor implementado	78
3.4. Conclusiones	80
CAPÍTULO 4. CONFIGURACIONES DE CONTROL PARA EL INVERSOR	83
4.1. Diseño del controlador del lazo de corriente.....	88
4.2. Diseño de controladores del lazo de tensión.....	90
4.2.1. Controlador PI	91
4.2.2. Control PI+CRes.....	93
4.2.3. Control PI+CR.....	96
4.2.4. Controlador repetitivo para armónicos impares.....	99
4.2.5. Diseño del controlador PI+CR:.....	102
4.2.6. Control 2DOF	104
4.2.7. Diseño del control 2DOF.....	108
4.2.8. Representación de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor.....	113
4.2.9. Diseño del control 2DOF+CR	115
4.2.10. Diseño del control 2DOF+CRes.....	119
4.2.11. Controlador PI-P+CRes.....	126
4.3. Conclusiones.....	134
CAPÍTULO 5. RESULTADOS DE SIMULACIONES DEL INVERSOR	139
5.1. Simulaciones del inversor para cargas lineales.....	139
5.1.1. Simulaciones con carga resistiva (R)	140
5.1.2. Simulaciones con carga R-L.....	141
5.1.3. Simulaciones con carga R-C.....	145
5.2. Simulaciones del inversor para carga no lineal.....	148
5.2.1. Simulaciones para $R=680\Omega$ ($FC=4.6$).....	149
5.2.2. Simulaciones para $R=1020\Omega$ ($FC=4.9$).....	152
5.2.3. Simulaciones para $R=1360\Omega$ ($FC=5.3$).....	155
5.2.4. Simulaciones para $R=1700\Omega$ ($FC=5.7$).....	158

5.3. Conclusiones.....	161
CAPÍTULO 6. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL INVERSOR	165
6.1. Resultados experimentales para cargas lineales.....	166
6.1.1. Resultados con carga resistiva (R)	166
6.1.2. Resultados con carga R-L	167
6.1.3. Resultados con carga R-C.....	172
6.2. Resultados experimentales para carga no lineal.....	175
6.2.1. Resultados con $R=680\Omega$ (FC=4.6)	175
6.2.2. Resultados con $R=1020\Omega$ (FC=4.9)	180
6.2.3. Resultados con $R=1360\Omega$ (FC=5.3)	183
6.2.4. Resultados con $R=1700\Omega$ (FC=5.7)	188
6.3. Conclusiones.....	194
CAPÍTULO 7. ESQUEMAS DROOP	197
7.1. Esquemas droop	197
7.1.1. Análisis de flujo de potencia para impedancia de salida resistiva.	200
7.1.2. Análisis de flujo de potencia para impedancia de salida inductiva.	201
7.2. Cálculo de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor.....	203
7.2.1. Lazo de impedancia virtual	204
7.3. Implementación de esquemas droop.	211
7.3.1. Simulaciones con controlador PI.....	212
7.3.2. Simulaciones con controlador PI+CRes.....	217
7.3.3. Simulaciones con control 2DOF+CRes	223
7.3.4. Simulaciones con controlador PI+CR	228
7.3.5. Simulaciones con control 2DOF+CR.....	234
7.3.6. Simulaciones con controlador PI-P+CRes	240
7.3.7. Pruebas ante cambios de carga.....	244
7.4. Conclusiones.....	247
CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS. ...	251
8.1. Conclusiones.....	251
8.2. Líneas futuras de investigación	255
ANEXOS	259
A.1. Diseño de elementos pasivos del inversor	259

<i>REFERENCIAS Y PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS</i>	<i>269</i>
<i>PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS</i>	<i>279</i>

Tabla de Figuras

Fig. 1.1. Capacidad total instalada de energía eólica en el mundo [3].	38
Fig. 1.2. Producción de energía eléctrica del viento (escenario y proyecciones de la industria EWEA).	39
Fig. 1.3. Evolución de los costos de turbinas eólicas en Dinamarca y Alemania, en función del aumento de venta de aerogeneradores [4].	39
Fig. 1.4. Curvas características I-V y P_{\max} -V	41
Fig. 1.5. Evolución de la potencia instalada a partir de IGF en el mundo.	41
Fig. 1.6. Evolución del costo de los módulos PV en función de la cantidad de módulos instalados [5].	42
Fig. 1.7. Topología de una microrred	43
Fig. 1.8. Carga no lineal	46
Fig. 1.9. Propagación armónica en un sistema de potencia debido a una carga no lineal.	47
Fig. 1.10. Principales formas de onda de la modulación bipolar. (a) Comparación de señal sinusoidal con una señal portadora triangular, (b) señal de tensión de salida modulada, PWM.	51
Fig. 1.11. Principales formas de onda de la modulación unipolar. (a) Comparación de señal sinusoidal con una señal portadora triangular, (b) señal de tensión de salida modulada, PWM.	52
Fig. 1.12. Esquema básico con controlador Proporcional Integral (PI)	53
Fig. 1.13. Esquema básico con controlador de Dos Grados de Libertad (2DOF)	54
Fig. 1.14. Esquema básico de un controlador repetitivo.	55
Fig. 1.15. Inversores conectados en paralelo y alimentando diferentes tipos de carga	59
Fig. 1.16. Sistema inversor	60
Fig. 1.17. (a) Flujo de potencia en una línea, (b) diagrama fasorial.	62
Fig. 3.1. Célula de conmutación básica.	76
Fig. 3.2. Modelo equivalente del punto de operación del conmutador PWM en CCM.	77
Fig. 3.3. Circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en CCM.	77
Fig. 3.4. Esquema del circuito del inversor para operación en conexión modo isla.	78
Fig. 3.5. Modelo equivalente del punto de operación del inversor.	79
Fig. 4.1. Diagrama de bloques del inversor operando en modo isla.	84
Fig. 4.2. Esquema de control de corriente media ACC para inversor.	85
Fig. 4.3. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{v_o_d}(s)$.	87

Fig. 4.4. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{I_d}(s)$	87
Fig. 4.5. Diagrama de Bode del lazo de corriente.....	89
Fig. 4.6. Control ACC con controlador PI.....	91
Fig. 4.7. Respuesta del sistema a una entrada de referencia escalón con controlador PI	92
Fig. 4.8. Respuesta del sistema a una entrada de perturbación escalón con controlador PI.....	92
Fig. 4.9. Diagrama de Bode de ganancia lazo de tensión T_v empleando controlador PI	93
Fig. 4.10. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o - v_{ref}$ con controlador PI	94
Fig. 4.11. Control ACC en configuración PI+CRes	94
Fig. 4.12. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v empleando controlador PI+CRes	95
Fig. 4.13. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o - v_{ref}$ con controlador PI+CRes.	96
Fig. 4.14. Esquema básico de un control repetitivo para disminución de armónicos pares e impares.....	97
Fig. 4.15. Diagrama de Bode del comportamiento general del control repetitivo para armónicos pares e impares.	98
Fig. 4.16. Esquema básico de un control repetitivo con filtro pasa bajas tipo IIR para armónicos pares e impares.	98
Fig. 4.17. Diagrama de Bode del comportamiento general del control repetitivo con la adición de un filtro pasa bajas tipo IIR.	99
Fig. 4.18. Esquema básico de un control repetitivo para armónicos impares.	99
Fig. 4.19. Esquema básico de un control repetitivo con filtro pasa bajas tipo IIR para armónicos impares.....	100
Fig. 4.20. Diagrama de Bode del comportamiento general del control repetitivo para armónicos impares.....	100
Fig. 4.21. Diagrama de Bode del control repetitivo para armónicos impares con la adición de un filtro pasa bajas tipo IIR.....	101
Fig. 4.22. Control ACC en configuración PI+CR.....	101
Fig. 4.23. Detalle del controlador repetitivo en configuración ACC.	102
Fig. 4.24. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo de tensión T_v empleando controlador PI+CR.	103
Fig. 4.25. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o - v_{ref}$ empleando controlador PI+CR.	104
Fig. 4.26. Diagrama de bloques en configuración en cascada para un control 2DOF.	105
Fig. 4.27. Esquema reducido del control 2DOF	105
Fig. 4.28. (a) Reducción con álgebra de bloques, (b) diagrama equivalente para el esquema de control 2DOF cuando la perturbación definida por $\mathbf{ps} = \mathbf{0}$	106

Fig. 4.29. Diagrama equivalente del esquema de control 2DOF para $\mathbf{v}_{ref} = \mathbf{0}$.	107
Fig. 4.30. Respuesta del controlador 2DOF para entrada de referencia escalón.	110
Fig. 4.31. Respuesta del controlador 2DOF para entrada de perturbación escalón.	111
Fig. 4.32. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v con la implementación del control 2DOF.	112
Fig. 4.33. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v con la aplicación del control 2DOF y controlador PI.	112
Fig. 4.34. Diagrama de Bode de $v_o_v_{ref}$ con la implementación del control 2DOF y controlador PI.	113
Fig. 4.35. Diagrama de Bode de la impedancia de la salida del inversor en lazo cerrado Z_{olc} , para el control 2DOF y controlador PI.	114
Fig. 4.36. Diagrama de bloques en configuración en cascada para el control 2DOF+CR.	115
Fig. 4.37. (a) Diagrama general del esquema de control 2DOF+CR, (b) Reducción del esquema de control empleando álgebra de bloques, (c) Diagrama equivalente para el cálculo del lazo de tensión T_v (s), para la configuración de control 2DOF+CR.	116
Fig. 4.38. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control 2DOF+CR y PI+CR.	118
Fig. 4.39. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o_v_{ref}$ para el control 2DOF+CR y PI+CR.	118
Fig. 4.40. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control 2DOF+CR y controlador PI+CR.	119
Fig. 4.41. Diagrama de bloques en configuración cascada para un control 2DOF+CRes.	120
Fig. 4.42. (a) Representación general del esquema de control 2FOF+CRes, (b) Reducción del sistema empleando álgebra de bloques, (c) Diagrama equivalente para el cálculo del lazo de tensión T_v (s) en una configuración 2DOF+CRes.	121
Fig. 4.43. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control 2DOF+CRes y controlador PI+CRes.	122
Fig. 4.44. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o_v_{ref}$ para el control 2DOF+CRes y PI+CRes.	123
Fig. 4.45. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control 2DOF+CRes y controlador PI+CRes.	124
Fig. 4.46. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control 2DOF+CR y control 2DOF+CRes.	124
Fig. 4.47. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o_v_{ref}$ para el control 2DOF+CRes y 2DOF+CR.	125
Fig. 4.48. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control 2DOF+CRes y 2DOF+CR.	126
Fig. 4.49. Diagrama de bloques en configuración en cascada para un control PI-P+CRes.	127

Fig. 4.50. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control PI+CRes y PI-P+CRes con parámetros similares de diseño en resonantes.....	129
Fig. 4.51. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el controlador PI+CRes y PI-P+CRes con un número menor de resonantes en la configuración de control PI+CRes.	130
Fig. 4.52. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o_v_{ref}$ para el control PI+CRes y PI-P+CRes con un número menor de resonantes en la configuración de control PI+CRes.	131
Fig. 4.53. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado ($Z_{o c}$) para el control PI-P+CRes y PI+CRes, con un número menor de resonantes en la configuración de control PI+CRes.	132
Fig. 4.54. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el controlador PI-P+CRes y 2DOF+CR.	132
Fig. 4.55. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o_v_{ref}$ para el control PI-P+CRes y 2DOF+CR.	133
Fig. 4.56. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado ($Z_{o c}$) para el control PI-P+CRes y 2DOF+CR.	134
Fig. 5.1. Diagrama de bloques del circuito que se simuló	139
Fig. 5.2. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor ante cambios de carga con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.	140
Fig. 5.3. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga puramente resistiva con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.	141
Fig. 5.4. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión.	141
Fig. 5.5. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión.	142
Fig. 5.6. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión.	143
Fig. 5.7. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión.	143
Fig. 5.8. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.	144
Fig. 5.9. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión.	144

Fig. 5.10. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión.....	145
Fig. 5.11. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión.....	146
Fig. 5.12. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión.....	146
Fig. 5.13. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión.....	147
Fig. 5.14. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.....	147
Fig. 5.15. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión.....	148
Fig. 5.16. Estructura de la carga no lineal que se conectó al inversor.....	149
Fig. 5.17. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	149
Fig. 5.18. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	150
Fig. 5.19. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	150
Fig. 5.20. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	151
Fig. 5.21. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	151
Fig. 5.22. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	152
Fig. 5.23. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	152
Fig. 5.24. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	153
Fig. 5.25. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	153
Fig. 5.26. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	154
Fig. 5.27. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	154

Fig. 5.28. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	155
Fig. 5.29. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	155
Fig. 5.30. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	156
Fig. 5.31. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	156
Fig. 5.32. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	157
Fig. 5.33. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	157
Fig. 5.34. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	158
Fig. 5.35. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	158
Fig. 5.36. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	159
Fig. 5.37. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	159
Fig. 5.38. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	160
Fig. 5.39. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	160
Fig. 5.40. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	161
Fig. 6.1. Montaje experimental.	165
Fig. 6.2. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor ante cambios de carga con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.	166
Fig. 6.3. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THD _v =0.8% y F.P=1.0.	167
Fig. 6.4. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THD _v =0.5% y F.P=1.0.	168
Fig. 6.5. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THD _v =0.7% y F.P=0.83.	168

Fig. 6.6. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THDv=0.7% y F.P=0.83 atrasado.	169
Fig. 6.7. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THDv=1.5% y F.P=0.83 atrasado.	170
Fig. 6.8. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THDv=1.1% y F.P=0.83 atrasado.	170
Fig. 6.9. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THDv=1.3% y F.P=0.83 atrasado.	171
Fig. 6.10. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THDv=1.1% y F.P=0.83 atrasado.	171
Fig. 6.11. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un THDv=0.3% y F.P=0.6 adelantado.	172
Fig. 6.12. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un THDv=0.3% y F.P=0.6 adelantado.	173
Fig. 6.13. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un THDv=0.3% y F.P=0.6 adelantado.	173
Fig. 6.14. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un THDv=0.4% y F.P=0.6 adelantado.	174
Fig. 6.15. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un THDv=0.2% y F.P=0.6 adelantado.	174
Fig. 6.16. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un THDv=0.4% y F.P=0.6 adelantado.	175
Fig. 6.17. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THDv=13.2%.	176
Fig. 6.18. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación	

de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =4.9%.....	176
Fig. 6.19. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =4.6%.....	177
Fig. 6.20. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =4.2%.....	178
Fig. 6.21. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =2.7%.....	178
Fig. 6.22. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =2.3%.....	179
Fig. 6.23. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con R=680Ω, C=96 μF y FC=4.6.....	179
Fig. 6.24. (izquierda) formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =11.8%.....	180
Fig. 6.25. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =4.6%.....	181
Fig. 6.26. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =4.2%.....	181
Fig. 6.27. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =4.0%.....	182
Fig. 6.28. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =2.4%.....	182
Fig. 6.29. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =1.9%.....	183

Fig. 6.30. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con $R=1020\Omega$, $C=96\mu F$ y $FC=4.9$	184
Fig. 6.31. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal. Presentándose un $THD_v=9.1\%$	184
Fig. 6.32. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=4.2\%$	185
Fig. 6.33. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=3.9\%$	186
Fig. 6.34. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=3.7\%$	186
Fig. 6.35. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=2.1\%$	187
Fig. 6.36. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=1.6\%$	187
Fig. 6.37. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con $R=1360\Omega$, $C=96\mu F$ y $FC=5.3$	188
Fig. 6.38. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=8.1\%$	189
Fig. 6.39. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=3.6\%$	189
Fig. 6.40. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=3.2\%$	190
Fig. 6.41. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación	

de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =2.9%.....	190
Fig. 6.42. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =1.8%.....	191
Fig. 6.43. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD _v =1.4%.....	192
Fig. 6.44. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con R=1700Ω, C=96μF y FC=5.7.....	192
Fig. 7.1. Esquema <i>droop</i> convencional	197
Fig. 7.2. Esquema <i>droop</i> convencional inductivo	199
Fig. 7.3. Esquema <i>droop</i> convencional resistivo	199
Fig. 7.4. Modelo de pequeña señal con los lazos de control T _i y T _v	199
Fig. 7.5. Circuito equivalente de una unidad de DG conectada a un punto común de un bus de AC.....	200
Fig. 7.6. Características de tensión y frecuencia del <i>Droop</i> control resistivo.....	201
Fig. 7.7. Características de tensión y frecuencia del <i>Droop</i> control inductivo.	202
Fig. 7.8. Diagrama de bloques del sistema de lazo cerrado incluyendo el lazo de impedancia virtual y el esquema <i>droop</i>	205
Fig. 7.9. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z _{olc} con controlador PI.....	206
Fig. 7.10. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z _{olc} con controlador PI+CRes.	207
Fig. 7.11. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z _{olc} con controlador PI+CR.....	208
Fig. 7.12. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z _{olc} con controlador 2DOF+CR	209
Fig. 7.13. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z _{olc} con controlador 2DOF+CRes.....	210
Fig. 7.14. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z _{olc} con controlador PI-P+CRes	211
Fig. 7.15. Esquema de conexión de dos inversores en paralelo.....	212
Fig. 7.16. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva. ..	213
Fig. 7.17. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.....	214

Fig. 7.18. Formas de onda de tensión, corriente, potencias activa y reactiva de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	214
Fig. 7.19. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	215
Fig. 7.20. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	216
Fig. 7.21. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	216
Fig. 7.22. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	217
Fig. 7. 23. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	218
Fig. 7. 24. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva	218
Fig. 7.25. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	219
Fig. 7.26. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	220
Fig. 7.27. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	220
Fig. 7.28. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva	221
Fig. 7.29. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	222
Fig. 7.30. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	222
Fig. 7.31. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	223
Fig. 7.32. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	224

Fig. 7.33. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	224
Fig. 7.34. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	225
Fig. 7.35. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	225
Fig. 7.36. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	226
Fig.7.37. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	227
Fig.7.38. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	227
Fig. 7.39. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	228
Fig. 7.40. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	229
Fig. 7.41. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	229
Fig. 7.42. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	230
Fig. 7.43. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	231
Fig. 7.44. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	231
Fig. 7.45. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	232
Fig. 7.46. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.	233

Fig. 7.47. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	233
Fig. 7.48. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	234
Fig. 7.49. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	235
Fig. 7.50. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.	235
Fig. 7.51. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.....	236
Fig. 7.52. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	237
Fig. 7.53. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	237
Fig.7.54. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	238
Fig. 7.55. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	239
Fig. 7.56. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.	239
Fig. 7.57. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva	240
Fig. 7.58. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.....	241
Fig. 7.59. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.....	241
Fig. 7.60. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva	242

Fig. 7.61. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.	243
Fig. 7.62. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	243
Fig. 7.63. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.....	244
Fig. 7.64. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal.....	245
Fig. 7.65. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+Repetitivo en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal.....	245
Fig. 7.66. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal.....	246
Fig. 7.67. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal	246
Fig. A-1.1. Esquema del filtro LC.....	259
Fig. A-1.2. Esquema del inversor a puente completo con C_{DC_LINK}	262
Fig. A-2.1. Prototipo Inversor.	263
Fig. A-3.1. Tarjeta de propósito general para el <i>DSP TMS320F28335</i>	264
Fig. A-4.1. Equipo de laboratorio.....	265

CAPÍTULO I

Estado de la Técnica

CAPÍTULO 1. ESTADO DE LA TÉCNICA

Actualmente y como consecuencia del aumento en el consumo de energía eléctrica y la disminución de recursos energéticos no renovables, se está apoyando fuertemente el desarrollo de nuevas estrategias de generación de energía eléctrica que de forma paralela se sumen a las ya existentes. Estas nuevas estrategias tienen su fundamento en tecnologías renovables, que hasta hace algunos años no parecían ser viables dentro de los esquemas tradicionales de generación de energía eléctrica donde básicamente ésta se obtiene por medio de la utilización de combustibles fósiles. Sin embargo, hoy en día las tecnologías renovables están despertando un gran interés en varias naciones que ven como una opción viable y en forma paralela la utilización de éstas dentro de los esquemas de generación ya existentes. Es decir, se está promoviendo diversificar la oferta energética basadas en fuentes renovables tales como: la energía solar y eólica, que en un futuro jugarán un papel muy importante dentro de los nuevos esquemas y estrategias tecnológico-ambientales y organizacionales que se están promoviendo en el sistema energético global.[1].

Las nuevas estrategias de generación de energía eléctrica, están permitiendo que a los sistemas de generación ya existente se puedan sumar sistemas de generación de energía eléctrica de menor capacidad, basados fundamentalmente en energías renovables, que fundamentalmente se puedan sumar a la contribución de energía eléctrica de la red o que en su momento puedan trabajar en forma autónoma proporcionando energía directamente al usuario, haciendo más flexibles los esquemas de distribución de energía ya existentes. Bajo este nuevo esquema denominado Generación Distribuida (DG) [2] es posible que el suministro de energía se pueda llevar a cabo de forma más apropiada ya que estas pequeñas unidades de generación se podrían encontrar situadas de tal manera, que estratégicamente el suministro proporcionado por éstas esté dirigido a consumidores que se encuentren ubicados en regiones geográficamente aisladas. Convirtiéndose este tipo de generación en una opción tecnológicamente viable en estas situaciones.

Las fuentes de DG pueden ser minigeneradores eólicos, paneles solares, instrumentos geotérmicos, microturbinas hidráulicas, sistemas de cogeneración (electricidad y calor) y trigeneración (electricidad, calor y frío) y dispositivos de almacenamiento energético como baterías o almacenamiento térmico como los acumuladores de calor. Algunas de las fuentes renovables que más están impactando en la actualidad se describen a continuación:

1.1. La energía eólica

La energía eólica se obtiene básicamente del viento, es decir, la energía cinética generada por efecto de las corrientes de aire. En la actualidad, la energía eólica es utilizada principalmente para producir energía eléctrica mediante aerogeneradores. La energía eólica es un recurso abundante, renovable, limpio y ayuda a disminuir las emisiones de gases de efecto invernadero al remplazar termoeléctricas que operan a base de combustibles fósiles, lo que la convierte en un tipo de energía no contaminante. Sin embargo, el principal inconveniente es su intermitencia.

La potencia eólica instalada ha crecido enormemente en los últimos 10 años según se muestra en la Fig. 1.1. Para principios de 2010, cerca de 140 GW de potencia de aerogeneradores estaban operando en todo el mundo. Sin embargo, la contribución al suministro mundial de electricidad es todavía pequeña. En la Unión Europea, quien se encuentra a la cabeza en este sector es Alemania con una potencia total instalada de 25MW, seguido de España con una capacidad instalada de 18 MW.



Fig. 1.1. Capacidad total instalada de energía eólica en el mundo [3].

La Fig. 1.2 muestra un panorama de producción de energía eléctrica del viento y su contribución al consumo de electricidad en la unión europea (proyecciones del escenario de la industria EWEA).

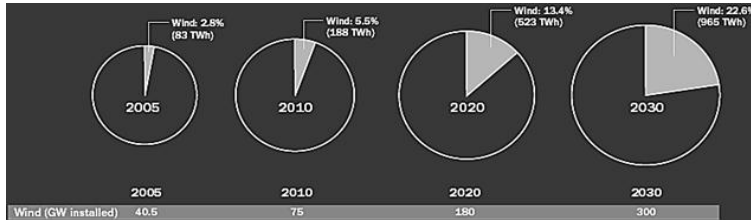


Fig. 1.2. Producción de energía eléctrica del viento (escenario y proyecciones de la industria EWEA)

Estos escenarios son sólo realistas si las turbinas de viento pueden competir con fuentes de generación convencionales. Es decir, como ejemplo se muestra en la Fig. 1.3 que para la instalación de turbinas eólicas los costes en Dinamarca y Alemania han disminuido considerablemente durante las últimas décadas.

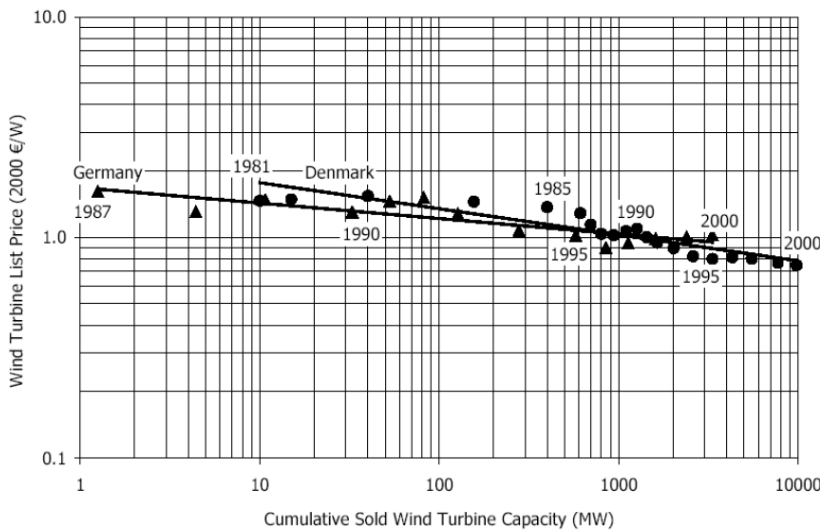


Fig. 1.3. Evolución de los costos de turbinas eólicas en Dinamarca y Alemania, en función del aumento de venta de aerogeneradores [4].

Si bien durante los últimos años los precios de aerogeneradores han aumentado debido a una combinación de los precios del acero de alta y creciente demanda, se espera, sobre la base de la evolución histórica de los precios, que la energía eólica en los sitios donde geográficamente se presenta buen viento, resulte competitiva su instalación con respecto a las centrales convencionales de energía eléctrica alrededor del año 2015.

1.2. La energía fotovoltaica

La energía solar es la energía obtenida mediante la captación de la luz y el calor emitidos por el Sol. Una forma de captar este tipo de energía, es a través de celdas fotovoltaicas, con lo cual a éste tipo de energía se le suele llamar energía solar fotovoltaica. Y se refiere a la electricidad producida por la transformación de una parte de la radiación solar con una célula fotoeléctrica, que básicamente es un componente electrónico que, expuesto a la luz (fotones), genera una tensión. Al grupo de células fotoeléctricas interconectadas para captar la energía solar se le conoce como panel fotovoltaico. Los paneles fotovoltaicos consisten en una red de células solares conectadas como circuito en serie para aumentar la tensión de salida hasta el valor deseado, la tensión de salida de cada uno de estos módulos oscila entre 20V y 40V para potencias comprendidas entre 50W y 400W a la vez que se conectan varias redes como circuito paralelo para aumentar la corriente eléctrica que es capaz de proporcionar el dispositivo. La Fig. 1.4 muestra una curva característica de fabricante que relaciona corriente-tensión (I-V), así como potencia tensión (P-V) de un modulo fotovoltaico de silicio monocristalino de 130W de potencia nominal.

La energía fotovoltaica (PV) tiene un enorme potencial a largo plazo para proporcionar una parte muy significativa de la energía eléctrica requerida. Sin embargo en contraste con la energía eólica la PV está aún lejos de ser competitiva respecto de las fuentes de generación convencionales. Sin embargo, con la ayuda de subsidios, las instalaciones de generación fotovoltaicas (IGF) se han incrementado dramáticamente durante las últimas décadas. Y se espera para 2030 tener una perspectiva a la alza según se puede apreciar en la Fig. 1.5.

La Fig. 1.6 muestra cómo en las últimas décadas los precios de módulos fotovoltaicos se han reducido drásticamente. La energía fotovoltaica podría estar a la par en costos respecto de los precios de la electricidad que se consume en el hogar para el año 2020, si la evolución histórica de precios continuara en el

futuro. Esta opinión es compartida cada vez más por los analistas y los principales proveedores. Sin embargo, en regiones remotas donde no se cuenta con suministro de energía eléctrica, la PV puede ser rentable sin subvenciones ni primas de generación hoy en día.

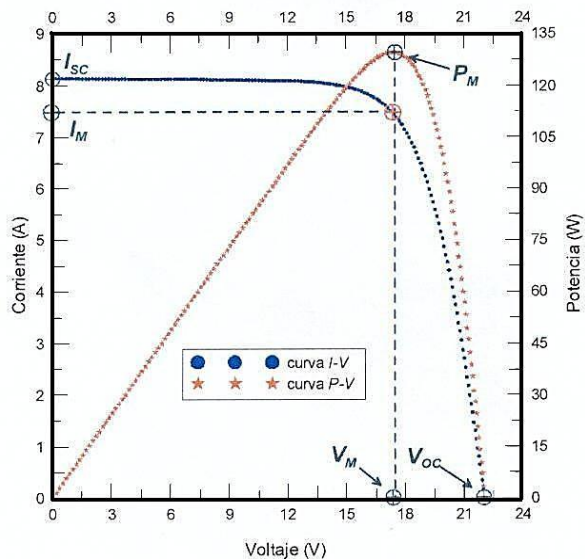


Fig. 1.4. Curvas características I-V y P_{max} -V

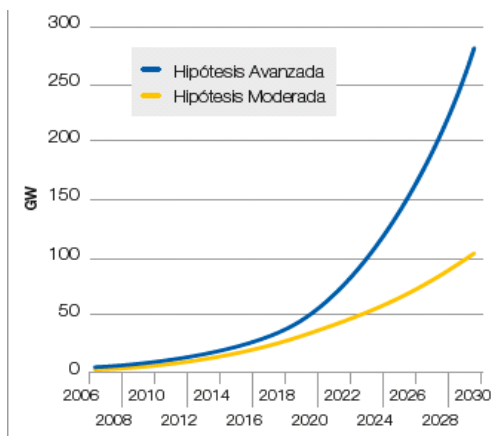


Fig. 1.5. Evolución de la potencia instalada a partir de IGF en el mundo.

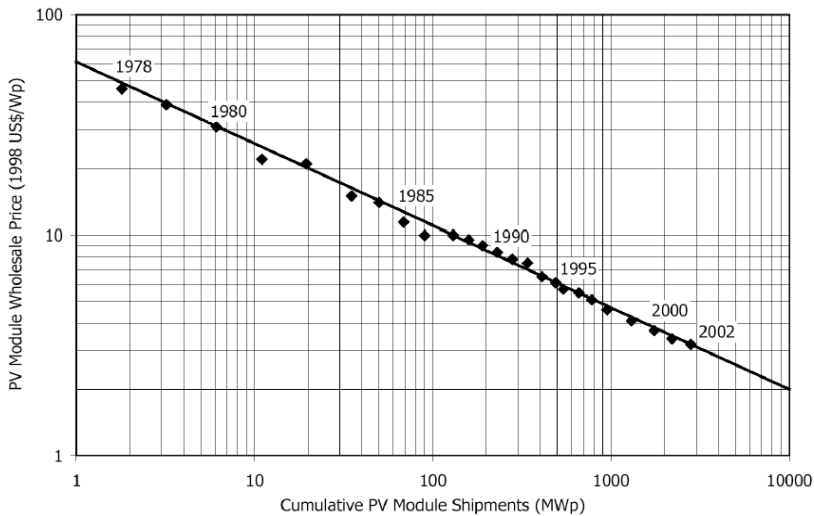


Fig. 1.6. Evolución del costo de los módulos PV en función de la cantidad de módulos instalados [5].

1.3. Las microrredes

Con las nuevas estrategias 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 directamente en ausencia de la misma. A tales interfaces, se les conoce con el nombre de microrredes.

Las microrredes son agrupaciones de recursos de distribución eléctrica y térmica gestionadas desde la propia instalación, que pueden funcionar tanto conectados a la red eléctrica como aislados de la misma. Suponen una potente forma de reorganizar las redes actuales para conseguir un suministro integral de energía y están orientadas a poblaciones de hasta 500 viviendas con una demanda energética de unos miles de kW h/día. También proporcionan suministro eléctrico a comunidades remotas en las que la conexión a la red de distribución es inviable.

Una microrred concebida como un sistema inteligente se basa en conjuntos de fuentes de generación distribuida entre ellas diversas fuentes de energías renovables, y dispositivos de almacenamiento energético y cargas controlables

[6]. La Fig. 1.7 muestra el esquema de una microrred, la cual puede operar conectada a red o en modo isla.

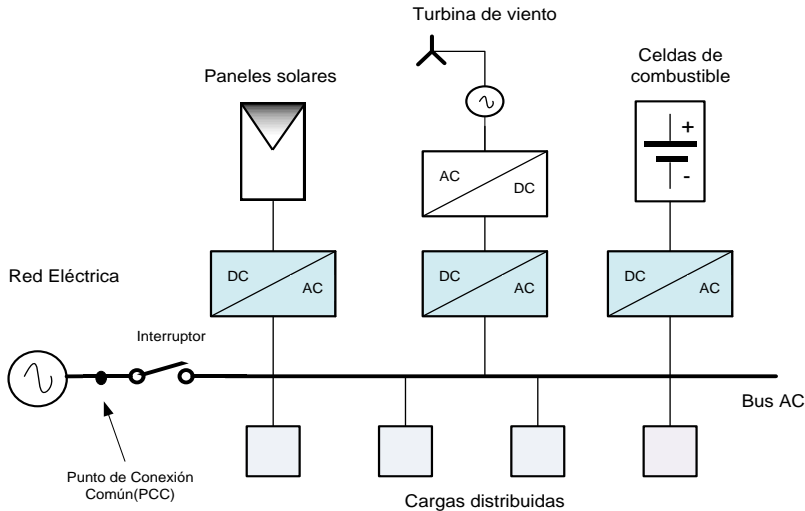


Fig. 1.7. Topología de una microrred

Estos sistemas, que beneficiarían principalmente a los consumidores y al medio ambiente, favorecerían la dependencia de la red eléctrica y aprovecharían de forma más eficaz las energías renovables y los sistemas de almacenamiento. En lo que respecta al medio ambiente, el uso de las microrredes potenciaría la implantación de sistemas alternativos basados en las energías renovables, reduciéndose de este modo las emisiones de gases de efecto invernadero causantes del cambio climático. Sin embargo, aunque existen varios proyectos en todo el mundo, su generalización está dificultada por la ausencia de una normativa legal específica que regule el concepto de microrredes, que a su vez impide que sea económicamente rentable.

La implantación de microrredes puede realizarse en nuevos hospitales, barrios, centros comerciales, edificios de oficinas, polígonos industriales o explotaciones agrícolas, como en países subdesarrollados sin una red eléctrica o poco fiable. Una microrred presenta ventajas tanto para los usuarios como para el medio ambiente, siendo principalmente, las siguientes:

- Mejor calidad del suministro al realizar una regulación de tensión.

- Mayor ahorro al controlar más el consumo y optimizar los elementos del sistema.
- Menor dependencia de la red eléctrica pública al utilizar la energía de forma descentralizada que además contribuye a la disminución de las pérdidas eléctricas.
- Más fiabilidad, especialmente en zonas donde las interrupciones de suministro son frecuentes.
- Suministro energético en lugares donde la red convencional no es posible.
- Beneficios ambientales por el uso de energías renovables con la consiguiente reducción de emisiones de gases de efecto invernadero.
- La eficiencia energética de un conjunto de microrredes además se ve favorecida por el acceso inmediato a las fuentes de generación por su ubicación y el aprovechamiento en red de los diversos sistemas de energía y calor.

Incluso aquellos consumidores que no disfruten de las ventajas directas de las microrredes también podrán beneficiarse de estos sistemas, pues un aumento en el uso de estas supondrá una reducción de costes de energía debido a la reducción de la demanda pico en la red de distribución.

Por otro lado, las microrredes generarán diversos tipos de empleos en su implantación, gestión y mantenimiento así como nuevas oportunidades de negocio para las distribuidoras actuales. En la actualidad la implantación de los sistemas de microrredes en el mercado no dependen de las dificultades científico-técnicas, pues son técnicamente viables, más bien dependen de las voluntades político-comerciales. De este modo y a pesar de todas las posibilidades y beneficios de las microrredes, su expansión se ha visto frenada debido a que no existe una normativa legal que regule su aprovechamiento, es más, desde hace algunos años está pendiente de aprobación un patrón que regule la interconexión entre las fuentes de generación de las energías renovables y la red eléctrica pública.

Las microrredes aún están en vías de mejora en varios campos como son el desarrollo de las comunicaciones de red eléctrica actual, nuevos esquemas de protección o la gestión del equilibrio de generación y consumo a un nivel más local.

1.4. Calidad de energía

En los últimos años se ha incrementado la preocupación por un mejor aprovechamiento de la energía eléctrica, tanto por parte de los productores como de los usuarios. Si bien, los avances en áreas como la electrónica de potencia han permitido aumentar la eficiencia de los equipos eléctricos, estos representan cargas no lineales que pueden deteriorar la calidad de la energía entregada por las compañías generadoras de electricidad, distorsionando la onda fundamental de tensión de 50 Hz. La principal característica por la cual se les denomina cargas no lineales, es la gran distorsión que produce sobre la corriente que le demandan a la línea de alimentación alterna, debido a la generación inherente de armónicos. En este sentido las cargas resistivas, inductivas y capacitivas se consideran cargas lineales, ya que demandan una corriente prácticamente sinusoidal.

Un armónico según la norma IEEE-519, está definido como el contenido de la señal, cuya frecuencia es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental. Su presencia puede ocasionar una gran variedad de problemas, tanto al suministro eléctrico como a los usuarios, por ejemplo: calentamiento de elementos eléctricos, tales como transformadores y conductores (principalmente el hilo neutro). Así como contaminación armónica tal como: resonancias, interferencias electromagnéticas con equipos de conmutación, etc. [7].

A través de normas y estándares como la IEEE-519, se han marcado tolerancias permisibles para los niveles de contaminación armónica producida por cargas no lineales a fin de mantener la calidad de la energía eléctrica. En la norma internacional IEC 1000-3-2, por ejemplo, se establecen los límites para los armónicos de corriente en aquellos aparatos que consumen menos de 16A por fase.

Muchos de los equipos electrónicos como computadoras, producen distorsión armónica, tanto a la tensión como a la corriente del suministro eléctrico, pues poseen fuentes de alimentación que utilizan rectificadores de onda completa para la conversión de corriente alterna (AC) a corriente directa (DC) de manera general, es posible representar una carga no lineal a través del circuito mostrado en la Fig. 1.8.

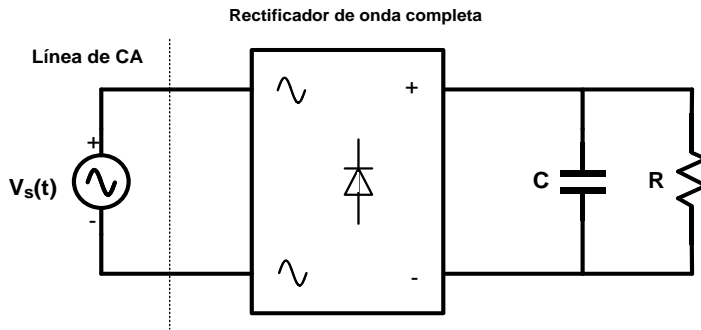


Fig. 1.8. Carga no lineal

Donde C constituye un filtro para obtener una tensión y una corriente continua y R representa el elemento que consume la potencia entregada a la carga no lineal. V_s representa la tensión de salida del inversor monofásico $V_s = \sqrt{2} V_{rms} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ donde V_{rms} representa la tensión eficaz y $\omega = 2\pi f$, siendo f la frecuencia de operación del inversor.

Los armónicos son creados por cargas no lineales que absorben corrientes en impulsos bruscos en vez de hacerlo suavemente en forma sinusoidal. Estos impulsos crean ondas de corriente distorsionadas que originan a su vez corrientes armónicas de retorno hacia otras partes del sistema de alimentación. Los armónicos son corrientes o tensiones cuya frecuencia son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental de la alimentación. En la actualidad, los armónicos son un subproducto de la electrónica moderna, se manifiestan donde hay un gran número de ordenadores personales, motores de velocidad regulable y otros equipos que absorben corriente en forma de impulsos. Cuando hay armónicos la forma de la onda no presenta una forma sinusoidal, la forma de la onda aparece distorsionada y decimos que estas ondas son no sinusoidales.

Una carga no lineal típica como puede ser el controlador de un motor de inducción, alimentado mediante el sistema de suministro eléctrico, demanda corrientes no lineales al sistema. Las componentes armónicas de corriente más significativas inyectadas al sistema por el controlador incluyen el 5th, 7th, 11th y 13th armónico. Si se considera la inductancia de la fuente, la circulación de estas corrientes armónicas produce una gran distorsión en la tensión a lo largo de varios nodos del sistema. Las señales de tensión distorsionadas afectan de forma significativa la operación de todas las cargas conectadas a ese nodo, incluyendo las cargas no lineales. En la mayoría de los casos el problema

originado en un nodo se extiende más allá de éste, abarcando incluso a cargas conectadas a nodos adyacentes, como se ilustra de forma esquemática en la Fig. 1.9.

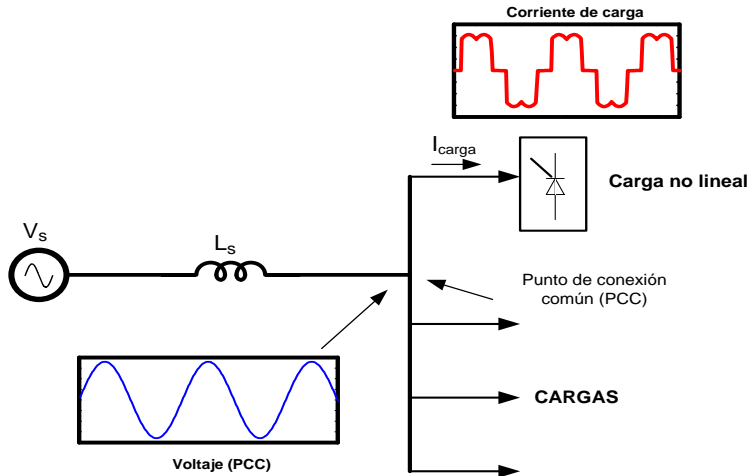


Fig. 1.9. Propagación armónica en un sistema de potencia debido a una carga no lineal.

A. Estándares de Calidad de la Energía

Una vez establecidos algunos de los principales efectos adversos que se presentan en el funcionamiento de los equipos eléctricos cuando son alimentados a través de un suministro de tensión con un nivel de calidad de energía pobre, es necesario adoptar ciertos estándares o guías que indiquen los niveles aceptables de degradación en la calidad de la energía del sistema de distribución.

B. Guías Comerciales

El ANSI y el IEEE han establecido ciertas guías que permiten determinar el contenido aceptable de desbalance y distorsión de los voltajes en los sistemas de potencia, para aplicaciones específicas.

El desbalance de tensión se expresa como un porcentaje de acuerdo a la ecuación (1.1).

$$\%desbalance = \frac{3(V_{a,b,c \max} - V_{a,b,c \min})}{V_a + V_b + V_c} \cdot 100, \tag{1.1}$$

Donde V_{a,b,c_max} es la máxima tensión *rms* de fase y V_{a,b,c_min} es la mínima tensión *rms* de fase.

Debido a los problemas que se pueden generar por la presencia de componentes armónicos en las tensiones del sistema de distribución, citados en la sección anterior, el IEEE ha establecido algunas guías concernientes a la cantidad aceptable de distorsión armónica presente en los sistemas de distribución para media y alta tensión [8], como se muestra en la Tabla 1.1.

Tabla 1.1 Guías para la distorsión de tensión en sistemas de potencia.

Nivel de voltaje del sistema de potencia	*Sistema de potencia dedicado	Sistema de potencia general
Media tensión 2.4 kV – 69kV	8%	5%
Alta tensión 115 kV y más	1.5%	1.5%

**Un sistema de potencia dedicado es aquel que suministra energía solo a convertidores o cargas que no se ven afectadas por la distorsión de tensión.*

El % de distorsión armónica presente en sistemas de distribución para mediana y alta tensión se expresa en la ecuación (1.2).

$$\%_{\text{distorsión}} = \left(\sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}{V_1^2}} \right) \cdot 100 \quad (1.2)$$

Donde V_h es la amplitud del h armónico de voltaje y V_1 es la amplitud de la tensión fundamental.

1.5. Fuentes de conversión de tensión

Dentro de los sistemas eléctricos, los compensadores que basan su operación en la utilización de fuentes de conversión de tensión (VSC's), ofrecen una mayor flexibilidad en el control de la potencia, además de mejorar la estabilidad del sistema en base al control que se tiene sobre la tensión que genera.

Las Fuentes de conversión de tensión, a través de la secuencia de conmutación apropiada, transforman una tensión de DC conectado en sus terminales de entrada, en una tensión de AC de frecuencia, magnitud y fase controlables en sus terminales de salida. Los métodos empleados en el control

de la tensión generada por la VSC, se clasifican de acuerdo al parámetro que modifican. En base a lo anterior se tienen tres categorías principales:

1. Métodos basados en la variación de la ganancia de la VSC, manteniendo constante la tensión de DC.
2. Métodos basados en la variación de la tensión de DC, manteniendo constante la ganancia de la VSC.
3. Métodos basados en la variación de ambos parámetros.

El empleo de una fuente de conversión de tensión DC a AC conocida como inversor, se emplea como interfaz electrónica de potencia dentro del nuevo esquema de generación de energía eléctrica que utiliza las nuevas tecnologías tales como: los sistemas fotovoltaicos, microturbinas, pilas de combustible, sistemas de baterías, etc., resulta ser indispensable, ya que normalmente esta energía se obtiene en DC. Una buena técnica que se emplea para realizar la conversión de tensión de DC a AC es la modulación por ancho de pulso que se describe a continuación:

1.5.1. Modulación por ancho de pulso (PWM).

La Modulación por Ancho de Pulso (PWM) se usa para generar las señales de disparo apropiadas para los interruptores que conforman al convertidor. Las principales ventajas que ofrece la PWM son: el control de la amplitud de la tensión y la frecuencia fundamental a la salida del inversor, y la disminución de los requerimientos de filtrado debido a la minimización de las componentes armónicas. Para generar correctamente la PWM, es indispensable comparar una señal de control o moduladora, que generalmente es una señal sinusoidal, cuya frecuencia es dependiente de la frecuencia de la señal de salida, con respecto a una señal portadora que normalmente es una señal triangular, la cual regula la frecuencia de conmutación de los interruptores.

En general existen dos métodos de conmutación que suelen ser utilizados: conmutación unipolar y bipolar. Particularmente, para la modulación bipolar, las frecuencias armónicas en el espectro de salida se encuentran en m_f según se muestra en la ecuación (1.3) y alrededor de este factor, siendo los demás armónicos múltiplos enteros de m_f , mientras que para modulación unipolar se sitúan en torno a $2m_f$ y se presentan en múltiplos enteros alrededor de dicha cantidad. Basado en este comportamiento, en primera instancia parecería ser más atractiva la modulación unipolar, ya que dada sus características de

funcionamiento se usarían elementos de menor capacidad para el diseño del filtro de salida [9-15]. Sin embargo, la conmutación bipolar puede resultar ventajosa ya que en algunas aplicaciones permite reducir las corrientes en modo común (CMC) [16].

Para explicar la conmutación bipolar y unipolar resulta importante describir algunas expresiones útiles al utilizar PWM, la primera de ellas está asociada con el índice de modulación en frecuencia m_f la cual se define como la relación entre la frecuencia de la portadora (triangular) y la frecuencia de la señal de control moduladora (sinusoidal).

$$\mathbf{m}_f = \frac{f_{\text{portadora}}}{f_{\text{moduladora}}} = \frac{f_{\text{triangular}}}{f_{\text{sinusoidal}}} \quad (1.3)$$

La segunda hace referencia al índice de modulación m_a el cual se define como la relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora.

$$\mathbf{m}_a = \frac{V_{m_moduladora}}{V_{m_portadora}} = \frac{V_{m_sinusoidal}}{V_{m_portadora}} \quad (1.4)$$

Si $m_a \leq 1$ la amplitud de la frecuencia de la fundamental de la tensión de salida V_{ab} es linealmente proporcional a m_a .

$$\mathbf{V}_{ab} = \mathbf{m}_a \cdot \mathbf{V}_{DC} \quad (1.5)$$

Donde V_{DC} es la tensión en la DC_LINK o en la entrada del inversor.

Según la expresión (1.5) se puede controlar la amplitud de la tensión de la fundamental de salida a través de m_a .

Para mostrar el comportamiento de ambos tipos de conmutación se puede optar por utilizar una señal portadora de tipo triangular, aunque se pudo haber utilizado una de diente de sierra, debido a que ambas tienen la característica para generar una señal diente de sierra. 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 [17].

1.5.2. Conmutación bipolar.

En este tipo de conmutación una señal moduladora sinusoidal de baja frecuencia se compara con una señal triangular portadora de alta frecuencia, con lo cual se genera un tren de pulsos que permite el disparo inicial de los

interruptores S1 y S4 y con el complemento de dicho tren de pulsos se dispara los interruptores S2 y S3, lo cual se observa en las Figs. 1.10 (a) y 1.10 (b).

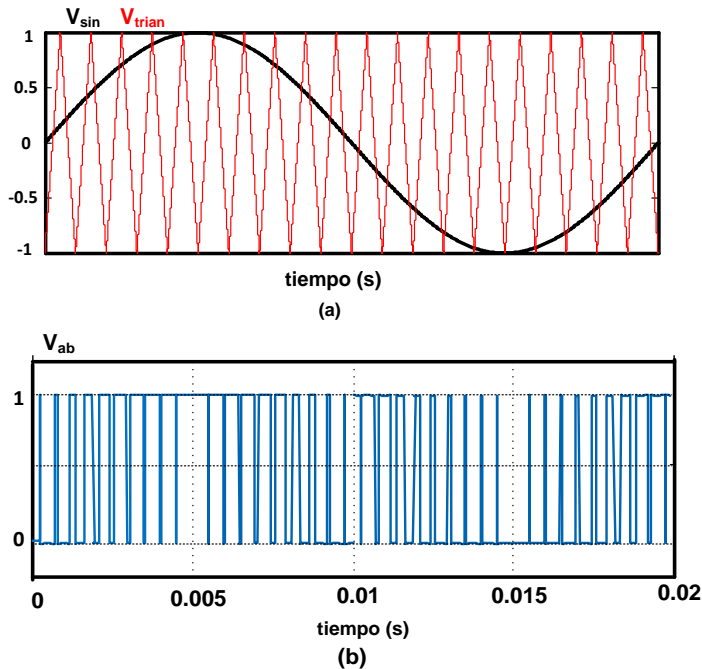


Fig. 1.10. Principales formas de onda de la modulación bipolar. (a) Comparación de señal sinusoidal con una señal portadora triangular, (b) señal de tensión de salida modulada, PWM.

1.5.3. Conmutación unipolar.

En la conmutación unipolar una señal triangular portadora de alta frecuencia se compara con una señal sinusoidal, y el tren de pulsos resultante y su complementario disparan los interruptores S1 y S3 respectivamente, las señales de disparo para los interruptores de la otra rama, S2 y S4, se obtienen de la comparación de la misma señal triangular portadora de alta frecuencia con una sinusoidal desfasada 180° con respecto a la señal sinusoidal original. La señal de salida varía entre V_{DC} y cero, para medio periodo de la señal moduladora, y entre cero y $-V_{DC}$ para la otra mitad. Las señales de comparación, así como la señal de salida se muestran en las Figs. 1.11(a) y 1.11(b).

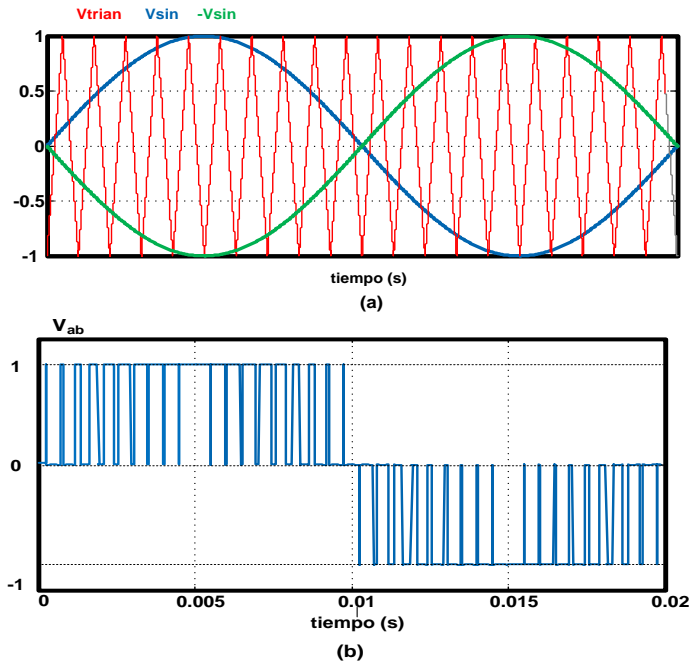


Fig. 1.11. Principales formas de onda de la modulación unipolar. (a) Comparación de señal sinusoidal con una señal portadora triangular, (b) señal de tensión de salida modulada, PWM.

1.6. Soluciones basadas en aplicaciones de técnicas de control lineal

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, la mayoría clasificadas como no clásicas que permiten mantener la forma de onda, frecuencia y amplitud de las señales de tensión y corriente dentro de ciertos rangos permitidos según la norma IEEE 519. Algunas de las técnicas de control que han sido utilizadas para este propósito son las siguientes.

1.6.1. Controlador Proporcional Integral (PI)

El control PI, tiene como propósito obtener una respuesta estable del sistema sin error en estado estacionario. Particularmente la acción integral disminuye y elimina el error en estado estacionario provocado por el modo proporcional. El control integral actúa cuando hay una desviación entre la variable y el punto de consigna, integrando esta desviación en el tiempo y sumándola a la acción proporcional. Su aplicación resulta ser eficiente cuando se emplea alimentando cargas lineales de tipo resistivo, inductivo y capacitivo. Es decir, ante la presencia de cargas lineales es capaz de mantener la forma de onda, la frecuencia y la amplitud de la señal que se entrega a la carga de acuerdo con la norma IEEE 519 [8]. El esquema de la Fig. 1.12 muestra la configuración de control básica con controlador PI.

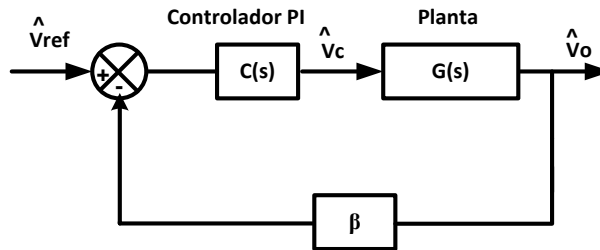


Fig. 1.12. Esquema básico con controlador Proporcional Integral (PI)

1.6.2. Control de Dos Grados de Libertad (2DOF).

La técnica de control 2DOF permite hacer frente tanto a las perturbaciones en el sistema, como a los cambios en la señal de consigna es decir, bajo esta técnica se busca procesar de forma independiente las señales de referencia y de salida, teniéndose por lo tanto diferentes métodos de sintonización. Por esta razón, la implementación de esta técnica resulta tener mayor robustez en comparación con la de un grado de libertad [18-19]. Desde un punto de vista formal, se definen los grados de libertad de un sistema de control como el número de funciones de transferencia de lazo cerrado que pueden seleccionarse de manera independiente. El esquema de la Fig. 1.13 muestra la configuración 2DOF.

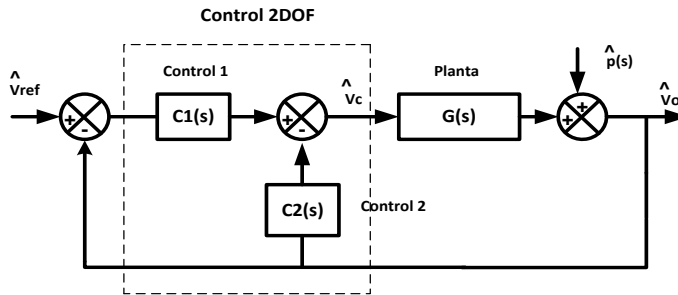


Fig. 1.13. Esquema básico con controlador de Dos Grados de Libertad (2DOF)

1.6.3. Controlador resonante.

El controlador resonante basa su principio de funcionamiento en los denominados Integradores Generalizados [20-23]. Esta técnica consiste básicamente en aplicar filtros resonantes de segundo orden a las frecuencias que se desea compensar, de manera que la ganancia a estas frecuencias resulta ser muy elevada, consiguiendo así un buen seguimiento de las corrientes armónicas de referencia. Para un funcionamiento adecuado de estos filtros, estos se acompañan normalmente de una acción de control que puede ser proporcional (P) o proporcional integral (PI). Lo cual da como resultado la suma de una acción proporcional o proporcional-integral más la acción de los integradores generalizados a las frecuencias deseadas.

1.6.4. Controlador repetitivo

El controlador repetitivo basa su funcionamiento en el principio del modelo interno (IMP) y tiene como objetivo el diseño de controladores capaces de seguir referencias periódicas así como el rechazo de perturbaciones que presenten periodicidad. Básicamente el control repetitivo, está conformado por un retardo e^{-sT} que conjuntamente con una realimentación positiva, introduce una elevada ganancia a las frecuencias armónicas [24-27]. Al igual que en el caso del diseño del controlador resonante, el controlador repetitivo para un funcionamiento adecuado se acompaña de una acción de control que puede ser proporcional (P) o proporcional integral (PI). Lo cual da como resultado la suma de una acción proporcional o proporcional-integral más la acción del controlador repetitivo a las frecuencias deseadas. En la Fig. 1.14 se muestra de forma general el esquema para este tipo de controlador:

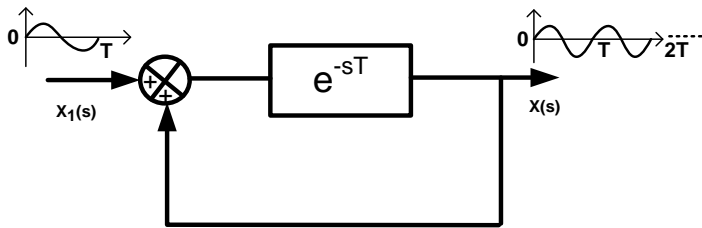


Fig. 1.14. Esquema básico de un controlador repetitivo.

1.7. Conexión de inversores en paralelo.

Desde ya hace varias décadas se ha manejado el funcionamiento en paralelo de las centrales eléctricas que conforman la red eléctrica, con la finalidad de satisfacer incrementos de demanda de energía eléctrica por parte de los diferentes tipos de usuarios. Sin embargo, la conexión en paralelo de fuentes de tensión trabajando como inversores en aplicaciones aisladas o en operación *islanding*, resulta ser en la actualidad un tema relativamente nuevo en la investigación, es decir:

El funcionamiento en paralelo de los inversores operando como fuentes de tensión se ha desarrollado en Sistemas de Alimentación Ininterrumpida (UPS), donde los inversores conectados en paralelo son utilizados para mejorar la fiabilidad de los sistemas de UPS por medio de su redundancia.

Recientemente, el funcionamiento de inversores en paralelo se está extendiendo a varias pequeñas aplicaciones de sistema que operan en modo de isla, tales como las fuentes de energía auxiliar que operan en trenes o buques, así como en microrredes que utilizan como fuente de alimentación a los sistemas fotovoltaicos, pequeñas turbinas de viento o microturbinas, baterías y pilas de combustible.

Además, inversores conectados en paralelo pueden contribuir al control de la tensión en secciones de la red débil, con las mismas técnicas que utilizan para mantener la tensión de las redes que operan en modo isla.

Finalmente, como la presencia de los generadores distribuidos se ha incrementado en la interconexión con la red eléctrica, actualmente, ya no resulta factible que estos puedan ser controlados exclusivamente por las centrales eléctricas. Por lo tanto, también la contribución en el control de la tensión y de

la frecuencia de pequeños generadores distribuidos interconectados a la red eléctrica resulta ser un tema de interés y debe de estar previsto su estudio e investigación.

1.7.1. Requisitos para conexión de inversores en paralelo

El requisito principal para la conexión de inversores en paralelo radica en su fiabilidad y flexibilidad que los hacen muy atractivos para las diversas aplicaciones mencionadas anteriormente. El objetivo de la fiabilidad y la flexibilidad se basa en los siguientes requisitos:

- La operación de inversores conectados en paralelo debe ser tolerante a fallos y robusta, requiriendo una operación realmente redundante. Así, los inversores en paralelo no deben compartir la función de control crítico.
- Al Compartir la carga entre los inversores, no se deben utilizar sistemas de comunicación complejos, ya que la necesidad de una infraestructura de comunicación compleja reduce tanto la flexibilidad como la fiabilidad del sistema y aumenta los costos de instalación.
- El sistema debería ser modular y fácil de ampliar.
- Los inversores conectados en paralelo deben ser capaces de operar tanto en paralelo con la red, así como en un sistema aislado. La conexión y la desconexión de un sistema aislado con la red se debe producir sin la comunicación con los inversores conectados en paralelo. Idealmente, los inversores no deben tener diferentes modos de funcionamiento para la conexión a la red eléctrica o en operación modo isla, eliminando así la necesidad de que cada inversor tenga que manejar información del estado que guarda la sección de la red a la que habrá de conectarse. Alternativamente, en los diferentes modos de operación, cada inversor debe poder detectar con precisión si el sistema está conectado a la red o se encuentra operando de forma aislada.

1.7.2. Distribución de carga entre inversores conectados en paralelo

El funcionamiento estable de un sistema de conversión con unidades operando en paralelo, depende básicamente del control de la potencia activa P_a y reactiva Q que conlleva a un buen control de la tensión y la frecuencia. Como la tensión y la frecuencia del sistema de suministro de energía eléctrica deben ser

controladas por el conjunto de unidades de conversión, la cooperación entre las diferentes unidades es indispensable.

Por otra parte, es recomendable que el reparto de potencia entre inversores sea proporcional a su potencia nominal con la finalidad de incrementar la eficiencia del sistema.

Tradicionalmente, el reparto de la potencia se consigue mediante el uso de la técnica maestro-esclavo solución, donde una unidad de control maestro de todo el sistema coordina a las unidades de esclavos para suministrar una cantidad predefinida de potencia activa y reactiva. Este sistema requiere comunicación amplia, siendo el mayor inconveniente de esta solución, especialmente cuando hay una gran cantidad de pequeñas unidades.

Sin embargo, el logro del objetivo de fiabilidad y flexibilidad en un sistema de corriente alterna que se compone de varios inversores conectados en paralelo impide el manejo de un control único, esto es, el control no debe depender de la comunicación de señales entre las diferentes unidades conectadas en paralelo. Por lo que es recomendable que el control se base únicamente en la información que este disponible a nivel local en el inversor, debido a los siguientes factores [28-29]:

- En muchas aplicaciones, la distancia entre las distintas unidades hace que la comunicación de información entre los inversores sea poco práctica y costosa.
- Reparación, mantenimiento o sustitución de las unidades de inversor que no tiene señal de interconexión se logra fácilmente sin interrumpir la operación del sistema.
- Además, si el control es críticamente dependiente de la operación de los enlaces de comunicación, la fiabilidad del sistema de distribución en su conjunto es reducida. Una verdadera configuración tolerante a fallos requiere que no haya puntos vitales en común a todos los módulos del inversor.

