



Universidad de Concepción
Dirección de Postgrado
Facultad de Ingeniería - Programa de Doctorado en Ciencias de la Ingeniería con
Mención en Ingeniería Eléctrica

Estrategias de Control y Sincronización para Convertidores Estáticos en Sistemas de Frecuencia y Voltaje Variable

Tesis para optar al grado de Doctor en Ciencias de la Ingeniería con
Mención en Ingeniería Eléctrica

JAIME ADDIN ROHTEN CARRASCO
CONCEPCIÓN-CHILE
2017

Profesor Guía: José Espinoza Castro
Depto. de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería
Universidad de Concepción

UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN - CHILE
FACULTAD DE INGENIERÍA
DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Estrategias de Control y Sincronización para Convertidores Estáticos en Sistemas de Frecuencia y Voltaje Variable

por

Jaime Addin Rohten Carrasco

Profesor guía

José Rubén Espinoza Castro

Concepción, Mayo de 2017

Tesis presentada a la

DIRECCIÓN DE POSTGRADO
DE LA UNIVERSIDAD DE CONCEPCIÓN



para optar al grado de

**DOCTOR EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA MENCIÓN
INGENIERÍA ELÉCTRICA**

Estrategias de Control y Sincronización para Convertidores Estáticos en Sistemas de Frecuencia y Voltaje Variable

Jaime Addin Rohten Carrasco



Una Tesis del
Departamento de Ingeniería Eléctrica

Presentada en Cumplimiento Parcial de los Requerimientos del Grado de
Doctor en Ciencias de la Ingeniería con Mención en Ingeniería Eléctrica de
la Dirección de Postgrado de la Universidad de Concepción, Chile.

Mayo 2017

© Jaime Addin Rohten Carrasco, 2017

Resumen

Estrategias de Control y Sincronización para Convertidores Estáticos en Sistemas de Frecuencia y Voltaje Variable

Jaime Addin Rohten Carrasco, Doctor
Universidad de Concepción, 2017

This document presents a power converter study working in a weak grid source, where the source voltage may vary significantly from its nominal condition. This kind of sources are typical of micro grid system working in islanding mode, aircraft, ship electric power systems, where the heavy loads cause a significant impact on the system variables. The impact is mainly due to the low short circuit capability on the power supply, and therefore every equipment connected to this kind of grids should be able to operate under the aforementioned conditions.

As a consequence of the problems tied to weak grid sources, this work presents power converter control techniques skilled to work in a wide frequency range but keeping stability and dynamic. Indeed, linear and nonlinear techniques are employed under conditions of frequency variations, where the linear algorithms –based on resonance control- are modified in order to work in a wide frequency range, without the need of change the controller parameters, *i.e.* grid frequency independent of. On the other hand, nonlinear techniques –based on the predictive methods- are also included on the study, under the presence of a weak grid source. Regardless which control is used – linear or nonlinear- all of them show accurate results in a wide frequency range, also including unbalanced voltage situation. The algorithms are developed with especial emphasis in the computing time reduction in order to work even in high frequencies keeping a fixed number of samples per cycle, which allows to fix the discrete resolution of sinusoidal regardless the actual frequency.

The algorithms presented with a strong mathematical base are validated by simulation and experimental results, including frequency variation, sag, swell, unbalance voltage source, among others. In addition, the designed controllers are capable to inject currents with a desired shift angle with respect to the voltage to impose a power factor at the point of connection in order to improve the supply quality by the injection of reactive power when needed.



*A mi esposa Yaneth,
mi padre Jaime, mi madre Edith
Alancito y Johanancito*

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a Dios por la oportunidad que me ha dado, por ayudarme y ser mi compañía en todo momento y por las oportunidades que me ha brindado. Asimismo agradezco a mi padre Jaime, mi madre Edith y mi hermano Johanán, ya que han sido un pilar importante en mi formación como persona, y puedo decir que gracias a como mis padres me enseñaron he podido llegar tan lejos. Quiero agradecer a mi esposa Yaneth, con quien quiero pasar el resto de mis días, por todo su amor y comprensión, que sepa que está muy metida en mi corazón junto a nuestro Alancito. Tengo un agradecimiento especial y muy fraterno para mis abuelos Julio y Ana Q.E.P.D., quienes me apoyaron en todo lo que ellos pudieron, especialmente en los momentos más difíciles. A mis amigos Juan Orellana, José Silva, Pancho Mesa y Felipe Villarroel, quienes aprecio mucho y sin duda han sido parte importante de mí pasada por la universidad. Asimismo quiero agradecer a mi profesor tutor José Espinoza por la oportunidad que me dio de pertenecer al grupo LCDA, a los alumnos del LCDA Julio, Emilio, Israel, Guillermo, Manuel, Rodrigo, Marco y a todas aquellas personas que de alguna forma han sido participes de esta historia y a los que usarán este documento en lo porvenir. A todos sinceramente muchas gracias.

Quiero agradecer el apoyo del Gobierno de Chile a través de Conicyt con la BECAS DE DOCTORADO EN CHILE, AÑO ACADÉMICO 2013 número 21130417 por el apoyo prestado, dando una manutención mensual y el pago de arancel para hacer posible este trabajo.

También quiero agradecer el apoyo por parte de los proyectos FONDAP SERC 15110019, FONDECYT 1140594 y NEWTON-PICARTE DPI20140007 que facilitaron los recursos para la compra y ensayos del hardware y software necesarios para la realización de esta tesis.

Tabla de Contenidos

RESUMEN.....	IV
LISTA DE TABLAS	IX
LISTA DE FIGURAS	X
NOMENCLATURA.....	XII
ABREVIACIONES.....	XIV
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. INTRODUCCIÓN GENERAL.....	1
1.2. TRABAJOS PREVIOS	3
1.2.1 <i>Redes Fuertes, Débiles y Microredes</i>	3
1.2.2 <i>Sistemas de Sincronización con la red</i>	5
1.2.3 <i>Control Lineal</i>	8
1.2.4 <i>Control No Lineal</i>	9
1.2.5 <i>Tiempo de Cómputo e Implementación en Tarjeta Digital</i>	11
1.3. HIPÓTESIS DE TRABAJO	13
1.4. OBJETIVOS	14
1.4.1 <i>Objetivo General</i>	14
1.4.2 <i>Objetivos Específicos</i>	14
1.5. ALCANCES Y LIMITACIONES	15
1.6. TEMARIO Y METODOLOGÍA	16
1.6.1 <i>Temario</i>	16
1.6.2 <i>Metodología</i>	17
CAPÍTULO 2. ALGORITMOS DE SINCRONIZACIÓN	18
2.1. INTRODUCCIÓN	18
2.2. FILTROS DIGITALES	18
2.3. SINCRONIZADOR MONOFÁSICO.....	22
2.4. SINCRONIZADOR TRIFÁSICO	26
2.5. SINCRONIZADOR TRIFÁSICO PARA SISTEMAS DESBALANCEADOS.....	30
2.6. CONCLUSIÓN	36
CAPÍTULO 3. MODELACIÓN DE SISTEMAS CON FRECUENCIA VARIABLE	37
3.1. INTRODUCCIÓN	37
3.2. TRANSFORMACIONES APLICADAS A CONVERTIDORES ESTÁTICOS	37
3.2.1 <i>Transformada desde ejes abc a ejes dq0</i>	37
3.2.2 <i>Transformada desde ejes abc a ejes $\alpha\beta$</i>	40
3.3. CONVERTIDOR FUENTE DE VOLTAJE	41
3.3.1 <i>Modelación de un Convertidor Fuente de Voltaje en Tiempo Continuo</i>	41
3.3.2 <i>Modelación de un Convertidor Fuente de Voltaje en Tiempo Discreto</i>	44
3.3.3 <i>Simulación Convertidor Fuente de Voltaje</i>	45
3.4. CONVERTIDOR BACK TO BACK FUENTE DE VOLTAJE	47
3.4.1 <i>Modelación de un Convertidor Back to Back en Tiempo Continuo</i>	47
3.4.2 <i>Modelación de un Convertidor Back to Back en Tiempo Discreto</i>	49
3.4.3 <i>Simulación Convertidor Back to Back</i>	50
3.5. CONCLUSIONES	52
CAPÍTULO 4. CONTROL LINEAL DE CONVERTIDORES ESTÁTICOS OPERANDO BAJO FRECUENCIA VARIABLE.....	54
4.1. INTRODUCCIÓN	54
4.2. CONTROL LINEAL BASADO EN CONTROL RESONANTE PARA SISTEMAS BALANCEADOS	55
4.2.1 <i>Referencia para la Potencia Activa y Reactiva</i>	55

4.2.2	<i>Control Resonante</i>	59
4.2.3	<i>Control Propuesto para Frecuencia Variable</i>	64
4.2.4	<i>Control del Inversor del lado de la carga</i>	65
4.2.5	<i>Resultados</i>	67
4.3.	CONTROL LINEAL BASADO EN CONTROL RESONANTE PARA SISTEMAS DESBALANCEADOS	73
4.3.1	<i>Referencia de Potencia Activa y Reactiva</i>	73
4.3.2	<i>Estimador de Amplitud de Voltaje</i>	75
4.3.3	<i>Distribución para las Referencias de Corriente</i>	76
4.3.4	<i>Control Resonante</i>	79
4.3.5	<i>Control y Algoritmo Propuesto para el Sistema de Frecuencia Variable y Voltaje Desbalanceado</i>	81
4.3.6	<i>Resultados</i>	83
4.4.	CONCLUSIONES	88
CAPÍTULO 5. CONTROL NO LINEAL DE CONVERTIDORES ESTÁTICOS OPERANDO BAJO FRECUENCIA VARIABLE		89
5.1.	INTRODUCCIÓN	89
5.2.	CONTROL NO LINEAL BASADO EN CONTROL PREDICTIVO	90
5.2.1	<i>Referencia para la Potencia Activa y Reactiva</i>	90
5.2.2	<i>Algoritmo Predictivo para el Control de Corrientes</i>	91
5.2.3	<i>Ventajas de la Resolución fija en el Muestreo</i>	94
5.2.4	<i>Control y Algoritmo Propuesto</i>	98
5.2.5	<i>Resultados</i>	99
5.3.	CONTROL NO LINEAL BASADO EN CONTROL PREDICTIVO CON FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN FIJA	103
5.3.1	<i>Referencias de Potencia</i>	103
5.3.2	<i>Selección de Corrientes de Referencia</i>	104
5.3.3	<i>Algoritmo de Predictivo</i>	104
5.3.4	<i>Sintetización del Voltaje a Inyectar</i>	105
5.3.5	<i>Control y Algoritmo Propuesto</i>	110
5.3.6	<i>Resultados</i>	110
5.4.	CONTROL NO LINEAL BASADO EN CONTROL PREDICTIVO PARA SISTEMAS DESBALANCEADOS	115
5.4.1	<i>Referencia de Potencia Activa y Reactiva</i>	115
5.4.2	<i>Referencias de Corriente</i>	116
5.4.3	<i>Control Predictivo para las Corrientes</i>	117
5.4.4	<i>Control y Algoritmo Resultante</i>	118
5.4.5	<i>Resultados</i>	121
5.5.	CONCLUSIONES	127
CAPÍTULO 6. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES		128
6.1.	INTRODUCCIÓN	128
6.2.	IMPLEMENTACIÓN EN LA DSP (SINCRONIZADOR Y CONTROL)	129
6.3.	TIEMPOS DE CÓMPUTO Y LIMITACIONES DE HARDWARE	130
6.4.	RESULTADOS EXPERIMENTALES	133
6.4.1	<i>Sistemas Balanceados</i>	133
6.4.2	<i>Sistemas Desbalanceados</i>	137
6.5.	CONCLUSIONES	140
CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES		141
7.1.	SUMARIO	141
7.2.	CONCLUSIONES	143
7.3.	TRABAJO FUTURO	145
BIBLIOGRAFÍA		146

Lista de Tablas

TABLA 1.1. Tiempos de operación ante variaciones en la frecuencia.	4
TABLA 2.1. Parámetros del Sincronizador Monofásico.....	24
TABLA 2.2. Parámetros del Sincronizador Trifásico.	28
TABLA 2.3. Parámetros del Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados.	34
TABLA 3.1. Parámetros convertidor.....	46
TABLA 3.2. Parámetros convertidor.....	52
TABLA 4.1. Parámetros Lazo Control Voltaje de Enlace.	58
TABLA 4.2. Parámetros Lazo Control de Corriente.	64
TABLA 4.3. Parámetros Lazo Control de Voltaje de Carga.	67
TABLA 4.4. Parámetros Lazo Control de Corriente.	80
TABLA 5.1. Número de Conmutaciones entre un Estado y Otro.	94
TABLA 5.2. Estados posibles.	94
TABLA 5.3. Comparación de THD con Tiempo de Muestreo Variable y Tiempo de Muestreo Fijo con Frecuencia de Red a 100 Hz.....	96
TABLA 6.1. Tarjeta Digital TMS320F28335.	129
TABLA 6.2. Tiempo de Cómputo utilizando la Tarjeta Digital TMS320F28335.	131
TABLA 6.3. Parámetros Prototipo.	133



Lista de Figuras

Fig. 2.1. Respuesta en frecuencia filtro primero orden.	19
Fig. 2.2. Respuesta en frecuencia filtro segundo orden.	20
Fig. 2.3. Respuesta en frecuencia ventana rectangular.	21
Fig. 2.4. Respuesta en frecuencia ventana rectangular.	21
Fig. 2.5. Diagrama de bloques Sincronizador Monofásico.	24
Fig. 2.6. Respuesta del Sincronizador Monofásico con:	25
Fig. 2.7. Diagrama de bloques Sincronizador Trifásico.	28
Fig. 2.8. Respuesta del Sincronizador Trifásico con:	29
Fig. 2.9. Diagrama de bloques Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados.	32
Fig. 2.10. Respuesta Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados con:	33
Fig. 2.11. Respuesta Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados con Desbalances en Dos Fases:	35
Fig. 3.1. Señal en ejes abc y $dq0$	39
Fig. 3.2. Señal en ejes abc y $\alpha\beta0$	41
Fig. 3.3. Diagrama de bloques Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados.	42
Fig. 3.4. Respuesta convertidor estático ante cambios de frecuencia.	45
Fig. 3.5. Comparación respuesta continua y predicción discreta.	46
Fig. 3.6. Topología Back to Back.	47
Fig. 3.7. Respuesta convertidor estático ante cambios de frecuencia.	51
Fig. 4.1. Topología Back to Back.	54
Fig. 4.2. Modelación de la Respuesta del Enlace.	57
Fig. 4.3. Modelación del Lazo de Control del Voltaje de Enlace.	57
Fig. 4.4. Estabilidad y Respuesta de Lazo de Control de Voltaje de Enlace.	58
Fig. 4.5. Diagrama de Bloques del Control Utilizado.	63
Fig. 4.6. Respuesta Control Resonante.	63
Fig. 4.7. Estabilidad y Respuesta de Lazo de Control de Corriente.	64
Fig. 4.8. Sintetización del Control Propuesto.	65
Fig. 4.9. Control del Voltaje de Carga.	67
Fig. 4.10. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.	68
Fig. 4.11. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.	69
Fig. 4.12. Impactos de Carga.	70
Fig. 4.13. Comparación de Controlador con y sin Frecuencia de Muestreo Variable.	71
Fig. 4.14. Topología Back to Back con punto medio.	73
Fig. 4.15. Generación de Referencias de Corriente en Función de las Potencias Requeridas.	78
Fig. 4.16. Estabilidad y Respuesta de Lazo de Control de Corriente.	80
Fig. 4.17. Control de Corriente.	80
Fig. 4.18. Sintetización del Control Propuesto.	82
Fig. 4.19. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.	83
Fig. 4.20. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.	84
Fig. 4.21. Respuesta Bajo Cambios de Amplitud.	85
Fig. 4.22. Respuesta ante Cambios de Frecuencia y Amplitud.	86
Fig. 4.23. Respuesta ante Variaciones en la Carga.	87
Fig. 5.1. Topología Back to Back.	89
Fig. 5.2. Voltaje inyectado, corriente y sus respectivos espectros con $N = 204$	95
Fig. 5.3. Sintetización del Control Propuesto.	97

Fig. 5.4. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.	99
Fig. 5.5. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.	101
Fig. 5.6. Impactos de Carga.	102
Fig. 5.7. Modulación basada en SPWM.	106
Fig. 5.8. Modulación basada en Vectores Espaciales SVM.	107
Fig. 5.9. Implementación en PWM estándar la Modulación de Vectores Espaciales.	108
Fig. 5.10. Sintetización del Control Propuesto.	109
Fig. 5.11. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.	111
Fig. 5.12. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.	112
Fig. 5.13. Impactos de Carga.	113
Fig. 5.14. Topología Back to Back con punto medio.	115
Fig. 5.15. Sintetización del Control Propuesto.	119
Fig. 5.16. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.	122
Fig. 5.17. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.	123
Fig. 5.18. Respuesta Bajo Cambios de Amplitud.	124
Fig. 5.19. Respuesta ante Cambios de Frecuencia y Amplitud.	125
Fig. 5.20. Respuesta ante Variaciones en la Carga.	126
Fig. 6.1. DSP TMS320F28335.	128
Fig. 6.2. Relación entre Tiempo de Muestreo y Frecuencia de Red.	130
Fig. 6.3. Relación entre Tiempo de Muestreo y Frecuencia de Red.	131
Fig. 6.4. Topología Back to Back implementada.	133
Fig. 6.5. Prototipo y Resultados.	134
Fig. 6.6. Cambios de Frecuencia.	134
Fig. 6.7. Control de Potencia con frecuencia con $f_g = 50$ Hz.	135
Fig. 6.8. Control de Potencia con frecuencia con $f_g = 100$ Hz.	136
Fig. 6.9. Topología sistemas desbalanceado Back to Back implementada.	137
Fig. 6.10. Control de Potencia con frecuencia con $f_g = 50$ Hz.	138
Fig. 6.11. Pruebas ante desbalances.	138
Fig. 6.12. Pruebas ante desbalances en la amplitud y cambios de frecuencia.	139

Nomenclatura

Matrices

T	: matriz de transformación de dimensión de $n \cdot n$.
T _{abc-dq0}	: matriz de transformación de ejes <i>abc</i> a <i>dq0</i> , dimensión 3·3.
T _{dq0-abc}	: matriz de transformación de ejes <i>dq0</i> a <i>abc</i> , dimensión 3·3.
T _{abc-αβ0}	: matriz de transformación de ejes <i>abc</i> a $\alpha\beta 0$, dimensión 3·3.
T _{αβ0-abc}	: matriz de transformación de ejes $\alpha\beta 0$ a <i>abc</i> , dimensión 3·3.
W	: matriz de frecuencia.

Vectores

x	: vector de n variables de estados, $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$
u	: vector de p variables de entrada, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_p]^T$
y	: vector de q variables de salida, $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_q]^T$
p	: vector de m perturbaciones, $\mathbf{p} = [p_1 \ p_2 \ \dots \ p_m]^T$
x ^{abc}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \ x^b \ x^c]^T$ (ejes estacionarios <i>abc</i>).
x ^{αβ0}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{dq0} = [x^\alpha \ x^\beta \ x^0]^T$ (ejes estacionarios $\alpha\beta 0$).
x ^{dq0}	: vector de tres variables de estados, $\mathbf{x}^{dq0} = [x^d \ x^q \ x^0]^T$ (ejes rotatorios <i>dq0</i>).
$\ \mathbf{x}(t)\ _2$: norma dos del vector continuo $\mathbf{x}(t)$.
$\ \mathbf{x}(k)\ _2$: norma dos del vector discreto $\mathbf{x}(k)$.
s _g ^{abc}	: estados de conmutación del convertidor conectado a la red.
s _L ^{abc}	: estados de conmutación del convertidor conectado a la carga.
m _g ^{abc}	: moduladora del convertidor conectado a la red.
m _L ^{abc}	: moduladora del convertidor conectado a la carga.
v _g ^{abc}	: voltaje de alimentación del convertidor conectado a la red.
i _g ^{abc}	: corriente de alimentación del convertidor conectado a la red.
v _L ^{abc}	: voltaje suministrada a la carga.
i _L ^{abc}	: corriente consumida por la carga.
$\hat{\mathbf{v}}^{abc}$: voltaje estimado.
$\hat{\mathbf{i}}^{abc}$: corriente estimada.

Escalares

$dx_k/dt = \dot{x}_k$: derivada de la k -ésima variable de estado.
$u(t)$: entrada escalón.
$r(t)$: entrada rampa.
V	: valor medio (RMS) de la señal continua (alterna) $v(t)$.
$h(s)$: función de transferencia continua (plano de Laplace).
$h(z)$: función de transferencia discreta (plano de \mathcal{Z}).
\bar{x}	: variable compleja con componentes $\bar{x} = a + jb$
T_s	: tiempo de muestreo.
$f(t)$: función en el tiempo continuo.

$f(k)$: función en el tiempo discreto.
$f^{ref}(t)$: función de referencia en el tiempo continuo.
$f^{ref}(k)$: función de referencia en el tiempo discreto.
$f(s)$: función en el plano de Laplace.
$f(z)$: función en el plano \mathcal{Z} .
N	: número de muestras por periodo.
N_f	: largo de la ventana del filtro.
v^{dc}	: voltaje del enlace dc para la configuración back to back.
i_L^{dc}	: corriente dc del lado de lado de la carga.
i_g^{dc}	: corriente dc del lado de lado de la red.
k_c	: ganancia del controlador PI o control resonante.
T_i	: tiempo integrativo del controlador PI.
\bar{c}	: cero complejo del control resonante.
\bar{x}^*	: número complejo conjugado.
pf	: factor de potencia.
p_g	: potencia activa consumida por el convertidor del lado de la red.
q_g	: potencia reactiva consumida por el convertidor del lado de la red.
s_{pq}	: potencia aparente consumida por el convertidor del lado de la red.



Abreviaciones

Mayúsculas

AGC	: Control Automático de Generación.
CDC	: Centro de Despacho y Control del CDEC.
CDEC	: Centro de Despacho Económico de Carga.
CPF	: Control Primario de Frecuencia.
CSF	: Control Secundario de Frecuencia.
DO	: Dirección de Operación.
DP	: Dirección de Peajes del CDEC.
DSRF	: Double Synchronous Reference Frame.
E.S.	: Entrada/salida.
EDAC	: Esquema de Desconexión Automático.
ERAG	: Esquema de Reducción Automática de Generación.
F. de T.	: Función de transferencia.
FECF	: Factor de Eficiencia del Control de Frecuencia.
I.	: Controlador integral.
L.A.	: Lazo abierto.
L.C.	: Lazo cerrado.
L.G.R.	: Lugar geométrico de las raíces.
LCK	: Ley de Corriente de Kirchhoff.
LVK	: Ley de Voltaje de Kirchhoff.
PI	: Controlador proporcional integral.
PCC	: Punto de común acoplamiento.
PLL	: Phase Locked Loop.
<i>rms</i>	: Root Mean Square.
S.P.D.	: Semi-plano derecho.
S.P.I.	: Semi-plano izquierdo.
S.S.	: Estado estacionario.
SI	: Sistema Interconectado.
SIC	: Sistema Interconectado Central.
SING	: Sistema Interconectado del Norte Grande.
SISO	: Sistema de una entrada y una salida (single input single output).
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation.
SVM	: Space Vector Modulation.
T.L.	: Transformada de Laplace.
T.Z.	: Transformada Z .
NPC	: Neutral Point Clamped converter.
AFE	: Active Front End converter.
THD	: Total Harmonic Distortion.
LCDA-UdeC	: Laboratorio de Control Digital Aplicado – Universidad de Concepción
ADC	: Convertidor de Análogo a Digital
DAC	: Convertidor de Digital a Análogo.

Minúsculas

- c.i. : condiciones iniciales.
l.i. : linealmente independiente.
l.d. : linealmente dependiente.
dc : corriente continua (en Inglés es direct current).
ac : corriente alterna (en Inglés es aaltern current).



Capítulo 1. Introducción

1.1. Introducción General

La energía eléctrica es parte importante del mundo industrializado en que vivimos, ésta se puede extraída de distintas fuentes, como lo son las fuentes de energías renovables y no renovables [1], [2]. La contaminación en el mundo ha conllevado un rechazo a la mayor cantidad de las energías no renovables, debido a sus efectos secundarios como lo son el efecto invernadero (calentamiento global) para el caso del diésel y carbón, así también como la de residuos altamente peligrosos como los provenientes de los generadores nucleares, [1] – [5].

Lo anterior ha motivado el estudio y la extensión de las energías renovables como fuente principal de energía, entre ellas se encuentran la energía potencial de los ríos, solar, eólica, térmica (volcanes), undimotriz, mareomotriz, entre otras. Estas energías poseen un muy bajo impacto ambiental y prácticamente nulos residuos contaminantes, lo que las hace interesante para suplir la creciente demanda de energía en el cada día más industrializado mundo moderno, [5] – [16].

Una buena porción de las energías renovables, en particular las no convencionales, poseen una alta intermitencia, siendo ejemplos claros la energía eólica y solar, por lo que no se puede disponer de su suministro en todo momento lo cual lleva a inestabilidad en el sistema eléctrico, por las posibles diferencias entre la energía suministrada y la energía consumida, lo que conlleva a variaciones en la tensión y frecuencia, [1], [8] – [15].

Los problemas antes enunciados se acentúan cuando la red a la cual se conectan estas fuentes de energías intermitentes es de poca capacidad, teniendo mayores desviaciones de las cantidades que deberían ser fijas (amplitud de voltaje y frecuencia). Esto abre una nueva arista, que son las redes débiles, definidas como aquellas en las cuales mantener el voltaje (amplitud y frecuencia) es una tarea difícil, [16] – [19].

Dentro de las redes débiles se encuentran las microredes, que poseen baja corriente de cortocircuito y tanto la amplitud de voltaje como la frecuencia de la red sufren importantes variaciones al conectar y desconectar equipos con consumo relativos altos. Típicos ejemplos de microredes son los sistemas de energías de barcos y aviones, los cuales en su régimen normal de operación sufren grandes variaciones en sus cantidades, particularmente en la frecuencia, [6], [19], las que según la literatura llegan a ser tan altas como de un 100%.

Las variaciones de las redes débiles, de amplitud y de frecuencia, se estudian en forma

separada, donde problemas y soluciones asociadas a variaciones de amplitud han sido ampliamente documentadas, sin embargo las variaciones de frecuencia no ha sido suficientemente estudiado y existe poca literatura asociada, [14] – [22].

Por otro lado, la conversión de la energía es crucial y han tomado fuerza equipos que pueden controlar corrientes y/o voltajes, como los convertidores de conmutación forzada. Sin embargo, estos equipos son no lineales acoplados y con limitaciones dadas principalmente por el máximo valor del lado continuo. Ahora bien, al agregar que la frecuencia pueda variar, se añade una nueva no linealidad lo que eventualmente se traduce en problemas de estabilidad y control, [23] – [27].

Así este trabajo trata del control de convertidores estáticos conectados a redes con frecuencia y voltaje variable, aplicando estrategias y algoritmos acordes para el buen desempeño de los equipos. El control se separa en dos grandes partes (i) sincronización: encargada de que el dispositivo digital esté en sincronía con la red eléctrica y (ii) control del convertidor, el cual debe estar diseñado para soportar significantes variaciones en la frecuencia. Convertidores estáticos comerciales son hechos para trabajar a una frecuencia específica, dejando en claro en sus respectivas placas para que determinada frecuencia están diseñados. Los rangos normales de operación suelen ser en función de la variación que posee un sistema interconectado, valores que no van más allá del 2% de variación en frecuencia, [4], [5]. Incluso algunos de los convertidores explicitan valores discretos de frecuencia, como lo es el caso de 50 Hz o 60 Hz, dejando fuera cualquier otra frecuencia de operación. Estas restricciones son naturales en sistemas interconectados donde no se espera variaciones mayores a 2 Hz o 3Hz, impuesto por normativa y decretos nacionales. Sin embargo, estas restricciones no son válidas en redes pequeñas ya que las variaciones, en normal funcionamiento, son significantes llegando a duplicar la frecuencia nominal [6], [11], [12] y [16]. En consecuencia, este trabajo busca diseñar controladores capaces de aumentar el rango de operación de frecuencia adecuando los controladores para trabajar bajo este tipo de perturbaciones, lo que es corroborado en resultados posteriores con excelente comportamiento ante variaciones del 100% en la frecuencia.

De esta forma, en el presente documento se estudian estrategias de control lineales y no lineales asociadas a control resonante, control predictivo, para llegar a un algoritmo robusto y capaz de soportar variaciones en la tensión de alimentación, de los cuales se mostrarán resultados de simulación y experimentales corroborando el análisis matemático que se planteará con posterioridad.

1.2. Trabajos Previos

La revisión bibliográfica realizada para justificar el trabajo propuesto se ha dividido en tres temáticas: (i) Tipos de sincronizadores principalmente asociados a convertidores estáticos, (ii) variaciones de las cantidades eléctricas en las redes y (iii) modelación y control de convertidores estáticos. A continuación se realizará una reseña de los trabajos que se estiman más relevantes.

1.2.1 Redes Fuertes, Débiles y Microredes

Existen distintos tipos de redes eléctricas, estas están subdivididas en (i) redes fuertes, (ii) redes débiles y (iii) microredes que en general son un subconjunto de las redes débiles. Existen notorias diferencias entre cada una de éstas. Las redes fuertes son aquellas en las que las cantidades del voltaje asociadas varían muy poco y dentro de límites establecidos, representado principalmente por sistemas interconectados. Las redes débiles, por su parte, son aquellas en la que las cantidades varían considerablemente dependiendo de la generación y/o consumo en la misma, es decir el voltaje tiene variaciones en su amplitud y frecuencia. Por último, las microredes son aquellas redes pequeñas con poca potencia de generación y consumo, por lo que al conectar o desconectar cargas, la red tiene cambios en forma transiente sustanciales en torno a su punto de operación.

- ♣ Gobierno de Chile, Comisión Nacional de Energía “Norma Técnica de Seguridad y Calidad de Servicio” Santiago de Chile Octubre 2009, [4].

En el caso de sistemas de generación mayor, como el Sistema Interconectado Central (SIC) se deben seguir normas, métodos y algoritmos con el fin de mantener una buena calidad del servicio, es decir mantener una amplitud y frecuencia dentro de ciertos rangos dictaminados por el estado.

Es importante señalar que las desviaciones de frecuencia deben ser compensadas con potencia activa, mientras que las desviaciones de tensión con potencia reactiva, según la actual normativa chilena. Esto lleva a que impactos de cargas, caídas de módulos de generación o eventualidad de este tipo se manifiesten en una desviación a la baja en la frecuencia. Sí también el aumento de frecuencia estará asociado a exceso de generación o disminución en la carga total conectada. Para sobreponerse a este tipo de cambios, la reglamentación actual exige un mínimo de tiempo que los equipos de generación se deben mantener en operación para que la desviación de frecuencia, en lo posible, pueda ser neutralizada con la entrada o salidas de nuevos equipos de generación y la salida de cargas, TABLA 1.1.

TABLA 1.1. Tiempos de operación ante variaciones en la frecuencia.

Límite Inferior (mayor que)	Límite Superior (menor o igual que)	Tiempo Mínimo de Operación		
		Hidroeléctricas	Termoeléctricas	Eólicas
47.0 Hz	47.5 Hz	5 segundos	Desconexión	Desconexión
47.5 Hz	48.0 Hz	15 segundos	15 segundos	15 segundos
48.0 Hz	49.0 Hz	90 segundos	90 segundos	90 segundos
49.0 Hz	50.0 Hz	Permanente	Permanente	Permanente
50.0 Hz	51.0 Hz	Permanente	Permanente	Permanente
51.0 Hz	51.5 Hz	90 segundos	90 segundos	Desconexión
51.5 Hz	52.0 Hz	90 segundos	5 segundos	Desconexión
52.0 Hz	52.5 Hz	15 segundos	Desconexión	Desconexión
52.5 Hz	53.0 Hz	5 segundos	Desconexión	Desconexión

Fuente: Comisión Nacional de Energía.

- ♣ CDEC-SIC, Dirección de Operación “Estudio Esquemas de Desconexión Automáticos de Carga Noviembre 2011 – Octubre 2013”, 30 de Septiembre de 2011, [5].

Las cargas también deben aportar para mantener un apropiado equilibrio entre la energía generada y la energía consumida, es por ello que en caso de baja en la generación se debe obedecer a un Esquema Desconexión Automática de Carga (EDAC) con el fin de resguardar la estabilidad del sistema interconectado. El EDAC, es un esquema compuesto por seis escalones, activados por gradiente de frecuencia (-0.6 Hz/seg) y supervisados por frecuencia absoluta (49.0 Hz y 48.8 Hz), mientras que los cuatro escalones restantes operarán sólo por frecuencia absoluta (48.9 Hz, 48.7 Hz, 48.5 Hz y 48.3 Hz).

Lo que mide el EDAC es la velocidad de cambio de la frecuencia, separando dos tramos, tasas inferiores y superiores a 0.6 Hz/s. En ambos casos existe una regulación de cuanta carga se debe desconectar para asegurar la continuidad del servicio, lo cual debe ser llevado a cabo en función de la frecuencia absoluta y del gradiente de frecuencia. Con ello se asegura mantener el una balance de potencia que permita un sistema estable en cuanto a sus valores.

- ♣ Pericle Zanchetta, Marco Degano, Junyi Liu, Paolo Mattavelli, “Iterative Learning Control With Variable Sampling Frequency for Current Control of Grid-Connected Converters in Aircraft Power Systems” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no 4, pp. 1548-1555, Apr. 2013, [6].

Este trabajo trata acerca de un tipo de control conocido como control de aprendizaje iterativo el cual actúa en base al error pasado y en general utiliza un ciclo completo en el aprendizaje para

corregir los errores en el siguiente periodo. Lo importante es que este control es implementado en una microred donde la frecuencia puede variar hasta un 100%, debido a la poca inercia que tiene el sistema. Este paper trabaja con un control que posee un número constante de muestras por periodo independiente de la frecuencia. Sin embargo, con el objetivo de extender todavía más el rango de trabajo, se emplea un número constante de muestras, las que a medida que la frecuencia crece va reduciendo la cantidad de muestras por periodo llegando a un mínimo de 20 muestras para la frecuencia más alta. Posterior a ello, se realiza un análisis matemático del control que permite demostrar la estabilidad del lazo en cuestión independiente de la frecuencia que se aplique. Ahora bien, como se requiere de un tiempo de muestreo variable, este trabajo también dedica un espacio a la descripción del comportamiento del control de fase y frecuencia.

- ♣ Hossein Lotfi, Amin Khodaei, “Static Hybrid AC/DC Microgrid Planning” *2016 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, pp. 1-5, Sept. 2016, [7].

Este trabajo trata sobre las redes débiles y el control de ellas para poder mantener las cantidades lo más cercano a los valores nominales posible. Este trabajo señala que muchos, en la comunidad científica internacional, creen que las microredes son una promesa debido a las cualidades que éstas poseen. Además, este trabajo señala que futuras microredes eventualmente podrían ser duales, teniendo energía eléctrica alterna tanto como la continua. El estudio está centrado en una red híbrida con generación distribuida alimentando el bus alterno y el bus continuo de energía. Esto lleva a que fuentes de energías continuas, como paneles solares no requieran de inversión para alimentar el bus *dc* y sólo requiera de inversión para alimentar el bus *ac*. Lo mismo para fuentes de energía alterna como la energía eólica que debe ser acondicionada apropiadamente en cada caso. En la modelación de la carga se usa la probabilidad promedio de la medición del consumo, generando una curva capaz de representar la carga real. Para realizar una entrega óptima de energía y disminuir los costos de operación se representa el costo de inversión, el costo de operación y el costo de confiabilidad. Posteriormente se realiza un análisis numérico para obtener el costo total de la instalación de la microred.

1.2.2 Sistemas de Sincronización con la red

Los algoritmos de sincronización son claves en el uso de convertidores estáticos ya que permiten generar variables internas en fase con las sensadas y también permiten mantener una tasa determinada de muestreo, como ejemplo tener N muestras por periodo. Es así como en esta sección

se estudian referencias concernientes a sistemas de sincronización.

- ♣ Marcelo A. Pérez, José R. Espinoza, Luis A. Morán, Miguel A. Torres, and Ernesto A. Araya, “A Robust Phase-Locked Loop Algorithm to Synchronize Static-Power Converters With Polluted AC Systems” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no 5, pp. 2185-2192, May. 2008, [8].

Este trabajo presenta un algoritmo de sincronización pensando especialmente para convertidores estáticos, por lo que se emplea un algoritmo simple que tome poco tiempo de cómputo y que dé como resultado variables internas en fase con las variables externas. El algoritmo expresado consiste en un PLL monofásico el cual para su correcto funcionamiento requiere de un filtro pasabajos, es por ello que se estudia un filtro de ventana rectangular el cual permite eliminar totalmente ciertos armónicos. Como es sabido, los sincronizadores monofásicos tienen una fuerte presencia de segundo armónico (tercero en el lado alterno), por lo que es importante tener algún tipo de filtro que permita la reducción de ese armónico. Como el filtro de ventana rectangular elimina totalmente ciertos armónicos, este puede ser sintonizado para eliminar el segundo armónico presente en el PLL y mejorar el control del mismo. Por su parte este filtro –como cualquier filtro– genera que las variables sean más lentas, lo cual le da robustez al sistema, pero al mismo tiempo no es capaz de reaccionar a rápidos cambios de frecuencia, tomándole alrededor de un ciclo en llegar a estado estacionario. Este paper además introduce el concepto de usar N muestras por periodo, lo que fija la resolución de las variables discretizadas alternas, independiente de la frecuencia a la cual se encuentre trabajando.

- ♣ Ignacio Carugati, Sebastian Maestri, Patricio G. Donato, Daniel Carrica, and Mario Benedetti, “Variable Sampling Period Filter PLL for Distorted Three-Phase Systems” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no 1, pp. 321-330, Jan. 2012, [13].

Este trabajo presenta un control muy similar al anterior, sin embargo utiliza una fuente de sincronización trifásica balanceada, esto le da una tremenda ventaja al PLL, ya que no posee el segundo armónico que tiene el PLL monofásico, y por lo tanto no requiere –teóricamente– del filtro que es obligatorio en el caso anterior. Sin embargo, tiene otros problemas como estar sujeto a posibles desbalances lo que hace que el PLL no funcione apropiadamente. Sin embargo, debido a que la mayoría de las señales sensadas están sujetas a ruido, este trabajo propone usar nuevamente el filtro de ventana rectangular, y para aumentar el margen de fase proponen un control con doble cero lo que mejora la comportamiento total del PLL, las simulaciones posteriores muestran el buen

comportamiento del PLL para señales altamente ruidosas. A igual que el caso anterior, este PLL asegura una tasa constante de muestras por periodo, lo que lleva a una resolución fija de las variables con las cuales el control necesita sincronismo.

- ♣ Jon Are Suul, Kjell Ljøkeløy, Tore Undeland, “Design, Tuning and Testing of a Flexible PLL for Grid Synchronization of Three-Phase Power Converters” in *Con. Rec. IEEE EPE'09*, pp 1-10, Oct. 2009, [14].