Por supuesto, la comunicación de la información puede ser utilizada para mejorar el rendimiento del sistema, siempre y cuando no sea crítico para el funcionamiento del sistema. Esto implica que en una situación crítica, los bucles de control interno en cada inversor deben basarse en las mediciones de corriente y voltaje de sus terminales solamente de forma local, mientras que en situaciones no críticas, la optimización de lazos de control externo puede utilizar

la información comunicada, si lo desea. Además, cada unidad de conversión debe tener la misma importancia desde el punto de vista del control, dando lugar a una operación verdaderamente distribuida, y la operación del control maestro se ve disminuida.

En la red eléctrica el reparto de la potencia entre los múltiples generadores se logra mediante la introducción de una caída en la frecuencia de cada generador. Esto permite a cada generador absorber los cambios en la carga total de un modo determinado por la caída de frecuencia característica. En esencia, la frecuencia del sistema se utiliza como enlace de comunicación entre los generadores. La misma filosofía se puede aplicar para garantizar de forma razonable el reparto de potencia entre los inversores conectados en paralelo en un sistema operando en modo de isla. Del mismo modo, una caída de la tensión se utiliza para asegurar la distribución de potencia reactiva. En los sistemas de suministro de bajo voltaje, el control podría ser más fino si se tiene en cuenta la naturaleza de resistencia de las líneas de energía (que causan interdependencias en la relación entre la potencia activa y reactiva, por un lado y la frecuencia y el voltaje en el otro), pero básicamente, el principio sigue siendo el mismo.

La conexión de unidades de inversores en paralelo se logra a través de la caída de voltaje y frecuencia, equivalente a la caída del generador en el control de la frecuencia principal de los generadores síncronos en la red eléctrica. Es importante señalar que debido a la presencia de la impedancia de línea, el reparto de potencia de forma precisa y la calidad de la señal de tensión que habrá de entregarse a la carga, resulta ser un tema de interés.

1.7.3. Descripción del sistema de inversores en paralelo y estrategias de control

La Fig. 1.15 representa un prototipo de sistema simplificado, que consta de varias unidades de conversión conectadas en paralelo, operando en modo isla y alimentando diferentes tipos de cargas.

Cada inversor conectado en paralelo presenta un controlador en su entrada, que permitirá manipular la señal de control PWM. Además para obtener una señal sinusoidal se necesitará implementar un filtro a la salida del inversor que normalmente esta integrado por un inductor y un condensador. Para efectos de simplicidad del diagrama se considera que el controlador es una caja negra que manipula la señal de entrada PWM, basada en mediciones locales de la corriente en el inductor y la tensión en el condensador.

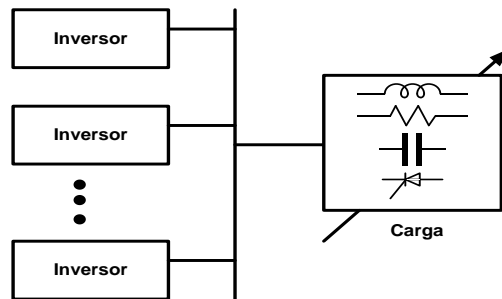


Fig. 1.15. Inversores conectados en paralelo y alimentando diferentes tipos de carga

En la Fig. 1.16 se muestra el esquema de un inversor. En el capítulo 4 se abordarán diferentes técnicas de control para inversores que alimentan cargas lineales y no lineales.

Aunque los principios de control de tensión y de frecuencia que se realizan en las centrales pueden ser traducidos al control de fuentes de tensión que operan como inversores, existen algunas importantes diferencias asociadas con el control de la tensión de inversores en comparación con el control de tensión de un generador síncrono, con lo cual se abren nuevas posibilidades en investigación de estrategias de control [30-32], tales diferencias son:

- Las fuentes de tensión o inversores tienen una capacidad de sobrecarga bastante bajo.
- En comparación con los generadores sincrónicos, los inversores presentan en su salida una impedancia baja, con lo que la potencia de salida del inversor cambia muy rápidamente en respuesta a los cambios de voltaje, ya sea del lado de la red o del lado del inversor. Por lo tanto, las condiciones de sobrecarga son fácilmente accesibles.
- Las máquinas síncronas presentan una conexión natural entre la variación de la frecuencia y la potencia de salida a través de la inercia de rotación, lo que limita la derivada de la velocidad o la variación de frecuencia. En general se presenta una disminución de la frecuencia de funcionamiento a medida que aumenta la potencia de salida. Esta relación natural es llamada caída del generador, refiriéndose a la caída de la velocidad en función de la potencia de salida. Esta conexión no está naturalmente presente en los inversores, lo que significa que la

frecuencia de salida del inversor puede cambiar muy rápidamente, y esta se determinará predominantemente por el sistema de control.

- Los generadores sincrónicos tienen una dinámica bastante lenta que se asocia al control de corriente, impactando el ancho de banda del control de tensión. Por otra parte, los inversores son capaces de presentar un mayor ancho de banda en el lazo de control de tensión.
- La flexibilidad del inversor en comparación con un generador síncrono permite el control de la magnitud de voltaje y frecuencia, así como de la forma de onda de tensión.

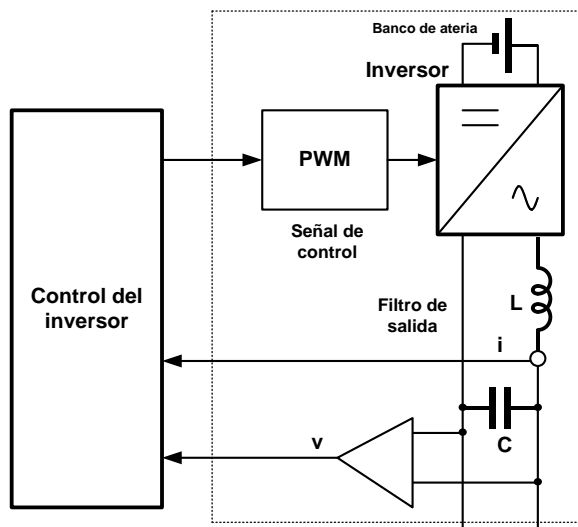


Fig. 1.16. Sistema inversor

Por otro lado, hay algunos problemas importantes de control asociados con las diferencias que existen entre la red eléctrica y los sistemas de alimentación de bajo voltaje donde la conexión en paralelo de inversores suelen utilizarse [32]:

- La red eléctrica es de tres fases, mientras que muchos de los sistemas de potencia donde se encuentran conectados inversores en paralelo, son de una sola fase. Los sistemas trifásicos ofrecen la posibilidad de resolver un único vector en rotación y para controlar el sistema se emplea el marco de rotación síncrona mediante la aplicación de la transformación

de Park. La aplicación de control en éste marco de referencia es más simple que cuando se desean controlar cantidades de DC o AC.

- Las líneas de potencia del sistema eléctrico son en su mayoría de tipo inductivo, mientras que en las líneas de energía en un sistema de baja tensión son principalmente resistivas. Esto tiene implicaciones importantes en la relación entre potencia activa y reactiva, por una parte, así como en la frecuencia y el voltaje en el otro.
- En el sistema eléctrico la potencia entregada a las cargas normalmente son lineales, por lo cual presentan un factor de potencia bastante bueno, esto debido a que los grandes consumidores pueden pagar sanciones en caso de tener un factor de potencia deficiente. Sin embargo, en muchos de los sistemas donde se encuentran conectados inversores en paralelo, la mayoría de las cargas son altamente no lineales.

Muchas de las técnicas de control utilizadas para plantas de energía pueden ser adaptadas para el funcionamiento de los inversores conectados en paralelo en los sistemas que operan en modo isla realizando algunas modificaciones. Además, algunas técnicas útiles en el mundo de electrónica de potencia son utilizadas [33], [34].

1.7.4. Control de inversores conectados en paralelo en operación en modo isla para sistemas de corriente alterna.

Actualmente se han realizado diferentes investigaciones y desarrollos relacionados con algoritmos de control para conexión de inversores en paralelo que se encuentran operando en modo isla. Por lo que en el capítulo 7 de este trabajo se analizará e implementará alguna de estas técnicas. Un esquema de control comúnmente empleado para este propósito son los esquemas *droop* [30] y su 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 [35-43].

1.7.5. Esquemas *Droop*

Los métodos *droop* se basan en el concepto que se emplea para el manejo del flujo de potencia en sistemas a gran escala, que consiste en disminuir la frecuencia de los generadores AC cuando su potencia de salida se incrementa.

Para entender mejor el concepto de los esquemas *droop*, a continuación se abordará el estudio del flujo de potencia entre dos puntos de un sistema AC. En general, la potencia activa P_a y reactiva Q que fluye en la línea de transmisión de energía se puede apreciar en la Fig. 1.17 y estas se pueden describir por las expresiones (1.6) y (1.7):

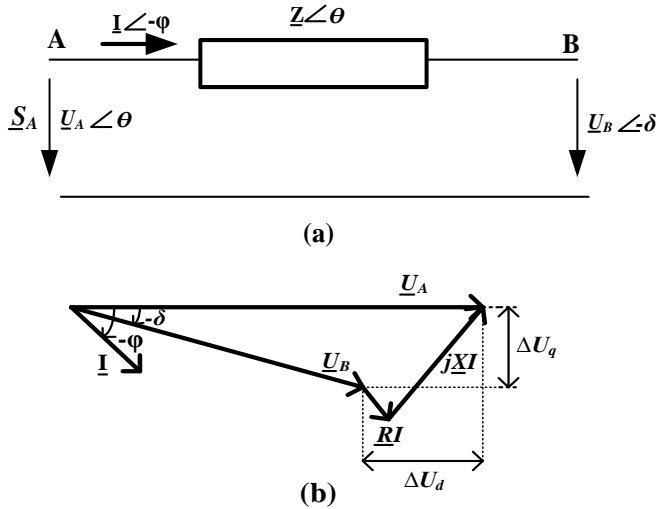


Fig. 1.17. (a) Flujo de potencia en una línea, (b) diagrama fasorial.

$$P_{aA} = \frac{U_A^2}{Z} \cos \theta - \frac{U_A \cdot U_B}{Z} \cos(\theta + \delta) \quad (1.6)$$

$$Q_A = \frac{U_A^2}{Z} \sin \theta - \frac{U_A \cdot U_B}{Z} \sin(\theta + \delta) \quad (1.7)$$

Como $Z \cdot \cos \theta = R$ y $Z \cdot \sin \theta = X$, (1.6) y (1.7) se pueden escribir como:

$$P_{aA} = \frac{U_A}{R^2 + X^2} [R \cdot (U_A - U_B \cdot \cos \delta) + X \cdot U_B \cdot \sin \delta] \quad (1.8)$$

$$Q_A = \frac{U_A}{R^2 + X^2} [-R \cdot U_B \cdot \sin \delta + X \cdot (U_A - U_B \cdot \cos \delta)] \quad (1.9)$$

Por lo tanto,

$$\Delta U_d = U_A - U_B \cdot \cos \delta = \frac{R \cdot P_{aA} + X \cdot Q_A}{U_A} \quad (1.10)$$

$$\Delta U_q = U_B \cdot \sin \delta = \frac{X \cdot P_{aA} + R \cdot Q_A}{U_A} \quad (1.11)$$

Considerando que por lo general en las líneas aéreas de transmisión $X \gg R$, entonces R puede ser despreciada. Si también el ángulo δ es pequeño, entonces $\sin \delta \cong \delta$ y el $\cos \delta \cong 1$. Por lo que las ecuaciones (1.10) y (1.11) se convierten en:

$$\delta \cong \frac{XP_{aA}}{U_A U_B} \quad (1.12)$$

$$U_A - U_B \cong \frac{XQ_A}{U_A} \quad (1.13)$$

La expresiones (1.12) y (1.13) muestran que el ángulo de potencia depende fundamentalmente de la potencia activa P_a , mientras que la diferencia de tensión depende fundamentalmente de la potencia reactiva Q . En otras palabras, el ángulo δ puede ser controlado mediante la regulación de la potencia activa P_a , mientras que la tensión del inversor U_A se controla a través de la potencia reactiva Q . Así, mediante el ajuste de P_a y Q de forma independiente se puede controlar la frecuencia y la amplitud de la tensión. Estas conclusiones constituyen la base de los esquemas *droop* control para la frecuencia y voltaje, a través del control de la potencia activa y reactiva. Las siguientes expresiones muestran este importante método:

$$f - f_0 = -k_p(P_a - P_0) \quad (1.14)$$

$$U - U_0 = -k_q(Q - Q_0) \quad (1.15)$$

donde:

f_0 y U_0 son la frecuencia y voltaje nominal de la red respectivamente, mientras que P_0 y Q_0 son las potencias activa y reactiva del inverso en el punto de referencia. En el capítulo VII se describen de forma más detallada los esquemas *droop* control, así como su desarrollo y aplicación en el contexto de este trabajo de investigación.

1.8. Implicaciones de la red.

La aplicación de estas nuevas estrategias de generación de energía reside en sus consecuencias para el control de la red. La variabilidad de la energía generada por fuentes de energía renovables constituye un verdadero desafío sobre el funcionamiento de la red, sobre todo cuando estas fuentes deben cubrir una parte significativa de la demanda. Además, tanto el viento y PV son fuentes de energía intermitente, y por tanto su contribución al suministro de energía

eléctrica varía considerablemente con el tiempo. Por lo que se debe preservar un equilibrio en todo momento entre la generación de energía y la demanda.

1.9. Conclusiones

En este capítulo introductorio, se demuestra que en la actualidad el sector de la electricidad está sujeto a cambios significativos. Destacando como uno de los factores más importantes la liberalización del mercado de la electricidad, lo que complica el funcionamiento de la red de suministro, pero en última instancia conducen a una mayor eficiencia de la misma. Un cambio importante en este contexto es la aparición de la generación distribuida (DG), las microrredes y por lo tanto el uso de fuentes de energía renovables. Considerando que esta nueva estrategia de generación de energía plantea graves problemas para el funcionamiento de la red eléctrica, resulta indispensable desarrollar estrategias de control que reduzcan el impacto en el suministro cuando la energía captada por la fuente renovable se inyecta a la red eléctrica o en su caso es entregada directamente al usuario. Esto se justifica ya que las fuentes de energía renovables pueden contribuir a una solución de reducción del efecto invernadero y a la atención de demanda de energía en sectores geográficos donde actualmente la energía no puede llegar. Así como en determinado momento pueden hacer frente a la escalada de precios de la energía eléctrica que se obtiene básicamente por medio de combustóleo, pudiendo incluso llegar a ser rentables económicamente en el largo plazo.

CAPÍTULO II

Objetivos y estructura de la tesis

CAPÍTULO 2. OBJETIVOS Y ESTRUCTURA DE LA TESIS

2.1. Objetivo general

El objetivo de este trabajo, 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 (solar, eólica, celdas de combustible, etc.) a cargas locales, garantizando así mismo el suministro y la calidad de la energía entregada. Para ello, se implementarán técnicas de control que permitan reducir la distorsión armónica total en la tensión de salida del inversor manteniendo su forma de onda, frecuencia y amplitud así como para la conexión en paralelo de unidades de conversión de energía.

2.2. Objetivos específicos

1. Modelado y diseño del inversor monofásico de 440W, para modo de operación en isla.
2. Estudio comparativo de técnicas de control para el funcionamiento de inversores fotovoltaicos con operación en modo isla, tales como: proporcional integral (PI), proporcional más controlador resonante (P+CRes), proporcional integral más controlador resonante (PI+CRes) y proporcional integral más controlador repetitivo (PI+CR).
3. Análisis y diseño de dos técnicas novedosas basadas en un esquema de control de Dos Grados de Libertad (2DOF) más controlador repetitivo (2DOF+CR) así como en un esquema PI-P más controlador resonante (PI-P+CRes). Con ello se pretende reducir la distorsión armónica total en la tensión de salida del inversor (THDv).
4. Análisis comparativo de las técnicas de control implementadas, mediante resultados obtenidos por simulaciones realizadas en matlab, PSIM y datos experimentales.
5. Estudio e implementación por medio de simulaciones en matlab y PSIM 7.0.5 de estructuras de control de inversores fotovoltaicos para

funcionamiento de la microrred en isla (esquemas *droop*) que permitan la interconexión de unidades en paralelo y una adecuada distribución de potencia activa y reactiva demandada por la carga.

2.3. Motivación y Justificación de la Investigación

Es innegable que dadas las nuevas estrategias de generación relacionadas con energías renovables, que se están promoviendo en diferentes partes del mundo se presenta como una opción viable el estudio, diseño y desarrollo tecnológico en esta área. Estas nuevas estrategias de generación de energía que han dado lugar al estudio y desarrollo de las microrredes, han permitido el surgimiento de un campo de investigación bastante amplio, resultando ser un reto para los investigadores. En este nuevo ámbito de generación la temática relacionada con la calidad de la energía ha sido objeto de numerosas investigaciones. Particularmente, tratándose problemas asociados a los componentes armónicos que se presentan en el suministro de energía eléctrica cuando los sistemas de conversión se encuentran operando de forma aislada o desconectados de la red eléctrica.

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 de esta forma incrementar la confiabilidad de los sistemas que operan bajo esta nueva filosofía de generación. La mayoría de los esquemas propuestos se basan principalmente en la utilización de fuentes de conversión de tensión conformadas por elementos de almacenamiento de energía e interruptores estáticos de potencia.

Por lo tanto, surge la necesidad de desarrollar unidades autónomas de conversión de energía de baja potencia, inversores monofásicos que puedan funcionar tanto interconectados a red, inyectando energía proveniente de una fuente renovable (solar, eólica, celdas de combustible, etc.) y en modo isla, manejando cargas locales sin conexión a red garantizando la calidad en el suministro, 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 un inversor para operación en modo isla se propone el diseño e implementación de los siguientes controladores para el lazo de tensión del inversor: controlador PI, controlador PI+CRes, PI+CR, y dos configuraciones de control novedosas basadas en un control de Dos Grados de Libertad (2DOF) combinado con

controlador repetitivo (2DOF+CR), así como un controlador PI-P combinado con controlador resonante (PI-P+CRes). Los cuales tendrán como objetivo disminuir la distorsión armónica total (THDv) de la señal sinusoidal de tensión originada por la presencia de cargas no lineales, que incrementan las pérdidas y deterioran la calidad de la onda de la señal de tensión. Es decir, deberán de controlarse las tolerancias o límites permisibles de variación de sus parámetros, de tal manera que no se vea afectado el consumidor. Específicamente debe de buscarse que el suministro permanezca dentro de las tolerancias de tensión y frecuencia exigibles y presente un perfil de onda perfectamente sinusoidal libre de perturbaciones.

Para el modo de operación en isla del inversor resulta necesario implementar un esquema de control, que dependiendo de las necesidades de demanda de energía de la carga permita controlar la potencia activa y reactiva que se le proporcionará. Estos esquemas de control son conocidos en la literatura como esquemas *droop* y su 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. Otra característica importante de los esquemas *droop* es que permite el funcionamiento en paralelo de varias unidades de inversores, esto, con el fin de poder manejar incrementos de carga que demanden mayor potencia.

2.4. Hipótesis

En la actualidad en muchos países, incluyendo a España la legislación establece que los sistemas de generación distribuida que se encuentran conectados a red, deben desconectarse en caso de que la red no se encuentre presente. Sin embargo, pese a esta situación actualmente se está promoviendo el desarrollo de trabajos que permitan la reconfiguración de las microrredes (entendidas como aquel conjunto localizado de pequeños generadores y cargas funcionando como ente único) de forma autónoma. De tal manera que estas puedan desconectarse de la red y pasar a operación en modo isla. Resultando particularmente atractivo el estudio y aplicación de técnicas de control en este modo de operación, que tengan como objetivo la reducción de la Distorsión Armónica Total (THDv) en la tensión de salida de las unidades de conversión que habrá de alimentarse a la carga, así como la conexión en paralelo de dichas unidades.

2.5. Metodología

En la presente Tesis Doctoral se desarrollarán modelos matemáticos y simulaciones mediante herramientas como matlab y PSIM. Asimismo, se diseñarán prototipos y se realizarán medidas de laboratorio. Para realizar dichas actividades se tienen planeadas tres fases:

Primera fase:

Durante esta fase se hará una revisión bibliográfica y documental de las diferentes topologías de convertidores de potencia empleadas en inversores que operan en modo isla. Se llevará a cabo una revisión de las diferentes técnicas de control empleadas para operar los inversores en modo isla.

Segunda fase:

En esta fase se analizarán y describirán los modelos matemáticos de la topología inversora seleccionada. Estos modelos permitirán diseñar los diferentes lazos de control empleados en el modo de operación en isla. La precisión de dichos modelos y los lazos de control correspondientes, se validarán a través de programas de simulación.

Tercera fase:

En esta fase, una vez validado por simulación el funcionamiento del inversor, se procederá a la implementación real del mismo con el fin de comprobar la hipótesis planteada, así como los resultados de simulación. Finalmente, se analizarán los resultados experimentales obtenidos con el fin de formular conclusiones y futuras líneas de investigación.

El trabajo se ha dividido en los siguientes apartados. En el capítulo I se realiza una introducción relacionada con el concepto de microrredes, así como su impacto en la generación distribuida de energía eléctrica. Destacando temas relacionados con estrategias de control lineal no clásicas que se emplean para mantener la calidad del suministro de energía. Así como, técnicas de control para conexión en paralelo de fuentes de conversión de tensión que permiten atender demandas de energía. En el capítulo II, se define el objetivo general y los objetivos específicos que se pretenden alcanzar en el desarrollo de este trabajo, así como la justificación y metodología a seguir. En el capítulo III se desarrollan los modelos de pequeña señal para operación del inversor en modo isla, con la finalidad de poder determinar las diferentes funciones de

transferencia que permitirán el diseño de los controladores empleados en los lazos de corriente y tensión del inversor. En el capítulo IV se presenta el diseño de los lazos de control con apoyo de matlab para operación del inversor en modo isla. En el capítulo V, se presentan los resultados de la implementación por medio de simulaciones en PSIM 7.0.5 del controlador diseñado para el lazo de corriente y de los diferentes controladores diseñados para el lazo de tensión. En el capítulo VI se presentan los resultados experimentales que permiten comparar y validar los resultados teóricos obtenidos a través de simulación en el capítulo V. En el capítulo VII se presenta un estudio y desarrollo de los esquemas *droop* que tienen la finalidad de permitir la conexión en paralelo de dos inversores, destacando la utilización de los controladores de tensión diseñados en el capítulo IV. Así como los resultados obtenidos por medio de simulaciones de la implementación de los esquemas *droop* para conexión en paralelo de dos inversores. Finalmente, en el capítulo VIII se presentan las conclusiones y líneas futuras de trabajo de tesis.

CAPÍTULO III

Modelado del inversor

CAPÍTULO 3. MODELADO DEL INVERSOR

En este capítulo se presenta el desarrollo de los modelos del inversor para su operación en modo isla. Lo que permitirá el diseño de los diferentes controladores que habrán de implementarse en sus respectivos lazos de corriente y tensión para este modo de operación.

3.1. Modelado del inversor

Debido a que los diferentes convertidores (DC/DC o DC/AC) son circuitos no lineales, éstos se han linealizado en torno a un punto de operación (OP) con el fin de poder aplicar técnicas de control lineal. Las dos técnicas más empleadas para linealizar una etapa de potencia son:

- Promediado en el espacio de estado.
- Modelo del conmutador PWM.

3.1.1. Promediado en el espacio de estado.

Se basa en la representación lineal en el espacio de estado de los estados topológicos de un inversor, su promediado según la duración de cada estado topológico y la deducción de las funciones de transferencia de pequeña señal introduciendo perturbaciones [44]. El principal problema que presenta esta técnica, es que no da resultados satisfactorios cuando los convertidores entran en conducción discontinua y no modela ciertos fenómenos de inestabilidad que ocurren en el control modo corriente.

3.1.2. Modelo del conmutador PWM.

Este modelo explica de forma satisfactoria con resultados cercanos a la realidad el comportamiento en pequeña señal de los convertidores trabajando en modo de conducción continua y discontinua. Adicionalmente, presenta buenos resultados para el control en modo corriente [45-46].

Considerando, que las diferencias fundamentales de los modelos de red respecto de los modelos en isla son las características de entrada (fuente

primaria) y salida (carga). Es decir, cuando se realiza la transición del inversor del modo en operación conectado a red al modo de operación en isla. El modelo del inversor en pequeña y en gran señal cambia sus características en torno al punto de operación en razón a que no se tiene una carga activa (red eléctrica) sino pasiva (carga conectada al punto de conexión común PCC).

3.2. Modelo del conmutador PWM en Modo de Conducción Continua (CCM).

Este modelo ofrece un circuito equivalente lineal, a partir del cual se puede realizar el análisis de pequeña señal y de gran señal del convertidor. El método se basa en la sustitución de los elementos no lineales del convertidor conmutado (interruptores), por un circuito equivalente lineal llamado “Modelo de conmutador PWM”, de manera que el circuito resultante es lineal.

En la mayoría de convertidores se puede encontrar una topología común: un interruptor “activo” (transistor) y un interruptor “pasivo” (diodo), que conecta una fuente de tensión (condensador) con una fuente de corriente (inductor), como se muestra en la Fig. 3.1

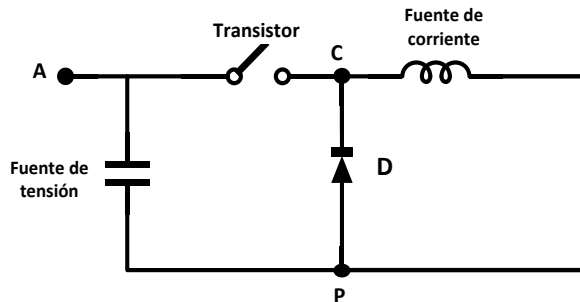


Fig. 3.1. Célula de conmutación básica.

El bloque no lineal transistor-diodo se conecta al exterior a través de tres puntos A, P y C. A este bloque se le denomina conmutador PWM, de donde A es considerada como la terminal activa, P terminal pasiva y C: terminal común.

El objetivo de este método es sustituir el conmutador PWM conectado entre las terminales A, P y C por un circuito lineal equivalente, de manera que no queden elementos no lineales en el convertidor.

El circuito equivalente en el punto de operación del conmutador PWM en CCM se muestra en la Fig.3.2.

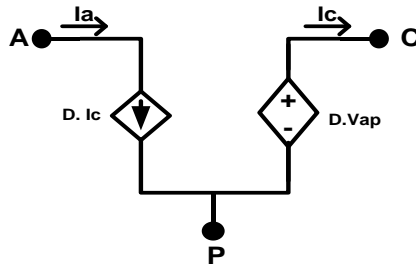


Fig. 3.2. Modelo equivalente del punto de operación del conmutador PWM en CCM.

Donde:

$$V_{cp} = D \cdot V_{ap} \text{ e } I_a = D \cdot I_c \tag{3.1}$$

El circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en CCM, se presenta en la Fig. 3.3.

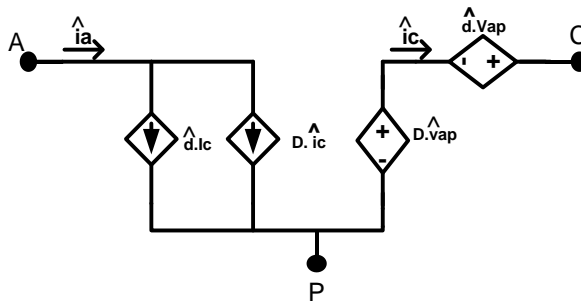


Fig. 3.3. Circuito equivalente en pequeña señal del conmutador PWM en CCM.

En la Fig. 3.3, se han presentado magnitudes escritas en minúsculas y llevan encima el símbolo “ ^ ”, lo que significa que son términos de pequeña señal.

A continuación, se presentan los modelos de pequeña señal, así como las relaciones establecidas en el punto de operación, del inversor con conexión en modo isla.

3.3. Modelo del inversor en operación conectado en modo isla.

La Fig. 3.4 muestra el esquema del inversor implementado, para este caso un puente H con modulación bipolar sinusoidal por ancho de pulso (PWM). Se eligió la modulación bipolar ya que esta reduce la corriente en modo común (CCM).

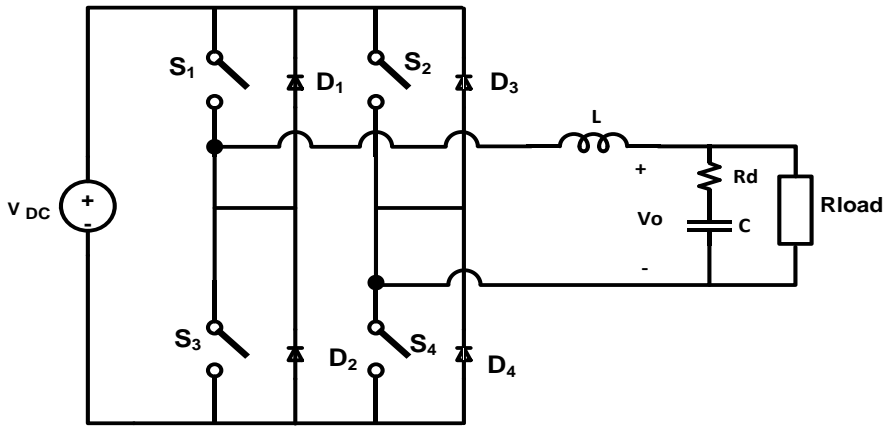


Fig. 3.4. Esquema del circuito del inversor para operación en conexión modo isla.

3.3.1. Modelo de pequeña señal del inversor implementado

Con el fin de realizar un control realimentado lineal a partir de un circuito inherentemente no lineal como es un convertidor conmutado hay que linealizar la etapa de potencia, ante pequeñas perturbaciones en torno a un punto de trabajo. El convertidor conmutado tiene un modelo lineal de pequeña señal, a partir del cual se pueden diseñar reguladores lineales para cerrar lazos de control de diferentes características.

Para el diseño de los controladores es necesario identificar las funciones de transferencia que corresponden con las variables de control. Las funciones de transferencia se obtienen usando la técnica de modelo conmutado PWM [17].

En esta sección el circuito del inversor se promedia y perturba entorno al punto de operación con la finalidad de obtener un modelo lineal de pequeña señal. La carga del inversor bajo estudio es resistiva.

La dinámica del inversor es similar a la de un circuito Buck [15], teniendo en cuenta que en el punto de operación, se manejan señales periódicas variantes en el tiempo de 50Hz. (D , V_o , I_L).

La ecuación (3.2) muestra la relación que se tiene entre el voltaje de salida del inversor, V_o y la entrada de voltaje, V_{DC} , en términos del promedio del ciclo de trabajo D . El promedio de cada variable se calcula en cada ciclo de la frecuencia de conmutación.

$$V_o = V_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3.2)$$

Asumiendo que cada variable promediada, x , puede ser presentada como: $x = X + \hat{x}$ donde X es el valor de la variable en el punto de operación (un valor constante o un valor con variaciones periódicas a 50Hz), y \hat{x} representa una variación de pequeña señal entorno al punto de operación, por lo que la ecuación (3.2) puede describirse como (3.3), Donde, D es el ciclo de trabajo en el punto de operación:

$$V_o + \hat{v}_o = (V_{DC} + \hat{v}_{DC}) \cdot (2 \cdot (D + \hat{d}) - 1) \quad (3.3)$$

Separando valores en el punto de operación y valores de pequeña señal se obtiene:

$$V_o = V_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3.4)$$

$$\hat{v}_o = \hat{v}_{DC} \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d} \quad (3.5)$$

De forma similar se pueden obtener los términos en el punto de operación y de pequeña señal para la corriente de entrada y de salida.

$$I_i = I_L \cdot (2 \cdot D - 1) \quad (3.6)$$

$$\hat{i}_i = \hat{i}_L \cdot (2 \cdot D - 1) + 2 \cdot I_L \cdot \hat{d} \quad (3.7)$$

En la Fig. 3.5, se presenta el modelo equivalente en el punto de operación del inversor implementado. En este modelo las variable promediadas $D'(t)=2 \cdot D(t)-1$, $I_L(t)$ y $V_o(t)$ experimentan una pequeña variación (50Hz) en términos de la frecuencia de conmutación. De hecho el punto de operación se encuentra variando a 50Hz.

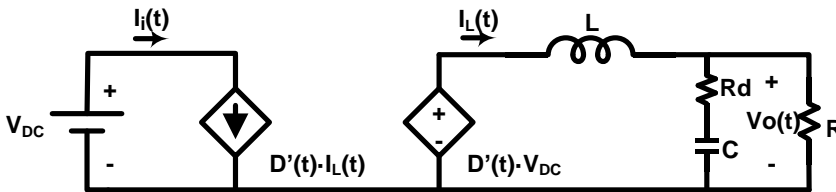


Fig. 3.5. Modelo equivalente del punto de operación del inversor.

Donde, $D(t)$ es el ciclo de trabajo en el punto de operación y $D'(t)=2 \cdot D(t)-1$.

Las ecuaciones (3.8) y (3.9), muestran las relaciones establecidas para la corriente en el inductor, $I_L(t)$, y el ciclo de trabajo, $D(t)$ en el punto de operación.

$$I_L(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{oRMS}}{R} \cdot \cos(\omega t) + \frac{\sqrt{2} \cdot V_{oRMS}}{|Z_C|} \cdot \cos(\omega t - \phi_C) \quad (3.8)$$

$$D(t) = \frac{1}{2} + \frac{V_{o,RMS}}{\sqrt{2} \cdot V_{DC}} \cdot \left(-\frac{\omega L}{R} \cdot \text{sen}(\omega t) - \frac{\omega L}{|Z_C|} \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_C) + \cos(\omega t) \right) \quad (3.9)$$

siendo $|Z_C| = \sqrt{(R_d)^2 + (1/\omega \cdot C)^2}$ y $\phi = \text{atan}(-1/\omega \cdot C \cdot R_d)$.

Con base en las pequeñas perturbaciones en torno al punto de operación se establece el modelo en pequeña señal de la Fig. 3.6.

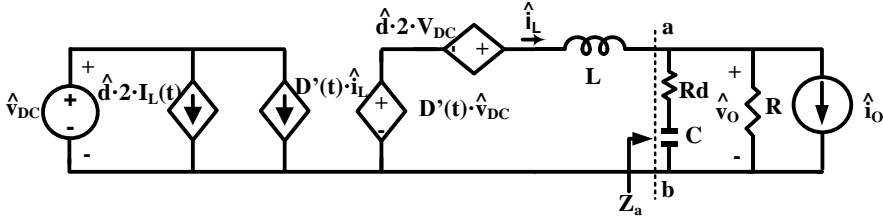


Fig. 3.6. Modelo de pequeña señal del inversor.

En la Fig. 3.6, las magnitudes \hat{v}_{DC} , \hat{i}_L , \hat{d} y \hat{v}_o denotan que son términos de pequeña señal.

A partir del modelo de la Fig. 3.6, se obtiene la función de transferencia que relaciona la corriente en el inductor al ciclo de trabajo, $G_{iL_d}(s)$ y la función de transferencia que relaciona la tensión de salida del inversor a la corriente en el inductor, $G_{V_o_V_c}(s)$, esto con el fin de aplicar el esquema de control seleccionado.

3.4. Conclusiones

En este capítulo se presentó el desarrollo del modelo de pequeña señal para la operación del inversor en modo isla, con el fin de obtener las características dinámicas, y de esta forma diseñar los lazos de control para este modo de funcionamiento.

CAPÍTULO IV

Configuraciones de control para el inversor

CAPÍTULO 4. CONFIGURACIONES DE CONTROL PARA EL INVERSOR

En el capítulo 1 se mencionó que dentro del contexto de la generación distribuida los convertidores que funcionan como inversores operando dentro de una microrred pueden operar en modo conectados a red o en modo conectados en isla. Sin embargo, en la mayoría de los países incluida España la legislación actual solo permite que los sistemas de generación distribuida permanezcan conectados a la red, exigiendo que en caso de un fallo de esta el sistema de generación distribuida se desconecte.

Con esta perspectiva y considerando el interés que ha despertado el desarrollo de las microrredes como una alternativa para la generación de energía a partir de fuentes renovables, actualmente se han desarrollado estudios relacionados con diferentes técnicas de control que permiten la reconfiguración de la microrred de manera autónoma. Es decir, permitir que la microrred se pueda desconectar y conectar a la red de forma autónoma.

Considerando lo anterior y suponiendo que en un momento dado el inversor deberá trabajar en modo isla como una fuente de tensión, en este capítulo se analizarán y diseñarán diferentes configuraciones de control para este modo de operación. Es decir, los controladores que se diseñen para este modo de operación del inversor deberán cumplir con el objetivo de alimentar cargas locales, ofreciendo las mismas características de forma de onda, tensión y frecuencia que impone la red.

En la Fig. 4.1 se presenta el esquema propuesto para el inversor operando en modo isla.

La diferencia desde un punto de vista de control del inversor operando en modo red y operando en modo isla radica en que en operación en modo red el controlador de tensión tiene como objetivo regular la tensión en la DC_LINK, mientras que para el modo isla su objetivo es regular la tensión de salida del inversor. Adicionalmente, la referencia para el controlador de tensión v_o en operación en modo isla es fijada por los esquemas *droop*, mientras que para el modo red es constante.

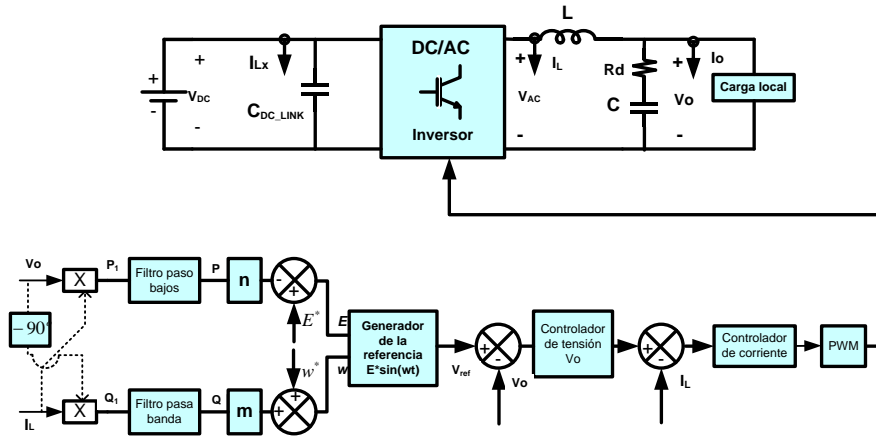


Fig. 4.1. Diagrama de bloques del inversor operando en modo isla.

Por otro lado, se debe tener en cuenta que la potencia entregada por el inversor en modo de operación en isla es aquella que demande la carga, por esta razón se hace necesario encontrar la referencia de tensión en términos de la potencia activa y reactiva consumida por la carga. El método que se usará para fijar dicha condición son los esquemas *droop*, los cuales serán estudiados en el capítulo 7.

Con los datos de diseño del inversor que se presentan en el ANEXO A y los modelos obtenidos en el capítulo 3, se procede a determinar las funciones de transferencia que permitirán llevar a cabo el diseño de los controladores que habrán de manipular las diferentes variables de interés de los lazos de corriente y tensión del inversor.

El inversor controla la corriente en el inductor y la tensión de salida para lo cual se implementó un control modo corriente media (ACC), [47] el cual se muestra en Fig. 4.2.

Donde:

$Gv(s)$ es la función de transferencia del controlador de tensión.

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

$RD(s)$ representa un retardo digital de un periodo de conmutación (T_s) y se define como en la ecuación (4.1).

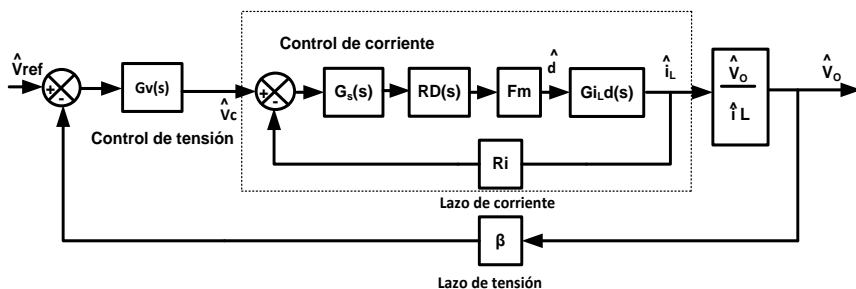


Fig. 4.2. Esquema de control de corriente media ACC para inversor.

$$RD(s) = \frac{1 - \left(\frac{s \cdot T_s}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_s)^2}{12}\right)}{1 + \left(\frac{s \cdot T_s}{2}\right) + \left(\frac{(s \cdot T_s)^2}{12}\right)} \quad (4.1)$$

F_m es la ganancia del modulador PWM bipolar y se define como en la ecuación (4.2)

$$F_m = \frac{1}{V_{pp-Triangular}} = 1 \quad (4.2)$$

R_i es la ganancia del sensor de corriente ($R_i = 0.2$) y β es la ganancia del sensor de tensión ($\beta = 0.006$).

El esquema de control presentado en la Fig.4.2 tiene la ventaja comparativa de poseer una respuesta más plana de la función de transferencia de corriente en el inductor, respecto de la tensión de referencia. Además, exhibe menos distorsión que el control de corriente pico (CIC) para generar corriente alterna [48].

Las funciones de transferencia en lazo abierto de la etapa de potencia que relacionan la tensión de salida y el ciclo de trabajo ($G_{v_o_d}$), así como la corriente en el inductor de salida y el ciclo de trabajo ($G_{i_L_d}$), se pueden obtener a partir del modelo de pequeña señal presentado en la Fig.3.6 del capítulo 3, dichas funciones de transferencia se determinan a continuación:

La función de transferencia $G_{v_o_d}(s)$ se obtiene teniendo en cuenta la siguiente consideración:

$$G_{v_o_d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{i_{DC}=i_o=0} \quad (4.3)$$

Teniendo en cuenta la ecuación anterior, y aplicando el análisis de nodos y análisis de mallas al circuito del modelo de pequeña señal de la Fig.3.6, se obtiene el siguiente grupo de ecuaciones:

$$2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d} = s \cdot L \cdot \hat{i}_L + \hat{v}_o \quad (4.4)$$

Despejando \hat{i}_L , tenemos:

$$\frac{2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d} - \hat{v}_o}{s \cdot L} = \hat{i}_L \quad (4.5)$$

donde:

$$\hat{i}_L = \frac{\hat{v}_o}{Z_a} \quad (4.6)$$

$$\hat{v}_o = \hat{i}_L \cdot Z_a \quad (4.7)$$

Sustituyendo la ecuación (4.5) en (4.7) obtenemos:

$$\frac{2 \cdot V_{DC} \cdot \hat{d} - \hat{v}_o}{s \cdot L} = \frac{\hat{v}_o}{Z_a} \quad (4.8)$$

Por lo tanto, de (4.8) obtenemos la relación (\hat{v}_o/\hat{d}) como sigue:

$$G_{v_o-d}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{i}_{DC}=\hat{i}_o=0} = \frac{2 \cdot V_{DC} \cdot Z_a}{Z_a + s \cdot L} \quad (4.9)$$

Donde Z_a , es la impedancia de carga que se encuentra en paralelo con la resistencia de damping y el capacitor de salida, expresión que se muestra en la ecuación (4.10) y V_{DC} es el voltaje en la DC_LINK.

$$Z_a = \left(R_d + \frac{1}{sC} \right) \parallel R = \frac{(s \cdot C \cdot R_d + 1) \cdot R}{s \cdot C(R_d + R) + 1} \quad (4.10)$$

La segunda función de transferencia $G_{iL-d}(s)$ se obtiene teniendo en cuenta la siguiente consideración:

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} \quad (4.11)$$

Esta función de transferencia se puede obtener a partir de sustituir la ecuación (4.7) en (4.4).

Por lo tanto, llevando a cabo el correspondiente despeje, tenemos la función de transferencia presentada en la ecuación (4.12):

$$G_{iL-d}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_{DC}=0} = \frac{2 \cdot V_{DC}}{Z_a + s \cdot L} \quad (4.12)$$

Usando los datos de diseño del inversor que se presentan en el ANEXO A, se obtienen los diagramas de Bode de $G_{v_o_d}$ y $G_{i_L_d}$ mostrados en las Figs. 4.3 y 4.4.

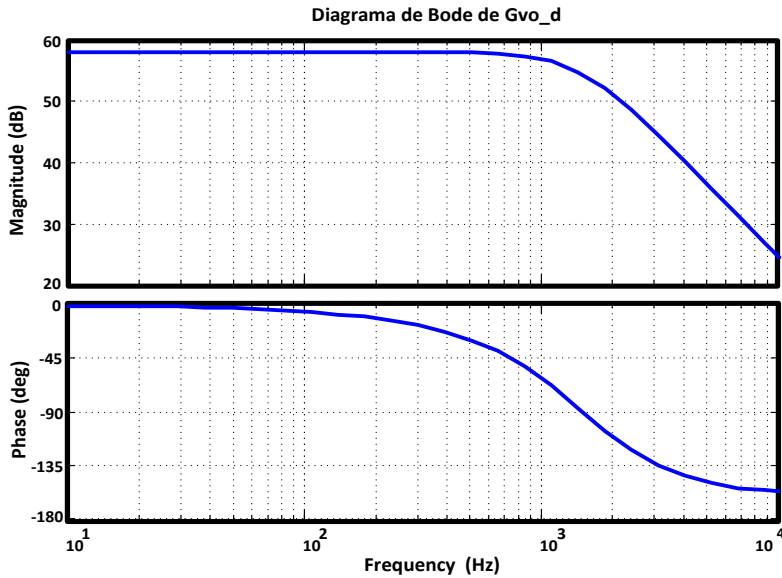


Fig. 4.3. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{v_o_d}(s)$

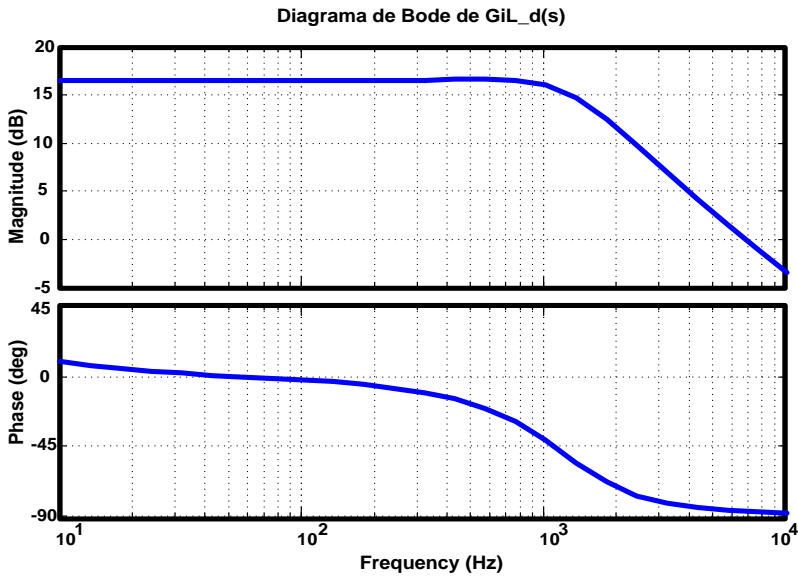


Fig. 4.4. Diagrama de Bode de la función de transferencia $G_{i_L_d}(s)$

Obtenidas las funciones de transferencia anteriores se procede al diseño de lazo de control de corriente.

4.1. Diseño del controlador del lazo de corriente.

El controlador de corriente se implementó a partir de un controlador de tipo resonante, también llamado control armónico, si se cumple que sus frecuencias son múltiplos de la fundamental. Estos controladores tienen la ventaja de introducir en el lazo una alta ganancia a la frecuencia de la señal de referencia y a las frecuencias de los armónicos que se puedan presentar y por lo tanto proveer a la salida la contribución necesaria para anular el efecto causado por las perturbaciones que se puedan presentar en el sistema. Para esta aplicación el controlador empleado es un controlador proporcional más controlador resonante (P+CRes) el cual se define en la ecuación (4.13) [49].

$$G_S(s) = K_P + \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)} \quad (4.13)$$

donde:

$\omega_h = h \cdot \omega_0$, se define como la pulsación de la resonancia múltiplo de la fundamental.

K_h es la ganancia del pico de resonancia a la frecuencia ω_h .

B_h es el ancho de banda en rad/s, donde la resonancia presenta ganancia.

Para esta aplicación $h = 1$, $k_h = 100$, $B_h = 2 \cdot \pi$, $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot 50$.

El valor de K_P se puede determinar a partir de la ecuación (4.14).

$$K_P = \frac{L \cdot \omega_c \text{ deseada}}{R_i \cdot F_m \cdot 2 \cdot V_{DC}} = 1.34 \quad (4.14)$$

donde:

$\omega_c \text{ deseada} = 2 \cdot \pi \cdot 1800$.

En la Fig. 4.5 se muestra el diagrama de Bode para el lazo de corriente de la Fig. 4.2 el cual se define como $T_i(s) = G_{iL_d} \cdot F_m \cdot R_i \cdot G_S(s)$.

La implementación de este controlador produce un lazo de corriente con un margen de fase de 64.5° , un margen de ganancia de 8.51dB y un ancho de banda de 2.21kHz.

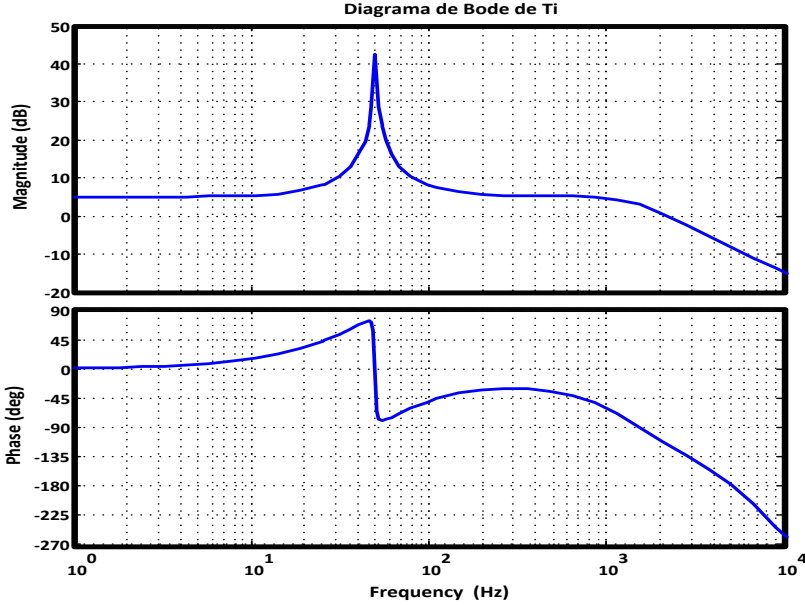


Fig. 4.5. Diagrama de Bode del lazo de corriente

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 considerará 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 la ecuación (4.16).

$$G_{i_L-v_c}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{T_i(s)}{R_i \cdot (1 + T_i(s))} \quad (4.15)$$

$$G_{v_o-v_c}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \cdot \left(\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}}\right)^{-1} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{v}_c} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} \quad (4.16)$$

El diseño del controlador del lazo de tensión resulta ser de gran relevancia en el desarrollo de este trabajo de investigación, ya que en operación modo isla del inversor este regulador deberá de mantener la forma de onda, frecuencia y amplitud de la señal de tensión que habrá de entregarse a la carga. Por lo que para este propósito, se propone el diseño e implementación de diferentes configuraciones de control como se describe a continuación.

4.2. Diseño de controladores del lazo de tensión

Los controladores de tensión que fijaran la referencia a seguir por el controlador de corriente, que a su vez permite regular la tensión de salida del inversor \hat{v}_o se implementaron bajo el esquema de control de corriente media (ACC)¹, así como un esquema de control en cascada², los cuales serán descritos de forma detallada a continuación.

En el diseño se emplearon los siguientes reguladores: controlador proporcional integral (PI)³, controlador proporcional integral más controlador resonante (PI+CRes)⁴, controlador proporcional integral más controlador repetitivo (PI+CR)⁵, así como dos controladores novedosos con una configuración de Dos Grados de Libertad (2DOF)⁶ combinado con controlador repetitivo (2DOF+CR) y controlador PI-P⁷ combinado con controlador resonante (PI-P+CRes).

Con estos reguladores se pretende tener un adecuado seguimiento de consigna, así como un buen rechazo de perturbaciones con la finalidad de mantener la calidad en el suministro de energía, al alimentar el inversor directamente cargas lineales y no lineales. Particularmente se pretende disminuir la distorsión armónica en la tensión de salida del inversor cuando este se encuentra operando en modo isla. A continuación se describen, analizan y diseñan estos controladores.

1 Y.S. Jung, J.Y. Lee, M.J. Youn, "A new small signal modeling of average current mode control," Power Electronics Specialists Conference, IEEE PESC 1998, vol.2, pp.1118-1124, 17-22 May 1998.

2 Katsuhiko Ogata, Modern Control Engineering. Prentice Hall. 2002. 4th Edition. 200.

3 Kuo, B.C.; Golnaraghi, F., "Automatic control systems," John Wiley & Sons, 2002

4 D.N. Zmood, D.G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.18, no.3, pp. 814-822, May 2003.

5 Kai Zhang; Yong Kang; Jian Xiong; Jian Chen; , "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.18, no.3, pp. 784- 792, May 2003

6 Miklosovic, R.; Gao, Z.; , "A robust two-degree-of-freedom control design technique and its practical application," Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE , vol.3, no., pp. 1495- 1502 vol.3, 3-7 Oct. 2004

7 Katsuhiko Ogata, Op. cit.

4.2.1. Controlador PI

El controlador proporcional integral PI [49], tiene como propósito obtener una respuesta estable del sistema sin error en estado estacionario. Particularmente la acción integral disminuye y elimina el error en estado estacionario provocado por el modo proporcional.

El control integral actúa cuando hay una desviación entre la variable y el punto de consigna, integrando esta desviación en el tiempo y sumándola a la acción proporcional. El diseño de este controlador se obtiene a partir del esquema mostrado en la Fig. 4.6.

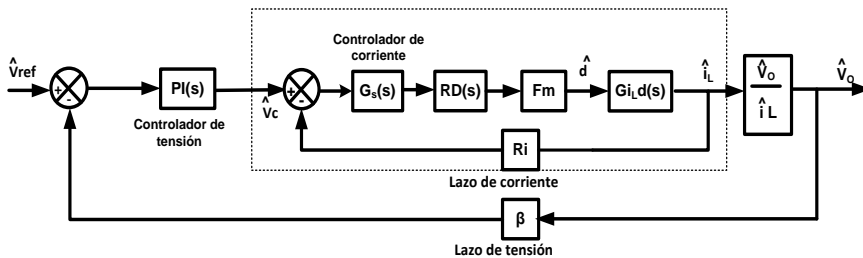


Fig. 4.6. Control ACC con controlador PI

El controlador que se diseñó se presenta en la expresión (4.17).

$$PI(s) = 0.32605 * \frac{s+4210}{s} \quad (4.17)$$

En la Fig. 4.7 se muestra la respuesta temporal a una entrada escalón que se obtuvo con la implementación de este controlador. Observándose una respuesta sobreamortiguada del sistema con un sobre paso máximo adecuado, que se encuentra dentro del rango permitido ($2\% < M_p < 10\%$) [50]. Presentándose un buen seguimiento de consigna en $1/\beta$ con error en estado estacionario nulo.

En la Fig. 4.8 se observa la respuesta del sistema a una entrada de perturbación escalón que se obtuvo con la implementación de este controlador, presentándose un adecuado comportamiento, ya la respuesta temporal tiende a cero rápidamente con estado estacionario nulo.

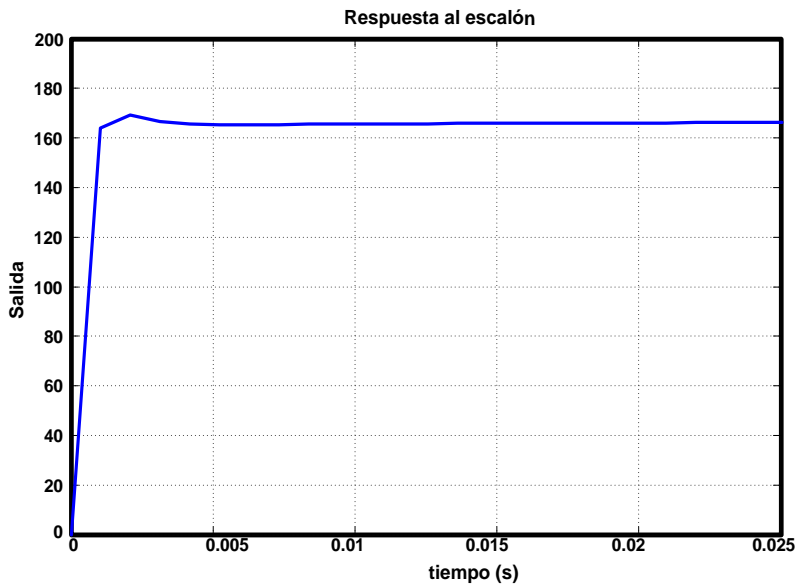


Fig. 4.7. Respuesta del sistema a una entrada de referencia escalón con controlador PI.

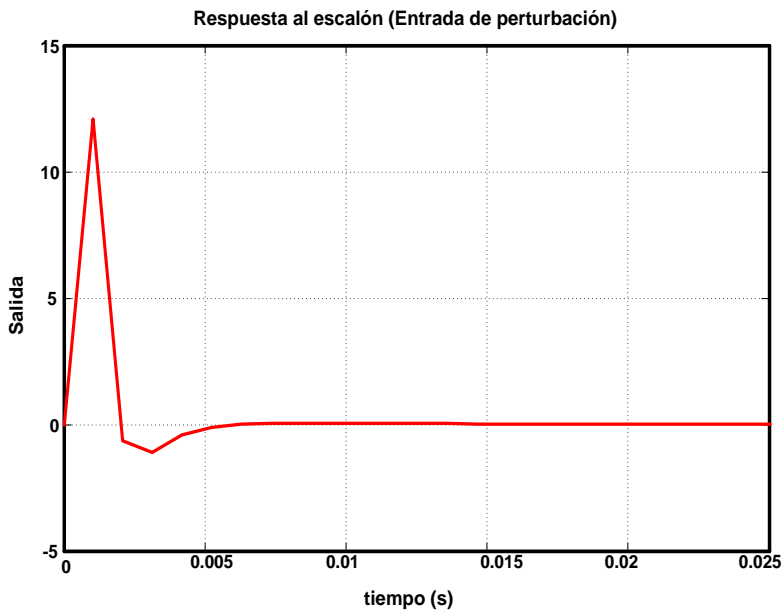


Fig. 4.8. Respuesta del sistema a una entrada de perturbación escalón con controlador PI.

En la Fig. 4.9 se muestra el diagrama de Bode para el lazo de tensión de la Fig.4.6, el cual se define como $T_V(s) = G_{VO_VC}(s) \cdot \beta \cdot PI(s)$. En este diagrama se muestra que con el controlador propuesto se obtienen márgenes de fase y ancho de banda adecuados para un buen comportamiento del sistema. Margen de fase de 102° , margen de ganancia de 7dB y un ancho de banda de 696 Hz.

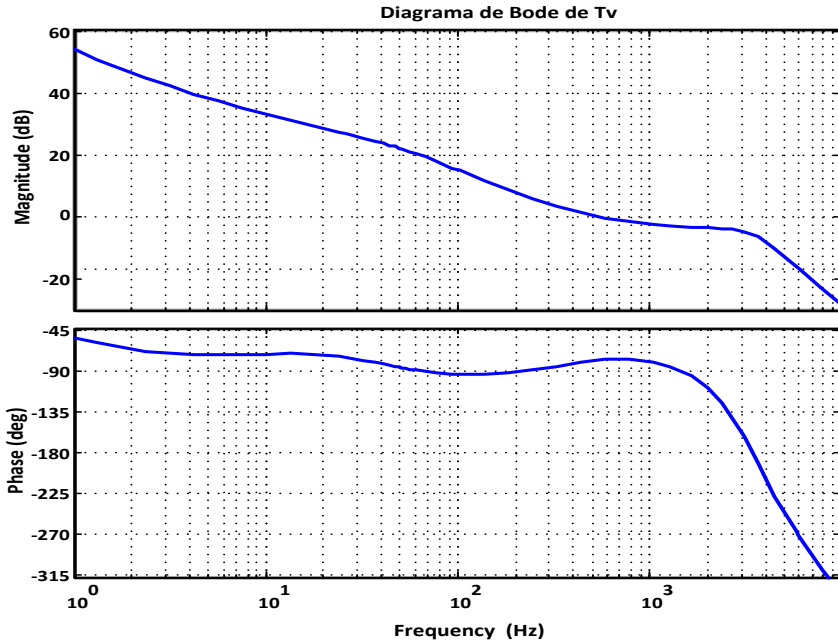


Fig. 4.9. Diagrama de Bode de ganancia lazo de tensión T_V empleando controlador PI.

En la Fig. 4.10 se muestra que con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente, así como con la implementación del controlador PI en el lazo de tensión se tiene un seguimiento de consigna adecuado en el rango de frecuencia de operación del controlador. Esta grafica se encuentra en una ubicación cercana a 44dB, debido a que la ganancia del sensor de tensión es de 0.006, es decir, $20 \log (1/0.006) = 44.43\text{dB}$.

4.2.2. Control PI+CRes.

A continuación se procede a diseñar el controlador de tensión del tipo PI+CRes [48-49] bajo el esquema que se muestra en la Fig. 4.11. Con dicho controlador se busca una mejora en el seguimiento de la señal de consigna y una atenuación de las componentes espectrales múltiples de la fundamental, respecto

del controlador PI analizado y diseñado anteriormente. El controlador empleado se presenta en la ecuación (4.18).

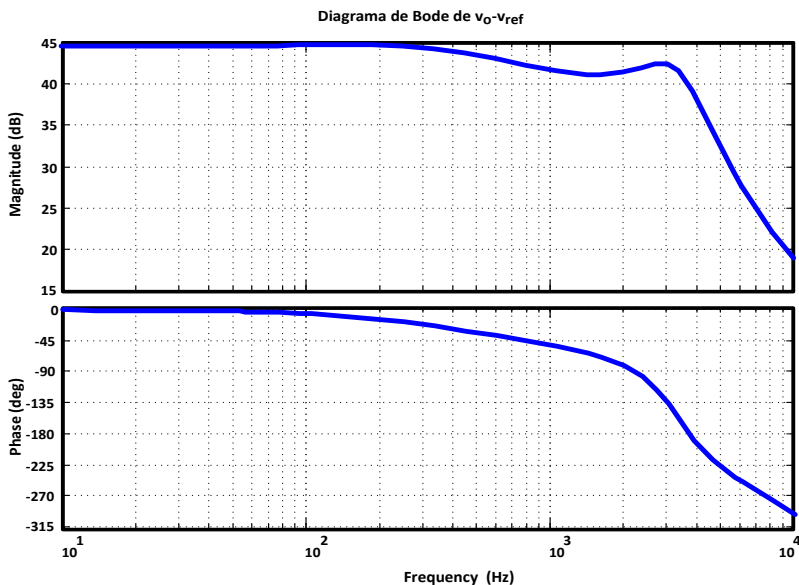


Fig. 4.10. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna vo - vref con controlador PI.

$$Gv_{res}(s) = PI(s) + \sum_{h=1}^7 \frac{K_h \cdot B_h \cdot s}{s^2 + B_h \cdot s + (\omega_h^2)}, h = \text{impar} \quad (4.18)$$

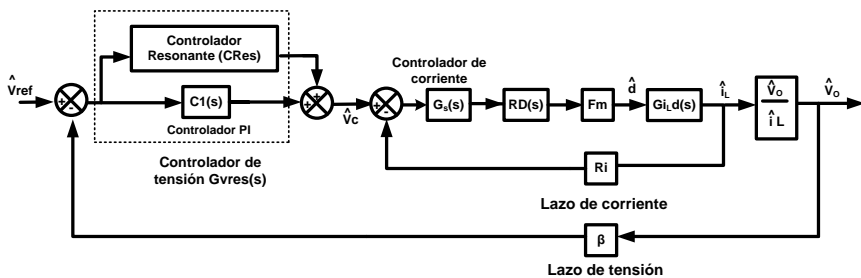


Fig. 4.11. Control ACC en configuración PI+CRes

El controlador PI(s), diseñado para este propósito presenta la expresión (4.19).

$$PI(s) = 0.24109 * \frac{s+8000}{s} \quad (4.19)$$

Las demás características de la ecuación (4.18) fueron expuestas y definidas en la sección 4.1, por lo tanto sólo se enunciarán los valores para el controlador de tensión resonante implementado. Los resonantes se ubicaron en la frecuencia fundamental y en los tres primeros armónicos impares (3, 5, y 7) a los cuales se les asignaron ganancias $K_h = 35, 20, 15,$ y 10 anchos de banda $B_h = 2 \cdot \pi \cdot 0.2, 2 \cdot \pi \cdot 0.6, 2 \cdot \pi \cdot 1.0$ y $2 \cdot \pi \cdot 1.4$, respectivamente.

Con base en estos datos de diseño del controlador, se obtuvo el diagrama de Bode que se muestra en la Fig. 4.12. En esta grafica se observa que a la frecuencia del fundamental y de los primeros tres armónicos se tiene una alta ganancia, a diferencia de lo que se presenta con la implementación del controlador PI, con lo que se puede asegurar, que con la implementación del controlador PI+CRes se tendrá un mejor rechazo de perturbaciones. La ganancia del lazo de tensión se obtuvo a partir de la expresión (4.20).

$$T_V(s) = G_{v_res}(s) * G_{v_{0vc}}(s) * \beta \quad (4.20)$$

La implementación de este controlador produce un margen de fase de 95.5° , un margen de ganancia de 6.74dB y un ancho de banda de 856Hz .

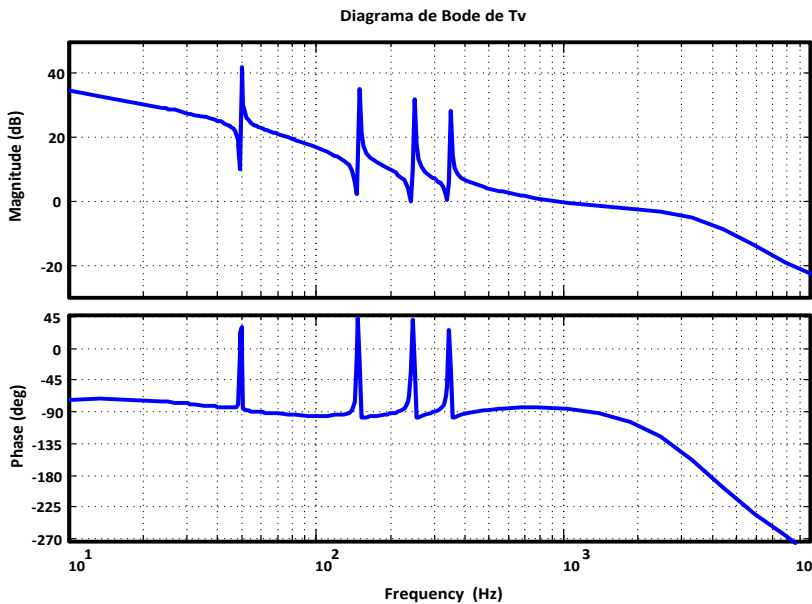


Fig. 4.12. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v empleando controlador PI+CRes.

En la Fig. 4.13, se muestra que con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente, así como con la implementación del controlador PI+CRes en el lazo de tensión, se tiene un mejor seguimiento de consigna que en el caso de la implementación del controlador PI, ya que como se puede observar en todo el rango de frecuencias de operación del controlador mantiene una respuesta con una alta ganancia cercana a 44.43dB, valor que esta determinado por la ganancia de sensado.

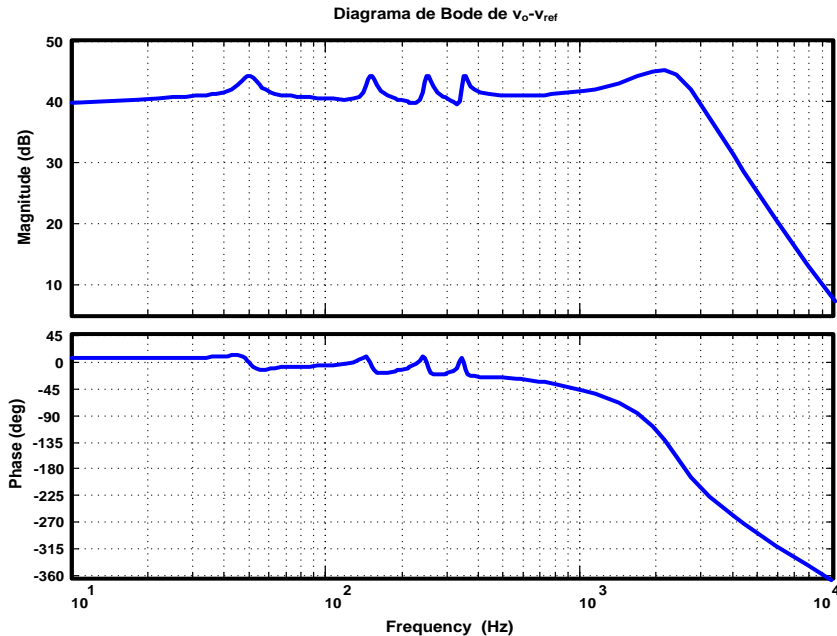


Fig. 4.13. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o - v_{ref}$ con controlador PI+CRes.

4.2.3. Control PI+CR.

La adición del CR al controlador PI tendrá como objetivo mejorar el seguimiento de la señal de consigna, así como atenuar perturbaciones periódicas múltiplos de la fundamental que no se pudieron atenuar con el controlador PI. En esencia el controlador repetitivo basa su funcionamiento en el principio del modelo interno (IMP) [51-52], para el diseño de controladores capaces de seguir referencias periódicas y rechazar perturbaciones periódicas. Desde un punto de vista frecuencial, el lazo repetitivo presenta una ganancia infinita en todas

aquellas frecuencias que son múltiplos de $1/T$, donde T representa el periodo del fundamental de la señal de referencia. Este hecho asegura el rechazo de perturbaciones y un error nulo en el seguimiento de referencias con contenido espectral de dichas frecuencias.

Básicamente el control repetitivo, se comporta como un retardo temporal e^{-sT} que conjuntamente con una realimentación positiva introduce una elevada ganancia en las frecuencias armónicas [53-54]. Además del retardo empleado en la realimentación positiva, es conveniente agregar un filtro pasa bajo $Q(s)$ que puede ser de Respuesta Infinita al Impulso (Infinite Impulse Response IIR), o Respuesta Finita al Impulso (Finite Impulse Response FIR) [55] y su función es la de atenuar o reducir la ganancia en aquellas frecuencia donde se incrementa la incertidumbre respecto del comportamiento de la planta, que normalmente suelen ser componentes armónicas de la señal fundamental. Un valor alto de ω_q provee un mayor ancho de banda, sin embargo, puede afectar la estabilidad del sistema. Es decir, un aumento en el ancho de banda de este filtro, ocasiona reducción en el margen de fase.

Cabe destacar que existen dos configuraciones básicas para éste tipo de controlador: siendo la primera aquella donde el controlador se diseña para atenuar tanto armónicos pares como impares y la segunda configuración que se diseña exclusivamente para atenuar componentes armónicas impares. En la Fig. 4.14, se muestra de forma general el esquema para el primer caso.

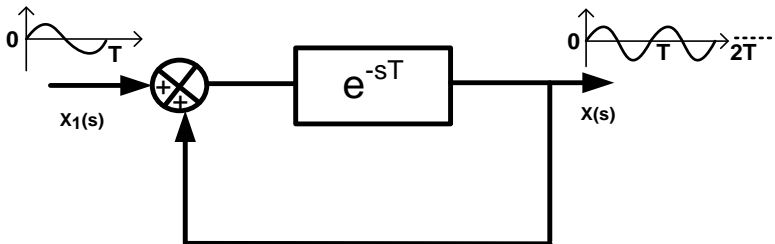


Fig. 4.14. Esquema básico de un control repetitivo para disminución de armónicos pares e impares.

En la Fig. 4.15 se muestra de forma gráfica el comportamiento del control repetitivo para una señal periódica de 50Hz y empleando una configuración para atenuar armónicos pares e impares.

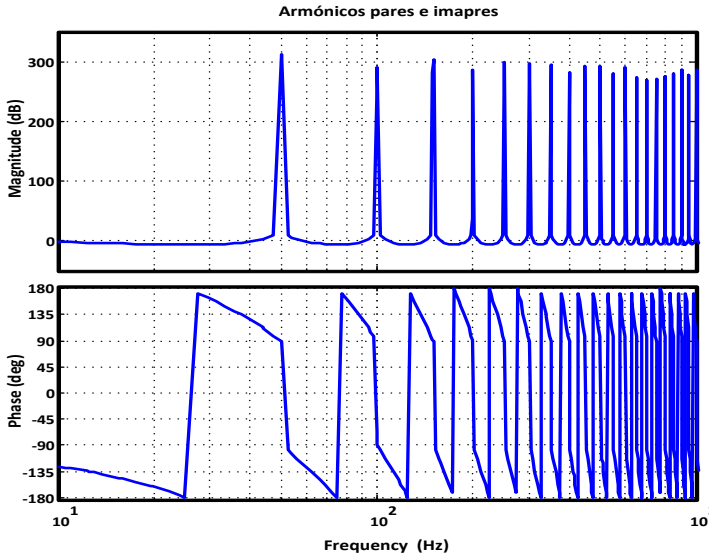


Fig. 4.15. Diagrama de Bode del comportamiento general del control repetitivo para armónicos pares e impares.

La Fig. 4.16 muestra de forma general un esquema de controlador repetitivo con la adición de un filtro de tipo pasa bajos $Q(s)$.

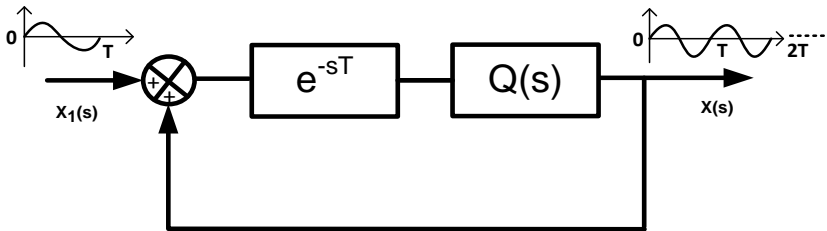


Fig. 4.16. Esquema básico de un control repetitivo con filtro pasa bajas tipo IIR para armónicos pares e impares.

En la Fig. 4.17 se muestra la respuesta en frecuencia para este tipo de configuración, observándose que con la inserción del filtro pasa bajos, se asegura una atenuación de las ganancias en aquella frecuencia armónicas múltiplos de la fundamental. Este comportamiento es de gran importancia ya que permite mantener características de estabilidad adecuada en el sistema. Asimismo, se presenta un mejor seguimiento de fase, lo cual da mayor estabilidad al sistema.

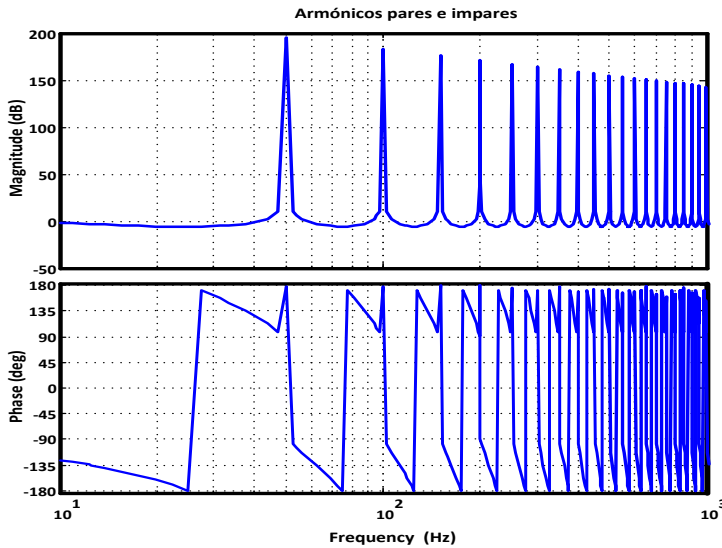


Fig. 4.17. Diagrama de Bode del comportamiento general del control repetitivo con la adición de un filtro pasa bajos tipo IIR.

4.2.4. Controlador repetitivo para armónicos impares.

En aplicaciones donde es conveniente implementar el algoritmo de control repetitivo y no se tiene capacidad de procesamiento suficiente en el dispositivo programable, como puede ser un DSP, resulta ventajoso utilizar el esquema de control repetitivo para tratamiento de armónicos impares en aquellos casos donde los componentes armónicos pares son prácticamente nulos [56].

Las Figs. 4.18 y 4.19 muestran de forma general la configuración de los esquemas de un controlador repetitivo con y sin la inserción de un filtro pasa bajo, el cual se emplea en aplicaciones donde la distorsión armónica de señales de tensión y corriente se ve afectada por armónicos impares.

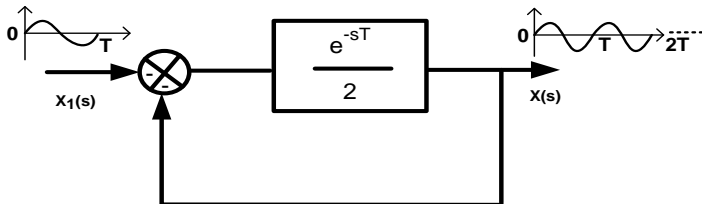


Fig. 4.18. Esquema básico de un control repetitivo para armónicos impares.

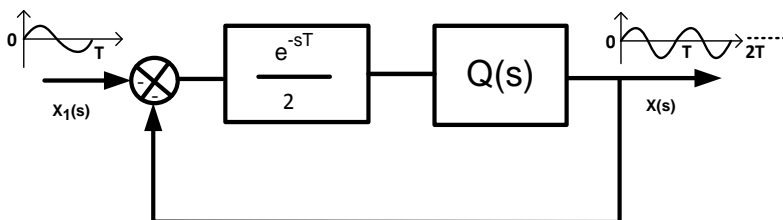


Fig. 4.19. Esquema básico de un control repetitivo con filtro pasa bajas tipo IIR para armónicos impares.

La respuesta en frecuencia sin y con la inserción de un filtro pasa bajos, se muestran en las Figs. 4.20 y 4.21 respectivamente. En estas figuras se puede observar el mismo comportamiento con y sin el filtro pasa bajos que se presentó en el esquema de control repetitivo anterior.

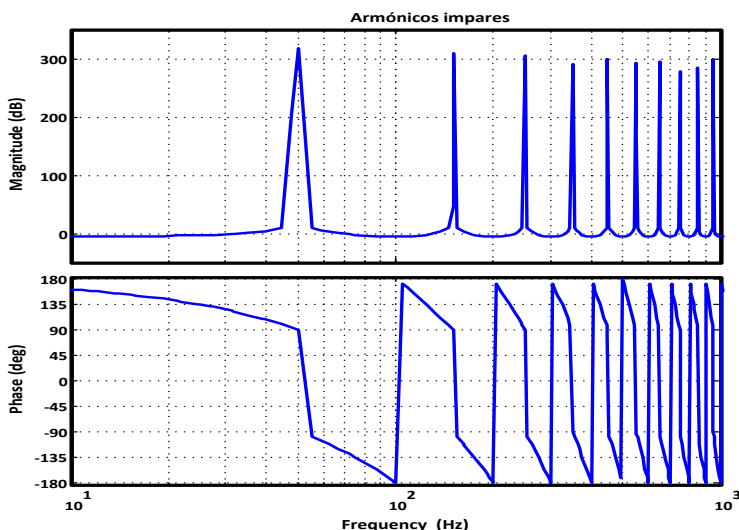


Fig. 4.20. Diagrama de Bode del comportamiento general del control repetitivo para armónicos impares.

Después de haber analizado el principio de funcionamiento básico del controlador repetitivo, a continuación se presenta el esquema de control que se ha adoptado para el diseño del regulador de tensión con la utilización de este tipo de controlador. El esquema de la Fig. 4.22 muestra una configuración de control ACC con la inserción del controlador repetitivo en paralelo con el controlador $PI(s)$.

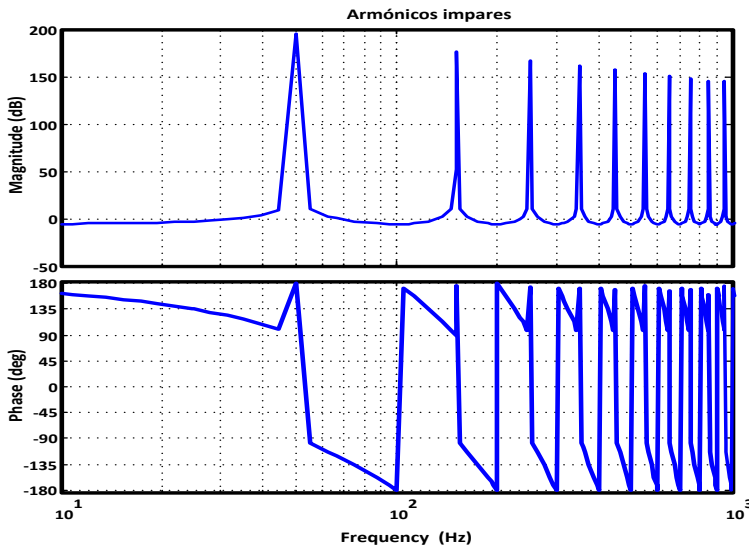


Fig. 4.21. Diagrama de Bode del control repetitivo para armónicos impares con la adición de un filtro pasa bajos tipo IIR.

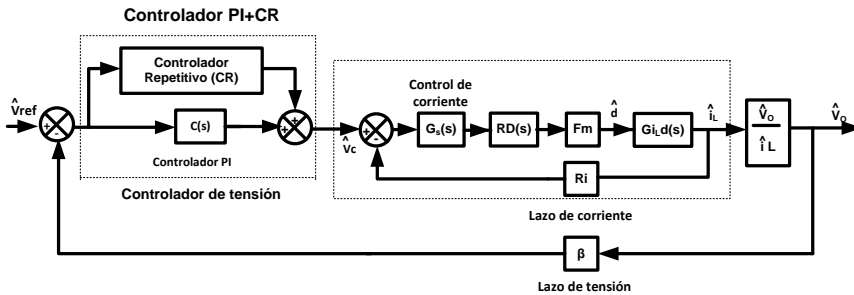


Fig. 4.22. Control ACC en configuración PI+CR.

En el esquema de la Fig. 4.23 se muestran de forma detallada los elementos que conforman al controlador repetitivo, observándose que se empleó la configuración para eliminación de armónicos impares.

Donde:

e^{-sT} , representa un retardo que es dependiente del periodo de la señal fundamental de 50 Hz.

$Q(s)$ Representa un filtro pasa bajos de segundo orden con características IIR.

Kr Representa la ganancia del controlador Repetitivo.

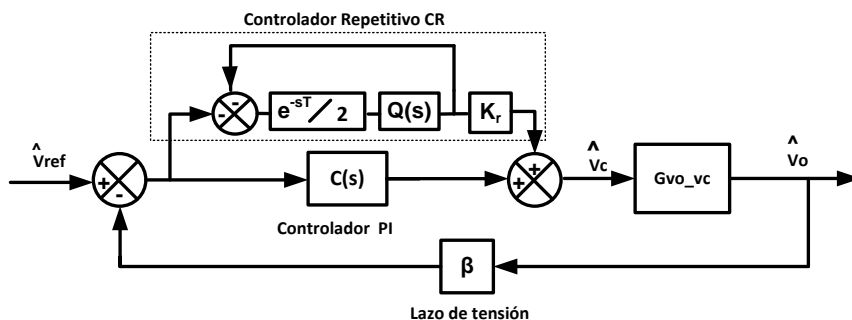


Fig. 4.23. Detalle del controlador repetitivo en configuración ACC.

4.2.5. Diseño del controlador PI+CR:

El diseño del controlador PI+CR consiste básicamente en diseñar inicialmente un controlador PI(s) con características de estabilidad adecuadas (margen de fase, margen de ganancia y ancho de banda). El siguiente paso consiste en adicionar al controlador PI, el controlador repetitivo que básicamente consiste en diseñar un filtro pasa bajos de segundo orden tipo IIR con una frecuencia de cruce (ω_q), así como darle un valor adecuado de ganancia al repetitivo (K_r). Los valores de ω_q y K_r se determinan teniendo como base que estos deben de proveer el mayor rechazo de perturbaciones en el sistema, pero con el compromiso de no afectar la estabilidad global del mismo. Para esta aplicación el filtro que se adoptó presenta las siguientes características:

Diseño del filtro $Q(s)$.

El diseño del filtro del controlador repetitivo presenta la siguiente estructura que se muestra en la expresión (4.21)

$$Q(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_q^2} + \frac{2\epsilon s}{\omega_q} + 1} \tag{4.21}$$

donde:

$\epsilon=0.707$, representa el coeficiente de amortiguamiento del filtro.

$\omega_q = 2 * \pi * f_c$ (rad/s), siendo f_c la frecuencia de cruce del filtro.

Para esta aplicación, los valores adecuados de los parámetros del controlador repetitivo son: $f_c=500$ Hz y $K_r = 0.5$.

La ganancia del lazo de tensión que se presenta con la implementación de este controlador se obtiene a partir de la expresión (4.22).

$$T_{V_{CR}}(s) = (PI(s) + CR) * G_{vo_vc}(s) * \beta \tag{4.22}$$

donde:

PI(s) representa al controlador empleado en el diseño del controlador PI+CR es mostrado en la expresión (4.19).

$$CR = \frac{-Q(s)*e^{-sT}}{1+Q(s)*e^{-sT}} * K_r \tag{4.23}$$

El diagrama de Bode que se muestra en la Fig. 4.24, permite mostrar como con los valores elegidos de ω_q y K_r se tiene parámetros de estabilidad adecuados para un buen comportamiento del sistema. La implementación de este controlador produce un margen de fase de 73.8° , un margen de ganancia de 5.22dB y un ancho de banda de 906Hz.

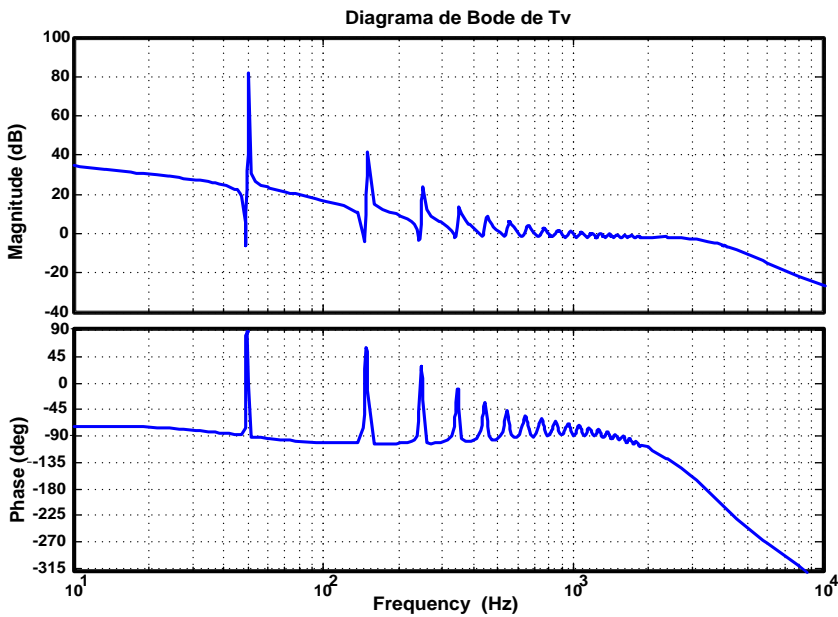


Fig. 4.24. Diagrama de Bode de la ganancia de lazo de tensión T_v empleando controlador PI+CR.

En la Fig. 4.25 se muestra que con la implementación del controlador P+CR es en el lazo de corriente, así como con la implementación del controlador

PI+CR en el lazo de tensión, se tiene un seguimiento de consigna aceptable en el rango de frecuencia de operación del controlador, manteniéndose una ganancia cercana 44.43dB.

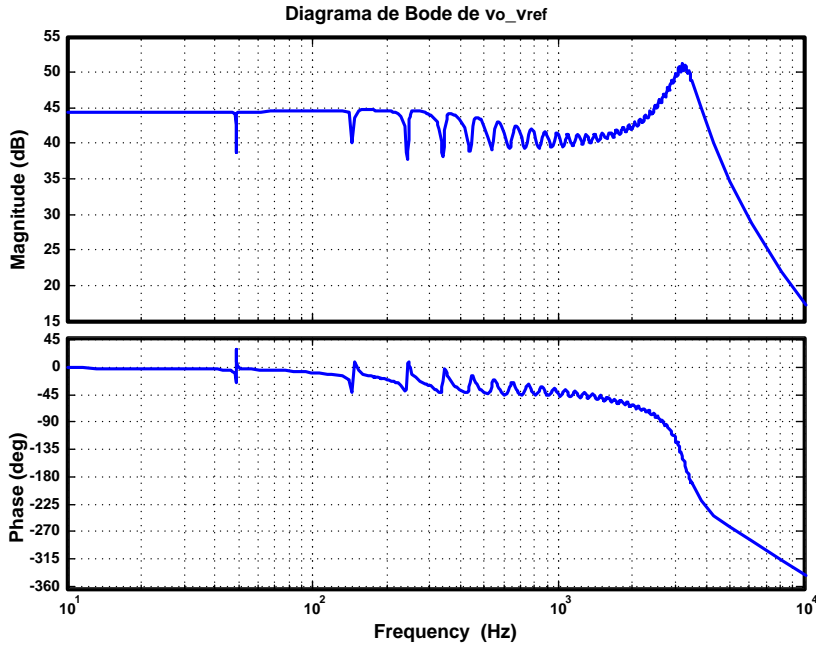


Fig. 4.25. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna v_o-v_{ref} empleando controlador PI+CR.

4.2.6. Control 2DOF

En general, la mayoría de controladores de los lazos de control realimentados, son sintonizados para el rechazo de perturbaciones o para un buen seguimiento del cambio en la señal de consigna [57]. Esto es, no es posible sintonizar con un solo regulador ambas características, por lo que este tipo de configuraciones se clasifican como de un grado de libertad. Sin embargo, existe la técnica de control de dos grados de libertad (2DOF) que permite hacer frente tanto a las perturbaciones en el sistema, como a los cambios en la señal de consigna, es decir, bajo esta técnica se pretende procesar de forma independiente las señales de referencia y de salida [58-59], teniéndose por lo tanto diferentes métodos de sintonía. Por esta razón, la implementación de esta técnica resulta tener mayor robustez respecto de la de un grado de libertad.

Desde un punto de vista formal, se definen los grados de libertad de un sistema de control como el número de funciones de transferencia de lazo cerrado que pueden seleccionarse de manera independiente.

El control 2DOF presenta una configuración basada en un esquema de control en cascada como el que se muestra en la Fig. 4.26, a diferencia de los controladores anteriores que se basan en un esquema de control ACC.

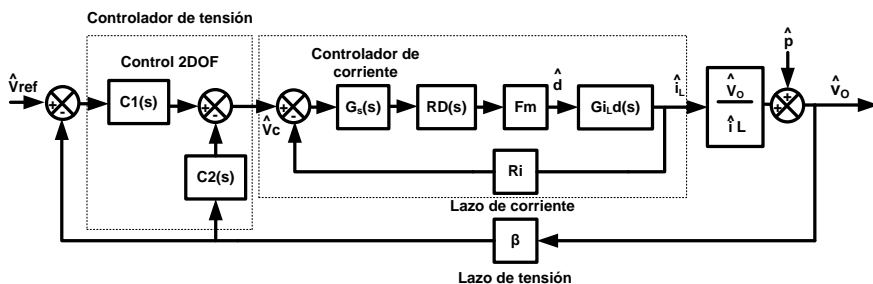


Fig. 4.26. Diagrama de bloques en configuración en cascada para un control 2DOF.

El control 2DOF se caracteriza, por tener en su configuración dos controladores. Particularmente, el controlador $C1(s)$ se encarga de mantener un buen seguimiento de consigna y el controlador $C2(s)$ permitirá tener un mejor rechazo de perturbaciones en el sistema. De forma general, el esquema de este controlador se muestra en la Fig. 4.27

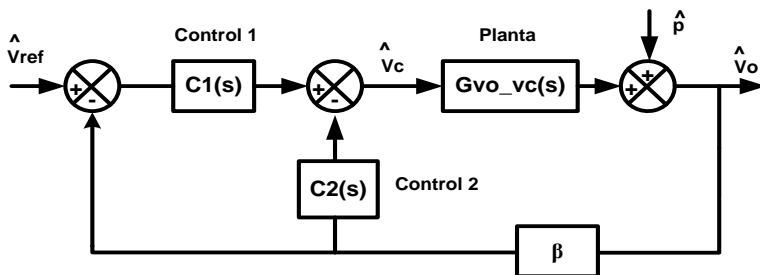


Fig. 4.27. Esquema reducido del control 2DOF.

En el diagrama de bloques del esquema de control 2DOF, $G_{vo_vc}(s)$ representa la función de transferencia de la planta teniendo en cuenta la influencia del lazo de corriente y β representa la ganancia de sensado del lazo de tensión. Lo que caracteriza a este controlador, es que de forma independiente se puede determinar dos funciones de transferencia de lazo cerrado, que permiten

el diseño de los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$. Estas funciones de transferencia resultan ser $G_{v_o_vref}(s)$ y $G_{v_o_p}(s)$ las cuales se obtienen aplicando superposición, es decir, para obtener $G_{v_o_vref}$ inicialmente $\hat{p}(s)$ se iguala a cero y para la obtención de $G_{v_o_p}(s)$ se iguala a cero \hat{v}_{ref} . Para el primer caso y aplicando álgebra de bloques al diagrama de la Fig. 4.27, se obtiene el diagrama equivalente que se muestra en la Fig. 4.28 (b).

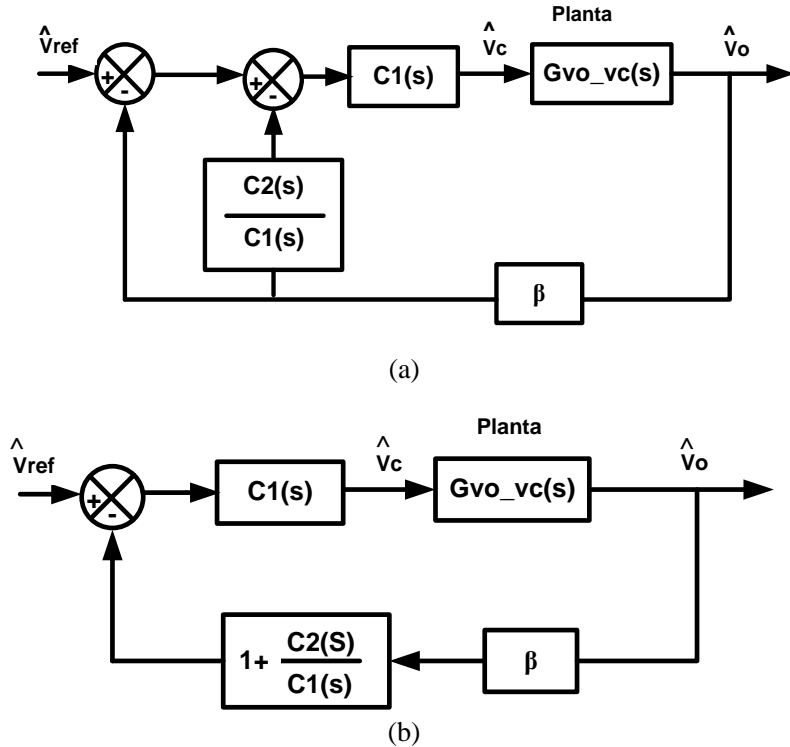


Fig. 4.28. (a) Reducción con álgebra de bloques, (b) diagrama equivalente para el esquema de control 2DOF cuando la perturbación definida por $\hat{p}(s) = 0$.

Por reducción de álgebra de bloques del diagrama de la Fig.428 (b) se obtiene la función de transferencia de lazo cerrado $G_{v_o_vref}(s)$ mostrada en la expresión (4.24).

$$G_{v_o_vref} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{ref}} = \frac{G_{vo_vc} * C1(s)}{1 + (C1(s) + C2(s)) * G_{vo_vc(s)} * \beta} \quad (4.24)$$

Asimismo, del diagrama de bloques de la Fig. 4.28 (b) se deduce que la ganancia del lazo de tensión que relaciona $\hat{v}_o - \hat{v}_{ref}$ resulta ser la mostrada en la expresión (4.25).

$$T_{V_{vo_vref}} = (C1(s) + C2(s)) * G_{vo_vc}(s) * \beta \quad (4.25)$$

Por otro lado, para la obtención de la función de transferencia de lazo cerrado que relaciona el voltaje de salida \hat{v}_o con la perturbación \hat{p} del sistema $G_{vo_p}(s)$, por superposición ahora se iguala a cero \hat{v}_{ref} en la Fig.4.27. Es decir, $\hat{v}_{ref} = 0$. Por lo que bajo esta consideración y reduciendo por álgebra de bloques el diagrama de la Fig. 4.27, se obtiene el diagrama de bloques de la Fig. 4.29.

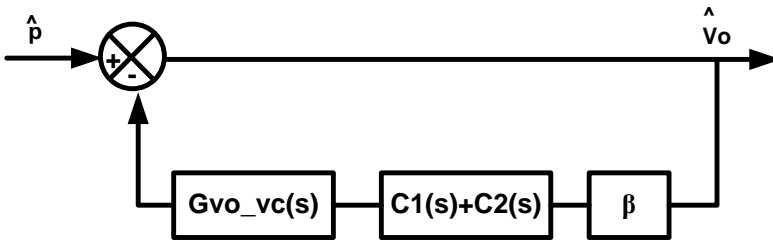


Fig. 4.29. Diagrama equivalente del esquema de control 2DOF para $\hat{v}_{ref} = 0$.

Aplicando álgebra de bloques al diagrama de la Fig. 4.29 se obtiene la función de transferencia de lazo cerrado que relaciona la respuesta del sistema con la perturbación $G_{vo_p}(s)$, como se muestra en la expresión (4.26).

$$G_{V_o_P}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{p}(s)} = \frac{1}{1+(C1(s)+C2(s))*G_{vo_vc}(s)*\beta} \quad (4.26)$$

Asimismo, del diagrama de bloques de la Fig.4.29 se deduce que la ganancia del lazo de tensión que relaciona $\hat{v}_o - \hat{p}$ resulta ser la mostrada en la expresión (4.27).

$$T_{V_{vo_p}} = (C1(s) + C2(s)) \cdot G_{vo_vc}(s) * \beta \quad (4.27)$$

En las expresiones (4.25) y (4.27) se observa que ambos controladores $C1(s)$ y $C2(s)$ contribuyen con la ganancia de los respectivos lazos de tensión. Asimismo, se observa en las expresiones (4.24) y (4.26) que la ecuación característica resulta ser idéntica. Con este análisis podemos deducir por lo tanto, que la ganancia del lazo de tensión para el control 2DOF, estará dada por la expresión que se muestra en (4.28).

$$T_{V_{2DOF}} = (C1(s) + C2(s)) \cdot G_{vo_vc}(s) * \beta \quad (4.28)$$

4.2.7. Diseño del control 2DOF.

En esta configuración de control, el objetivo es diseñar el controlador $C1(s)$ para tener un buen seguimiento de consigna y el controlador $C2(s)$ para tener un buen rechazo de perturbaciones. Es decir, con la implementación de ambos controladores se requiere que se cumplan las expresiones (4.29) y (4.30) y que la respuesta en ambas situaciones se amortigüe rápidamente con error en estado estacionario nulo.

$$\mathbf{G}_{vo_vref} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{ref}} \approx \frac{1}{\beta} \quad (4.29)$$

$$\mathbf{G}_{vo_p} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{p}(s)} \approx \mathbf{0} \quad (4.30)$$

Para el diseño de estos controladores en la literatura se recomienda emplear una acción de control PI para el diseño del controlador $C1(s)$ y una acción Proporcional derivativa (PD) en el caso del controlador $C2(s)$. Sin embargo, dadas las características de la planta en estudio, se recomienda que el control $C2(s)$ sea proporcional. Es decir, con estos controladores se asegura que el sistema presente seguimiento de consigna y rechazo de perturbaciones nulo. Lo cual se puede demostrar, tomando en cuenta la siguiente consideración que se presenta en la expresión (4.31) [60].

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{C2(s)}{C1(s)} = \mathbf{0} \quad (4.31)$$

Método de diseño

Para el diseño de los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$ inicialmente se hace uso de la función de transferencia de lazo cerrado que relaciona la respuesta del sistema con la entrada de perturbación, presentada en la expresión (4.26). Considerando que esta expresión involucra a ambos controladores, para simplificar su diseño se hace la siguiente consideración mostrada en la expresión (4.32).

$$\mathbf{C}(s) = \mathbf{C1}(s) + \mathbf{C2}(s) \quad (4.32)$$

Obteniéndose una nueva expresión, mostrada en (4.33).

$$\mathbf{G}_{vo_p} = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{p}(s)} = \frac{1}{1 + C(s) * G_{vo_vc}(s) * \beta} \quad (4.33)$$

Con esta consideración, los pasos a seguir para el diseño del controlador se describen a continuación:

Paso 1.

Inicialmente se diseña $C(s)$ para tener una adecuada respuesta del sistema \hat{v}_o ante una entrada de perturbación \hat{p} . Para lo cual se asume que la entrada de referencia es cero.

Dadas las características dinámicas de la planta en estudio se propone inicialmente un controlador $PI(s)$ con la estructura mostrada en la expresión (4.34) como una buena alternativa de solución. El cual se diseña para tener un buen rechazo de perturbaciones manteniendo parámetros de estabilidad adecuados.

$$C(s) = PI(s) = K \cdot (s + a)/s \quad (4.34)$$

Paso 2.

Diseñado el controlador $C(s)$, se procede a diseñar el controlador $C1(s)$ que tendrá como objetivo mantener un buen seguimiento de consigna, para lo cual se asume que la entrada de perturbación es cero. Para el diseño de este controlador, se hace uso de la expresión mostrada en (4.24) que relaciona la respuesta del sistema \hat{v}_o con la entrada de referencia \hat{v}_{ref} . Expresión que se puede reescribir como (4.35).

$$G_{vo_vref} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{ref}} = \frac{G_{vo_vc} * C1(s)}{1 + C(s) * G_{vo_vc}(s) * \beta} \quad (4.35)$$

Conocidas las características de diseño de los controladores $C(s)$ y $C1(s)$, se puede diseñar el controlador $C2(s)$ como se muestra a continuación:

Partiendo de la expresión (4.32) podemos despejar $C2(s)$ como se muestra en la expresión (4.36). Con lo cual se puede conocer las características de diseño del controlador $C2(s)$.

$$C2(s) = C(s) - C1(s) \quad (4.36)$$

Con esta estrategia se diseñaron los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$ que se muestran en las expresiones (4.37) y (4.38), los cuales cumplen con las condiciones establecidas en las expresiones (4.29) y (4.30) y (4.31).

$$C1(s) = 0.10988 * \frac{s+5700}{s} \quad (4.37)$$

$$C2(s) = 3144 * \frac{1}{s+8200} \quad (4.38)$$

En la Fig. 4.30, se muestra la respuesta temporal a una entrada de referencia escalón que se obtuvo con la implementación del control 2DOF. Observándose una respuesta subamortiguada con error en estado estacionario nulo, resultando ser muy semejante a la respuesta mostrada en la Fig.4.7 que se obtuvo con el controlador PI.

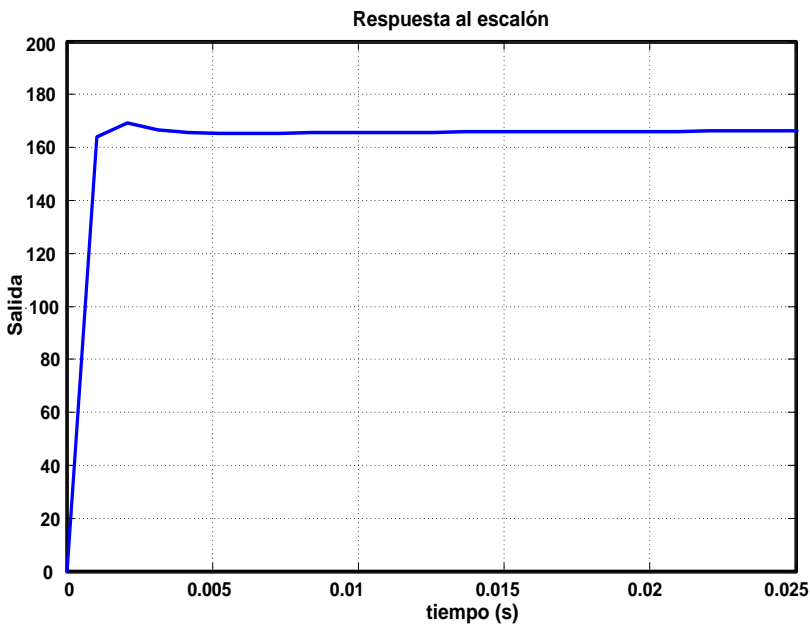


Fig. 4.30. Respuesta del controlador 2DOF para entrada de referencia escalón.

En la Fig. 4.31. Se presenta la respuesta del sistema a una entrada de perturbación escalón que se obtuvo con la implementación del controlador 2DOF, presentándose una mejora respecto a la respuesta obtenida con la aplicación del controlador PI que se mostro en la Fig.4.8. Específicamente, se observa una amplitud menor en la respuesta del sistema con la aplicación del control 2DOF, lo que representa un mejor rechazo de perturbaciones de este controlador respecto del controlador PI. Asimismo, en ambos casos se presenta un tiempo de asentamiento en estado estacionario nulo muy similar.

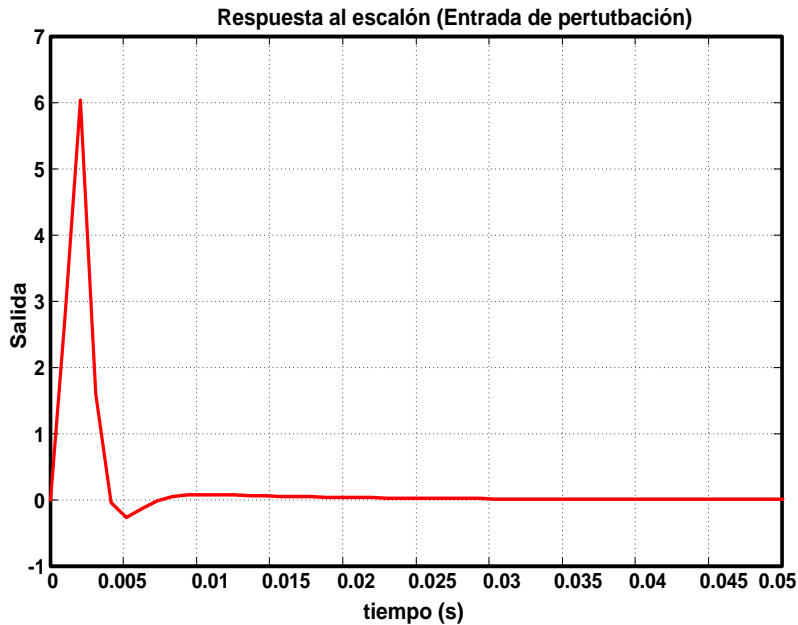


Fig. 4.31. Respuesta del controlador 2DOF para entrada de perturbación escalón.

Una vez observado el comportamiento del sistema en el dominio del tiempo con el diseño del controlador 2DOF, a continuación se presenta su comportamiento en el dominio de la frecuencia. En el diagrama de Bode de la Fig. 4.32 se presenta la ganancia del lazo de tensión del control 2DOF que se presentó en la expresión (4.28). Obteniéndose las siguientes características de estabilidad. (frecuencia de cruce) $f_c = 880$ Hz, (margen de fase) $PM = 83.2^\circ$, (margen de Ganancia) $GM = 5.8$ dB.

En la Fig. 4.33 se presenta el diagrama de Bode de la ganancia de lazo que se obtuvo con la implementación del controlador PI y el control 2DOF en el lazo de tensión, observándose que con la implementación del control 2DOF en las frecuencias que se encuentran por arriba de 500 Hz y hasta 1 kHz se presenta una mayor ganancia que en el caso de la respuesta que se obtiene con la implementación del controlador PI. Con lo que con el control 2DOF se tiene un mejor rechazo de perturbaciones.

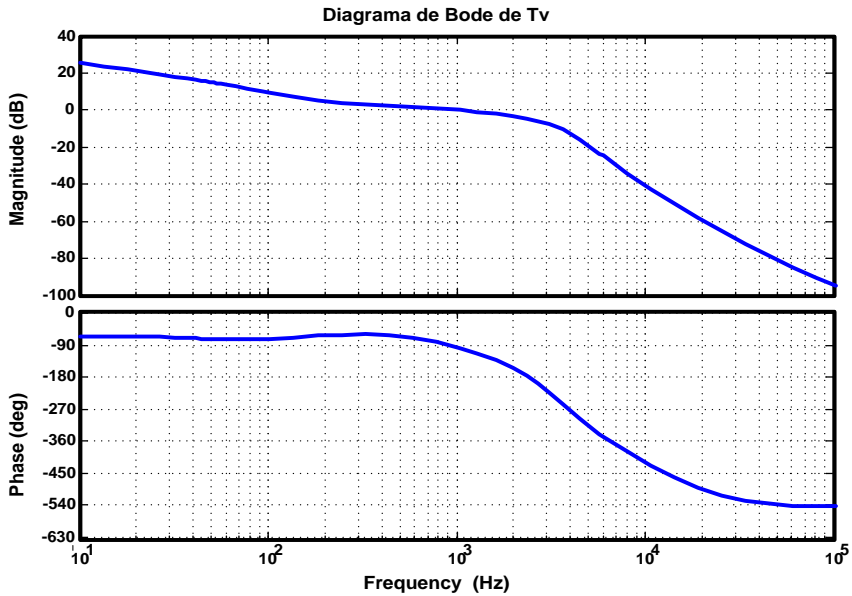


Fig. 4.32. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión Tv con la implementación del control 2DOF.

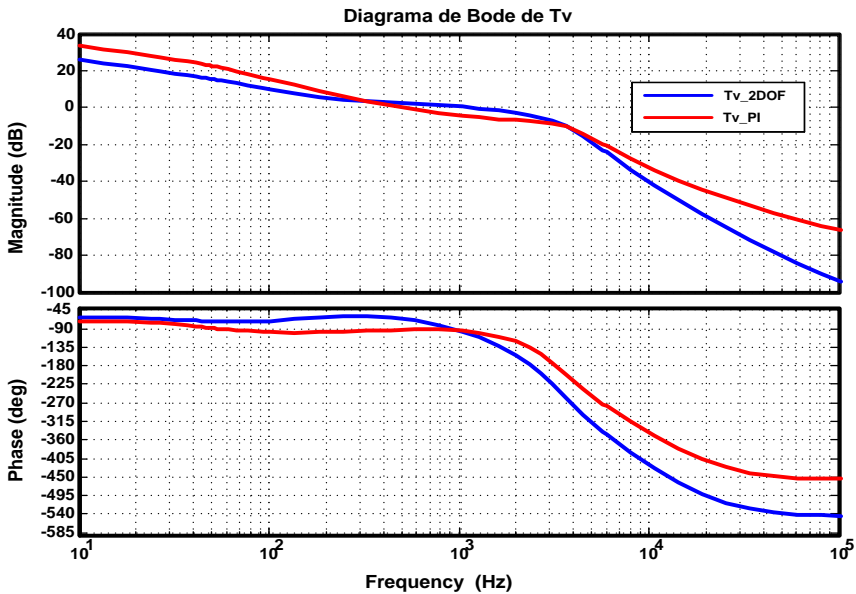


Fig. 4.33. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión Tv con la aplicación del control 2DOF y controlador PI.

En la Fig. 4.34 se presenta el diagrama de Bode de seguimiento de consigna (v_{o_vref}) que se obtuvo con la aplicación del control 2DOF y el controlador PI, observándose un mejor seguimiento de consigna con la aplicación del control 2DOF en todo el rango de operación de frecuencia para el cual fue diseñado.

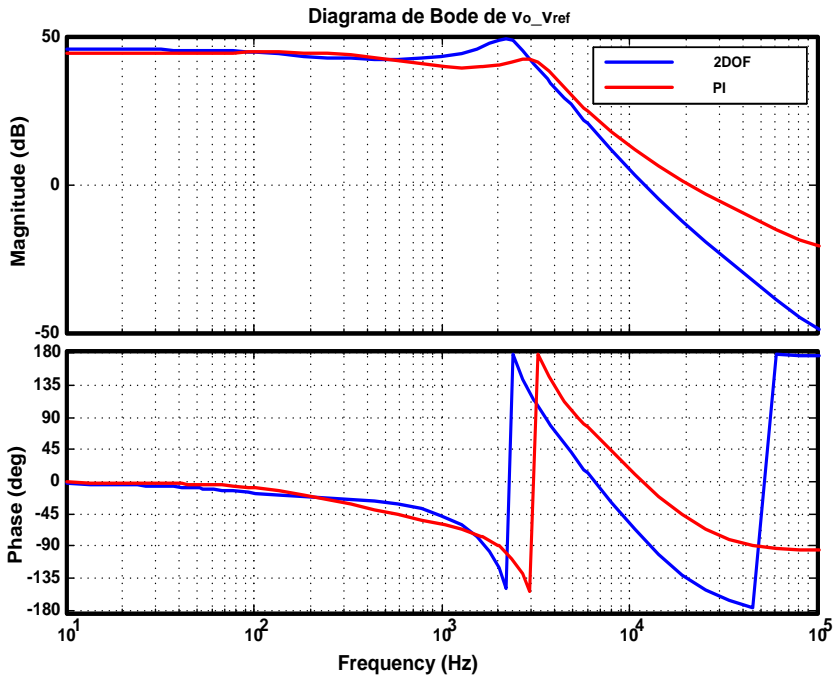


Fig. 4.34. Diagrama de Bode de v_{o_vref} con la implementación del control 2DOF y controlador PI.

4.2.8. Representación de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor.

Para realizar un análisis más completo del rendimiento de los diferentes controladores que se han diseñado y que se diseñarán para el lazo de corriente y tensión del inversor, en cuanto a rechazo de perturbaciones se refiere, resulta importante conocer las características de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se presenta con la aplicación de los diferentes controladores en sus respectivos lazos. Por lo que en adelante se presentará a través de diagramas de Bode su comportamiento. Se aclara que más adelante en el capítulo 6, donde se trata el tema de esquemas *droop* [61] se calculará y analizará con más detalle

la importancia que tiene el conocimiento de este parámetro para un buen funcionamiento del inversor dentro del contexto de operación de una microrred.

En la Fig. 4.35 se presenta el diagrama de Bode de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se obtuvo con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y controlador PI y 2DOF en el lazo de tensión. Observándose que con la implementación del controlador PI en el lazo de tensión a la frecuencia del fundamental y de los armónicos que se presentan hasta una frecuencia de 1kHz, la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor presenta una respuesta mayormente inductiva, es decir presenta una fase cercana a 90° . Contrastando con la característica de la impedancia de lazo cerrado que se presenta con la implementación del control 2DOF en el lazo de tensión, la cual tiene un carácter mayormente resistivo con una fase cercana a 0° en el mismo rango de operación de frecuencia del inversor. Observando este comportamiento, se puede establecer que con la implementación del control 2DOF se distorsionará menos la tensión de salida del inversor. Esto se demostrará con las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5.

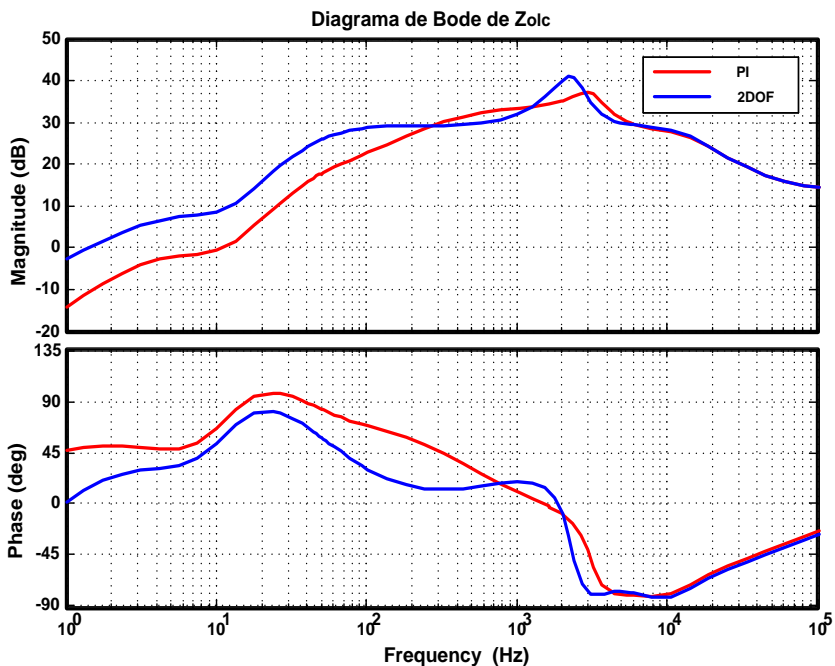


Fig. 4.35. Diagrama de Bode de la impedancia de la salida del inversor en lazo cerrado Z_{olc} , para el control 2DOF y controlador PI.

4.2.9. Diseño del control 2DOF+CR

En el diagrama de bloques de la Fig. 4.36, se presenta el esquema de control 2DOF+CR, donde se puede observar básicamente que su diferencia con el esquema de control 2DOF presentado en la Fig. 4.27 es que al controlador $C1(s)$ se le ha sumado el CR presentado en el esquema de control de la Fig. 4.23.

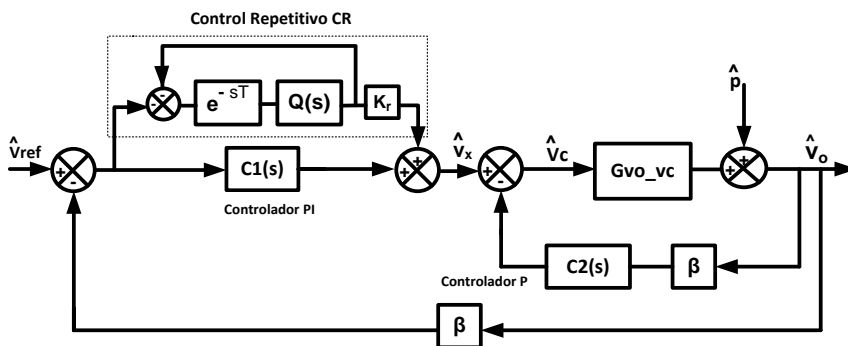


Fig. 4.36. Diagrama de bloques en configuración en cascada para el control 2DOF+CR

El diseño del control 2DOF+CR se puede resumir en los siguientes pasos:

El primer paso es diseñar bajo un esquema 2DOF los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$ como se mostro en la sección 4.2.6, los cuales deben garantizar inicialmente la estabilidad del sistema, manteniendo un buen seguimiento de consigna y un buen rechazo de perturbaciones en un rango amplio de frecuencias.

El siguiente paso es diseñar el controlador repetitivo que se encontrará en paralelo con el control $C1(s)$. Para lo cual, básicamente se diseña el filtro pasa bajos $Q(s)$, como se muestra en la ecuación (4.21). El valor de ω_q y K_r se determinan con la premisa de que no se afecte la estabilidad global del sistema y el diseño de este controlador pueda contribuir con un mayor rechazo de perturbaciones en el sistema.

Para observar la contribución que ofrece el CR ante rechazo de perturbaciones cuando se adiciona al control 2DOF, se obtiene la ganancia del lazo de tensión T_v aplicando álgebra de bloques al diagrama de la Fig.4.36, considerando que la perturbación $\hat{p} = 0$. Con lo que se obtiene el diagrama de bloques de la Fig. 4.37(c).

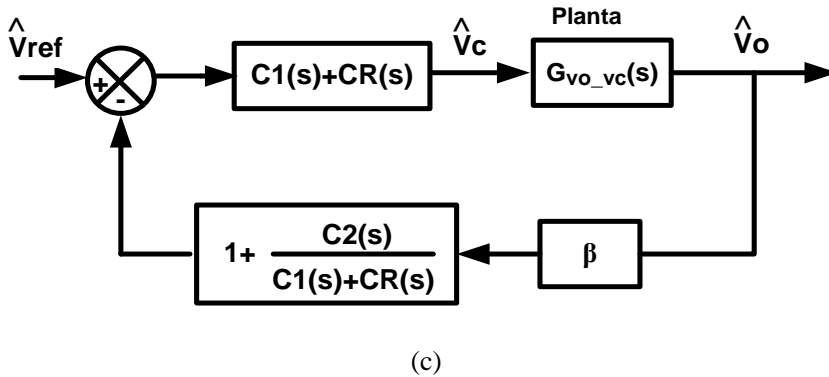
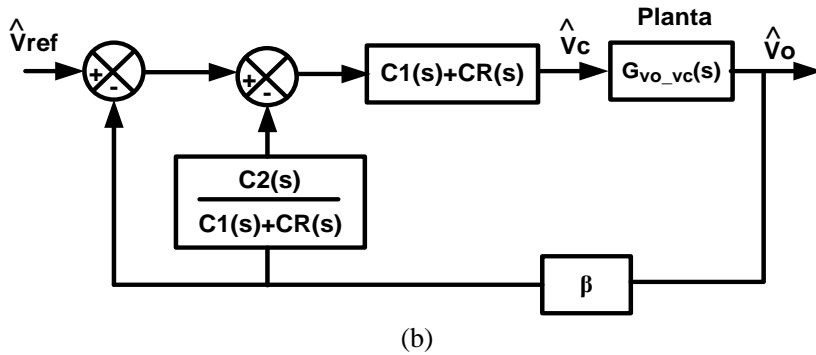
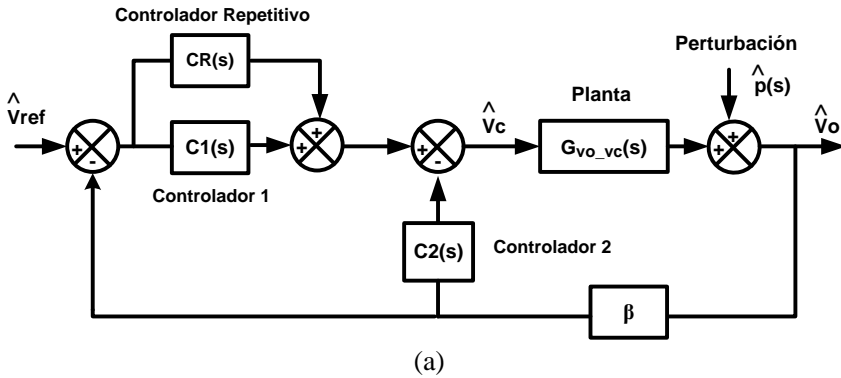


Fig. 4.37. (a) Diagrama general del esquema de control 2DOF+CR, (b) Reducción del esquema de control empleando álgebra de bloques, (c) Diagrama equivalente para el cálculo del lazo de tensión $T_v(s)$, para la configuración de control 2DOF+CR.

A partir del diagrama anterior, se puede obtener la expresión (4.39) que representa la ganancia del lazo de tensión del control de dos grados de libertad con controlador repetitivo.

$$\mathbf{T}_{V\ 2DOF+CR}(s) = [\mathbf{C1}(s) + \mathbf{CR}(s) + \mathbf{C2}(s)] * \mathbf{G}_{vo-vc}(s) * \beta \quad (4.39)$$

Donde $\mathbf{CR}(s)$ representa la función de transferencia del controlador repetitivo presentado en la expresión (4.23), la cual se vuelve a presentar en la expresión (4.40).

$$\mathbf{RC}(s) = \frac{-\mathbf{Q}(s)*e^{-sT}}{1+\mathbf{Q}(s)*e^{-sT}} * \mathbf{K}_r \quad (4.40)$$

Para la aplicación de esta configuración de control se emplearon los controladores $\mathbf{C1}(s)$ y $\mathbf{C2}(s)$ diseñados en la sección anterior para el control 2DOF. Los parámetros de diseño del controlador repetitivo empleado en esta aplicación son los siguientes: $f_c=500$ Hz y $K_r = 0.55$. Los valores de f_c y K_r se eligieron, considerando que la inserción del controlador repetitivo dentro de la configuración de control 2DOF no debe de afectar la estabilidad global del sistema.

En la Fig. 4.38 se muestra el diagrama de Bode para la ganancia del lazo de tensión del control 2DOF+CR presentada en la expresión (4.39), con la cual se obtienen las siguientes características de estabilidad. (frecuencia de cruce) $f_c = 978$ Hz, (margen de fase) $PM = 92.5^\circ$, (margen de Ganancia) $GM = 6.2\text{dB}$. Así como la ganancia del lazo de tensión del controlador PI+CR presentada en el diagrama de Bode de la Fig. 4.24. En este diagrama se puede observar que debido a las características del controlador 2DOF analizadas en la sección anterior, la configuración de control 2DOF+CR presenta un mejor rechazo de perturbaciones con respecto a la configuración de control PI+CR. Esto debido a que a la frecuencia de la fundamental y de los armónicos se tiene una mayor ganancia.

En la Fig. 4.39 se presenta el diagrama de Bode de seguimiento de consigna ($v_o_v_{ref}$) que se obtuvo con la aplicación del control 2DOF+CR y el controlador PI+CR, observándose un mejor seguimiento de consigna con la aplicación del control 2DOF+CR en todo el rango de operación de frecuencia para el cual fue diseñado.