Este trabajo implementa un sistema de sincronización trifásico, añadiendo un método más complejo con el objetivo de lograr un algoritmo más robusto ante cambios en el voltaje de sincronización. Esto se hace a través de una normalización de la señal, que permite obtener la secuencia positiva para la sincronización. Sin embargo, deben emplear distintos filtros que mitiguen el ruido presente en las señales, los cuales son abordados como parte del estudio. La complejidad del algoritmo resultante es sumamente alta, requiere de funciones que son pesadas para ser calculadas en línea, por lo mismo la implementación se realiza en una tarjeta de programación paralela FPGA, pudiendo paralelizar varios procesos y acelerar el tiempo de cómputo de funciones radicales y trigonométricas necesarias en el algoritmo expuesto. Si bien el algoritmo resultante es robusto, con excelentes resultados desde el punto de vista de la sincronización, este revisor cree que es un algoritmo poco útil, ya que es tanta la complejidad del mismo que requiere una cantidad de cómputo que no se puede realizar en tarjetas digitales más sencillas lo que limita la aplicabilidad del algoritmo.

- ♣ K. Young, and R.A. Dougal “SRF-PLL with Dynamic Center Frequency for Improved Phase Detection” in *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, pp 212 - 216, June, 2009, [16].

En este trabajo se resalta la detección de fase en redes débiles, basándose en un PLL mejorado para casos en que se esperan significantes variaciones en la frecuencia, teniéndose buena dinámica del PLL. También se hace un especial énfasis en mostrar las aplicaciones de este tipo de sincronizador, siendo la principal redes débiles o microredes que pueden experimentar grandes variaciones en sus parámetros. En este trabajo en particular se habla de variaciones de frecuencia que superan un 30% desde su valor nominal en forma dinámica, lo que hace imprescindible un buen sincronizador y control apropiado en caso de algún convertidor que se conecte a dicha red. Las mayores variaciones en las cantidades eléctricas ocurren en redes de bajo poder de cortocircuito, llamadas también micro-redes o redes débiles. Al inyectar la energía a la red eléctrica el control del inversor necesariamente debe estar bien sincronizado, puesto que si no es así podría ocasionar daños en la estructura del mismo y en sus componentes. Sin embargo, debido a la rapidez exigida, el

rechazo al ruido es menor, lo que puede a su vez llevar a problemas de filtraje de éste, obteniendo variables oscilatorias en todo momento, lo que obliga a disminuir el ancho de banda del controlador del sincronizador. Para corroborar los aspectos matemáticos, al final se muestran resultados experimentales de lo obtenido, con una satisfactoria experimentación considerando un equipo de generación e inversión para inyectar la energía a la red. Los sistemas débiles tienden a tener grandes variaciones de frecuencia en régimen transiente, los que pueden llegar a ser de más de un 30% respecto de la fundamental.

1.2.3 Control Lineal

Los controladores lineales son los más utilizados, principalmente debido a su simple implementación y además a que tienden a ser muy robustos y fáciles de modificar en caso que la planta cambie sus parámetros o comportamiento. Es por ello que en esta parte se estudian un par de controladores discretos, entre ellos los asociados desacopladores estáticos y control resonante.

- ♣ Javier Muñoz, Jose Espinoza “Design of a Discrete-Time Linear Control Scheme for a Modular UPQC”, in *Con. Rec. IEEE ISIE'10*, pp. 2563-2568, Jul. 2010, [16].

Este trabajo aplica un control lineal a una configuración particular de convertidores estáticos en cascada los que permiten disminuir la distorsión armónica total y a su vez trabajar con semiconductores más relajados (menos corriente o menos tensión) y además permite la modularidad para que en caso de falla sólo se quite el módulo con desperfecto. El trabajo muestra un desarrollo matemático completo con el fin de encontrar un modelo no lineal el cual se linealiza a través de la aproximación de Taylor, encontrando la discretización del sistema. Posteriormente se propone un control lineal SISO, sin embargo y debido a que el sistema es MIMO y además muy acoplado, se deben usar desacopladores, en este caso los desacopladores son encontrados a partir de la modelación previamente hecha y en un punto de operación particular. Esto tiene ventajas y desventajas vinculantes. Respecto de las ventajas, los desacopladores son fáciles de obtener e implementar, ocupando un pequeño tiempo de cómputo. Respecto de las desventajas, estos desacopladores son calculados en un punto de operación particular, lo que no permite una gran movilidad de la variable, siendo poco robustos en toda la región de operación del sistema.

- ♣ Janeth Alcalá, Víctor Cárdenas, Emanuel Rosas and Ciro Núñez, “Control System Design for Bi-directional Power Transfer in Single-Phase Back-to-Back Converter Based on the Linear Operating Region” in *Con. Rec. IEEE APEC'10*, pp. 1651-1658, Feb. 2010, [18].

Este trabajo presenta un estudio de la región de operación del convertidor estático en funcion

de las limitaciones inherentes que este posee, que se reducen a una sobremodulación o a un voltaje máximo de salida debido a las no linealidades del sistema. Una vez conocida la región de operación se propone un control lineal bastante sencillo en ejes rotatorios con un desacoplador dinámico para rechazar los componentes de acople propios del modelo. Si bien esta técnica de control es sencilla, al mismo tiempo tiene una aceptable respuesta, logrando cero error en estado estacionario. Se puede comparar los resultados obtenidos con otras técnicas de control, como lo son técnicas no lineales predictivas o basadas en realimentación de variables de estados, entradas y perturbaciones, con menor calidad en la respuesta, pero al mismo tiempo el control propuesto en este paper es sencillo y requiere de muy poca capacidad de cómputo. Los resultados finales, tanto simulados como experimentales muestran el buen comportamiento del control aunque es posible ver que el desacoplador propuesto no desacopla del todo los controladores en ejes rotatorios, teniendo problemas al tratar de trabajar el sistema más allá de la región de operación antes encontrada.

- ♣ R. Cárdenas, E. Espina, J. Clare, P. Wheeler “Self-Tuning Resonant Control of a Seven-Leg Back-to-Back Converter for Interfacing Variable-Speed Generators to Four-Wire Loads” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 62, no 7, pp. 4618–4629, Jul. 2015, [24].

Este trabajo consta de un convertidor fuente de voltaje back to back que contiene cuatro piernas en el lado que se conecta a la red y tres piernas al lado que se conecta a un motor de inducción, el cual alimenta una máquina. Esta configuración está hecha considerando una frecuencia variable, por lo que se modifica el control en función de ella. El algoritmo final utilizado es en base a control resonante con dos polos sobre el círculo unitario y dos ceros dentro del círculo unitario para lograr un sistema estable a entrada sinusoidal atrayendo las ramas dentro del rango estable. Cabe destacar que debido a que tiene cuatro piernas uno de los lados, este permite trabajar en un sistema desbalanceado. Si bien ambos controladores de corriente son hechos en base a un control resonante, la regulación del voltaje de enlace es en base a un control lineal estándar basado en un PI, al cual se le agrega información del generador y la red eléctrica. Este trabajo muestra que la planta puede ser simbolizada simplemente como una de primer orden, donde el polo está ubicado en $-R/L$, por lo que la estabilidad está muy atada a la posición de los ceros del sistema, los cuales se encargan sólo de estabilidad, donde estos tienen un radio, respecto al origen, estrictamente menor al unitario.

1.2.4 Control No Lineal

Algoritmos no lineales de control han sido ampliamente utilizados en convertidores estáticos, debido principalmente a que los convertidores tienen un comportamiento no lineal y acoplado. De

entre los convertidores no lineales, quizás los más reconocidos sean aquellos basados en linealización exacta y control predictivo. Ambas alternativas utilizan el modelo del convertidor para entregar la mejor entrada y lograr seguir una referencia impuesta. De entre los algoritmos predictivos se reconocen, control deadbeat, control predictivo basado en modelo y control predictivo de estados finitos. El objetivo de estudio de estos controladores es su posterior adaptación en un ambiente de frecuencia variable en caso de requerirlo.

- ♣ Pedro E. Melín, José R. Espinoza, Luis A. Morán, José R. Rodríguez, Victor M. Cardenas, Carlos R. Baier, and Javier A. Muñoz “Analysis, Design and Control of a Unified Power-Quality Conditioner Based on a Current-Source Topology” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no 4, pp. 1727–1736, Oct. 2012, [25].

Este trabajo embarga varios aspectos importantes del entorno a los convertidores estáticos, esto es diseño de componentes, y control del mismo. El paper está focalizado a un UPQC para regular tensión y compensar reactivos. Para ello, primero se realiza una modelación del sistema mismo, contando con dos convertidores uno conectado a través de un filtro de primer orden y otro conectado a un filtro de segundo orden, con un total de siete variables de estado. El primer punto a tratar es el diseño de los componentes tanto para el filtro de primer orden como para el filtro de segundo orden, donde se busca tener una mínima impedancia para la frecuencia fundamental, pero al mismo tiempo mitigar lo máximo el ruido de conmutación. Posterior a ellos se trata el control del convertidor estático, en el cual se emplea una técnica de linealización exacta para que el sistema se comporte como un sistema lineal y aplicar técnicas lineales de diseño en los controladores, los resultados posteriores muestran el excelente comportamiento del algoritmo de control, el cual al estar basado en el modelo es capaz de rechazar los cambios en las perturbaciones y desacoplar el comportamiento de las variables.

- ♣ Wensheng Song, Junpeng Ma, Liang Zhou, Xiaoyun Feng, “Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Active Rectifier” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no 1, pp. 721–732, Feb. 2016, [20].

Este trabajo presenta un algoritmo de control basado en control predictivo en ejes rotatorios para un convertidor fuente de voltaje monofásico. En éste se presenta el cálculo de la potencia para la posterior realización del control. Una vez calculada la potencia se usa esta ecuación para encontrar las entradas que requiere el convertidor con el objetivo de lograr la potencia requerida. Para el control externo de voltaje, se usa un control lineal proporcional integral el cual fija la

potencia activa requerida, por otro lado se impone un factor de potencia unitario lo que implica potencia reactiva igual a cero. Con las potencias de referencias dadas, se discretizan las ecuaciones dinámicas encontradas con lo que se puede implementar en un dispositivo digital el algoritmo encontrado. Finalmente, para sintetizar el voltaje encontrado, usa la técnica de vectores espaciales monofásica para el convertidor Neutral Point Campled utilizado los resultados muestran una buena respuesta dinámica, con rápidos transientes –típico de control predictivo deadbeat- y con buena respuesta en estado estacionario a pesar de que el filtro dc debe ser diseñado para mitigar el segundo armónico que es característico de convertidores monofásicos.

- ♣ Luca Tarisciotti, Pericle Zanchetta, Alan Watson, Jon C. Clare, Marco Degano, and Stefano Bifaretti “Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Active Rectifier” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no 2, pp. 1610–1620, Apr. 2015, [26].

Este trabajo presente un desarrollo matemático para el control de un convertidor estático utilizando tres métodos distintos, los métodos estudiados son control lineal, control deadbeat, control predictivo, y control predictivo modulado. Cabe destacar que todos los resultados mostrados son buenos, incluso pudiéndose decir que controladores PI bien sintonizados tienen excelente respuesta, además de considerablemente más suaves debido a la dinámica del control, el control predictivo por su parte tiene su característica intrínseca que es la rapidez, en los gráficos se puede ver como la rapidez de los algoritmos predictivos es mejor que la del resto, logrando una excelente respuesta dinámica. Otro aspecto que destaca el paper es que cuando se usan técnicas no moduladas, como el control predictivo de estados finitos la dispersión en la respuesta armónica es considerable, pero al usar alguna técnica de modulación como PWM o espacios vectoriales, las armónicas están claramente concentradas en ciertos puntos del espectro lo que facilita entre otras cosas el diseño de los filtros. Para todos los casos se presentan resultados tanto de simulación como experimentales, los que validan el desarrollo matemático realizado.

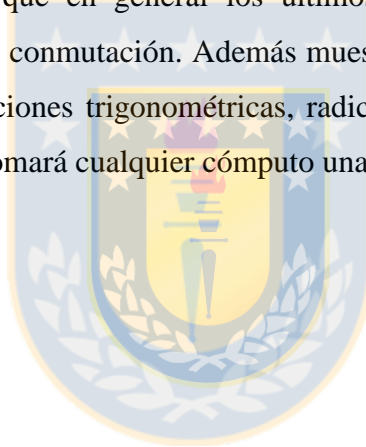
1.2.5 Tiempo de Cómputo e Implementación en Tarjeta Digital

El tiempo de cómputo es importante en tarjetas digitales, en especial cuando se desea cambiar este tiempo dentro del cual se debe calcular todo el algoritmo de control y sincronización, por ello se deben ver las características de las tarjetas digitales para corroborar si es posible subir mucho la frecuencia de muestreo lo que significa reducir mucho el tiempo de muestreo.

- ♣ Marian P. Kazmierkowski, Marek Jasinski, and Grzegorz Wrona “DSP-Based Control of

Grid-Connected Power Converters Operating Under Grid Distortions” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no 2, pp. 204–211, May. 2011, [27].

Este trabajo muestra un control de convertidor estático trifásico que une distintas fuentes de generación, e inyecta esta energía a la red alterna. El control propuesto es bastante sencillo y se basa de controladores lineales PI en ejes rotatorios y después el resultado es pasado a ejes estacionarios $\alpha\beta$ para ser sintetizados por una modulación de vectores espaciales decidiendo finalmente el estado de los interruptores en función del tiempo. Lo importante de este paper es que se concentra en la implementación de la estrategia de control en un procesador digital DSP TMS320F28335. También muestra cómo sintetizar la técnica de vectores espaciales utilizando los módulos de modulación por ancho de pulso que trae la DSP. También da datos relevantes en cuanto a la programación, puesto que al usar la librería *fastRTS* permite que el cómputo se haga mucho más rápido sin perder resolución de las variables, ya que en general los últimos dígitos de los números tienden a representar ruido de medición y/o conmutación. Además muestra cuanto tiempo se toma en realizar una multiplicación, división, funciones trigonométricas, radicales y magnitud, pudiendo tener una buena base para saber cuánto se tomará cualquier cómputo una vez que está listo el algoritmo.



1.3. Hipótesis de Trabajo

Las hipótesis del trabajo son:

- Es posible implementar sincronizadores digitales capaces de trabajar en un ambiente de frecuencia y voltaje variable, no necesariamente balanceado en amplitud.
- Es posible modelar convertidores estáticos en ejes $dq0$ que se conecten a redes débiles y desarrollar estrategias de control capaces de lidiar con los cambios en la misma.
- Es posible desarrollar controladores que trabajen con una resolución fija para mantener la calidad de la forma de onda independiente de la frecuencia de la red.
- Es posible implementar sistemas de control para convertidores estáticos que trabajen en sistemas conectados a la red eléctrica de frecuencia variable y extender el rango estable de operación.
- Es posible implementar en prototipo los algoritmos de sincronización y control y estrategias de control propuestos con las tecnologías digitales disponibles en la actualidad y bajo las condiciones antes descritas.



1.4. Objetivos

1.4.1 Objetivo General

Estudiar la sincronización, comportamiento y control de convertidores estáticos en redes débiles para variaciones de frecuencia y de voltaje, aplicando controladores que trabajen en ejes estacionarios y rotatorios.

1.4.2 Objetivos Específicos

- Realizar un estudio de sincronizadores capaces de trabajar en un amplio rango de frecuencia.
- Realizar sincronizadores que puedan trabajar con voltajes variables y desbalanceados en amplitud.
- Hacer un estudio teórico de los convertidores, utilizando una transformada $dq0$ para frecuencias variables juntamente con una estrategia de control apropiada para este caso.
- Desarrollar controladores que trabajen con resolución fija, es decir tengan un número entero de muestras por periodo.
- Desarrollar controladores que cuenten con el inciso anterior y trabajen en ejes fijos, ya sea $\alpha\beta$ o directamente en abc .
- Implementar en prototipo los algoritmos de sincronización y controlantes antes mencionados bajo consideraciones de redes débiles, es decir voltaje y frecuencia no constantes.

1.5. Alcances y Limitaciones

- Los switches y componentes serán considerados como ideales para la modelación del convertidor.
- Los sincronizadores a estudiar serán para redes monofásicas y trifásicas.
- El control en simulación se realizará en forma discreta para hacer más reales los resultados de simulación.
- Los sistemas trifásicos se considerarán balanceado al igual que las cargas para el caso de convertidores estáticos.
- Los sistemas trifásicos no balanceados serán considerados con un ángulo constante entre fases de 120° .



1.6. Temario y Metodología

1.6.1 Temario

El desarrollo de esta tesis cuenta con una introducción, donde se plantean las motivaciones y condiciones de contorno de la problemática a abordar, la cual principalmente busca soluciones a variaciones de frecuencias en equipos basados en convertidores estáticos pasando por las distintas instancias de estudio necesarias.

En el Primer Capítulo se realiza una pequeña introducción del tema a tratar incorporando una revisión bibliográfica que permita darle sustento teórico a lo planteado.

En el Segundo Capítulo se hace un breve introducción a sistemas de sincronización y los principales algoritmos asociados para contar con una señal sinusoidal interna en sincronía con la externa y de esta forma realizar un apropiado control, o bien controlar la cantidad de muestras que se tienen en un periodo para no disminuir/aumentar la resolución de las señales sinusoidales discretas que se estudian en función del aumento/disminución de la frecuencia.

En el Tercer Capítulo se estudia la modelación de los convertidores estáticos a utilizar, esto para ser usados en técnicas que están basadas en el modelo o bien para extender la modelación a frecuencia variable.

En el Cuarto Capítulo se muestran técnicas de control lineales considerando la frecuencia variable, principalmente se abordan dos estrategias basadas en control resonante, una para sistemas balanceados y otra para sistemas desbalanceados.

En el Quinto Capítulo se presentan técnicas de control no lineales adaptadas para trabajar en un ambiente de frecuencia variable, los controladores a estudiar son los asociados al control predictivo basado en modelo para sistemas balanceados y desbalanceados.

En el Sexto Capítulo se muestran los principales resultados de la implementación de los controladores antes enunciados, mostrando los desafíos de usar tarjetas digitales comerciales y sus tiempos de cómputos que son cruciales en un ambiente de frecuencia variable.

Finalmente se muestran las conclusiones globales, las referencias utilizadas y los trabajos futuros que quedarán para ser desarrollados con posterioridad.

1.6.2 Metodología

La metodología para el desarrollo de la presente tesis se divide en las siguientes etapas:

- ✦ Búsqueda de bibliografía mayoritariamente en IEEEExplore y leyes actuales para conocer el estado del arte en sincronizadores, modelación de convertidores y variaciones de frecuencias.
- ✦ Extender la teoría de la Transformada $dq0$ para sistemas de frecuencia de red variable y cómo ésta debe ser aplicada a variables alternas.
- ✦ Modelar utilizando leyes de voltaje y corriente rectificadores modulados donde la frecuencia de red es variable que implica la transformada $dq0$ para frecuencia variable.
- ✦ Estudiar estrategias de control lineales y no-lineales para sistemas multi-variables y no-lineales.
- ✦ Implementar un rectificador de laboratorio y comprobar los resultados teóricos y de simulación experimentalmente.



Capítulo 2. Algoritmos de Sincronización

2.1. Introducción

El uso de la energía eléctrica alterna se ha masificado, pero debido a su carácter oscilatorio es importante conocer la fase actual de las cantidades para evitar problemas de cortocircuito, al conectar equipos con una fase errada, o generar desfase voltaje-corriente, lo que puede disminuir el factor de potencia. Para estos casos existen sincronizadores con la red que permiten conocer en línea la fase y por ende evitar problemas asociados.

Otro caso en los cuales se usa sincronizadores es cuando se desea muestrear una señal sinusoidal, donde un requerimiento puede ser la resolución de la señal, que permita mantener una cantidad fija de muestras por periodo. Esto hace que el sincronizador modifique el tiempo de muestreo con el fin de obtener siempre una cantidad fija de muestras por periodo.

2.2. Filtros Digitales

Los filtros son de gran relevancia para el sensado de variables y particularmente los algoritmos de sincronización, que con el objetivo mantener una fase lo más cercana a la red busca eliminar el ruido sensado. Existen distintos tipos de filtros, entre ellos están los continuos discretos y de distintos órdenes. En esta parte se estudian tres filtros discretos que se utilizan a lo largo de este trabajo en los algoritmos de control diseñados con posterioridad.

A. *Filtro de Primer Orden*

Un filtro muy sencillo de implementar y que permite eliminar de muy buena forma ruido de alta frecuencia es el filtro de primer orden. La función de transferencia del filtro discreto es simple, donde se asegura tener una ganancia total en estado estacionario unitaria con una cierta frecuencia de corte f_c tal que:

$$h_{LPF}(z) = \frac{1 - \exp(-2\pi f_c T_s)}{1 - z^{-1} \exp(-2\pi f_c T_s)} = \frac{y_f(z)}{y(z)}, \quad (2.1)$$

donde: y_f es la señal filtrada, y la señal original, T_s el tiempo de muestreo y z^{-1} representa un tiempo de muestreo de retardo.

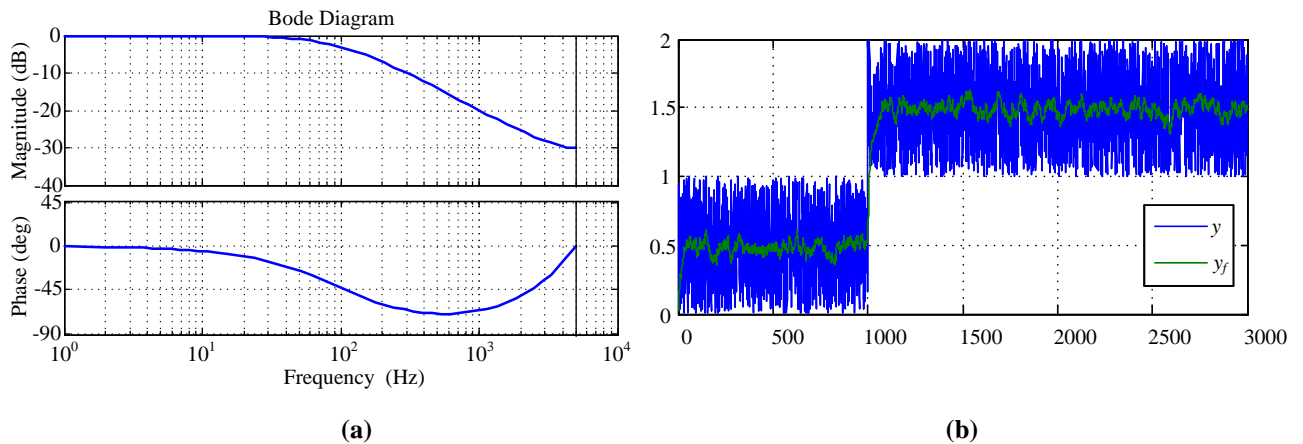


Fig. 2.1. Respuesta en frecuencia filtro primero orden.

(a) Diagrama de Bode, (b) respuesta temporal.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 2.1 muestra la respuesta en frecuencia y respuesta temporal del filtro de primer orden, donde es posible apreciar la atenuación para frecuencias mayores, logrando obtener una media con una menor cantidad de ruido.

La implementación discreta de este filtro es también sencilla y dada por la ecuación:

$$y_f(k) = \exp(-2\pi f_c T_s) y_f(k-1) + (1 - \exp(-2\pi f_c T_s)) y(k), \quad (2.2)$$

donde se destaca que $\exp(-2\pi f_c T_s)$ y $(1 - \exp(-2\pi f_c T_s))$ son constantes del filtro que no requieren ser calculadas en línea por la tarjeta digital.

B. Filtro de Segundo Orden

Para una mayor atenuación a frecuencias altas se puede utilizar un filtro de segundo orden. Pero con el objetivo de minimizar el tiempo de cómputo y hacer la implementación más sencilla se escoge un filtro similar al presentado en (2.1), cuya función de transferencia está dada simplemente por:

$$h_{LPF}(z) = \frac{[1 - \exp(-2\pi f_c T_s)]^2}{[1 - z^{-1} \exp(-2\pi f_c T_s)]^2} = \frac{y_f(z)}{y(z)}. \quad (2.3)$$

La Fig. 2.2 muestra la respuesta en frecuencia y en el tiempo del filtro de segundo orden, donde es claro que el ruido de alta frecuencia ha disminuido notablemente respecto de Fig. 2.1, lo que es aún más claro al observar la atenuación en el diagrama de bode. Sin embargo, el desfase producido en la señal es mayor a frecuencias mayores, resultado típico de filtros de orden superior.

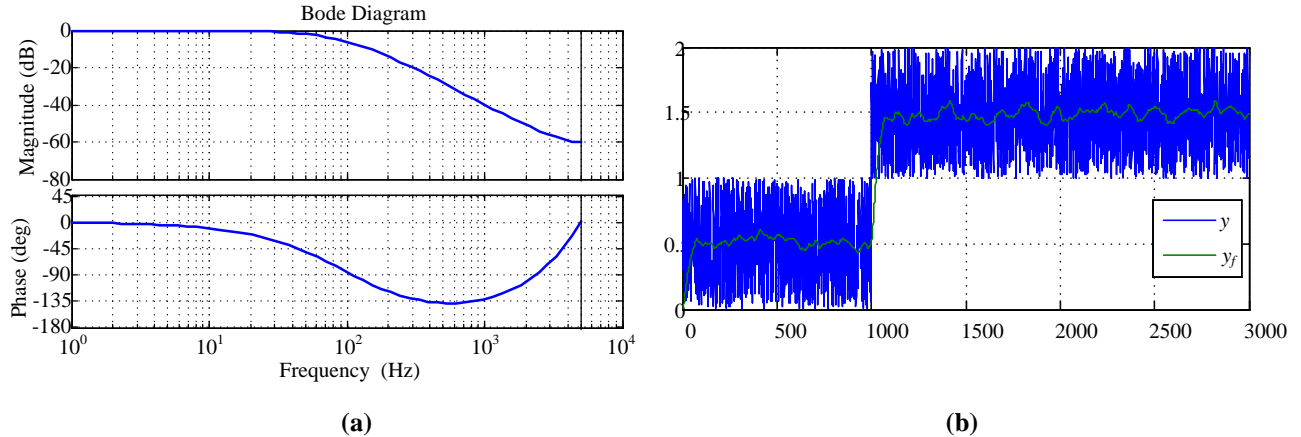


Fig. 2.2. Respuesta en frecuencia filtro segundo orden.

(a) Diagrama de Bode, (b) respuesta temporal.

*Fuente: Elaboración propia

La ecuación que describe este filtro en el plano de tiempo discreto se implementa con la siguiente ecuación:

$$y_f(k) = 2 \exp(-2\pi f_c T_s) y_f(k-1) + \exp(-4\pi f_c T_s) y_f(k-2) + (1 - \exp(-2\pi f_c T_s))^2 y(k), \quad (2.4)$$

donde se destaca que $2 \exp(-2\pi f_c T_s)$, $\exp(-4\pi f_c T_s)$ y $(1 - \exp(-2\pi f_c T_s))^2$ son constantes del filtro que no requieren ser calculadas en línea por la tarjeta digital.

C. Filtro de Ventana Rectangular

Otro filtro muy utilizado es el filtro de ventana rectangular el cual toma el promedio de las últimas N_f muestras, así la ecuación básica que representa el filtro es:

$$y_f(k) = \frac{1}{N_f} \sum_{m=k-N_f+1}^k y(m), \quad (2.5)$$

donde la implementación discreta es de la forma:

$$y_f(k) = y_f(k-1) + \frac{1}{N_f} [y(k) - y(k-N_f)]. \quad (2.6)$$

La función de transferencia de este filtro, puede ser encontrada desde (2.6), llegando a:

$$h_{LPF}(z) = \frac{1}{N_f} \frac{1-z^{-N_f}}{1-z^{-1}} = \frac{y_f(z)}{y(z)} \quad (2.7)$$

Es importante notar que este filtro tiene ganancia unitaria para entrada escalón, lo que se demuestra utilizando L'Hopital:

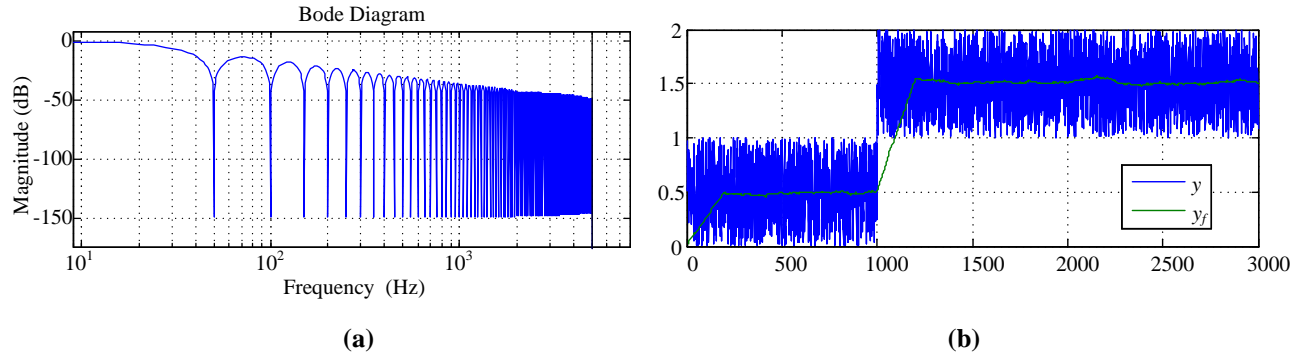


Fig. 2.3. Respuesta en frecuencia ventana rectangular.

(a) Diagrama de Bode, (b) respuesta temporal.

*Fuente: Elaboración propia

$$Gain = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) h_{LPF}(z) \frac{1}{1 - z^{-1}} = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{1}{N_f} \frac{1 - z^{-N_f}}{1 - z^{-1}} \stackrel{L'H}{=} \lim_{x \rightarrow 1} \frac{1}{N_f} \frac{N_f z^{-N_f - 1}}{z^{-2}} = 1 \quad (2.8)$$

Debido a que este filtro es el promedio de las últimas N_f , cualquier sinusoidal que contenga un número entero de periodos dentro de la ventana de ancho N_f será totalmente eliminada, lo que es un significativo resultado que puede ser empleado para eliminar armónicos no deseados.

La Fig. 2.3 muestra la respuesta en frecuencia del filtro propuesto, donde es posible apreciar

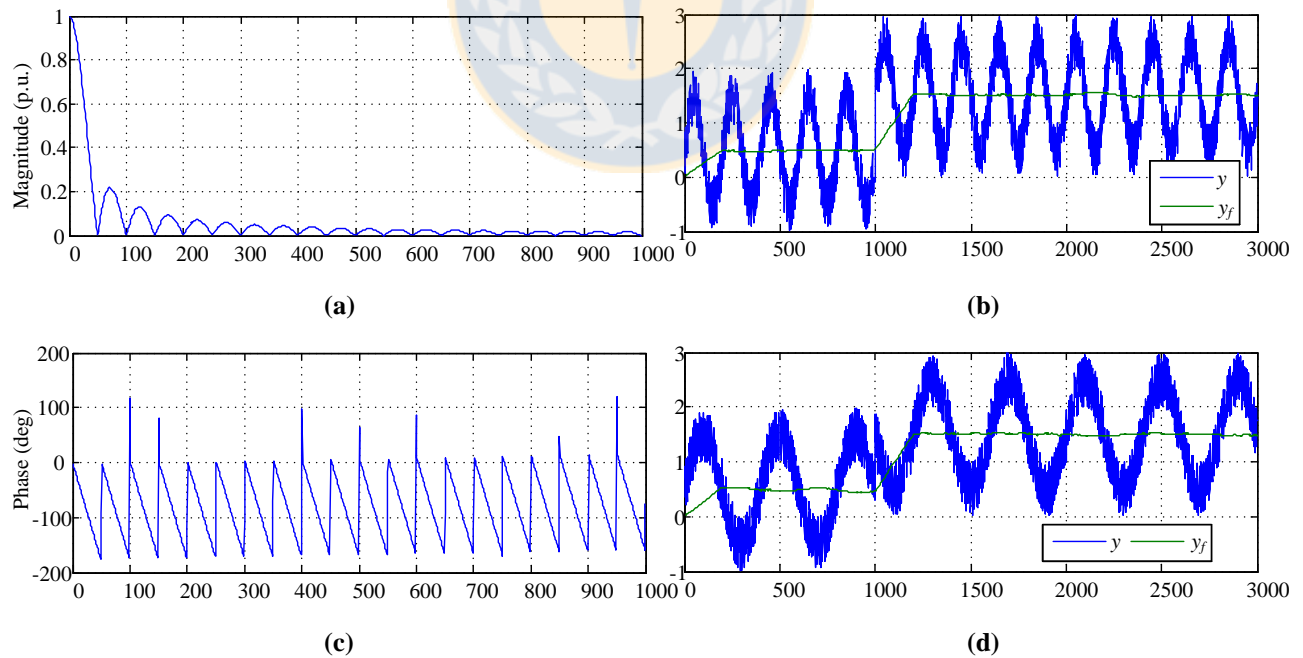


Fig. 2.4. Respuesta en frecuencia ventana rectangular.

(a) Amplitud respuesta en frecuencia, (b) respuesta temporal incluyendo armónico, (c) ángulo de respuesta en frecuencia, (d) respuesta temporal incluyendo armónico.

*Fuente: Elaboración propia

que ciertas frecuencias son eliminadas totalmente, las que –como se mencionó anteriormente- son todas aquellas que tenga una cantidad entera de periodos dentro de la ventana de largo $N_f = 200$. Por otra parte, también se puede apreciar que la dinámica de este filtro es igual al ancho de la ventana, siendo el tiempo en llegar a estado estacionario igual a $N_f T_s$, con $T_s = 100 \times 10^{-6}$.

Para hacer más grafica la eliminación de ciertos armónicos, en la Fig. 2.4 se muestra la respuesta en frecuencia en escala lineal y la misma entrada antes incluida, pero considerando una significativa armónica de 25Hz, Fig. 2.4 (b) y una de 50 Hz en Fig. 2.4 (d), con $N_f = 200$. Como estas armónicas poseen un número entero de periodo dentro de la ventana, entonces son eliminadas completamente tal como se aprecia en los gráficos de la Fig. 2.4.

2.3. Sincronizador Monofásico

Sincronizadores monofásico son utilizados debido a que poseen ciertas ventajas, una de ellas es que no necesita sensado en todas las fases y otra es que es inmune a los desbalances en la señal de sincronización en caso de ser trifásica.

A. Base Matemática

Al igual que el caso de los filtros, este sincronizador se estudiará en el plano discreto, pero considerando que la variable externa es continua, la cual será definida como:

$$u_g(t) = U_g \sin(\theta_g(t)), \quad (2.9)$$

donde:

$$\theta_g(t) = \int_0^t 2\pi f_g(\tau) d\tau, \quad (2.10)$$

siendo $f_g(t)$ la frecuencia actual del sistema en función del tiempo y $\theta_g(t)$ la posición angular de la sinusoidal en función del tiempo.

Por otro lado, se define una variable interna discreta que se espera esté en sincronía con la variable externa, es decir que el ángulo de la señal interna siga el ángulo de la señal externa, con la señal interna definirá como:

$$u_i(k) = \cosine(n_0(k)), \quad (2.11)$$

donde $n_0(k)$ es un número entero que pertenece a $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ y N la cantidad de muestras por periodos y que cada tiempo de muestreo se actualiza el valor de n_0 tal que:

$$n_0(k) = n_0(k-1) + 1, \quad (2.12)$$

con $n_0(0) = 0$.

Por su parte, la función “cosine” es un vector de largo N formado inicialmente de manera “off-line” a partir de un “ciclo for” con las siguientes características (Fig. 2.5):

$$\text{cosine}(m) = \cos\left(\frac{2\pi}{N}m\right), \quad m \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}. \quad (2.13)$$

Al multiplicar la variable externa (2.9) con la variable interna (2.11) se tiene el siguiente resultado:

$$u(k) = u_g(t)u_i(k) = (1/2)U_g \left\{ \sin(\theta_g(t) + 2\pi n_0(k)/N) + \sin(\theta_g(t) - 2\pi n_0(k)/N) \right\}. \quad (2.14)$$

Si el ángulo interno $2\pi n_0(k)/N$ sea igual al ángulo de la señal externa $\theta_g(t) + 2m\pi$ con $m \in \mathbb{Z}$, la variable interna estará sincronizada con la variable externa, sin embargo de (2.14) se puede ver que existirá una segunda armónica. La segunda armónica puede ser eliminada totalmente considerando un filtro de ventana rectangular (Sección 2.2.C) con un largo de ventana $N_f = N/2$, (2.5).

Si $2\pi n_0(k)/N = \theta_g(t) + 2m\pi$ con $m \in \mathbb{Z}$ y además el segundo armónico es sido eliminado por el filtro de ventana rectangular, lleva a que la salida filtrada tenga un valor cercano a cero, $u_f(k) \approx 0$, con u_f representando u filtrado.

B. Algoritmo de Control Discreto para Sincronizador Monofásico

Para asegurar una apropiada sincronización, se debe cerrar el lazo del algoritmo sincronizador con un controlador que asegure $u_f \rightarrow 0$. Se ha demostrado en la literatura, [8], [22], que esto puede lograrse con controladores sencillos como lo es un controlador PI, cuya función de transferencia está dada por:

$$h_{c,PLL}(z) = \frac{k_{c,0} + k_{c,1}z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{u_f(z)}{u(z)}, \quad (2.15)$$

con:

$$k_{c,0} = k_{c,PLL} \left(1 + \frac{T_s}{2T_{i,PLL}} \right), \quad (2.16)$$

$$k_{c,1} = k_{c,PLL} \left(-1 + \frac{T_s}{2T_{i,PLL}} \right), \quad (2.17)$$

siendo $k_{c,PLL}$ y $T_{i,PLL}$ las ganancias del controlador PI y T_s el tiempo de muestreo.

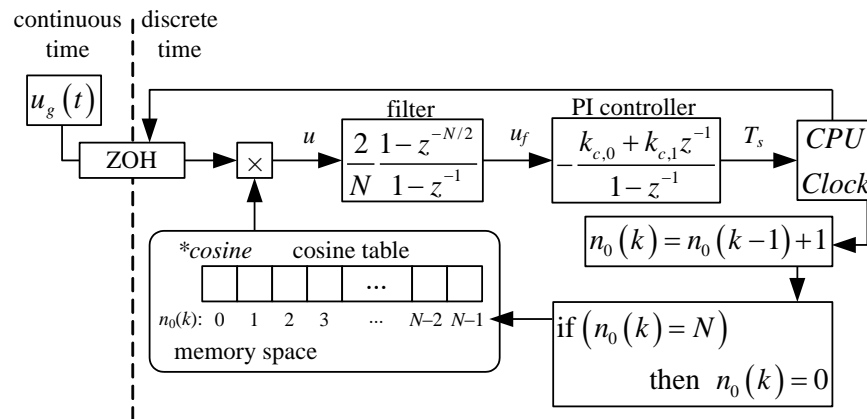


Fig. 2.5. Diagrama de bloques Sincronizador Monofásico.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 2.5 muestra el diagrama de bloques del sincronizador monofásico el cual modifica el tiempo de muestreo para lograr siempre tener las N muestras por periodo independiente de la frecuencia de la señal u_g .