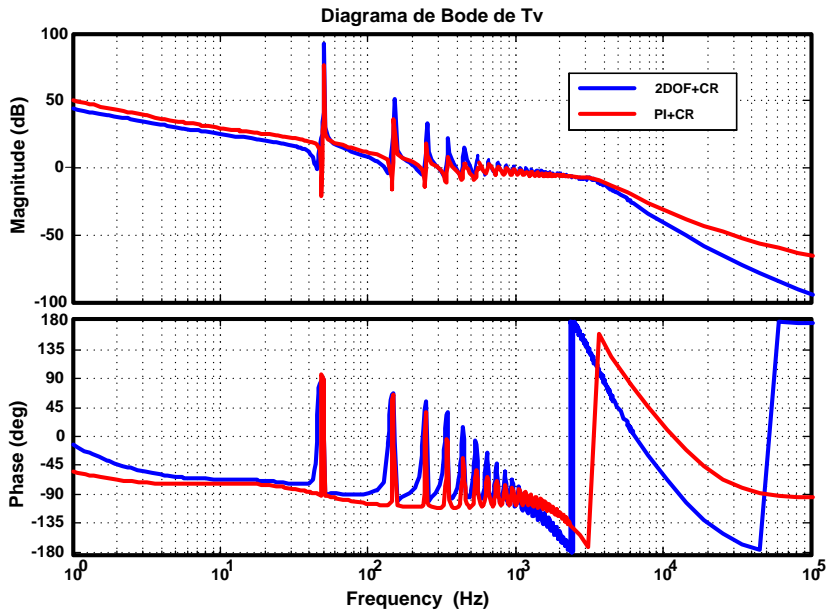


Fig. 4.38. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control 2DOF+CR y PI+CR.

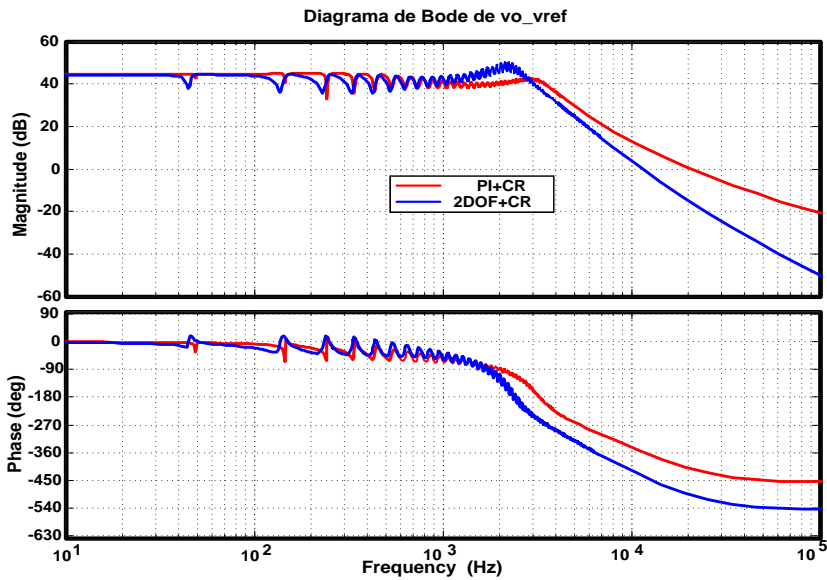


Fig. 4.39. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna v_{0_vref} para el control 2DOF+CR y PI+CR.

En la Fig. 4.40 se presenta el diagrama de Bode de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se obtuvo con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y los controladores PI+CR y 2DOF+CR en el lazo de tensión, observándose que con la implementación de estos controladores en el lazo de tensión el comportamiento de la impedancia de salida del inversor reduce la impedancia a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga con una fase cercana a 0° . Sin embargo, en la configuración 2DOF+CR se tiene la ventaja de obtener un módulo mayor en la impedancia de salida para las frecuencia del fundamental y de los armónicos de corriente de la carga, por lo que se puede afirmar que el comportamiento del inversor es resistivo, lo que facilita el uso de una ley de *droop* resistiva. Destacando que con la implementación del control 2DOF+CR se distorsionará menos la tensión de salida del inversor. Esto se demostrará con las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5.

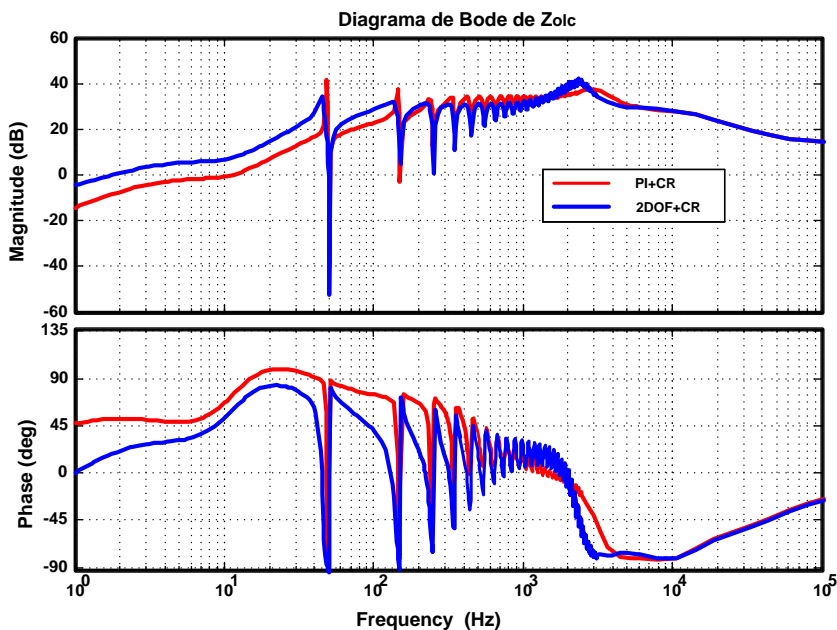


Fig. 4.40. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control 2DOF+CR y controlador PI+CR.

4.2.10. Diseño del control 2DOF+CRes

El diseño del control de dos grados de libertad más controlador resonante (2DOF+CRes) se puede resumir en los siguientes pasos:

El primer paso es diseñar bajo un esquema de dos grados de libertad los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$, los cuales deben garantizar inicialmente la estabilidad del sistema, manteniendo un buen seguimiento de consigna y un buen rechazo de perturbaciones en un rango amplio de frecuencias.

El siguiente paso es diseñar el controlador resonante que se encontrará en paralelo con el controlador $C1(s)$. El diseño de este controlador se realiza de forma semejante al diseño que se dio para la configuración de control PI+CRes y su inserción deberá contribuir con un mejor rechazo de perturbaciones, sin afectar la estabilidad global del sistema. En el diagrama de bloques de la Fig. 4.41 se muestra su configuración.

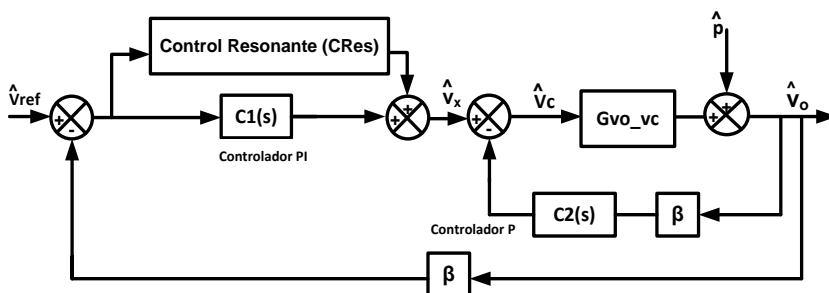
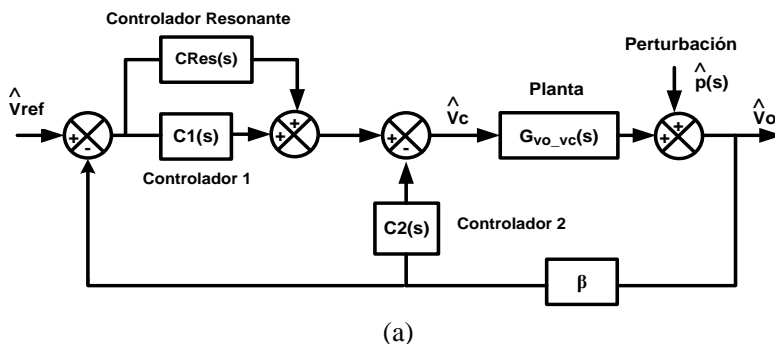


Fig. 4.41. Diagrama de bloques en configuración cascada para un control 2DOF+CRes

Para observar la contribución que ofrece el controlador resonante ante rechazo de perturbaciones cuando este se adiciona al control 2DOF, se obtiene la ganancia del lazo de tensión aplicando álgebra de bloques al diagrama de la Fig. 4.41. Obteniéndose el diagrama equivalente de la Fig. 4.42 (c).



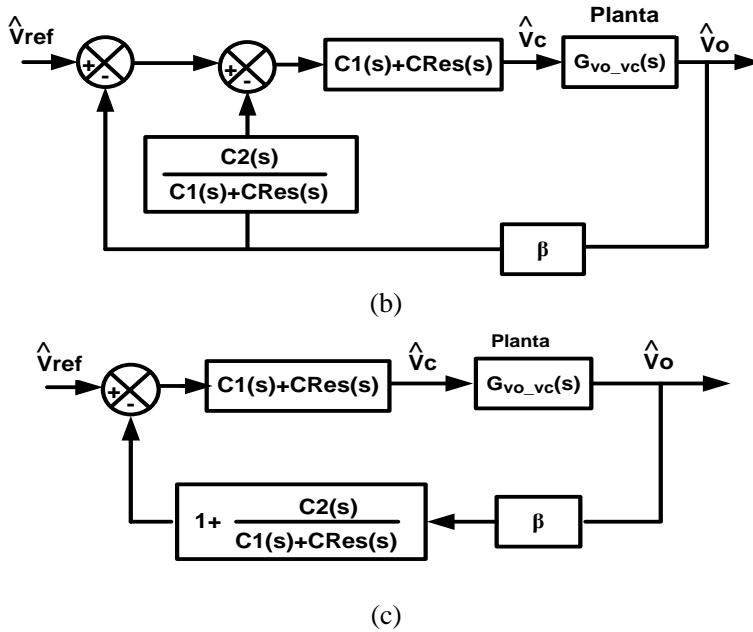


Fig. 4.42. (a) Representación general del esquema de control 2FOF+CRes, (b) Reducción del sistema empleando álgebra de bloques, (c) Diagrama equivalente para el cálculo del lazo de tensión $T_v(s)$ en una configuración 2DOF+CRes.

A partir del diagrama anterior, se puede obtener la expresión (4.41) que representa la ganancia del lazo de tensión del control 2DOF+CRes.

$$T_{V\ 2DOF+CRes}(s) = [C1(s) + CRes(s) + C2(s)] * G_{vo-vc}(s) * \beta \quad (4.41)$$

Donde $CRes(s)$ representa la función de transferencia del controlador resonante con las características que se presentan en la expresión (4.42).

$$CRes = \sum_{h=1}^7 \frac{K_h * B_h * s}{s^2 + B_h * s + (\omega_h^2)}, h = \text{impar} \quad (4.42)$$

Para la aplicación de esta configuración de control se emplearon los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$ diseñados en la configuración de control 2DOF. Los parámetros de diseño del controlador resonante son los siguientes: los resonantes se ubicaron en la frecuencia fundamental y en los tres primeros armónicos impares (3, 5, y 7) a los cuales se le asignaron ganancias $K_h = 35, 20, 15,$ y 10 anchos de banda $B_h = 2 \cdot \pi \cdot 0.2, 2 \cdot \pi \cdot 0.6, 2 \cdot \pi \cdot 1.0$ y $2 \cdot \pi \cdot 1.4,$ respectivamente.

En la Fig. 4.43 se muestra el diagrama de Bode para la ganancia del lazo de tensión del control 2DOF+CRes presentada en la expresión (4.41), así como la

del lazo de tensión con controlador PI+CRes que se obtuvo en la sección 4.2.2, observándose que con la aplicación del control 2DOF+CRes se obtienen las siguientes características de estabilidad. (frecuencia de cruce) $f_c = 1.1$ kHz, (margen de fase) $PM = 63.5^\circ$, (margen de Ganancia) $GM = 5.2$ dB. En este diagrama se puede observar un comportamiento muy similar del sistema con la aplicación de ambos controladores. Esto se debe a las características de diseño del controlador resonante, donde cualquier aumento en ganancia y ancho de banda de los resonantes así como el número de estos, dentro de la configuración de control 2DOF o en el controlador PI producirá que la estabilidad del sistema se degrade.

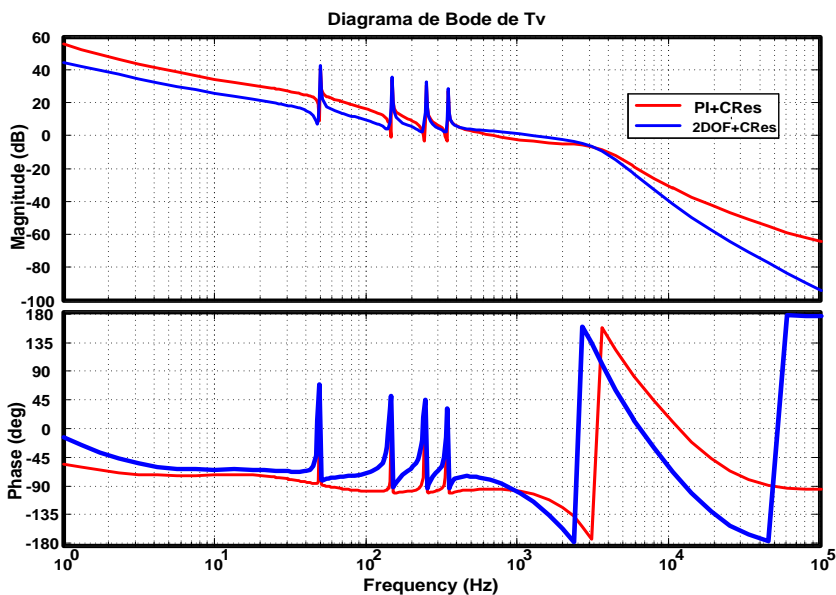


Fig. 4.43. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control 2DOF+CRes y controlador PI+CRes.

En la Fig. 4.44 se presenta el diagrama de Bode de seguimiento de consigna ($v_o - v_{ref}$) que se obtuvo con la aplicación del control 2DOF+CRes y el controlador PI+CRes, observándose un seguimiento de consigna semejante con la aplicación de ambos controladores en todo el rango de operación de frecuencia para el cual fueron diseñados.

En la Fig. 4.45 se presenta el diagrama de Bode de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se obtuvo con la implementación del

controlador P+CRes en el lazo de corriente y los controladores PI+CRes y 2DOF+CRes en el lazo de tensión, observándose que con la implementación de estos controladores en el lazo de tensión el comportamiento de la impedancia de salida del inversor reduce la impedancia a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga con una fase cercana a 0° . Particularmente en esta implementación se observa un comportamiento muy semejante con la aplicación de los controladores en el lazo de tensión. Esto debido a que en ninguna de las dos aplicaciones se puede aumentar el número de resonantes, debido a que se afectaría la estabilidad global del sistema. Esto se demostrará con las simulaciones realizadas en PSIM 7.05 en el capítulo 5.

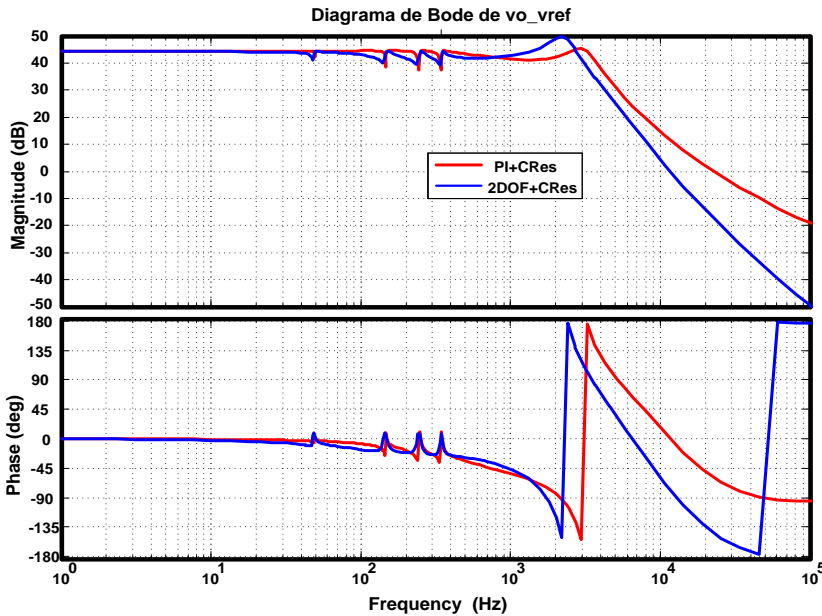


Fig. 4.44. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna vo_vref para el control 2DOF+CRes y PI+CRes.

En la Fig. 4.46 se muestra el diagrama de Bode para la ganancia del lazo de tensión del control 2DOF+CRes y el control 2DOF+CR. Observándose un mejor desempeño del controlador 2DOF+CR para rechazo de perturbaciones, ya que para un rango similar de frecuencia de operación de ambos controladores, el control 2DOF+CR presenta mayor ganancia a la frecuencia en que se presentan los armónicos producidos por la carga.

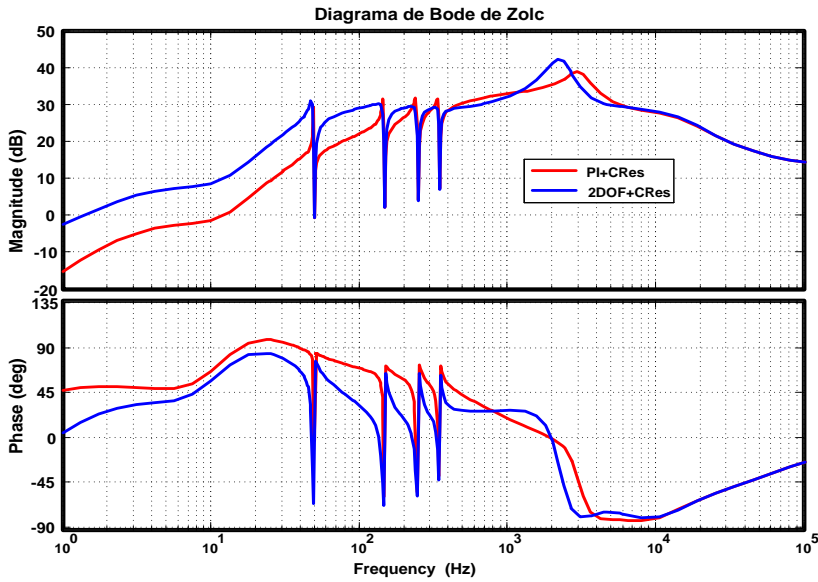


Fig. 4.45. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control 2DOF+CRes y controlador PI+CRes.

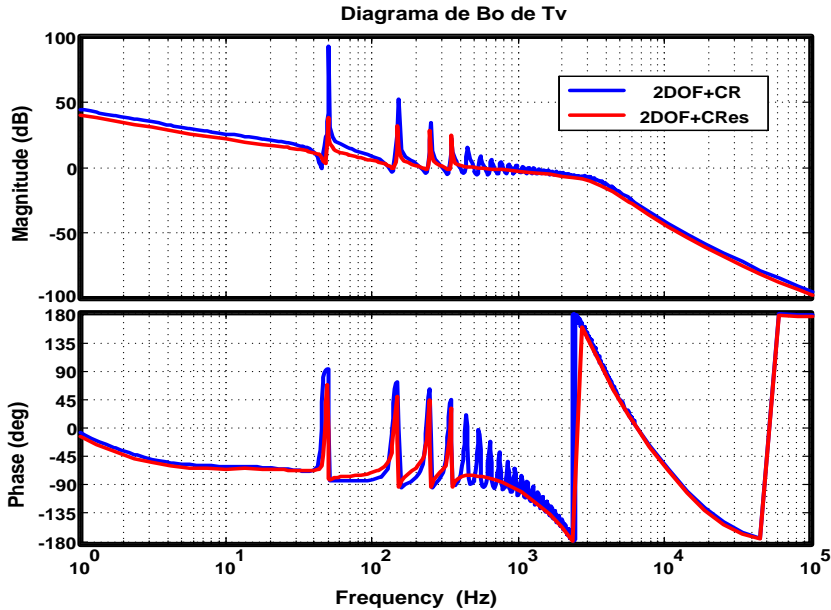


Fig. 4.46. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control 2DOF+CR y control 2DOF+CRes.

En la Fig. 4.47 se presenta el diagrama de Bode de seguimiento de consigna ($v_o_v_{ref}$) que se obtuvo con la aplicación del control 2DOF+CRes y el control 2DOF+CR, observándose un mejor seguimiento de consigna para la aplicación del control 2DOF+CR.

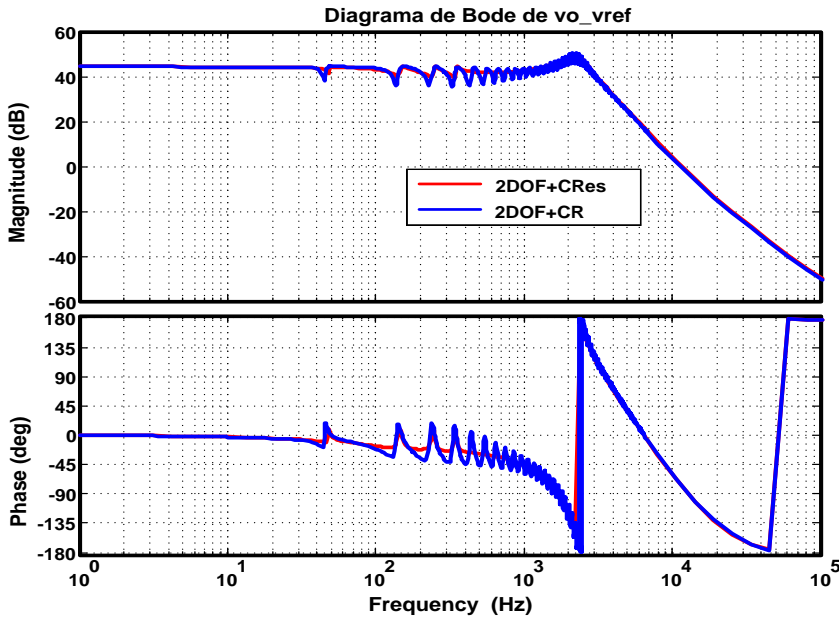


Fig. 4.47. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o_v_{ref}$ para el control 2DOF+CRes y 2DOF+CR.

En la Fig. 4.48 se presenta el diagrama de Bode de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se obtuvo con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y los controladores 2DOF+CRes y 2DOF+CR, observándose que con la implementación de estos controladores en el lazo de tensión el comportamiento de la impedancia de salida del inversor reduce la impedancia a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga con una fase cercana a 0° . Sin embargo, en la configuración 2DOF+CR se tiene la ventaja de obtener un módulo mayor en la impedancia de salida para las frecuencias del fundamental y de los armónicos de corriente de la carga, por lo que se puede afirmar que el comportamiento del inversor es resistivo, lo que facilita el uso de una ley de *droop* resistiva. Destacando que con la implementación del control 2DOF+CR se distorsionará menos la tensión de

salida del inversor. Esto se demostrará con las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5.

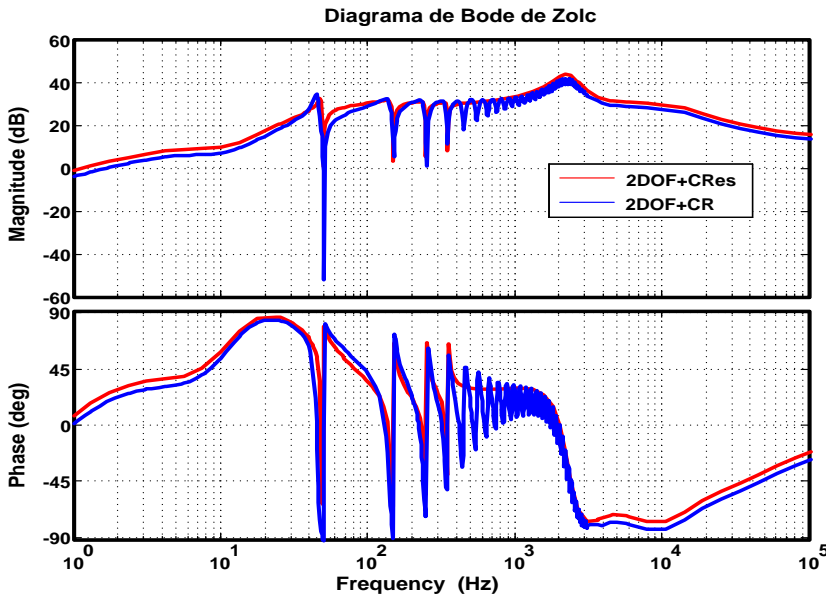


Fig. 4.48. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control 2DOF+CRes y 2DOF+CR

Como se pudo analizar con anterioridad, la configuración de control 2DOF+CRes no resultó tener un mejor desempeño respecto de la configuración de control PI+CRes. Por lo que tomando en cuenta esta situación, se propuso una técnica de control novedosa basada en una configuración PI-P+CRes que resultó tener un mejor rendimiento que la configuración de control 2DOF+CRes. Las características y diseño de este controlador se describen a continuación:

4.2.11. Controlador PI-P+CRes

En la literatura se ha demostrado que a partir de un controlador PID se puede obtener un control PI-D si se mueve la acción de control derivativa a la trayectoria de realimentación y que el control I-PD se obtiene moviendo las acciones de control proporcional y derivativa a la trayectoria de realimentación. Sin embargo, en lugar de mover la acción de control derivativa completa o la acción de control proporcional a la trayectoria de realimentación, es posible mover sólo partes de estas acciones de control a la trayectoria de realimentación, conservando las partes restantes en la trayectoria directa. Con este concepto, en

la literatura se ha propuesto un control PI-PD, cuyas características se encuentran entre el control PID y el control I-PD. En este esquema de control tenemos un controlador en la trayectoria directa y otro en la trayectoria de realimentación [50].

Bajo el concepto de diseño de controladores PI-PD se propone para nuestra aplicación y como una novedad un controlador PI-P+CRes. La idea básica del control PI-P es evitar que las señales de control grandes puedan provocar fenómenos de saturación dentro del sistema. Es decir, llevando las acciones de control proporcional a la trayectoria de realimentación, es posible elegir valores más grandes para K_p que los que se pueden obtener mediante el esquema de control PID.

Por otro lado, la inserción del controlador resonante dentro del esquema de control PI-P permitirá mejorar el rechazo de perturbaciones ante la presencia de cargas no lineales, manteniendo un buen seguimiento de consigna.

Este controlador se diseñó bajo un esquema de control en cascada, como se muestra en la Fig. 4.49. El objetivo es diseñar $C1(s)+CRes$ y $C2(s)$, cuyas respuestas a entrada de referencia \hat{v}_{ref} y perturbaciones respectivamente sean de características deseables. Es decir, se busca que la respuesta del sistema en ambas situaciones se amortigüe rápidamente con error en estado estacionario nulo. Con este esquema de control se busca regular la tensión de salida \hat{v}_o del inversor que habrá de entregarse a la carga.

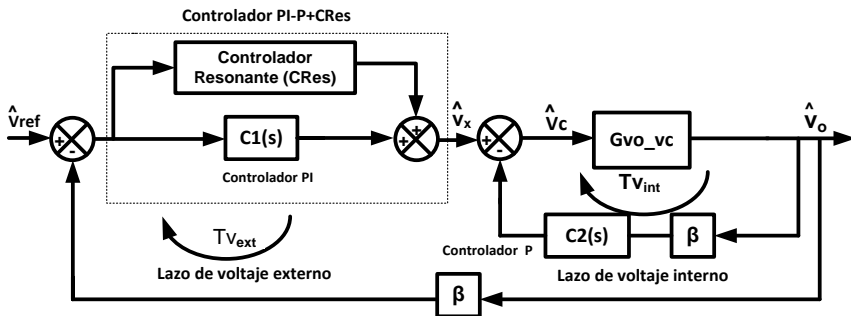


Fig. 4.49. Diagrama de bloques en configuración en cascada para un control PI-P+CRes.

Aplicando algebra de bloques al diagrama mostrado en la Fig.4.49, se puede obtener la ganancia de lazo de tensión que se muestra en la expresión (4.43)

$$TV_{PI-P+CRes} = \left[C1(s) + \sum_{h=1}^{11} \frac{K_h * B_h * s}{s^2 + B_h * s + (\omega_h^2)} \right] * G_{int}(s) * \beta \quad (4.43)$$

Método de diseño:**Paso 1**

Se diseña inicialmente el control $C2(s)$ con una estructura de control Proporcional, el cual se ajusta para tener un adecuado rechazo de perturbaciones que se puedan presentar en el sistema. Su diseño se ajusta para tener un ancho de banda en el lazo de tensión interno $T_{v_{int}}$ menor que el que se tiene en el lazo de corriente T_i . Para esta aplicación el controlador que cumple con este requisito se presenta en la expresión (4.44).

$$C2(s) = 0.3 \quad (4.44)$$

Paso 2

Con el diseño del controlador $C2(s)$, se procede a determinar la función de transferencia en lazo cerrado del lazo interno $T_{v_{int}}$, obteniéndose la expresión (4.45).

$$G_{int}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_x} = \frac{G_{vo-vc}(s)}{1 + G_{vo-vc}(s) * \beta * C2(s)} \quad (4.45)$$

Paso 3

Con la obtención de la función de transferencia $G_{int}(s)$ es posible diseñar el controlador $C1(s)$, que deberá tener una estructura de control PI. El diseño de este controlador se ajusta para tener un ancho de banda en el lazo de tensión externo $T_{v_{ext}}$ menor al obtenido en el lazo de tensión interno $T_{v_{int}}$. El objetivo de este controlador será el de proveer al sistema con un buen seguimiento de consigna con error en estado estacionario nulo. Para esta aplicación el controlador PI(s) que cumple con tales características se presenta en la expresión (4.46).

$$C1(s) = 0.080266 * \frac{s+11600}{s} \quad (4.46)$$

Una vez diseñados los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$, que deberán garantizar la estabilidad del sistema, el siguiente paso es diseñar el controlador resonante que se encontrará en paralelo con el control $C1(s)$, según se muestra en la Fig.4.49. Este controlador se diseña de forma independiente a los controladores $C1(s)$ y $C2(s)$, garantizando que su inserción no afecte la estabilidad global del sistema. Teniendo como objetivo, contribuir al rechazo de perturbaciones al proveer una alta ganancia a las frecuencias armónicas producidas por la carga. El controlador resonante se diseñó bajo la misma estructura que se mostro en la expresión

(4.42). Los resonantes se ubicaron en la frecuencia fundamental y en los cinco primeros armónicos impares (3, 5, 7, 9 y 11) a los cuales se le asignaron ganancias con valores de $K_h = 50, 35, 20, 20, 20$ y 20 y anchos de banda con valores de $B_h = 2 \cdot \pi \cdot 0.3, 2 \cdot \pi \cdot 0.9, 2 \cdot \pi \cdot 1.5, 2 \cdot \pi \cdot 2.1, 2 \cdot \pi \cdot 2.7$ y $2 \cdot \pi \cdot 3.3$ respectivamente.

Los datos de diseño de los controladores $C1(s)$, $C2(s)$ y resonantes se sustituyeron en la expresión (4.43), obteniéndose el diagrama de Bode del lazo de tensión que se muestra en la Fig. 4.50. En este diagrama se realiza un comparativo de la respuesta del sistema con la aplicación del controlador PI+CRes y PI-P+CRes con igualdad de parámetros en el diseño de resonantes. Observándose un mejor comportamiento del segundo ya que presenta mejores características de estabilidad. Es decir, con la aplicación del controlador PI-P+CRes se presenta un margen de fase de 58.2° , un margen de ganancia 7.6dB y un ancho de banda de 980Hz. Y con la aplicación del controlador PI+CRes se presenta margen de fase de 45.8° , un margen de ganancia 3.5dB y un ancho de banda de 1.9kHz, destacándose con la aplicación de este controlador un ancho de banda muy cercano al ancho de banda del lazo de corriente que es de 2.21 kHz que traería problemas en su implementación experimental.

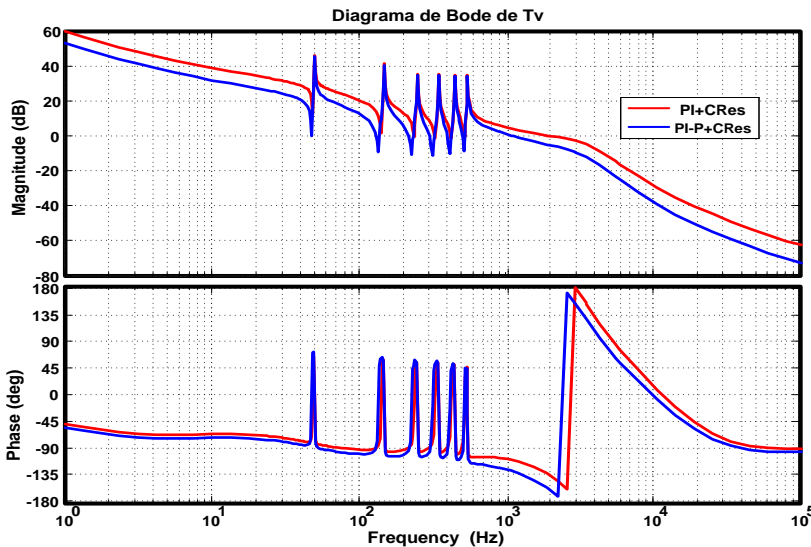


Fig. 4.50. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el control PI+CRes y PI-P+CRes con parámetros similares de diseño en resonantes.

En la Fig. 4.51 se muestra el diagrama de Bode de la ganancia del lazo de tensión de los controladores PI-P+CRes y PI+CRes, teniendo en cuenta un número menor de resonantes en el diseño del controlador PI+CRes. Es decir, se busco igualar características de estabilidad del sistema con la aplicación de ambos controladores, para lo cual se tuvo que reducir el número de resonantes en la configuración de control PI+CRes de seis a tres resonantes. Con esta consideración de diseño el controlador PI-P+CRes mantuvo sus características de estabilidad, es decir margen de fase de 58.2° , margen de ganancia 7.6dB y ancho de banda de, 980Hz y el controlador PI+CRes presentó un margen de fase de 69.2° , un margen de ganancia de 5dB y un ancho de banda de 1.1kHz. Siendo estos parámetros más adecuados para realizar su implementación experimental. Sin embargo, el reducir el número de resonantes en la configuración de control PI+CRes se presenta un menor rechazo de perturbaciones.

En la Fig. 4.52 se presenta el diagrama de Bode de seguimiento de consigna ($v_o_v_{ref}$) que se presentó con la aplicación del controlador PI-P+CRes y el controlador PI+CRes, observándose un mejor seguimiento de consigna con la implementación del controlador PI-P+CRes en todo el rango de frecuencia para el cual fue diseñado.

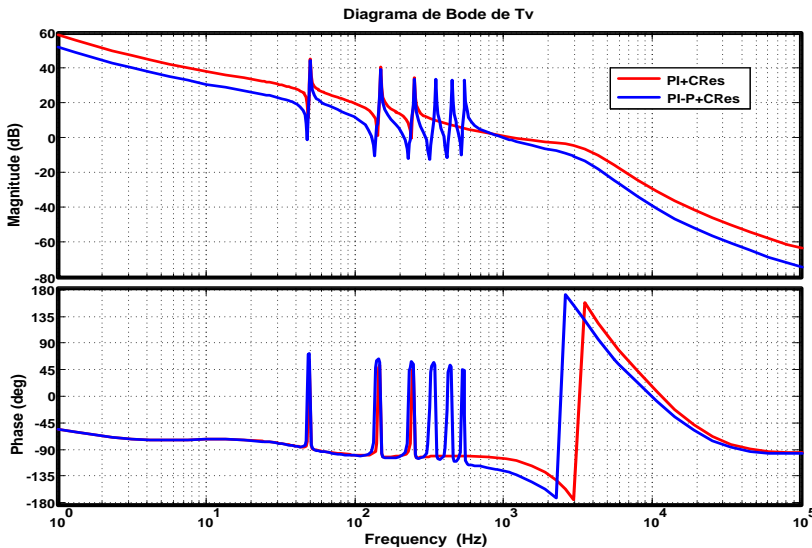


Fig. 4.51. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión Tv para el controlador PI+CRes y PI-P+CRes con un número menor de resonantes en la configuración de control PI+CRes.

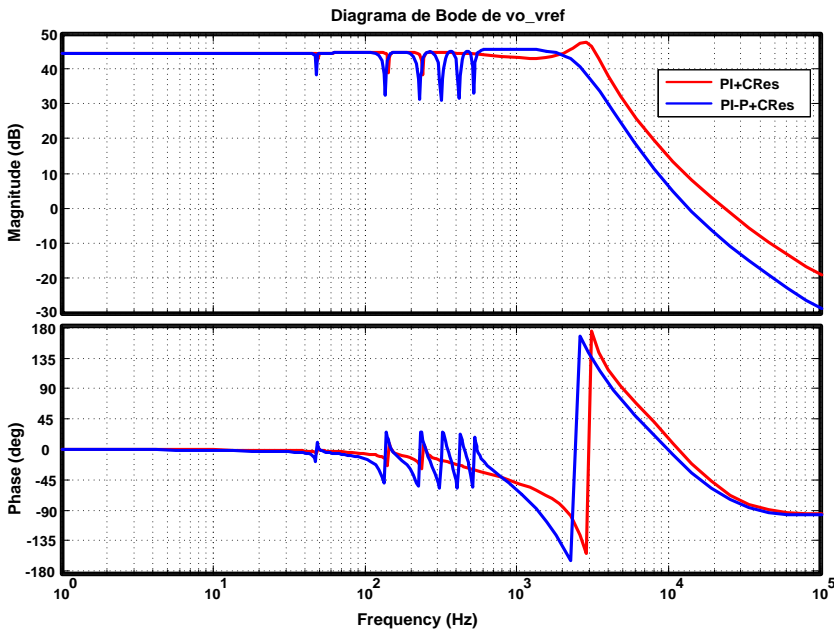


Fig. 4.52. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna v_{o_vref} para el control PI+CRes y PI-P+CRes con un número menor de resonantes en la configuración de control PI+CRes.

En la Fig. 4.53 se presenta el diagrama de Bode de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se obtuvo con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y los controladores PI+CRes y PI-P+CRes, observándose que con la implementación de estos controladores en el lazo de tensión el comportamiento de la impedancia de salida del inversor reduce la impedancia a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga con una fase muy cercana a 0° . Sin embargo, en la configuración PI-P+CRes se tiene la ventaja de obtener un módulo mayor en la impedancia de salida para las frecuencias del fundamental y de los armónicos de corriente de la carga, por lo que se puede afirmar que el comportamiento del inversor es resistivo, lo que facilita el uso de una ley de *droop* resistiva. Destacando que con la implementación del control PI-P+CRes se distorsionará menos la tensión de salida del inversor. Esto se demostrará con las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5.

En la Fig. 4.54 se muestra el diagrama de Bode para la ganancia del lazo de tensión del control PI-P+CRes y el control 2DOF+CR. Observándose un mejor comportamiento del controlador PI-P+CRes para rechazo de perturbaciones, ya

que a partir del tercer armónico, con la aplicación de este controlador se presenta una mayor ganancia que la se obtiene con la aplicación del control 2DOF+CR.

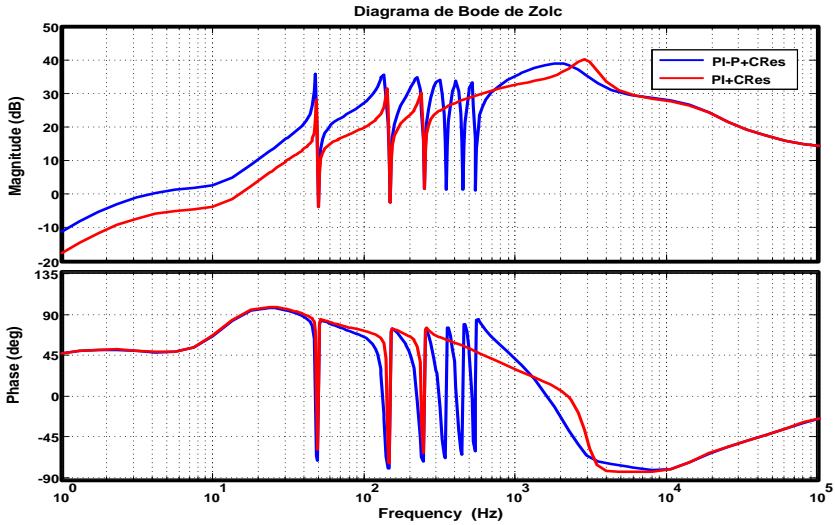


Fig. 4.53. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control PI-P+CRes y PI+CRes, con un número menor de resonantes en la configuración de control PI+CRes.

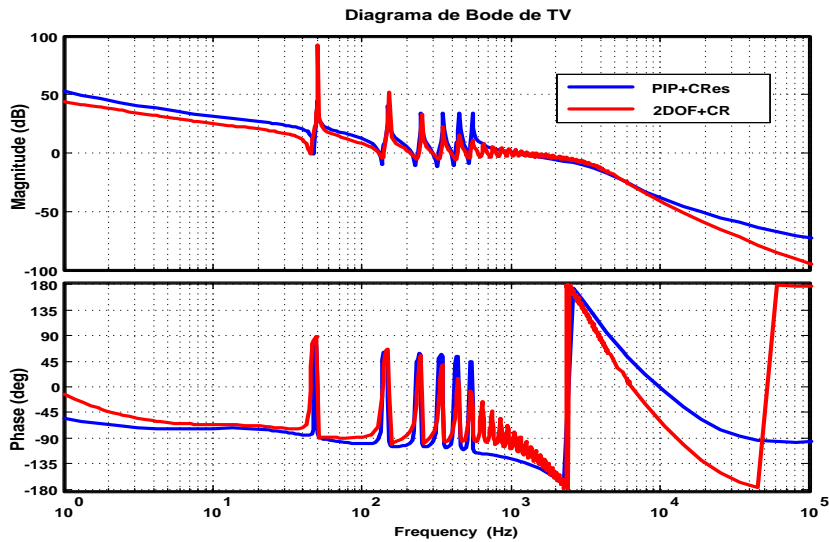


Fig. 4.54. Diagrama de Bode de ganancia de lazo de tensión T_v para el controlador PI-P+CRes y 2DOF+CR.

En la Fig. 4.55 se presenta el diagrama de Bode de seguimiento de consigna ($v_o_v_{ref}$) que se presentó con la aplicación del controlador PI-P+CRes y el controlador 2DOF+CR, observándose un mejor seguimiento de consigna con la aplicación del controlador PI-P+CRes en todo el rango de frecuencia para el cual fue diseñado.

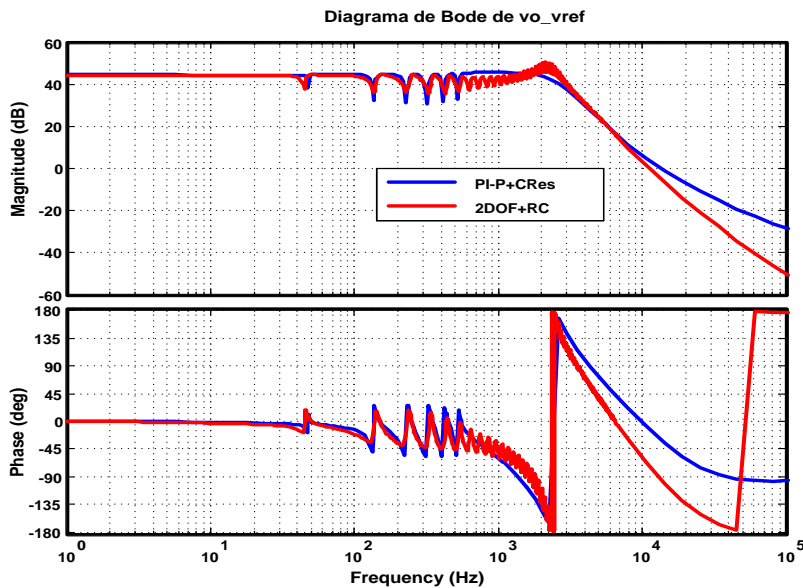


Fig. 4.55. Diagrama de Bode de seguimiento de consigna $v_o_v_{ref}$ para el control PI-P+CRes y 2DOF+CR.

En la Fig. 4.56 se presenta el diagrama de Bode de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se obtuvo con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y los controladores 2DOF+CR y PI-P+CRes en el lazo de tensión, observándose que con la implementación de estos controladores en el lazo de tensión el comportamiento de la impedancia de salida del inversor reduce la impedancia a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga con una fase muy cercana a 0° . Sin embargo, en la configuración PI-P+CRes se tiene la ventaja de obtener un módulo mayor en la impedancia de salida para las frecuencias del fundamental y de los armónicos de corriente de la carga, por lo que se puede afirmar que el comportamiento del inversor es resistivo, lo que facilita el uso de una ley de *droop* resistiva. Destacando que con la implementación del control PI-P+CRes se distorsionará

menos la tensión de salida del inversor. Esto se demostrará con las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5.

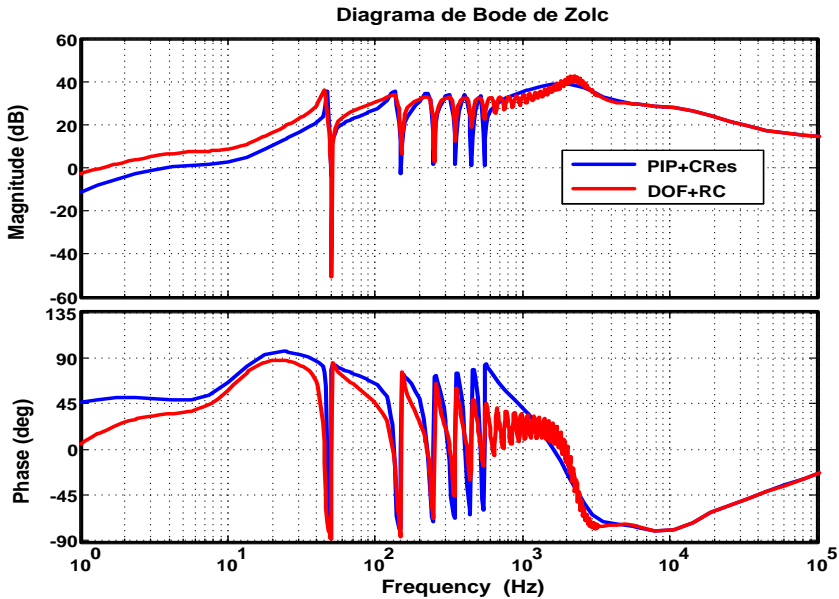


Fig. 4.56. Diagrama de Bode de la impedancia de salida del inversor de lazo cerrado (Z_{olc}) para el control PI-P+CRes y 2DOF+CR.

4.3. Conclusiones

En este capítulo se presentó el análisis y diseño de los controladores que habrán de implementarse en el lazo de corriente y de tensión del inversor respectivamente. Destacándose el análisis y diseño de los controladores en el lazo de tensión, ya que por medio de estos se podrá suministrar a la carga una señal con forma de onda, amplitud y frecuencia deseables de acuerdo con estándares como el IEEE-519.

Particularmente, en este trabajo se analizaron y diseñaron los controladores P+CRes para el lazo de corriente y controladores PI, PI+CRes, PI+CR, control 2DOF+CRes, control 2DOF+CR y controlador PI-P+CRes para el lazo de tensión. En la tabla 4.1 y 4.2 se presentan en forma resumida los parámetros de estabilidad relacionados con el margen de fase, ganancia y ancho de banda que

se obtuvieron con la implementación de estos controladores en sus respectivos lazos.

Tabla 4.1.

Controlador del lazo de corriente	Margen de fase (M.P) en grados	Margen de ganancia (M.G) en dB	Ancho de banda (fc) en Hz
P+CRes	64.5	8.51	2210

Tabla 4.2.

Controladores del lazo de tensión	Margen de fase (M.P) en grados	Margen de ganancia (M.G) en dB	Ancho de banda (fc) en Hz
PI	102	7	696
PI+CRes	95.5	6.74	856
PI+CR	73.8	5.22	906
2DOF+CRes	63.5	5.2	1100
2DOF+CR	92.5	6.2	978
PI-P+CRes	58.2	7.6	980

En la tabla 4.1 se observa que de acuerdo a los datos de estabilidad del lazo de corriente, este presenta características apropiadas de buen funcionamiento ya que su ancho de banda se encuentra 10 veces por debajo de la frecuencia de conmutación del inversor, el cual conmuta a 20 KHz. Y bajo este criterio mantiene un margen de fase y ganancia adecuado por encima de 50 grados y 5 dB respectivamente.

Por otro lado, en la tabla 4.2 se observa que todos los reguladores implementados en el lazo de tensión presentan características de estabilidad adecuadas ya que en particular sus anchos de banda se encuentran por debajo de la mitad del valor que se tiene en el lazo de corriente. Manteniendo bajo este criterio márgenes de fase y ganancia adecuados mayores a 50 grados y 5 dB.

De las anteriores configuraciones de control que se mencionaron, se destacan los controladores diseñados para el lazo de tensión en configuración de 2DOF+CR y PI-P+CRes, siendo estas dos propuestas de control innovadoras. Observándose en sus respectivos diagramas de Bode que ambas resultan ser una adecuada solución para el logro de los objetivos que se plantearon. Es decir

teóricamente, ambas propuestas de control permitirán reducir el THD_v producido por cargas lineales y no lineales de forma eficaz, de acuerdo con la normativa establecida al respecto.

Lo anterior se logra al involucrar en el lazo de tensión un controlador repetitivo y un controlador resonante en sus respectivas configuraciones. Es decir con la incorporación de estos controladores, según se pudo apreciar en sus respectivos diagramas de Bode, la impedancia de lazo cerrado de salida del inversor se reduce a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga. Con lo que se deberá de disminuir la distorsión de la tensión de salida del inversor.

En la Fig.4.56 se observa que con la configuración de control PI-P+CR_{es} se consigue tener un modulo con amplitud constante en la impedancia de salida y por lo tanto una fase con valores más cercanos a 0° para la frecuencia del fundamental y de los primeros cinco armónicos de corriente de la carga. Por lo que se puede afirmar que el comportamiento del inversor es resistivo, lo que facilita el uso de una ley de *droop* resistiva como se analizará en el capítulo 7. Destacando que con la implementación de este controlador se distorsionará menos la tensión de salida del inversor. Esto se demostrará con las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5.

En la Fig.4.56, se observa también que el controlador 2DOF+CR presenta una impedancia mayor a partir del tercer armónico de corriente de carga, con lo cual de forma proporcional se tendrá una mayor distorsión en la tensión de salida del inversor con respecto a la configuración PI-P+CR_{es}. Lo cual se justificará en el capítulo 5 con las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5y los resultados experimentales obtenidos en el capítulo 6.

Por otro lado, el controlador repetitivo se diseña con un retardo a la frecuencia fundamental y un filtro pasa bajos que se adicionan al controlador PI produciendo un efecto de selectividad en frecuencia similar al que se tiene con los controladores resonantes. Pero con la diferencia que para el resonante hay que programar un filtro por cada frecuencia armónica que se quiera eliminar, lo que conlleva un mayor coste computacional, es por esta razón que el controlador repetitivo presenta una gran ventaja en su diseño respecto al controlador resonante. Sin embargo, ambos presentan el inconveniente de que ante variaciones grandes de frecuencia por variaciones de carga su comportamiento se degrada.

CAPÍTULO V

Resultados de Simulaciones del inversor

CAPÍTULO 5. RESULTADOS DE SIMULACIONES DEL INVERSOR

En este capítulo se presentan las simulaciones del inversor operando en modo isla, las cuales fueron realizadas en PSIM 7.0.5. Estas simulaciones muestran el rendimiento del inversor con la implementación del control en el lazo de corriente y de los diferentes controladores implementados en lazo de tensión, los cuales se diseñaron en el capítulo anterior. El objetivo de estas simulaciones es verificar en gran señal el rendimiento de los controladores implementados cuando el inversor se encuentra alimentando cargas lineales de tipo resistivo, inductivo y capacitivo, así como cargas no lineales. La Fig. 5.1 muestra a bloques el circuito que se simuló.

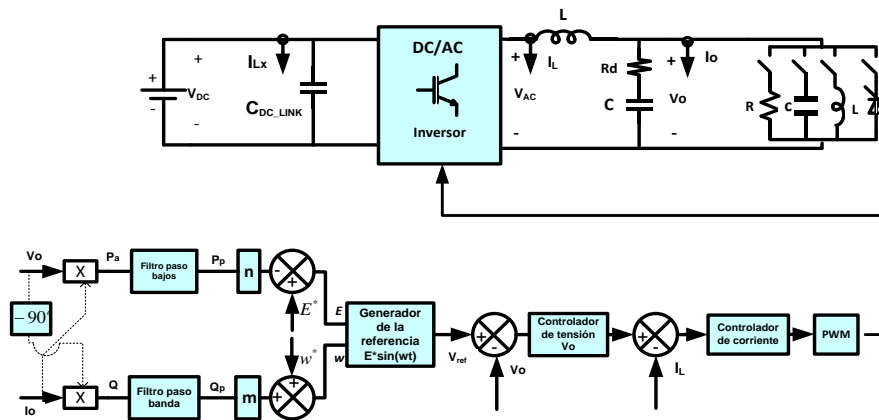


Fig. 5.1. Diagrama de bloques del circuito que se simuló

5.1. Simulaciones del inversor para cargas lineales.

Las cargas lineales que se emplearon para realizar las simulaciones presentan las siguientes características: carga puramente resistiva con $R=136\Omega$, carga resistiva-capacitiva (R-C) con $R=136\Omega$ y $C=23.54\mu F$ y carga resistiva-inductiva (R-L) con $R=136\Omega$ y $L=215mH$. Para las simulaciones en PSIM 7.0.5 el valor de estos parámetros se eligió tomando en cuenta que la implementación experimental se realizó con estos mismos datos. Lo cual permitirá realizar un análisis comparativo de resultados de forma equitativa.

5.1.1. Simulaciones 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. En esta simulación se realizaron cambios de carga para una resistencia máxima de 136Ω , con lo cual se le pudo sacar una potencia máxima al inversor de 380W. Esta simulación se realizó para observar el rendimiento de los controladores implementados en ambos lazos de control ante cambios de carga. Se aclara que esta simulación se llevo a cabo para los diferentes controladores diseñados en el capítulo anterior para el lazo de tensión. Observándose una respuesta similar a la que se presenta en la Fig.5.2.

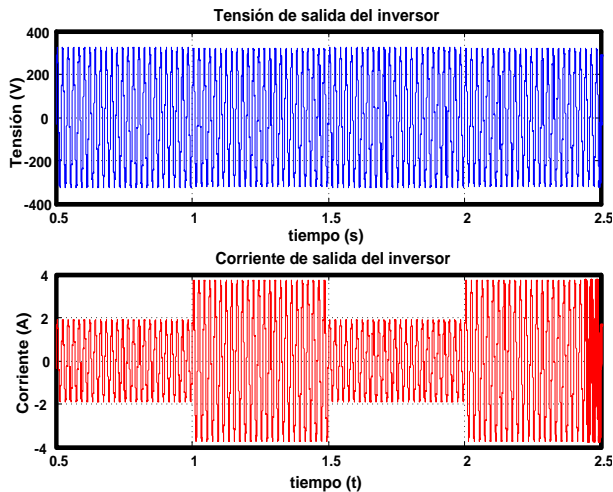


Fig. 5.2. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor ante cambios de carga con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.

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 control 2DOF+CR en el lazo de tensión. En esta simulación el inversor alimentó una carga resistiva con un valor de 136Ω , obteniéndose una potencia del inversor de 380W con factor de potencia (FP) unitario $FP=1$ y $THD_v=1.3\%$. Se aclara que esta simulación se llevó a cabo para los diferentes controladores del lazo de tensión diseñados en el capítulo anterior. Observándose una respuesta similar a la que se presenta en la Fig.5.3.

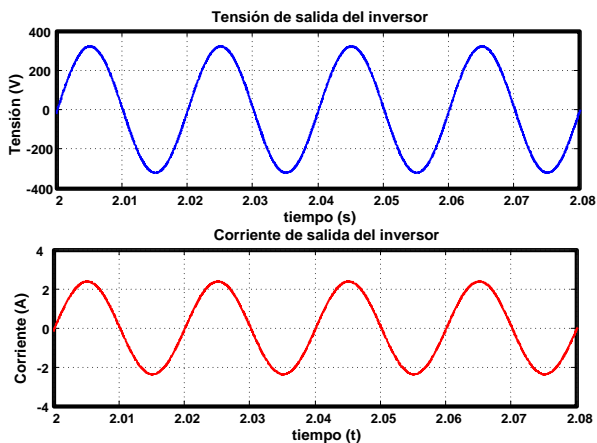


Fig. 5.3. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga puramente resistiva con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.

5.1.2. Simulaciones con carga R-L.

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 simulación se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 263W, una potencia reactiva de 177VARs y una potencia aparente de 318VA, con F.P=0.83 atrasado y un THDv=0.7%

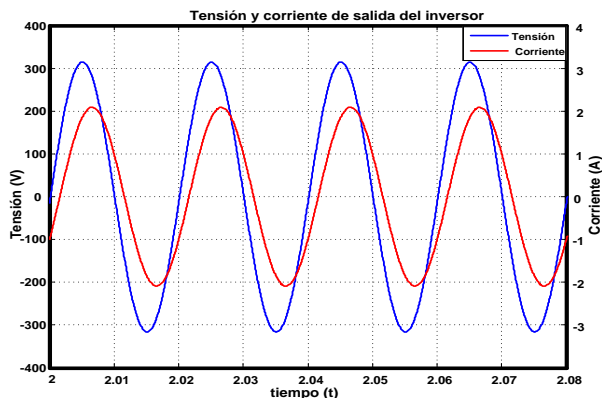


Fig. 5.4. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión.

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+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 260W, una potencia reactiva de 175VARs y una potencia aparente de 312VA, con F.P=0.83 atrasado y un THDv=1.3%

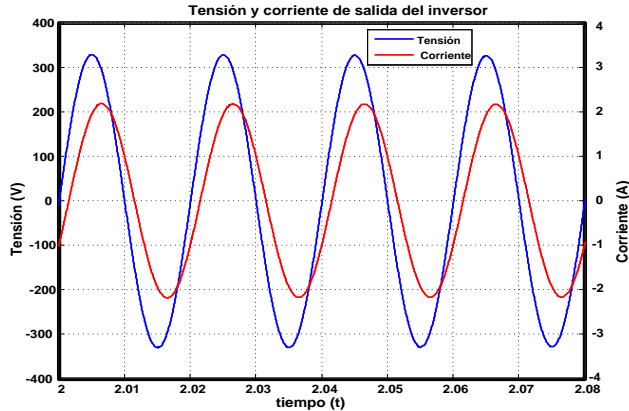


Fig. 5.5. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión.

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+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 269W, una potencia reactiva de 180VARs y una potencia aparente de 323VA, con F.P=0.83 atrasado y un THDv=0.9%.

En la Fig. 5.7 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 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 260W, una potencia reactiva de 175VARs y una potencia aparente de 313VA, con F.P=0.83 atrasado y un THDv=1.4%.

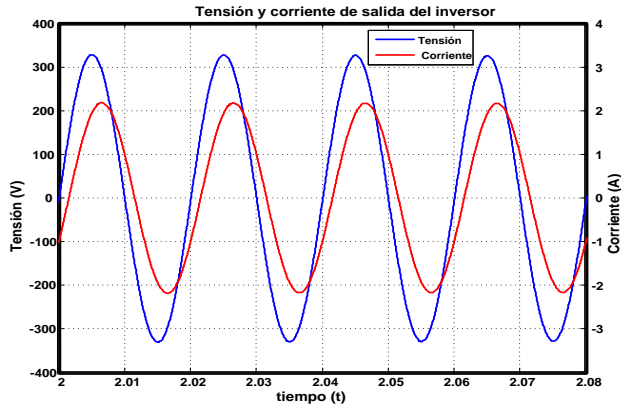


Fig. 5.6. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión.

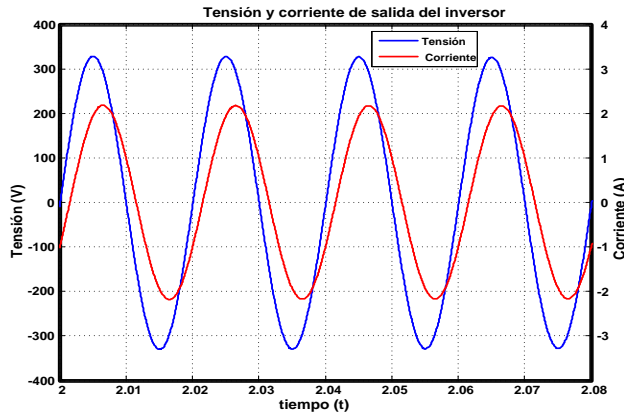


Fig. 5.7. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión.

En la Fig. 5.8 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 260W, una potencia reactiva de 175VARs y una potencia aparente de 313VA, con F.P=0.83 atrasado y un THD=1.3%.

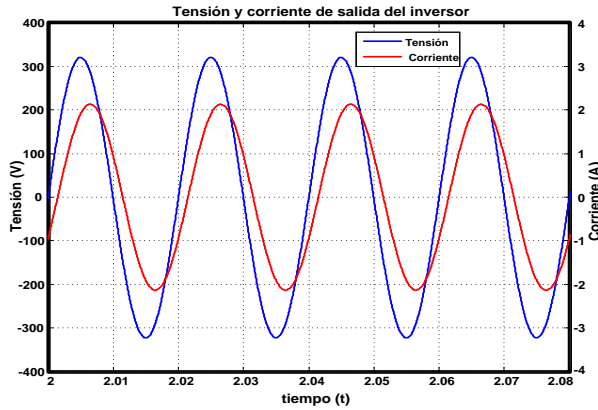


Fig. 5.8. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.

En la Fig. 5.9 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-P+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 267W, una potencia reactiva de 179VARs y una potencia aparente de 321VA, con F.P=0.83 atrasado y un THDv=1.1%.

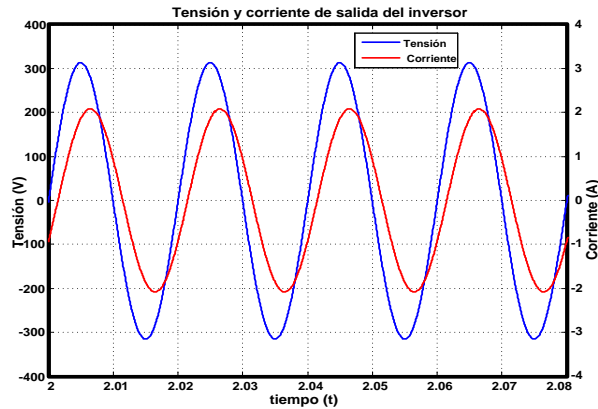


Fig. 5.9. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-L con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión.

5.1.3. Simulaciones con carga R-C.

En la Fig. 5.10 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 simulación se realizó alimentando una carga lineal R-C con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 190W, una potencia reactiva de 255VARs y una potencia aparente de 316VA, con un F.P.=0.60 adelantado y un THD_v=0.6%.

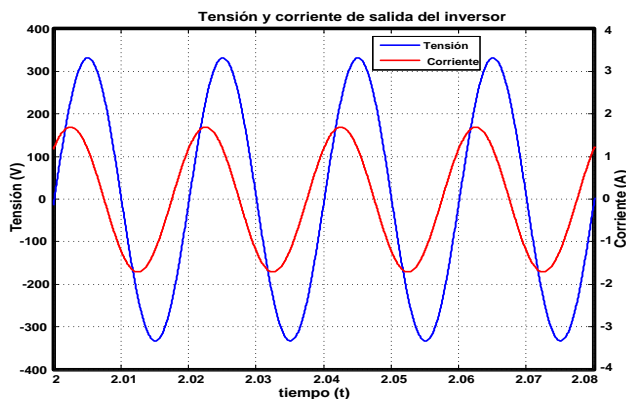


Fig. 5.10. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión.

En la Fig. 5.11 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+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-C con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 183W, una potencia reactiva de 247VARs y una potencia aparente de 309VA, con F.P.=0.60 adelantado y un THD_v=0.5%.

En la Fig. 5.12 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+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-C con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 179W, una potencia reactiva de 235VARs y una potencia aparente de 296VA, con F.P.=0.60 adelantado y un THD_v=0.3%.

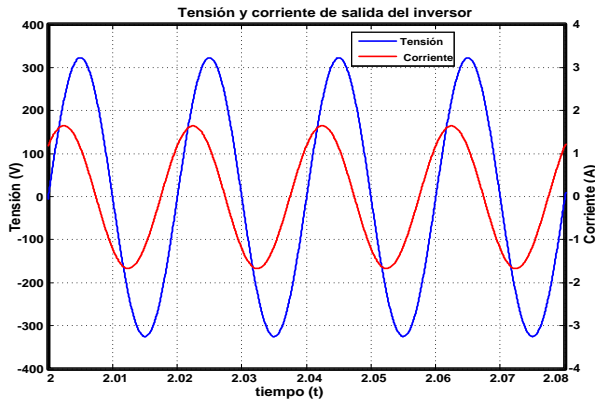


Fig. 5.11. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión.

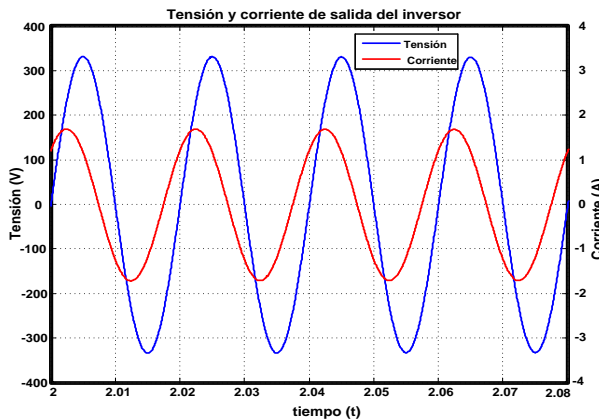


Fig. 5.12. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión.

En la Fig. 5.13 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 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-C con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 166W, una potencia reactiva de 223VARs y una potencia aparente de 278VA, con F.P=0.60 adelantado y un THD_v=0.3%.

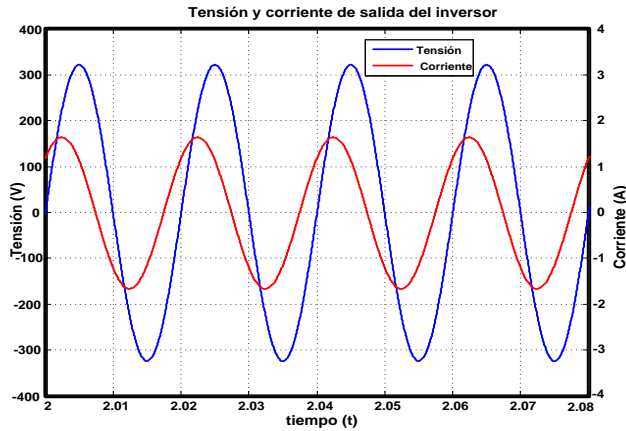


Fig. 5.13. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión

En la Fig. 5.14 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-C con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 173W, una potencia reactiva de 233VARs y una potencia aparente de 290VA, con un F.P.=0.60 adelantado y un THD=0.4%.

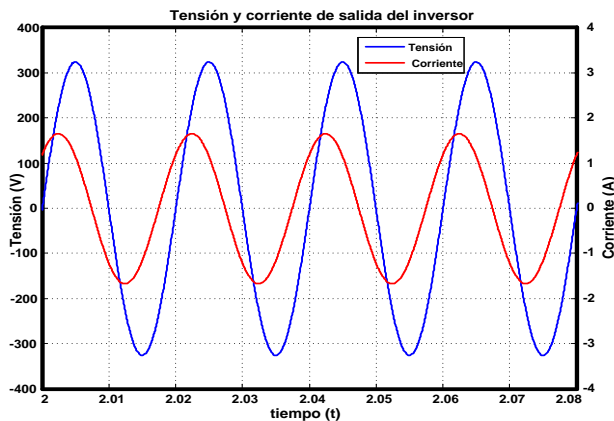


Fig. 5.14. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión

En la Fig. 5.15 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-P+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga lineal R-C con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 177W, una potencia reactiva de 235VARs y una potencia aparente de 294VA, con F.P=0.60 adelantado y un THDv=0.8%.

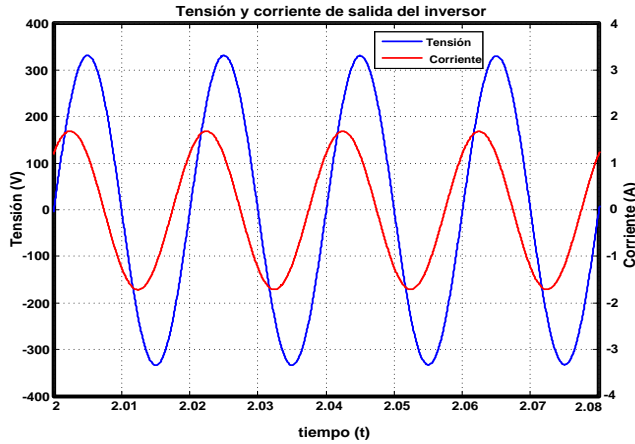


Fig. 5.15. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor alimentando una carga R-C con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión.

5.2. Simulaciones del inversor para carga no lineal.

Las características de la carga no lineal que se empleó para realizar las simulaciones se muestran en la Fig. 5.16, la cual está conformada por un rectificador monofásico de onda completa, un condensador $C=96\mu\text{F}$ y R adoptó los siguientes valores 680Ω , 1020Ω , 1360Ω y 1700Ω , con la finalidad de realizar un barrido de carga con diferentes valores de cresta. Al igual que en el caso de las simulaciones con carga lineal, para las simulaciones en PSIM 7.0.5 el valor de estos parámetros se eligió tomando en cuenta que la implementación experimental se llevó a cabo con estos mismos datos. Lo cual permitirá realizar un análisis comparativo de resultados en forma equitativa.

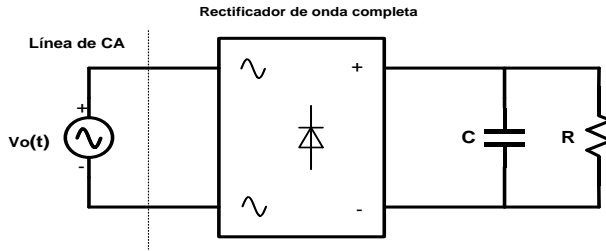


Fig. 5.16. Estructura de la carga no lineal que se conectó al inversor.

5.2.1. Simulaciones para $R=680\Omega$ ($FC=4.6$)

En la Fig. 5.17 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 simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=12.5\%$.

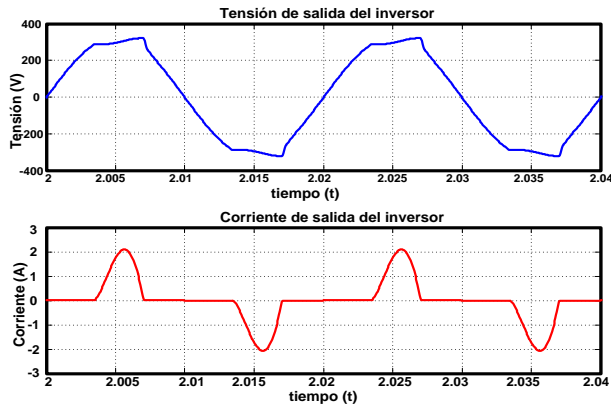


Fig. 5.17. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.18 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+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.6\%$.

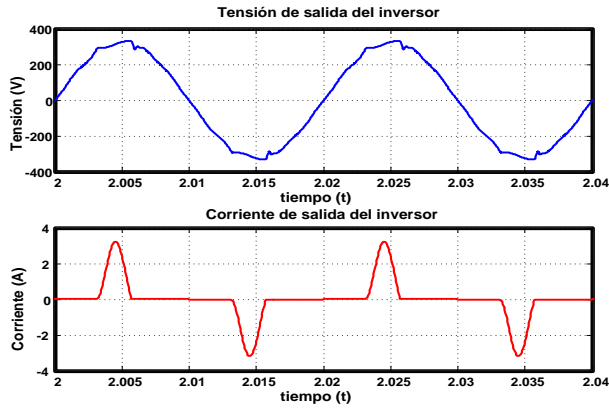


Fig. 5.18. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.19 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+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.3\%$.

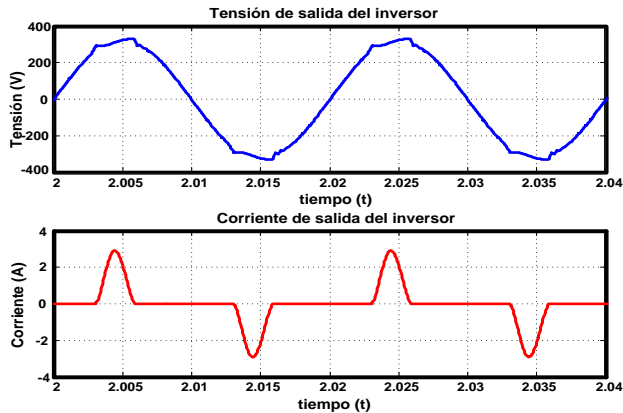


Fig. 5.19. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.20 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 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se

realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.2\%$.

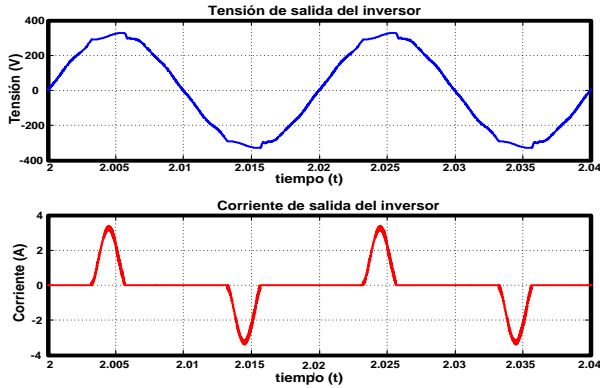


Fig. 5.20. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.21 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=2.4\%$.

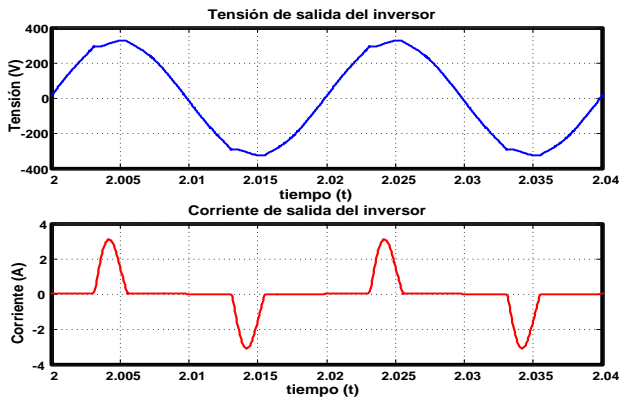


Fig. 5.21. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.22 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-P+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=2.1\%$.

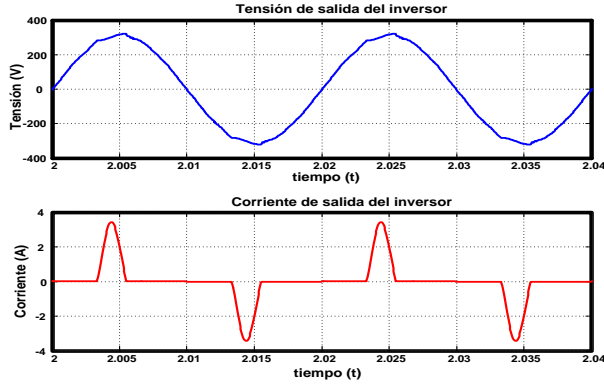


Fig. 5.22. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

5.2.2. Simulaciones para $R=1020\Omega$ ($FC=4.9$)

En la Fig. 5.23 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 simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=10.7\%$.

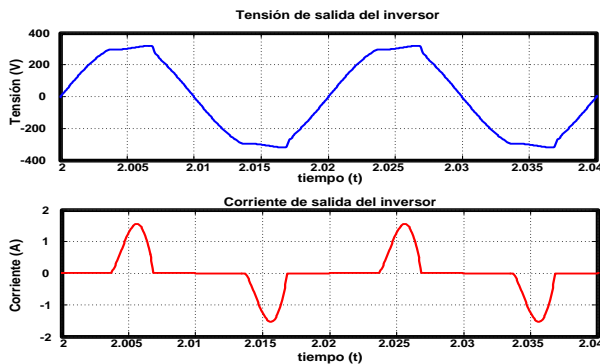


Fig. 5.23. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.24 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+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.2\%$.

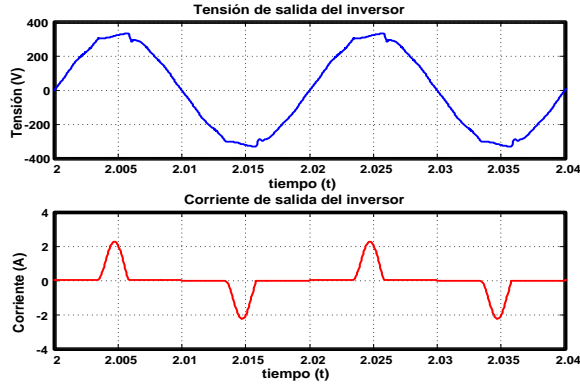


Fig. 5.24. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.25 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+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.9\%$.

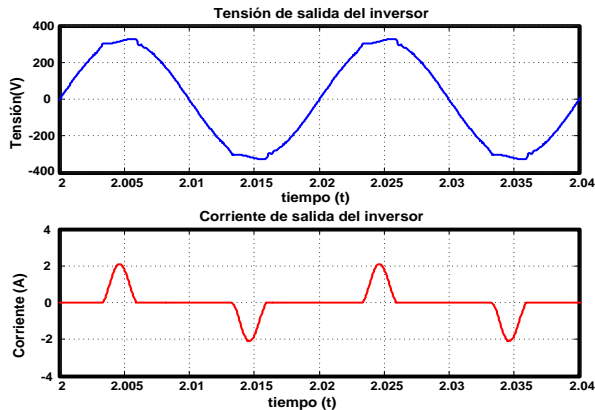


Fig. 5.25. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.26 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 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.9\%$.

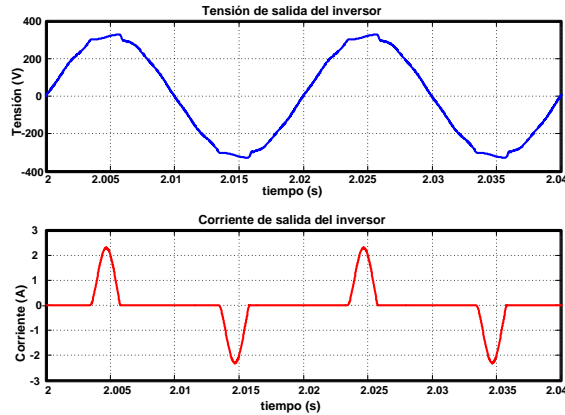


Fig. 5.26. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.27 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=2.1\%$.

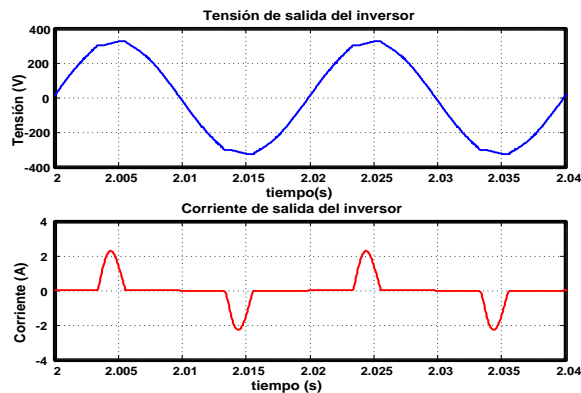


Fig. 5.27. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.28 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-P+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.9\%$.

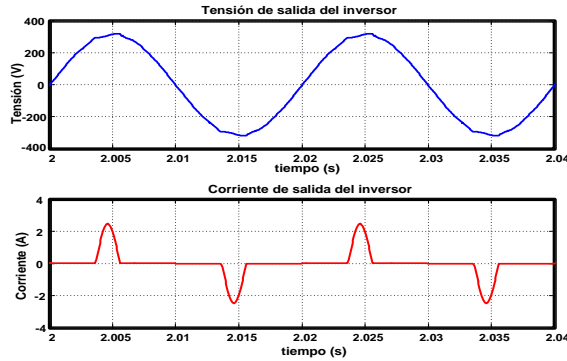


Fig. 5.28. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

5.2.3. Simulaciones para $R=1360\Omega$ ($FC=5.3$)

En la Fig. 5.29 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 simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=9.5\%$.

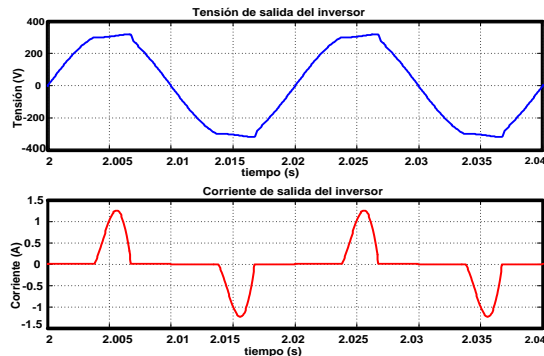


Fig. 5.29. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.30 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+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.9\%$.

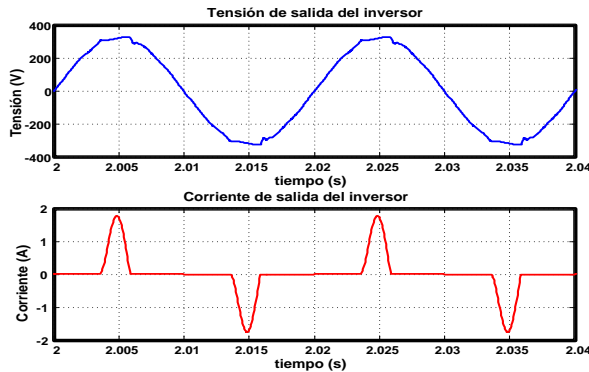


Fig. 5.30. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.31 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+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.7\%$.

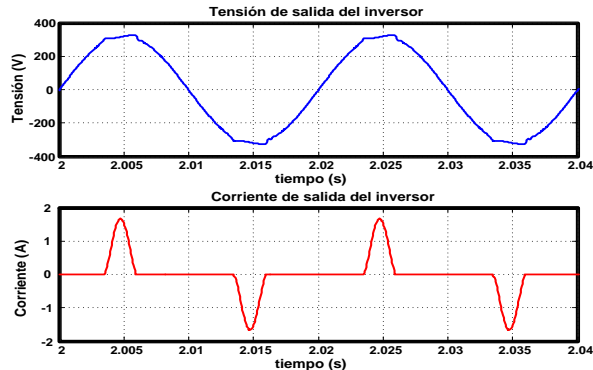


Fig. 5.31. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.32 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 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.6\%$.

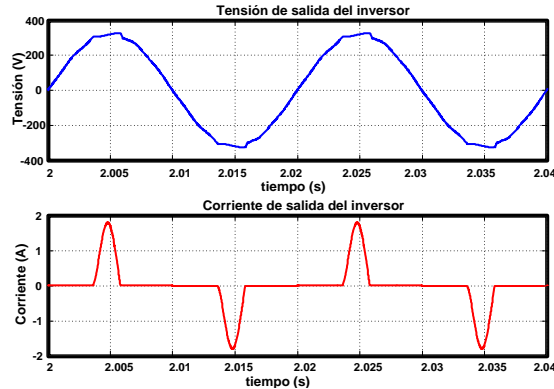


Fig. 5.32. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.33 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.7\%$.

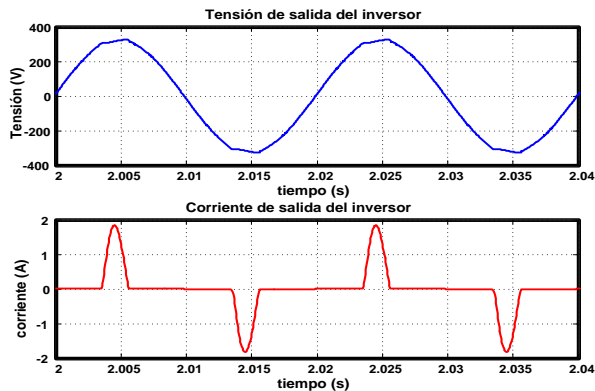


Fig. 5.33. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.34 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-P+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.5\%$.

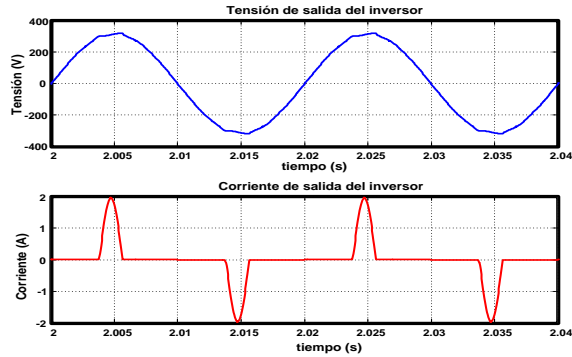


Fig. 5.34. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

5.2.4. Simulaciones para $R=1700\Omega$ ($FC=5.7$)

En la Fig. 5.35 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 simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=8.7\%$.

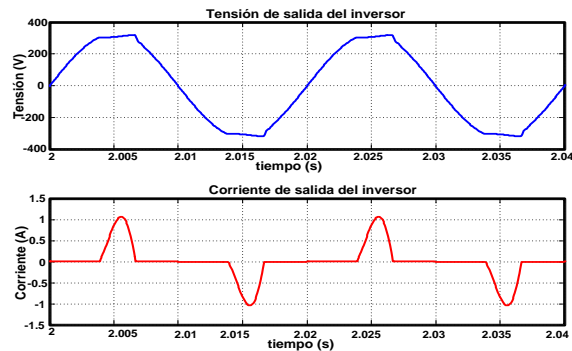


Fig. 5.35. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.36 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+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.7\%$.

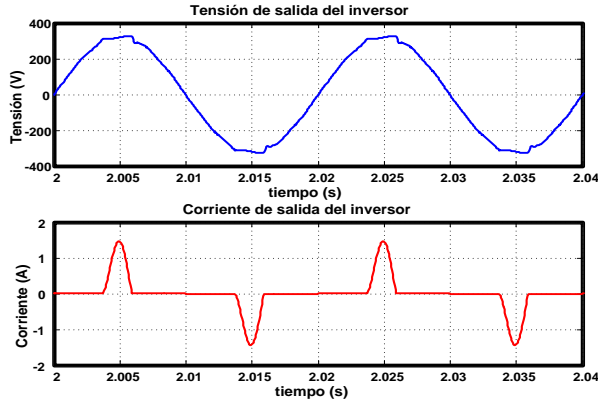


Fig. 5.36. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.37 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+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.4\%$.

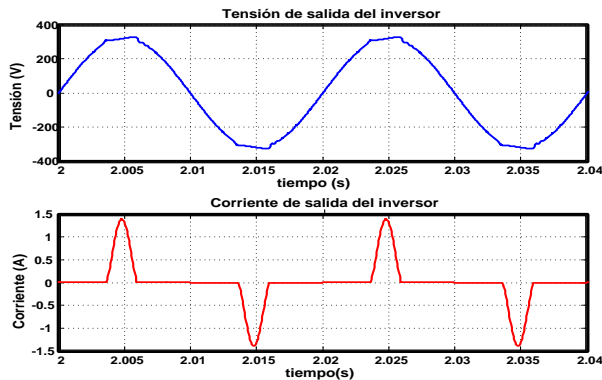


Fig. 5.37. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.38 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 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.5\%$.

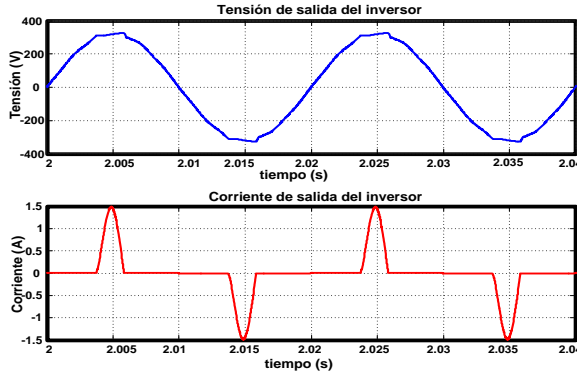


Fig. 5.38. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.39 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.5\%$.

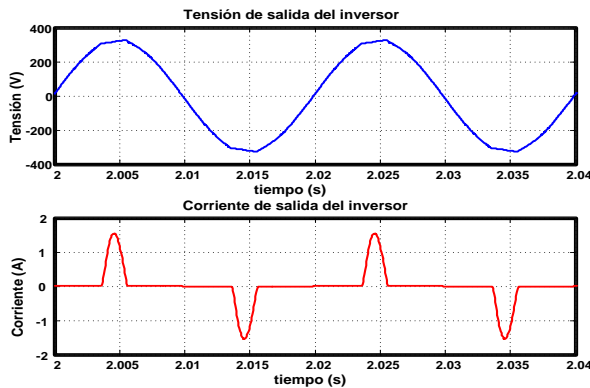


Fig. 5.39. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 5.40 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-P+CRes en el lazo de tensión. Esta simulación se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.1\%$.

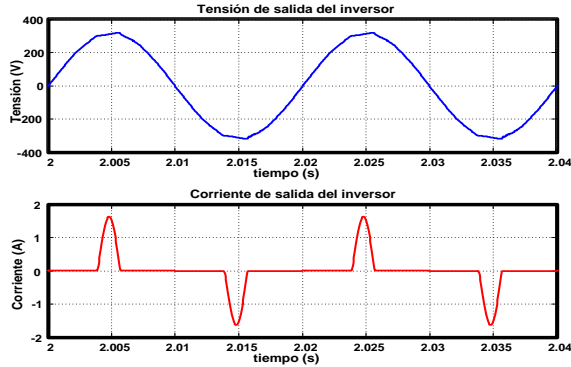


Fig. 5.40. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

La tabla 5.1 muestra en forma resumida los valores de THD_v que se obtuvieron por medio de simulaciones con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y de los diferentes controladores diseñados para el lazo de tensión del inversor. Estos valores de THD_v se presentaron alimentando por medio de inversor carga lineal resistiva de 136Ω , una carga (R-C) con $R=136\Omega$ y $C=23.54\mu\text{F}$, una carga resistiva-inductiva (R-L) con $R=136\Omega$ y $L=215\text{mH}$, así como una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con $FC=4.6$. Es importante mencionar que esta carga no lineal resulto ser la máxima carga que pudo alimentar el inversor con un buen rendimiento.

5.3. Conclusiones.

En este capítulo se realizaron en PSIM 7.0.5 simulaciones relacionadas con la implementación de los diferentes controladores que se diseñaron en el capítulo anterior. Destacando la implementación de los controladores diseñados para el lazo de tensión del inversor. Específicamente se realizaron simulaciones con la implementación de un control P+CRes en el lazo de corriente y los siguientes controladores para el lazo de tensión: PI, PI+CRes, PI+CR, 2DOF+CRes, 2DOF+CR y PI-P+CRes. Observándose en la tabla 5.1 que con

excepción del controlador PI implementado en el lazo de tensión, el resto de los controladores propuestos cumple con el estándar IEEE 519-1992. Resulta relevante mencionar que con la implementación de los controladores 2DOF+CR y PI-P+CRes se obtienen los mejores resultados de THD_v alimentando carga no lineal, siendo de 2.4% y 2.1% respectivamente, frente a 12.5% que se obtiene con el regulador PI que ofrece el peor resultado.

Tabla 5.1: Resultados por simulación de THD_v, para cargas lineales y no lineales.

Controlador	Carga	THD _v (%)
PI	Lineal Resistiva	1.3
	Lineal R-L	0.9
	Lineal R-C	0.6
	No lineal	12.5
PI+CRes	Lineal Resistiva	1.1
	Lineal R-L	1.3
	Lineal R-C	0.5
	No lineal	4.6
PI + CR	Lineal Resistiva	1.3
	Lineal R-L	0.9
	Lineal R-C	0.3
	No lineal	4.3
2DOF+CRes	Lineal Resistiva	1.3
	Lineal R-L	1.4
	Lineal R-C	0.3
	No lineal	4.2
2DOF+CR	Lineal Resistiva	1.3
	Lineal R-L	1.3
	Lineal R-C	0.4
	No lineal	2.4
PI-P+CRes	Lineal Resistiva	1.3
	Lineal R-L	1.1
	Lineal R-C	0.8
	No lineal	2.1

CAPÍTULO VI

Resultados experimentales del inversor

CAPÍTULO 6. RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL INVERSOR

En este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y de los diferentes controladores implementados en el lazo de tensión: PI, PI+CRes, PI+CR, 2DOF+CRes, 2DOF+ CR y PI-P+CRes. Controladores que se diseñaron en el capítulo 4 y se implementaron por medio de simulaciones en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5. Estas pruebas se realizaron con el objetivo de verificar el rendimiento de los diferentes controladores y así poder realizar un análisis comparativo de resultados obtenidos por medio de simulaciones y de forma 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 realizadas en el capítulo anterior. El montaje experimental que se empleó para realización de las pruebas se muestra en la Fig. 6.1.



Fig. 6.1. Montaje experimental.

Las formas de onda de la corriente y tensión con los reguladores implementados se presentan a continuación.

6.1. Resultados experimentales para cargas lineales

6.1.1. Resultados con carga resistiva (R)

En la Fig. 6.2 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. En esta prueba experimental se realizaron cambios de carga para una resistencia máxima de 136Ω , con lo cual se le pudo sacar una potencia máxima al inversor de 380W. Esta prueba experimental se realizó para observar el rendimiento del controlador que se diseñó para el lazo de corriente y los diferentes controladores del lazo de tensión que se presentaron en el capítulo 4. Observándose una respuesta similar en todos los casos.

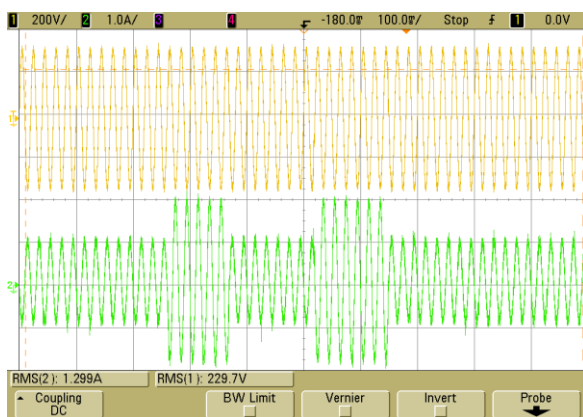


Fig. 6.2. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor ante cambios de carga con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión.

En la Fig. 6.3 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. En esta simulación el inversor alimentó una carga resistiva con un valor de 136Ω , obteniéndose una potencia en la salida del inversor de 340W.

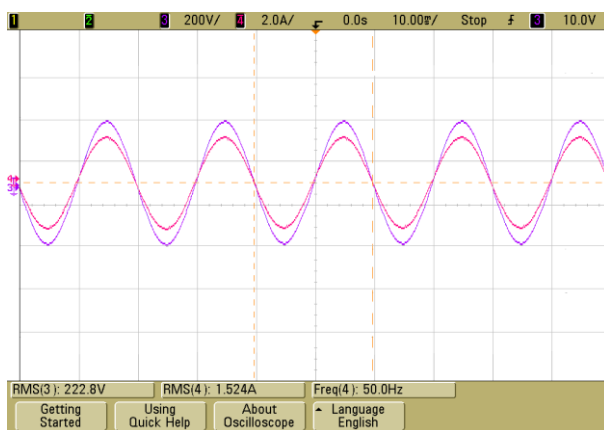


Fig. 6.3. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un $THD_v=0.8\%$ y $F.P.=1.0$.

En la Fig. 6.4 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y el controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión. En esta prueba experimental el inversor alimentó una carga resistiva con un valor de 136Ω , obteniéndose una potencia en la salida del inversor de $370W$. Esto es, la prueba se realizó bajo las mismas condiciones de carga que en el caso anterior, sin embargo, con la implementación del controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión se obtiene una señal de tensión con una amplitud de $229V$, que resulta ser mayor a la obtenida con la implementación del controlador PI que es de $223V$. Para esta prueba se presentó un $THD_v=0.5\%$.

Esta prueba se realizó para los controladores PI+CRes, PI+CR, 2DOF+CRes y PI-P+CRes, obteniendo similares resultados a los mostrados en la Fig.6.4. Es decir, solo en el caso de la implementación del controlador PI en el lazo de tensión, la tensión y la corriente de salida del inversor resultó ser menor, que con la implementación de los demás controladores.

6.1.2. Resultados con carga R-L

En la Fig. 6.5 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-L, para $R=136\Omega$ y $L=215mH$. Con lo

cual se obtuvo, una potencia activa de 263W, una potencia reactiva de 177VARs y una potencia aparente de 318VA, con F.P.=0.83 atrasado y un THDv=0.7%.

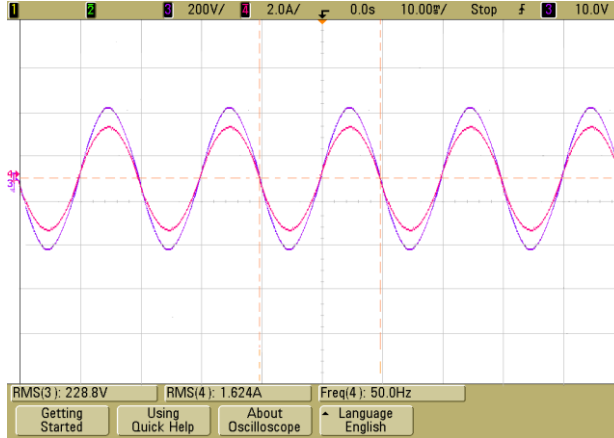


Fig. 6.4. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THDv=0.5% y F.P=1.0.

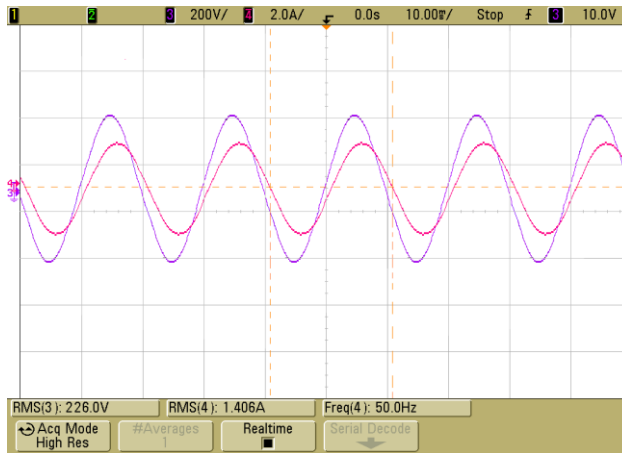


Fig. 6.5. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un THDv=0.7% y F.P=0.83.

En la Fig. 6.6 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+CR en el lazo de tensión. En esta prueba experimental se alimentó una carga lineal R-L, para $R=136\ \Omega$ y $L=215\text{mH}$. Obteniéndose, una potencia activa de 263W, una potencia reactiva de 177VARs y una potencia aparente de 318VA, con $F.P=0.83$ atrasado y un $THDv=0.9\%$.

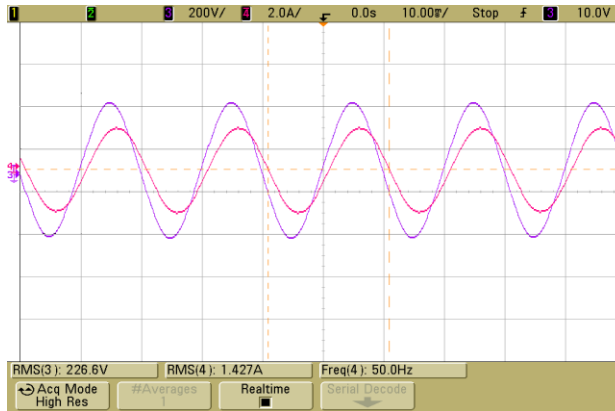


Fig. 6.6. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un $THDv=0.7\%$ y $F.P=0.83$ atrasado.

En la Fig. 6.7 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+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 260W y una potencia reactiva de 175VARs por lo que la potencia aparente resulta ser de 312VA, con $F.P=0.83$ atrasado y un $THDv=1.5\%$.

En la Fig. 6.8 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 2DOF+CR en el lazo de tensión. En esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 269W, una potencia reactiva de 178VARs y una potencia aparente de 319VA, con $F.P=0.83$ atrasado y un $THDv=1.3\%$.

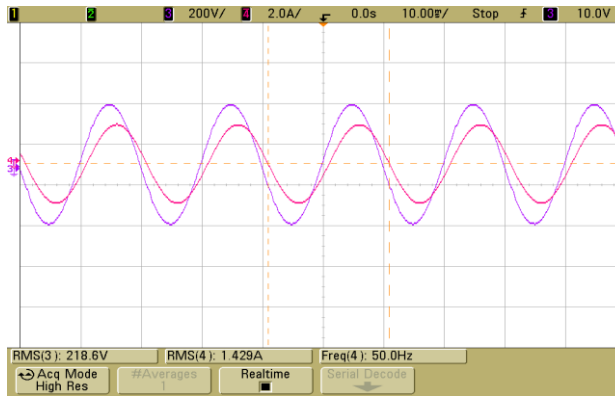


Fig. 6.7. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.5\%$ y $\text{F.P.}=0.83$ atrasado.

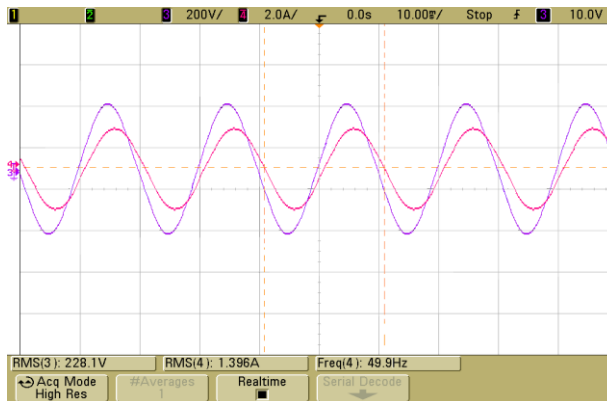


Fig. 6.8. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.1\%$ y $\text{F.P.}=0.83$ atrasado.

En la Fig. 6.9 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 2DOF+CRes en el lazo de tensión. En esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 260W, una potencia reactiva de 175VARs y una potencia aparente de 313VA, con $\text{F.P.}=0.83$ atrasado y un $\text{THD}_v=1.3\%$

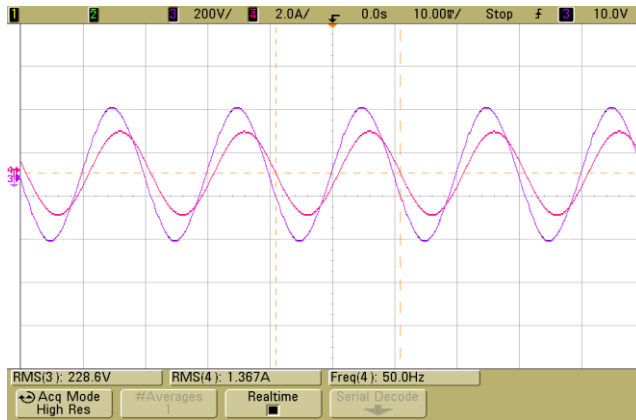


Fig. 6.9. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un $THD_v=1.3\%$ y $F.P.=0.83$ atrasado.

En la Fig. 6.10 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-P+CRes en el lazo de tensión. En esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-L con los valores mencionados anteriormente. Obteniéndose, una potencia activa de 273W, una potencia reactiva de 184VARs y una potencia aparente de 329VA, con $F.P.=0.83$ atrasado y un $THD_v=1.1\%$

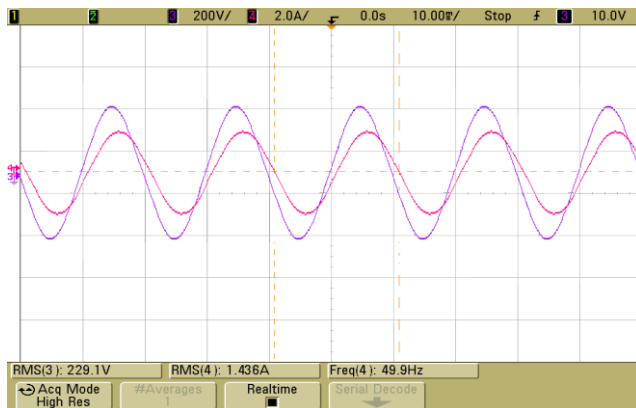


Fig. 6.10. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-L. Obteniéndose un $THD_v=1.1\%$ y $F.P.=0.83$ atrasado.

6.1.3. Resultados con carga R-C

En la Fig. 6.11 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 $R=136\ \Omega$ y $C=23.54\mu\text{F}$. Con lo cual se obtuvo, una potencia activa de 190W, una potencia reactiva de 255VARs y una potencia aparente de 316VA, con $F.P=0.6$ atrasado y un $\text{THD}_v=0.3\%$

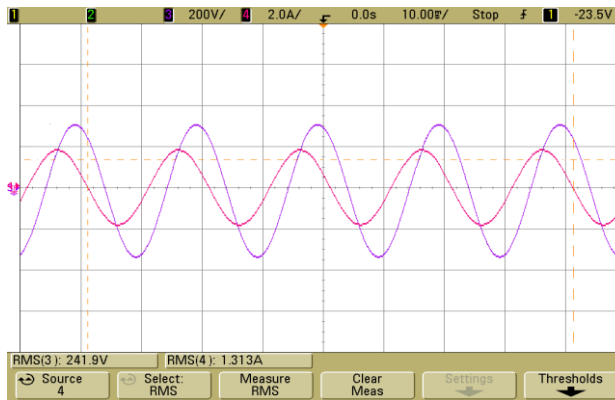


Fig. 6.11. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un $\text{THD}_v=0.3\%$ y $F.P=0.6$ adelantado.

En la Fig. 6.12 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+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-C, para $R=136\ \Omega$ y $C=23.54\mu\text{F}$. Obteniéndose, una potencia activa de 179W, una potencia reactiva de 235VARs y una potencia aparente de 296VA, con $F.P=0.60$ adelantado y un $\text{THD}_v=0.3\%$.

En la Fig. 6.13 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+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-C, para $R=136\ \Omega$ y $C=23.54\mu\text{F}$. Obteniéndose, una potencia activa de 183W, una potencia reactiva de 247VARs y una potencia aparente de 309VA, con $F.P=0.60$ adelantado y un $\text{THD}_v=0.3\%$.

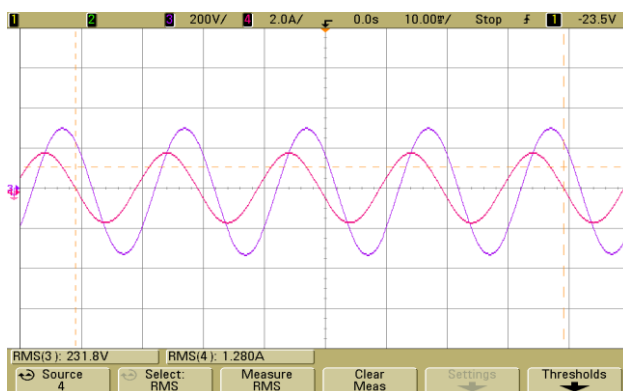


Fig. 6.12. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CR en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un $THD_v=0.3\%$ y $F.P.=0.6$ adelantado.

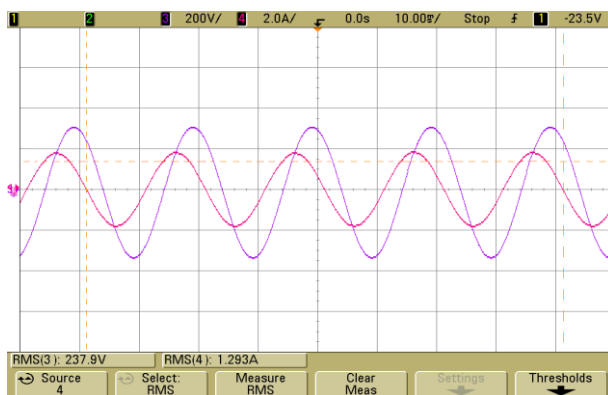


Fig. 6.13. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CR en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un $THD_v=0.3\%$ y $F.P.=0.6$ adelantado.

En la Fig. 6.14 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CR en el lazo de corriente y el control 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-C, para $R=136\ \Omega$ y $C=23.54\ \mu\text{F}$. Obteniéndose, una potencia activa de 173W, una potencia reactiva de 233VARs y una potencia aparente de 290VA, con un $F.P.=0.60$ adelantado y un $THD_v=0.4\%$.

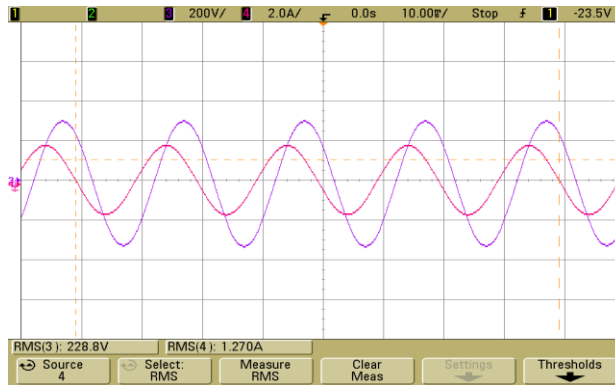


Fig. 6.14. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CR en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un $THD_v=0.4\%$ y $F.P.=0.6$ adelantado.

En la Fig. 6.15 se muestran las formas de onda de tensión y corriente que se obtuvieron con la implementación del controlador P+CR en el lazo de corriente y el control 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-C, para $R=136\ \Omega$ y $C=23.54\ \mu F$. Obteniéndose, una potencia activa de 166W, una potencia reactiva de 223VARs y una potencia aparente de 279VA, con $F.P.=0.60$ adelantado y un $THD_v=0.4\%$.

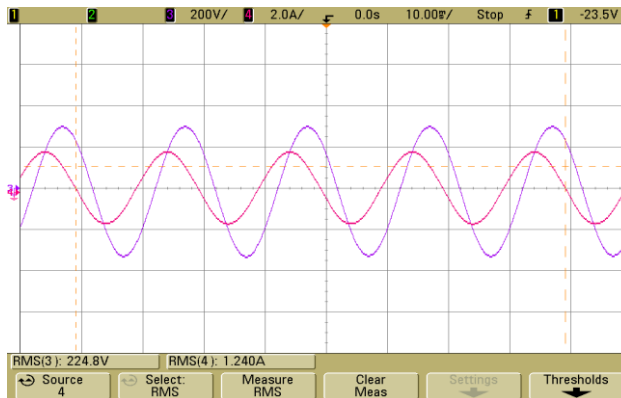


Fig. 6.15. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CR en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un $THD_v=0.2\%$ y $F.P.=0.6$ adelantado.

En la Fig. 6.16 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-P+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga lineal R-C, para $R=136\ \Omega$ y $C=23.54\ \mu\text{F}$. Obteniéndose, una potencia activa de 178W, una potencia reactiva de 236VARs y una potencia aparente de 296VA, con $F.P.=0.60$ adelantado y un $\text{THDv}=0.3\%$.

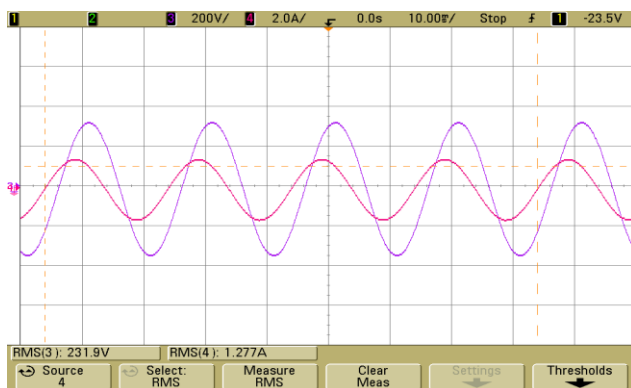


Fig. 6.16. Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga lineal R-C. Obteniéndose un $\text{THDv}=0.4\%$ y $F.P.=0.6$ adelantado.

6.2. Resultados experimentales para 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 5. Es decir, se empleó un rectificador monofásico de onda completa, un condensador $C=96\ \mu\text{F}$ y el valor de R adoptó los siguientes valores $680\ \Omega$, $1020\ \Omega$, $1360\ \Omega$ y $1700\ \Omega$, con la finalidad de realizar pruebas de carga con diferentes factores de cresta.

6.2.1. Resultados con $R=680\ \Omega$ ($FC=4.6$)

En la Fig. 6.17 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\ \mu\text{F}$ y $R=680\ \Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THDv}=13.2\%$.

En la Fig. 6.18 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.9\%$.

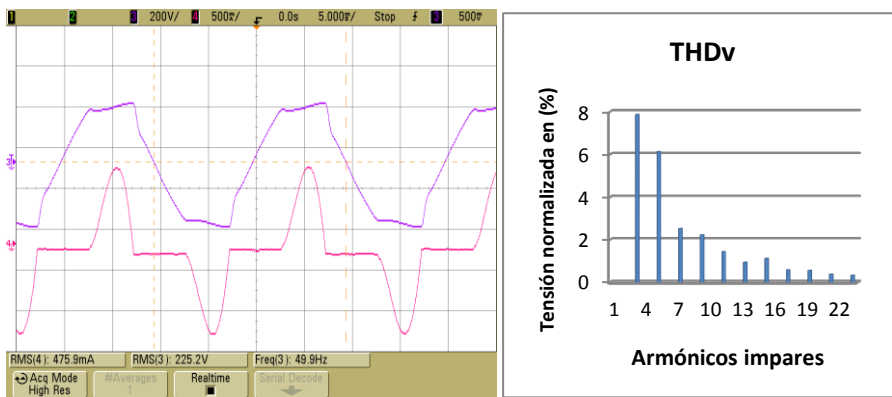


Fig. 6.17. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=13.2\%$.

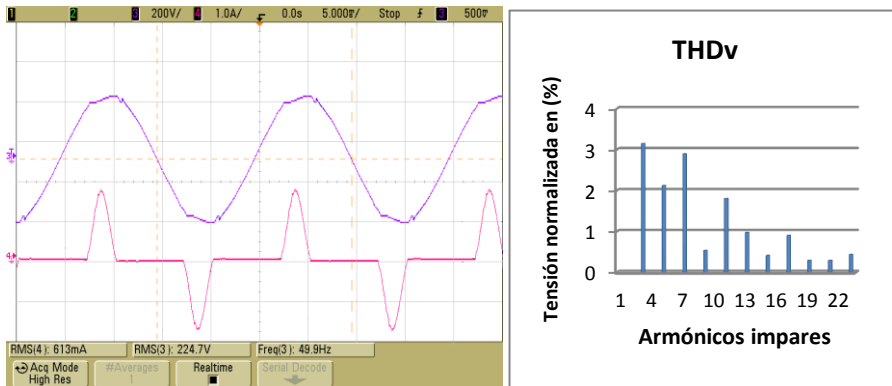


Fig. 6.18. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=4.9\%$.

En la Fig. 6.19 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.6\%$.

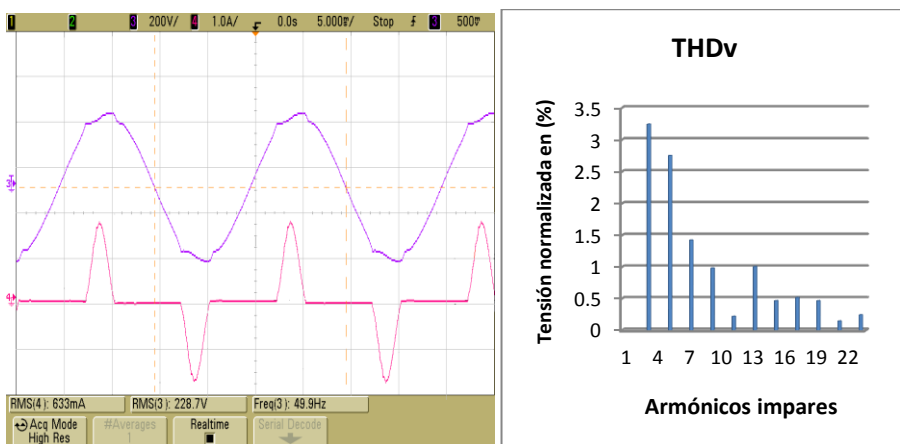


Fig. 6.19. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=4.6\%$.

En la Fig. 6.20 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un control 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.2\%$.

En la Fig. 6.21 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=2.7\%$.

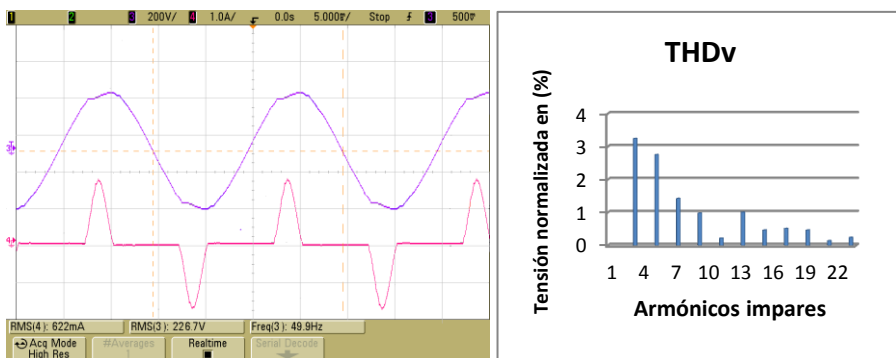


Fig. 6.20. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THDv=4.2\%$.

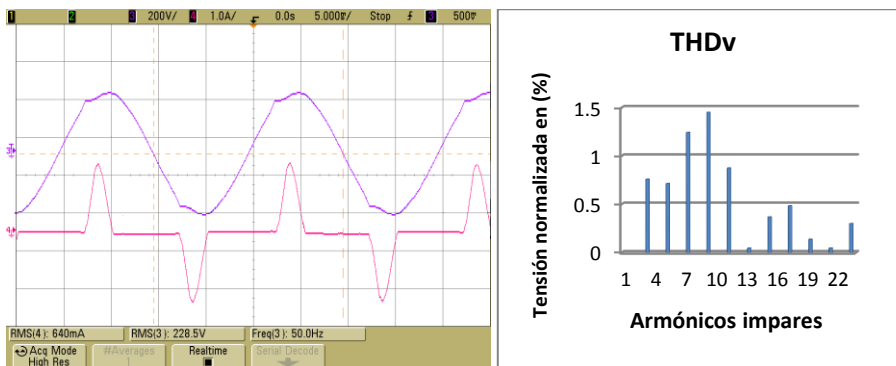


Fig. 6.21. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THDv=2.7\%$.

En la Fig. 6.22 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu F$ y $R=680\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.6$. Obteniéndose un $THDv=2.3\%$.

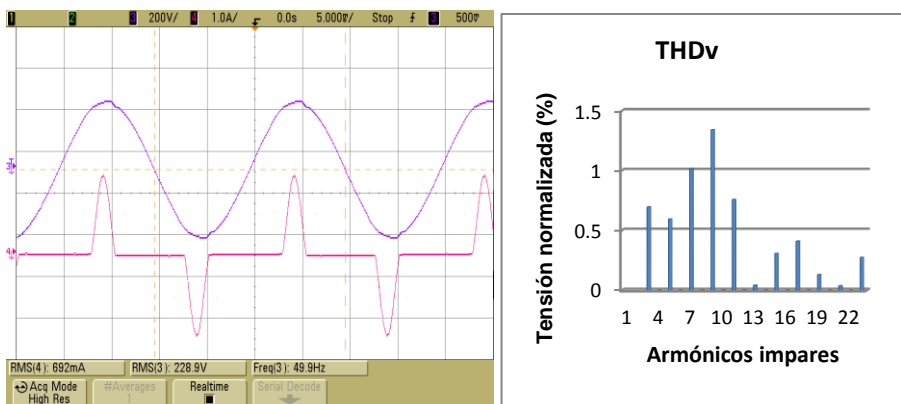


Fig. 6.22. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=2.3\%$.

En la Fig. 6.23 se presentan los espectros armónicos de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con cada uno de los controladores implementados en su lazo tensión. Observándose que los mejores resultados de THD_v se obtiene con la implementación de los controladores PI-P+CRes y 2DOF+CR con $THD_v=2.3\%$ y $THD_v=2.7\%$ respectivamente. Estos resultados se obtuvieron alimentando una carga no lineal con $R=680\Omega$, $C=96\mu F$ y $FC=4.6$.

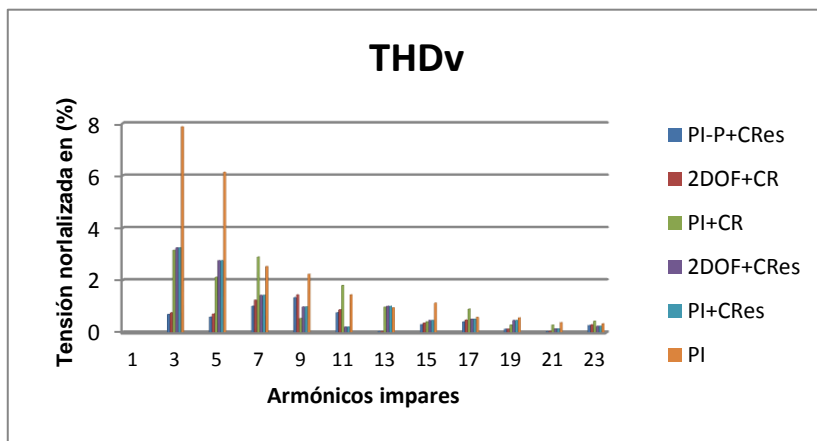


Fig. 6.23. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con $R=680\Omega$, $C=96\mu F$ y $FC=4.6$.

6.2.2. Resultados con $R=1020\Omega$ ($FC=4.9$)

En la Fig. 6.24 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu F$ y $R=1020\Omega$ con un factor de cresta, $FC=4.9$. Obteniéndose un $THD_v=11.8\%$

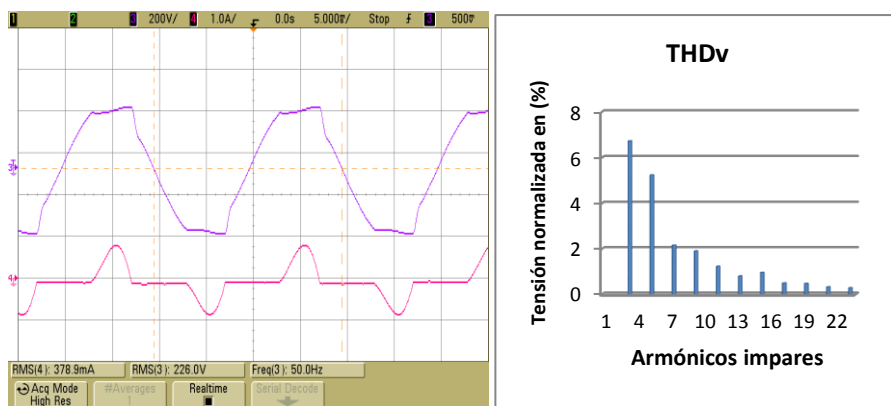


Fig. 6.24. (izquierda) formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=11.8\%$.

En la Fig. 6.25 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu F$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta, $FC=4.9$. Obteniéndose un $THD_v=4.6\%$.

En la Fig. 6.26 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu F$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta, $FC=4.9$. Obteniéndose un $THD_v=4.2\%$.

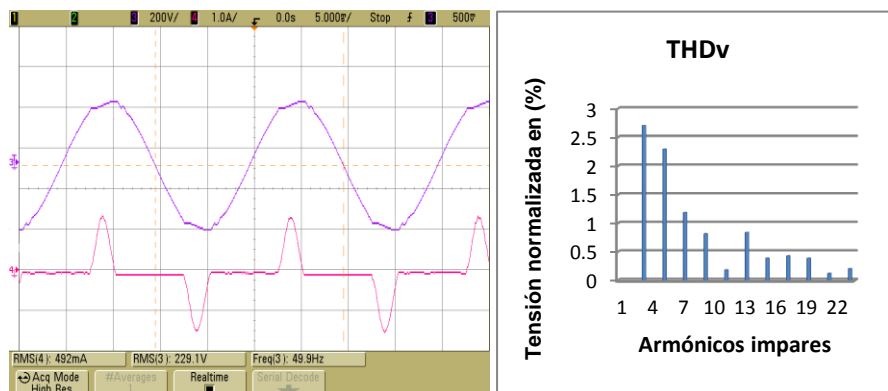


Fig. 6.25. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD_v=4.6%.

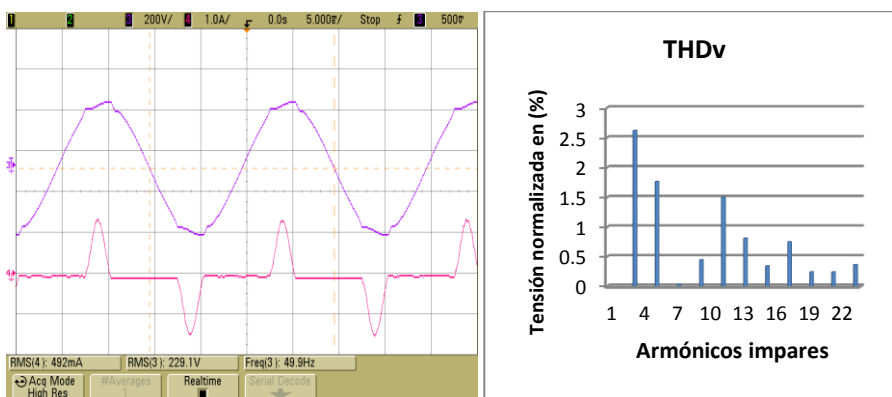


Fig. 6.26. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un THD_v=4.2%.