En [8] y [28] se muestra el estudio de estabilidad para el sincronizador monofásico, donde es posible apreciar que usando un PI, el modelo linealizado del sincronizador es estable para un rango de ganancia $k_{c,PLL}$ en torno a un punto de operación. Por lo que es posible encontrar las ganancias $k_{c,PLL}$ y $T_{i,PLL}$ para lograr una respuesta estable del sincronizador monofásico.

TABLA 2.1. Parámetros del Sincronizador Monofásico.

Cantidad de Muestras por Periodo	Parámetros	Valor
$N = 24$	N_f (ancho del filtro de ventana rectangular)	12
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	7.5×10^{-4}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	12.5×10^{-3}
$N = 48$	N_f (ancho del filtro de ventana rectangular)	24
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	4.7×10^{-4}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	45.8×10^{-3}
$N = 204$	N_f (ancho del filtro de ventana rectangular)	102
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	8.8×10^{-5}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	8.8×10^{-3}

*Fuente: Elaboración propia

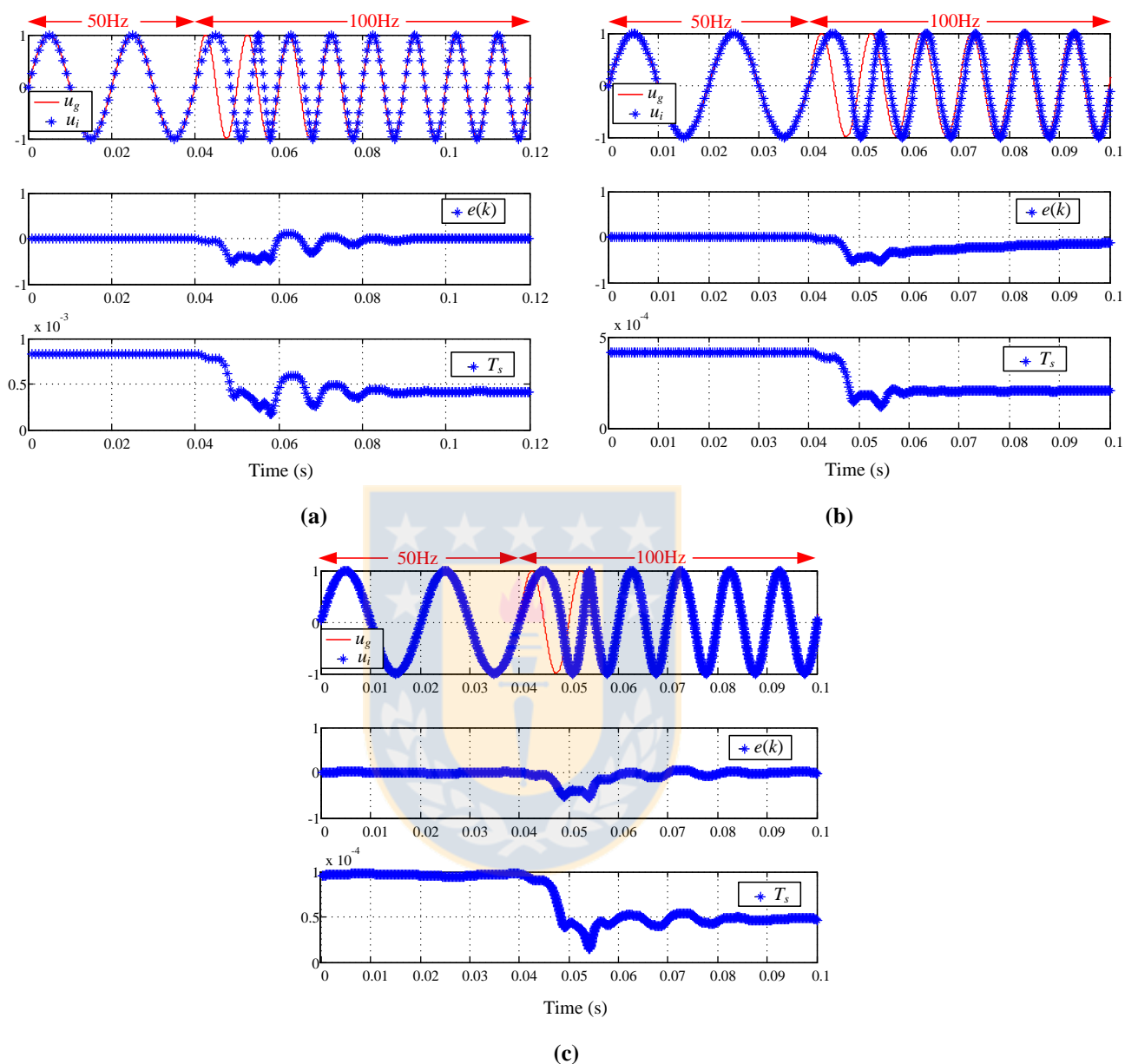


Fig. 2.6. Respuesta del Sincronizador Monofásico con:

(a) $N = 24$, (b) $N = 48$, (c) $N = 204$.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 2.6 muestra la respuesta del sincronizador monofásico con los parámetros que aparecen en la TABLA 2.1, donde es posible la sincronización ante un cambio de 50Hz a 100Hz. De los gráficos se desprende que el sincronizador se toma alrededor de cuatro periodos para lograr un error cercano a cero, es decir la señal externa y la señal interna están en sincronía.

2.4. Sincronizador Trifásico

El sincronizador trifásico es quizás de los más utilizados, teniendo varias ventajas respecto de su similar monofásico, especialmente respecto de los armónicos que éste presenta particularmente cuando las cantidades son balanceadas en amplitud y fase. El sincronizador aquí estudiado busca mantener N muestras por periodo independiente de la frecuencia, lo que implica un continuo cambio del tiempo de muestreo para adaptarse a las variaciones de la señal externa.

A. Base Matemática

Para explicar el funcionamiento de este sincronizador, se considerará –al igual que el caso monofásico– una variable externa y una variable interna, la variable externa estará dada por:

$$\mathbf{u}_g(t) = U_g \left[\sin(\theta_g(t)) \quad \sin(\theta_g(t) - 2\pi/3) \quad \sin(\theta_g(t) + 2\pi/3) \right]^T, \quad (2.18)$$

donde se puede apreciar que la variable externa considera las tres fases con misma amplitud y desfasada en 120° una respecto de la otra, considerando además que θ_g es definida por la integral de la frecuencia, (2.10). Cabe destacar que en este caso sólo se pueden sensor dos variables y la tercera se puede sacar utilizando la ecuación $\sin(\theta_g(t)) + \sin(\theta_g(t) - 2\pi/3) + \sin(\theta_g(t) + 2\pi/3) = 0$, evitando utilizar tres sensores y tres conversores ADC.

Al igual que la variable externa, la variable interna también es un vector, el cual será definido por la siguiente variable:

$$\mathbf{u}_i(k) = \left[\text{cosine}(n_0(k)) \quad \text{cosine}(n_{-2\pi/3}(k)) \quad \text{cosine}(n_{+2\pi/3}(k)) \right]^T, \quad (2.19)$$

donde $\text{cosine}(\cdot)$ es una tabla llenada fuera de línea que representa la discretización de la función coseno, como se mostró en (2.13) con $n_0(k)$, $n_{-2\pi/3}(k)$, $n_{+2\pi/3}(k)$ números enteros que están comprendidos en el siguiente conjunto $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ y N la cantidad de muestras por periodos. Cada tiempo de muestreo se actualizan los valores de n_0 , $n_{-2\pi/3}$ y $n_{+2\pi/3}$ tal que:

$$n_0(k) = n_0(k-1) + 1, \quad (2.20)$$

$$n_{-2\pi/3}(k) = n_{-2\pi/3}(k-1) + 1, \quad (2.21)$$

$$n_{+2\pi/3}(k) = n_{+2\pi/3}(k-1) + 1, \quad (2.22)$$

con $n_0(0) = 0$, $n_{-2\pi/3}(0) = 2N/3$, $n_{+2\pi/3}(0) = N/3$.

Es importante destacar que este sincronizador requiere de una cantidad de muestras por periodos múltiplo de tres para su correcto funcionamiento. Esto es para que $n_0(0) = 0$, $n_{-2\pi/3}(0) = 2N/3$, $n_{+2\pi/3}(0) = N/3$ resulte en un número entero.

Al realizar el producto punto $\langle \cdot, \cdot \rangle$ entre la señal externa y la señal interna, se obtiene como resultado la expresión:

$$u(k) = \langle \mathbf{u}_g(t), \mathbf{u}_i(k) \rangle = (3/2)U_g \sin(\theta_g(t) - 2\pi n_0(k)/N), \quad (2.23)$$

donde se puede apreciar que no existe ningún armónico asociado, y para que la señal esté en sincronía, sólo se requiere que $2\pi n_0(k)/N = \theta_g(t) + 2m\pi$ con $m \in \mathbb{Z}$, en otras palabras

$$\theta_i(k) = \theta_g(k) + 2m\pi \Rightarrow u(k) = \langle \mathbf{u}_g^{abc}(k), \mathbf{u}_i^{abc}(k) \rangle = 0, \quad (2.24)$$

Es así como se puede inferir que este sincronizador no requiere de ningún filtro, debido a que no posee armónicas asociadas, sin embargo y debido al ruido de medición es conveniente agregar un filtro, pero en este caso puede ser uno más sencillo como el explicado en la Sección 2.2.A y Sección 2.2.B, que corresponde a filtros de primer y segundo orden respectivamente.

B. Algoritmo de Control Discreto para Sincronizador Trifásico

Con el objetivo de mantener una sincronía entre la variable externa u_g y la variable interna u_i , se implementa un control el cual es el encargado de llevar la variable u_f (u filtrado) a cero, donde el error viene dado por $e = 0 - u_f = -u_f$, lo que se puede simplificar al incluir un signo negativo en la función de transferencia del controlador. El filtro utilizado es el mostrado en (2.2) con la frecuencia de corte dada por f_c , llevando a localizar el polo en $\alpha = \exp(-2\pi f_c T_s)$.

Al igual que antes, se considera un simple control PI, que posee un cero y un polo, lo que es suficiente para lograr estabilidad en el lazo de control del sistema linealizado como aparece en [8] y [28]. Así el diagrama total se muestra en la Fig. 2.7 el cual incluye el control, el filtro y la utilización de memoria requerida. Cabe destacar que a pesar que se necesitan tres variables para realizar un apropiado control, sólo se utiliza un vector guardado en memoria, modificando apropiadamente los punteros n_0 , $n_{-2\pi/3}$, $n_{+2\pi/3}$ para tener el vector de variables internas.

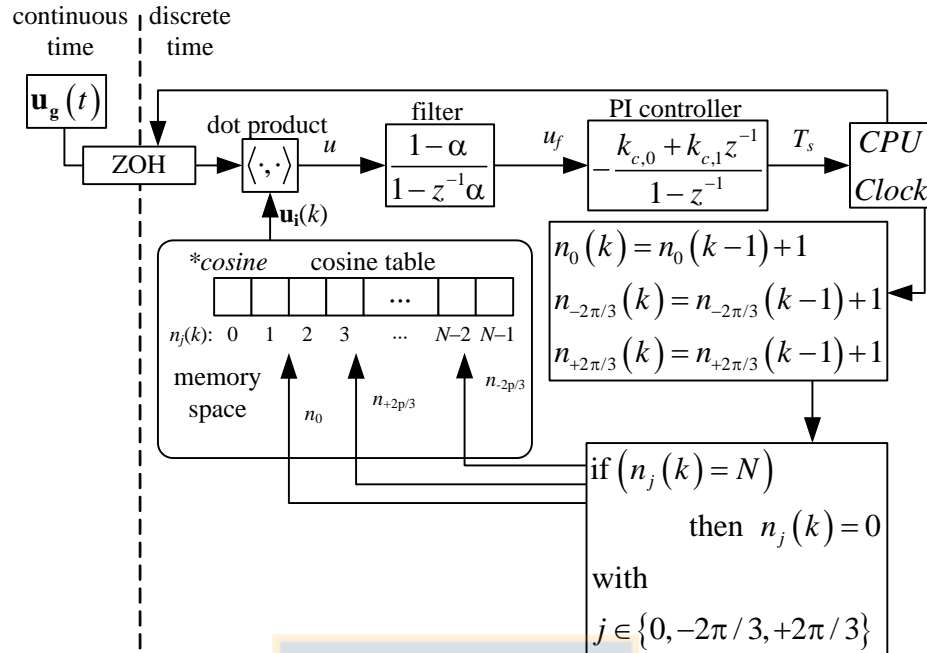


Fig. 2.7. Diagrama de bloques Sincronizador Trifásico.

*Fuente: Elaboración propia

Para corroborar el desarrollo matemático la Fig. 2.7 muestra la respuesta del sincronizador ante cambios de frecuencia, para ello se usa un controlador y filtro con los parámetros definidos en TABLA 2.2, considerando que la discretización de los parámetros del controlador se hacen de la forma ya expresada en (2.16) y (2.17).

TABLA 2.2. Parámetros del Sincronizador Trifásico.

Cantidad de Muestras por Periodo	Parámetros	Valor
$N = 24$	f_c (frecuencia corte filtro primer orden)	400 Hz
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	1.3×10^{-3}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	8.33×10^{-4}
$N = 48$	f_c (frecuencia corte filtro primer orden)	400 Hz
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	1.3×10^{-3}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	8.33×10^{-4}
$N = 204$	f_c (frecuencia corte filtro primer orden)	400 Hz
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	1.47×10^{-4}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	4.9×10^{-4}

*Fuente: Elaboración propia

Los gráficos de la Fig. 2.8 muestran que este sincronizador tiene una respuesta mucho mejor desde el punto de vista de la dinámica y la rapidez de convergencia, lo que se explica a través de que

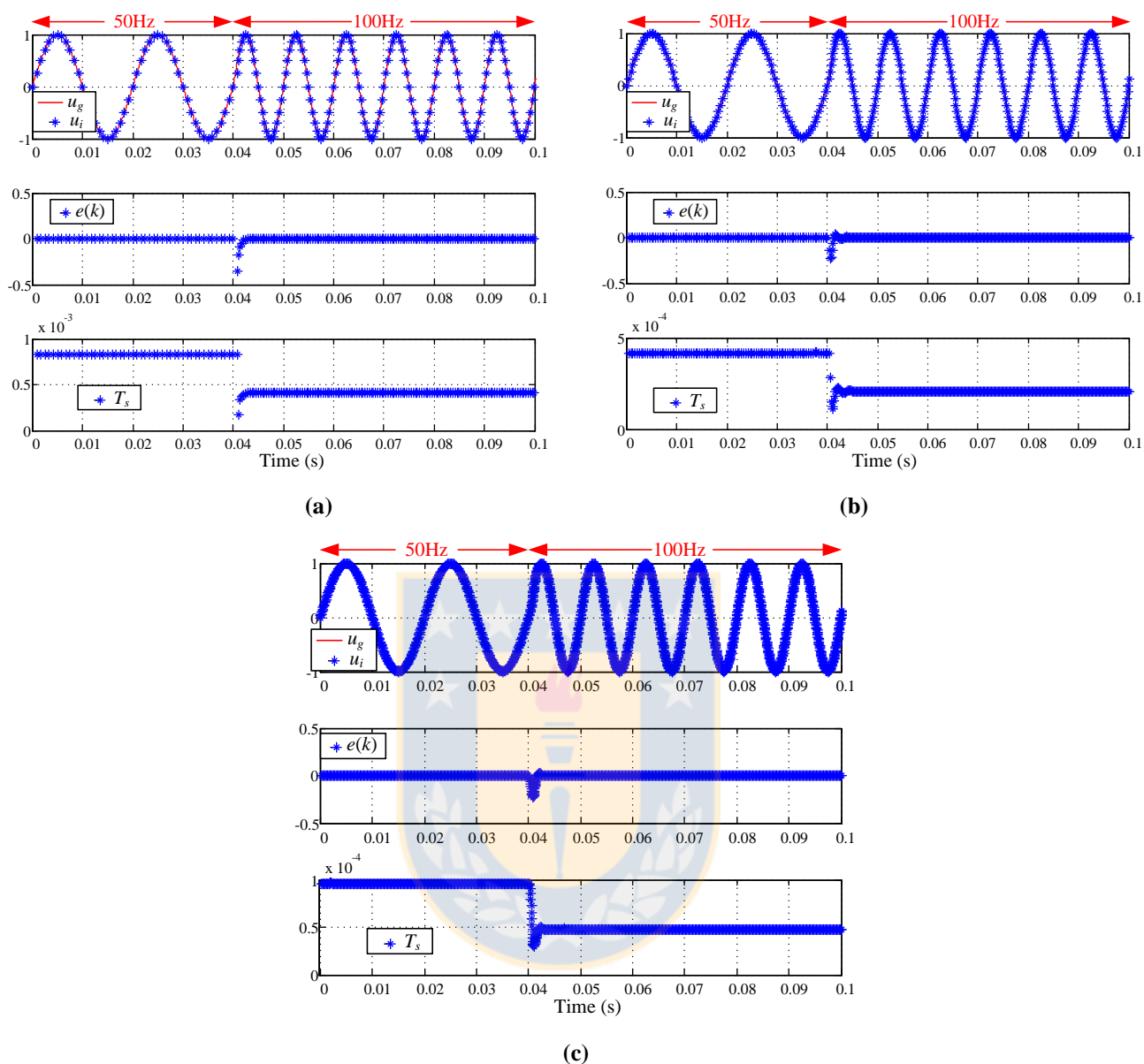


Fig. 2.8. Respuesta del Sincronizador Trifásico con:

(a) $N = 24$, (b) $N = 48$, (c) $N = 204$.

*Fuente: Elaboración propia

los armónicos son cancelados entre sí. Esto lleva a que no sea necesario implementar un filtro que elimine oscilaciones de bajo orden como lo es en el caso monofásico, por lo que el ancho de banda total del sistema se ve ampliada, lo que explica la rápida respuesta ante cambios de frecuencia. En otras palabras, si la señal externa no contiene armónicos de bajo orden, ésta puede ser filtrada con un filtro más sencillo –que sólo rechace ruido de medición– que produzca un menor retardo, mejorando así la rapidez en la respuesta.

2.5. Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados

Un caso poco probable pero existente es el desbalance en las cantidades eléctricas, particularmente los desbalances en amplitud que son producidos principalmente por cargas monofásicas desbalanceadas conectadas en un sistema trifásico.

A. Base Matemática

Para poder trabajar en un sistema desbalanceado, se deben sensor todas las variables y obtener la secuencia positiva. En este caso se considera que la sincronización se realizará a través de un voltaje \mathbf{v}_g dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_g(t) &= [v_g^a(t) \quad v_g^b(t) \quad v_g^c(t)]^T \\ &= [V_g^a \sin(\theta_g(t)) \quad V_g^b \sin(\theta_g(t) - 2\pi/3) \quad V_g^c \sin(\theta_g(t) + 2\pi/3)]^T, \end{aligned} \quad (2.25)$$

el cual puede ser representado en forma fasorial como $\bar{\mathbf{v}}_g$:

$$\begin{pmatrix} \bar{v}_+^a \\ \bar{v}_+^b \\ \bar{v}_+^c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & \bar{\alpha} & \bar{\alpha}^2 \\ \bar{\alpha}^2 & 1 & \bar{\alpha} \\ \bar{\alpha} & \bar{\alpha}^2 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{v}_g^a \\ \bar{v}_g^b \\ \bar{v}_g^c \end{pmatrix}, \quad (2.26)$$

donde $\bar{\alpha} = e^{j2\pi/3}$ y $\bar{\mathbf{v}}_g$ representa el fasor de voltaje sensorado y $\bar{\mathbf{v}}_+$ representa el fasor secuencia positiva de $\bar{\mathbf{v}}_g$, [33].

Para implementar en el tiempo discreto la ecuación fasorial de (2.26), donde $\bar{\alpha}$ representa un desfase de 120° , se puede ocupar la siguiente identidad trigonométrica:

$$X \sin(\theta(k) + \beta) = X \sin(\theta(k)) \cos(\beta) + \sin(\beta) X \cos(\theta(k)), \quad (2.27)$$

donde β denota el desfase deseado, que en este caso será 120° o bien -120° , dependiendo si se habla de α o α^2 respectivamente, (2.26).

Ahora se debe generar cada fase de la secuencia positiva $\bar{\mathbf{v}}_+$, siendo cada una de ella como ilustrado en (2.26), donde:

$$\bar{v}_+^a = \frac{1}{3} (\bar{v}_g^a + \bar{\alpha} \bar{v}_g^b + \bar{\alpha}^2 \bar{v}_g^c), \quad (2.28)$$

$$\bar{v}_+^b = \frac{1}{3} (\bar{\alpha}^2 \bar{v}_g^a + \bar{v}_g^b + \bar{\alpha} \bar{v}_g^c), \quad (2.29)$$

$$\bar{v}_+^c = \frac{1}{3} (\bar{\alpha} \bar{v}_g^a + \bar{\alpha}^2 \bar{v}_g^b + \bar{v}_g^c). \quad (2.30)$$

Las ecuaciones (2.28) a la (2.30) muestran que cada fase requiere de la secuencia asociada a ella más las otras dos desfasada en 120° o -120° con el objetivo de poner en fase las demás variables con respecto la deseada. Como ejemplo, si se desea la secuencia positiva de la fase a se suma la fase a de la señal externa más la fase b desfasada en 120° y la fase c desfasada en -120° . Esto se extiende también para encontrar la secuencia positiva de las demás fases.

Para generar el voltaje \vec{v}_+^a se requiere desfasar el voltaje \vec{v}_g^b en 120° y \vec{v}_g^c en -120° , el que se logra utilizando (2.27) tal que la fase b desfasada en 120 grados es:

$$v_g^{b \ 2\pi/3 \ phase\ shifted}(k) = v_g^b(k) \cdot \cos(2\pi/3) + \sin(2\pi/3) \cdot v_g^{b \ -\pi/2 \ phase\ shifted}(k), \quad (2.31)$$

donde el primer término es conocido, mientras que el segundo factor del segundo término, $v_g^{b \ -\pi/2 \ phase\ shifted}(k)$, debe ser encontrado, ya que no se tiene disponibilidad de él. Al tener las variables sensadas una resolución de N muestras por periodo, el desfase de -90° -necesaria para obtener (2.31)- se puede obtener fácilmente agregando un retardo:

$$v_g^{b \ -\pi/2 \ phase\ shifted}(k) = -v_g^b(k - N/4). \quad (2.32)$$

Así mismo, el desfase de -120° sobre \vec{v}_g^c se puede lograr utilizando la ecuación:

$$v_g^{c \ -2\pi/3 \ phase\ shifted}(k) = v_g^c(k) \cdot \cos(-2\pi/3) + \sin(-2\pi/3) v_g^{c \ -\pi/2 \ phase\ shifted}(k), \quad (2.33)$$

donde el desfase de -90° es obtenido:

$$v_g^{c \ -\pi/2 \ phase\ shifted}(k) = -v_g^c(k - N/4). \quad (2.34)$$

De esta forma, la fase a de la secuencia positiva se obtiene bajo la siguiente ecuación:

$$\vec{v}_+^a = \frac{1}{3} \left\{ \begin{array}{l} \vec{v}_g^a + v_g^b(k) \cdot \cos(2\pi/3) - \sin(2\pi/3) \cdot v_g^{b \ (k - N/4)} + \dots \\ v_g^c(k) \cdot \cos(-2\pi/3) - \sin(-2\pi/3) v_g^{c \ (k - N/4)} \end{array} \right\}, \quad (2.35)$$

de la misma forma se obtiene la fase b de la secuencia positiva:

$$\vec{v}_+^b = \frac{1}{3} \left\{ \begin{array}{l} v_g^a(k) \cdot \cos(-2\pi/3) - \sin(-2\pi/3) v_g^a(k - N/4) + v_g^b(k) + \dots \\ v_g^c(k) \cdot \cos(2\pi/3) - \sin(2\pi/3) \cdot v_g^c(k - N/4) \end{array} \right\}, \quad (2.36)$$

y la fase c de la secuencia positiva:

$$\vec{v}_+^c = \frac{1}{3} \left\{ \begin{array}{l} v_g^a(k) \cdot \cos(2\pi/3) - \sin(2\pi/3) \cdot v_g^a(k - N/4) + \dots \\ v_g^b(k) \cdot \cos(-2\pi/3) - \sin(-2\pi/3) v_g^b(k - N/4) + v_g^b(k) + v_g^c \end{array} \right\}. \quad (2.37)$$

Un aspecto importante es que la fase c de la secuencia positiva puede ser calculada de forma más simple empleando:

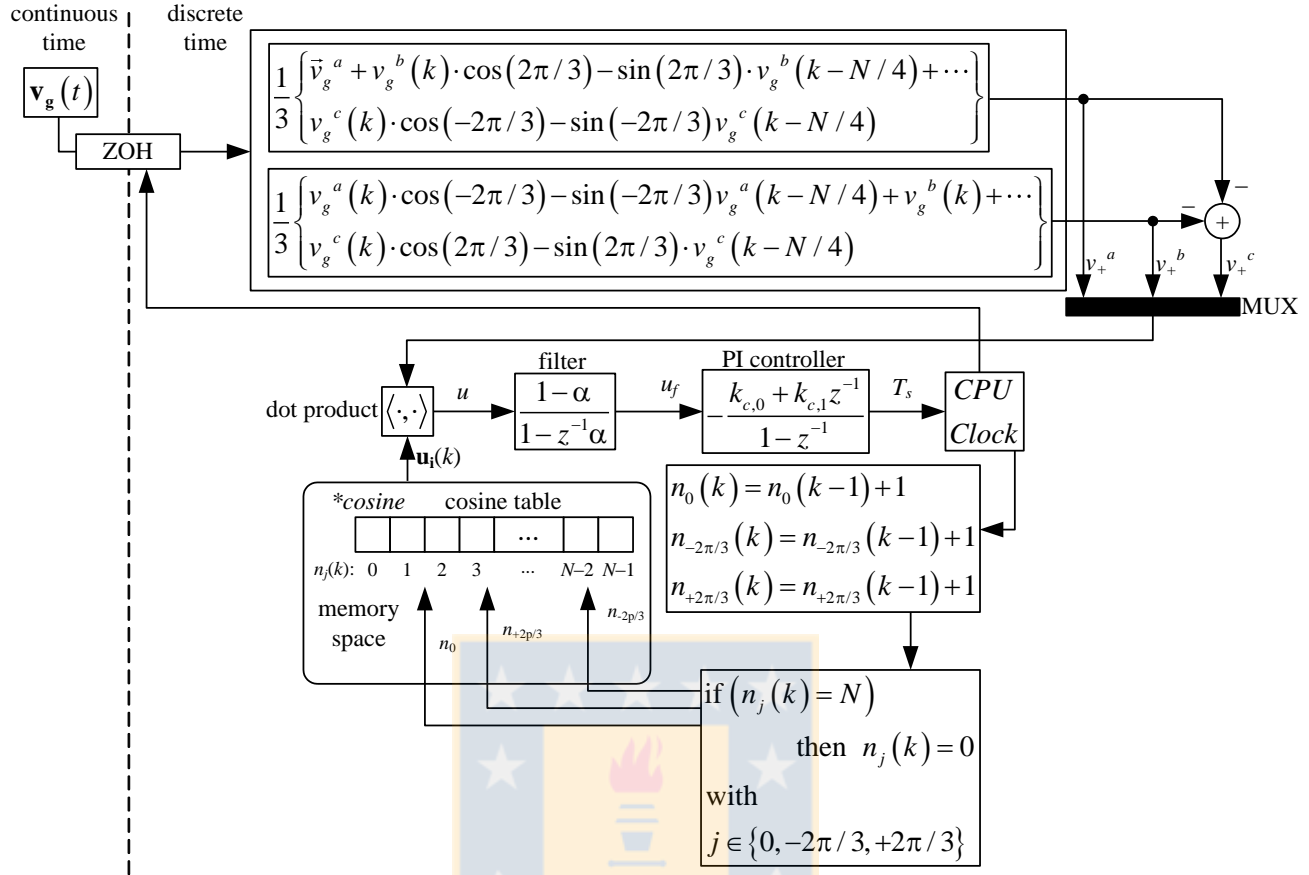


Fig. 2.9. Diagrama de bloques Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados.

*Fuente: Elaboración propia

$$\vec{v}_+^c = -\vec{v}_+^a - \vec{v}_+^b, \quad (2.38)$$

y así ahorrando tiempo de cómputo, debido a que la secuencia positiva es un set de variables balanceada que cumplen que $\vec{v}_+^a + \vec{v}_+^b + \vec{v}_+^c = 0$.

Con esto, se logra un set de variables balanceada en fase con la señal desbalanceada tal que:

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_+^{abc}(k) &= [v_+^a(k) \quad v_+^b(k) \quad v_+^c(k)]^T \\ &= A_+ [\sin(\theta_g(k)) \quad \sin(\theta_g(k) - 2\pi/3) \quad \sin(\theta_g(k) + 2\pi/3)]^T, \end{aligned} \quad (2.39)$$

donde:

$$A_+ = \frac{1}{3} [V_g^a + V_g^b + V_g^c], \quad (2.40)$$

con V_g^l la amplitud de cada voltaje $l = \{a, b, c\}$ como está definido en (2.25).

Ahora como la secuencia positiva es un voltaje balanceado, se puede usar el algoritmo diseñado para el sincronizador trifásico, como ilustrado en la Sección 2.4.

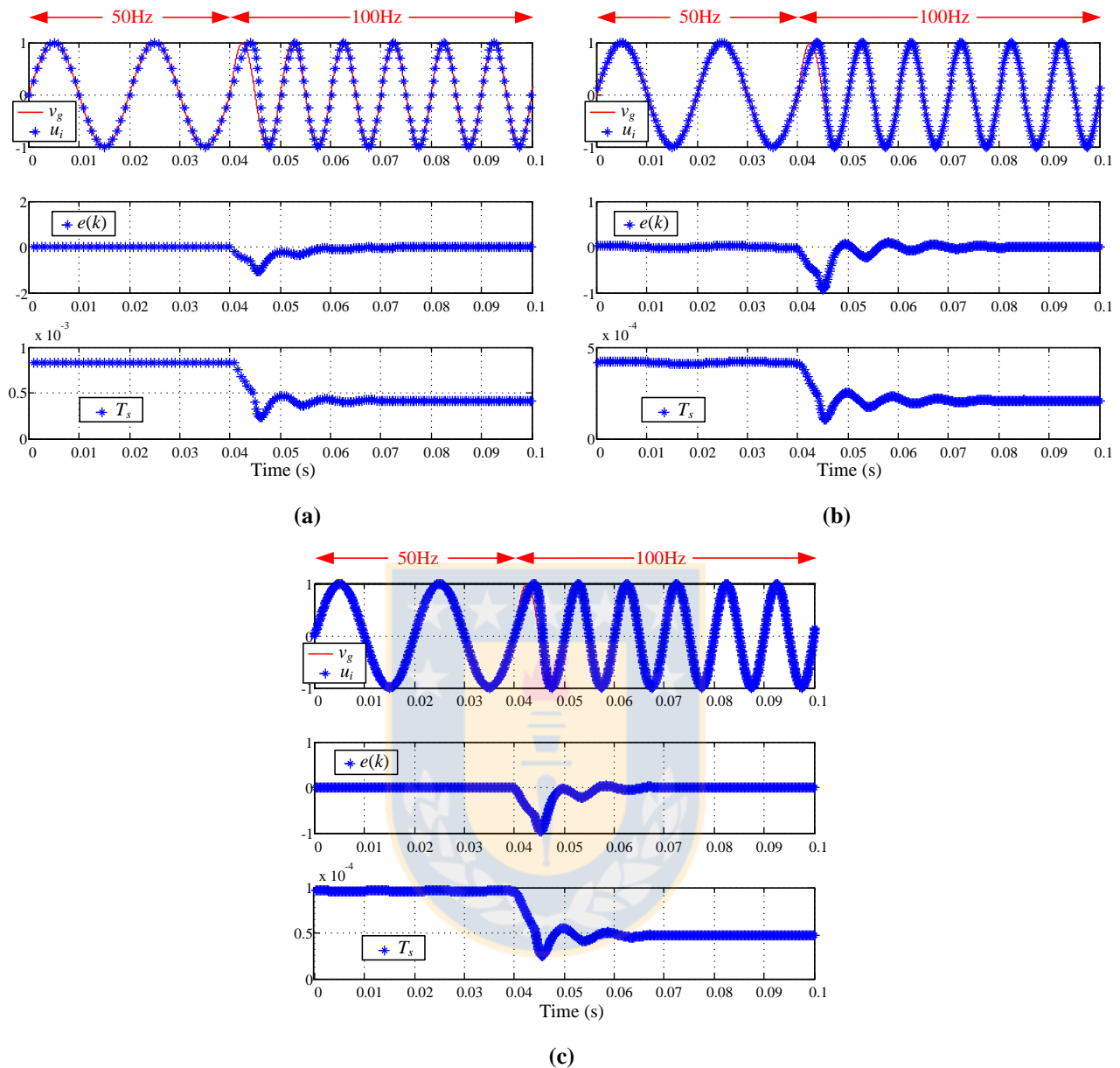


Fig. 2.10. Respuesta Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados con:

(a) $N = 24$, (b) $N = 48$, (c) $N = 204$.

*Fuente: Elaboración propia

B. Algoritmo de Control Discreto para Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados

El algoritmo de control del sincronizador para variables trifásicas balanceadas se muestra en la Fig. 2.9, donde el primer bloque obtiene la secuencia positiva desde el voltaje sentido para poder usarlo en el sincronizador, siendo el mismo que el mostrado en la Sección 2.4.

Los resultados que se muestran en Fig. 2.10 utilizando los parámetros de la TABLA 2.3 demuestran la utilidad de este PLL y la buena sincronía que logra el sincronizador a pesar de los retardos de $N/4$ muestras debido a la extracción de la secuencia positiva.

TABLA 2.3. Parámetros del Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados.

Cantidad de Muestras por Periodo	Parámetros	Valor
$N = 24$	f_c (frecuencia corte filtro primer orden)	400 Hz
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	4.17×10^{-4}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	8.3×10^{-3}
$N = 48$	f_c (frecuencia corte filtro primer orden)	400 Hz
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	4.17×10^{-4}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	8.3×10^{-3}
$N = 204$	f_c (frecuencia corte filtro primer orden)	400 Hz
	$k_{c,PLL}$ (ganancia control)	4.9×10^{-5}
	$T_{i,PLL}$ (tiempo integrativo control)	4.9×10^{-3}

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 2.10 muestra un cambio de 100% en la frecuencia sin considerar desbalances en el sistema, aunque todo el proceso de detección de secuencia positiva está operando, donde muestra que puede operar en un sistema balanceado. Las pruebas en la Fig. 2.10 se hacen para distinta cantidad de muestras por periodo, particularmente se usan 24, 48 y 204, esta última es debido a que el muestreo de alrededor de 100 μ s es típico para convertidores estáticos, pero además se desea mostrar que incluso al disminuir la cantidad de muestras por periodo el sincronizador puede trabajar correctamente.

La Fig. 2.11 muestra la respuesta ante un cambio escalón en la frecuencia pasando desde 50 Hz a 100 Hz pero ahora incluyendo desbalances en la variable externa sensada. Es por ello que se muestra el voltaje trifásico \mathbf{v}_g y la secuencia positiva balanceada \mathbf{v}_+ que es el nuevo aporte de este sincronizador. En $t = 0.02$ s la fase b cae un 50% y en $t = 0.07$ s la fase c cae en un 90% y a pesar de eso la sincronía que muestra las variables internas con las externas se mantiene.

Es importante notar que la amplitud de la secuencia positiva varía en función del promedio simple de las amplitudes de cada fase como se muestra en (2.40), pero debido a que las amplitudes pueden ser obtenidas fácilmente por algún algoritmo discreto, entonces esta información puede ser realimentada al controlador para no cambiar mucho la ganancia del lazo, a pesar que el lazo de control en este caso es no lineal.

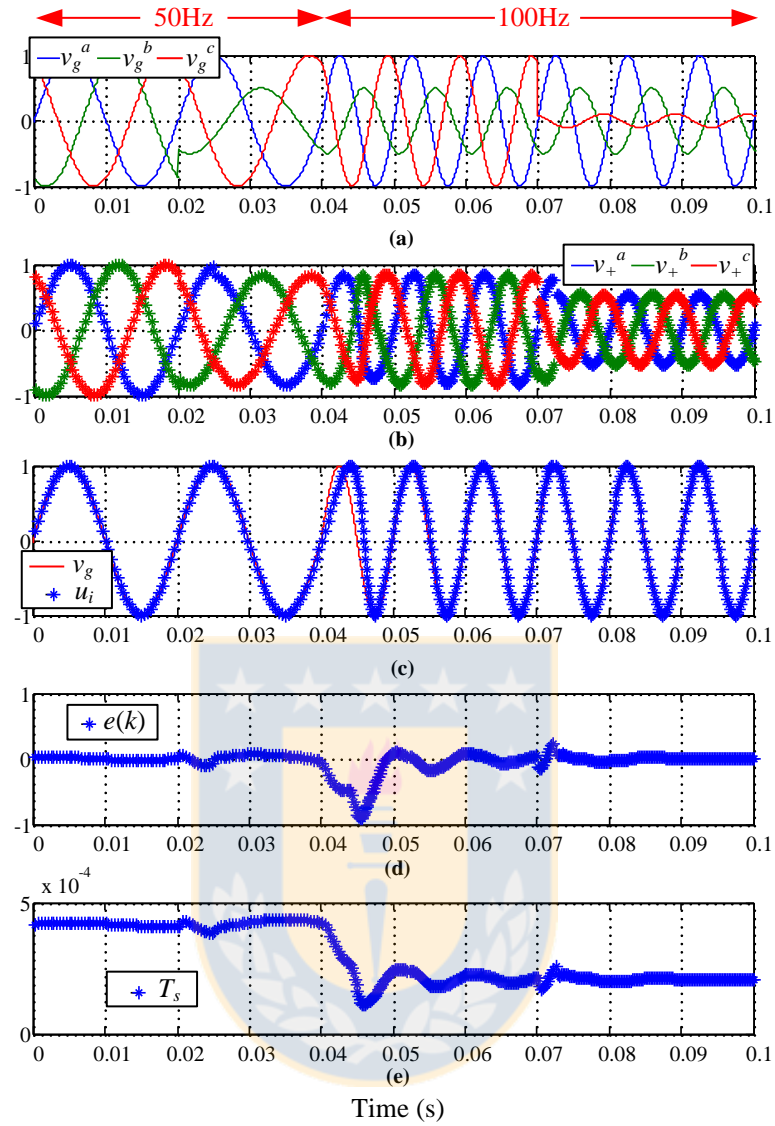


Fig. 2.11. Respuesta Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados con Desbalances en Dos Fases:
 (a) Señal externa, (b) secuencia positiva, (c) señal externa e interna, (d) error del sincronizador, (e) tiempo de muestreo.

*Fuente: Elaboración propia

2.6. Conclusión

Se han presentados tres algoritmos de sincronización, de los cuales uno es monofásico y los otros dos trifásicos, teniendo resultados satisfactorios en cada uno de ellos ante cambios significantes en la frecuencia de sincronización.