En la Fig. 6.27 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.0\%$.

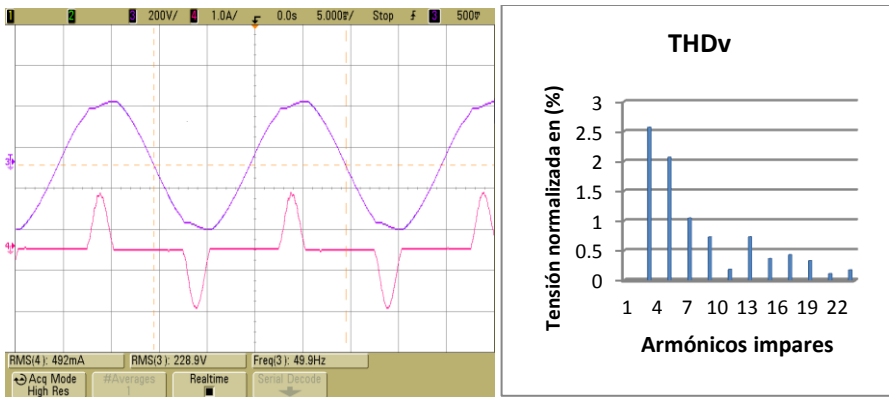


Fig. 6.27. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THDv=4.0\%$.

En la Fig. 6.28 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\ \mu F$ y $R=1020\ \Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $THDv=2.4\%$.

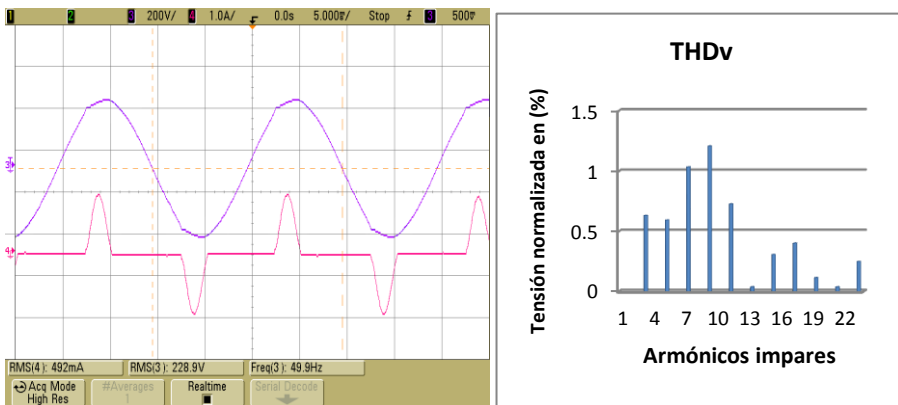


Fig. 6.28. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THDv=2.4\%$.

En la Fig. 6.29 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvo con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1020\Omega$, con un factor de cresta $FC=4.9$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.9\%$.

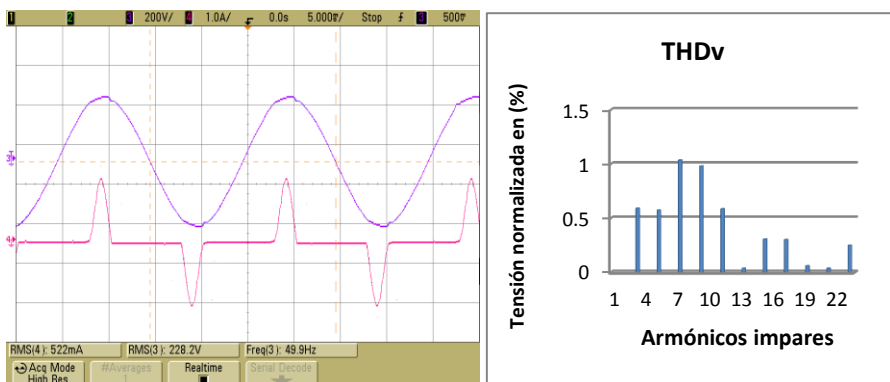


Fig. 6.29. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=1.9\%$.

En la Fig. 6.30 se presentan los espectros armónicos de la tensión de salida del inversor que se obtuvo con cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión. Observándose una tendencia a la baja de THD_v que resulta ser proporcional al valor de la carga R , observándose como en el caso anterior que con la implementación de los controladores PI-P+CRes y 2DOF+CR se obtiene los mejores resultados, con $\text{THD}_v=1.9$ y $\text{THD}_v=2.4$ respectivamente. Estos resultados se obtuvieron alimentando una carga no lineal con $R=1020\Omega$, $C=96\mu\text{F}$ con $FC=4.9$.

6.2.3. Resultados con $R=1360\Omega$ ($FC=5.3$)

En la Fig. 6.31 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó

alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=9.1\%$.

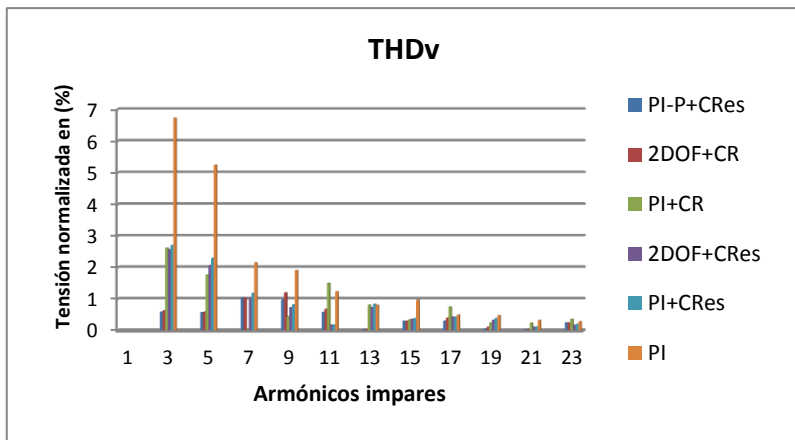


Fig. 6.30. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con $R=1020\Omega$, $C=96\mu\text{F}$ y $FC=4.9$.

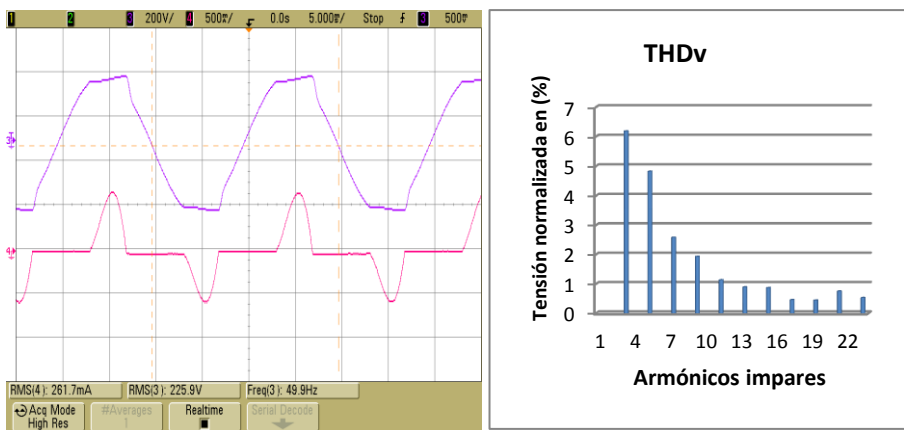


Fig. 6.31. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal. Presentándose un $\text{THD}_v=9.1\%$.

En la Fig. 6.32 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=4.2\%$.

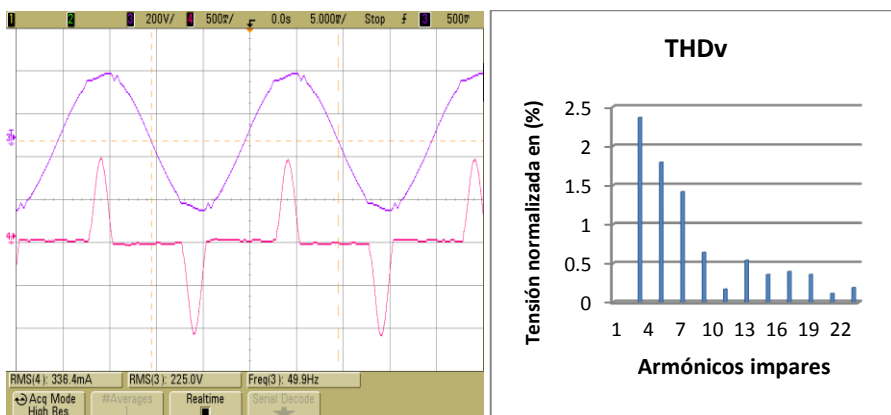


Fig. 6.32. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=4.2\%$.

En la Fig. 6.33 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.9\%$.

En la Fig. 6.34 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.7\%$.

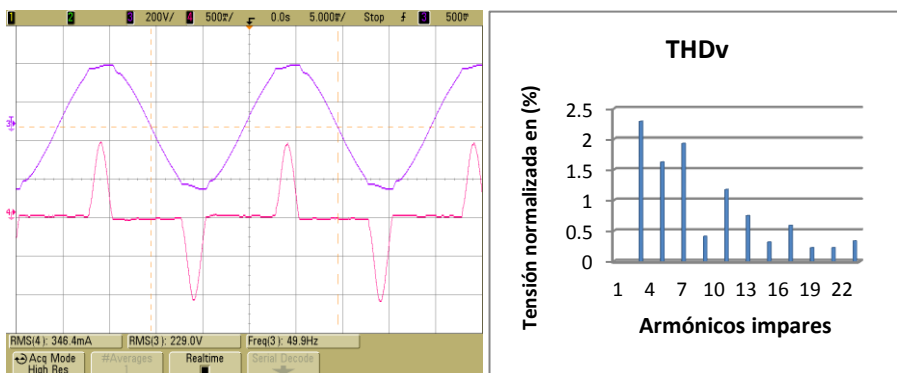


Fig. 6.33. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un **THDv=3.9%**.

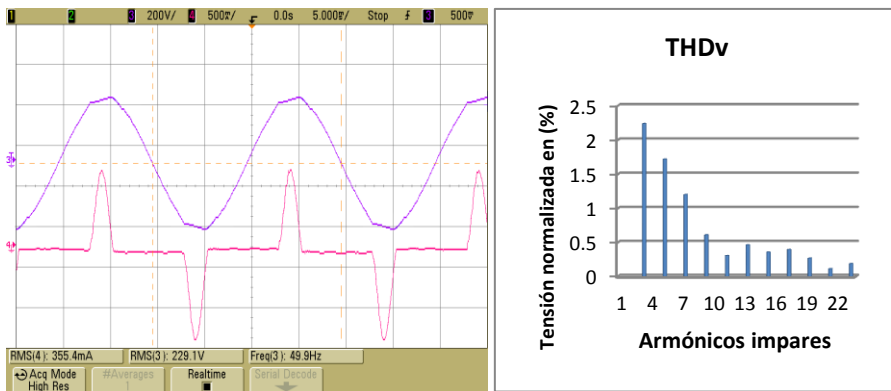


Fig. 6.34. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un **THDv=3.7%**

En la Fig. 6.35 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+RC en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $THDv=2.1\%$.

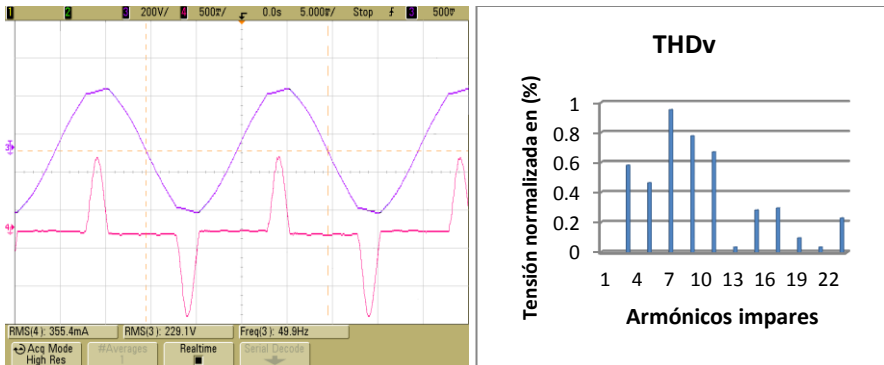


Fig. 6.35. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=2.1\%$.

En la Fig. 6.36 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu F$ y $R=1360\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.3$. Obteniéndose un $THD_v=1.6\%$.

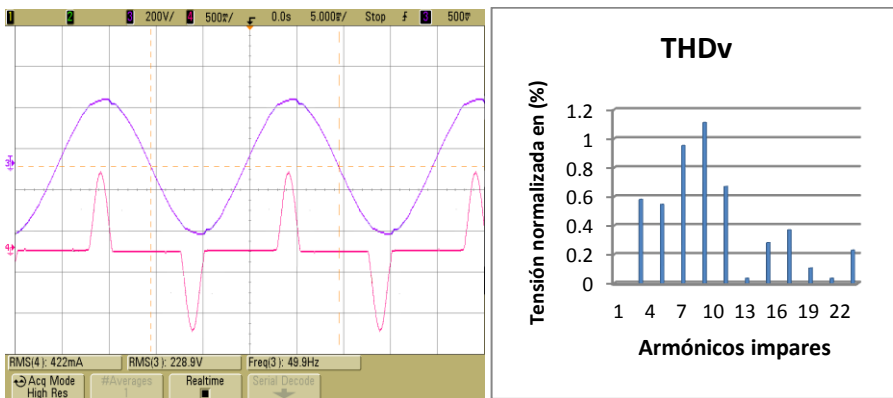


Fig. 6.36. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=1.6\%$

En la Fig. 6.37 se presentan los espectros armónicos de la tensión de salida del inversor de cada uno de los controladores implementados en su lazo tensión. En este caso estos resultados se obtuvieron para una carga no lineal con $R=1360\Omega$, $C=96\mu\text{F}$ y un $FC=5.3$. Observándose nuevamente una tendencia a la baja de THD_v que resulta ser proporcional al valor de la carga R . Obteniéndose los mejores resultados con la implementación de los controladores PI-P+CRes y 2DOF+CR, con $\text{THD}_v=1.6\%$ y $\text{THD}_v=2.1\%$ respectivamente.

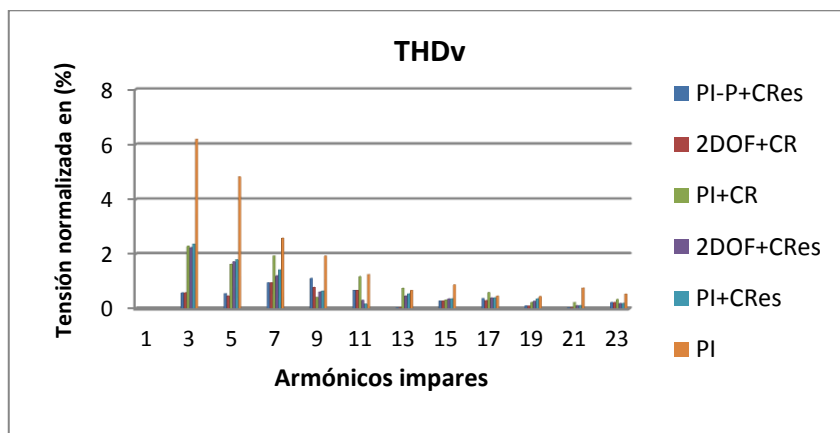


Fig. 6.37. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con $R=1360\Omega$, $C=96\mu\text{F}$ y $FC=5.3$.

6.2.4. Resultados con $R=1700\Omega$ ($FC=5.7$)

En la Fig. 6.38 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=8.1\%$.

En la Fig. 6.39 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=8.1\%$.

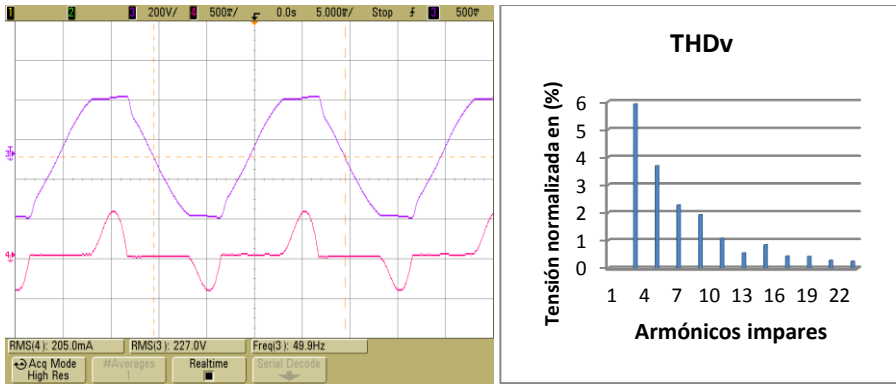


Fig. 6.38. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un **THD_v=8.1%**

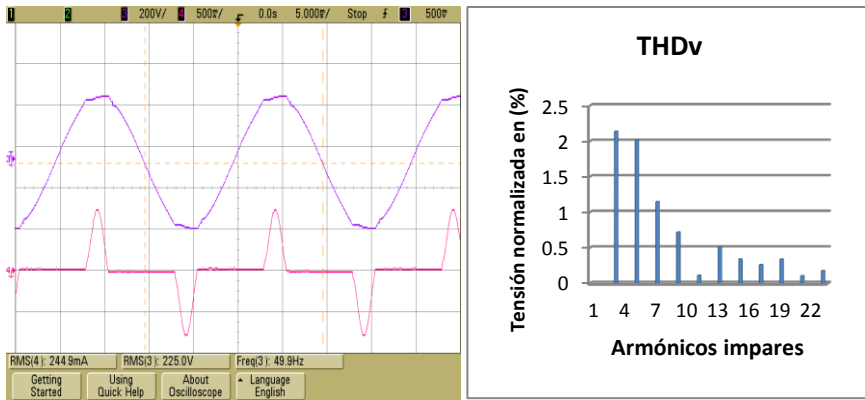


Fig. 6.39. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un **THD_v=3.6%**

En la Fig. 6.40 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=3.2\%$.

En la Fig. 6.41 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=2.9\%$

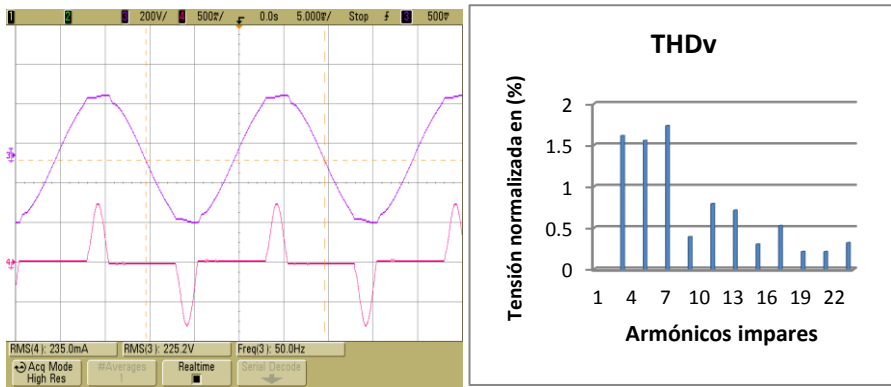


Fig. 6.40. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=3.2\%$

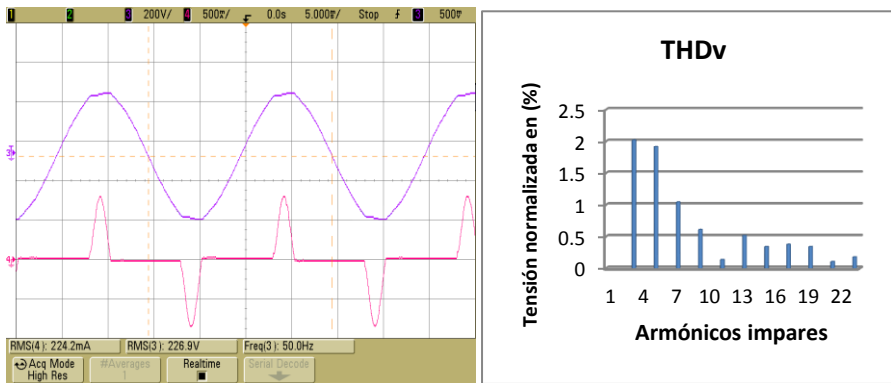


Fig. 6.41. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. **(derecha)** Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=2.9\%$

En la Fig. 6.42 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.8\%$

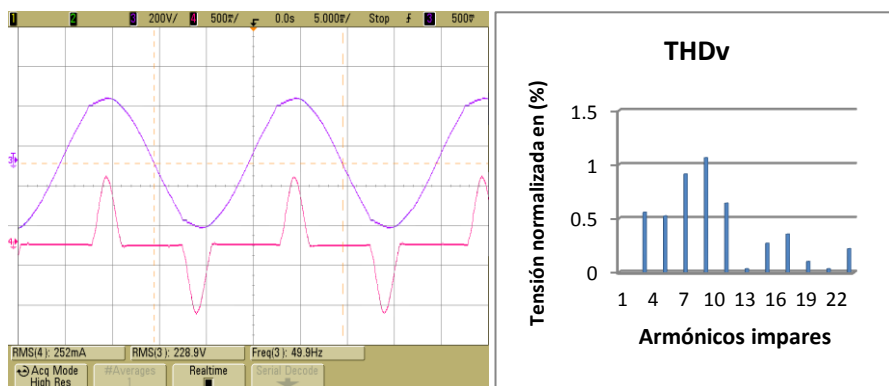


Fig. 6.42. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $\text{THD}_v=1.8\%$.

En la Fig. 6.43 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se obtuvieron con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión. Esta prueba experimental se realizó alimentando una carga no lineal con $C=96\mu\text{F}$ y $R=1700\Omega$, con un factor de cresta $FC=5.7$. Obteniéndose un $\text{THD}_v=1.4\%$

En la Fig. 6.44 se presentan los espectros armónicos de la tensión de salida del inversor de cada uno de los controladores implementados en su lazo tensión. En este caso estos resultados se obtuvieron para una carga no lineal con $R=1700\Omega$, $C=96\mu\text{F}$ y un $FC=5.7$. Observándose al igual que en los casos anteriores una tendencia a la baja de THD_v resultado de la disminución de la carga R . Obteniéndose nuevamente los mejores resultados con la implementación de los controladores PI-P+CRes y 2DOF+CR, con $\text{THD}_v=1.4\%$ y $\text{THD}_v=1.8\%$ respectivamente.

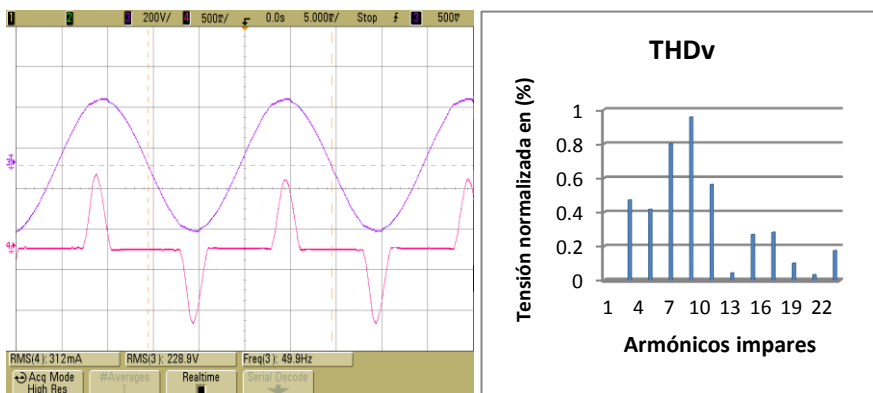


Fig. 6.43. (izquierda) Formas de onda de tensión y corriente de salida del inversor. (derecha) Espectro armónico de la tensión de salida del inversor que se presentó con la implementación de un controlador P+CRes en el lazo de corriente y un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, alimentando carga no lineal, presentándose un $THD_v=1.4\%$

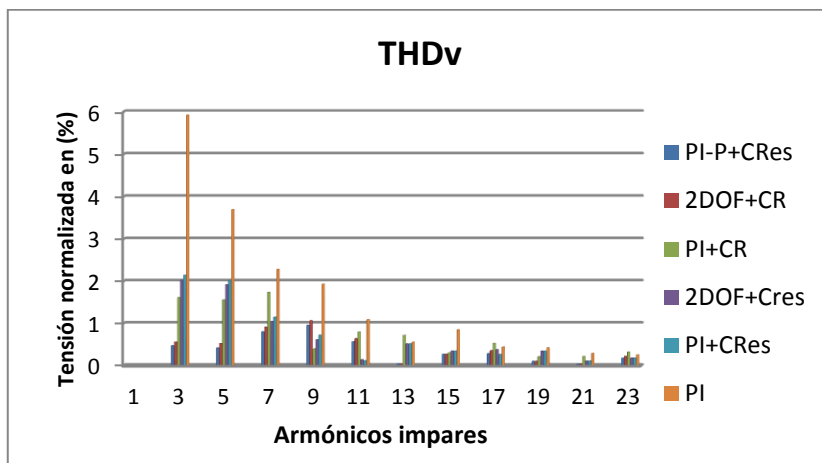


Fig. 6.44. Espectros armónicos de la tensión de salida del inversor para cada uno de los controladores implementados en su lazo de tensión alimentando una carga no lineal con $R=1700\Omega$, $C=96\mu F$ y $FC=5.7$.

La tabla 6.1 muestra en forma resumida los valores de THDv que se obtuvieron de forma experimental con la implementación del controlador P+CRes en el lazo de corriente y de los diferentes controladores diseñados para

el lazo de tensión del inversor. Estos valores de THD_v se presentaron alimentando por medio de inversor: carga lineal resistiva de 136Ω, una carga (R-C) con R= 136Ω y C= 23.54μF, una carga resistiva-inductiva (R-L) con R=136Ω y L=215mH, así como una carga no lineal con C=96μF y R=680Ω, con FC=4.6. Es importante mencionar que para esta carga no lineal el inversor entregó una potencia aproximada de 150W que es equivalente a un tercio de su potencia nominal para el cual fue diseñado.

Tabla 6.1: Resultados experimentales de THD_v, para cargas lineales y no lineales.

Controlador	Carga	THD _v (%)
PI	Lineal Resistiva	0.8
	Lineal R-L	0.7
	Lineal R-C	0.3
	No lineal	13.2
PI+CRes	Lineal Resistiva	1.1
	Lineal R-L	1.5
	Lineal R-C	0.3
	No lineal	4.9
PI + CR	Lineal Resistiva	1.1
	Lineal R-L	0.9
	Lineal R-C	0.3
	No lineal	4.6
2DOF+CRes	Lineal Resistiva	1.1
	Lineal R-L	1.3
	Lineal R-C	0.3
	No lineal	4.2
2DOF+CR	Lineal Resistiva	1.1
	Lineal R-L	1.3
	Lineal R-C	0.4
	No lineal	2.7
PI-P+CRes	Lineal Resistiva	1.1
	Lineal R-L	0.9
	Lineal R-C	0.5
	No lineal	2.3

6.3. Conclusiones.

En este capítulo se realizaron pruebas experimentales relacionadas con la implementación de los diferentes controladores que se diseñaron en el capítulo 4. Destacando al igual que en el capítulo anterior la implementación de los controladores diseñados para el lazo de tensión del inversor. Específicamente, se realizaron pruebas experimentales con la implementación de un control P+CRes en el lazo de corriente y los siguientes controladores para el lazo de tensión del inversor: PI, PI+CRes, PI+CR, 2DOF+CRes, 2DOF+CR y PI-P+CRes. Justificándose claramente los resultados encontrados por medio de simulaciones en PSIM 7.0.5 en el capítulo 5. Observándose en la tabla 6.1 por medio de los datos presentados de forma experimental que al alimentar carga lineal resistiva, inductiva y capacitiva todos los controladores diseñados presentan un THDv mucho menor al 5% cumpliendo con el estándar IEEE519-1992. Asimismo, al alimentar carga no lineal con excepción del controlador PI, el resto de los controladores propuestos cumple con el estándar.

Se destaca que la implementación de los esquemas de control propuestos de forma novedosa presentaron los mejores resultados. Esto es, con la implementación del control 2DOF+CR y con el controlador PI-P+CRes se logra cumplir ampliamente con el estándar IEEE 519-1992 al obtenerse un THDv de 2.7% y 2.3% respectivamente. Estos resultados de THDv se obtuvieron con la carga no lineal máxima que pudo alimentar el inversor, lo que representa aproximadamente un tercio de la máxima potencia nominal que puede suministrar el inversor a la carga con un factor de cresta (FC) elevado de 4.6. Los datos de THDv están presentes de forma resumida en Tabla 6.1.

CAPÍTULO VII

Esquemas droop

CAPÍTULO 7. ESQUEMAS *DROOP*

La referencia de tensión de los controladores del lazo de tensión que se diseñaron en el capítulo IV, se fija a partir de aplicar los esquemas “*droop control*”, dichos esquemas presentan una doble ventaja: la primera asociada con el hecho de establecer una referencia de tensión adecuada dependiendo de la potencia activa y reactiva demandada por la carga y la segunda ventaja, basada en la posibilidad de interconectar varios inversores en paralelo sin necesidad de usar esquemas tales como: control concentrado, control maestro/esclavo, envío de señales de control a través de diferentes canales de comunicación, entre otras. A continuación se exponen dichos esquemas de control [62-65].

7.1. Esquemas *droop*

Esta técnica consiste básicamente en la caída de la frecuencia de la tensión de salida o amplitud, cuando la potencia activa o reactiva entregada por el inversor se incrementa. El método *droop* [66-67] logra una mayor fiabilidad y flexibilidad en la ubicación física de los módulos de conversión, ya que para su operación sólo utiliza las mediciones de magnitudes eléctricas locales. Por lo tanto, evita la interconexión de cable de control, que se nombra a menudo como el control inalámbrico paralelo o independiente[68-70].

La Fig. 7.1 representa de forma general el esquema *droop* convencional, donde se puede observar como a partir de comparar la corriente en el inductor i_L con la tensión de salida v_o se genera la referencia V_{oref} .

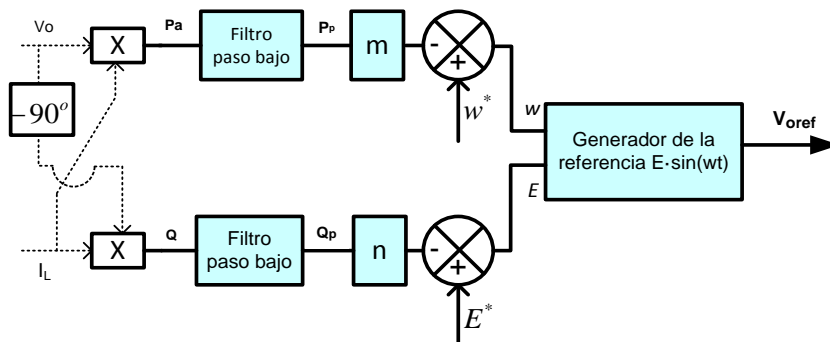


Fig. 7.1. Esquema *droop* convencional

En este esquema, el promedio de la potencia activa P_p se puede obtener multiplicando la tensión de salida v_o por la corriente de carga i_L , y filtrar el producto a través de un filtro paso bajo. De forma similar, se obtiene la potencia reactiva media Q_p , pero en este caso la tensión de salida debe ser retrasada 90° .

Las expresiones de los filtros paso bajo para P_p y Q_p se presentan en las ecuaciones (7.1) y (7.2), respectivamente:

$$Q_{P_{LPF}} = \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (7.1)$$

$$P_{P_{LPF}} = \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (7.2)$$

Con el fin de ajustar variaciones de frecuencia se recomienda implementar un filtro paso alto que se aplica sobre la potencia reactiva promedio. Teniendo en cuenta que esta señal se obtiene de un filtro paso bajo, se tendrá como resultado un filtro pasa banda como el de la expresión (7.3).

$$H_{BPF}(s) = P_{P_{LPF}} \cdot \frac{s}{(s + \tau^{-1}) \cdot (s + \omega_c)} \quad (7.3)$$

Donde ω_c es la frecuencia de corte del filtro pasa-banda, que debe ser fijada por abajo de una década de frecuencia de red y τ es la constante de tiempo de la acción transitoria del método *droop*.

Finalmente el bloque del filtro paso bajo de la Fig.7.1 debe ser rediseñado para un filtro paso banda, el cual se presenta en la expresión (7.4).

$$H_{BPF}(s) = \frac{s}{0.3183 \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{31.83 \cdot 10^{-3} \cdot s + 1} \quad (7.4)$$

Dependiendo de la característica de la impedancia de salida de lazo cerrado (Z_{olc}) del convertidor, en este caso del inversor, se presentan dos casos de esquemas *droop* que relacionan la potencia activa y la potencia reactiva en función de la tensión y/o la frecuencia. El primer caso se presenta cuando Z_{olc} es puramente inductiva ($Z_{olc}=jX$), con lo cual se tiene una fase de 90° . El segundo caso se presenta cuando Z_{olc} es puramente resistiva ($Z_{olc}=R$), con lo cual en este caso se tiene una fase 0° . Estas dos configuraciones de esquemas *droop* se presentan en las Figs. 7.2 y 7.3.

Es importante resaltar que las características de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor estarán dadas fundamentalmente por las características de los controladores que se implementaron para los lazos de corriente y tensión del inversor respectivamente. Para justificar esto en la sección 7.2 se procederá al cálculo de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor. La Fig. 7.4

muestra el modelo de pequeña señal con los lazos de control T_i y T_v respectivamente que permitirán realizar el cálculo.

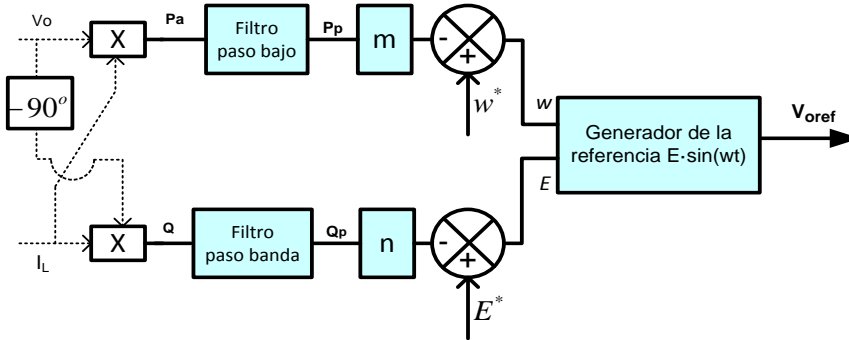


Fig. 7.2. Esquema droop convencional inductivo

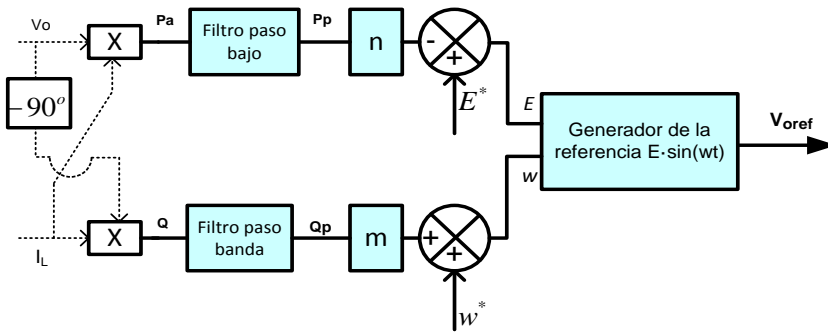


Fig. 7.3. Esquema droop convencional resistivo

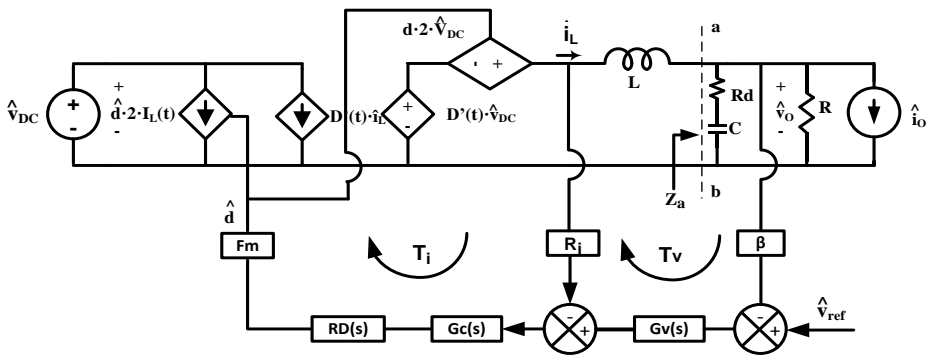


Fig. 7.4. Modelo de pequeña señal con los lazos de control T_i y T_v

7.1.1. Análisis de flujo de potencia para impedancia de salida resistiva.

La Fig. 7.5 muestra el circuito equivalente de una unidad de DG como un inversor conectado a un bus común de *ca* a través de una impedancia de salida de desacoplamiento. La potencia activa y reactiva que pueden proporcionar diferentes unidades pueden ser expresadas por (7.5) y (7.6) [71].

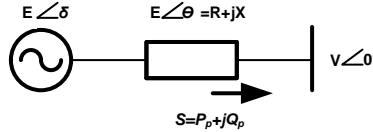


Fig. 7.5. Circuito equivalente de una unidad de DG conectada a un punto común de un bus de AC.

$$P_p = \frac{E \cdot V}{Z} \cdot \cos(\theta - \delta) - \frac{V^2}{Z} \cos\theta \quad (7.5)$$

$$Q_p = -\frac{E \cdot V}{Z} \cdot \sin(\theta - \delta) - \frac{V^2}{Z} \sin\theta \quad (7.6)$$

Donde E es la amplitud del voltaje de salida del inversor, V es la tensión en el bus común, δ es el ángulo de potencia y Z y θ son la magnitud y fase de la impedancia de salida del inversor respectivamente.

Asumiendo que la impedancia de salida del inversor es resistiva, en las expresiones (7.5) y (7.6) ($Z = R$ y $\theta = 0^\circ$) y el ángulo de potencia es muy pequeño, entonces la potencia activa y reactiva se escriben como en las expresiones (7.7) y (7.8).

$$P_p = \frac{E \cdot V \cos\delta - E^2}{R} \quad (7.7)$$

$$Q_p = -\frac{E \cdot V}{R} \cdot \sin\delta \quad (7.8)$$

En consecuencia, la potencia activa puede ser controlada por la amplitud del voltaje E de salida del inversor, mientras que la potencia reactiva puede ser controlada por la frecuencia ω del inversor según se puede apreciar en las expresiones (7.9) y (7.10). Bajo estas consideraciones, cuando la impedancia de salida del inversor es altamente resistiva, el esquema *droop* para P_p y Q_p se representa a continuación.

$$\omega = \omega^* + m \cdot Q_p \quad (7.9)$$

$$E = E^* - n \cdot P_p \quad (7.10)$$

Siendo ω^* y E^* 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. Resulta relevante mencionar que un valor alto de los coeficientes del *droop* repercute en una buena distribución de potencia, sin embargo como consecuencia se tiene una mala regulación de voltaje. 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 [31].

La Fig. 7.6 muestra las características de tensión y frecuencia del esquema *droop* con característica resistiva.

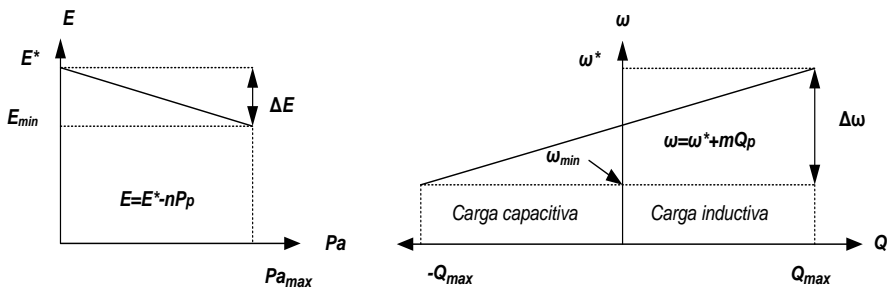


Fig. 7.6. Características de tensión y frecuencia del *Droop* control resistivo.

7.1.2. Análisis de flujo de potencia para impedancia de salida inductiva

La potencia activa y reactiva que puede proporcionar un inversor a la carga de forma general para el caso inductivo se pueden expresar como en (7.11) y (7.12).

$$P_p = \frac{E \cdot V}{X} \cdot \sin\delta \tag{7.11}$$

$$Q_p = \frac{E \cdot V}{X} \cdot \cos\delta - \frac{V^2}{X} \tag{7.12}$$

De las anteriores ecuaciones, y considerando pequeñas diferencias de fase entre E y V ($\sin\delta \approx \delta$ y $\cos\delta \approx 1$), se puede apreciar la fuerte dependencia de P_p con respecto al ángulo δ , mientras que Q depende de la diferencia entre las amplitudes de E y V .

Tomando en cuenta las anteriores consideraciones, para este esquema *droop* la potencia activa puede ser controlada por la frecuencia (ω), mientras que la

potencia reactiva puede ser controlada por la amplitud de la tensión (E). Por lo que P_a y Q_p se pueden representar por medio de las expresiones (7.13) y (7.14)

$$\omega = \omega^* - m \cdot P_p \quad (7.13)$$

$$E = E^* - n \cdot Q_p \quad (7.14)$$

Donde ω^* y E^* son la frecuencia y la amplitud de la tensión de referencia del inversor sin carga, m y n los coeficientes de caída de la frecuencia y la amplitud respectivamente. La Fig. 7.7 muestra las características de tensión y frecuencia del esquema *droop* con característica inductiva.

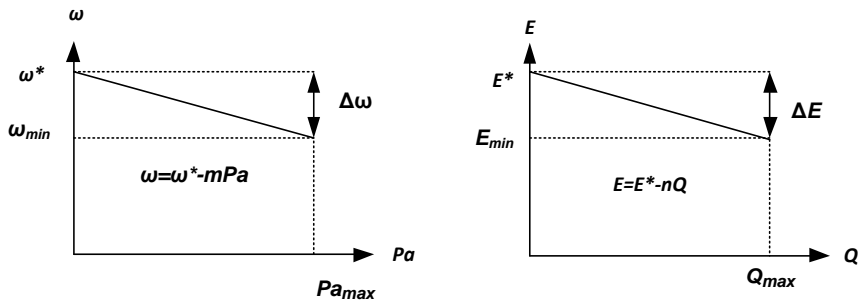


Fig. 7.7. Características de tensión y frecuencia del *Droop* control inductivo.

Los coeficientes m y n para el caso inductivo pueden ser escogidos siguiendo el método convencional *droop*, con el fin de garantizar los objetivos del control en estado estable. Estos se pueden determinar por medio de las expresiones (7.15) y (7.16).

$$m = \frac{\Delta\omega}{P_{a_{max}}} \quad (7.15)$$

$$n = \frac{\Delta E}{Q_{a_{max}}} \quad (7.16)$$

Los coeficientes m y n para el caso resistivo se escogen de la misma forma que en el caso anterior solo se debe respetar las relaciones que se obtuvieron para este caso. Por lo que estos se pueden determinar por medio de las expresiones (7.17) y (7.18).

$$m = \frac{\Delta\omega}{Q_{a_{max}}} \quad (7.17)$$

$$n = \frac{\Delta E}{P_{a_{max}}} \quad (7.18)$$

De donde P_{amax} y Q_{amax} son la máxima potencia activa y la máxima potencia reactiva que pueden ser entregadas por el inversor. $\Delta\omega$ and ΔE son las máximas desviaciones permitidas de frecuencia y amplitud de la tensión de salida, respectivamente. Por lo tanto, estos dos parámetros pueden ser fijados por el diseñador teniendo en cuenta que se debe mantener el equilibrio entre, el intercambio adecuado de potencia y la desviación de la frecuencia y la amplitud. Para este caso las constantes m y n fueron fijadas a 0.001.

7.2. Cálculo de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor.

La impedancia de salida de circuito cerrado del inversor afecta la distribución de potencia entre unidades de conversión y también determina la estrategia de control *droop* que se deberá adoptar para la conexión en paralelo de unidades de conversión, según se explicó en la sección 7.1. Además, el diseño adecuado de la impedancia de salida puede reducir el impacto de desequilibrio de la impedancia de la línea. Por lo tanto, con estas consideraciones resulta importante el cálculo de éste parámetro como se describe a continuación:

Para poder calcular $Z_{O_LC}(s)$, inicialmente se debe calcular la impedancia de salida de lazo abierto $Z_{O_LA}(s)$, para lo cual partimos del análisis del modelo de pequeña señal de la Fig.7.4.

La función de transferencia $Z_{O_LA}(s)$ se calcula haciendo que $\hat{v}_{DC} = \hat{v}_C = 0$, es decir, asumiendo que no se presentan variaciones de tensión en la DC_LINK.

$Z_a(s)$ expresada en (7.19) es la impedancia conectada a la derecha del inductor del filtro de salida del inversor.

$$Z_a(s) = \frac{R \cdot (s \cdot C \cdot R_d + 1)}{s \cdot C \cdot (R_d + R) + 1} \quad (7.19)$$

Aplicando leyes de Kirchhoff al modelo de pequeña señal de la Fig.7.4 y tomando en cuenta que $\hat{v}_{DC} = 0$, podemos obtener la expresión (7.20).

$$Z_{O_LA} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \quad (7.20)$$

Donde \hat{i}_o representa la perturbación de corriente en la salida del inversor (ver Fig.7.4). Cuando el lazo de tensión se encuentra abierto ($\hat{v}_C = 0$) y (7.21) puede derivarse de la Fig.7.4.

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{K}(s) \cdot \hat{\mathbf{i}}_L \quad (7.21)$$

donde, $\mathbf{K}(s) = -F_m \cdot R_i \cdot G_s(s) \cdot R_D(s)$.

$$\hat{\mathbf{v}}_0 = (\hat{\mathbf{i}}_L - \hat{\mathbf{i}}_0) \cdot \mathbf{Z}_a \quad (7.22)$$

Considerando:

$$2V_{DC} \cdot \mathbf{K}(s) \cdot \hat{\mathbf{i}}_L = \mathbf{s} \cdot \mathbf{L} \cdot \hat{\mathbf{i}}_L + \hat{\mathbf{v}}_0 \quad (7.23)$$

Despejando $\hat{\mathbf{i}}_L$ de (7.23) se obtiene (7.24)

$$\hat{\mathbf{i}}_L = \frac{\hat{\mathbf{v}}_0}{2V_{DC} \cdot \mathbf{K}(s) - \mathbf{s} \cdot \mathbf{L}} \quad (7.24)$$

Sustituyendo (7.24) en (7.22) resulta (7.25)

$$\hat{\mathbf{v}}_0 = \left(\frac{\hat{\mathbf{v}}_0}{2V_{DC} \cdot \mathbf{K}(s) - \mathbf{s} \cdot \mathbf{L}} - \hat{\mathbf{i}}_0 \right) \cdot \mathbf{Z}_a \quad (7.25)$$

(7.26) se obtiene de (7.25)

$$\hat{\mathbf{v}}_0 \cdot \left(\mathbf{1} - \frac{\mathbf{Z}_a}{2V_{DC} \cdot \mathbf{K}(s) - \mathbf{s} \cdot \mathbf{L}} \right) = -\hat{\mathbf{i}}_0 \cdot \mathbf{Z}_a \quad (7.26)$$

Finalmente, de (7.26) se obtiene la impedancia de salida del inversor a lazo abierto expresada en (7.27)

$$\mathbf{Z}_{O_{LA}}(s) = \left. \frac{\hat{\mathbf{v}}_0}{\hat{\mathbf{i}}_0} \right|_{\hat{\mathbf{v}}_C=0} = \frac{-\mathbf{Z}_a(2V_{dc} \cdot \mathbf{K}(s) - \mathbf{s} \cdot \mathbf{L})}{2V_{dc} \cdot \mathbf{K}(s) - \mathbf{s} \cdot \mathbf{L} - \mathbf{Z}_a} \quad (7.27)$$

La impedancia de salida del inversor a lazo cerrado se presenta en (7.28), donde $T_v(s)$ representa las ganancias de los diferentes lazos de tensión que se obtuvieron con la aplicación de los diferentes controladores empleados para este propósito.

$$\mathbf{Z}_{O_{LC}}(s) = \left. \frac{\hat{\mathbf{v}}_0}{\hat{\mathbf{i}}_0} \right|_{\hat{\mathbf{v}}_{DC}=\hat{\mathbf{v}}_{Ref}=0} = \frac{\mathbf{Z}_{O_{LA}}(s)}{1+T_v(s)} \quad (7.28)$$

7.2.1. Lazo de impedancia virtual

El método *droop* convencional no es adecuado cuando inversores en paralelo deben compartir cargas no lineales ya que las unidades de control deben tener en cuenta las corrientes armónicas, y al mismo tiempo deben equilibrar el reparto de la potencia activa y reactiva [72-74]. Con esta consideración, recientemente se han propuesto nuevos lazos de control rápidos conocidos como lazos de impedancia virtual, que ajustan la impedancia de salida de los inversores de circuito cerrado con el fin de garantizar que estas puedan ser de carácter

resistivo [75], o en su caso inductivo [76] con el propósito de compartir el contenido de corrientes armónicas adecuadamente. En la Fig. 7.8 se muestra un diagrama de bloques que muestra los lazos de control del inversor, incluyendo el lazo de impedancia virtual.

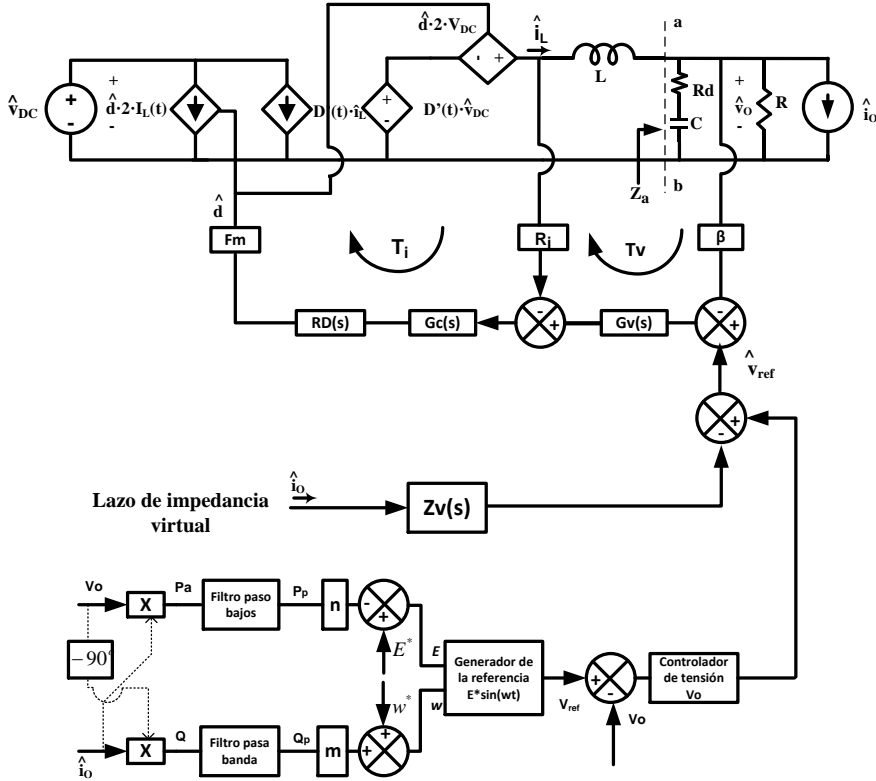


Fig. 7.8. Diagrama de bloques del sistema de lazo cerrado incluyendo el lazo de impedancia virtual y el esquema *droop*.

A partir de la Fig. 7.8 se puede determinar el efecto que tiene el lazo de impedancia virtual sobre la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor $Z_{O_LC}(s)$, la cual se presenta en la expresión (7.29)

$$Z_{O_LC} Z_V(s) = Z_{O_LC}(s) + Z_V(s) * G_{vo_vref}(s) \quad (7.29)$$

donde

$$G_{vo_vref}(s) = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{T_V(s)}{1+T_V(s)} \quad (7.30)$$

El valor de $Z_V(s)$ debe ser mayor que el de $Z_{O_LC}(s)$ y que la impedancia de la línea máxima esperada. Para esta aplicación el valor de la impedancia virtual

que se empleó resultado ser de $Z_v(s) = R = 0.2$, para el caso en que se empleó el esquema *droop* resistivo y un valor $Z_v(s) = s \cdot L = s \cdot 600 \mu$, para el caso del esquema *droop* inductivo.

Aplicando la expresión (7.28) y (7.29) se obtiene por medio de diagramas de Bode la característica de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor con y sin lazo de impedancia virtual, para cada uno de los controladores implementados en el lazo de tensión y el controlador del lazo de corriente.

En la Fig. 7.9 se puede observar que debido a la acción de los controladores PI+CRes y PI implementados en el lazo de corriente y tensión respectivamente, la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor presenta una característica inductiva a baja frecuencia, presentando a alta frecuencia una característica resistiva. Observándose, que con la implementación del lazo de impedancia virtual inductivo el efecto es todavía mayor a baja frecuencia. Es decir la impedancia se vuelve más inductiva. Esta característica de impedancia da lugar a una alta distorsión de la tensión de salida del inversor, cuando este alimenta cargas no lineales. Y condiciona que para la conexión en paralelo de inversores se tenga que implementar un esquema *droop* con característica inductiva.

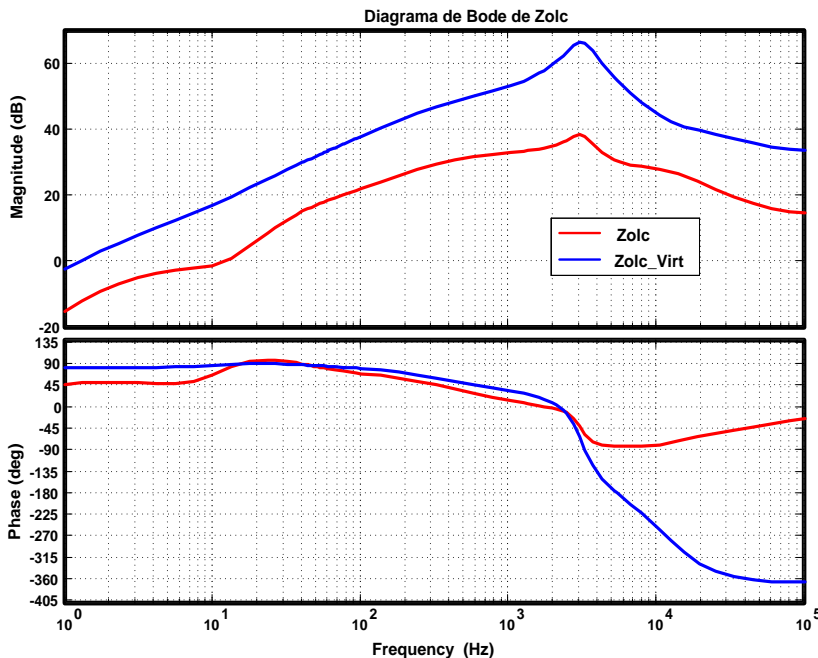


Fig. 7.9. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z_{olc} con controlador PI.

En la Fig. 7.10 se puede observar que debido a la acción de los controladores P+CRes y PI+CRes implementados en el lazo de corriente y tensión respectivamente, la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor sin la implementación del lazo de impedancia virtual presenta una característica resistiva a baja frecuencia ya que la fase hasta el tercer armónico presenta un valor cercano a 0° y aumenta a partir de este armónico. Contrastando con la característica que presenta cuando se implementa el lazo de impedancia virtual, donde se observa que la impedancia presenta una característica resistiva en un rango mayor de frecuencia donde se pueden presentar armónicos de la carga. Esta característica de impedancia da lugar a una menor distorsión de la tensión de salida del inversor, cuando este alimenta cargas no lineales. Y condiciona que para la conexión en paralelo de inversores se tenga que implementar un esquema *Droop* con característica resistiva.

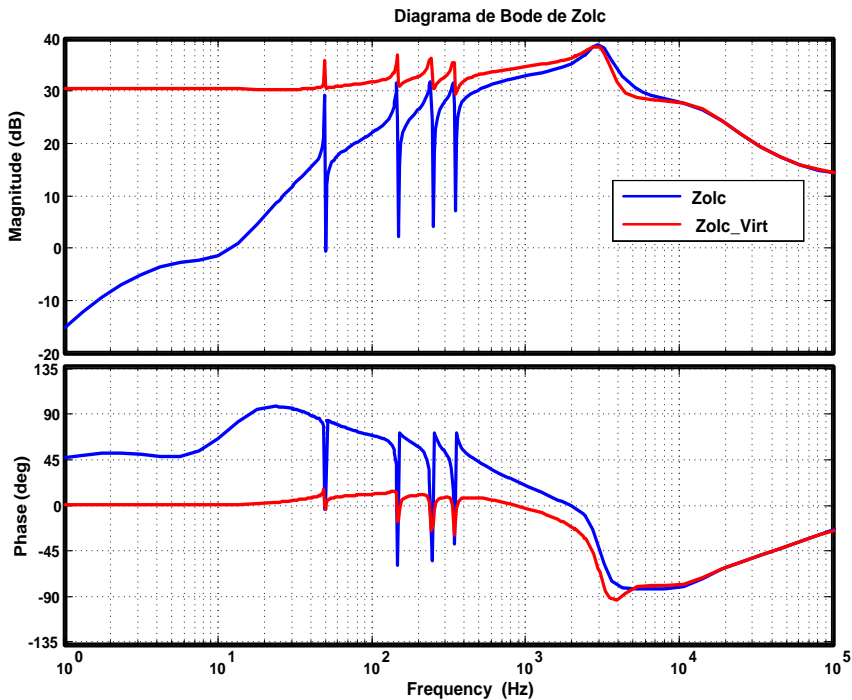


Fig. 7.10. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z_{olc} con controlador PI+CRes.

En la Fig. 7.11 se puede observar que debido a la acción de los controladores P+CRes y PI+CR implementados en el lazo de corriente y tensión respectivamente, la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor sin la implementación del lazo de impedancia virtual presenta una característica

resistiva a baja frecuencia ya que la fase hasta el segundo armónico presenta un valor cercano a 0° y aumenta a partir de este armónico. Contrastando con la característica que presenta cuando se implementa el lazo de impedancia virtual, donde se observa que la impedancia presenta una característica resistiva en un rango mayor de frecuencia donde se pueden presentar armónicos de la carga. Esta característica de impedancia da lugar a una menor distorsión de la tensión de salida del inversor, cuando este alimenta cargas no lineales. Y condiciona que para la conexión en paralelo de inversores se tenga que implementar un esquema *droop* con característica resistiva.

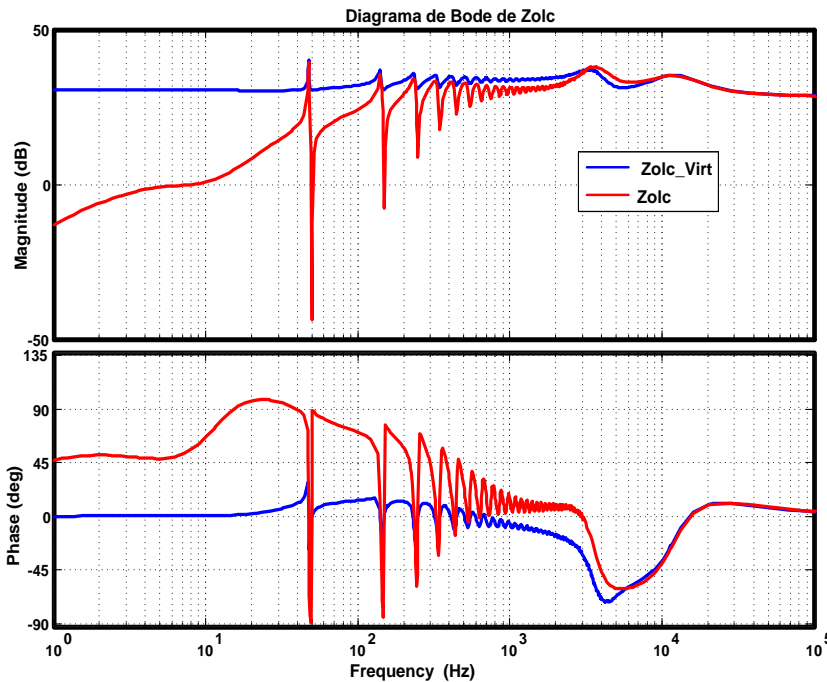


Fig. 7.11. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z_{olc} con controlador PI+CR

En la Fig. 7.12 se puede observar que debido a la acción de los controladores P+CRes y 2DOF+CR implementados en el lazo de corriente y tensión respectivamente, la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor sin la implementación del lazo de impedancia virtual presenta una característica resistiva a baja frecuencia ya que la fase hasta el cuarto armónico presenta un valor cercano a 0° y aumenta a partir de este armónico. Contrastando con la característica que presenta cuando se implementa el lazo de impedancia virtual,

donde se observa que la impedancia presenta una característica resistiva en un rango mayor de frecuencia donde se pueden presentar armónicos de la carga. Esta característica de impedancia da lugar a una menor distorsión de la tensión de salida del inversor, cuando este alimenta cargas no lineales. Y condiciona que para la conexión en paralelo de inversores se tenga que implementar un esquema *droop* con característica resistiva.

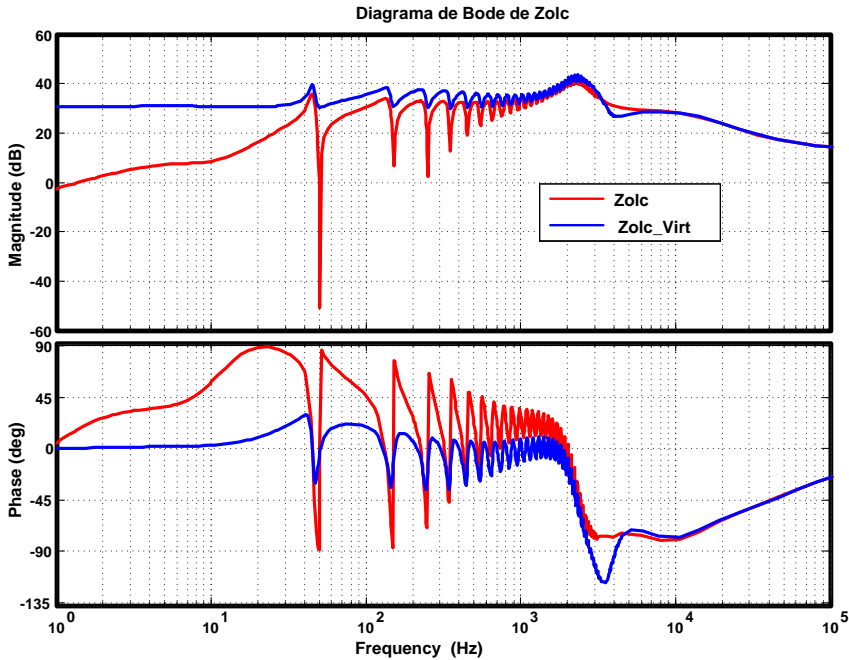


Fig.7.12. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z_{olc} con controlador 2DOF+CR

En la Fig. 7.13 se puede observar que debido a la acción de los controladores P+CRes y 2DOF+CRes implementados en el lazo de corriente y tensión respectivamente, la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor sin la implementación del lazo de impedancia virtual presenta una característica resistiva a baja frecuencia ya que la fase hasta el tercer armónico presenta un valor cercano a 0° y aumenta a partir de este armónico. Contrastando con la característica que presenta cuando se implementa el lazo de impedancia virtual, donde se observa que la impedancia presenta una característica resistiva en un rango mayor de frecuencia donde se pueden presentar armónicos de la carga. Esta característica de impedancia da lugar a una menor distorsión de la tensión de salida del inversor, cuando este alimenta cargas no lineales. Y condiciona que

para la conexión en paralelo de inversores se tenga que implementar un esquema *droop* con característica resistiva.