El sincronizador monofásico es el más sencillo de implementar y el que requiere de menor cantidad de hardware, sin embargo desde el punto de vista del control su estabilidad está más comprometida, esto debido a que naturalmente posee una armónica de segundo orden de magnitud similar a la señal fundamental –en este caso señal externa. Al existir este segundo armónico, se requiere de un buen filtro, el cual reduce el ancho de banda del sistema y por ende compromete la estabilidad debiendo reducir la exigencia en cuanto a la rapidez de respuesta.

El sincronizador trifásico requiere de mayor hardware, pero posee mayor rango de estabilidad, [29]; es más, teóricamente no requiere de un filtro y éste es agregado exclusivamente para eliminar ruido de medición o ruido de conmutación en el caso de trabajar con convertidores estáticos, pero que en general es un ruido del orden de los kHz por lo que el ancho de banda del sistema es comprometido en menor modo. En caso que la señal de sincronización posea armónicos de bajo orden entonces habrá que poner un filtro acorde al ruido presente lo que podría eventualmente reducir la respuesta dinámica del sincronizador, asemejándose al sincronizador monofásico.

El sincronizador trifásico para sistemas desbalanceado posee naturalmente un ancho de banda menor al sincronizador trifásico, esto debido a que la secuencia positiva requiere de un desplazamiento en tiempo (retardo) para poder ser encontrada, retardo que compromete la estabilidad debiendo limitar la ganancia de lazo para no tener problemas de seguimiento de fase.

Así, cada uno de los sincronizadores aquí presentados posee ventajas y desventajas respecto de su construcción, algoritmo y control, por lo que obedeciendo a la aplicación podría ser ocupado uno u otro dependiendo del entorno y las condiciones bajo las cuales se desea operar.

Capítulo 3. Modelación de Sistemas con Frecuencia Variable

3.1. Introducción

La modelación de los procesos es de suma importancia para realizar un apropiado control. Cuando los sistemas son modelables, el comportamiento dinámico y estático puede ser obtenido y en función de eso diseñar una estrategia de control conveniente. Cuando los sistemas no son modelables, se puede realizar algún proceso de identificación de parámetros para obtener las curvas características y diseñar un control. En general sistemas no modelables podrían tener problemas asociados a la validez de la identificación o más específicamente a la región de validez, ya que muchos sistemas no lineales cambian sus dinámicas en distintos puntos de operación.

Este capítulo aborda el tema de la modelación de convertidores estáticos, que gracias a las leyes de Kirchhoff pueden ser representados matemáticamente, paso que es requerido para diseñar las estrategias de control, donde se usarán las dinámicas encontradas en la modelación para diseñar los controladores. Es más, controladores basados en el modelo –como el control no lineal basado en realimentación de estados, control predictivo basado en el modelo, control lineal basado en desacopladores estáticos, entre otros- requieren de la modelación y en muchos casos de la modelación discreta, la que se abordará más adelante en este capítulo.

3.2. Transformaciones Aplicadas a Convertidores Estáticos

Existen variados tipos de transformaciones en ingeniería, entre ellas están las transformaciones que permiten identificar variables alternas a través de variables continuas, así también como transformaciones que reduzcan la complejidad del sistema, como por ejemplo la reducción del orden de sistemas trifásicos balanceados. En esta sección se tratan dos transformadas que serán utilizadas en la modelación y en los algoritmos de control que se presentarán en los Capítulos siguientes.

3.2.1 Transformada desde ejes abc a ejes $dq0$

Las leyes clásicas de control relacionan variables continuas y están diseñadas para ellas, sin embargo, las cantidades de señales eléctricas de potencia son alternas. Por este motivo, existen transformaciones que usan ejes rotatorios para llevar de alternas a continuas las variables de interés,

la más común es la Transformada de Park invariante en potencia. Para ello se utiliza una variable $\mathbf{x}^{abc}(t)$ que puede representar una corriente $\mathbf{i}^{abc}(t)$ o un voltaje $\mathbf{v}^{abc}(t)$, no necesariamente balanceada como se presenta a continuación:

$$\mathbf{x}^{abc}(t) = \begin{bmatrix} X^a(t) \sin(\theta(t) - \phi) & X^b(t) \sin\left(\theta(t) - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) & X^c(t) \sin\left(\theta(t) + \frac{2\pi}{3} - \phi\right) \end{bmatrix}^T, \quad (3.1)$$

donde X^l representa la amplitud de cada fase $l = \{a, b, c\}$.

En forma generalizada para frecuencia variable, el ángulo de la sinusoidal está representado por la ecuación:

$$\theta(t) = \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau = \int_0^t \omega(\tau) d\tau, \quad (3.2)$$

donde $f(\tau)$ representa la frecuencia para algún tiempo τ , donde si esta función es constante en el tiempo, es decir $f(\tau) = f_0$ el ángulo será el muy utilizado $\theta(t) = 2\pi f_0 t$.

Para señales discretas del tipo:

$$\mathbf{x}^{abc}(k) = \begin{bmatrix} X^a(k) \sin(\theta(k)) & X^b(k) \sin\left(\theta(k) - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) & X^c(k) \sin\left(\theta(k) + \frac{2\pi}{3} - \phi\right) \end{bmatrix}^T, \quad (3.3)$$

el ángulo viene dado por:

$$\theta(k) = \sum_{i=0}^k 2\pi f(i) T_s \Rightarrow \theta(k) = \theta(k-1) + 2\pi f(k) T_s, \quad (3.4)$$

que para efectos prácticos se puede limitar entre 0 y 2π de manera de evitar un número que el procesador digital pueda malinterpretar al tener un sobrepaso de la resolución.

La Transformada de Park invariante en potencia se define de la siguiente forma:

$$\mathbf{T}_{abc-dq0}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta(t)) & \sin(\theta(t) - 2\pi/3) & \sin(\theta(t) + 2\pi/3) \\ \cos(\theta(t)) & \cos(\theta(t) - 2\pi/3) & \cos(\theta(t) + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

para tiempo continuo y para tiempo discreto como:

$$\mathbf{T}_{abc-dq0}(k) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta(k)) & \sin(\theta(k) - 2\pi/3) & \sin(\theta(k) + 2\pi/3) \\ \cos(\theta(k)) & \cos(\theta(k) - 2\pi/3) & \cos(\theta(k) + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

La modelación de convertidores estáticos muchas veces requiere de la derivada de las

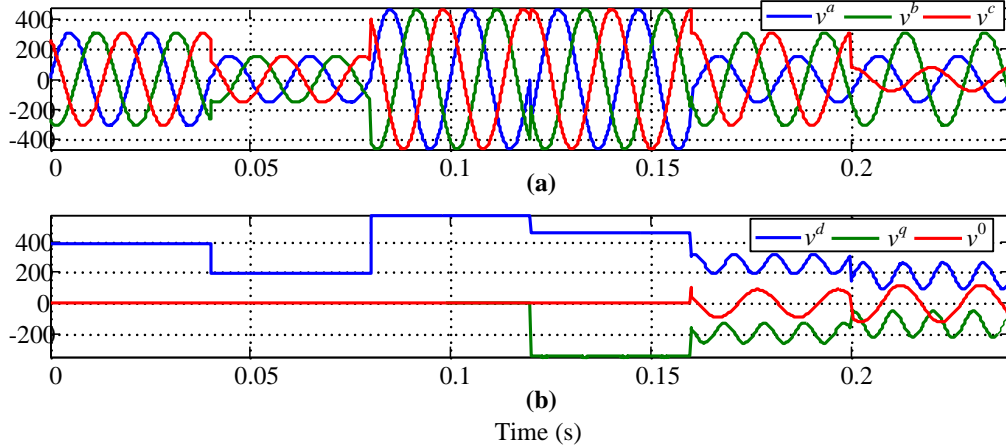


Fig. 3.1. Señal en ejes abc y $dq0$.

(a) Señal en abc , (b) señal en $dq0$.

*Fuente: Elaboración propia

variables, debido a los almacenadores de energía que poseen dinámica, esto requiere que de:

$$\frac{d\mathbf{T}_{dq0-abc}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta(t))\dot{\theta}(t) & -\sin(\theta(t))\dot{\theta}(t) & 0 \\ \cos(\theta(t)-120^\circ)\dot{\theta}(t) & -\sin(\theta(t)-120^\circ)\dot{\theta}(t) & 0 \\ \cos(\theta(t)-240^\circ)\dot{\theta}(t) & -\sin(\theta(t)-240^\circ)\dot{\theta}(t) & 0 \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{dq0-abc} \mathbf{W}, \quad (3.7)$$

con:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0 & -\dot{\theta}(t) & 0 \\ \dot{\theta}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.8)$$

donde:

$$\dot{\theta}(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} = \frac{d}{dt} \int_0^t 2\pi f(\tau) d\tau = 2\pi f(t) = \omega(t), \quad (3.9)$$

llegando a:

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega(t) & 0 \\ \omega(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (3.10)$$

Para ilustrar lo antes expresado, en la Fig. 3.1 se muestra una señal de voltaje nominal de 380 V *rms* a la cual se le realizan los siguientes cambios: en $t = 0.4$ s la amplitud de todas las fases disminuye un 50%, luego en $t = 0.08$ s la amplitud aumenta en 50%, en $t = 0.12$ s se agrega un desfase $\phi = 0.6425$ rad = $\cos^{-1}(0.8)$ rad (corrimiento de ángulo), en $t = 0.16$ la fase a disminuye su amplitud a un 50% y finalmente en $t = 0.20$ s la fase c disminuye a un cuarto.

De la Fig. 3.1 se puede apreciar como la componente 0 posee una frecuencia de 50 Hz debido a que es simplemente una combinación lineal de cada fase, mientras que las componentes d y q presentan una tercera armónica debido a la multiplicación de funciones trigonométricas de la misma frecuencia, al no eliminarse la componente de tercer orden en caso de estar balanceado la señal de voltaje.

3.2.2 Transformada desde ejes abc a ejes $\alpha\beta 0$

Una desventaja importante de los sistemas trifásicos es que sus variables son linealmente dependientes cuando se está bajo a presencia de corrientes y voltajes balanceados. En estos procesos se requiere de tan solo dos controladores, en caso de poner tres controladores en sistemas balanceados (uno por cada fase) habrá un conflicto entre ellos para controlar las cantidades, lo cual no es apropiado. De esta manera, en sistemas balanceados es muy utilizada la transformación a ejes $\alpha\beta 0$, debido a que sistemas balanceados sólo se mueven en un plano, por lo que no se requiere de tres variables para realizar un apropiado control.

La Transformada abc a $\alpha\beta 0$ invariante en el tiempo se define como:

$$\mathbf{T}_{abc-dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix}, \quad (3.11)$$

con $\mathbf{x}^{\alpha\beta 0}(t) = \mathbf{T}_{abc-\alpha\beta 0} \mathbf{x}^{abc}(t)$.

Cabe destacar que esta transformada es muy utilizada en el plano complejo para variables desbalanceada, donde la transformada sobre una variable $\mathbf{x}^{abc} = [x^a \quad x^b \quad x^c]^T$ está definida como:

$$\bar{x}^{\alpha\beta} = \sqrt{2/3} (x^a + \bar{z}x^b + \bar{z}^2x^c), \quad (3.12)$$

con $\bar{z} = e^{2\pi j/3}$, donde $\bar{x}^{\alpha\beta}$ es una variable compleja que cumple que:

$$x^\alpha = \text{Re}\{\bar{x}^{\alpha\beta}\}, \quad x^\beta = \text{Im}\{\bar{x}^{\alpha\beta}\}, \quad (3.13)$$

Esta transformada no depende del tiempo, por lo que la aplicación a sistemas discreto es directo y no requiere de ningún tratamiento especial.

La Fig. 3.2 muestra una señal balanceada con distintas amplitudes desde 0 a 311 V por fase, donde es posible apreciar que éstas –a pesar de las distintas amplitudes- se mueve en un solo plano, por ello que la transformada $\alpha\beta$ es importante ya que en caso de tener variables balanceadas se puede reducir el número de controladores y el estudio se puede hacer de forma más sencilla. Si bien

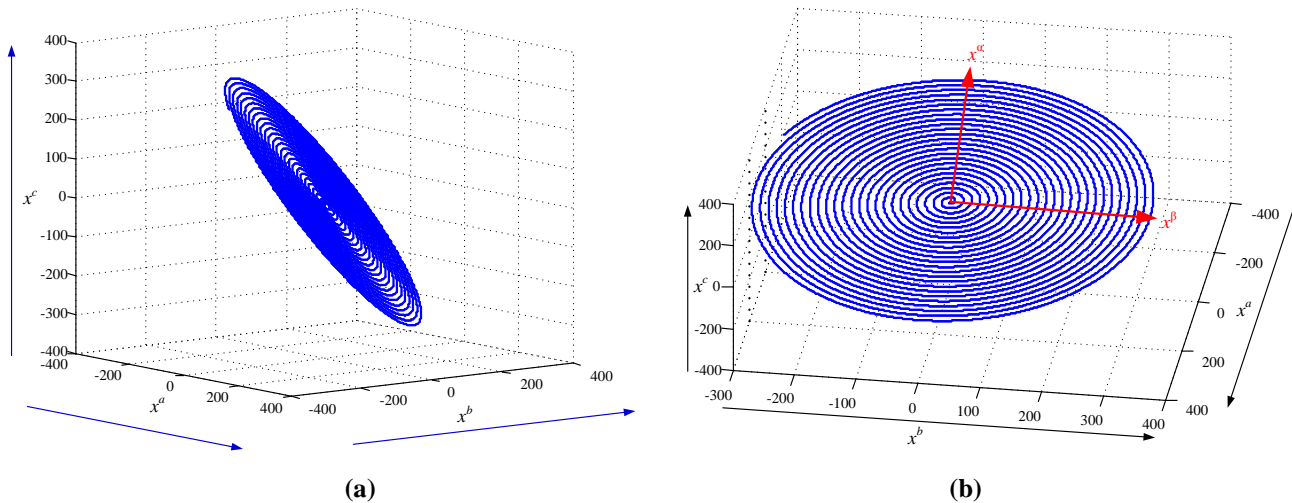


Fig. 3.2. Señal en ejes abc y $\alpha\beta$.

(a) Representación paramétrica abc (b) representación paramétrica abc y $\alpha\beta$.

*Fuente: Elaboración propia

la transformada $\alpha\beta$ se puede emplear en variables desbalanceadas, no se reducirá el número de variables, por lo que no necesariamente es una estrategia que disminuya la dificultad de diseño y/o control.

3.3. Convertidor Fuente de Voltaje

Los convertidores estáticos son dispositivos no lineales, acoplados con dinámicas que dependen de los almacenadores de energía que se utilizan para poder realizar la conmutación y el traspaso de energía. Sin embargo, estos equipos son modelables, es decir se pueden generar un set de ecuaciones que representen el comportamiento dinámico de dicho equipo. En esta sección se tratarán la modelación de convertidores con el objetivo de trabajar en un ambiente de frecuencia variable y poder realizar un apropiado control en ellos. La modelación puede ser realizada en el tiempo continuo y también representada en el tiempo discreto, lo que se abordará a posteriormente en este Capítulo.

3.3.1 Modelación de un Convertidor Fuente de Voltaje en Tiempo Continuo

Los convertidores fuente de voltaje son los más utilizados en la industria, permiten una transferencia de potencia dirigida, además de poder controlar sus corrientes y voltajes dentro de un rango de operación.

El convertidor trifásico es aquel que en el lado ac usa las tres fases, pudiendo o no incluir el neutro, y al otro lado posee dos terminales con una tensión continua que a veces incluye un punto

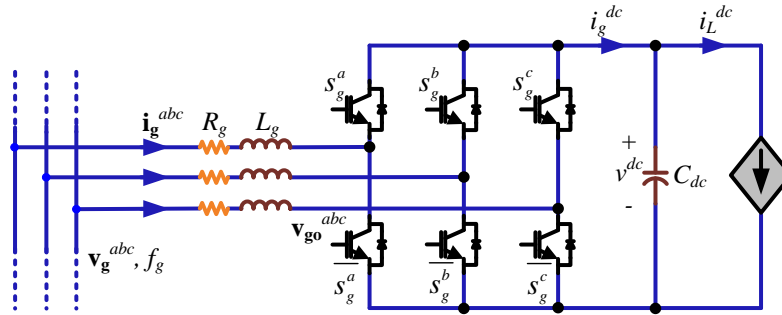


Fig. 3.3. Diagrama de bloques Sincronizador Trifásico para Sistemas Desbalanceados.

*Fuente: Elaboración propia

medio. Existe una amplia gama de convertidores trifásicos, como los convertidores NPC, AFE, de condensadores flotantes, etc.

La Fig. 3.3 muestra un rectificador controlado AFE en el cual se puede apreciar todos componentes fundamentales entre ellos el voltaje de alimentación \mathbf{v}_g que posee una amplitud y frecuencia variable, además una fuente de corriente en el lado dc que permite modelar el consumo (o suministro) de energía por parte de otro elemento el cual será caracterizado según corresponda en la aplicación.

Para comenzar la modelación, se asume que la potencia a un lado del convertidor y al otro es el mismo –es decir no hay pérdidas en el mismo- en otras palabras:

$$p^{dc} = p^{ac}, \quad (3.14)$$

donde p^{dc} es la potencia al lado continuo y p^{ac} es la potencia al lado alterno. Se puede definir que:

$$p^{dc} = v^{dc} i_g^{dc}, \quad p^{ac} = \langle \mathbf{v}_{go}^{abc}, \mathbf{i}_g^{abc} \rangle = \mathbf{v}_{go}^{abc T} \cdot \mathbf{i}_g^{abc} = v_{go}^a i_g^a + v_{go}^b i_g^b + v_{go}^c i_g^c. \quad (3.15)$$

Por otro lado, se conoce que el voltaje en el lado alterno está relacionado con el voltaje al lado continuo como:

$$\mathbf{v}_{go}^{abc} = \mathbf{s}_g^{abc} v^{dc}, \quad (3.16)$$

donde \mathbf{s}_g^{abc} representa los estados de los interruptores del convertidor en la Fig. 3.3.

Reemplazando (3.16) y (3.15) en (3.14), se tiene que:

$$v^{dc} i_g^{dc} = \mathbf{v}_{go}^{abc T} \cdot \mathbf{i}_g^{abc} = \mathbf{s}_g^{abc T} v^{dc} \cdot \mathbf{i}_g^{abc}, \quad (3.17)$$

llegando a:

$$i_g^{dc} = \mathbf{s}_g^{abc T} \cdot \mathbf{i}_g^{abc}. \quad (3.18)$$

Utilizando las leyes de Kirchoff se pueden encontrar las ecuaciones dinámicas que rigen el proceso completo incluyendo los acumuladores de energías necesarios para el funcionamiento del

convertidor estático. La Ley de Voltaje de Kirchhoff (LVK) en el lado alterno lleva a las siguientes ecuaciones:

$$\mathbf{v}_g^{abc} = L_g \frac{d\mathbf{i}_g^{abc}}{dt} + R_g \mathbf{i}_g^{abc} + \mathbf{v}_{go}^{abc} = L_g \frac{d\mathbf{i}_g^{abc}}{dt} + R_g \mathbf{i}_g^{abc} + \mathbf{s}_g^{abc} v^{dc}, \quad (3.19)$$

mientras que por el lado continuo se usa la Ley de Corriente de Kirchhoff (LCK), obteniendo:

$$C_{dc} \frac{dv^{dc}}{dt} = i_g^{dc} - i_L^{dc} = \mathbf{s}_g^{abc T} \cdot \mathbf{i}_g^{abc} - i_L^{dc}. \quad (3.20)$$

Esto lleva a un sistema de ecuaciones en la forma de variables de estado como:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_g^{abc}}{dt} &= -\frac{R_g}{L_g} \mathbf{i}_g^{abc} - \frac{1}{L_g} \mathbf{s}_g^{abc} v^{dc} + \frac{1}{L_g} \mathbf{v}_g^{abc} \\ \frac{dv^{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_g^{abc T} \cdot \mathbf{i}_g^{abc} - \frac{1}{C_{dc}} i_L^{dc} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Este modelo en variables -(3.21)- de estado puede ser escrito en ejes rotatorios aplicando la Transformada de Park enunciada en la Sección 3.2.1, con lo que se obtiene:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_g^{dq0}}{dt} &= -\frac{R_g}{L_g} \mathbf{i}_g^{dq0} - \mathbf{W}_g \mathbf{i}_g^{dq0} - \frac{1}{L_g} \mathbf{s}_g^{dq0} v^{dc} + \frac{1}{L_g} \mathbf{v}_g^{dq0} \\ \frac{dv^{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_g^{dq0 T} \cdot \mathbf{i}_g^{dq0} - \frac{1}{C_{dc}} i_L^{dc} \end{aligned}, \quad (3.22)$$

con:

$$\mathbf{W}_g = \begin{pmatrix} 0 & -\dot{\theta}(t) & 0 \\ \dot{\theta}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.23)$$

siendo la ventaja de la última ecuación que las señales presentadas son del tipo continuas y no alterna, por lo que se puede aplicar toda la teoría de control clásico para su control.

Este modelo también puede ser transformado a ejes estáticos pero que reducen el número de variables de estado en caso que el sistema sea balanceado, siendo la Transformada $\alpha\beta 0$ presentada en la Sección 3.2.2, donde las ecuaciones finales son:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}}{dt} &= -\frac{R_g}{L_g} \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0} - \frac{1}{L_g} \mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0} v^{dc} + \frac{1}{L_g} \mathbf{v}_g^{\alpha\beta 0} \\ \frac{dv^{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0 T} \cdot \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0} - \frac{1}{C_{dc}} i_L^{dc} \end{aligned}, \quad (3.24)$$

representación dinámica que rige el convertidor.

3.3.2 Modelación de un Convertidor Fuente de Voltaje en Tiempo Discreto

La mayor cantidad de controladores están implementados procesadores digitales por lo que es necesario conocer el comportamiento discreto del sistema. Existen distintas formas de discretización de sistemas, sin embargo la mayor cantidad de ellos es aplicable solo a sistemas lineales. En el caso del convertidor trifásico existen varias no linealidades, como la multiplicación de variables de estado con entradas. Empero, en este trabajo se agrega una nueva que es la variación en la frecuencia. Por ello no se puede realizar una linealización en el modelo, ya que al hacerlo las matrices resultantes no sólo poseen variables de estado en un punto de operación, sino también la frecuencia. Como se comentó en la revisión bibliográfica, dependiendo de las condiciones de operación, una red débil puede tener incluso más de un 100% de variación de frecuencia, o que haría que la representación por parte de una linealización en un punto de operación no sea buena, como se muestra en [19], [23].

A pesar de la complejidad antes mencionada, existe una simple pero muy utilizada solución la utilización de la aproximación de la derivada o también conocida como aproximación de la derivada de Euler, con

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s}, \quad (3.25)$$

conocida como aproximación hacia adelante, donde T_s es el tiempo de muestreo y x representa una corriente o un voltaje, aunque también existe la aproximación hacia atrás:

$$\frac{dx(t)}{dt} \approx \frac{x(k) - x(k-1)}{T_s}. \quad (3.26)$$

Cabe destacar que la aproximación dada por (3.25) es quizás la más utilizada, debido a su directa aplicabilidad en control predictivo y los distintos algoritmos que se desprenden de él. Es por esto, que la aproximación hacia adelante es la que finalmente es utilizada y se incluye en el estudio.

De esta forma, se pueden reescribir las ecuaciones del convertidor en ejes abc de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_g^{abc}(k+1) &\approx \mathbf{i}_g^{abc}(k) + \frac{T_s}{L_g} \left[-R_g \mathbf{i}_g^{abc}(k) - \mathbf{s}_g^{abc}(k) v^{dc}(k) + \mathbf{v}_g^{abc}(k) \right] \\ v^{dc}(k+1) &\approx v^{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\mathbf{s}_g^{abc}(k)^T \cdot \mathbf{i}_g^{abc}(k) - i_L^{dc}(k) \right] \end{aligned}, \quad (3.27)$$

además las ecuaciones del convertidor en ejes rotatorios $dq0$ queda:

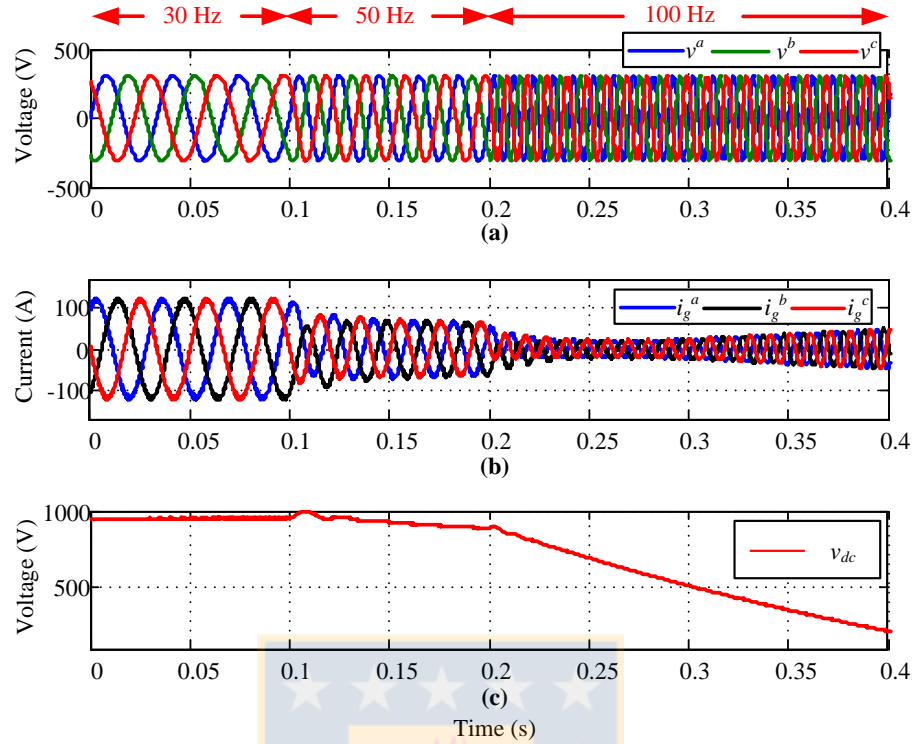


Fig. 3.4. Respuesta convertidor estático ante cambios de frecuencia.

(a) voltaje de red, (b) corriente consumida, (c) voltaje v_{dc} .

*Fuente: Elaboración propia

$$\mathbf{i}_g^{dq0}(k+1) \approx \mathbf{i}_g^{dq0}(k) + \frac{T_s}{L_g} \begin{bmatrix} -R_g \mathbf{i}_g^{dq0}(k) - L_g \mathbf{W}_g(k) \mathbf{i}_g^{dq0}(k) + \dots \\ -\mathbf{s}_g^{dq0}(k) v^{dc}(k) + \mathbf{v}_g^{dq0}(k) \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

$$v^{dc}(k+1) \approx v^{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\mathbf{s}_g^{dq0}(k)^T \cdot \mathbf{i}_g^{dq0}(k) - i_L^{dc}(k) \right]$$

por último, la modelación en ejes $\alpha\beta 0$ queda como sigue:

$$\mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}(k+1) \approx \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}(k) + \frac{T_s}{L_g} \left[-R_g \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}(k) - \mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0}(k) v^{dc}(k) + \mathbf{v}_g^{\alpha\beta 0}(k) \right] \quad (3.29)$$

$$v^{dc}(k+1) \approx v^{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0}(k)^T \cdot \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}(k) - i_L^{dc}(k) \right]$$

3.3.3 Simulación Convertidor Fuente de Voltaje

Para visualizar el comportamiento del convertidor estático ante cambios de frecuencia, se realiza una simulación en PSim 9.0® con el objetivo de corroborar lo que ocurre en las variables de estado cuando la frecuencia cambia significativamente desde su punto de operación dado, lo que se resume en los gráficos de la Fig. 3.4, utilizando los parámetros de la TABLA 3.1.

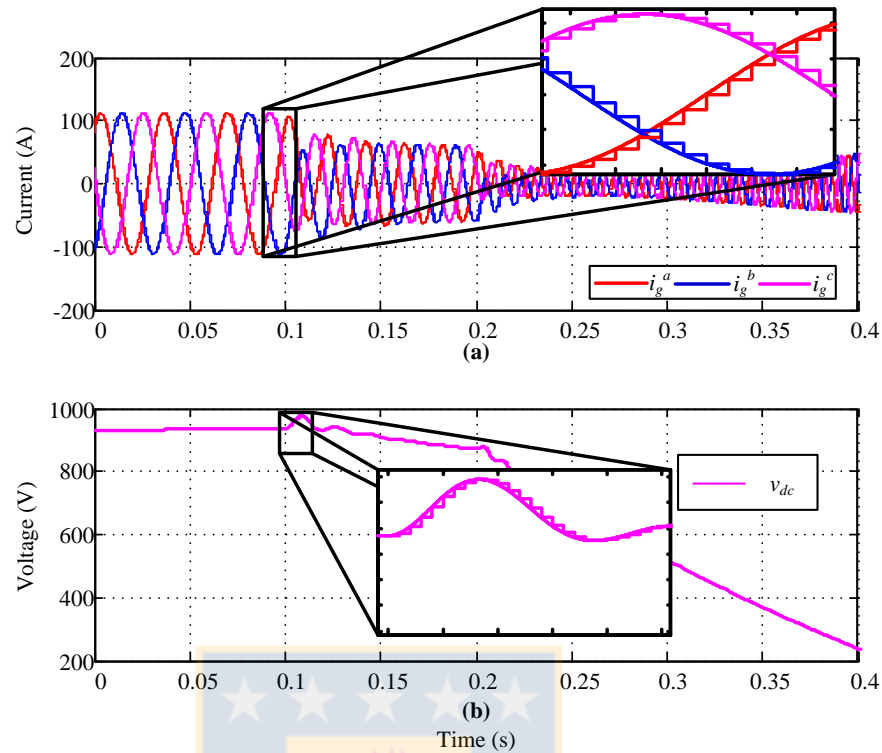


Fig. 3.5. Comparación respuesta continua y predicción discreta.

(a) Corriente consumida, (b) voltaje dc .

*Fuente: Elaboración propia

De los gráficos de la Fig. 3.4 se puede apreciar que cambios en la frecuencia cambian totalmente el punto de operación del sistema, incluso llevándolo a nivel prohibitivos como lo es tener una tensión dc menor a la tensión línea-línea pico del lado ac . Esto muestra empíricamente que el problema de la frecuencia no puede tomarse a la ligera, como se expresa en [19] y controladores acordes deben ser implementados para mantener el convertidor dentro de su rango de operación.

TABLA 3.1. Parámetros convertidor.

Parámetros	Valor
v_g (Voltaje alimentación)	381 V rms
f_g (Frecuencia voltaje alimentación)	50 – 100 Hz
R_g (Resistencia de filtro entrada)	0.4 Ω
L_g (Inductancia de filtro entrada)	7 mH
C_{dc} (Capacitancia lado dc)	2.35 mF
i_L (Corriente de carga)	22 A

*Fuente: Elaboración propia

Por otro lado, para corroborar la discretización propuesta en la Sección 3.3.2 se realiza la simulación en MatLab R2014a del sistema discreto y el sistema continuo, utilizando los parámetros

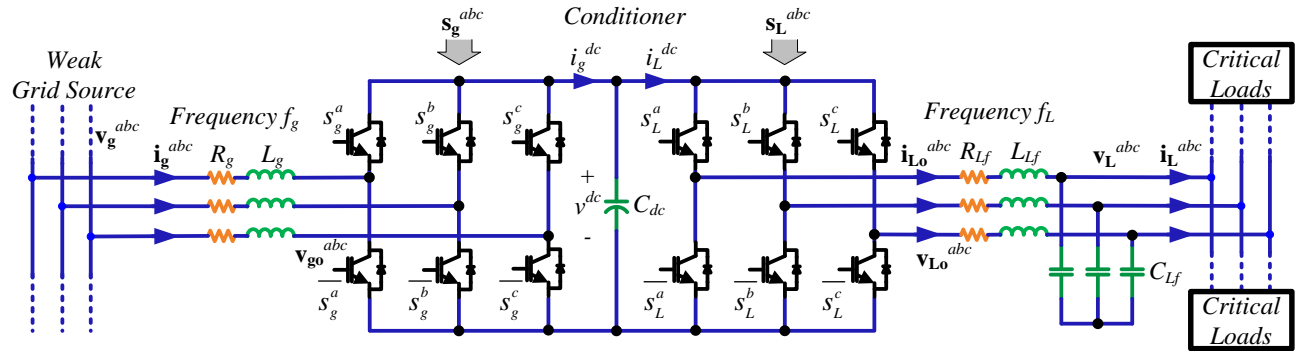


Fig. 3.6. Topología Back to Back.

*Fuente: Elaboración propia de la TABLA 3.1. Los resultados de la comparación son mostrados en la Fig. 3.5, donde es posible apreciar que la discretización, o en otras palabras, la predicción es bastante cercana a la función continua, corroborando las ecuaciones ilustradas en (3.27) a la (3.29). La Fig. 3.5 además muestra en un acercamiento las variables discretas (en forma continua) y las variables discretas (en forma escalonada), donde la cercanía entre la variable y su predicción es considerablemente buena.

3.4. Convertidor Back to Back Fuente de Voltaje

3.4.1 Modelación de un Convertidor Back to Back en Tiempo Continuo

Una combinación muy utilizada de convertidores estáticos es la topología Back to Back, Fig. 3.6, este arreglo permite conectar dos convertidores estáticos a través de un enlace en continua. En consecuencia, no se requiere ni de la misma frecuencia ni tampoco misma amplitud de voltaje a ambos lados, lo que le da la versatilidad de: (i) conectar sistemas eléctricos de distintas frecuencias, como por ejemplo conectar una red de 50 Hz con una red de 60 Hz con bidireccionalidad en la potencia, (ii) conectar motores eléctricos a los cuales se les pueda variar la frecuencia para controlar velocidad/torque del mismo, (iii) conectar equipos sensibles a variaciones de frecuencia, mientras el convertidor back to back está conectado a una red débil de frecuencia variable (iv) otras. Este trabajo se enfoca principalmente en la posibilidad (iii), es decir conexión del equipo a una red débil, donde se quiere proteger alguna carga alterna (como por ejemplo motores que son afectados por cambios en amplitud de voltaje y cambios de frecuencia) aislándola de las variaciones de la red.

En caso de conectar un convertidor estático a una frecuencia variable, esto debe ser tomado en cuenta para asegurar estabilidad en el sistema de control resultante, [19]. Por esto tanto las ecuaciones como el sistema de control a implementar deben ser cuidadosamente escogidos para

evitar la inestabilidad y asegurar alguna dinámica deseada.

Las ecuaciones que rigen la topología back to back se pueden separar en el lado de la carga y lado de la red. Las ecuaciones del lado de la red son:

$$\mathbf{v}_g^{abc} = L_g \frac{d\mathbf{i}_g^{abc}}{dt} + R_g \mathbf{i}_g^{abc} + \mathbf{v}_{go}^{abc}, \quad (3.30)$$

la ecuación que liga ambos convertidores es:

$$C_{dc} \frac{dv^{dc}}{dt} = i_g^{dc} - i_L^{dc}, \quad (3.31)$$

las ecuaciones del lado de la carga incluyendo el filtro LC para suavizar el voltaje se muestra a continuación:

$$\mathbf{v}_{L_o}^{abc} = R_{L_f} \mathbf{i}_{L_o}^{abc} + L_{L_f} \frac{d\mathbf{i}_{L_o}^{abc}}{dt} + \mathbf{v}_L^{abc}, \quad (3.32)$$

$$\mathbf{i}_{L_o}^{abc} = C_{L_f} \frac{d\mathbf{v}_L^{abc}}{dt} + \mathbf{i}_L^{abc}. \quad (3.33)$$

Este modelo también puede ser llevado a la representación en variables de estado, la cual se resume para ambos lados (lado de la red y lado de la carga) en las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_g^{abc}}{dt} &= -\frac{R_g}{L_g} \mathbf{i}_g^{abc} - \frac{1}{L_g} \mathbf{s}_g^{abc} v^{dc} + \frac{1}{L_g} \mathbf{v}_g^{abc} \\ \frac{dv^{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_g^{abc T} \cdot \mathbf{i}_g^{abc} - \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_L^{abc T} \cdot \mathbf{i}_L^{abc} \\ \frac{d\mathbf{i}_{L_o}^{abc}}{dt} &= -\frac{R_{L_f}}{L_{L_f}} \mathbf{i}_{L_o}^{abc} + \frac{1}{L_{L_f}} \mathbf{s}_L^{abc} v^{dc} - \frac{1}{L_{L_f}} \mathbf{v}_L^{abc}, \\ \frac{d\mathbf{v}_L^{abc}}{dt} &= \frac{1}{C_{L_f}} \mathbf{i}_{L_o}^{abc} - \frac{1}{C_{L_f}} \mathbf{i}_L^{abc} \end{aligned}, \quad (3.34)$$

incluyendo:

$$\mathbf{v}_{L_o}^{abc} = \mathbf{s}_L^{abc} v^{dc}, \quad (3.35)$$

$$i_L^{dc} = \mathbf{s}_L^{abc T} \cdot \mathbf{i}_L^{abc}. \quad (3.36)$$

Las ecuaciones que preceden pueden ser reescritas también en ejes rotatorios $dq0$ (Sección 3.2.1) como:

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}_g^{dq0}}{dt} &= -\frac{R_g}{L_g} \mathbf{i}_g^{dq0} - \mathbf{W}_g \mathbf{i}_g^{dq0} - \frac{1}{L_g} \mathbf{s}_g^{dq0} v^{dc} + \frac{1}{L_g} \mathbf{v}_g^{dq0} \\
\frac{dv^{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_g^{dq0 T} \cdot \mathbf{i}_g^{dq0} - \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_L^{dq0 T} \cdot \mathbf{i}_L^{dq0} \\
\frac{d\mathbf{i}_{Lo}^{dq0}}{dt} &= -\frac{R_{Lf}}{L_{Lf}} \mathbf{i}_{Lo}^{dq0} - \mathbf{W}_L \mathbf{i}_{Lo}^{dq0} + \frac{1}{L_{Lf}} \mathbf{s}_L^{dq0} v^{dc} - \frac{1}{L_{Lf}} \mathbf{v}_L^{dq0} \\
\frac{d\mathbf{v}_L^{dq0}}{dt} &= -\mathbf{W}_L \mathbf{v}_L^{dq0} + \frac{1}{C_{Lf}} \mathbf{i}_{Lo}^{dq0} - \frac{1}{C_{Lf}} \mathbf{i}_L^{dq0}
\end{aligned} \tag{3.37}$$

nótese que se hace la diferencia entre la frecuencia del lado de red \mathbf{W}_g y la frecuencia del lado de la carga, que es llamada \mathbf{W}_L , pudiendo ser ambas frecuencias distintas entre sí o bien iguales. También se puede enunciar el modelo en ejes estacionarios $\alpha\beta 0$ (Sección 3.2.2):

$$\begin{aligned}
\frac{d\mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}}{dt} &= -\frac{R_g}{L_g} \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0} - \frac{1}{L_g} \mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0} v^{dc} + \frac{1}{L_g} \mathbf{v}_g^{\alpha\beta 0} \\
\frac{dv^{dc}}{dt} &= \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0 T} \cdot \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0} - \frac{1}{C_{dc}} \mathbf{s}_L^{\alpha\beta 0 T} \cdot \mathbf{i}_L^{\alpha\beta 0} \\
\frac{d\mathbf{i}_{Lo}^{\alpha\beta 0}}{dt} &= -\frac{R_{Lf}}{L_{Lf}} \mathbf{i}_{Lo}^{\alpha\beta 0} + \frac{1}{L_{Lf}} \mathbf{s}_L^{\alpha\beta 0} v^{dc} - \frac{1}{L_{Lf}} \mathbf{v}_L^{\alpha\beta 0} \\
\frac{d\mathbf{v}_L^{\alpha\beta 0}}{dt} &= \frac{1}{C_{Lf}} \mathbf{i}_{Lo}^{\alpha\beta 0} - \frac{1}{C_{Lf}} \mathbf{i}_L^{\alpha\beta 0}
\end{aligned} \tag{3.38}$$

Donde cada modelación antes descrita representa el sistema en forma dinámica y puede ser usado para el apropiado diseño del control.

3.4.2 Modelación de un Convertidor Back to Back en Tiempo Discreto

Al igual que el caso anterior, la discretización se realiza simplemente utilizando la aproximación de Euler (3.25), beneficioso en caso de aplicar un control digital, pues se puede requerir de las ecuaciones discretas que rigen el sistema, las cuales en ejes abc son:

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_g^{abc}(k+1) &\approx \mathbf{i}_g^{abc}(k) + \frac{T_s}{L_g} \left[-R_g \mathbf{i}_g^{abc}(k) - \mathbf{s}_g^{abc}(k) v^{dc}(k) + \mathbf{v}_g^{abc}(k) \right] \\
v^{dc}(k+1) &\approx v^{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\mathbf{s}_g^{abc}(k)^T \cdot \mathbf{i}_g^{abc}(k) - \mathbf{s}_L^{abc}(k)^T \cdot \mathbf{i}_L^{abc}(k) \right] \\
\mathbf{i}_{L_o}^{abc}(k+1) &\approx \mathbf{i}_{L_o}^{abc}(k) + \frac{T_s}{L_{L_f}} \left[-R_{L_f} \mathbf{i}_{L_o}^{abc}(k) + \mathbf{s}_L^{abc}(k) v^{dc}(k) - \mathbf{v}_L^{abc}(k) \right] \\
\mathbf{v}_L^{abc}(k+1) &\approx \mathbf{v}_L^{abc}(k) + \frac{T_s}{C_{L_f}} \left[\mathbf{i}_{L_o}^{abc}(k) - \mathbf{i}_L^{abc}(k) \right]
\end{aligned} \tag{3.39}$$

en ejes rotatorio $dq0$:

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_g^{dq0}(k+1) &\approx \mathbf{i}_g^{dq0}(k) + \frac{T_s}{L_g} \left[-R_g \mathbf{i}_g^{dq0}(k) - L_g \mathbf{W}_g(k) \mathbf{i}_g^{dq0}(k) + \dots \right] \\
v^{dc}(k+1) &\approx v^{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\mathbf{s}_g^{dq0}(k)^T \cdot \mathbf{i}_g^{dq0}(k) - \mathbf{s}_L^{dq0}(k)^T \cdot \mathbf{i}_L^{dq0}(k) \right] \\
\mathbf{i}_{L_o}^{dq0}(k+1) &\approx \mathbf{i}_{L_o}^{dq0}(k) + \frac{T_s}{L_{L_f}} \left[-R_{L_f} \mathbf{i}_{L_o}^{dq0}(k) - L_{L_f} \mathbf{W}_L(k) \mathbf{i}_{L_o}^{dq0}(k) + \dots \right] \\
\mathbf{v}_L^{dq0}(k+1) &\approx \mathbf{v}_L^{dq0}(k) + \frac{T_s}{C_{L_f}} \left[-C_{L_f} \mathbf{W}_L(k) \mathbf{v}_L^{dq0}(k) + \mathbf{i}_{L_o}^{dq0}(k) - \mathbf{i}_L^{dq0}(k) \right]
\end{aligned} \tag{3.40}$$

finalmente en ejes $\alpha\beta0$:

$$\begin{aligned}
\mathbf{i}_g^{\alpha\beta0}(k+1) &\approx \mathbf{i}_g^{\alpha\beta0}(k) + \frac{T_s}{L_g} \left[-R_g \mathbf{i}_g^{\alpha\beta0}(k) - \mathbf{s}_g^{\alpha\beta0}(k) v^{dc}(k) + \mathbf{v}_g^{\alpha\beta0}(k) \right] \\
v^{dc}(k+1) &\approx v^{dc}(k) + \frac{T_s}{C_{dc}} \left[\mathbf{s}_g^{\alpha\beta0}(k)^T \cdot \mathbf{i}_g^{\alpha\beta0}(k) - \mathbf{s}_L^{\alpha\beta0}(k)^T \cdot \mathbf{i}_L^{\alpha\beta0}(k) \right] \\
\mathbf{i}_{L_o}^{\alpha\beta0}(k+1) &\approx \mathbf{i}_{L_o}^{\alpha\beta0}(k) + \frac{T_s}{L_{L_f}} \left[-R_{L_f} \mathbf{i}_{L_o}^{\alpha\beta0}(k) + \mathbf{s}_L^{\alpha\beta0}(k) v^{dc}(k) - \mathbf{v}_L^{\alpha\beta0}(k) \right] \\
\mathbf{v}_L^{\alpha\beta0}(k+1) &\approx \mathbf{v}_L^{\alpha\beta0}(k) + \frac{T_s}{C_{L_f}} \left[\mathbf{i}_{L_o}^{\alpha\beta0}(k) - \mathbf{i}_L^{\alpha\beta0}(k) \right]
\end{aligned} \tag{3.41}$$

Las ecuaciones anteriores modelan y describen en forma estática y dinámica el comportamiento de la configuración Back to Back, conocimiento que es empleado para diseñar un apropiado control según los requerimientos que imponga las condiciones de operación donde será conectada dicha topología.

3.4.3 Simulación Convertidor Back to Back

Para ver la respuesta del convertidor Back to Back se realizan pruebas sobre éste,

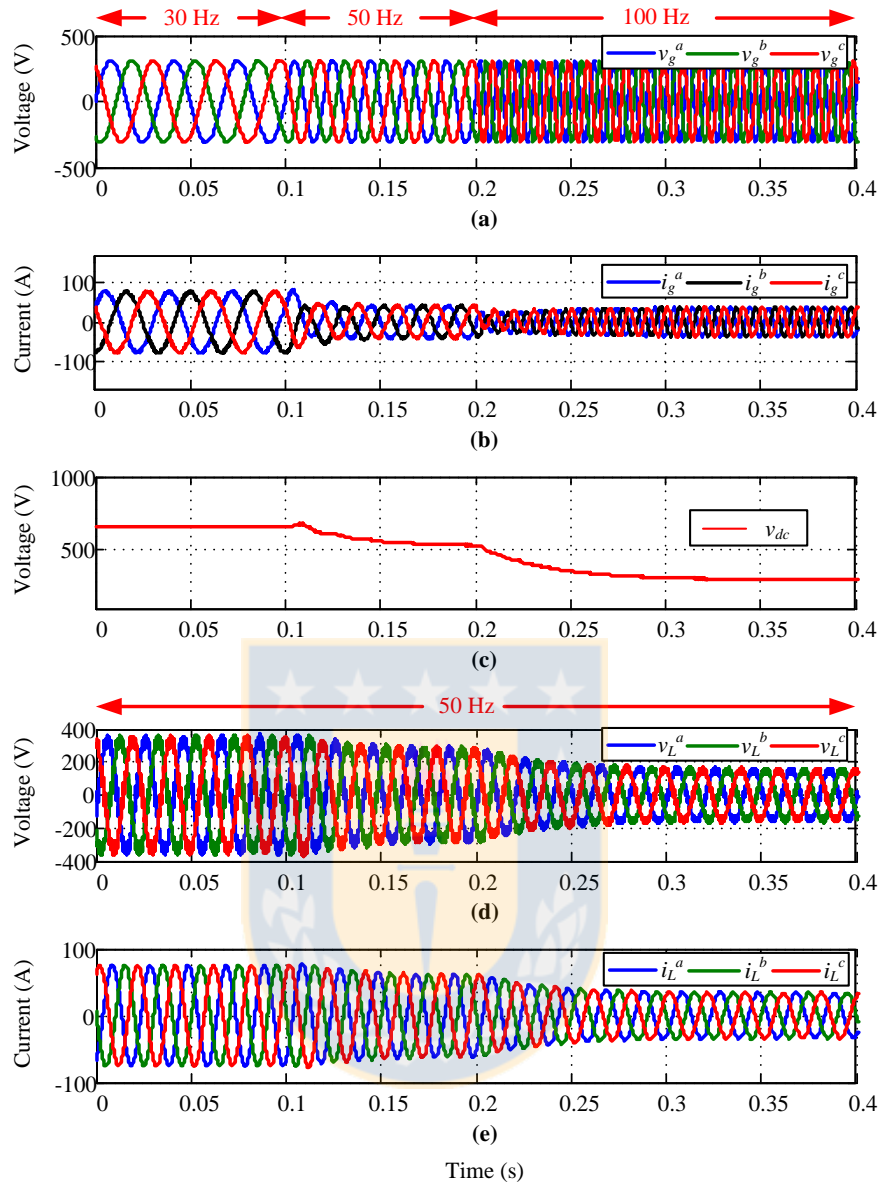


Fig. 3.7. Respuesta convertidor estático ante cambios de frecuencia.

(a) voltaje de red, (b) corriente consumida, (c) voltaje dc , (d) voltaje lado carga, (e) corriente lado carga.

*Fuente: Elaboración propia considerando variaciones en la frecuencia, para ello se realiza una variación en el lado de red (v_g^{abc}) del sistema con una variación desde 30 Hz a 100 Hz, cambiando según se puede apreciar en la Fig. 3.7, sin embargo en el lado de la carga (v_L^{abc}) la frecuencia se mantiene constante e igual a 50 Hz. Los gráficos son obtenidos utilizando los parámetros de la TABLA 3.2.

De los gráficos de la Fig. 3.7 se puede apreciar que las variaciones de frecuencia afectan progresivamente el voltaje de enlace (v^{dc}) a medida que ésta aumenta. Llegando a valores realmente bajos en v^{dc} lo que dice que el punto de operación ha cambiado sustancialmente, a pesar que

solamente la frecuencia fue la que varió. Esto lleva al hecho que se requiera de un apropiado control que permita trabajar al sistema dentro de un rango de operación y no en torno a un punto de operación, ya que estos puntos son fuertemente afectados por las variaciones de frecuencia.

TABLA 3.2. Parámetros convertidor.

Parámetros	Valor
v_g (Voltaje alimentación)	381 V rms
f_g (Frecuencia voltaje alimentación)	50 – 100 Hz
R_g (Resistencia de filtro entrada)	0.4 Ω
L_g (Inductancia de filtro entrada)	7 mH
R_{Lf} (Resistencia de filtro LC)	200 m Ω
L_{Lf} (Inductancia de filtro LC)	1 mH
C_{Lf} (Capacitancia lado LC)	10 μ F
R_L (Resistencia de Carga)	4 Ω
L_L (Inductancia de Carga)	12 mH
C_{dc} (Capacitancia lado dc)	2.35 mF

*Fuente: Elaboración propia

Las variaciones de frecuencia afectan el punto de operación debido a que cambian la impedancia de entrada (sólo la parte inductiva y no la resistiva), por lo que al cambiar la frecuencia el factor de potencia se ve afectado, destacando que la reactancia del inductor es proporcional a la frecuencia, por lo que pueden ser significativos los cambios asociados a variaciones en la frecuencia. De lo anterior, en el siguiente capítulo se presentarán estrategias de control que deberán poder trabajar con las variaciones en la frecuencia.

3.5. Conclusiones

Los convertidores estáticos si bien son no lineales y conmutados tienen una gran ventaja y es que pueden ser modelados, donde las ecuaciones obtenidas -gracias a las leyes de Kirchhoff- permiten una excelente aproximación del comportamiento dinámico y estático del sistema. Lo anterior ha permitido modelar el sistema en continuo y discreto, donde la discretización juega un rol importante al aplicar algoritmos de control discreto, además desde los resultados se pudo apreciar que la aproximación discreta tiene un comportamiento dinámico y estático muy similar al continuo, por lo que se dice que es una buena aproximación.

Los circuitos eléctricos y convertidores aquí mostrados son de corriente alterna, lo que posee algunas desventajas desde el punto de vista del control, es por ello que se han diseñado distintos

métodos que permiten mapear cantidades alternas a continuas. Esto muestra la importancia de la Transformada de Park que permite aplicar toda la teoría de control clásica en señales alternas, ya que es capaz de transformar señales alternas a continua, que dependiendo de su sincronización puede entregar importante información de las cantidades asociadas al convertidor. También existe la transformada $\alpha\beta 0$ que es muy útil en el caso de contar con señales trifásicas balanceadas, ya que reduce el número de controladores debido a que las señales trifásicas balanceadas son linealmente dependientes y se requiere de sólo dos señales para representarlas completamente.

El aspecto más importante que se busca resaltar en este capítulo es la importancia de la frecuencia en el punto de operación del sistema. Por este motivo se realizaron simulaciones que cambian la frecuencia y nada más mostrando la gran variaciones que posee el punto de operación ante estos cambios, esto muestra que se debe ser cuidadoso al momento de escoger un controlador, ya que esta no linealidad cambia el comportamiento dinámico al mover los valores propios asociados al filtro inductivo de entrada.



Capítulo 4. Control Lineal de Convertidores Estáticos Operando Bajo Frecuencia Variable

4.1. Introducción

La apropiada operación de convertidores estáticos debe ser considerada crítica y de cuidado en caso de ser alimentada por fuentes de frecuencia variable como redes débiles, micro redes, entre otras, [19]. En esta sección se trabajará con algoritmos de control lineales, siempre bajo la suposición de frecuencia variable. Los controladores lineales tienen la gran ventaja de ser fáciles de aplicar y con poco costo computacional, por lo que es de interés su utilización.

El control será separado en dos partes, los cuales en sí serán dos lazos de control que se diseñarán en forma independiente: (i) el primero de ellos será el control de potencia, este control será considerado como maestro cuya salida será la referencia para el control interno, (ii) el segundo será un control interno de corriente el cual deberá asegurar cumplir con las exigencias de potencia dadas por el control maestro. Cabe destacar que el control de potencia está dividido en dos partes: potencia activa y potencia reactiva, por lo que estas potencias estarán asociadas al lado alterno del convertidor. La potencia activa sirve para cargar o bien descargar el condensador del lado dc , mientras que la potencia reactiva está asociada al factor de potencia deseado en el punto común de acoplamiento (PCC), según las necesidades del usuario.

El dispositivo que se utilizará es el que se muestra en la Fig. 4.1, topología encargada de alimentar carga(s) críticas para las que variaciones en la frecuencia y/o voltaje puedan significar cambios en la operación de ellas, que no son deseadas. El dispositivo está compuesto por dos convertidores estáticos contra puestos, donde el primero debe encargarse de mantener una tensión

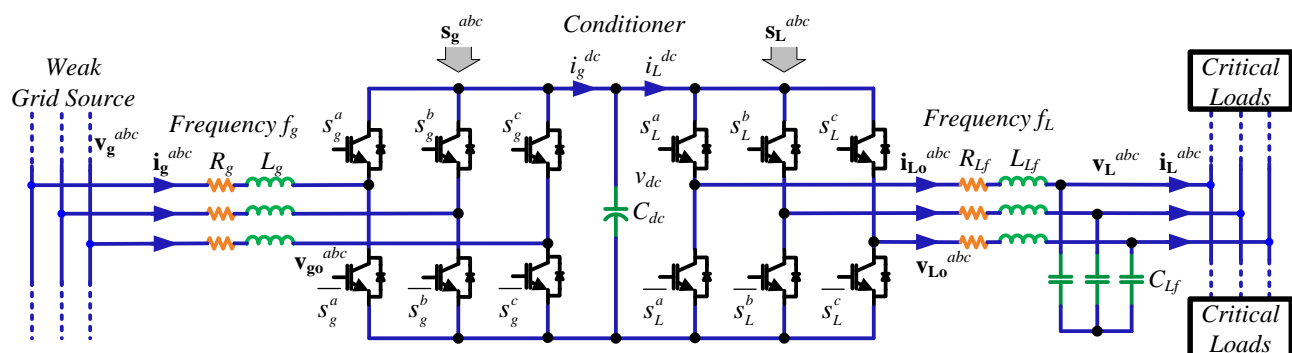


Fig. 4.1. Topología Back to Back.

*Fuente: Elaboración propia

continua constante en el enlace dc para que el inversor del lado de la carga alimente una carga crítica con alguna frecuencia y/o amplitud de voltaje determinada que pueda ser distinta de la tensión de alimentación. Esto ayuda a desacoplar totalmente la fuente –que en el caso que sea una fuente débil, micro red, entre otras, con variaciones en sus cantidades- de la alimentación que finalmente recibe la carga.

4.2. Control Lineal Basado en Control Resonante para Sistemas Balanceados

En esta sección se asumirá una tensión de alimentación balanceada, por lo que el control del convertidor será diseñado bajo este supuesto. Así, el control del lado de la red de la topología mostrada en la Fig. 4.1 debe ser diseñado cuidadosamente con el fin de afrontar las perturbaciones que se impondrán.

4.2.1 Referencia para la Potencia Activa y Reactiva

A. Potencia Activa

La potencia activa es utilizada para cargar/descargar el condensador de enlace que es encargado de suavizar el voltaje dc y generar el acople entre ambos convertidores contrapuestos. La energía de un condensador está dada por:

$$e_{C_{dc}} = \frac{1}{2} C_{dc} (v^{dc})^2, \quad (4.1)$$

donde la potencia –que es la derivada de la energía- viene definida por:

$$p_{C_{dc}} = \frac{de_{C_{dc}}}{dt} = \frac{1}{2} C_{dc} \frac{d(v^{dc})^2}{dt}, \quad (4.2)$$

esta última ecuación muestra la estrecha relación que posee la potencia con el voltaje del condensador.

Por otro lado, la potencia activa total que consume el convertidor estático está dado por:

$$P_g = P_{RL} + P_{C_{dc}} + P_{i_L}, \quad (4.3)$$

donde p_{RL} : corresponde a la potencia disipada por la parte resistiva del filtro RL de entrada (R_g y L_g), $p_{C_{dc}}$: corresponde a la potencia que consume/entrega para cargar/descargar el condensador, p_{i_L} : corresponde a la corriente drenada hacia el lado de la carga.

El primer término de (4.3) se puede calcular como:

$$p_{RL} = \text{Re}\left\{\left(\vec{v}_g - \vec{v}_x\right)\vec{i}_g^*\right\}, \quad (4.4)$$

donde $\vec{v}_g - \vec{v}_x$ corresponde al voltaje aplicado al filtro RL , lo que puede ser reescrito como

$\vec{v}_g - \vec{v}_x = \vec{z}_g \vec{i}_g$, con $\vec{z}_g = R_g + jL_g$. Así, (4.4) se transforma en:

$$p_{RL} = \text{Re}\left\{\left(\vec{v}_g - \vec{v}_x\right)\vec{i}_g^*\right\} = \text{Re}\left\{\vec{z}_g \vec{i}_g \vec{i}_g^*\right\} = \text{Re}\left\{\vec{z}_g \left|\vec{i}_g\right|^2\right\} = \left|\vec{i}_g\right|^2 \text{Re}\left\{\vec{z}_g\right\} = \left|\vec{i}_g\right|^2 R_g. \quad (4.5)$$

El segundo término de (4.3) se calcula desde (4.2) que corresponde a la cantidad de potencia que se requiere para mantener o acercar el voltaje a la referencia.

El tercer término de (4.3) se puede obtener como:

$$p_{i_L} = v^{dc} i_L^{dc}, \quad (4.6)$$

ahora usando (3.36), que se obtuvo en la modelación, se puede obtener la corriente del lado dc considerando la corriente del lado alterno y la señal de conmutación, tal que:

$$p_{i_L} = v^{dc} \left\langle \mathbf{s}_L^{abc}, \mathbf{i}_{Lo}^{abc} \right\rangle = v^{dc} \left(s_L^a i_{Lo}^a + s_L^b i_{Lo}^b + s_L^c i_{Lo}^c \right). \quad (4.7)$$

Por lo tanto la potencia total requerida desde la red es definida como la referencia por lo que (4.3) se puede redefinir como:

$$p_g^{ref} = \left|\vec{i}_g\right|^2 R_g + \frac{1}{2} C_{dc} \frac{d\left(v^{dc}\right)^2}{dt} + v^{dc} \left(s_L^a i_{Lo}^a + s_L^b i_{Lo}^b + s_L^c i_{Lo}^c \right). \quad (4.8)$$

Ahora bien, como la potencia consumida/entregada hacia/desde el condensador es controlada a través de un algoritmo (el término del medio de (4.8)), esta potencia impuesta vendrá siendo la salida de dicho controlador tal que sea función del voltaje dc :

$$p_{C_{dc}} = f\left(v_{dc}^2\right). \quad (4.9)$$

Por otro lado, la respuesta entre el cuadrado del voltaje y la potencia consumida está determinada por una ecuación lineal, y puede ser escrita en el plano de Laplace desde (4.2) como:

$$h_{C_{dc}}(s) = \frac{v_{dc}^2(s)}{p_{C_{dc}}(s)} = \frac{2}{C_{dc}s}. \quad (4.10)$$

Ahora, (4.10) se reescribe en forma discreta para poder implementar algún algoritmo de control que pueda ser implementado en una tarjeta digital, discretización que queda dada por:

$$h_{C_{dc}}(z) = \frac{v_{dc}^2(z)}{p_{C_{dc}}(z)} = \frac{2}{C_{dc}} \frac{T_s}{1-z^{-1}}. \quad (4.11)$$

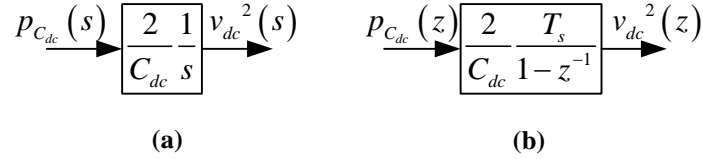


Fig. 4.2. Modelación de la Respuesta del Enlace.

(a) Función de transferencia continua, (b) función de transferencia discreta.

*Fuente: Elaboración propia

Para poder realizar un apropiado control del voltaje, se utiliza uno basado en Proporcional-Integral (PI), que posee la siguiente función de transferencia:

$$h_{PI}^{v^{dc}}(z) = k_c^{v^{dc}} \frac{\left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) + \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{(v^{dc2})^{ref}(z) - v^{dc2}(z)}{p_{C_{dc}}(z)} = \frac{e^{v^{dc}}(z)}{p_{C_{dc}}(z)}. \quad (4.12)$$

Con esto, el algoritmo utilizado para el controlador discreto está dado por:

$$p_{C_{dc}}^{ref}(k) = p_{C_{dc}}^{ref}(k-1) + k_c^{v^{dc}} \left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) e^{v^{dc}}(k) + k_c^{v^{dc}} \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) e^{v^{dc}}(k-1), \quad (4.13)$$

donde $k_c^{v^{dc}}$ y $T_i^{v^{dc}}$ son la ganancia y el tiempo integrativo del controlador PI respectivamente.

De esta forma, el lazo de control -incluyendo el retardo por cálculo- se muestra en la Fig. 4.3, donde se destaca el lazo interno de corriente el cual será explicado la Sección 4.2.2. Lo importante respecto del lazo interno es que este debe ser mucho más rápido que el lazo de voltaje de enlace externo, de manera de no considerar sus dinámicas en el diseño del controlador de voltaje dc . Para ver la estabilidad y la respuesta a entrada escalón del diseñado control de voltaje con los parámetros de la TABLA 4.1, en la Fig. 4.4 se muestra el lugar geométrico de las raíces juntamente con la respuesta a entrada escalón. Se aprecia que para ganancias positivas de $k_c^{v^{dc}}$ el sistema en lazo cerrado tiene un rango estable, en el cual se puede imponer algún sobrepaso y rapidez deseada. Se destaca que los parámetros utilizados en la TABLA 4.1 corresponden a los que finalmente se utilizan

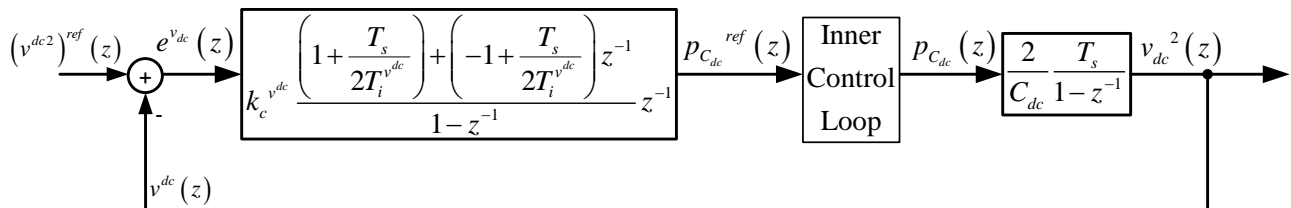


Fig. 4.3. Modelación del Lazo de Control del Voltaje de Enlace.

*Fuente: Elaboración propia

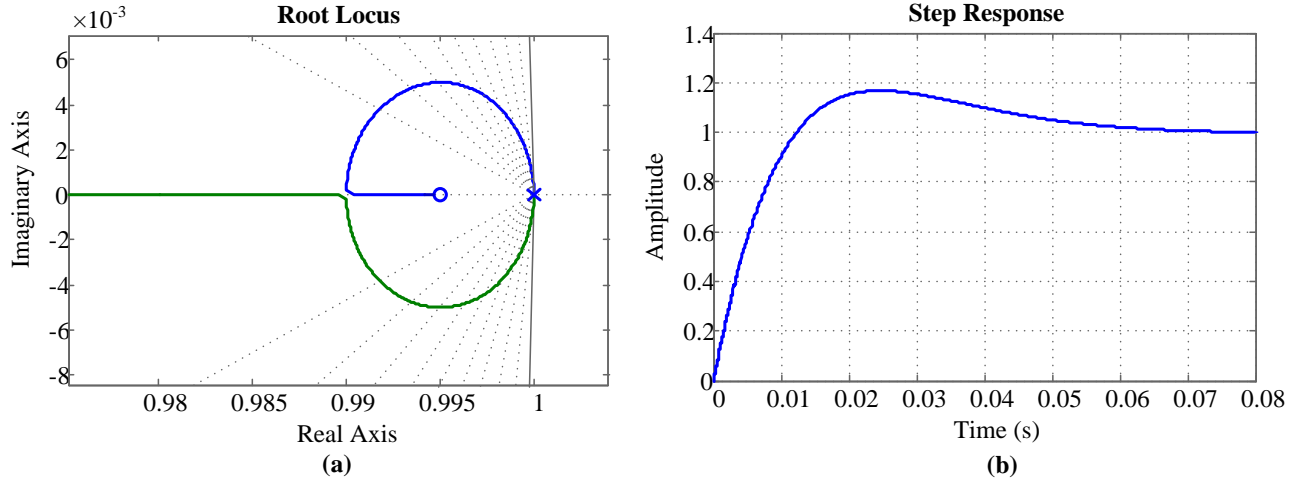


Fig. 4.4. Estabilidad y Respuesta de Lazo de Control de Voltaje de Enlace.

(a) Lugar Geométrico de las Raíces, (b) Respuesta a entrada escalón.

*Fuente: Elaboración propia en las posteriores simulaciones, particularmente el tiempo de muestreo el cual está más bien pensado en los lazos internos de corriente que son considerablemente más rápidos.

TABLA 4.1. Parámetros Lazo Control Voltaje de Enlace.

Parámetros	Valor
T_s (Tiempo de Muestreo)	100 μ s
$k_c^{v^{dc}}$ (Ganancia Control PI)	0.17
$T_i^{v^{dc}}$ (Tiempo Integrativo Control PI)	20 m
C_{dc} (Capacitancia lado dc)	2.35 mF

*Fuente: Elaboración propia

De esta forma, la referencia discreta de la potencia activa viene dada por:

$$p_g^{ref}(k) = |\vec{i}_g(k)|^2 R_g + p_{C_{dc}}^{ref}(k) + v^{dc}(k) \left(s_L^a(k) i_{Lo}^a(k) + \dots \right. \\ \left. s_L^b(k) i_{Lo}^b(k) + s_L^c(k) i_{Lo}^c(k) \right). \quad (4.14)$$

B. Potencia Reactiva

En general, se pudiera querer tener algún factor de potencia distinto de uno en el consumo del convertidor, esto principalmente para compensar cargas lineales inductivas o capacitivas. Con esto en mente, se diseña el control de manera de poder lograr alguna corriente asociada a potencia reactiva. En este sentido, definimos el fasor de potencia aparente $-\vec{s}_{pq}$ - y la potencia aparente como:

$$\vec{s}_{pq} = p_g + jq_g \Rightarrow |\vec{s}_{pq}| = \sqrt{p_g^2 + q_g^2}, \quad (4.15)$$

donde el factor de potencia $-pf$ - viene dado por:

$$pf = p_g / |\vec{s}_{pq}| = p_g / \sqrt{p_g^2 + q_g^2}, \quad (4.16)$$

lo que implica que la referencia de potencia reactiva estará dada por:

$$q_g^{ref}(k) = \pm \sqrt{1/(pf^2)^{ref} - 1} p_g^{ref}(k) = \pm k_{pf} p_g^{ref}(k), \quad (4.17)$$

la que, como se aprecia en (4.17) no posee dinámica asociada, ya que la potencia reactiva no es más que una proporción de la potencia activa, con proporción k_{pf} , considerando un signo positivo o negativo según si la potencia requerida es inductiva o capacitiva.

C. Generación de Referencia de Corriente

La potencia consumida por el convertidor estático es calculada como la multiplicación de corriente con voltaje, en ejes $\alpha\beta 0$, con la potencia activa dada por:

$$p_g(k) = \text{Re}\{\vec{v}_g(k) \vec{i}_g^*(k)\} = v_g^\alpha(k) \cdot i_g^\alpha(k) + v_g^\beta(k) \cdot i_g^\beta(k), \quad (4.18)$$

y la potencia reactiva:

$$q_g(k) = \text{Im}\{\vec{v}_g(k) \vec{i}_g^*(k)\} = v_g^\beta(k) \cdot i_g^\alpha(k) - v_g^\alpha(k) \cdot i_g^\beta(k), \quad (4.19)$$

donde las ecuaciones (4.18) y (4.19) encuentran la relación entre las corrientes y la potencia y además como se conocer cuál es la potencia deseada, tanto activa -(4.14)- como reactiva -(4.17), se llega a que la referencia de corriente en función de la referencia de potencia posee la siguiente relación:

$$\mathbf{i}_g^{\alpha\beta, ref}(k) = \frac{1}{\|\vec{v}_g^{\alpha\beta}(k)\|_2} \left[\text{Re}\{\vec{s}_{pq}^{ref*}(k) \cdot \vec{v}_g(k)\} \quad \text{Im}\{\vec{s}_{pq}^{ref*}(k) \cdot \vec{v}_g(k)\} \right]^T, \quad (4.20)$$

con $\|\cdot\|_2$ la norma dos y $\vec{v}_g^{\alpha\beta}(k) = v_g^\alpha(k) + jv_g^\beta(k)$.

4.2.2 Control Resonante

Una vez diseñado el lazo de control de potencia que regula el factor de potencia y el voltaje de enlace, se debe proseguir con el lazo interno de corriente siguiendo la referencia dada en (4.20). Para esto, se recomienda un lazo de control mucho más rápido de modo de no alterar la dinámica del lazo maestro. Una regla general dice que el lazo interno, siendo alrededor de diez veces más rápido,

las dinámicas pueden ser no consideradas para efectos de diseño y estabilidad en el lazo más lento. Esto permite diseñar controladores totalmente desacoplados lo que, desde el punto de vista de control, facilita el diseño y simplifica las ecuaciones.

Desde el punto vista físico, el separar los controladores de potencia de los de corrientes es posible y además recomendado, ya que las dinámicas naturales del condensador de enlace –en lazo abierto- son lentas comparadas con las dinámicas de la corriente alterna de entrada al convertidor, asociada principalmente al filtro RL .

A. Bases del Control

Un aspecto significativo de los controladores es mantener cero error en estado estacionario, esto es muy conocido en variables continuas, ya que a sistemas que no poseen polos en el origen, se logra agregando un integrador. Sin embargo, en el caso de variables alternas, cero error en estado estacionario significa incluir polos a dicha frecuencia, es decir en el eje imaginario. Así, un control resonante puede definirse como:

$$h_c(s) = k_{c,i_g} \frac{n(s)}{s^2 + \omega_g^2}, \quad (4.21)$$

con $n(s)$ un numerador a escoger según requerimientos de estabilidad y dinámica, k_{c,i_g} una ganancia a escoger según requerimiento y $\omega_g = 2\pi f_g$ la frecuencia angular de la red eléctrica.

Como se desea controlar la corriente de entrada al convertidor, la cual obedece a las diferencias entre la tensión de alimentación \mathbf{v}_g^{abc} y la tensión inyectada por el convertidor \mathbf{v}_{go}^{abc} (Fig. 4.1), donde lo que se opone al paso de la corriente es la impedancia del filtro determinada por:

$$\vec{z}_{RL} = R_g + j\omega_g L_g, \quad (4.22)$$

cuya función de transferencia queda determinada por:

$$h_{RL}(s) = \frac{1}{R_g + sL_g}. \quad (4.23)$$

Desde luego, se desea operar este control de forma discreta, lo que inmediatamente implica que el análisis se debe realizar en el plano discreto. La discretización de la función de transferencia del controlador en (4.21) puede ser encontrada como:

$$h_c^{i_g}(z) = k_{c,i_g} \frac{n(z)}{z^{-2} - 2\cos(\omega_g T_s)z^{-1} + 1}, \quad (4.24)$$

donde los polos del control estarán ubicados en el círculo unitario y $n(z)$ un numerador para lograr estabilidad y dinámica. También, la discretización del filtro RL puede ser encontrado, llegando a la siguiente función de transferencia discreta:

$$h_{RL}(z) = \frac{1}{R_g} z^{-1} \frac{1 - e^{-R_g T_s / L_g}}{1 - z^{-1} e^{-R_g T_s / L_g}}. \quad (4.25)$$

La función de lazo abierto puede ser encontrada fácilmente quedando definida por:

$$h_{RL}^{OL}(z) = k_{c,i_g} \frac{n(z)}{z^{-2} - 2 \cos(\omega_g T_s) z^{-1} + 1} \frac{1}{R_g} z^{-1} \frac{1 - e^{-R_g T_s / L_g}}{1 - z^{-1} e^{-R_g T_s / L_g}}, \quad (4.26)$$

donde, si la función polinómica $n(z)$ es de grado cero, existen tres polos, dos de ellos en el círculo unitario -conjugados entre sí- y el polo del filtro de entrada que está dentro del círculo unitario. Esto hace que el sistema en lazo cerrado sea inestable para cualquier valor de ganancia k_{c,i_g} , es por ello que se recomienda utilizar una función polinómica $n(z)$ de segundo orden, logrando así atraer las ramas del lugar geométrico de las raíces hacia dentro del círculo unitario. Así, la función de transferencia del controlador (4.24) debe ser redefinida como:

$$h_c^{i_g}(z) = k_{c,i_g} \frac{(1 - \bar{c}z^{-1})(1 - \bar{c}^*z^{-1})}{z^{-2} - 2 \cos(\omega_g T_s) z^{-1} + 1}, \quad (4.27)$$

el cual incluye dos ceros conjugados localizados en \bar{c} y \bar{c}^* respectivamente, lo que lleva a la función en lazo abierto a quedar definida por:

$$h_{RL}^{OL}(z) = k_{c,i_g} \frac{(1 - \bar{c}z^{-1})(1 - \bar{c}^*z^{-1})}{z^{-2} - 2 \cos(\omega_g T_s) z^{-1} + 1} \frac{1}{R_g} z^{-1} \frac{1 - e^{-R_g T_s / L_g}}{1 - z^{-1} e^{-R_g T_s / L_g}}, \quad (4.28)$$

donde es posible asegurar un rango de estabilidad gracias a los dos ceros incluidos arbitrariamente según criterio de diseño.

En muchas ocasiones se desea mitigar el ruido de medición, el cual puede ser empeorado debido a la conmutación, para esto es recomendable emplear algún filtro pasa bajos. Es importante destacar que el ruido de conmutación cuenta con dos características importantes, la primera es que su frecuencia es determinada y lo segundo es que la frecuencia de conmutaciones naturalmente es mucho mayor que la frecuencia de red, por lo que se facilita bastante el diseño del mismo y se puede utilizar un filtro más sencillo. Por lo tanto, se recomienda utilizar un filtro como el ilustrado en la Sección 2.2 (filtro de primer orden Sección 2.2.A o filtro de segundo orden Sección 2.2.B), quedando la función de transferencia de lazo abierto definida como:

$$h_{RL}^{OL}(z) = k_{c,i_g} \frac{(1 - \bar{c}z^{-1})(1 - \bar{c}^*z^{-1})}{z^{-2} - 2\cos(\omega_g T_s)z^{-1} + 1} \frac{1}{R_g} z^{-1} \frac{1 - e^{-R_g T_s/L_g}}{1 - z^{-1}e^{-R_g T_s/L_g}} \frac{1 - \exp(-2\pi f_c T_s)}{1 - z^{-1}\exp(-2\pi f_c T_s)}, \quad (4.29)$$

en caso de utilizar un filtro de primer orden, con f_c la frecuencia de corte deseada para el filtro pasa bajos.