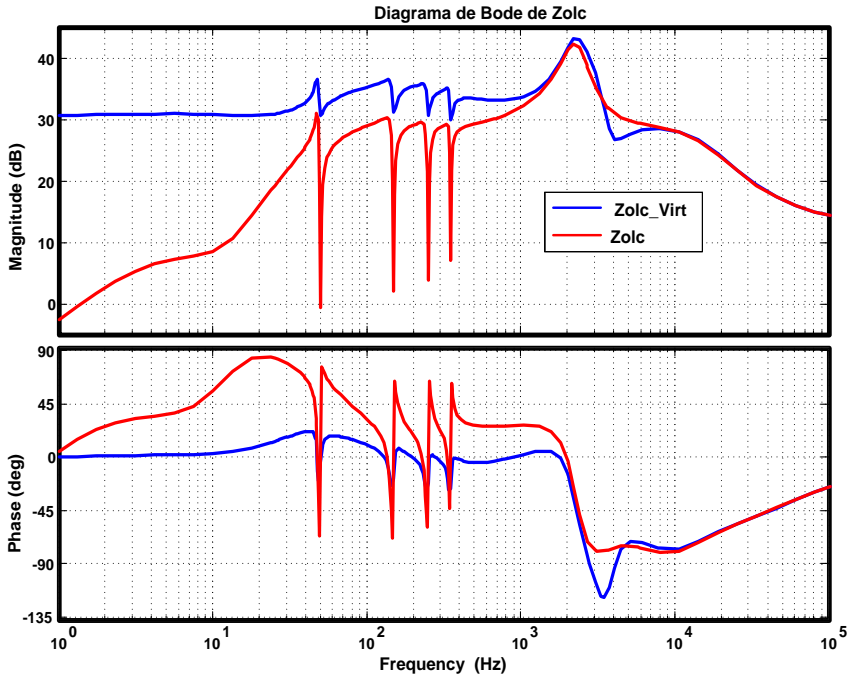


Fig. 7.13. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z_{olc} con controlador 2DOF+CRes

En la Fig. 7.14 se puede observar que debido a la acción de los controladores PI+CRes y PI-P+CRes implementados en el lazo de corriente y tensión respectivamente, la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor presenta un modulo prácticamente constante en la impedancia de salida para la frecuencia del fundamental y de los armónicos de corriente de la carga por lo que se puede afirmar que su comportamiento es resistivo con una fase muy cercana a 0° . Es importante mencionar que esta característica de comportamiento de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor se obtuvo sin la implementación de un lazo de impedancia virtual. Por lo que la implementación de este lazo se omitió para la conexión en paralelo de unidades de conversión considerando que su objetivo es ajustar la impedancia de salida de circuito cerrado para tener un carácter inductivo o resistivo con el propósito de compartir el contenido de corrientes armónicas adecuadamente entre los inversores. Las simulaciones realizadas más adelante en PSIM 7.0.5 justifican estos resultados.

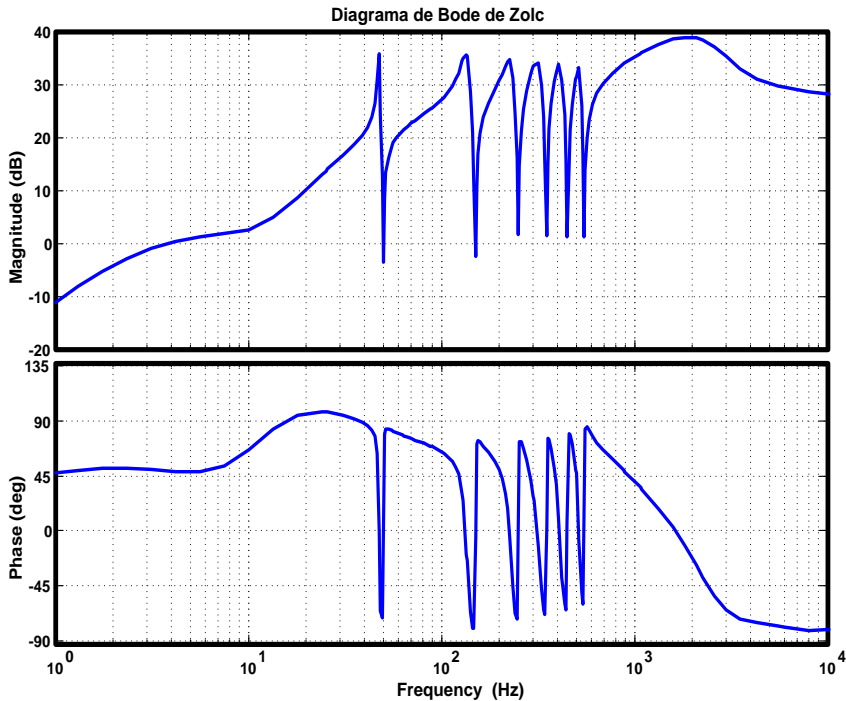


Fig. 7.14. Diagrama de Bode de la impedancia de lazo cerrado Z_{olc} con controlador PI-CRes

7.3. Implementación de esquemas *droop*.

A continuación se presentan las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 para la conexión en paralelo de dos inversores utilizando el esquema *droop* con lazo de impedancia virtual inductivo y resistivo diseñado en la sección anterior. Las simulaciones se realizaron teniendo en cuenta la implementación del control P+CRes en el lazo de corriente y los diferentes controladores para el lazo de tensión que se presentaron en el capítulo 4. 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 con valores nominales, así como carga no lineal con un valor equivalente a un tercio de la potencia nominal del inversor. 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 habrá de entregarse 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. 7.15 muestra el esquema del circuito implementado.

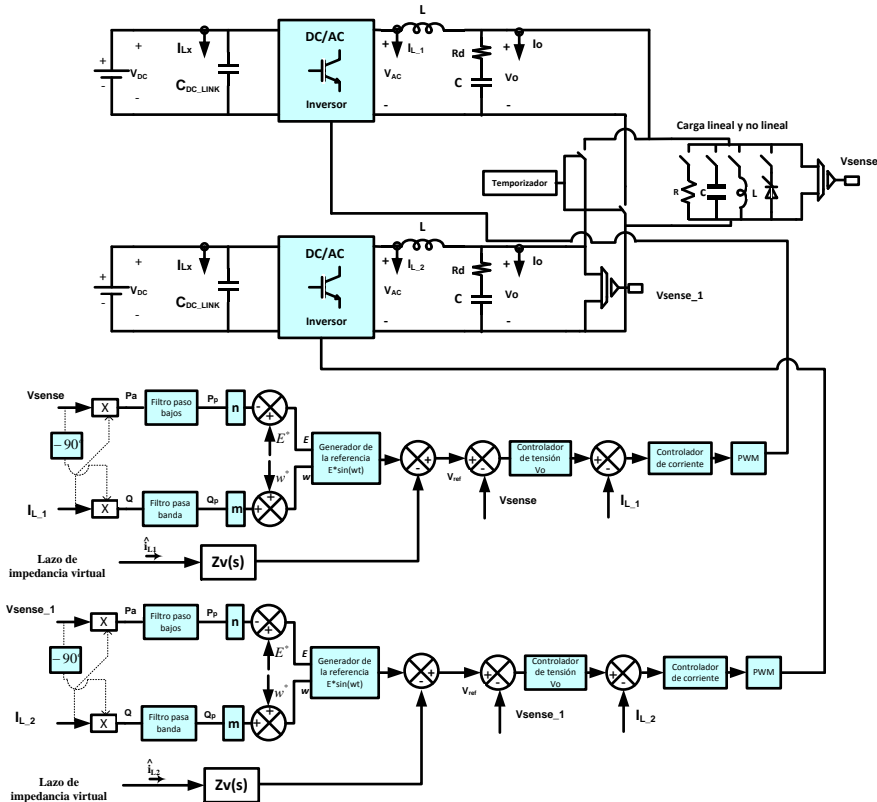


Fig. 7.15. Esquema de conexión de dos inversores en paralelo.

7.3.1. Simulaciones con controlador PI

En la Fig. 7.16 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga nominal puramente resistiva. 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 buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

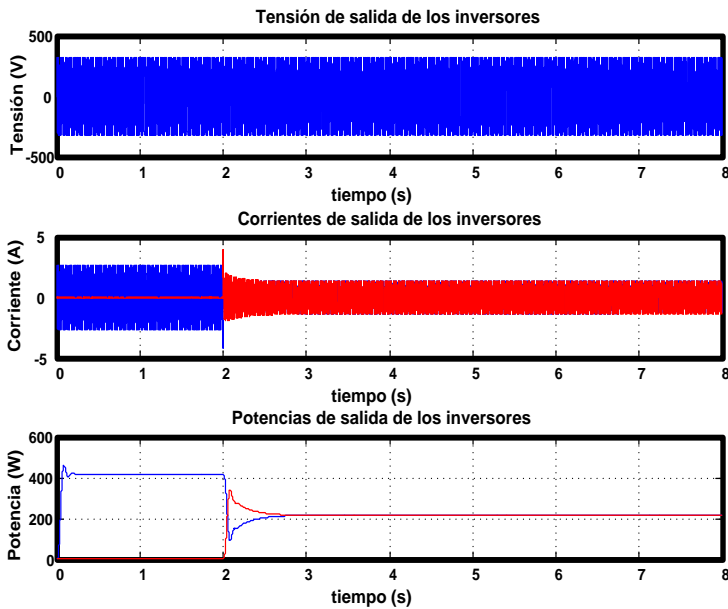


Fig. 7.16. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

En la Fig. 7.17 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.16. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos.

En la Fig. 7.18 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente inductiva. 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 buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.19 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.18. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

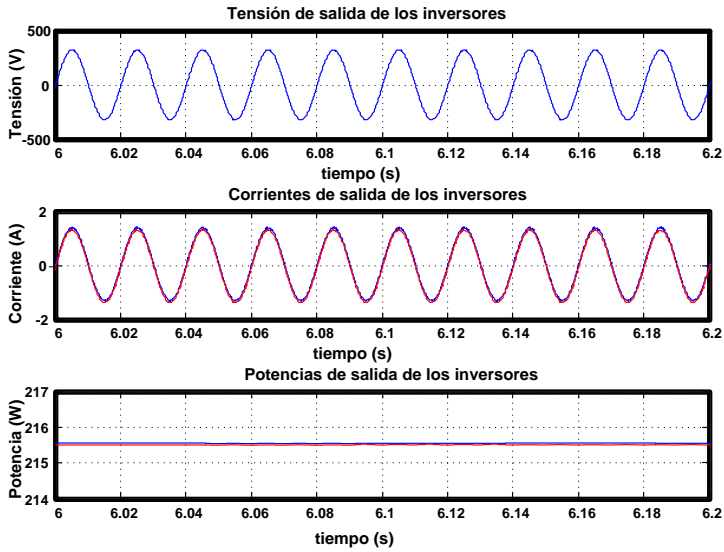


Fig. 7.17. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

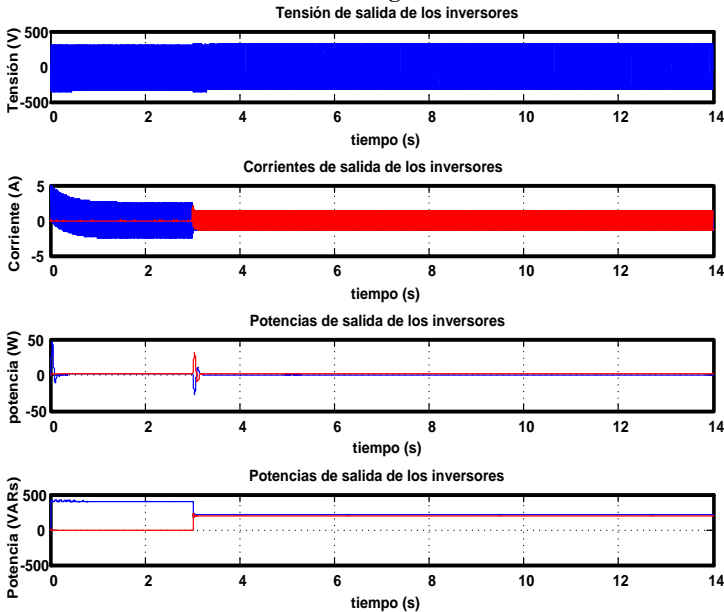


Fig. 7.18. Formas de onda de tensión, corriente, potencias activa y reactiva de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

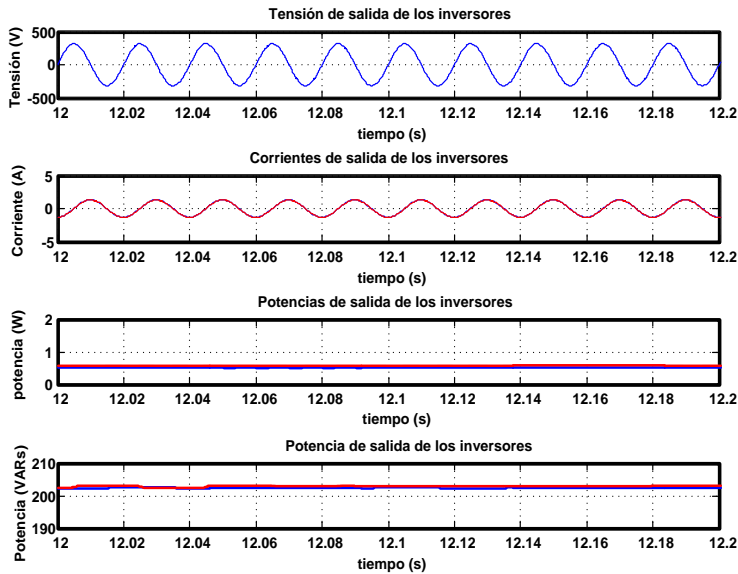


Fig. 7.19. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

En la Fig. 7.20 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente capacitiva. 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 buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.21 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.20. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

En la Fig. 7.22 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga no lineal con un valor de un tercio de la potencia nominal del inversor. 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

buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

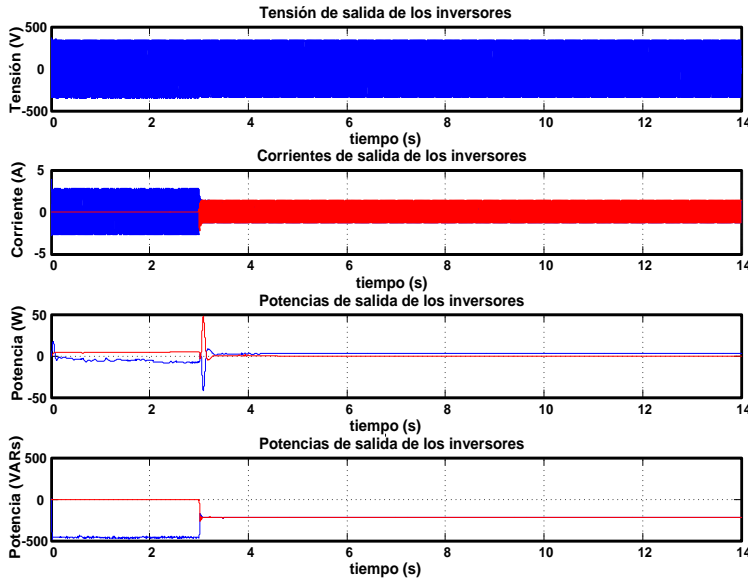


Fig. 7.20. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

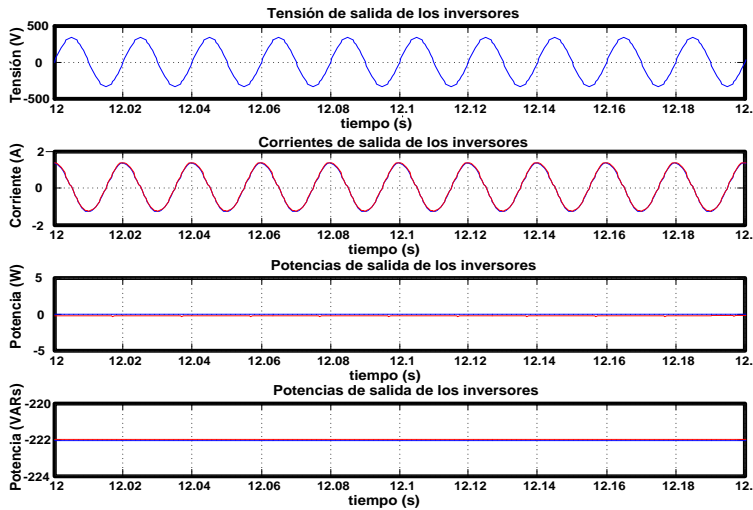


Fig. 7.21. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

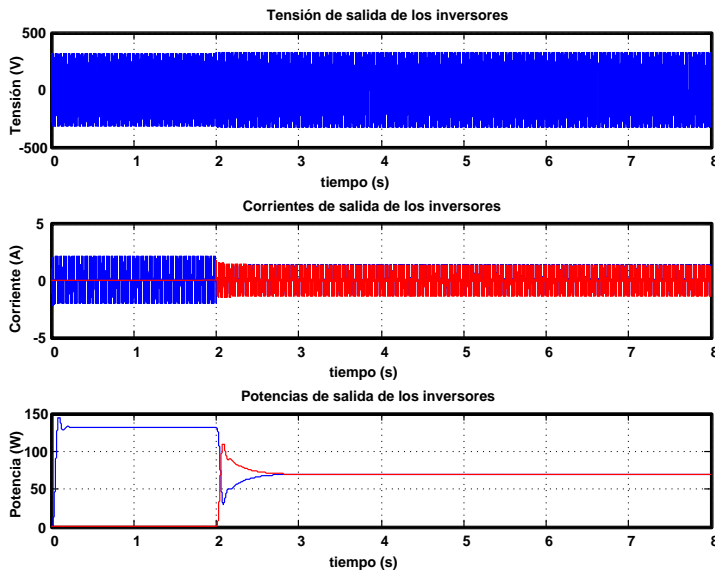


Fig. 7.22. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 7.23 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.22. Observándose que se presenta una alta distorsión en la señal de tensión de salida de los inversores que es propia de las características de la carga. Sin embargo, existe un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos inversores.

7.3.2. Simulaciones con controlador PI+CRes.

En la Fig. 7.24 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente resistiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.25 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.24. Observándose que se

mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos.

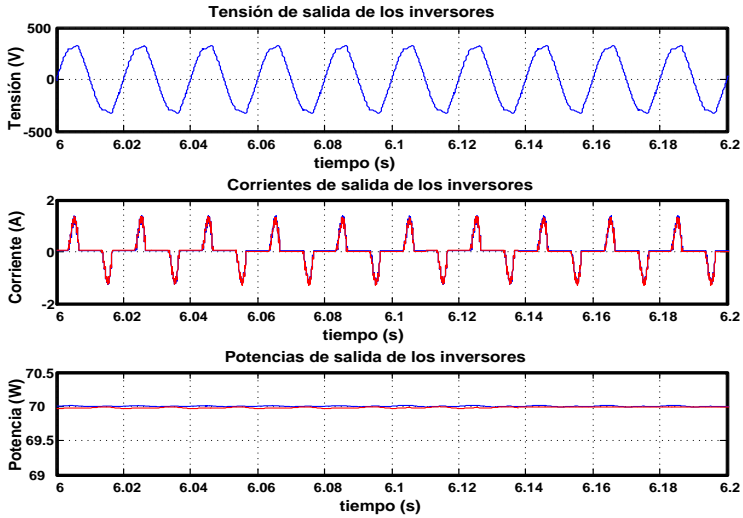


Fig.7. 23. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

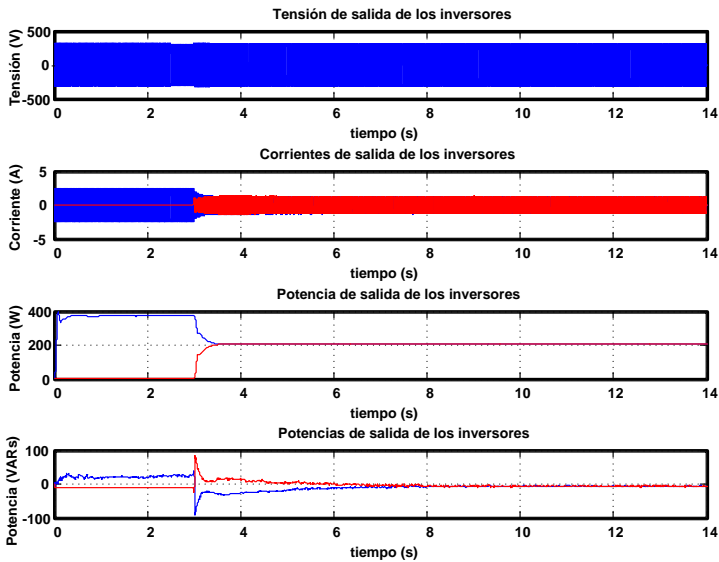


Fig.7. 24. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva

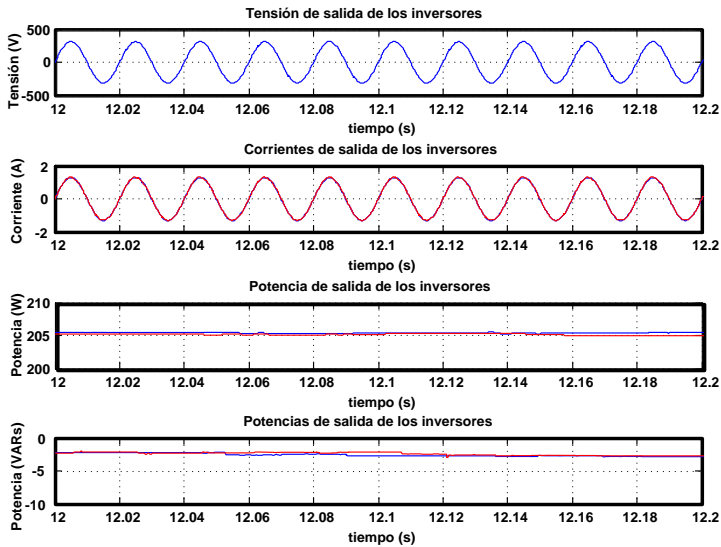


Fig. 7.25. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

En la Fig. 7.26 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente inductiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.27 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.26. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

En la Fig. 7.28 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente capacitiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y

potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

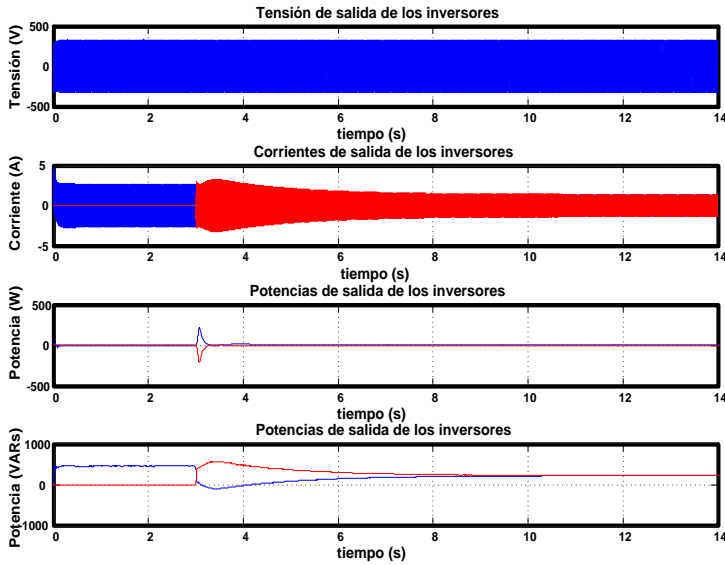


Fig. 7.26. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

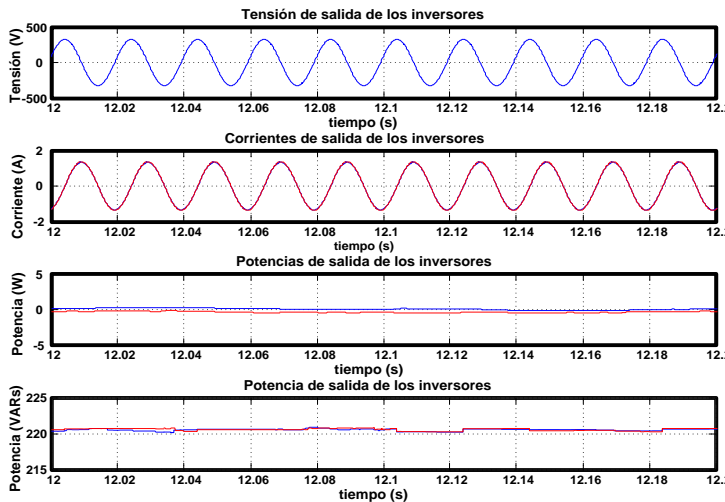


Fig. 7.27. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

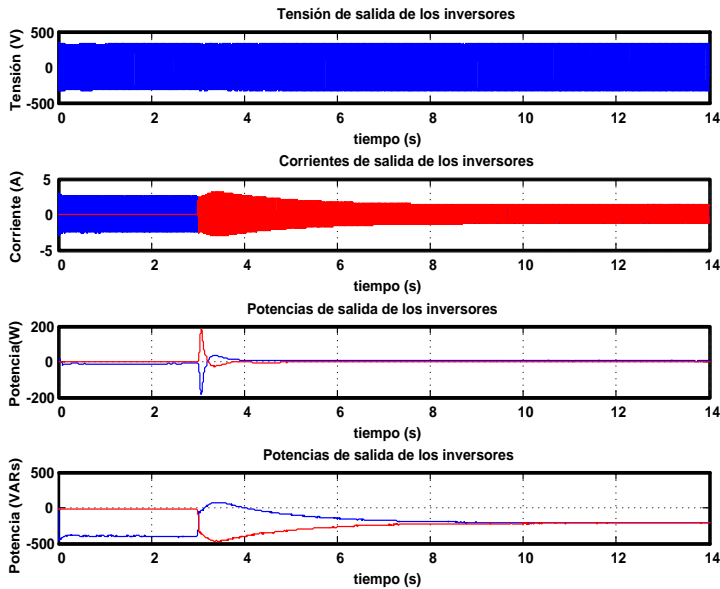


Fig. 7.28. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva

En la Fig. 7.29 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.28. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

En la Fig. 7.30 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga no lineal con un valor de un tercio de la potencia nominal del inversor. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.31 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.30. Observándose que aun cuando se presenta distorsión en la señal de tensión debida a las características de la carga, esta es mucho menor, presentándose una mejor forma de onda que la obtenida con la implementación del controlador PI implementado en el lazo de

tensión. Asimismo, se presenta un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos inversores.

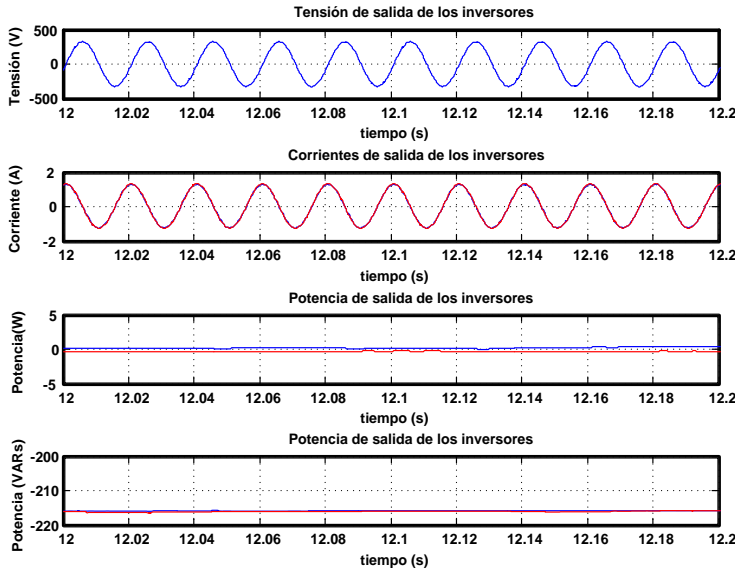


Fig. 7.29. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

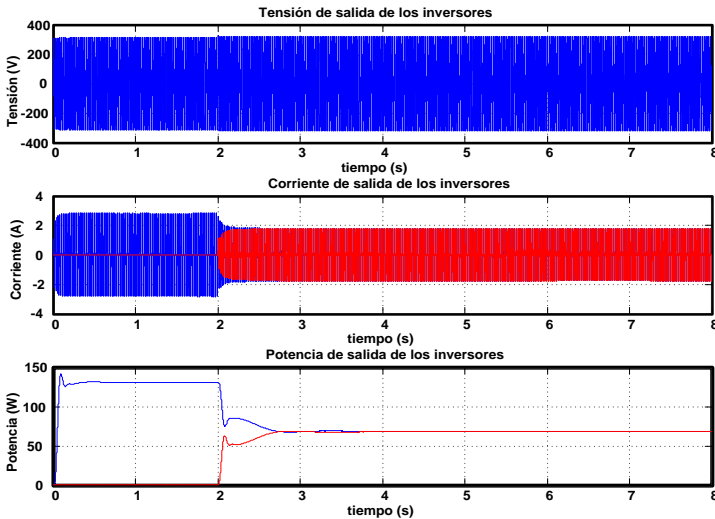


Fig. 7.30. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

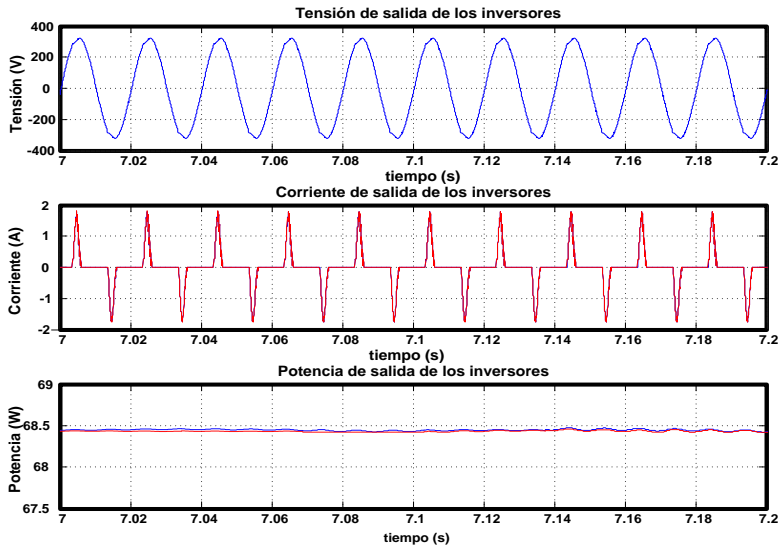


Fig. 7.31. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

7.3.3. Simulaciones con control 2DOF+CRes

En la Fig. 7.32 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente resistiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.33 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.32. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

En la Fig. 7.34 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente inductiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la

implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

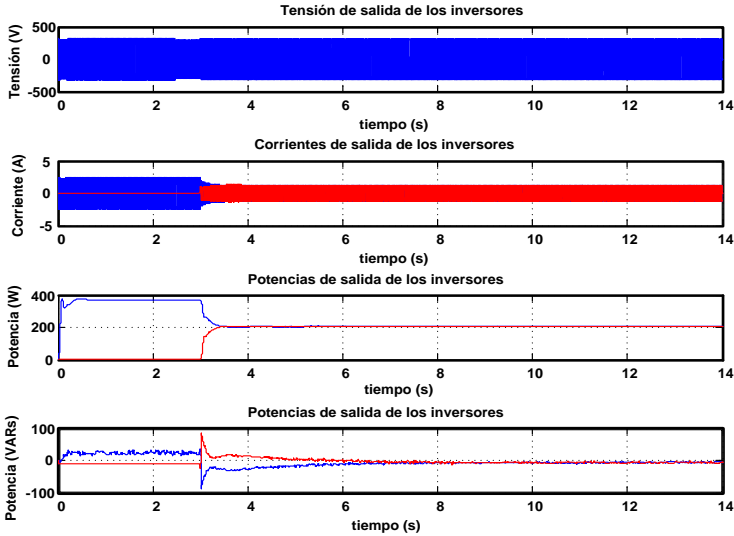


Fig. 7.32. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

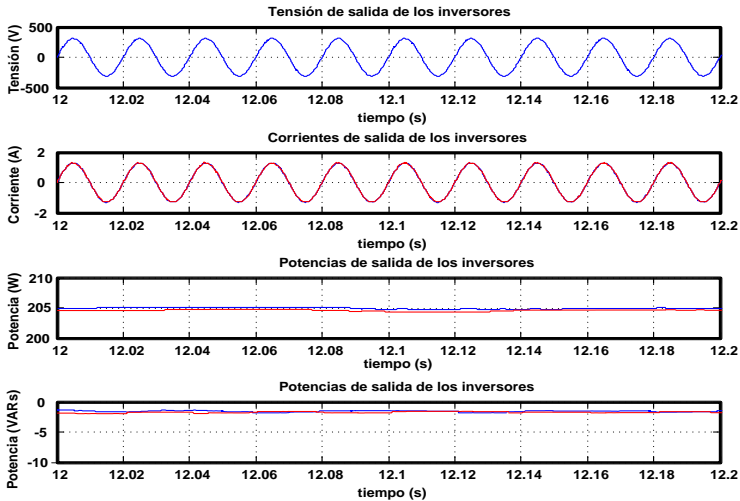


Fig. 7.33. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

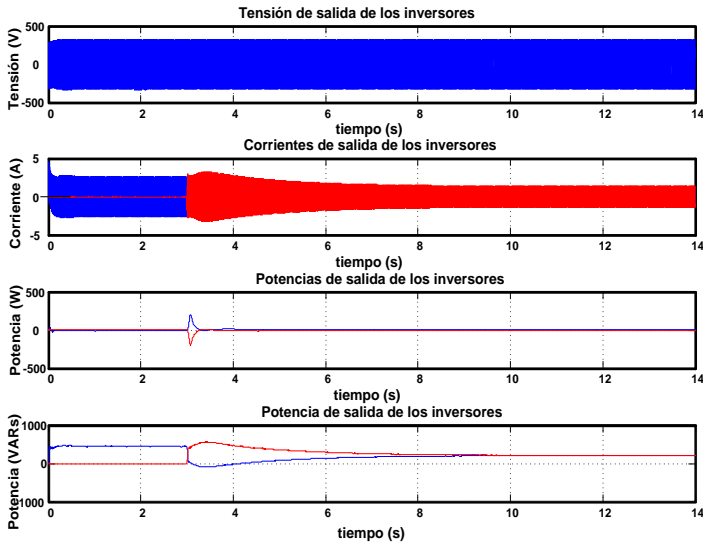


Fig. 7.34. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

En la Fig. 7.35 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.34. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

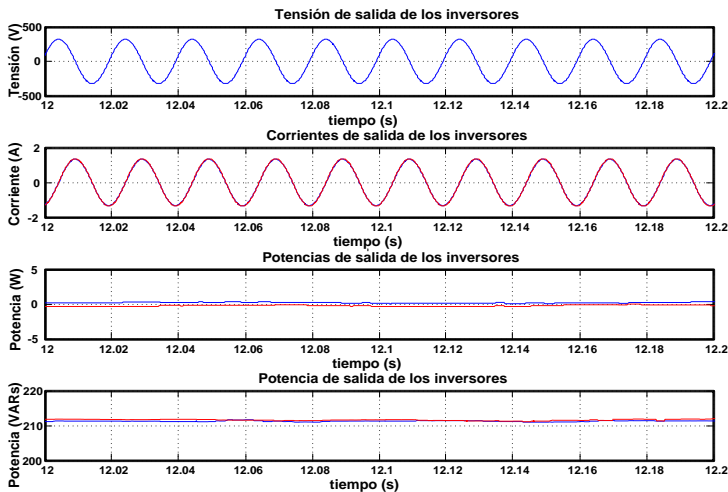


Fig. 7.35. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

En la Fig. 7.36 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente capacitiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.37 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.36. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

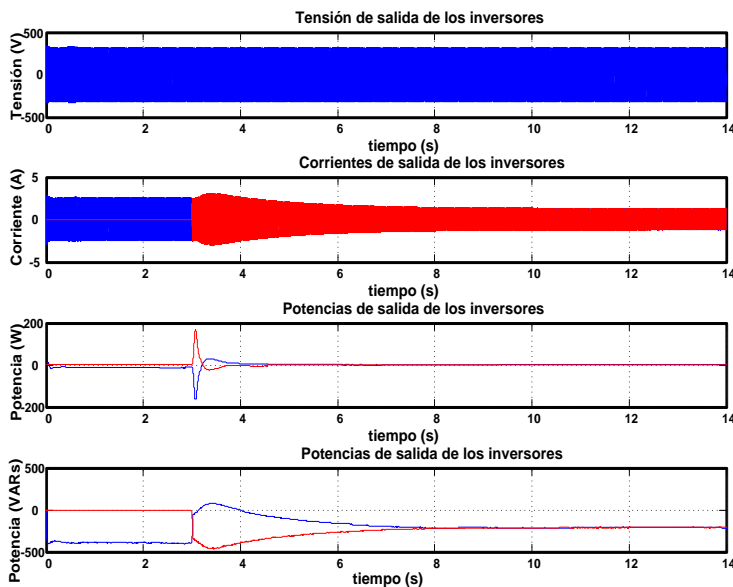


Fig. 7.36. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

En la Fig. 7.38 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga no lineal con un valor de un tercio de la potencia nominal del inversor. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual

resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria bastante adecuada en el momento de su interconexión.

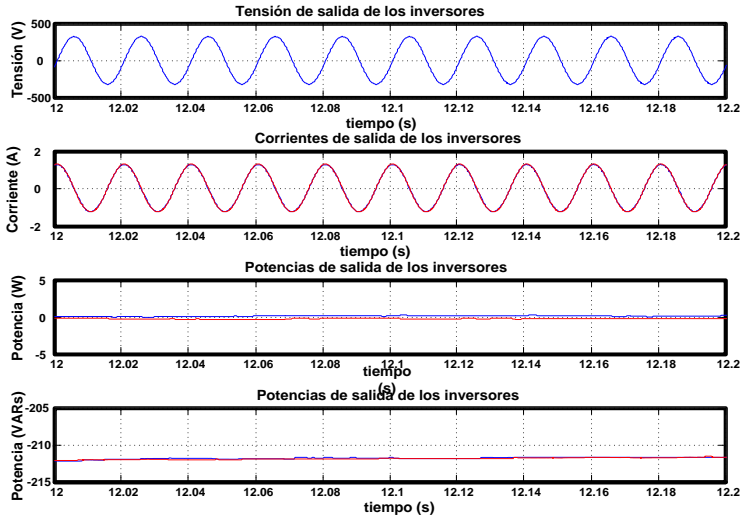


Fig.7.37. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

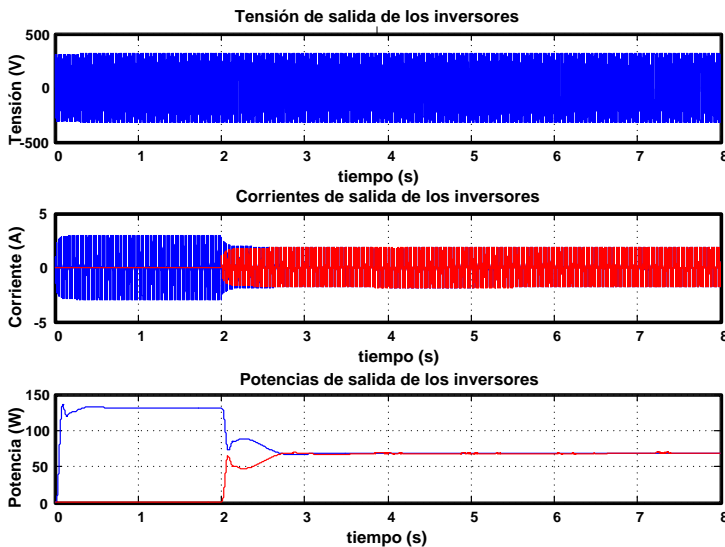


Fig.7.38. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 7.39 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.38. Observándose que se presenta una distorsión en la señal de tensión que resulta ser mucho menor que la obtenida con el controlador PI y muy semejante a la que se obtuvo con el controlador PI+CRes. Asimismo, se presenta un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos inversores

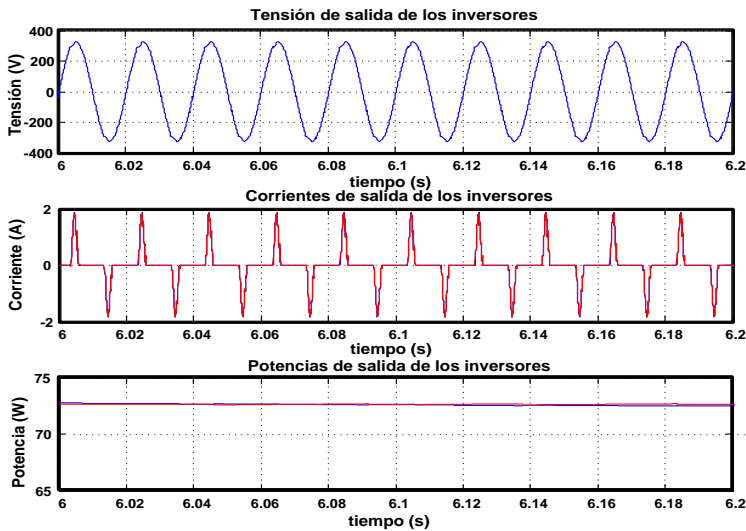


Fig. 7.39. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

7.3.4. Simulaciones con controlador PI+CR

En la Fig. 7.40 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente resistiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos inversores, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.41 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.40. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos.

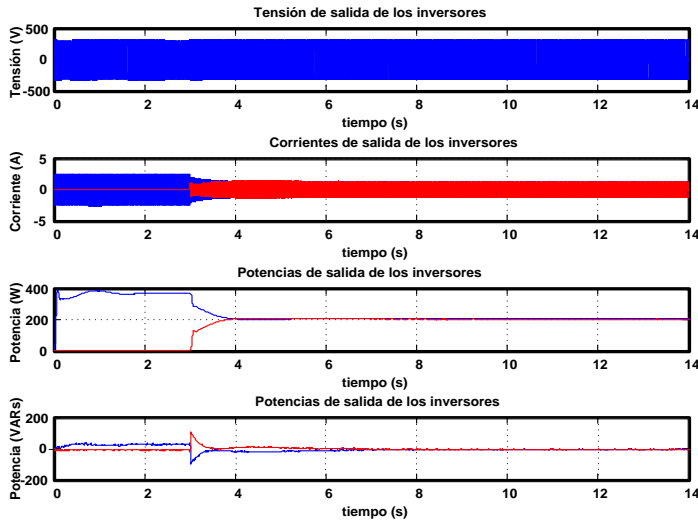


Fig. 7.40. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

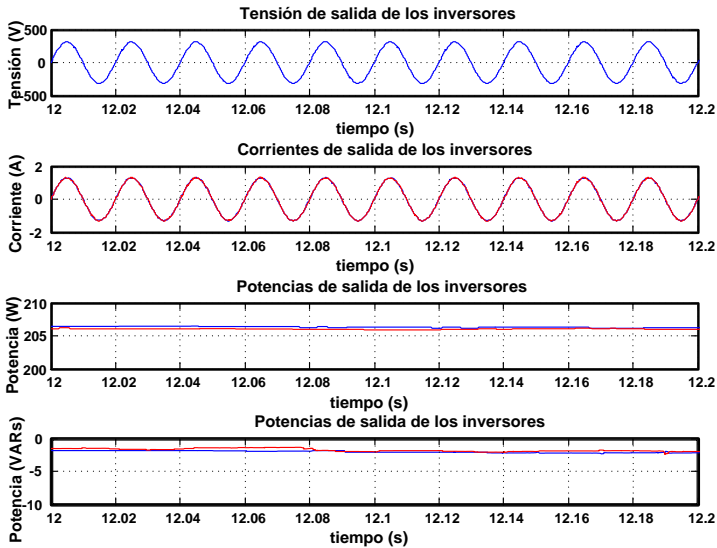


Fig. 7.41. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

En la Fig. 7.42 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos

inversores alimentando una carga puramente inductiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos inversores, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

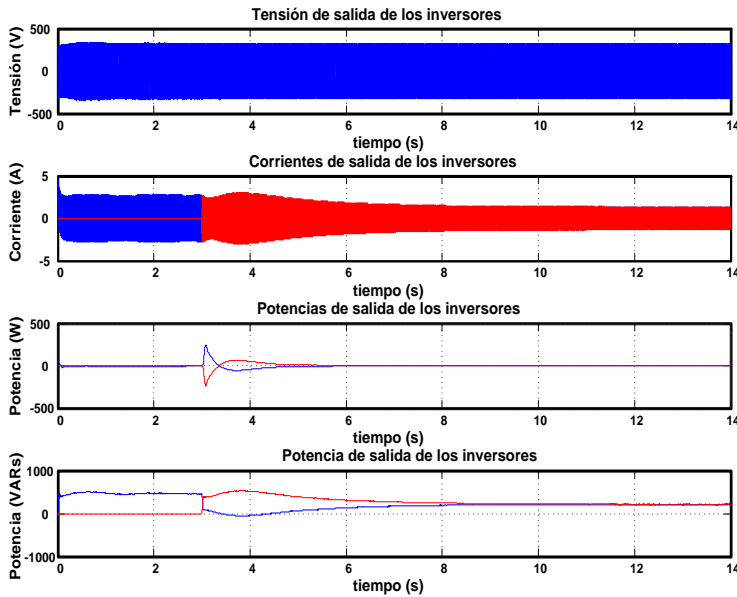


Fig. 7.42. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

En la Fig. 7.43 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.42. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

En la Fig. 7.44 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga puramente capacitiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

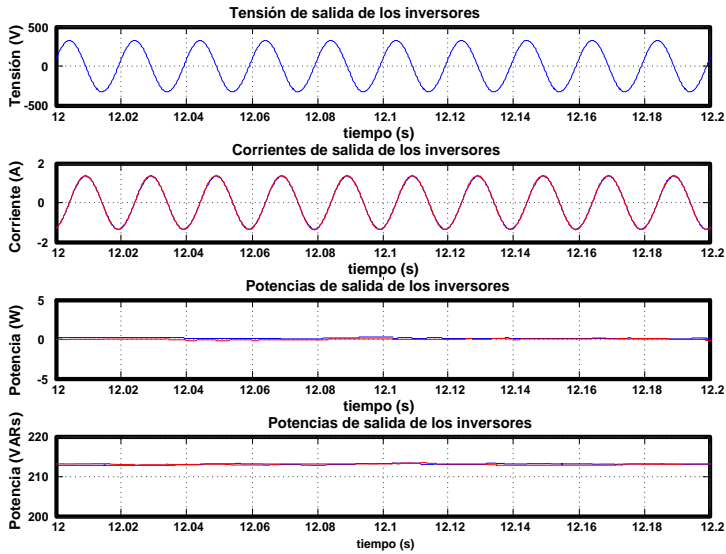


Fig. 7.43. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

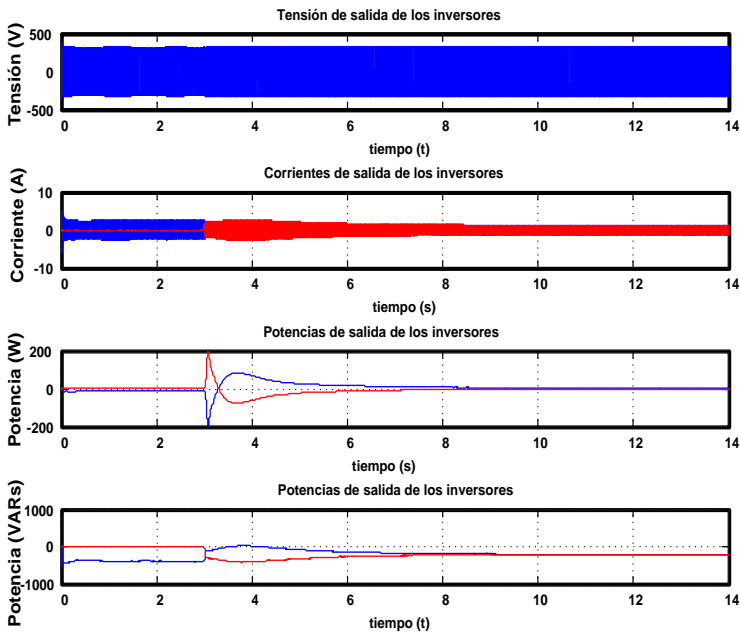


Fig. 7.44. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

En la Fig. 7.45 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.44. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

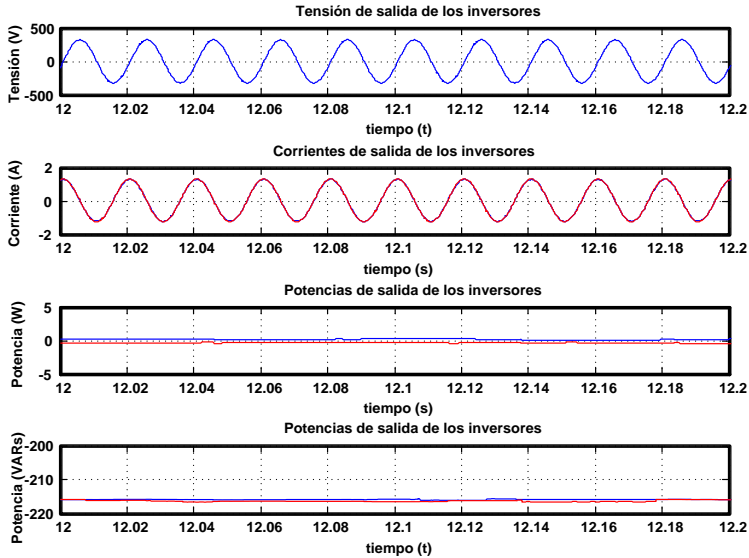


Fig. 7.45. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

En la Fig. 7.46 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga no lineal con un valor de un tercio de la potencia nominal del inversor. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.47 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.46. Observándose que se presenta una pequeña distorsión en la señal de tensión de salida de los inversores que es propia de las características de la carga. Resultando ser muy semejante a la obtenida con la implementación del controlador PI+CRes implementado en el lazo de tensión. Presentándose, un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos inversores.

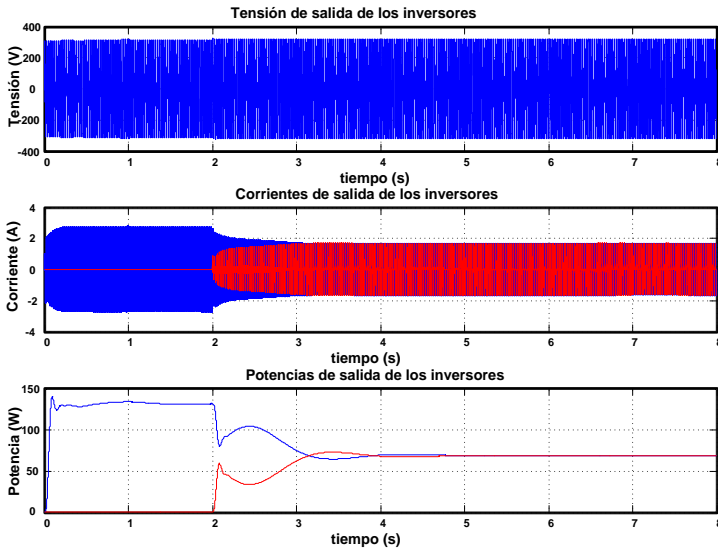


Fig. 7.46. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

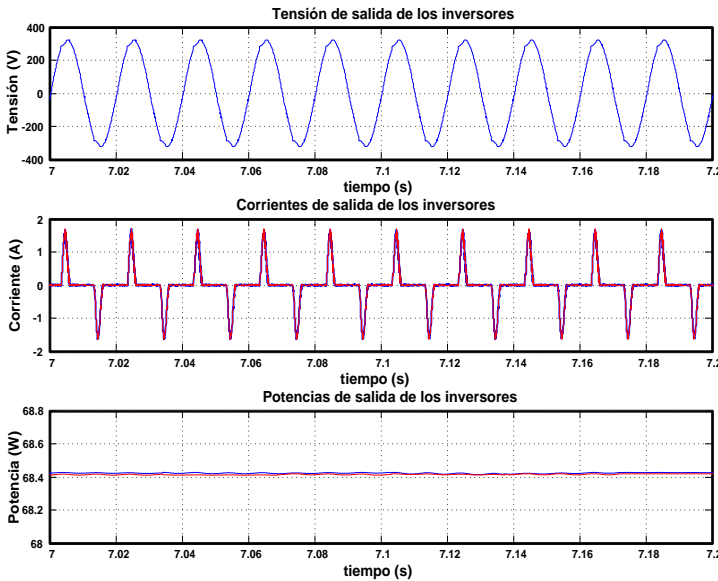


Fig. 7.47. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

7.3.5. Simulaciones con control 2DOF+CR

En la Fig. 7.48 se muestran las formas de onda de tensión, corriente potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente resistiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

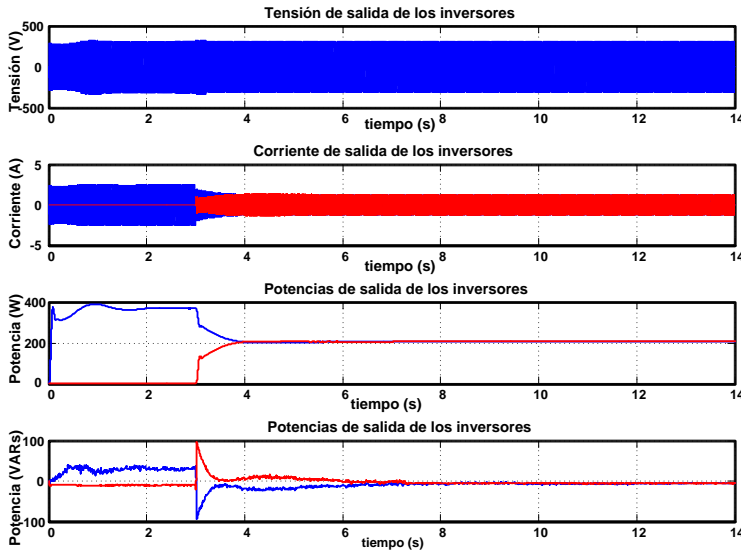


Fig. 7.48. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

En la Fig. 7.49 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.48. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos.

En la Fig. 7.50 se muestran las formas de onda de tensión, corriente potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente inductiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y

potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

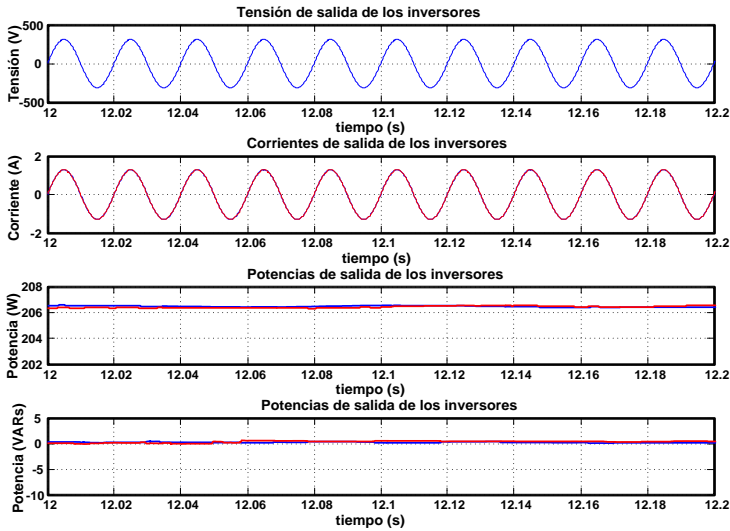


Fig. 7.49. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

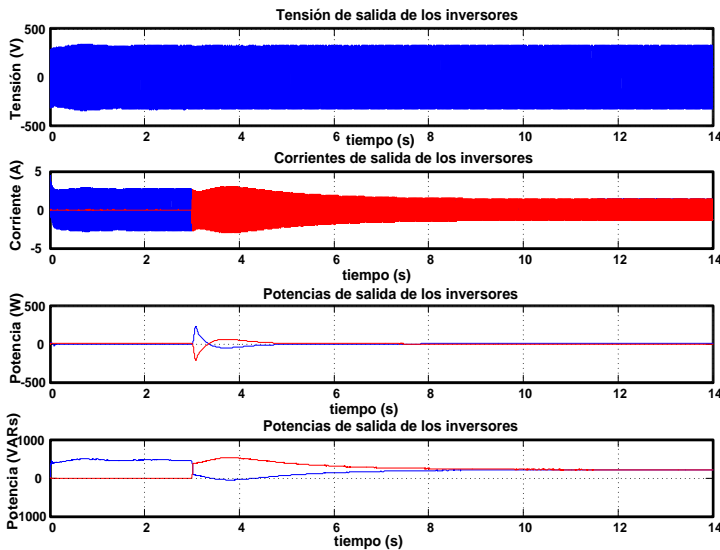


Fig. 7.50. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

En la Fig. 7.51 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.50. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

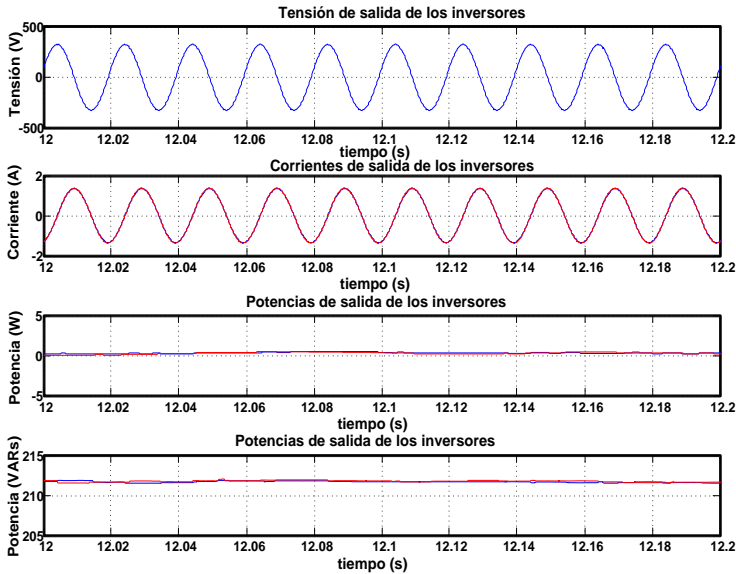


Fig. 7.51. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

En la Fig. 7.52 se muestran las formas de onda de tensión, corriente potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente capacitiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.53 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.52. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

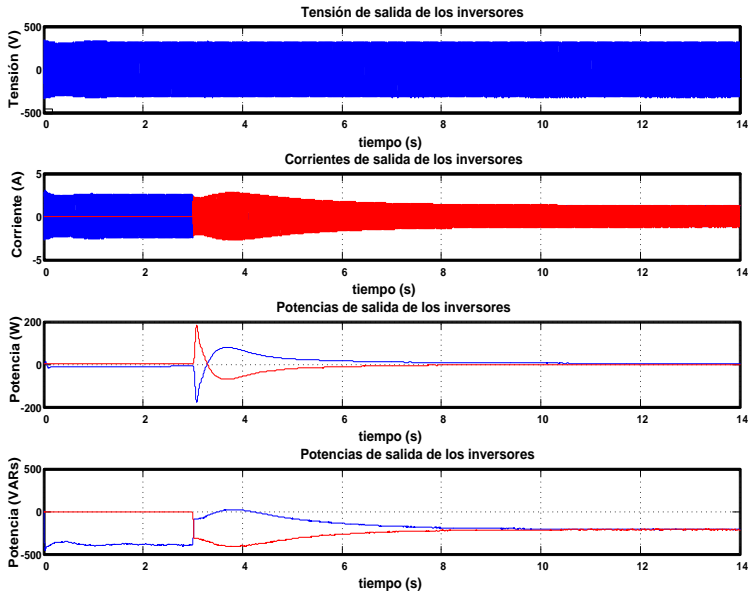


Fig. 7.52. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

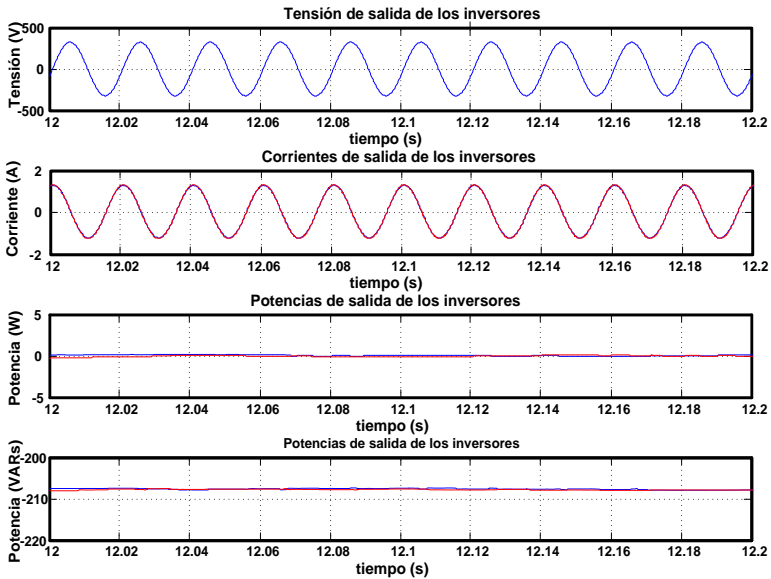


Fig. 7.53. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

En la Fig. 7.54 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga no lineal con un valor de un tercio de la potencia nominal del inversor. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente, así como con la implementación del lazo de impedancia virtual resistivo. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión

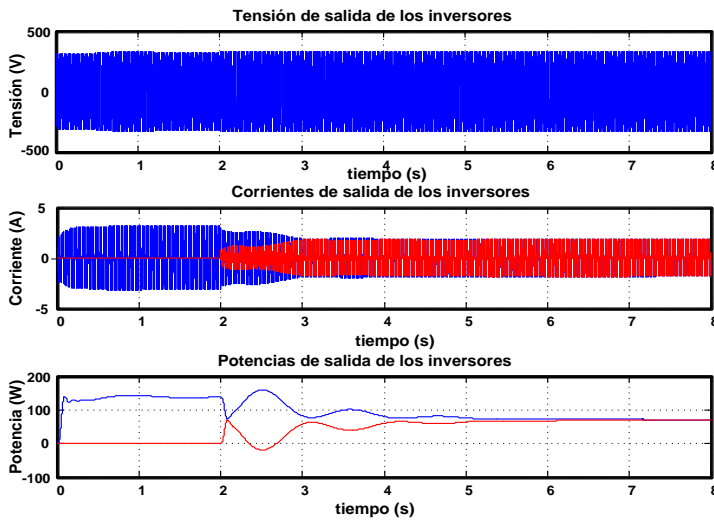


Fig.7.54. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 7.55 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.54. Observándose que se presenta una pequeña distorsión en la señal de tensión de salida de los inversores. Sin embargo con la implementación de este control se obtiene una mejor forma de onda de tensión de salida de los inversores, respecto de los resultados que se obtuvieron con la implementación de los anteriores controladores. Presentándose además un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos inversores.