B. Control Resonante bajo Frecuencia de Red Variable

La ecuación (4.28) posee un denominador que posee parámetros constantes siempre y cuando la frecuencia de red sea constante o no haya variaciones en el tiempo de muestreo. Sin embargo la aplicación de este trabajo de tesis incluye variaciones en la frecuencia de alimentación. En el Capítulo 2 se trató de los algoritmos de sincronización, los cuales arrojaban como resultados dos importantes aspectos, (i) primero, se tenían señales sinusoidales internas generadas en sincronía con las variables externas y (ii) segundo, se obliga al sistema en cuestión tener una tasa de muestreo constante en la sinusoidal de N muestras por periodo, siendo este número independiente de la frecuencia actual de la señal externa. Este último punto deja como resultado que el tiempo de muestreo estará definido en estado estacionario como (mismo tiempo de muestreo para el control y sincronización):

$$T_s = \frac{1}{N \cdot f_g}, \quad (4.30)$$

Ahora bien, bajo esta premisa, se puede llegar a que el denominador de la función de transferencia en lazo abierto del control resonante (4.27) puede ser reescrito:

$$z^{-2} - 2\cos(\omega_g T_s)z^{-1} + 1 = z^{-2} - 2\cos\left(\omega_g \frac{1}{N \cdot f_g}\right)z^{-1} + 1, \quad (4.31)$$

siendo $\omega_g = 2\pi f_g$ se llega a que el segundo termino de (4.31) queda dado por:

$$2\cos\left(\omega_g \frac{1}{N \cdot f_g}\right)z^{-1} = 2\cos\left(2\pi f_g \frac{1}{N \cdot f_g}\right)z^{-1} = 2\cos\left(2\pi \cancel{f_g} \frac{1}{N \cdot \cancel{f_g}}\right)z^{-1} = 2\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z^{-1}, \quad (4.32)$$

Asimismo, el controlador queda determinado, al usar un número entero de muestras por periodo, como:

$$h_c^{i_g}(z) = k_{c,i_g} \frac{(1 - \bar{c}z^{-1})(1 - \bar{c}^*z^{-1})}{z^{-2} - 2\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z^{-1} + 1}, \quad (4.33)$$

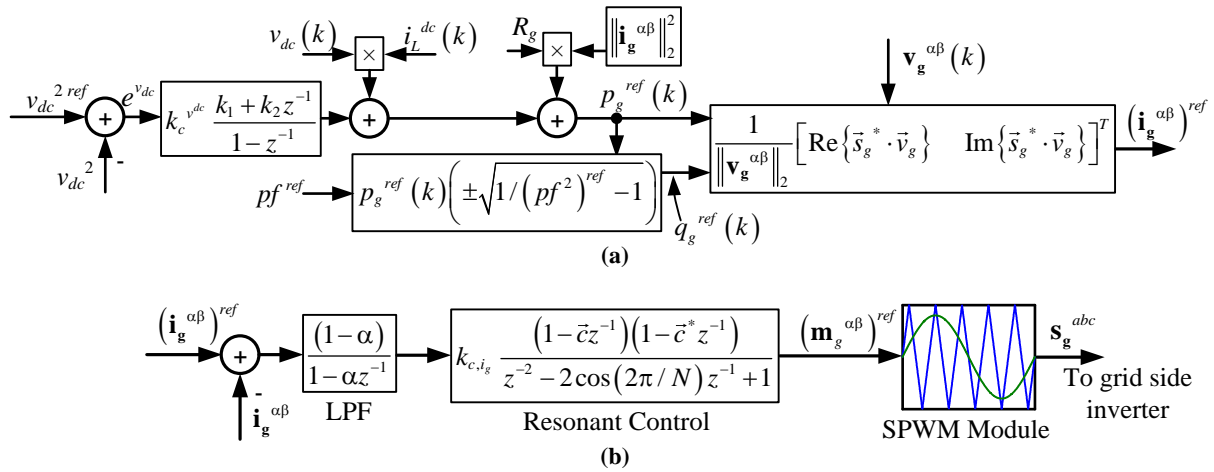


Fig. 4.5. Diagrama de Bloques del Control Utilizado.

(a) Control de Potencia, (b) Control de Corriente.

*Fuente: Elaboración propia

donde se puede apreciar que (4.33) es independiente de la frecuencia de red, aunque se requiere usar de algún sincronizador que imponga T_s . En particular y debido a que se espera una red balanceada para esta aplicación, se recomienda la utilización del sincronizador explicado en la Sección 2.4.

Por lo tanto, el control de potencia antes señalado y el control de corriente quedan incluidos como se muestra en la Fig. 4.5, incluyendo la formación de la referencias como función del voltaje de enlace deseado y el factor de potencia en el PCC. Además se destaca que la técnica de conmutación utilizada es SPWM.

C. Respuesta del Control Resonante de Frecuencia de Red Variable

El control resonante antes descrito es un control que se auto ajusta a la frecuencia de la red a través del cambio del tiempo de muestreo. La Fig. 4.6 muestra el resultado para tres distintas

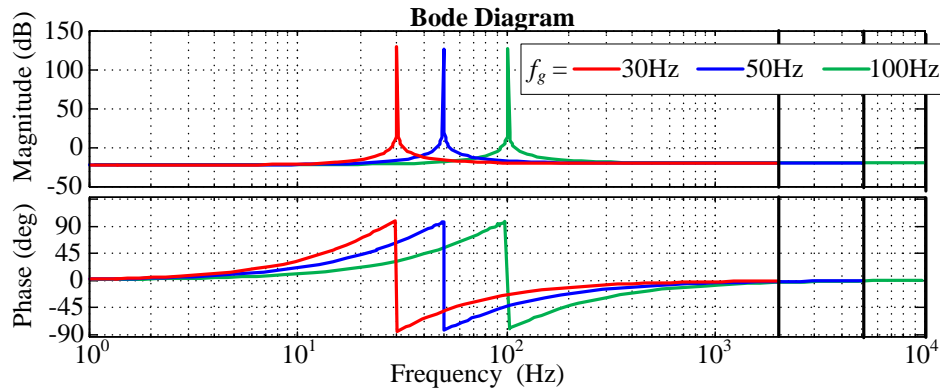


Fig. 4.6. Respuesta Control Resonante.

*Fuente: Elaboración propia

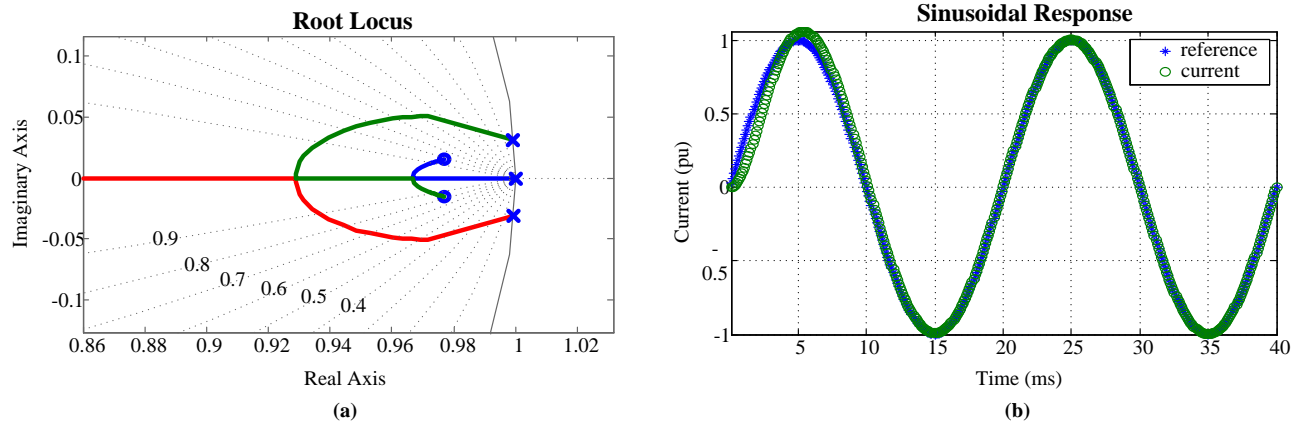


Fig. 4.7. Estabilidad y Respuesta de Lazo de Control de Corriente.

(a) Lugar Geométrico de las Raíces, (b) Respuesta a entrada sinusoidal.

*Fuente: Elaboración propia

frecuencias de red utilizando los parámetros de la TABLA 4.2, donde es posible apreciar que la resonancia del controlador cambia en función de la frecuencia de red sin necesidad de auto ajustar los parámetros del mismo.

El Lugar Geométrico de la Raíces es posible de ver en la Fig. 4.7 con los parámetros de la TABLA 4.2, donde se puede ver que gracias a los dos ceros adicionales descritos en (4.27) se logra un sistema estable en lazo cerrado. También se aprecia en la Fig. 4.7 (b) que la respuesta del control de corriente es bastante rápida tomándose no más allá de medio ciclo en llegar a estado estacionario.

TABLA 4.2. Parámetros Lazo Control de Corriente.

Parámetros	Valor
R_g (Resistencia de Entrada)	0.4 Ω
L_g (Resistencia de Entrada)	7 mH
k_{c,i_g} (Ganancia Control Resonante)	0.0945
\bar{c} (Cero Control Resonante)	$0.977 + 15 \times 10^{-3}j$
N (Número de Muestras por Ciclo)	204

*Fuente: Elaboración propia

4.2.3 Control Propuesto para Frecuencia Variable

El control propuesto para la topología Back to Back de la Fig. 4.1 incluye un control maestro de potencia -para regular factor de potencia y voltaje de enlace- y control interno que siga una referencia de corriente de manera de lograr obtener la potencia requerida por el lazo más externo. La

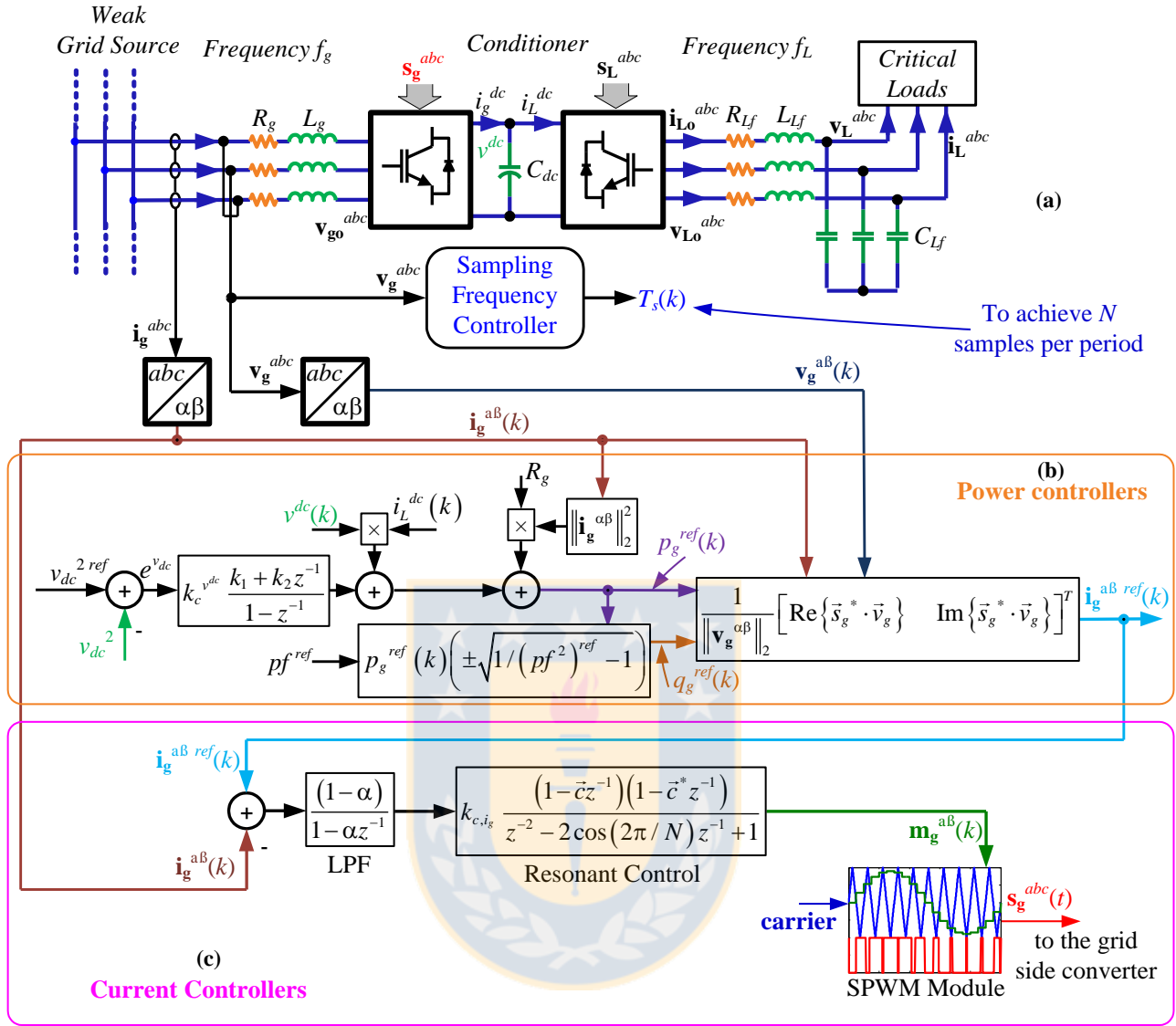


Fig. 4.8. Sintetización del Control Propuesto.

(a) Convertidor, (b) Control de Potencia, (c) Control de Corriente.

*Fuente: Elaboración propia

La sintetización del control propuesto se muestra en la Fig. 4.8 incluyendo el convertidor y cada uno de los controladores requeridos para mantener las variables siguiendo sus referencias.

4.2.4 Control del Inversor del lado de la carga

Una vez que se ha realizado un apropiado control para el convertidor del lado de la red se espera que la tensión de enlace este bien controlada y en torno a un valor determinado, donde un caso particular sería que no varíe. Teniendo en mente que el voltaje del enlace está bien regulado por el control del convertidor del lado de la red, se hace mucho más sencillo el control del inversor

del lado de carga. En efecto, en estado estacionario y despreciando el efecto del filtro LC –que está diseñado para eliminar solo el ruido de conmutación y no afectar a la frecuencia de red- se puede decir que el voltaje \mathbf{v}_L^{abc} puede ser simplemente:

$$\mathbf{v}_L^{abc} = v^{dc} \mathbf{S}_L^{abc}, \quad (4.34)$$

Sin embargo, debido a que pueden existir variaciones, se propone un controlador lo más sencillo posible el cual sensa la variable de voltaje de carga \mathbf{v}_L^{abc} y usando la Transformada de Park se puede obtener el voltaje \mathbf{v}_L^{dq0} . Para ello se puede tomar la componente directa y en cuadratura del voltaje \mathbf{v}_L^{dq0} y hacer una realimentación utilizando un controlador PI:

$$h_{v_L} = k_{c,v_L} \frac{\left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v_L}}\right) + \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v_L}}\right) z^{-1}}{1 - z^{-1}}, \quad (4.35)$$

con k_{c,v_L} y $T_i^{v_L}$ las ganancias del PI.

Así, la variación de la moduladora puede ser encontrada en función error $\mathbf{e}^{v_L^{dq}}$ como:

$$\Delta \mathbf{m}_L^{dq}(k) = \Delta \mathbf{m}_L^{dq}(k-1) + k_{c,v_L} \left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v_L}}\right) \mathbf{e}^{v_L^{dq}}(k) + k_{c,v_L} \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v_L}}\right) \mathbf{e}^{v_L^{dq}}(k-1), \quad (4.36)$$

con $\mathbf{e}^{v_L^{dq}}(k) = \mathbf{v}_L^{dq\ ref}(k) - \mathbf{v}_L^{dq}(k)$ donde finalmente la moduladora total en ejes abc queda dada por:

$$m_L^a(k) = (\Delta m_L^d(k) + m_{Lo}^d) \sin(\omega_L t) + (\Delta m_L^q(k) + m_{Lo}^q) \cos(\omega_L t), \quad (4.37)$$

$$m_L^b(k) = (\Delta m_L^d(k) + m_{Lo}^d) \sin\left(\omega_L t - \frac{2\pi}{3}\right) + (\Delta m_L^q(k) + m_{Lo}^q) \cos\left(\omega_L t - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (4.38)$$

$$m_L^c(k) = (\Delta m_L^d(k) + m_{Lo}^d) \sin\left(\omega_L t + \frac{2\pi}{3}\right) + (\Delta m_L^q(k) + m_{Lo}^q) \cos\left(\omega_L t + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (4.39)$$

en el cual se controla el voltaje y su frecuencia ω_L , siendo m_{Lo} la moduladora en el punto de operación deseado con la consideración de SPWM como técnica de modulación. El sistema de control propuesto se muestra en la Fig. 4.9.

Como se puede apreciar, el control resulta ser muy sencillo, debido a que se asume que la tensión de enlace está bien controlada. Por otro lado, se debe recalcar que además el control propuesto se puede emplear cualquier tipo de técnica (predictiva, resonante, etc.) con el fin de lograr mantener un voltaje \mathbf{v}_L^{abc} deseado.

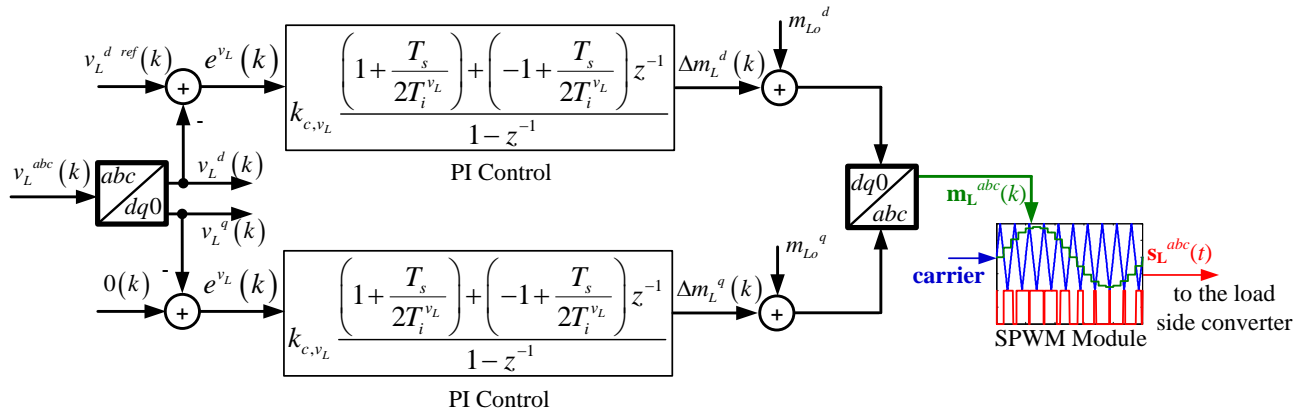


Fig. 4.9. Control del Voltaje de Carga.

*Fuente: Elaboración propia

TABLA 4.3. Parámetros Lazo Control de Voltaje de Carga.

Parámetros	Valor
C_{L_f} (Capacitancia Filtro)	10 μF
L_{L_f} (Inductancia Filtro)	1 mH
R_{L_f} (Resistencia Filtro)	1 m Ω
k_{c,v_L} (Ganancia Control PI)	18×10^{-6}
$T_i^{v_L}$ (Constante Integrativa Control PI)	20×10^{-3}
L_L (Inductancia Carga)	17 mH
R_L (Resistencia Carga)	5 Ω
m_{Lo}^d (Moduladora en Punto de Operación)	380/750
m_{Lo}^q (Moduladora en Punto de Operación)	0

*Fuente: Elaboración propia

4.2.5 Resultados

Para corroborar la matemática desarrollada en la Sección 4.2 se realizan diversas pruebas utilizando los parámetros de diseño de la TABLA 4.1, TABLA 4.2 y TABLA 4.3, mediante el uso del software PSim 9.0®.

La Fig. 4.10 muestra la respuesta del control de voltaje de enlace, al cual se le realizan cambios de referencias a distintas frecuencias, que demuestran la efectividad del control realizado a distintas frecuencias. Se puede apreciar en la Fig. 4.10 (b) que se logra cero error en estado estacionario en el lazo interno de corriente a distintas frecuencias, lo que finalmente asegura el factor de potencia deseado Fig. 4.10 (d).

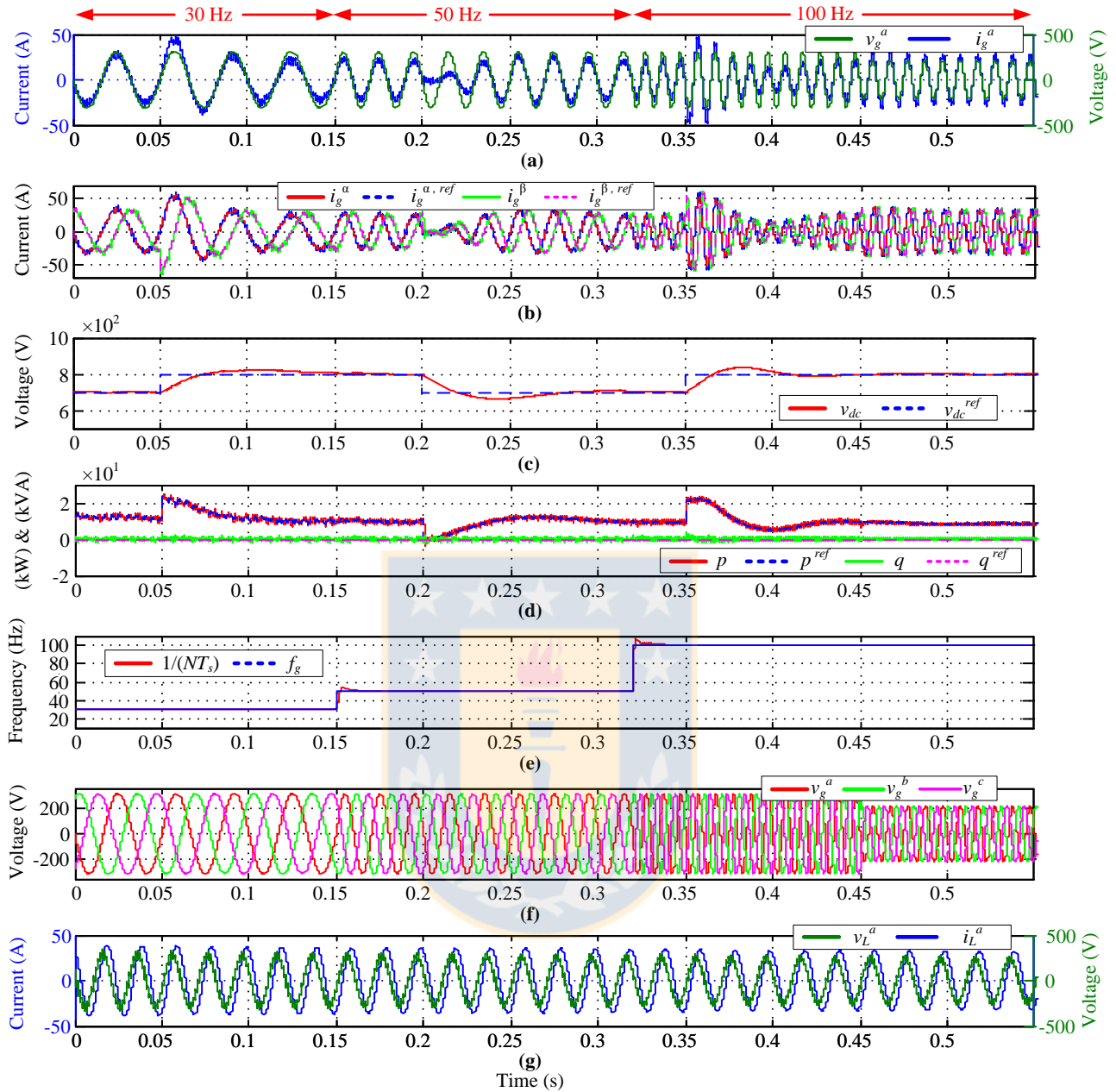


Fig. 4.10. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en $\alpha\beta$ y referencia, (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 4.10 (e) muestra como varía el tiempo de muestreo para mantener N muestras por periodo, lo que permite no volver a sintonizar el controlador resonante. Además, se realiza una disminución en el voltaje de alimentación (sag) en $t = 0.45$ s logrando mantener las cantidades siguiendo sus referencias.

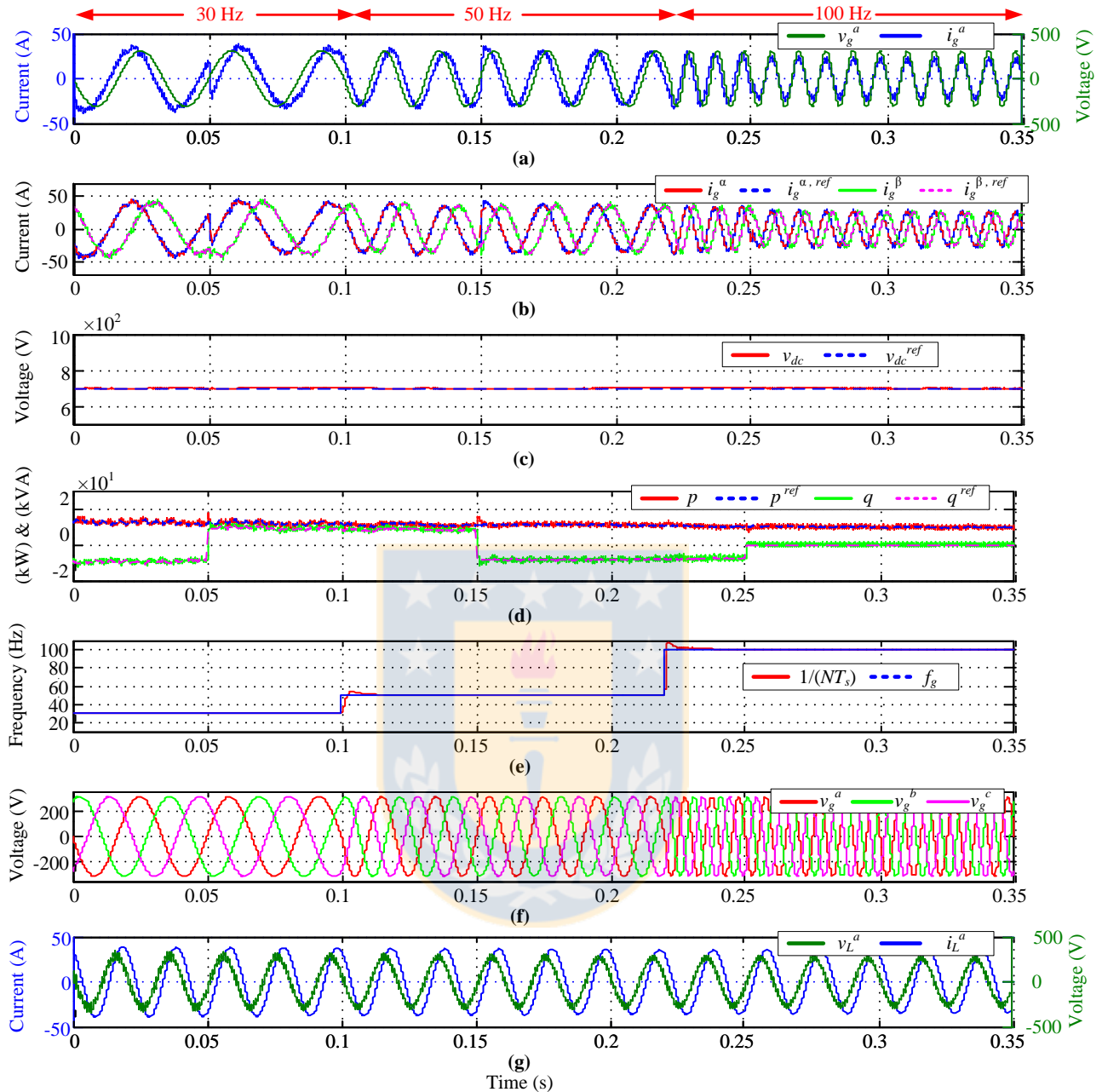


Fig. 4.11. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en $\alpha\beta 0$ y referencia, (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 4.11 muestra la respuesta del control en el factor de potencia a distintas frecuencias, el factor de potencia impuesto es de 0.8 capacitivo, luego inductivo en $t = 0.05$ s, nuevamente capacitivo en $t = 0.15$ s y finalmente unitario en $t = 0.25$ s.

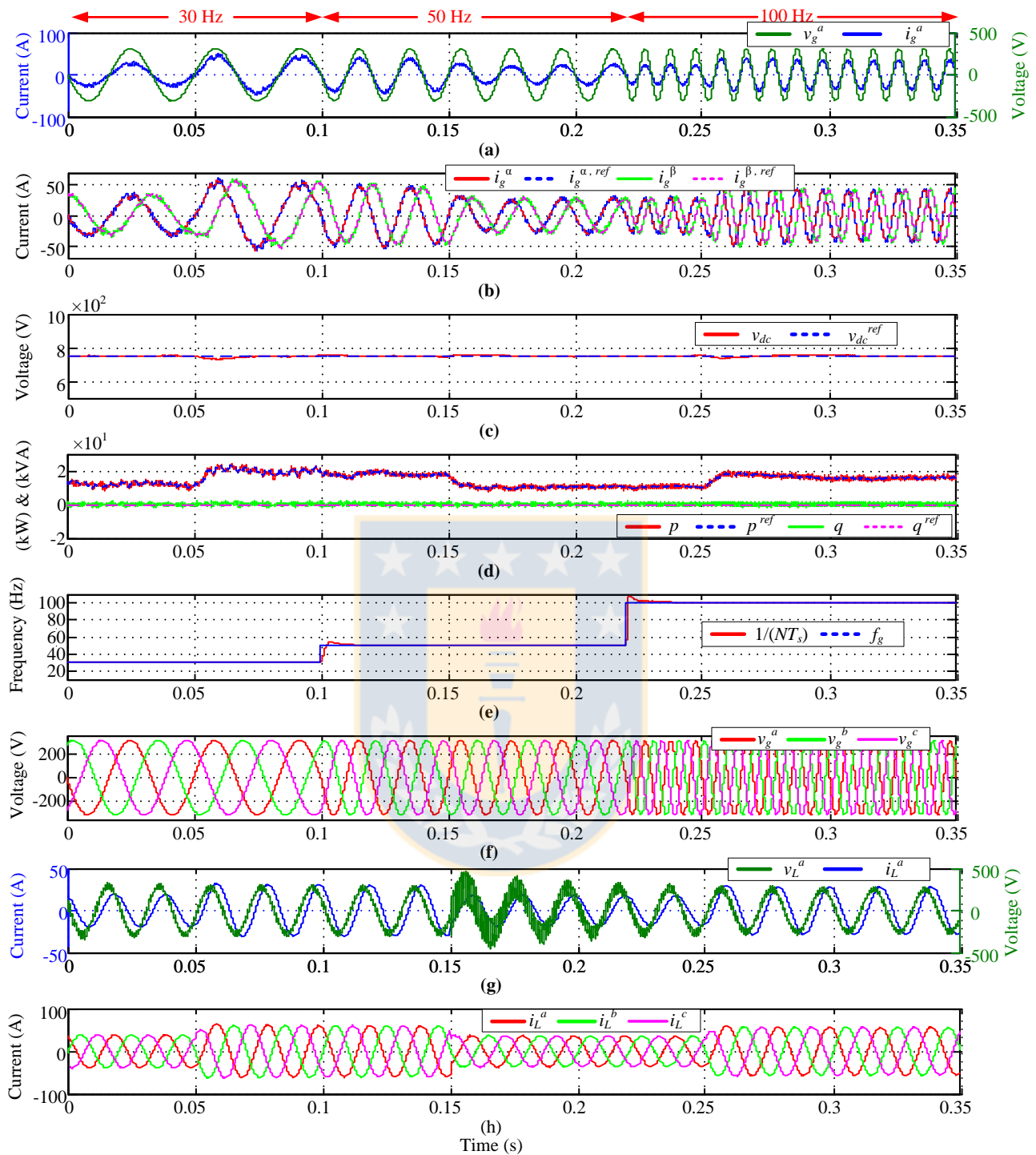


Fig. 4.12. Impactos de Carga.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en $\alpha\beta 0$ y referencia, (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga, (h) corriente de carga.

*Fuente: Elaboración propia

En la Fig. 4.11 se ve que para todo tiempo se aprecia como las cantidades siguen sus

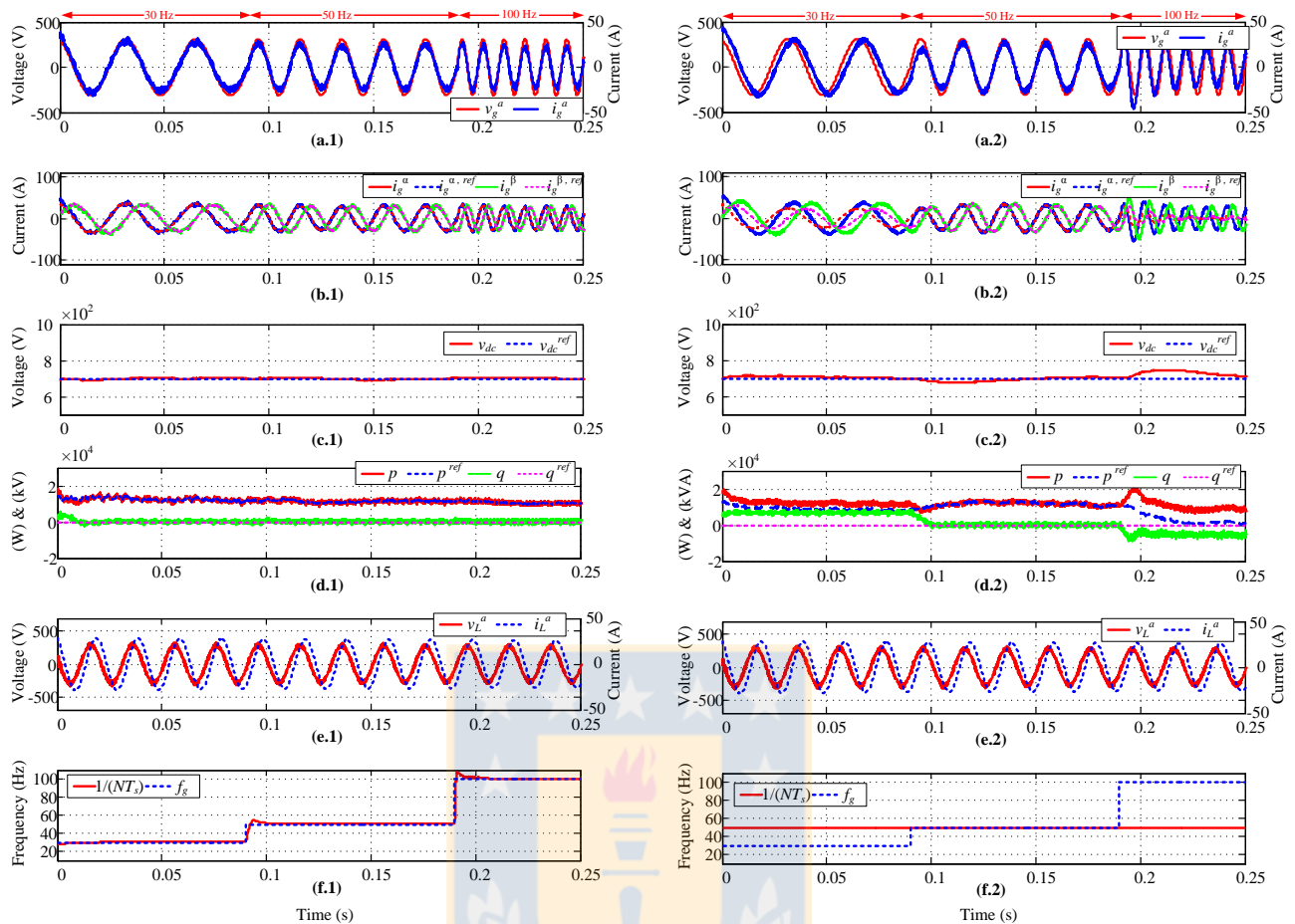


Fig. 4.13. Comparación de Controlador con y sin Frecuencia de Muestreo Variable.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en $\alpha\beta$ y referencia, (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) voltaje y corriente del lado de carga, (f) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo.

*Fuente: Elaboración propia

referencias, independiente de la frecuencia de red. Además se puede apreciar al igual que el caso anterior, como el lado de la carga posee una frecuencia y voltaje determinado independiente del lado de la red.

La Fig. 4.12 muestra los resultados de impactos de cargas a distintas frecuencias. Esta prueba es realizada debido a que es de esperar que la corriente de carga varíe en función de la energía eléctrica requerida por la carga. En este caso se realiza un impacto de carga de alrededor 70%, donde para todas las frecuencias de red se observa estabilidad y seguimiento de las referencias.

Finalmente en la Fig. 4.13 se realiza una comparación entre el control resonante propuesto considerando N muestras por periodo, es decir, tiempo de muestreo variable (lado izquierdo de la Fig. 4.13) y control resonante con frecuencia de muestreo fijo (lado derecho de la Fig. 4.13). El lado izquierdo de la Fig. 4.13 expone el control propuesto con un buen seguimiento de las referencias,

mientras que el lado derecho, al estar diseñado únicamente para 50 Hz, cuando la frecuencia varía las referencias pueden ser no seguidas debido a que existe error en estado estacionario relativo a las corrientes y no se puede llevar la potencia al valor deseado.



4.3. Control Lineal Basado en Control Resonante para Sistemas Desbalanceados

Cuando existen variaciones mayores en la carga o generación, la frecuencia se puede ver afectada, pero si estas variaciones son por fase, independientes entre ellas, se puede llegar a tener desbalances en la amplitud de la señal de voltaje de alimentación. En otras palabras, sobrecargas monofásicas en una red trifásica puede llegar a significar desbalances de amplitud en ella además de las desviaciones en la frecuencia.

En esta Sección se estudia un control resonante asociado a variaciones de frecuencias juntamente con variaciones en la amplitud por fase, que signifiquen desbalances en la red. Bajo el supuesto del párrafo anterior, se asume que la fase que tenga una menor amplitud de voltaje, significará que tendrá una mayor carga, lo que propone como mejor solución aliviar esa fase. En consecuencia, se puede realizar un control que sea capaz de distinguir la fase más sobrecargada y exigirle una menor cantidad de energía a dicha fase. Para lograr el objetivo planteado, se utiliza la topología Back to Back con punto medio que se muestra en la Fig. 4.14, conectada a una red con posibles variaciones por fase en la frecuencia y amplitud.

4.3.1 Referencia de Potencia Activa y Reactiva

La regulación del control de voltaje dc debe ser tomada con sumo cuidado para que el inversor pueda trabajar apropiadamente y cuente con un voltaje determinado, fijado en el enlace dc por el capacitor. Esto obliga a que el control del lado de la red mantenga un suministro que permita al voltaje dc estar lo más cerca posible a su referencia, incluso antes variaciones en la red como variaciones de amplitud o frecuencia en el voltaje v_g de alimentación o bien impactos de carga por el

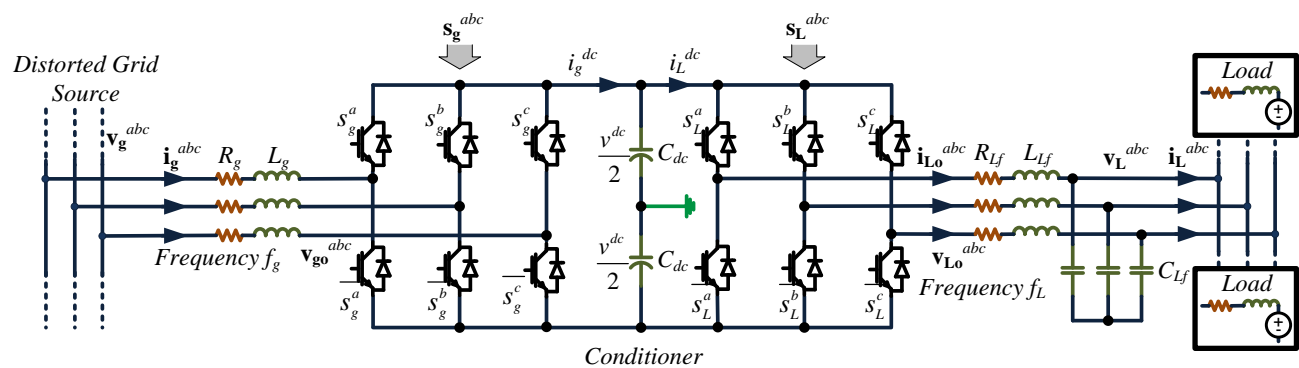


Fig. 4.14. Topología Back to Back con punto medio.

*Fuente: Elaboración propia

lado de las cargas críticas.

Al igual que en la estrategia de control anterior, se trabaja en base a la energía guardada por el condensador de enlace, donde se llega a la relación de potencia que describe que:

$$p_{C_{dc}} = \frac{de_{C_{dc}}}{dt} = \frac{1}{2} C_{dc} \frac{d(v^{dc})^2}{dt} = p_g - p_{RL} - p_L, \quad (4.40)$$

donde p_g : representa la potencia entregada por la red, p_{RL} : la potencia quemada por el filtro inductivo del lado de la red y p_L : la potencia que consume el inversor del lado de la carga, con:

$$p_{RL} = \|\vec{i}_g\|_2^2 R_g, \quad (4.41)$$

$$p_L = v^{dc} \langle \mathbf{s}_L^{abc}, \mathbf{i}_{Lo}^{abc} \rangle = v^{dc} (s_L^a i_{Lo}^a + s_L^b i_{Lo}^b + s_L^c i_{Lo}^c), \quad (4.42)$$

como se presentó en la sección anterior.

Para regular la tensión se puede emplear un control PI que asegura cero error en estado estacionario, con función de transferencia dada por:

$$h_{PI}^{v^{dc}}(z) = k_c^{v^{dc}} \frac{\left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) + \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{(v^{dc2})^{ref}(z) - v^{dc2}(z)}{p_{C_{dc}}(z)} = \frac{e^{v^{dc}}(z)}{p_{C_{dc}}(z)}. \quad (4.43)$$

Se puede implementar un control PI en este caso debido al modelo lineal existente entre la tensión de enlace y la potencia hacia/desde el condensador

$$h_{C_{dc}}(z) = \frac{v_{dc}^2(z)}{p_{C_{dc}}(z)} = \frac{2}{C_{dc}} \frac{T_s}{1 - z^{-1}}, \quad (4.44)$$

siendo de muy fácil implementación el control PI, con su ecuación en tiempo discreto dada por:

$$p_{C_{dc}}^{ref}(k) = p_{C_{dc}}^{ref}(k-1) + k_c^{v^{dc}} \left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) e^{v^{dc}}(k) + k_c^{v^{dc}} \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}}\right) e^{v^{dc}}(k-1), \quad (4.45)$$

donde $k_c^{v^{dc}}$ y $T_i^{v^{dc}}$ son la ganancia y el tiempo integrativo del controlador respectivamente.

Recordando que la potencia total consumida por la topología propuesta está dada por:

$$p_g = p_{RL} + p_{C_{dc}} + p_L. \quad (4.46)$$

Por otro lado, la potencia drenada hacia la carga puede ser definida como:

$$p_g = \langle \mathbf{v}_g^{abc}, \mathbf{i}_g^{abc} \rangle = v_g^a i_g^a + v_g^b i_g^b + v_g^c i_g^c. \quad (4.47)$$

Si consideramos un consumo balanceado, entonces la expresión anterior puede ser definido por:

$$p_g = 3 \cdot v_{g,p} \cdot i_{g,p}, \quad (4.48)$$

con $v_{g,p}$ e $i_{g,p}$ el voltaje y la corriente *rms* respectivamente que supliría la potencia total de (4.46).

Por lo tanto, la referencia de corriente puede ser definida como:

$$i_{g,p}^{ref}(k) = \frac{p_g^{ref}(k)}{3 \cdot v_{g,p}(k)}, \quad (4.49)$$

y la potencia de referencia total se calcula como:

$$p_g^{ref}(k) = \|\tilde{i}_g(k)\|_2^2 R_g + p_{C_{dc}}^{ref}(k) + v^{dc}(k) \langle \mathbf{s}_L^{abc}(k), \mathbf{i}_{L_o}^{abc}(k) \rangle. \quad (4.50)$$

El caso de la potencia reactiva, esta puede ser cambiada por algún desfase que se desee entre el voltaje y la corriente, quedando la referencia como:

$$q_g^{ref}(k) = p_g^{ref}(k) \tan(\theta^{ref}(k)). \quad (4.51)$$

con θ^{ref} la referencia de ángulo entre voltaje y corriente.

4.3.2 Estimador de Amplitud de Voltaje

El control propuesto trabajará con voltaje desbalanceado, y en base a ello se generarán las corrientes con el objetivo de pedir menos corriente a aquella fase que esté más sobrecargada y por ende tenga una menor amplitud. Por lo tanto el valor de la amplitud de voltaje en cada fase es significativo para la elección de cuanto corriente por fase se impondrá. Al mismo tiempo, este controlador estará hecho bajo el supuesto de mantener N muestras por periodo, lo que simplifica encontrar la amplitud. La amplitud de una variable sinusoidal puede ser encontrada como:

$$(V_g^l)^2(k) = \frac{2}{N} \sum_{i=k-N+1}^k (v_g^l)^2(k), \quad (4.52)$$

donde V_g^l representa la amplitud de la fase $l = \{a, b, c\}$ en el tiempo k , la que utiliza un ciclo completo para decidir dicho valor.

La expresión en (4.52) puede ser redefinida en base a un algoritmo como:

$$(V_g^l)^2(k) = (V_g^l)^2(k-1) + \frac{2}{N} \left[(v_g^l)^2(k) - (v_g^l)^2(k-N) \right], \quad (4.53)$$

de lo que se puede obtener la amplitud para cada fase l .

Desde el algoritmo anterior la amplitud mayor se obtiene haciendo una comparación entre ellas, lo que se puede encontrar a través de:

$$[V_{g_{\max}}(k)]^2 = \max_{l=a,b,c} [V_g^l(k)]^2, \quad (4.54)$$

Así, la proporción de cada amplitud de voltaje respecto del máximo valor encontrado se define como:

$$\left[V_{g \max}^a(k) \right]^2 = \left[V_g^a(k) \right]^2 / \left[V_{g \max}(k) \right]^2, \quad (4.55)$$

$$\left[V_{g \max}^b(k) \right]^2 = \left[V_g^b(k) \right]^2 / \left[V_{g \max}(k) \right]^2, \quad (4.56)$$

$$\left[V_{g \max}^c(k) \right]^2 = \left[V_g^c(k) \right]^2 / \left[V_{g \max}(k) \right]^2, \quad (4.57)$$

donde la proporción está dada en forma cuadrática como se aprecia en las ecuaciones (4.55) a la (4.57).

4.3.3 Distribución para las Referencias de Corriente

Las corrientes deben ser impuestas en función de la potencia activa requerida para alimentar la carga, mantener el nivel de tensión de enlace y suministrar las pérdidas del convertidor y por otro lado también se puede incluir un cierto desfase entre corriente y voltaje. En base a esto se puede separar la corriente en dos componentes, uno relacionado con la potencia activa –en fase con la tensión de alimentación- y otra relativa a potencia reactiva –desfasada en $\pi/2$ radianes respecto de la tensión. Asumiendo que la tensión de enlace tiene la forma:

$$v_g^{abc}(k) = \left[V_g^a(k) \sin(\theta_g(k)) \quad V_g^b(k) \sin\left(\theta_g(k) - \frac{2\pi}{3}\right) \quad V_g^c(k) \sin\left(\theta_g(k) + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^T, \quad (4.58)$$

entonces las corrientes deseadas, incluyendo sus dos componentes, estarán determinadas por:

$$\left(i_g^a \right)^{ref}(k) = I_{g,p}^a(k) \sin(\theta_g(k)) + I_{g,q}^a(k) \cos(\theta_g(k)), \quad (4.59)$$

$$\left(i_g^b \right)^{ref}(k) = I_{g,p}^b(k) \sin\left(\theta_g(k) - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{g,q}^b(k) \cos\left(\theta_g(k) - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (4.60)$$

$$\left(i_g^c \right)^{ref}(k) = I_{g,p}^c(k) \sin\left(\theta_g(k) + \frac{2\pi}{3}\right) + I_{g,q}^c(k) \cos\left(\theta_g(k) + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (4.61)$$

donde $I_{g,p}^l$ e $I_{g,q}^l$ representa la amplitud de corriente relacionada con potencia activa y reactiva respectivamente.

Para poder establecer la cantidad de potencia reactiva respecto de la potencia activa, se definen dos nuevas variables, la primera:

$$m_p(k) = \frac{P_g^{ref}(k)}{\left| \bar{s}_{pq}(k) \right|}. \quad (4.62)$$

y la segunda dada por:

$$m_q(k) = \frac{q_g^{ref}(k)}{|\vec{s}_{pq}(k)|}. \quad (4.63)$$

donde $\vec{s}_{pq}(k) = p_g(k) + jq_g(k)$. Las nuevas variables m_p y m_q representan la potencia normalizada activa y reactiva respectivamente y están en función de lo que se necesite según las exigencias de potencias ya definidas en (4.50) y (4.51). Estos índices están en el rango de $[0, 1]$ y además cumplen que:

$$\sqrt{m_p^2(k) + m_q^2(k)} = 1. \quad (4.64)$$

También utilizando desde (4.59) a (4.61) se puede definir que:

$$\sqrt{I_{g,p}^{l^2}(k) + I_{g,q}^{l^2}(k)} = (I^l)^2(k). \quad (4.65)$$

donde I^l representa la amplitud total de corriente de la fase $l = \{a, b, c\}$. Así, se puede escribir que la parte activa de la corriente puede ser escrita como:

$$I_{g,p}^l(k) = I^l(k) m_p(k), \quad (4.66)$$

y la parte reactiva de la corriente dada por:

$$I_{g,q}^l(k) = I^l(k) m_q(k), \quad (4.67)$$

llevando a definir la parte reactiva de la corriente en función de la parte activa como una proporción de la misma, lo que se ilustra en la siguiente ecuación:

$$I_{g,q}^l(k) = I^l(k) m_q(k) = \frac{I_{g,p}^l(k)}{m_p(k)} m_q(k) = I_{g,p}^l(k) \left(\frac{m_q(k)}{m_p(k)} \right). \quad (4.68)$$

Por lo tanto las corrientes ahora pueden ser escritas de la siguiente forma:

$$(i_g^a)^{ref}(k) = I_{g,p}^a(k) \left[\sin(\theta_g(k)) + \left(\frac{m_q(k)}{m_p(k)} \right) \cos(\theta_g(k)) \right], \quad (4.69)$$

$$(i_g^b)^{ref}(k) = I_{g,p}^b(k) \left[\sin\left(\theta_g(k) - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(\frac{m_q(k)}{m_p(k)} \right) \cos\left(\theta_g(k) - \frac{2\pi}{3}\right) \right], \quad (4.70)$$

$$(i_g^c)^{ref}(k) = I_{g,p}^c(k) \left[\sin\left(\theta_g(k) + \frac{2\pi}{3}\right) + \left(\frac{m_q(k)}{m_p(k)} \right) \cos\left(\theta_g(k) + \frac{2\pi}{3}\right) \right]. \quad (4.71)$$

Bajo frecuencia variable y amplitud desigual en las fases del voltaje, para cada fase las corrientes de referencias serán determinada en forma distinta, donde la amplitud será determinada en función de las amplitudes encontradas en (4.49) desde (4.55) hasta (4.57), es decir:

$$I_{g,p}^a(k) = \sqrt{2} i_{g,p}^{ref} \left[V_{g \max}^a(k) \right]^2, \quad (4.72)$$

$$I_{g,p}^b(k) = \sqrt{2} i_{g,p}^{ref} \left[V_{g \max}^b(k) \right]^2, \quad (4.73)$$

$$I_{g,p}^c(k) = \sqrt{2} i_{g,p}^{ref} \left[V_{g \max}^c(k) \right]^2, \quad (4.74)$$

donde $i_{g,p}^{ref}$ se obtiene de la ecuación (4.49).

Con esto se logra que la fase que tenga menos amplitud de voltaje sea cargada con menos amplitud de corriente, evitando así sobrecargar aún más aquella fase, ayudando así a la estabilidad de la red.

El algoritmo propuesto es presentado en la Fig. 4.15 incluyendo el diagrama de bloques para cada parte del control, en el cual se aprecia que se imponen diferentes amplitudes de corriente en cada fase dependiendo de la amplitud de corriente. Es importante destacar que el control también permite exigir amplitudes iguales por fases, en el que $V_{g \max}^l$ será igual a uno para todo $l = \{a, b, c\}$. Al mismo tiempo, este control no tiene problemas en su funcionamiento cuando el voltaje es balanceado, en el cual simplemente exige corrientes balanceadas en la entrada.

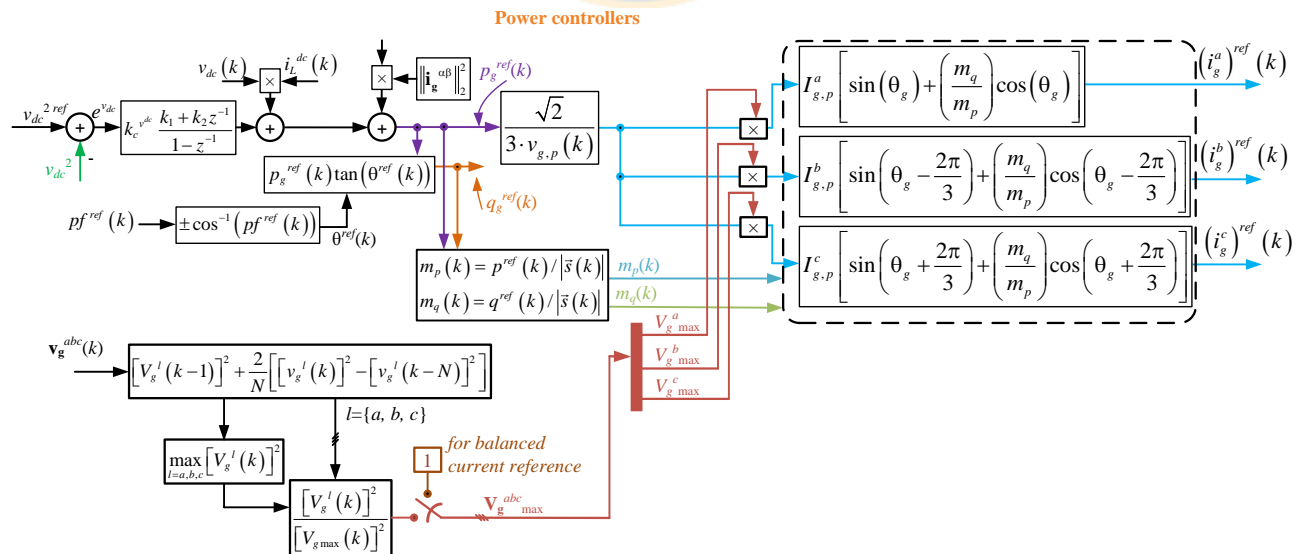


Fig. 4.15. Generación de Referencias de Corriente en Función de las Potencias Requeridas.

*Fuente: Elaboración propia

4.3.4 Control Resonante

Para que las corrientes puedan seguir su referencia se utiliza un control resonante como el que planteó anteriormente:

$$h_c^{i_g}(z) = k_{c,i_g} \frac{(1 - \bar{c}z^{-1})(1 - \bar{c}^*z^{-1})}{z^{-2} - 2\cos(\omega_g T_s)z^{-1} + 1}, \quad (4.75)$$

donde se imponen dos ceros conjugados al interior del círculo unitario y dos polos sobre el círculo unitario a la frecuencia de red para lograr cero error en estado estacionario para la frecuencia ω_g . Como se mencionó anteriormente, la cantidad de muestras por periodo es constante e igual a N , por lo que el tiempo de muestreo queda determinado por $T_s = 1/(Nf_g)$. Para mantener N muestras por periodo, se debe utilizar un sincronizador que permita lograr el objetivo en un ambiente de frecuencia variable y con amplitudes dispares entre las fases, por lo que se propone emplear el sincronizador explicado en la Sección 2.5. Así, el control resonante se redefine:

$$h_c^{i_g}(z) = k_{c,i_g} \frac{(1 - \bar{c}z^{-1})(1 - \bar{c}^*z^{-1})}{z^{-2} - 2\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)z^{-1} + 1}, \quad (4.76)$$

El algoritmo para estimar la entrada del convertidor en función de la corriente actual y de la referencia es el siguiente:

$$\mathbf{u}^{abc}(k) = 2\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right)\mathbf{u}^{abc}(k-1) - \mathbf{u}^{abc}(k-2) + k_{c,i_g} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{ig}^{abc}(k) - 2\operatorname{Re}\{\bar{c}\}\mathbf{e}_{ig}^{abc}(k-1) + \dots \\ |\bar{c}|^2 \mathbf{e}_{ig}^{abc}(k-2) \end{bmatrix}, \quad (4.77)$$

con $\mathbf{e}_{ig}^{abc}(k) = (\mathbf{i}_g^{abc})^{ref}(k) - \mathbf{i}_g^{abc}(k)$.

Para poder eliminar los efectos de los sags y swells, se puede realizar una prealimentación que mitigue los efectos del mismo. De esta forma la moduladora quedará fijada como:

$$\mathbf{m}_g^{abc}(k) = \mathbf{u}^{abc}(k) + \mathbf{v}_g^{abc}(k) / v_{dc}(k). \quad (4.78)$$

El diagrama en bloques final del control de corriente se muestra en la Fig. 4.17, donde es posible apreciar lo sencillo del control propuesto, lo que permite un bajo consumo computacional al ser ingresado a una tarjeta digital.

Respecto de la estabilidad del lazo de control, la Fig. 4.16 muestra que gracias a los ceros añadidos por el control, con lo que la función de lazo sería:

$$h_{RL}^{OL}(z) = k_{c,i_g} \frac{(1 - \bar{c}z^{-1})(1 - \bar{c}^*z^{-1})}{z^{-2} - 2\cos(\omega_g T_s)z^{-1} + 1} \frac{1}{R_g} z^{-1} \frac{1 - e^{-R_g T_s / L_g}}{1 - z^{-1} e^{-R_g T_s / L_g}}, \quad (4.79)$$

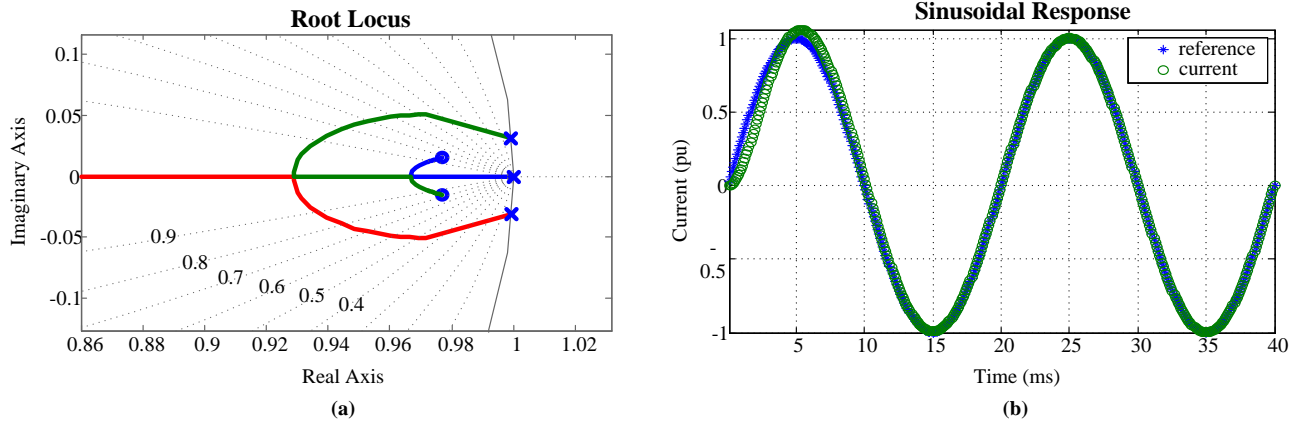


Fig. 4.16. Estabilidad y Respuesta de Lazo de Control de Corriente.

(a) Lugar Geométrico de las Raíces, (b) Respuesta a entrada sinusoidal.

*Fuente: Elaboración propia

se tiene un rango de ganancia donde el sistema entrada/salida se comporta estable, escogiendo los parámetros de la TABLA 4.4.

TABLA 4.4. Parámetros Lazo Control de Corriente.

Parámetros	Valor
R_g (Resistencia de Entrada)	0.4 Ω
L_g (Resistencia de Entrada)	7 mH
k_{c,i_g} (Ganancia Control Resonante)	0.0945
\bar{c} (Cero Control Resonante)	$0.977 + 15 \times 10^{-3}j$
N (Número de Muestras por Ciclo)	204

*Fuente: Elaboración propia

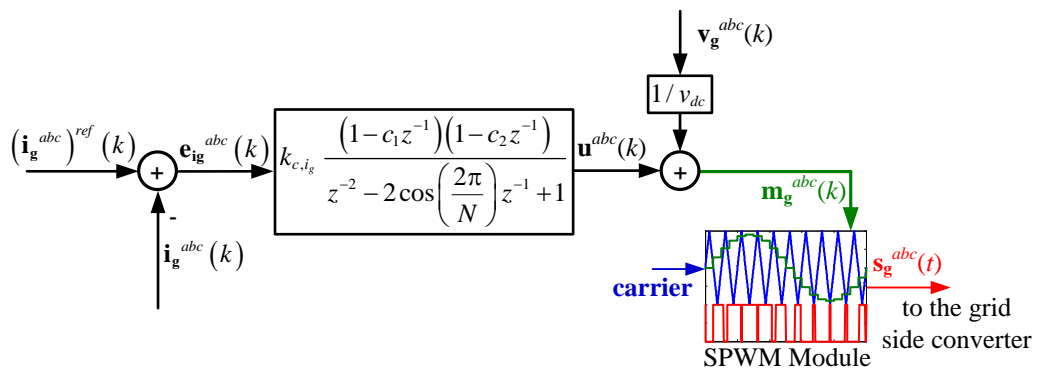


Fig. 4.17. Control de Corriente.

*Fuente: Elaboración propia

4.3.5 Control y Algoritmo Propuesto para el Sistema de Frecuencia Variable y Voltaje Desbalanceado

El algoritmo propuesto se encuentra ilustrado en la Fig. 4.18, el cual destaca que se debe utilizar un sincronizador capaz de mantener N muestras por periodo. Al fijar el número de muestras independiente de la frecuencia, permite encontrar fácilmente la amplitud y además no es necesario cambiar los parámetros del control resonante en función de la frecuencia de red. Lo que le da una enorme versatilidad desde el punto de las variaciones que pudieran existir. El diagrama de la Fig. 4.18 también destaca que eventualmente se pudiera elegir una corriente balanceada independiente del desbalance presente en el voltaje \mathbf{v}_g^{abc} . La Fig. 4.18 (b) además resalta que la referencia de factor de potencia se cambiará por referencia de desfase entre voltaje y corriente, donde el signo representará si se trata de un imposición de fase inductiva o capacitiva, según necesidad de la red donde se conecte.

En este punto es importante destacar que la función $\sin(\omega_g t)$ y $\cos(\omega_g t)$ que se muestran en la Fig. 4.18 (b) no necesitan ser calculadas, sino que se obtienen a partir de tablas como ya se explicó en la Sección 2.5 –específicamente la Fig. 2.9 y ecuación (2.19)- por lo que el costo computacional involucrado es aún menor, teniendo en consideración que las funciones trigonométricas requieren de un mayor tiempo de cómputo.

Otro hecho importante de destacar es que la función ‘tangente’ necesaria para calcular la referencia de potencia reactiva se puede calcular fuera de línea -Fig. 4.18 (b)- por lo que tampoco disminuye el tiempo de cómputo el incluir este en el diagrama. Lo anterior, entendiendo que el ángulo entre corriente y voltaje se desea mantener constante y ser cambiado en forma discreta de lo cual sólo hay que reescribir el número resultante de $\tan(\theta^{ref})$.

4.3.6 Resultados

Para corroborar la matemática anteriormente desarrollada, se realizan simulaciones en el software PSim 9.0.0®. La Fig. 4.19 muestra la respuesta ante cambios en la referencia de voltaje de enlace, considerando un sistema desbalanceado, Fig. 4.19 (b) – (d). También se muestra que la carga –debido a la buena regulación de v^{dc} – se mantiene siguiendo la referencia impuesta.

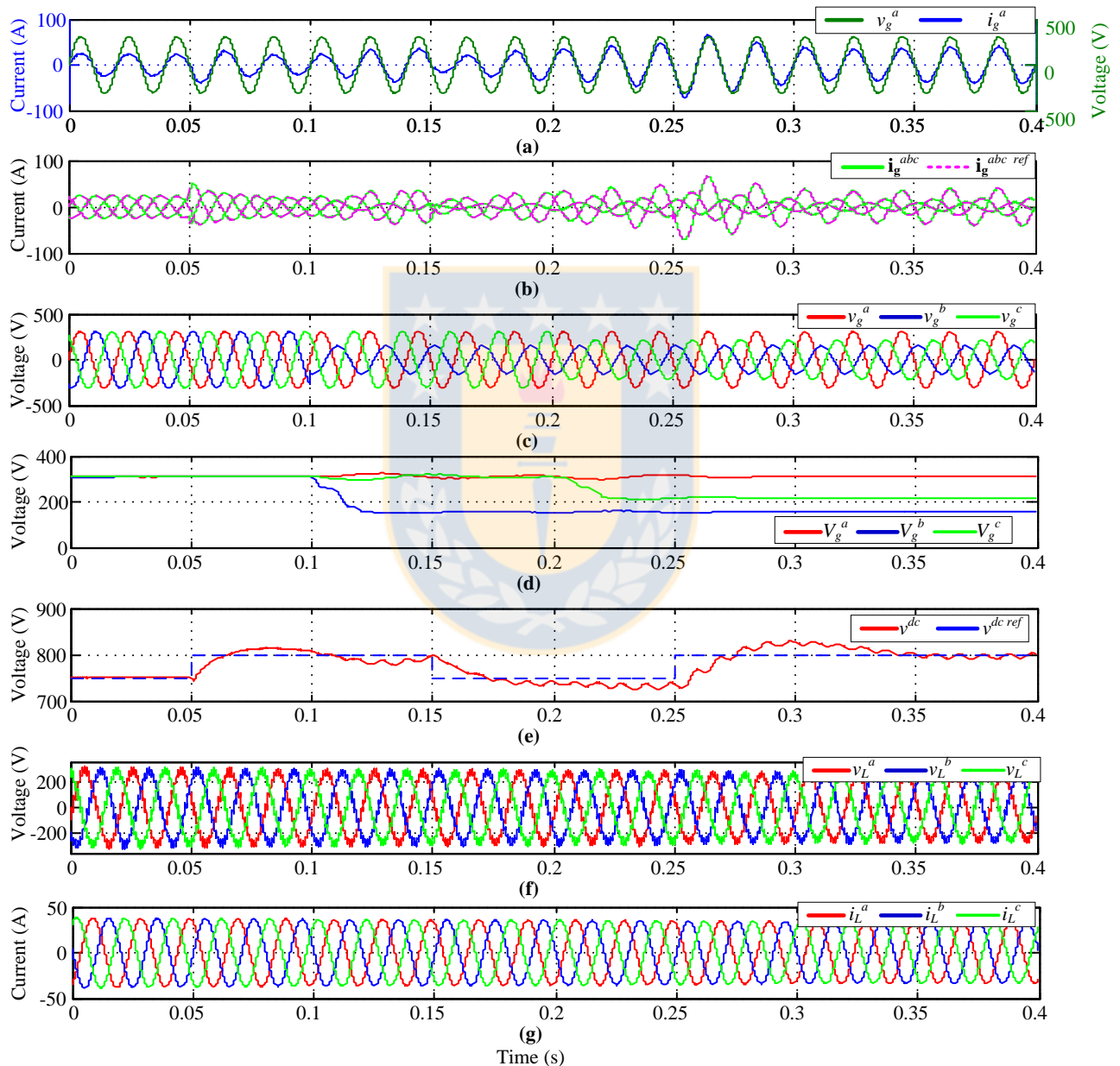


Fig. 4.19. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes y referencia lado de red, (c) voltaje de red, (d) amplitudes estimadas, (e) voltaje dc y su referencia, (f) voltaje trifásico del lado de carga, (g) corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 4.20 muestra la respuesta ante cambios en factor de potencia, en este caso y al igual que para el control de voltaje dc , se considera una red desbalanceada. A pesar del importante desbalance, se puede apreciar que es posible imponer un ángulo deseado al control.

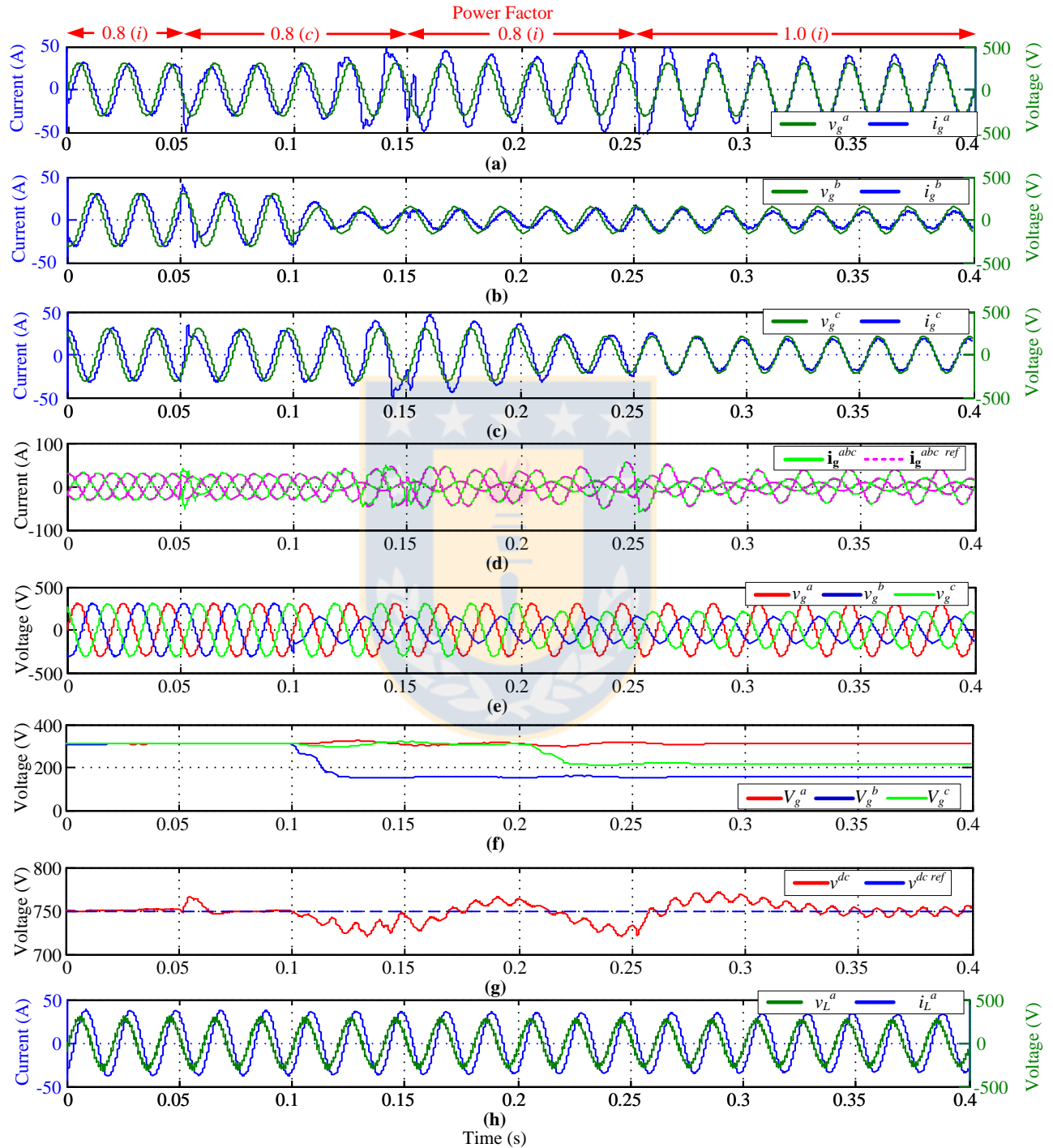


Fig. 4.20. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.

(a), (b), (c) Voltaje y corriente del lado de red, (d) corrientes y referencia lado de red, (e) voltaje de red, (f) amplitudes estimadas, (g) voltaje dc y su referencia, (h) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

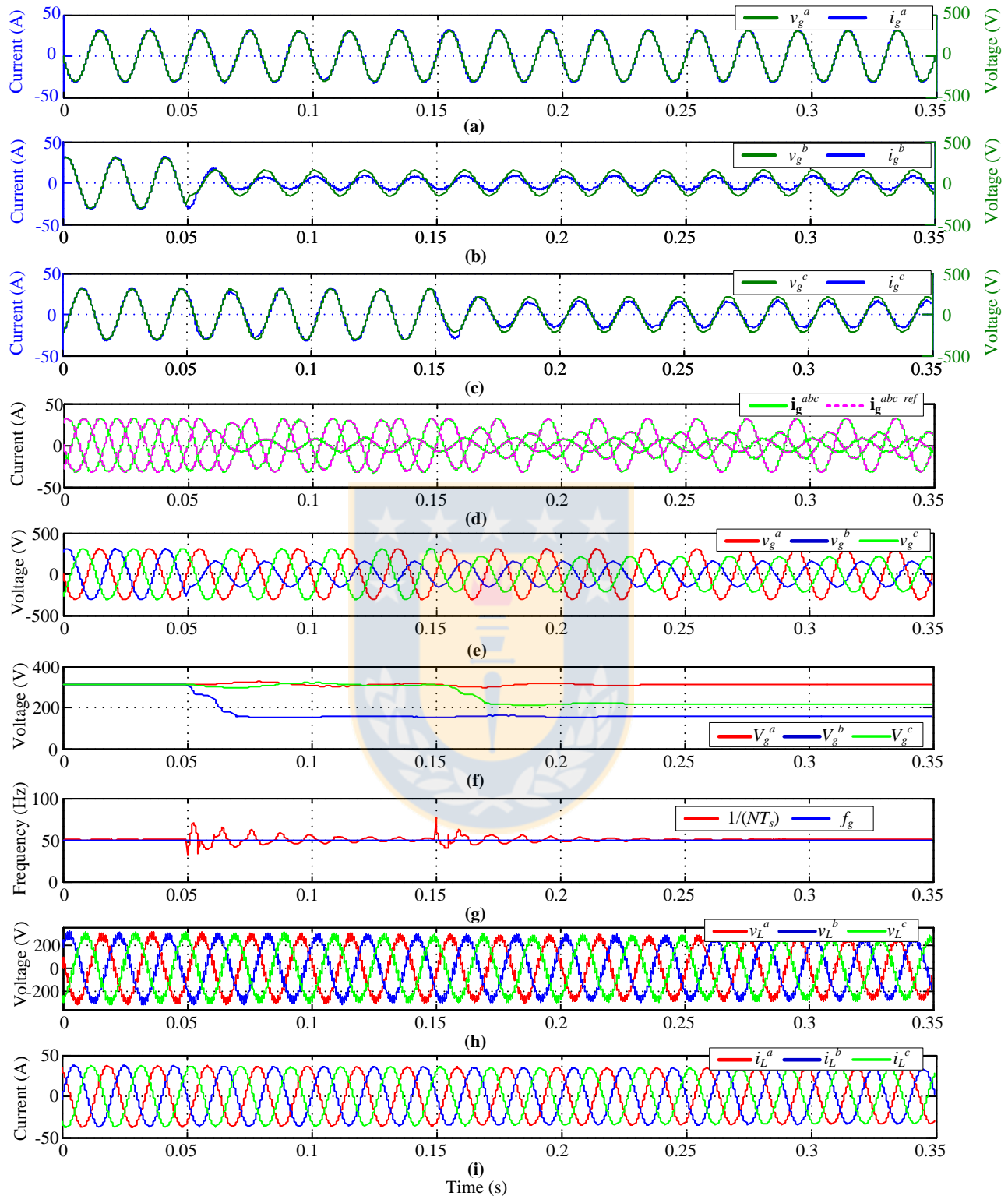


Fig. 4.21. Respuesta Bajo Cambios de Amplitud.

(a), (b), (c) Voltaje y corriente del lado de red, (d) corrientes y referencia lado de red, (e) voltaje lado de red, (f) amplitudes estimadas, (g) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (h) voltaje trifásico del lado de red, (i) corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 4.21 destaca el control operando bajo un sistema desbalanceado, primeramente la fase b cae en un 50% en $t = 0.05$ s y luego la fase c cae en un 30% en $t = 0.15$ s. A pesar de las variaciones significantes en el voltaje de alimentación, el control mantiene un consumo mayor en aquellas fases que posees una mayor amplitud, con esto se logra que en el lado de la carga se logre un sistema balanceado y bien controlado, independiente del lado de la red.

La Fig. 4.22 muestra la respuesta del control ante cambios de amplitud por fase, así como

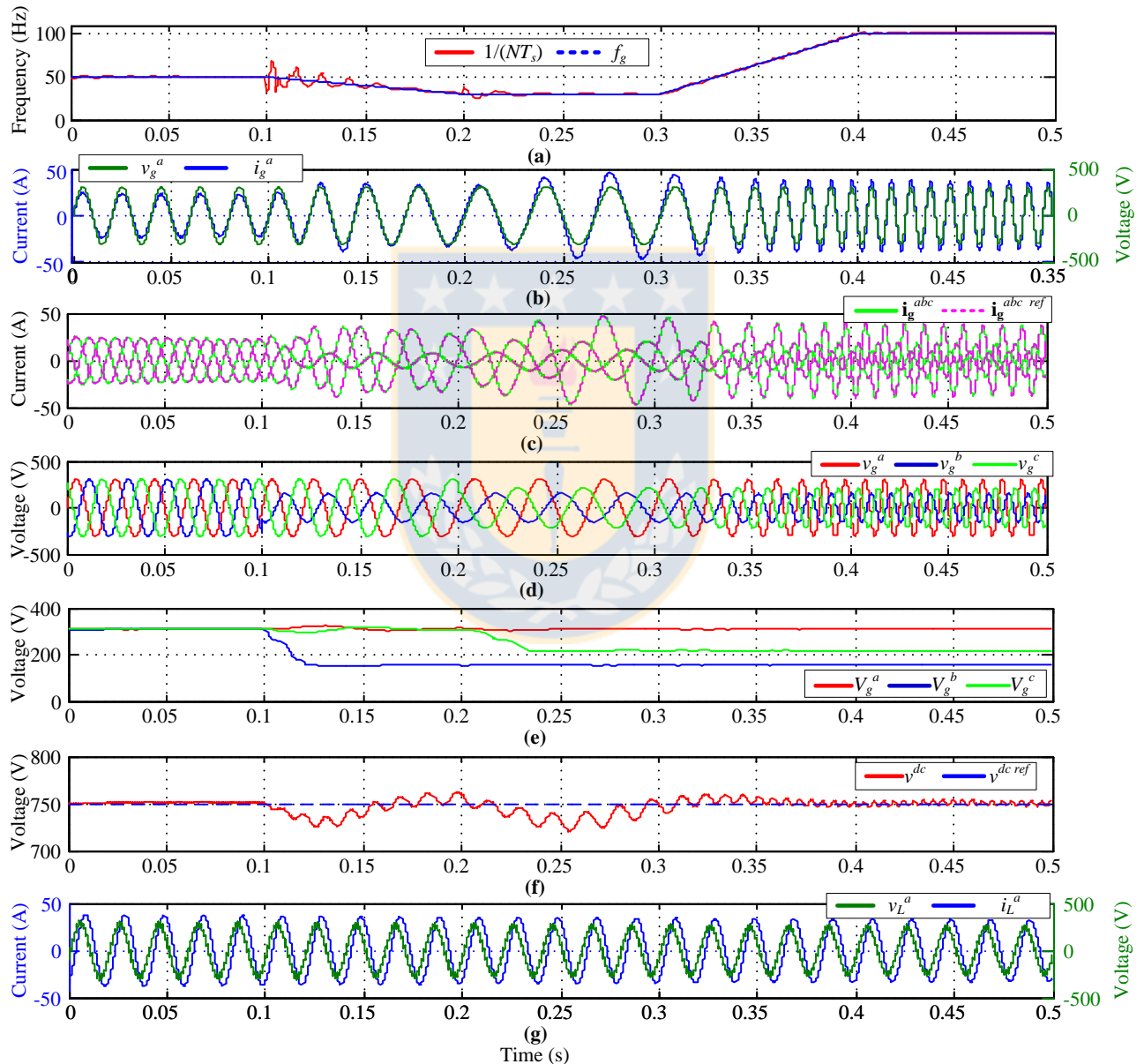


Fig. 4.22. Respuesta ante Cambios de Frecuencia y Amplitud.