En la Fig. 7.56 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente resistiva. Esta simulación se realizó

con la implementación de los controladores P+CRes y PI-P+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, sin implementación de lazo de impedancia virtual. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos inversores, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

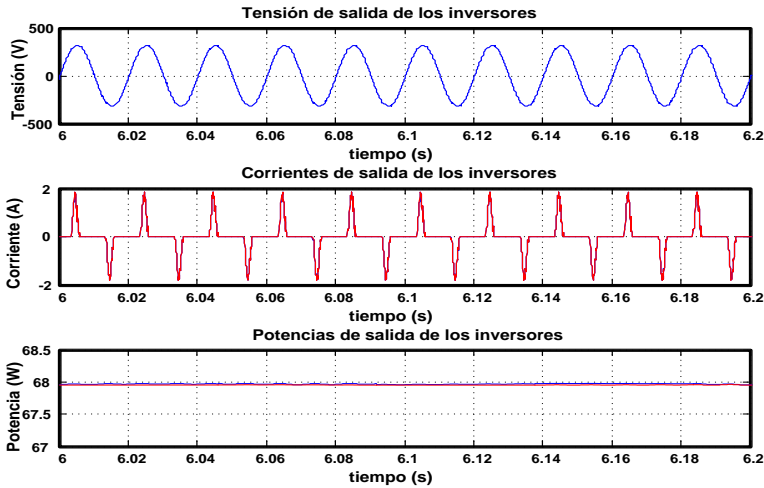


Fig. 7.55. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

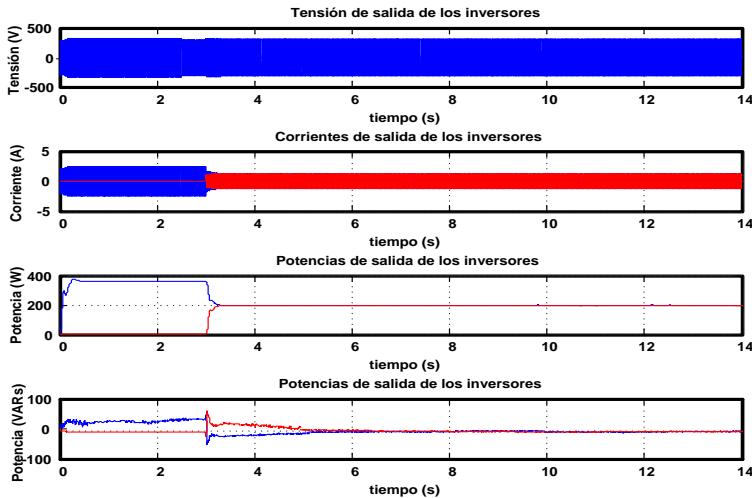


Fig. 7.56. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva.

7.3.6. Simulaciones con controlador PI-P+CRes

En la Fig. 7.57 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.56. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia activa entre ambos.

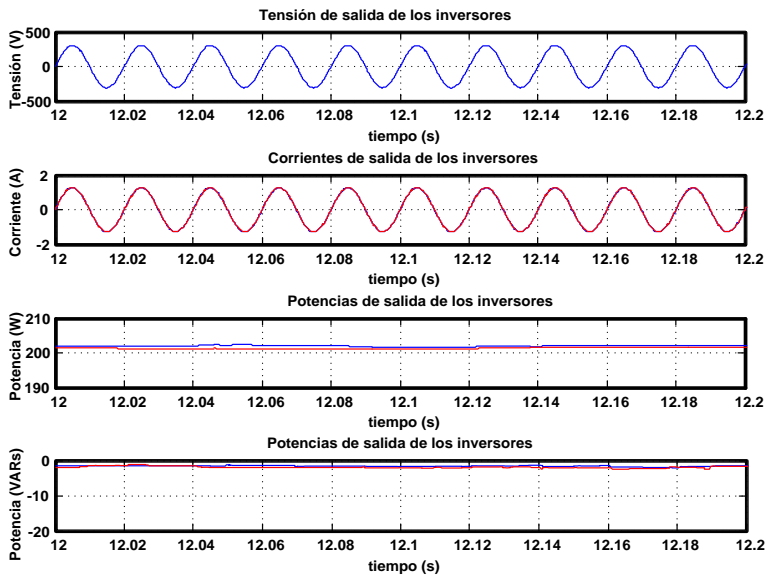


Fig. 7.57. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga resistiva

En la Fig. 7.58 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente inductiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI-P+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, sin implementación de lazos de impedancia virtual. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión.

En la Fig. 7.59 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.58. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

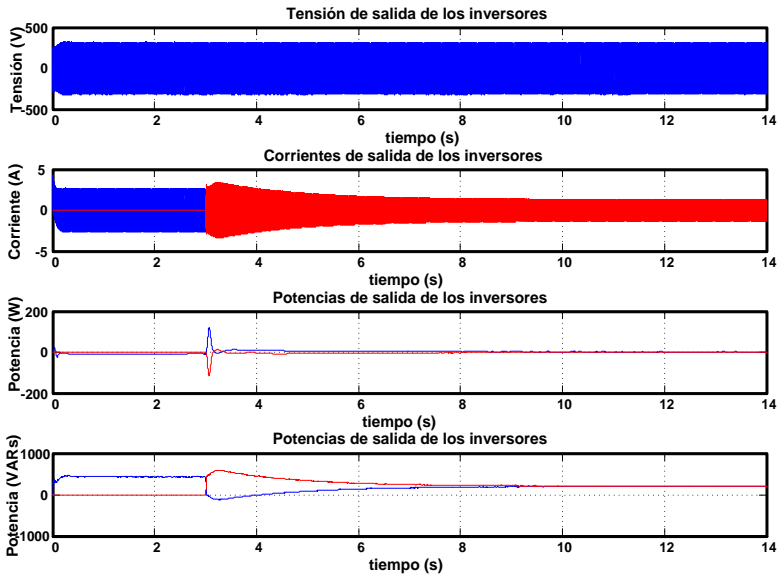


Fig. 7.58. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

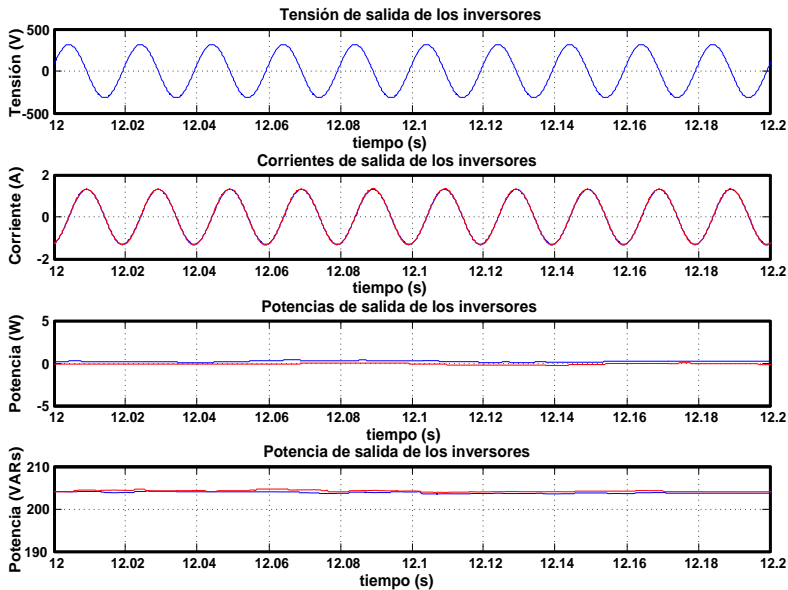


Fig. 7.59. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga inductiva.

En la Fig. 7.60 se muestran las formas de onda de tensión, corriente, potencia activa y reactiva que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando una carga nominal puramente capacitiva. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI-P+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, sin implementación de lazo de impedancia virtual. Observándose una buena distribución de carga y potencia reactiva entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión

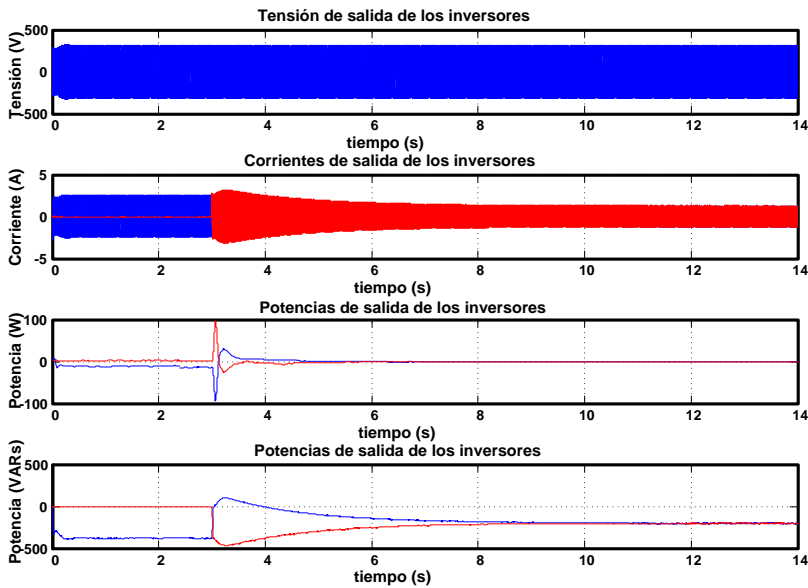


Fig. 7.60. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva

En las Fig. 7.61 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.60. Observándose que se mantiene la forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores con un buen reparto de carga y potencia reactiva entre ambos.

En la Fig. 7.62 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores alimentando carga no lineal con un valor de un tercio de la potencia nominal del inversor. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI-P+CRes en los lazos de corriente y tensión respectivamente, sin implementación de lazo de impedancia virtual. Observándose una buena

distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión

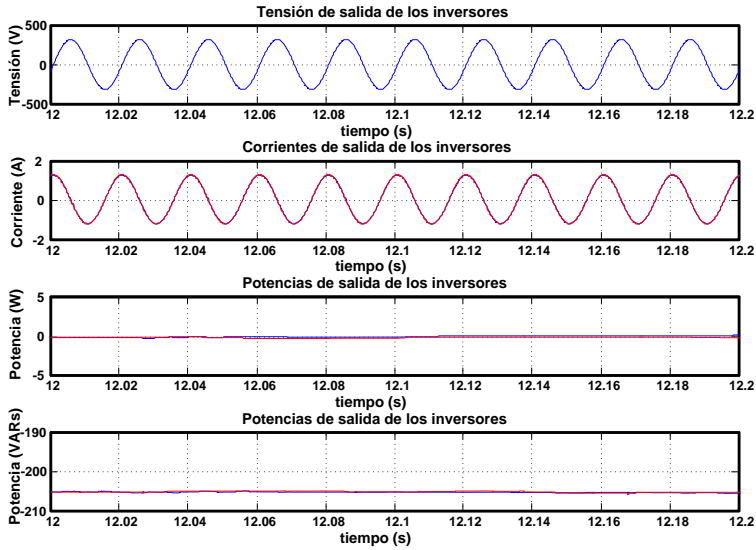


Fig. 7.61. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga capacitiva.

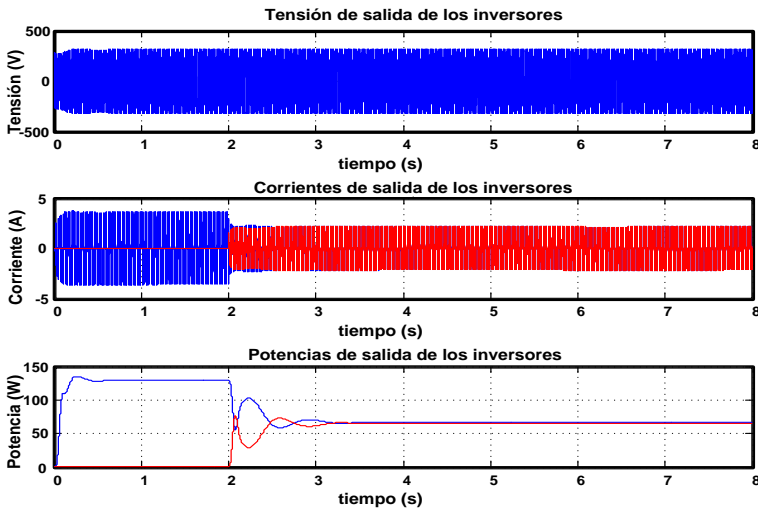


Fig. 7.62. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

En la Fig. 7.63 se muestran de forma detallada las formas de onda de tensión, corriente y potencia que se presentaron en la Fig. 7.62. Observándose que se presenta una pequeña distorsión en la señal de tensión de salida de los inversores. Este resultado resulta ser muy semejante al obtenido con la implementación del controlador 2DOF+CR según se puede apreciar en las Figs. 7.53 y 7.54. Con lo que se concluye que al implementar en el lazo de tensión el control 2DOF+CR o el controlador PI-P+CRes se obtiene las mejores características de forma de onda de tensión de salida de los inversores. Presentándose además un buen reparto de carga, potencia activa y reactiva entre ambos.

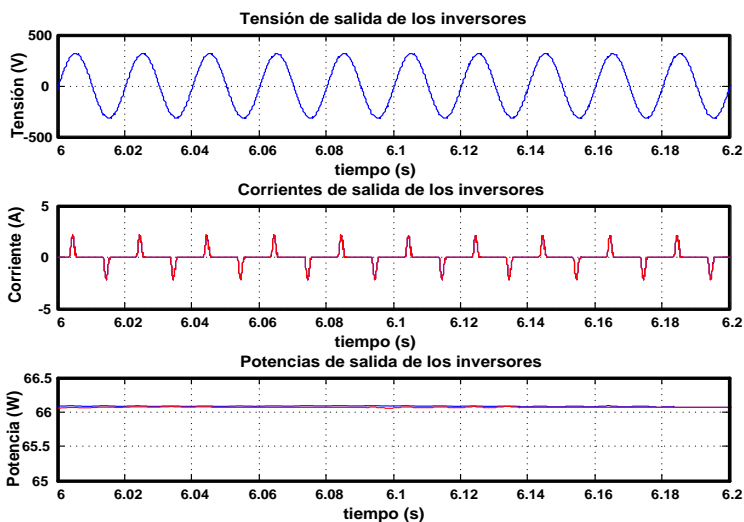


Fig. 7.63. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión y alimentando carga no lineal.

7.3.7. Pruebas ante cambios de carga

Finalmente se realizaron simulaciones de dos inversores conectados en paralelo sometidos a cambios de carga.

En las Figs. 7.64 y 7.65 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores sometidos a cambios de carga lineal. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y 2DOF+CR en los lazos de corriente y tensión respectivamente. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos inversores, con una respuesta transitoria

adecuada en el momento de su interconexión y en el momento del cambio de carga.

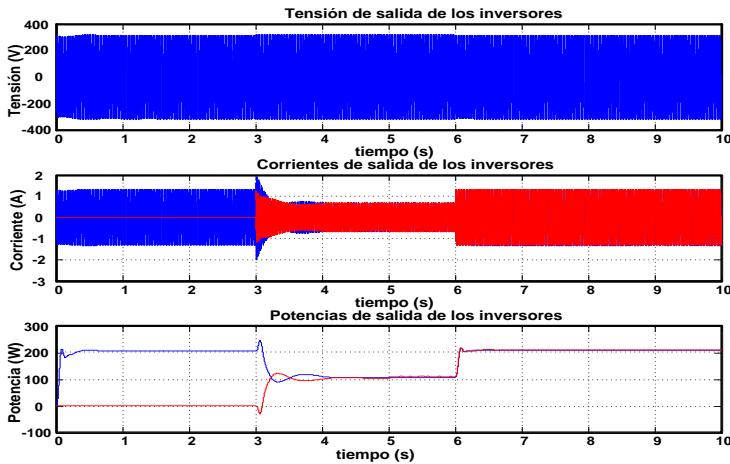


Fig. 7.64. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+CR en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal

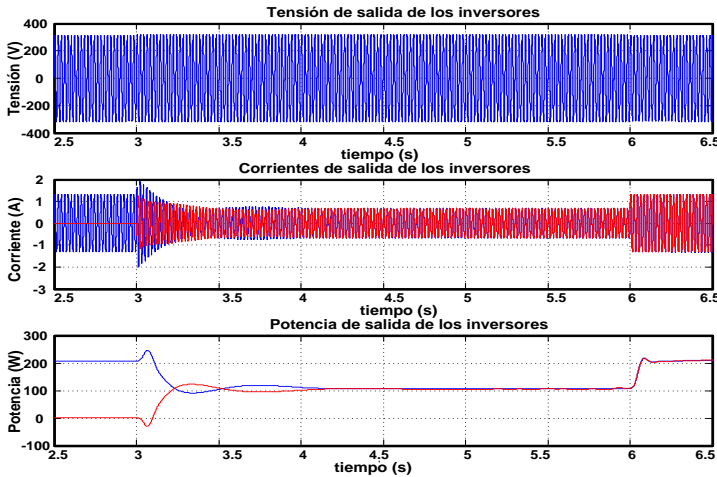


Fig. 7.65. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador 2DOF+Repetitivo en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal.

En las Figs. 7.66 y 7.67 se muestran las formas de onda de tensión, corriente y potencia activa que se obtuvieron con la conexión en paralelo de dos inversores sometidos a cambios de carga lineal. Esta simulación se realizó con la implementación de los controladores P+CRes y PI-P+CRes en los lazos de

corriente y tensión respectivamente. Observándose una buena distribución de carga y potencia activa entre ambos, con una mejor respuesta transitoria en el momento de su interconexión respecto del caso anterior, presentándose a su vez un buen comportamiento en el momento del cambio de carga.

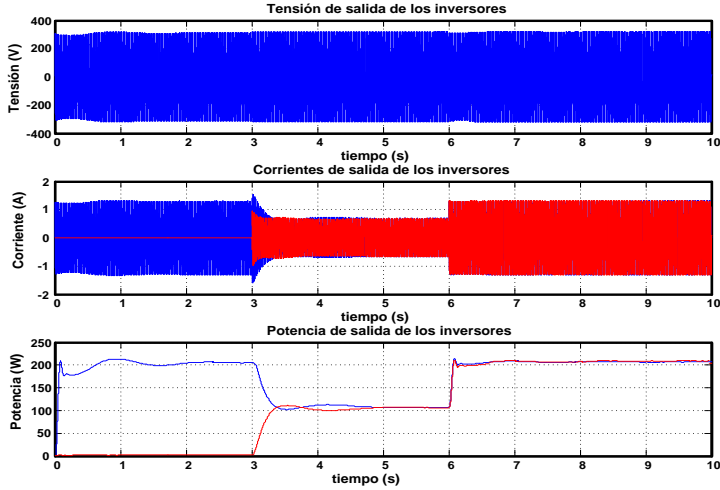


Fig. 7.66. Formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal.

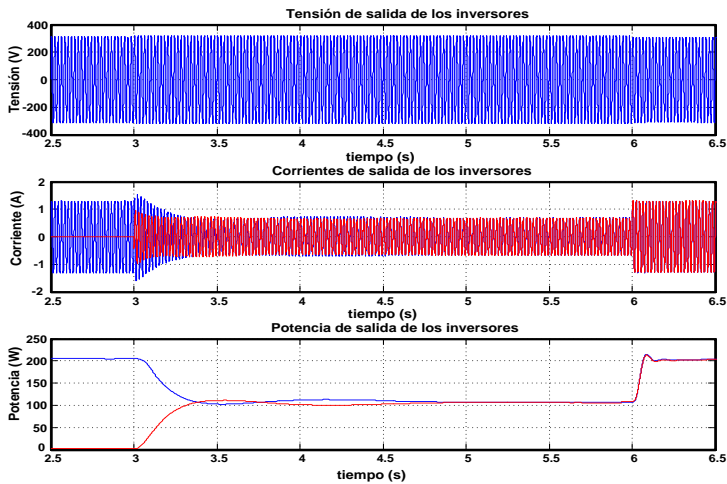


Fig. 7.67. Detalle de formas de onda de tensión, corriente y potencia de salida de los inversores con la implementación de un controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión ante cambios de carga lineal

7.4. Conclusiones

En este capítulo se presentó el análisis y diseño de los esquemas *droop* con características resistiva e inductiva. Estos esquemas se diseñaron 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 la potencia reactiva demandada por diferentes tipos de cargas que se emplearon, siendo esta: resistiva, inductiva, capacitiva y no lineal. En este sentido, y de acuerdo con las características de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor que se presentó con la implementación de los controladores del lazo de corriente y tensión respectivamente, fue necesario agregar a cada esquema un lazo de impedancia virtual. El cual tuvo como fin, forzar a que la impedancia presentará características altamente resistivas o inductivas según fue el caso y con el propósito de compartir entre inversores el contenido de corrientes armónicas de forma adecuada. Destacando particularmente que con la implementación del controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión, no fue necesario utilizar ningún lazo de impedancia virtual ya que su impedancia de salida de lazo cerrado, presentó una característica altamente resistiva como se pudo apreciar en la Fig. 7.14.

Por otro lado, en este capítulo se realizaron diferentes simulaciones de conexión en paralelo de dos inversores, alimentando cargas lineales y no lineales. Estas simulaciones se realizaron con la implementación del controlador diseñado para el lazo de corriente y de los diferentes controladores diseñados para el lazo de tensión del capítulo IV, así como con la inserción de los lazos de impedancia virtual diseñados en éste capítulo. Observándose en todos los casos buenos resultados ya que se mantuvo un buen reparto de carga y potencia entre ambos inversores, así como una respuesta transitoria adecuada en el momento de su conexión en paralelo. Presentándose también una buena respuesta ante cambios de carga. A partir de estas simulaciones también se pudo justificar que para la conexión en paralelo de los dos inversores con la implementación del controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión no fue necesario utilizar lazo de impedancia virtual. Finalmente, los mejores resultados de forma de onda de la señal de tensión de salida de los inversores cuando estos se encuentran alimentando carga no lineal se obtuvieron con la implementación del control 2DOF+CR y PI-P+CRes en el lazo de tensión del inversor.

CAPÍTULO VIII

Conclusiones y líneas

futuras

CAPÍTULO 8. CONCLUSIONES Y LINEAS FUTURAS.

8.1. Conclusiones

En el presente trabajo se abordó el diseño e implementación de diferentes técnicas de control, para un inversor monofásico de baja potencia en operación modo isla. Con el objetivo de reducir el THD de la señal de tensión que habrá de entregarse a diferentes tipos de carga y poder hacer frente a incrementos de carga a partir de la conexión en paralelo de inversores. Destacando entre las técnicas de control que se diseñaron e implementaron, dos técnicas novedosas basadas en esquemas de control 2DOF y controlador PI-P. Resulta 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 de tesis doctoral.

En el capítulo I se presentó una revisión del estado de la técnica sobre generación distribuida, microrredes y fuentes de energía renovables. Se abordó el tema de calidad de energía eléctrica y las normativas que imperan actualmente para su suministro en conexión a red, las cuales se han tomado como referentes para el diseño y desarrollo de tecnologías que pueden ser utilizadas en ambientes de generación distribuida y microrredes con aplicaciones en operación modo isla. Esto debido a que en la actualidad aún no se cuenta con una normatividad bien establecida para este modo de operación. Se habló de diferentes técnicas de control que se emplean para la reducción de THD_v en operación de inversores en modo isla que sin duda pueden ser trasladadas a aplicaciones de reducción de THD_i para aplicaciones 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 algunas de las estrategias de control que se emplean para su conexión.

En el capítulo III se presentó el desarrollo del modelo de pequeña señal para la operación del inversor en modo isla, con el fin de obtener las características dinámicas de éste y de esta forma poder diseñar los controladores de corriente y tensión de los respectivos lazos del inversor para este modo de funcionamiento.

En el capítulo IV se presentó el análisis y diseño de los controladores que se implementaron finalmente en el lazo de corriente y de tensión del inversor. Destacándose el análisis y diseño de los controladores en el lazo de tensión, ya que por medio de éstos se logró suministrar a la carga una señal con forma de onda, amplitud y frecuencia de acuerdo con estándares como el IEEE-519.

Particularmente en este trabajo se analizó y diseñó un controlador P+CRes para el lazo de corriente y los controladores PI, PI+CRes, PI+CR, control 2DOF+CRes, control 2DOF+CR y controlador PI-P+CRes para el lazo de tensión. Destacando dos configuraciones de control como propuestas innovadoras: la primera basadas en una configuración de control 2DOF+CR y la segunda basada en un configuración de control PI-P+CRes. Observándose desde su diseño y posteriormente a partir de su implementación a través de simulaciones y pruebas experimentales, que ambas resultan ser una adecuada solución para el logro de los objetivos que se plantearon al inicio de este trabajo de tesis. Es decir, ambas propuestas de control permitieron reducir el THDv producido por cargas lineales y no lineales de forma eficaz, de acuerdo con la normatividad establecida.

Lo anterior se logró al involucrar en el lazo de tensión un controlador repetitivo y un controlador resonante en sus respectivas configuraciones. Es decir, con la incorporación de éstos controladores según se pudo apreciar en sus respectivos diagramas de Bode la impedancia de lazo cerrado de salida del inversor se redujo a la frecuencia del fundamental y de los armónicos de la carga. Con lo que se disminuyó de forma eficaz el THD de la tensión de salida del inversor.

Por otro lado, se observó que con la configuración de control PI-P+CRes se consiguió tener un modulo más homogéneo en la impedancia de salida y por lo tanto una fase con valores más cercanos a cero grados para la frecuencia del fundamental y de los primeros cinco armónicos de corriente de la carga. Por lo que con esta configuración de control se consiguió tener el menor THD de la tensión de salida del inversor. Con esta configuración de control se pudo conseguir que el comportamiento de la impedancia de salida de lazo cerrado del inversor presentará un carácter altamente resistivo, facilitando el uso de un esquema *droop* convencional con característica resistiva.

En el caso del controlador 2DOF+CR, éste presentó una impedancia con fase cercana a cero grados hasta el tercer armónico incrementándose a partir de este, con lo cual de forma proporcional se tuvo un THDv un tanto mayor en la tensión

de salida del inversor con respecto al que se tuvo con la configuración de control PI-P+CRes.

Por otro lado, el control 2DOF+CR presentó ventajas en su diseño respecto al controlador PI-P+CRes. Esto es, el controlador repetitivo se diseñó con un retardo a la frecuencia fundamental y un filtro pasa bajos que se adicionó al controlador PI produciendo un efecto de selectividad en frecuencia, similar al que se tuvo con los controladores resonantes. Pero con la diferencia que para el resonante se tuvo que programar un filtro por cada frecuencia armónica que se propuso eliminar, lo que se tradujo en un mayor coste computacional. Sin embargo, ambos presentan el inconveniente de que ante variaciones grandes de frecuencia por variaciones de carga su comportamiento se degrada.

En el capítulo V se presentaron las simulaciones en PSIM 7.0.5, relacionadas con la implementación del controlador del lazo de corriente y de los diferentes controladores que se diseñaron para el lazo de tensión. Específicamente, se realizaron simulaciones con la implementación de un control P+CRes en el lazo de corriente y los siguientes controladores para el lazo de tensión: PI, PI+CRes, PI+CR, 2DOF+CRes, 2DOF+CR y PI-P+CRes. Observándose, que con excepción de la implementación del controlador PI en el lazo de tensión, el resto de los controladores propuestos presentó un THDv menor al 5%, cumpliendo con el estándar IEEE 519-1992 que hace referencia a la máxima distorsión que se permite en la señal de tensión y corriente para suministro de energía en conexión a red. Este estándar se adoptó considerando que actualmente no se tiene una normatividad específica para operación de inversor conectado en modo isla.

En el capítulo VI se presentaron las pruebas experimentales relacionadas con la implementación de los diferentes controladores, que se emplearon en las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 en el capítulo V. Observándose una semejanza en los resultados obtenidos por medio de simulaciones y a través de pruebas experimentales, por lo que se concluye que con excepción del controlador PI el resto de los controladores propuestos cumplieron con los objetivos planteados al inicio del desarrollo de ésta tesis. Justificándose como en el caso de las simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 que con la implementación del control 2DOF+CR y el controlador PI-P+CRes se obtuvieron los mejores resultados.

En el capítulo VII se presentó el análisis, diseño e implementación por medio de simulaciones en PSIM 7.0.5, de los esquemas *droop* con características resistivas e inductivas incluyendo el diseño de los lazos de impedancia virtual

resistivo e inductivo respectivamente. 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. Destacando que la inserción de los lazos de impedancia virtual dentro de los esquemas *droop* permitieron un mejor reparto de armónicos producidos por cargas no lineales.

Por otro lado, se presentaron los resultados de simulaciones realizadas en PSIM 7.0.5 que se obtuvieron de la conexión en paralelo de dos inversores. Observándose en todos los casos buenos resultados ya que se mantuvo un buen reparto de carga y potencia entre ambos, así como una respuesta transitoria adecuada en el momento de su interconexión, presentándose también una buena respuesta ante cambios de carga. A partir de éstas simulaciones se pudo justificar que para la conexión en paralelo de los dos inversores con la implementación del controlador PI-P+CRes en el lazo de tensión no fue necesario utilizar lazo de impedancia virtual. Finalmente se reafirmó que los mejores resultados de THD_v alimentando carga no lineal se obtuvieron con la implementación del control 2DOF+CR y PI-P+CRes en el lazo de tensión del inversor.

8.2. Líneas futuras de investigación

Se propone realizar el diseño, adaptación e implementación de las configuraciones de control 2DOF+CR y PI-P+CRes, en el lazo de corriente del inversor para operación conectado a red con la finalidad de mantener la forma de onda, frecuencia y amplitud de la señal de corriente que habrá de inyectarse a la red.

Considerando que se pueden presentar grandes variaciones de frecuencia en la señal de referencia de tensión que imponen los esquemas *droop*, para las configuraciones de control 2DOF+CR y PI-P+CRes se propone que puedan ser adaptativas. Proponiéndose esta misma estrategia para operación del inversor en modo red.

Realizar aplicaciones de técnicas adaptativas para el reajuste automático de controladores resonantes y repetitivos en operación en modo isla, ya que la frecuencia puede ser susceptible de presentar variaciones importantes.

Se propone realizar pruebas experimentales de conexión en paralelo de inversores con la finalidad de verificar los resultados que se obtuvieron por medio de simulaciones.

Se propone realizar el diseño, adaptación e implementación de las configuraciones de control 2DOF+CR y PI-P+CRes, en los lazos de corriente y de tensión en un inversor de mayor potencia con la finalidad de verificar su rendimiento.

Finalmente, se propone la conexión en paralelo de inversores de mayor potencia, empleando los controladores propuestos en este trabajo.

ANEXOS



ANEXOS

Anexo I. Diseño del inversor

A.1. Diseño de elementos pasivos del inversor

La energía deberá obtenerse a partir de un convertidor DC/DC que estará alimentado por un arreglo de dos paneles fotovoltaicos conectados en paralelo, con una potencia de 220W cada uno. La conexión en paralelo presenta la ventaja de permitir conectar a tierra los dos paneles, así como manejar niveles de tensión por debajo de los límites de seguridad eléctrica, lo que es interesante para instalaciones residenciales. La tensión de entrada al inversor, estará regulada por un convertidor DC/DC presentando una variación entre 24V y 36.7V.

El inversor monofásico, se debe diseñar para una potencia de 440W con una tensión de salida de 220 V_{RMS} , frecuencia de 50 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 V_{CD} presente entre las ramas del inversor monofásico de puente completo. La topología empleada para el inversor fue LC [77-78]. En la Fig. A-1.1 se muestra la topología de este tipo de filtro de salida del inversor.

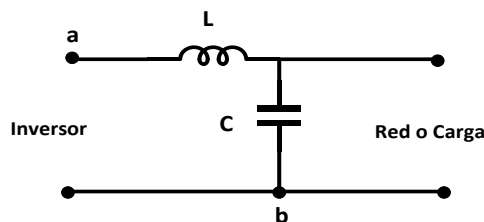


Fig. A-1.1. Esquema del filtro LC.

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.

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

$$Z_c = \frac{V_o}{I_c} = \frac{V_o}{0.05 \cdot \left(\frac{S_{load}}{V_o}\right)} = 2404.5 \Omega \quad (A.2)$$

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

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

Donde ω_1 es la frecuencia de la red expresada en *rad/seg*.

El inductor se puede calcular 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 tiene:

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

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

$$\mathbf{L = \frac{Z_L}{\omega_1} = \frac{0.1 \cdot Z_{load}}{\omega_1} \leq 19.1 \text{ mH.}} \quad (\text{A.5})$$

La frecuencia de resonancia del filtro LC, se debe localizar entre 10 veces la frecuencia de 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.

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

donde:

ω_{res} es la frecuencia de resonancia del filtro LC, la cual se define por (A.7) y ω_s la frecuencia de conmutación.

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

Con el fin de cumplir las condicion expresada en A.1 y A.6 se tomará un valor de $C=600nF$. 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. Se debe tener en cuenta que el seleccionar una resistencia R_d , muy grande reducirá notablemente la oscilación a la frecuencia de resonancia al igual que la eficiencia del sistema [79-80]. Un criterio adicional que puede ser incluido, se basa en colocar una resistencia que permita que la atenuación de la oscilación del lazo de control de corriente del inversor este por debajo de los 0 dB.

A.1.2. Diseño del bus de continua

El valor del condensador del *DC_LINK* (ver Fig. A-1.2) puede ser expresado como en (A.8) [81].

$$\mathbf{C_{DC_LINK} = \frac{P_n}{2 \cdot \omega_c \cdot V_{DC} \cdot \Delta V_{DC}}} \quad (\text{A.8})$$

Donde P_n es la potencia nominal de entrada al inversor, proveniente de los paneles, V_{DC} es la tensión media alrededor del condensador y ΔV_{DC} el rizado de la tensión permitida en el condensador (1%). Dicha ecuación se basa en el hecho

de que la corriente que proviene de los paneles es una DC pura y que la corriente de entrada al inversor DC/AC sigue la forma de onda $\sin^2(\omega \cdot t)$. Por lo tanto, el valor de $C_{DC_LINK} \geq 437.68 \mu F$.

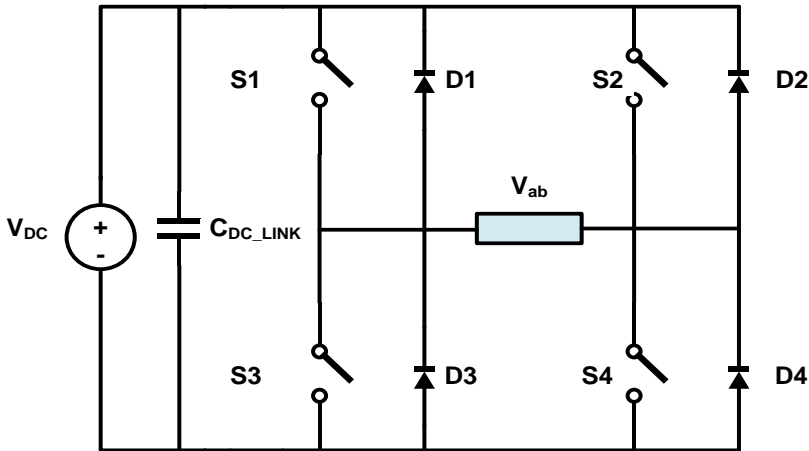


Fig. A-1.2. Esquema del inversor a puente completo con C_{DC_LINK}

Una característica adicional al elegir el valor de C_{DC_LINK} se basa en la corriente RMS que debe de manejar dicho condensador, la cual se encuentra definida para modulación bipolar como en (A.9) [82].

$$I_{C_{DC_LINK}RMS} = I_p \cdot \sqrt{\frac{1}{8} [4 - m_a^2 + (1 + 2 \cdot (\varphi_p))]} = 1.5A \quad (A.9)$$

Donde I_p es el valor pico de la corriente, φ_p es el ángulo de fase entre la tensión y la corriente de salida del inversor y m_a el índice de modulación. El valor de corriente encontrado anteriormente, así como el rizado de corriente a 100Hz permite identificar según las especificaciones técnicas si el valor del condensador elegido soporta dicha corriente RMS. Para esta aplicación, el valor elegido de C_{DC_LINK} es de $1mF$.

Anexo II. Prototipo experimental

Las pruebas experimentales se realizaron empleando el prototipo experimental que se muestra en la Fig. A2.1, cuyas especificaciones se listan en la tabla A2.1.

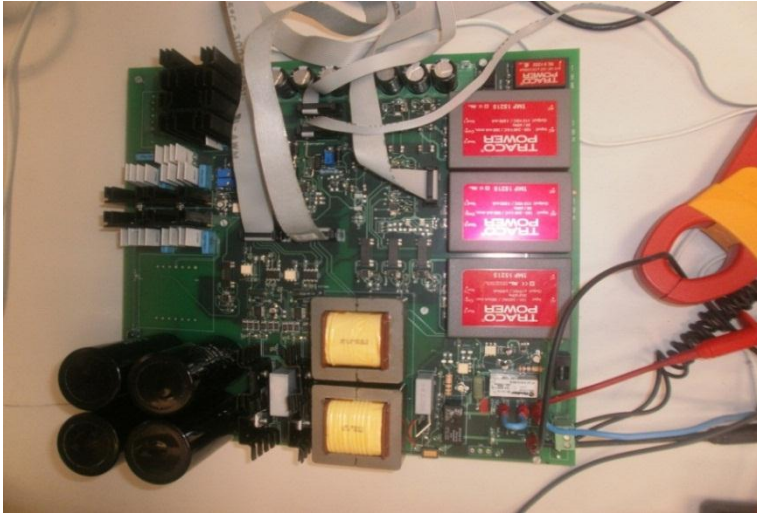


Fig. A-2.1. Prototipo Inversor.

Tabla A-2.1. Parámetros del inversor

Parámetro	Valor
Potencia nominal del inversor (P)	440W
Tensión de la DC_LINK (V_{DC})	400V
Tensión de salida del inversor (V_O)	230V _{RMS}
Frecuencia de salida del inversor (f_g)	50Hz
Inductancia de salida inversor (L)	19mH
Condensador de salida del inversor(C)	600nF
Resistencia de damping (R_d)	5 Ω
Frecuencia de conmutación del inversor (f_{si})	20kHz
Resistencia de carga (R_{LOAD})	120.22 Ω

Anexo III. Sistema de control digital

El sistema de control fue implementado, utilizando una placa de propósito general diseñada por el Grupo de Sistemas Electrónicos Industriales (GSEI) de la Universidad Politécnica de Valencia. Esta placa tiene como objetivo, poder adaptar las señales provenientes del prototipo inversor con el *DSP* Texas Instruments *TMS320F28335*. Específicamente, la placa permite configurar de manera rápida el tipo de entradas y salidas a utilizar por el *DSP*. Para la presente aplicación se han utilizado dos entradas analógicas, que incluyen el sensado de

la tensión de salida del inversor y la corriente de salida del inversor. En la Fig. A3-1, se muestra la tarjeta de propósito general y el DSP empleado.



Fig. A-3.1. Tarjeta de propósito general para el DSP TMS320F28335.

Anexo IV. Equipo de laboratorio

Para realizar las pruebas experimentales empleando el prototipo se utilizaron los equipos de laboratorio que se muestran en la Fig. A-4.1.

- Fuente de alimentación programable *AMREL SPS800-12-D013*.
- Osciloscopio Agilent *DSO6014A*, ancho de banda de 100MHz, 4 canales analógicos, tasa de muestreo 2 GSa/s Sondas de tensión diferencial Tektronix P5200, ancho de banda de 25MHz, 1300V de pico.
- Sondas de corriente Fluke i400s, ancho de banda entre 5Hz y 10kHz, escalas entre 40 AAC y 400 AAC.



Fig. A-4.1. Equipo de laboratorio.

Referencias y publicaciones
derivadas de la tesis

REFERENCIAS Y PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS

- [1] REN21 Steering Committee. "Renewable 2009, Global Status Report, "World watch Institute Washington, DC, 2009.
- [2] Puttgen, H.B.; MacGregor, P.R.; Lambert, F.C., "Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era?", Power and Energy Magazine, IEEE, vol.1, no.1, pp. 22-29, Jan Feb 2003.
- [3] Kasteelpark Arenberg, Voltage and Frequency Droop Control in Low Voltage Grids by Distributed Generators with Inverter Front-End. Katholieke Universiteit- Faculteit ingenieurs wetenschappen.
- [4] L. Neij et al., Experience curves: a tool for energy policy assessment (EXTOOL), Final project report, ENG1-CT2000-00116 and publishable database, available at: <http://www.iset.uni-kassel.de/extool/>, accessed May 5.
- [5] T. Surek, Progress in U.S. Photovoltaics: looking back 30 years and looking ahead 20, 3rd World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, Osaka, Japan, May 2003, CD-ROM.
- [6] R.H. Lasseter, et al., "White paper on integration of distributed energy resources. The CERTS microgrid concept," Consortium for Electric Reliability Technology Solutions, pp. 1-27, 2002.
- [7] IEEE STD. 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, IEEE Industry Applications Society/Power Engineering Society.
- [8] IEEE 519, "IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters," 1981.
- [9] Yiqiao Liang, "Multilevel Voltage Source Inverters with Phase Shift SPWM AND Their Applications in STATCOM and Power Line Conditioner," Ph. D. Thesis, Drexel University, Philadelphia PA., December 1999.

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- [10] Meynard and H. Foch, "Multi-level conversion: High voltage choppers and voltage source inverters," Proceeding of IEEE PESC, 1992, pp. 397-403.
- [11] Husam K. Al-Hadidi, "Investigation of a cascade Multi-level Inverter as an Advanced Static Compensator," M. Sc. Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, University of Manitoba, Winnipeg, Manitoba, August 2002.
- [12] Vassilios G. Agelidis and Martina Calais, "Application Specific Harmonic Performance Evaluation of Multicarrier PWM Techniques," IEEE Transactions on Industry Applications, 1998, pp. 172-178.
- [13] J. K. Steinke, "Switching frequency optimal PWM control of three level Inverter," Proc. of Third European Conf. on Power Electric and Application, Aachen, Germany, October 9-12, 1989, pp. 1267-1272.
- [14] B. Jayant Baliga, Michael S. Adler, Robert P. Love, Peter V. Gray and Nathan D. Zommer, "The Insulated Gate Transistor: A new Three-Terminal MOS-Controlled Bipolar Power Device," IEEE Trans. Electronic Devices, vol. ED-31, pp. 821-828, June 1984.
- [15] Mohan, N.; Undeland, T.; Robbins, W, "Power Electronics: converters, applications, and design," John Wiley & Sons, 1995.
- [16] Crebier, J.C., Ferrieux, J.P., "PFC full bridge rectifiers EMI modeling and analysis common mode disturbance reduction," Power electronics, IEEE Transactions on, vol. 19, no. 2, pp. 378-387, March 2004.
- [17] Holmes, D.G; Lipo, T.A., "Pulse Width Modulation for Power Converters, principles and Practice, IEEE Press, 2003
- [18] Miklosovic, R.; Gao, Z., "A robust two-degree-of-freedom control design technique and its practical application," Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting., Conference Record of the 2004 IEEE , Volume.3, no., pp. 1495- 1502 vol.3, 3-7 Oct. 2004 doi: 10.1109/IAS.2004.1348669.
- [19] Zhao Qinglin; Guo Xiaoqiang; Wu Weiyang; , "Two-degree-of-freedom PID digital control of a bidirectional quasi-single-stage push-pull

- forward high frequency link inverter," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE , Volume., no., pp. 6 pp., 19-23 March 2006 doi: 10.1109/APEC.2006.1620733.
- [20] Newman, M.J.; Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; "Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 38, Issue 6, Nov.-Dec. 2002, page(s):1591 – 1599.
- [21] Zmood, D.N.; Holmes, D.G.; Bode, G.H.; "Frequency-domain analysis of three phase linear current regulators", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 37, Issue 2, March-April 2001, page(s):601 – 610.
- [22] Xiaoming Yuan; Merk, W.; Stemmler, H.; Allmeling, J.; "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume 38, Issue 2, March-April 2002, page(s):523 – 532.
- [23] Fukuda, S.; Imamura, R.; "Application of a sinusoidal internal model to current control of three-phase utility-interface converters", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume 52, Issue 2, April 2005, page(s):420 – 426.
- [24] S. Chen, Y.M. Lai, S. Tan, C.K. Tse. Analysis and design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverter systems. Power Electronics, IET, Volume 1, no.4, pp. 497-506, 2008.
- [25] S. Chen., Y.M. Lai, S.C. Tan, C.K. Tse, Optimal design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverters, Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007., 29th International, Volume, no, Sept. 30 2007-Oct. 4 2007, pp.236-241.
- [26] K. Zhou and D. Wang., Unified robust zero-error tracking control of CVCF PWM converters. IEEE Transactions on Circuits and Systems: Fundamental theory and Applications, Volume 49, no. 4, April 2002. pp. 492–501.

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- [27] M. Chen., W. Yao., M. Li, Z Qian, X.Yuan, Design and Analysis of High Performance Control Strategy for UPS with Repetitive Control, Telecommunications Energy Conference, 2006 INTELEC '06, 28th Annual International, Volume, no, Sept. 2006, pp.1-4.
- [28] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, and R. Adapa, "Control of parallel connected inverters in standalone ac supply systems," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 29, no. 1, pp. 136-143, Jan./Feb. 1993.
- [29] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, Y. Hu, and B. Banerjee, "Novel architectures and control for distributed UPS systems," in IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'94), Feb. 13-17, 1994, vol. 2, pp. 683-689.
- [30] Grainger, J.; Stevenson W. Jr., "Power System Analysis," McGraw-Hill, 1994.
- [31] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, and K. Mauch, "Parallel operation of single phase inverter modules with no control interconnections," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'97), Atlanta, GA, USA, vol. 1, Feb. 23-27, 1997, pp 94-100
- [32] J. Sachau, A. Engler, "Static and rotating grid formation for modularly expandable island grids," in Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99), Lausanne, 1999, CD-ROM.
- [33] A. Engler, "Control of inverters in isolated and in grid tied operation with regard to expandability," in Tutorial: Power Electronics for Regenerative Energy at IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'04) Conference, Aachen, June 20, 2004.
- [34] S. J. Chiang and J. M. Chang, "Parallel control of the UPS inverters with frequency-dependent droop scheme," in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'01), June 17-21, June 2001.
- [35] D. Shanxu, M. Yu, X. Jian, K. Yong, and C. Jian, "Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS," in Proc. IEEE Power Electronics and Drive Systems Conf. (PEDS'99), 1999, pp. 883-887.

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- [36] A. Engler, "Control of parallel operating battery inverters," in *PV Hybrid Power Systems*, 2000.
- [37] S. J. Chiang, C. Y. Yen, and K. T. Chang, "A Multi module parallelable series connected PWM voltage regulator," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 48, no. 3, pp. 506-516, June 2001.
- [38] C. Hua, K.-A. Liao, and J.-R. Lin, "Parallel operation of inverters for distributed photovoltaic power supply system," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'02)*, Cairns, Australia, June 23-27, 2002.
- [39] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuna, J. Matas, and J. Miret, "Steady-state invariant-frequency control of parallel redundant uninterruptible power supplies," in *Proc. IEEE Industrial Electronics Annual Conference (IECON'02)*, 2002, pp. 274-277.
- [40] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, J. Matas, J. Miret, and M. Castilla, "A wireless load sharing controller to improve dynamic performance of parallel connected UPS inverters," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'03)*, Acapulco, Mexico, June 15-19, 2003, pp. 1408-1413.
- [41] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, J. Matas, J. Miret, and J. Majó, "A novel static and dynamic droop scheme to enhance transient response in parallel connected UPS inverters," in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'03)*, Toulouse, France, September 2-4, 2003, CD-ROM
- [42] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, J. Matas, J. Miret, and M. Castilla, "A wireless controller for parallel inverters in distributed online UPS systems," in *Proc. IEEE Industrial Electronics Annual Conference (IECON'03)*, Nov. 2-6, 2003, vol. 2, pp. 1637-1642.
- [43] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, J. Matas, J. Miret, and M. Castilla, "A high performance DSP-controller for parallel operation of online UPS systems," in *Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference (APEC'04)*, Feb. 22-26, 2004, vol. 1, pp. 463-469.
- [44] K. Sum, "Switch mode power conversion – basic theory and design," Marcel Dekker, 1984.

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- [45] V. Vorperian, "Simplified analysis of PWM converters using model of PWM switch. Continuous conduction mode," *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol.26, no.3, pp.490-496, May 1990.
- [46] D.M. Sable, R.B. Ridley, B.H. Cho, "Comparison of performance of single loop and current-injection-control for PWM converters which operate in both continuous and discontinuous modes of operation," *Power Electronics Specialists Conference, PESC '90 Record, 21st Annual IEEE*, pp.74-79, 11-14 Jun 1990.
- [47] Y.S. Jung, J.Y. Lee, M.J. Youn, "A new small signal modeling of average current mode control," *Power Electronics Specialists Conference, IEEE PESC 1998*, vol.2, pp.1118-1124, 17-22 May 1998.
- [48] D.N. Zmood, D.G. Holmes, "Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol.18, no.3, pp. 814-822, May 2003.
- [49] Kuo, B.C.; Golnaraghi, F., "Automatic control systems," *John Wiley & Sons*, 2002.
- [50] Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*.. Prentice Hall., 2002. *4th Edition. 2001*
- [51] B. A. Francis and W. M. Wonha,. "Internal model principle in control theory". *Automatica*, 12:457-465, 1976.
- [52] K. Shrine Vasan and F. R. Shaw,. "Analysis and design of repetitive control systems using the regeneration spectrum",. *ASME J. Dynam. Syst. Meas. Control*, vol. 113, no. 2, pp. 216–222, Jun. 1991.
- [53] Sufen Chen; Lai, Y.M.; Siew-Chong Tan; Tse, C.K.; , "Optimal design of repetitive controller for harmonic elimination in PWM voltage source inverters," *Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International* , vol., no., pp.236-241, Sept. 30 2007-Oct. 4 2007
- [54] Kai Zhang; Yong Kang; Jian Xiong; Jian Chen; , "Direct repetitive control of SPWM inverter for UPS purpose," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.18, no.3, pp. 784- 792, May 2003

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- [55] H. Broberg and R. Molyet, "Reduction of repetitive errors in tracking of periodic signals: theory and application of repetitive control," in 1st IEEE Conference on Control Application (Dayton, OH). IEEE, September 1992, pp. 1116–1121.
- [56] Costa-Castello, R.; Grino, R.; Fossas, E.; , "Odd-harmonic digital repetitive control of a single-phase current active filter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.19, no.4, pp. 1060- 1068, July 2004.
- [57] Quanshan Li; Liulin Cao; Lideng Pan; Xiaolin Lin; Jia Cui; , "Self-tuning of PID controller based on process operational data," *Modelling, Identification and Control (ICMIC), Proceedings of 2011 International Conference on* , vol., no., pp.543-546, 26-29 June 2011
- [58] Wuhua Hu; Gaoxi Xiao; Wen-Jian Cai; , "Simple analytic formulas for PID tuning," *Control Automation Robotics & Vision (ICARCV), 2010 11th International Conference on* , vol., no., pp.1472-1477, 7-10 Dec. 2010 doi: 10.1109/ICARCV.2010.5707232
- [59] Yukiitomo, M.; Shigemasa, T.; Baba, Y.; Kojima, F.; , "A two degrees of freedom PID control system, its features and applications," *Control Conference, 2004. 5th Asian* , vol.1, no., pp.456-459 Vol.1, 20-23 July 2004
- [60] M. Araki and H. Taguchi, *Tutorial Paper Two-Degree-of-Freedom PID Controllers, Automation, and Systems Volume 1, No. 4, December 2003.*
- [61] J.M. Guerrero, J.C. Vasquez, J. Matas, L.G. de Vicuna, M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," *Industrial Electronics IEEE Transactions on*, vol.58, no.1, pp.158-172, Jan. 2011.
- [62] Kawabata, T.; Higashino, S., "Parallel operation of voltage source inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.24, no.2, pp.281- 287, Mar/Apr 1988
- [63] Liang, J.; Green, T.C.; Weiss, G.; Zhong, Q.- C., "Hybrid control of multiple inverters in an islandmode distribution system," *Power*

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, vol.1, pp. 61- 66, 15- 19 June 2003
- [64] Macken, K.J.P.; Vanthournout, K.; Van den Keybus, J.; Deconinck, G.; Belmans, R.J.M., "Distributed control of renewable generation units with integrated active filter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.19, no.5, pp. 1353- 1360, Sept. 2004
- [65] Xing, Y.; Huang, L.P.; Yan, Y.G., "A decoupling control method for inverters in parallel operation," *Power System Technology, 2002. Proceedings. PowerCon 2002. International Conference on*, vol.2, pp. 1025- 1028, 2002
- [66] H.P. Glauser, M. Keller, A. Plüss, M. Schwab, and R. Scherwey, "New inverter module with digital control for parallel operation," in *Proc. IEEE TELESCon'00 Conf.*, 2000, pp. 265-269.
- [67] E. A. A. Coelho, P. Cabaleiro, P. F. Donoso, "Small-signal stability for parallel-connected inverters in stand-alone AC supply systems," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 38, no. 2, March/April 2002, pp. 533-542.
- [68] L. Mihalache, "Paralleling control technique with no intercommunication signals for resonant controller-based inverters," in *Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS'03)*, Oct. 12-16, 2003.
- [69] K. Wallace and G. Mantov, "Wireless Load Sharing of Single Phase Telecom Inverters," in *Proc. IEEE INTELEC'99 Conf.*, 1999, pp. 1-7, CD-Record.
- [70] T. Skjellness and A. Skjellness, L. E. Norum, "Load sharing for parallel inverters without communication", in *Proc. NORPIE'02*, 12-14 August 2002.
- [71] A.R. Bergen, *Power Systems Analysis*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall 1986.
- [72] Qing-Chang Zhong; Blaabjerg, F.; Guerrero, J.M.; Hornik, T.; , "Reduction of voltage harmonics for parallel-operated inverters," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2011 IEEE , vol., no., pp.473-478, 17-22 Sept. 2011.

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- [73] U. Borup, F. Blaabjerg, and P. N. Enjeti, "Sharing of nonlinear load in parallel-connected three-phase converters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1817-1823, Nov./Dec. 2001.
- [74] U. B. Jensen, F. Blaabjerg, and P. N. Enjeti, "Sharing of nonlinear load in parallel connected three-phase converters," in *Proc. IEEE Industry Applications Annual Meeting (IAS'00)*, Rome, Italy, 8-10 Oct. 2000, vol. 4, pp. 2338-2344.
- [75] Guerrero, J.M.; Berbel, N.; Matas, J.; de Vicuna, L.G.; Miret, J.; , "Decentralized Control for Parallel Operation of Distributed Generation Inverters in Microgrids Using Resistive Output Impedance," *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on* , vol., no., pp.5149-5154, 6-10 Nov. 2006.
- [76] J. M. Guerrero, L. G. de Vicuña, J. Matas, J. Miret, and M. Castilla, "Output impedance design for parallel-connected UPS inverters," in *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'04)*, 2004.
- [77] P.A. Dahono, A. Purwadi, Qamaruzzaman, "An LC filter design method for single-phase PWM inverters," *Power Electronics and Drive Systems, 1995. Proceedings of 1995 International Conference on*, vol.2, pp.571-576, 21-24 Feb 1995.
- [78] J. Kim, J. Choi, H. Hong, "Output LC filter design of voltage source inverter considering the performance of controller," *Power System Technology, PowerCon 2000, International Conference on*, vol.3, pp.1659-1664, 2000.
- [79] M. Liserre, F. Blaabjerg, S. Hansen, "Design and control of an LCL-filterbased three-phase active rectifier," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.41, no.5, pp. 1281-1291, Sept.-Oct. 2005.
- [80] K.H. Ahmed, S.J. Finney, B.W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," *Compatibility in Power Electronics, CPE '07*, pp.1-9, May 29-June 1, 2007.
- [81] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg, "A review of single-phase gridconnected inverters for photovoltaic modules," *Industry*

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

Applications, IEEE Transactions on, vol.41, no.5, pp. 1292-1306, Sept.-Oct. 2005.

- [82] F. Renken, "The DC-link capacitor current in pulsed single-phase Hbridge inverters," Power Electronics and Applications, European Conference on, pp.10, 2005.

PUBLICACIONES DERIVADAS DE LA TESIS

A continuación se citan las contribuciones en revistas listadas en *SCI* y/o *JCR*

- [1] R. Ortega, E. Figueres, G. Garcerá, C.L. Trujillo, D. Velasco. Control techniques for reduction of the total harmonic distortion in voltage applied to a single-phase inverter with nonlinear loads: Renewable and Sustainable Energy Reviews 16 (2012) 1754– 1761.
- [2] R. Ortega, G. Garcerá, E. Figueres, C.L. Trujillo, Article Title: A Repetitive Two-Degrees of Freedom Control Scheme for Power Inverters Working as Distributed Generators in Isolated. To the IEEE Transactions on Power Delivery. (Se encuentra en revisión)
- [3] C.L. Trujillo, D. Velasco, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega. Modeling and control of a push–pull converter for photovoltaic microinverters operating in island mode. Applied Energy 88 (2011) 2824–2834.
- [4] D. Velasco, C.L. Trujillo, , G. Garcerá ,E. Figueres, R. Ortega “Photovoltaic Power System with Battery Backup with Grid Connection and Islanded Operation Capabilities” to the Transactions on Industrial Electronics.

Por otro lado, se han realizado contribuciones relacionadas directamente con la presente tesis, a congresos internacionales con “proceedings”.

- [1] R. Ortega, G. Garcerá, E. Figueres, O. Carranza, C.L. Trujillo. Design an application of a two degrees of freedom control with a repetitive controller in a single phase inverter. 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Gdansk University of Technology Gdańsk, Poland 27 - 30 June, 2011. IEEE Catalog Number: CFP11ISI-CDR ISBN: 978-1-4244-9311-1
- [2] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega, D. Velasco. Low Power Wind Generation System based on Variable Speed Permanent Magnet Synchronous Generators. 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Gdansk University of Technology Gdańsk,

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- Poland 27 - 30 June, 2011. IEEE Catalog Number: CFP11ISI-CDR ISBN: 978-1-4244-9311-12.
- [3] C. L. Trujillo, D. Velasco, G. Garcerá, E. Figueres, R. Ortega. Reconfigurable control scheme for a microinverter working in both grid connected and island mode. 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Gdansk University of Technology Gdańsk, Poland 27- 30 June, 2011. IEEE Catalog Number: CFP11ISI-CDR ISBN: 978-1-4244-9311-12.
- [4] R. Ortega, G. Garcerá, E. Figueres, C.L. Trujillo O. Carranza, A PI-P+Resonant controller design for single phase inverter operating in isolated microgrids. 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Hangzhou, China from May 28-31, 2012.
- [5] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega, C.L. Trujillo, Study of the control structure of a small wind turbine with permanent magnet synchronous generator. 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Hangzhou, China from May 28-31, 2012.
- [6] R. Ortega, G. Garcerá, E. Figueres, O. Carranza. Comparative analysis of two control schemes for reduction of the THD in voltage applied to a single-phase inverter with nonlinear loads. IECON 2012 is the 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society and will be held in Montreal Canada from 25 to 28 October 2012.
- [7] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega, Comparison of current control for low harmonic distortion applied to a small wind generation system with permanent magnet synchronous generator. IECON 2012 is the 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society and will be held in Montreal Canada from 25 to 28 October 2012.

También se han realizado contribuciones relacionadas directamente con la presente tesis, a congresos nacionales con “proceedings”.

- [1] R. Ortega, E. Figueres, G. Garcerá. O. Carranza, C.L. Trujillo. Control Design of a Two Degree of Freedom Combined with Repetitive Controller Applied to a Single Phase Inverter Power Generation in the Context of Microgrids. International conference on renewable energies

Referencias y publicaciones derivadas de la tesis

- and power quality. ICREPQ 2011, las Palmas Gran Canarias, 13-15 April, 2011. ISBN: 978-84-614-7527-8
- [2] O. Carranza, E. Figueres, G. Garcerá, R. Ortega. Scheme of a Low Power Wind Turbines to Variable Speed. International conference on renewable energies and power quality. ICREPQ 2011, las Palmas Gran Canarias, 13-15 April, 2011. ISBN: 978-84-614-7527-8.
- [3] Rubén Ortega González, Emilio Figueres Amorós², Gabriel Garcerá Sanfelú, Oscar Carranza Castillo. DISEÑO DE UN CONTROLADOR REPETITIVO PARA REDUCCIÓN DE THD_v EN UN INVERSOR MONOFÁSICO PARA MICRORREDES. 4º CONGRESO INTERNACIONAL DE INGENIERÍAS MECÁNICA, ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, MECATRÓNICA Y COMPUTACIONAL (CIMEEM2011). Web:cimeem.com 27 al 29 de septiembre de 2011. Querétaro, Estado de Querétaro, México MEMORIAS TÉCNICAS (No. ISBN en trámite) Trabajo arbitrado No. 48. Volumen 4(3), 8 páginas.
- [4] Oscar Carranza Castillo, Emilio Figueres Amorós, Gabriel Garcerá Sanfelú, Rubén Ortega González . INVERSOR DE INYECCIÓN A RED A PARTIR DE FUENTES DE ENERGÍA RENOVABLES CON FILTRO DE SALIDA LCL. 4º CONGRESO INTERNACIONAL DE INGENIERÍAS MECÁNICA, ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, MECATRÓNICA Y COMPUTACIONAL (CIMEEM2011). Web:cimeem.com 27 al 29 de septiembre de 2011. Querétaro, Estado de Querétaro, México MEMORIAS TÉCNICAS (No. ISBN en trámite) Trabajo arbitrado No. 47. Volumen 4(3), 9 páginas

Otras contribuciones.

- [1] César Leonardo Trujillo Rodríguez, David Velasco de la Fuente, Emilio Figueres Amorós, Gabriel Garcerá Sanfelú, Rubén Ortega González. Análisis de la impedancia de salida en lazo cerrado de inversores funcionando en modo isla, utilizando esquemas droop (Revista, Ingeniería, Universidad Distrital Francisco José de Caldas- Facultad de ingeniería. Vol. 14 No.2 año 2009).