(a) Frecuencia y tiempo de muestreo (b) voltaje y corriente del lado de red, (c) corrientes y referencia lado de red, (d) voltaje de red, (e) amplitudes estimadas, (f) voltaje dc y su referencia, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

frecuencia. Se aprecia la buena respuesta del control ante este tipo de cambios, indistintamente si se incluye o no una red balanceada, el voltaje de enlace se mantiene siguiendo su referencia.

La Fig. 4.23 muestra la respuesta del sistema ante variaciones en la carga, donde se puede

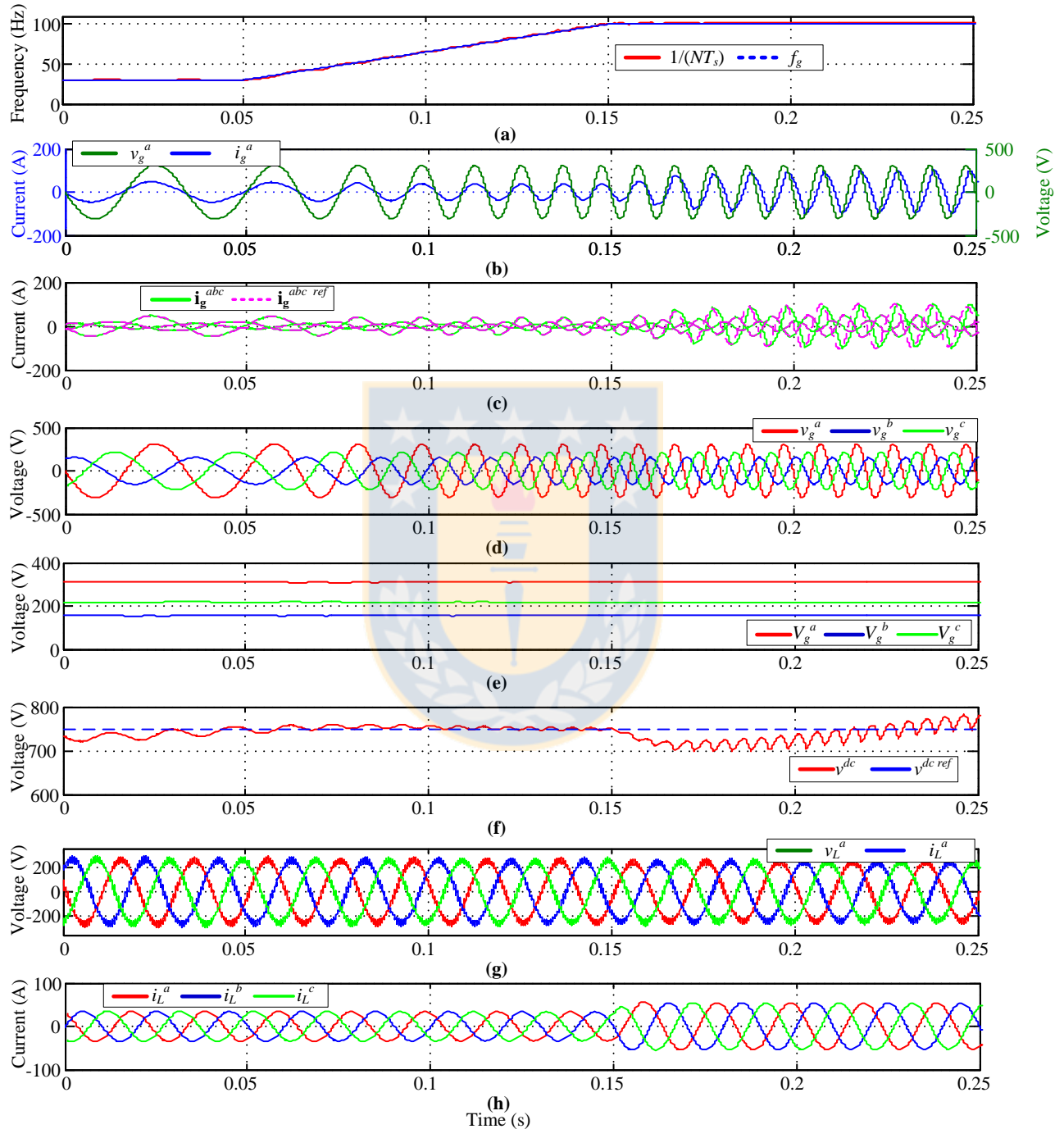


Fig. 4.23. Respuesta ante Variaciones en la Carga.

(a) Frecuencia y tiempo de muestreo (b) voltaje y corriente del lado de red, (c) corrientes y referencia lado de red, (d) voltaje de red, (e) amplitudes estimadas, (f) voltaje dc y su referencia, (g) voltaje del lado de carga, (h) corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

ver en Fig. 4.23 (h) como la corriente demandada cambia, pero a pesar de lo los cambios, las variables siguen su referencia, a pesar que en todo momento se cuenta con una fuente desbalanceada.

4.4. Conclusiones

Este capítulo muestra el empleo de técnicas de control lineales para ser utilizadas en un convertidor conectado a una red débil, donde el voltaje de alimentación varía tanto la frecuencia como la amplitud. Primero se supuso una red balanceada, lo que simplificó bastante el control, ya que al usar la transformada $\alpha\beta 0$ se redujo de tres a dos variables de interés a controlar, donde la clave para realizar un control resonante en un ambiente de frecuencia variable es considerar N muestras por periodo. Aquello incide directamente en que los parámetros del controlador no deben ser reescritos en función de la frecuencia. Una vez que estuvo bien controlado el voltaje de enlace, entonces la inyección de voltaje al lado de la carga se hace fácil, pudiendo aplicar cualquier técnica de control para mantener una tensión y frecuencia deseada independiente de las cantidades asociadas a la red. Esto último es particularmente útil cuando se deben conectar cargas críticas a redes con fluctuaciones en su voltaje.

A pesar que desbalances en la red eléctrica son escasos, ellos existen y son de particular interés en las redes débiles, debido a sobrecargas monofásicas en una red trifásica. Así, este capítulo también trata el control de convertidores conectados a una fuente con variaciones de amplitud independiente por fase. Se desarrollaron distintos algoritmos, basados siempre en que se tendrán N muestras por periodo, lo que permite encontrar la amplitud del voltaje de alimentación por fase y así exigir una corriente en función de la amplitud del voltaje de manera de imponer menor corriente a aquella fase más sobrecargada.

Los resultados en ambos casos validaron el estudio matemático realizado, puesto que se lograron los resultados esperados para cada tipo de control, sometidos a distintas pruebas que validaran lo realizado matemáticamente. Es importante destacar que en el caso de fuente de tensión desbalanceada existe un segundo armónico presente el cual debe ser reducido por el condensador de enlace dc .

Capítulo 5. Control No Lineal de Convertidores Estáticos Operando Bajo Frecuencia Variable

5.1. Introducción

Distintas técnicas de control han sido aplicadas a convertidores estáticos, dentro de ellas existen las técnicas de control no lineales, las cuales se basan principalmente en el modelo del mismo, es decir bajo el conocimiento dinámico del proceso.

Este capítulo trata básicamente alternativas de control consolidadas en técnicas de control predictivo, si bien existen otras alternativas como la asociada a linealización exacta, ésta ya ha sido estudiada para sistemas con frecuencia variable [29]. Las predicciones utilizan el modelo ya bien estudiado en el Capítulo 3 que por su puesto también será dividido en dos partes, primero considerando un ambiente balanceado y un ambiente desbalanceado.

Una de las ventajas más grandes del control predictivo es la rapidez de respuesta del mismo, lo que puede ser una ventaja especialmente para la corriente, ya que como se explicó en el Capítulo 3, se espera una respuesta rápida de este lazo interno. Sin embargo, para el lazo externo puede ser demasiado rápido, lo que exigiría grandes corrientes para cambiar el voltaje del condensador de enlace y seguir la referencia, lo cual podría hacer que el control exigiera al sistema a operar fuera de la región de operación del mismo, [32]. Por este motivo se recomienda utilizar una estrategia de control con rapidez de respuesta que pueda ser cambiada en el lazo externo –como pueden ser las técnicas lineales- y operar con técnicas no lineales predictivas en el lazo interno logrando una rapidez de respuesta mayor, con lo que se consigue que el lazo externo no tome en cuenta el lazo interno para su diseño.

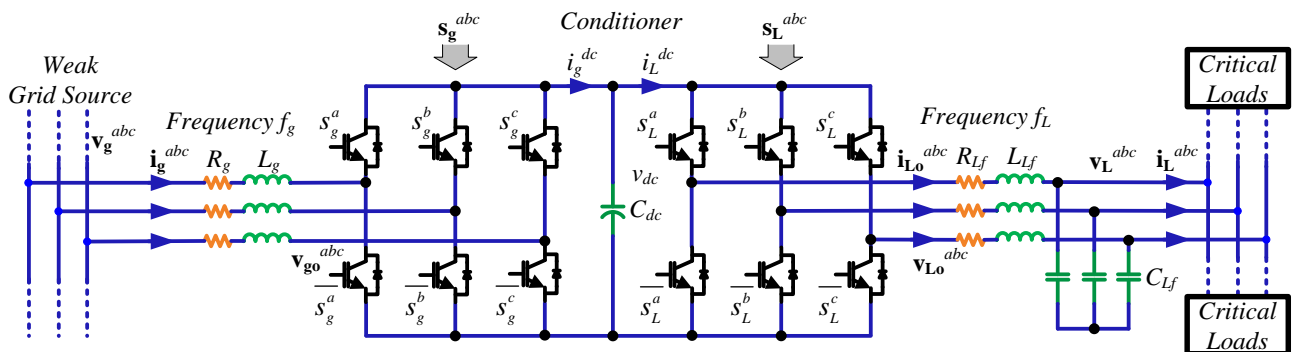


Fig. 5.1. Topología Back to Back.

5.2. Control No Lineal Basado en Control Predictivo

5.2.1 Referencia para la Potencia Activa y Reactiva

A. Potencia Activa

Como se mostró para el sistema de la Fig. 5.1 en el Capítulo 4, la energía guardada en el condensador de enlace resulta tener directa relación con el voltaje al cuadrado del mismo:

$$e_{C_{dc}} = \frac{1}{2} C_{dc} (v^{dc})^2, \quad (5.1)$$

siendo la potencia suministrada/guardada por el condensador simplemente la derivada de la energía:

$$p_{C_{dc}} = \frac{de_{C_{dc}}}{dt} = \frac{1}{2} C_{dc} \frac{d(v^{dc})^2}{dt}. \quad (5.2)$$

Así mismo, la potencia suministrada por la fuente se divide en las pérdidas (p_{RL}), almacenamiento en el condensador dc ($p_{C_{dc}}$), la potencia suministrada hacia la carga (p_{i_L}). Lo cual se enunció como:

$$p_g = p_{RL} + p_{C_{dc}} + p_{i_L}, \quad (5.3)$$

donde:

$$p_{RL} = |\vec{i}_g|^2 R_g. \quad (5.4)$$

$$p_{i_L} = v^{dc} \langle \mathbf{s}_L^{abc}, \mathbf{i}_{Lo}^{abc} \rangle = v^{dc} (s_L^a i_{Lo}^a + s_L^b i_{Lo}^b + s_L^c i_{Lo}^c). \quad (5.5)$$

y la potencia $p_{C_{dc}}$ viene de la salida del control del voltaje de enlace. El control de enlace, de manera de decidir su velocidad de respuesta se escoge como un control PI, cuyos parámetros k_c y T_i fijan la rapidez del sistema con cero error en estado estacionario. Tal como se mostró en el Capítulo 4, la potencia que impondrá el condensador para ser suministrada/almacenada vendrá del siguiente algoritmo:

$$p_{C_{dc}}^{ref}(k) = p_{C_{dc}}^{ref}(k-1) + k_c^{v^{dc}} \left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}} \right) e^{v^{dc}}(k) + k_c^{v^{dc}} \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}} \right) e^{v^{dc}}(k-1), \quad (5.6)$$

donde $k_c^{v^{dc}}$ y $T_i^{v^{dc}}$ son la ganancia y el tiempo integrativo del controlador respectivamente.

Con esto, la potencia activa queda dada por:

$$p_g^{ref}(k) = \left| \vec{i}_g(k) \right|^2 R_g + p_{C_{dc}}^{ref}(k) + v^{dc}(k) \left(s_L^a(k) i_{Lo}^a(k) + \dots + s_L^b(k) i_{Lo}^b(k) + s_L^c(k) i_{Lo}^c(k) \right), \quad (5.7)$$

que es la potencia que se debe exigir a la red para ser suministrada hacia el convertidor.

B. Potencia Reactiva

La potencia reactiva también puede ser encontrada como una proporción de la potencia activa para lograr algún factor de potencia deseado:

$$pf = p_g / |\vec{s}_{pq}| = p_g / \sqrt{p_g^2 + q_g^2}, \quad (5.8)$$

asumiendo que la potencia aparente es:

$$\vec{s}_{pq} = p_g + jq_g \Rightarrow |\vec{s}_{pq}| = \sqrt{p_g^2 + q_g^2}. \quad (5.9)$$

De esta forma, la potencia reactiva de referencia quedará determinada por la expresión:

$$q_g^{ref}(k) = \pm \sqrt{1 / (pf^{ref})^2 - 1} p_g^{ref}(k) = \pm k_{pf} p_g^{ref}(k), \quad (5.10)$$

donde el signo de la proporción k_{pf} corresponde a potencia reactiva inductiva o capacitiva.

5.2.2 Algoritmo Predictivo para el Control de Corrientes

A. Algoritmo Predictivo

El algoritmo predictivo se basa en una función de costo la cual se busca minimizar al aplicar la entrada adecuada al convertidor, en este caso como se desea realizar un control de potencia, la función de costo tendrá la siguiente forma:

$$g = |p_g^{ref} - p_g| + |q_g^{ref} - q_g|, \quad (5.11)$$

donde se evalúan todos los estados posibles para ver la combinación que genere un menor valor de la función g .

El control predictivo utiliza el modelo estudiado en el Capítulo 3 para predecir el comportamiento futuro del convertidor, es así que de la ecuación de corriente en (3.41) se traduce en una estimación de corriente para el siguiente tiempo de muestreo:

$$\hat{\mathbf{i}}_g^{\alpha\beta 0}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g \right) \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}(k) - \frac{T_s}{L_g} \mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0}(k) v^{dc}(k) + \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_g^{\alpha\beta 0}(k), \quad (5.12)$$

en función de los parámetros y variables del sistema.

La ecuación (5.12) corresponde a un sistema en ejes coordenados $\alpha\beta 0$, la cual enuncia cual será la corriente en el tiempo $t + T_s$ en función de las variables en el tiempo t . Si se asume el tiempo t como el presente, entonces la corriente en el siguiente tiempo de muestreo es conocida en base a lo que ya existe en el tiempo actual. Esto trae un problema, ya que la entrada actual $\mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0}(k)$ ya fue establecida por los cálculos del controlador el tiempo de muestreo anterior, lo que es conocido como retardo por cálculo. Por este motivo, se debe usar la corriente dos pasos más adelante, es decir una estimación para $t + 2T_s$:

$$\hat{\mathbf{i}}_g^{\alpha\beta 0}(k+2) = \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g\right) \mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}(k+1) - \frac{T_s}{L_g} \mathbf{s}_g^{\alpha\beta 0}(k+1) v^{dc}(k+1) + \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_g^{\alpha\beta 0}(k+1). \quad (5.13)$$

La última expresión requiere de distintas variables que deben ser encontradas, primero se requiere de $\mathbf{i}_g^{\alpha\beta 0}(k+1)$, la cual no se encuentra, pero puede ser estimada a partir de (5.12). Por otro lado, también se requiere del voltaje de enlace $v^{dc}(k+1)$, sin embargo – y tal como se ha dicho anteriormente- este último tiene una dinámica muy lenta respecto de la dinámica de la corriente, por lo que es una buena aproximación decir $\hat{v}^{dc}(k+1) \approx v^{dc}(k)$. Por último se desea conocer el futuro valor de la tensión de entrada, la cual puede ser estimada, considerando que la frecuencia y la amplitud variaran poco al siguiente paso, lo cual se escribe como:

$$\hat{\bar{v}}_g^{\alpha\beta}(k+1) = \bar{v}_g^{\alpha\beta}(k) e^{j2\pi f_g T_s}, \quad (5.14)$$

el cual puede ser escrito en forma vectorial como:

$$\hat{\mathbf{v}}_g^{abc}(k+1) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{Re}\{\bar{v}_g^{\alpha\beta}(k+1)\} \\ \text{Im}\{\bar{v}_g^{\alpha\beta}(k+1)\} \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

con:

$$\hat{\bar{v}}_g^{\alpha\beta}(k+1) = \sqrt{\frac{2}{3}} e^{j2\pi f_g T_s} (v_g^a(k) + e^{j2\pi/3} v_g^b(k) + e^{-j2\pi/3} v_g^c(k)), \quad (5.16)$$

o bien:

$$\hat{\mathbf{v}}_g^{\alpha\beta}(k+1) = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\bar{v}_g^{\alpha\beta}(k+1)\} \\ \text{Im}\{\bar{v}_g^{\alpha\beta}(k+1)\} \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

De esta forma la ecuación (5.13) se reescribe en base a las estimaciones hechas en las ecuaciones (5.14) a la (5.17):

$$\hat{\mathbf{i}}_g^{\alpha\beta}(k+2) = \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g\right) \hat{\mathbf{i}}_g^{\alpha\beta}(k+1) - \frac{T_s}{L_g} \mathbf{s}_g^{\alpha\beta}(k+1) \hat{v}^{dc}(k+1) + \frac{T_s}{L_g} \hat{\mathbf{v}}_g^{\alpha\beta}(k+1), \quad (5.18)$$

donde (5.18) dice cuál será el valor de la corriente dos pasos más adelante dependiendo la entrada que se imponga en el paso $t + T_s$ y las predicciones del resto de las variables. Esta predicción se realiza utilizando todos los posibles estados del convertidor, $n = \{0, 1, 2, \dots, 7\}$, es decir se prueba con cada $\mathbf{s}_g^{\alpha\beta}(n, k+1)$ y se escogerá el mejor de ellos –que se denominará el estado óptimo $\mathbf{s}_g^{\alpha\beta}_{opt}$ – pues es el que está más cerca de la potencia deseada, es decir las referencias encontradas en (5.7) y (5.10).

Una vez que están hechas las predicciones, se puede calcular las potencias que se tendrán en dos pasos más adelante, en función de la corriente predicha, con:

$$\hat{p}_g(k+2) = \text{Re} \left\{ \hat{v}_g(k+2) \hat{i}_g^*(k+2) \right\} = \hat{v}_g^\alpha(k+2) \hat{i}_g^\alpha(k+2) + \hat{v}_g^\beta(k+2) \hat{i}_g^\beta(k+2), \quad (5.19)$$

$$\hat{q}_g(k+2) = \text{Im} \left\{ \hat{v}_g(k+2) \hat{i}_g^*(k+2) \right\} = \hat{v}_g^\beta(k+2) \hat{i}_g^\alpha(k+2) - \hat{v}_g^\alpha(k+2) \hat{i}_g^\beta(k+2), \quad (5.20)$$

considerando que se requiere de la tensión en dos pasos más adelante, por lo que se puede aplicar la estimación ya presentada en (5.14) pero ahora por el doble del tiempo de muestreo:

$$\hat{v}_g^{\alpha\beta}(k+2) \approx \bar{v}_g^{\alpha\beta}(k) e^{2j2\pi f_g T_s}. \quad (5.21)$$

Así, la función de costo quedará definida como:

$$g = \left| p_g^{ref} - \hat{p}_g(k+2) \right| + \left| q_g^{ref} - \hat{q}_g(k+2) \right|. \quad (5.22)$$

la que debe ser minimizada con el objetivo de tener el menor error posible.

B. Reducción de Conmutación

Es conocido que el control predictivo tiene una alta tasa de conmutación relativa al inverso del tiempo de muestreo que es dado por el sincronizador, por lo que ésta puede ser reducida. Para lograr la reducción, se puede agregar otro término a la función de costo que penalice muchos cambios de estados. La TABLA 5.1 muestra la cantidad total de interruptores que cambian al pasar de un estado a otro. Es posible distinguir que para pasar del estado ‘5’ al estado ‘2’ se deben cambiar los tres interruptores, mientras que al pasar del estado ‘2’ al estado ‘1’ se debe cambiar tan sólo un interruptor.

Para ordenar la combinación de los estados, se sigue con una secuencia binaria en ellos. La TABLA 5.2 muestra todos los estados $\mathbf{s}_g^{\alpha\beta}$ y su correspondiente interpretación en los ejes coordenados abc . Es necesario destacar que la TABLA 5.1 se desprende de la TABLA 5.2, donde además se puede

afirmar que el hecho de que haya dos estados nulos (el estado ‘0’ y el estado ‘7’), por lo que al añadir un término a la función de costo, inmediatamente usará aquel que incluya una menor cantidad de cambios.

TABLA 5.1. Número de Conmutaciones entre un Estado y Otro.

Estado $\mathbf{s}_g^{\alpha\beta}$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	1	1	2	1	2	2	3
1	1	0	2	1	2	1	3	2
2	1	2	0	1	2	3	1	2
3	2	1	1	0	3	2	2	1
4	1	2	2	3	0	1	1	2
5	2	1	3	2	1	0	2	1
6	2	3	1	2	1	2	0	1
7	3	2	2	1	2	1	1	0

*Fuente: Elaboración propia

TABLA 5.2. Estados posibles.

State $\mathbf{s}_g^{\alpha\beta}$	0	1	2	3	4	5	6	7
s_g^a	0	0	0	0	1	1	1	1
s_g^b	0	0	1	1	0	0	1	1
s_g^c	0	1	0	1	0	1	0	1

*Fuente: Elaboración propia

Por lo tanto, la función de costo puede ser reescrita, incluyendo la penalización a los cambios de estados como:

$$g = |p_g^{ref} - \hat{p}_g(k+2)| + |q_g^{ref} - \hat{q}_g(k+2)| + k_{sw} C_{sw}(\mathbf{s}_g^{\alpha\beta}(k), \mathbf{s}_g^{\alpha\beta}(k+1)), \quad (5.23)$$

donde k_{sw} es el factor de peso referente a la penalización por los cambios en los interruptores y C_{sw} la función que encuentra la cantidad de cambios de estados, como lo mostrado en la TABLA 5.1.

5.2.3 Ventajas de la Resolución fija en el Muestreo

A. El THD para Tiempo de Muestreo Variable

La distorsión armónica total (THD) en las corrientes \mathbf{i}_g^{abc} es producida por los armónicos de conmutación inyectados por el voltaje \mathbf{v}_{go}^{abc} [30]. Como el voltaje \mathbf{v}_{go}^{abc} depende de los estados de conmutación dados por el control predictivo, su espectro es disperso, pero tiende a estar concentrado alrededor de $1/(2T_s)$. La Fig. 5.2 presenta las principales variables y sus espectros para dos frecuencias determinadas, esto es 50 Hz y 100 Hz, lo que representa una variación de un 100% en la frecuencia. La Fig. 5.2 (a) muestra la corriente i_g y voltaje v_{go} para una frecuencia de 50 Hz incluyendo sus respectivos espectros. La Fig. 5.2 (b) y (c) representa corriente i_g y voltaje inyectado

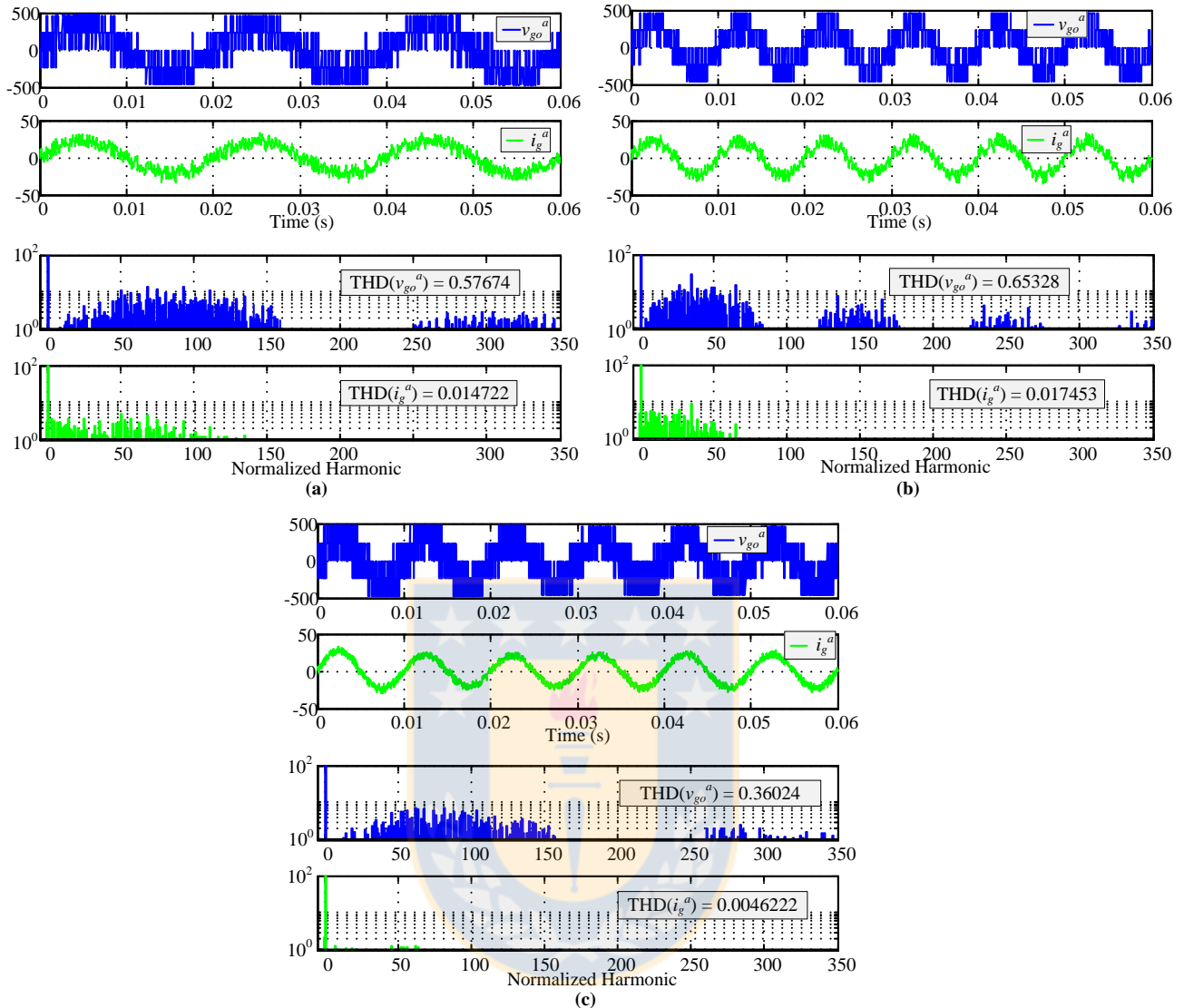


Fig. 5.2. Voltaje inyectado, corriente y sus respectivos espectros con $N = 204$.

(a) A 50 Hz, con $N = 204$ (b) a 100 Hz, con $N = 204$ (c) a 100 Hz, con $T_s = 1/(204 \cdot 50)$.

*Fuente: Elaboración propia

v_{go} a 100 Hz. Se puede apreciar de la comparación de la Fig. 5.2 (a) y (c) que los espectros son muy similares, esto debido a que se escoge mantener la cantidad de muestras por periodo, mientras que el espectro es diametralmente distinto en el caso de la comparación de la Fig. 5.2 (a) y (b), pues la Fig. 5.2 (b) se realiza un tiempo de muestreo constante e igual al tiempo de muestreo de la Fig. 5.2 (a).

Por otra parte, analizando el THD de las señales a 100 Hz, TABLA 5.3, se puede decir que el THD con tasa de muestreo variable es considerablemente mejor, incluso si se disminuyen las muestras por periodo como aparece en la última columna de la TABLA 5.3. Esto finalmente incide que al no usar N muestras por periodo fijas (independiente de la frecuencia) la corriente tenga un

THD casi cuatro veces mayor para $N = 204$ y mayor a cuatro veces para $N = 102$. Por lo que desde el punto de la distorsión de la corriente, el hecho de utilizar una tasa de muestreo variable mejora la calidad de la forma de onda en el convertidor.

TABLA 5.3. Comparación de THD con Tiempo de Muestreo Variable y Tiempo de Muestreo Fijo con Frecuencia de Red a 100 Hz

Tiempo de Muestreo	Variable	THD ($N = 204$)	THD ($N = 102$)
<i>Fijo</i>	v_{go}	65.3%	88.1%
	i_g	1.75%	4.12%
<i>Variable</i>	v_{go}	36.0%	41.3%
	i_g	0.46%	1.00%

*Fuente: Elaboración propia

B. Cálculos más Rápidos y Mejor Comportamiento

De la ecuación (5.18) se desprende que la variable futura del voltaje de alimentación es requerida, la cual se puede obtener como:

$$\vec{v}_g^{\alpha\beta}(k+1) \approx \vec{v}_g^{\alpha\beta}(k) e^{j2\pi f_g T_s} = v_g^\alpha(k) \cos(2\pi f_g T_s) - v_g^\beta(k) \sin(2\pi f_g T_s) + j(v_g^\alpha(k) \sin(2\pi f_g T_s) + v_g^\beta(k) \cos(2\pi f_g T_s)) \quad (5.24)$$

Al igual como se explicó para el control resonante, si se imponen N muestras por periodo, entonces el tiempo de muestreo queda como: $T_s = 1/(Nf_g)$, por lo que la expresión en (5.24) se puede reescribir como:

$$\vec{v}_g^{\alpha\beta}(k+1) \approx \vec{v}_g^{\alpha\beta}(k) e^{j2\pi f_g T_s} = v_g^\alpha(k) \cos(2\pi/N) - v_g^\beta(k) \sin(2\pi/N) + j(v_g^\alpha(k) \sin(2\pi/N) + v_g^\beta(k) \cos(2\pi/N)) \quad (5.25)$$

donde hay una importante diferencia respecto de (5.24), ya que las funciones $\sin(2\pi/N)$ y $\cos(2\pi/N)$ son ahora constantes, por lo que no requieren ser calculadas en línea, lo que es cotoso computacionalmente hablando, pues que las funciones trigonométricas requieren de mayor tiempo de cómputo. Por otro lado, si el tiempo de muestreo es fijo, entonces se debe usar la ecuación (5.24) y se deben calcular dentro de la rutina las funciones trigonométricas asumiendo que la frecuencia no es constante. Por lo que se reconoce una ventaja al usar tiempo de muestreo variable al reducir cómputo en las variables.

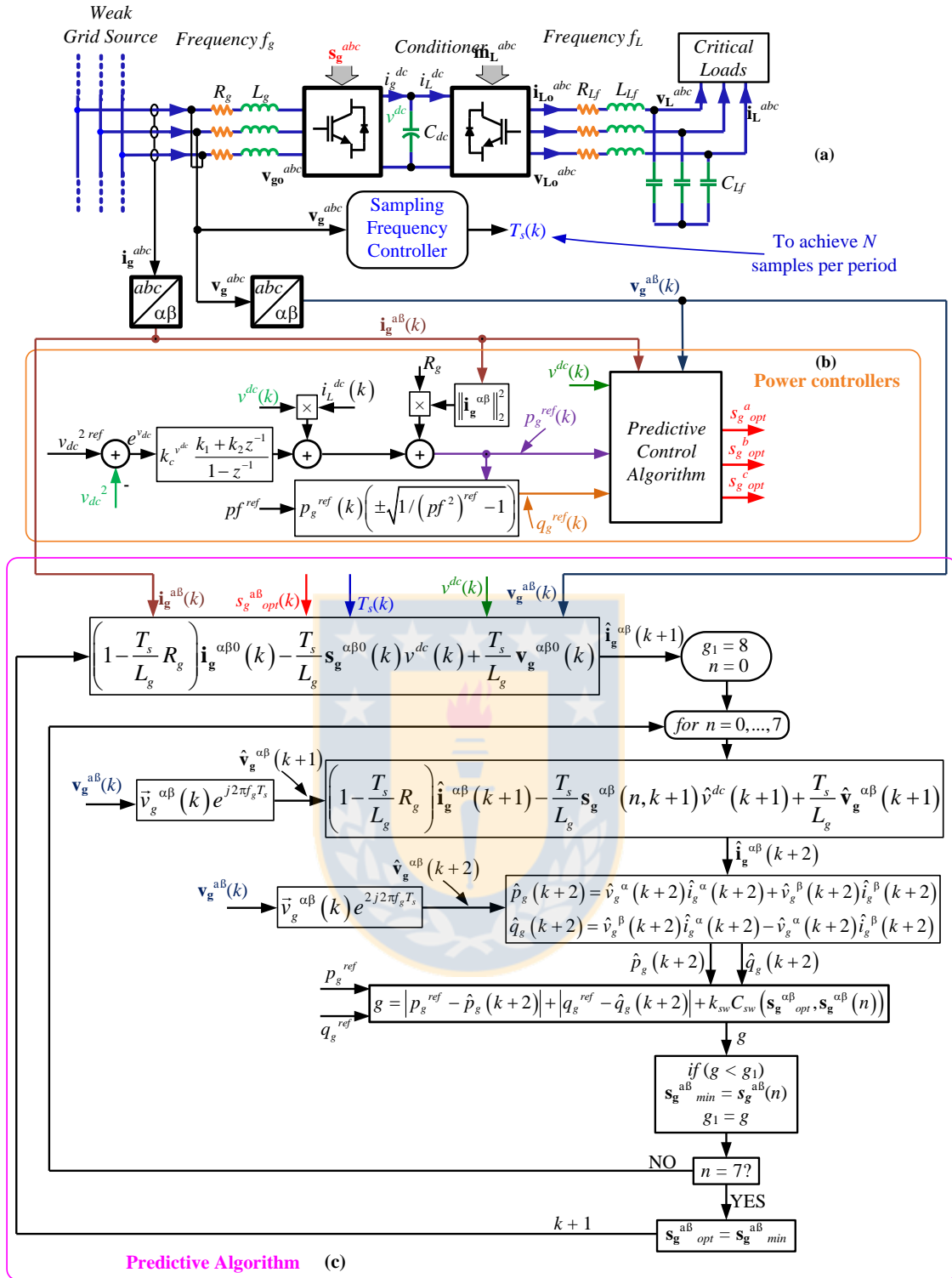


Fig. 5.3. Sintetización del Control Propuesto.

(a) Convertidor, (b) control de potencia, (c) algoritmo predictivo.

*Fuente: Elaboración propia

Por otro lado, debido a que la resolución de las variables es mantenida constante en N muestras por periodo, la frecuencia de muestreo siempre será $N \cdot f_g$, lo que permite que los controladores a usar sean tan rápidos como $N \cdot f_g / 2$, de acuerdo al Teorema de Muestreo de Shannon-

Nyquist. Comparando con el hecho de tener frecuencia de muestro constante, la dinámica más rápida que se podrá exigir será de $1/(2T_s)$ y no estará relacionada con la frecuencia del sistema f_g , por lo que la forma de onda se deteriora tal como también se enunció en la TABLA 5.3.

Por lo tanto, el hecho de tener frecuencia de muestro variable, permite asegurar tener un ancho de banda acorde a la frecuencia del sistema, llevando a lograr mantener las dinámicas propuestas en un amplio rango de frecuencia de red.

5.2.4 Control y Algoritmo Propuesto

El control propuesto es resumido en la Fig. 5.3, donde se muestra los principales lazos de control. El lazo más externo es el lazo de potencia, el cual incluye el voltaje de enlace y el factor de potencia impuesto, los que resultan en una referencia de potencia activa y reactiva para el convertidor. Esta referencia de potencia debe ser tomada por el control predictivo el cual busca entre todos los estados posibles aquel que acerque más la potencia actual a la referencia. Para ello se hace una predicción de la corriente en función de todos los estados posibles, probando con cada uno de ellos y la potencia en cada comento se encuentra con la multiplicación de corriente voltaje.

Cabe destacar que por la forma de actuar el control predictivo, este llega a la referencia en la menor cantidad de pasos posible, ya que sigue el camino más corto para alcanzar su referencia, el que sólo puede ser interrumpido por las limitaciones impuestas a los cambios de estados a través de la función C_{sw} de (5.23), lo que dependerá también del factor de peso incluido k_{sw} . Cabe destacar que (i) mientras mayor sea el valor de k_{sw} menor será la calidad de la forma de onda, pero al mismo tiempo habrá menores pérdidas por conmutación, pues éstas se verán reducidas, y (ii) mientras menor sea el valor de k_{sw} la forma de onda será mejor (mejor THD), pero habrán más conmutaciones y las perdidas asociadas también subirán. Por este motivo que debe haber una compensación en el valor de esta constante, para mantener una buena calidad de forma de onda, con el mínimo número de conmutaciones por unidad de tiempo.

El algoritmo predictivo tiene una importante desventaja y es la cantidad de cálculos que debe realizar, por lo que comparado con el control resonante descrito anteriormente es mucho más costoso computacionalmente, debido principalmente al lazo interno que busca el mejor estado.

5.2.5 Resultados

Para corroborar lo descrito en esta Sección, se realizan simulaciones capaces de evidenciar el comportamiento dinámico y estático del control propuesto.

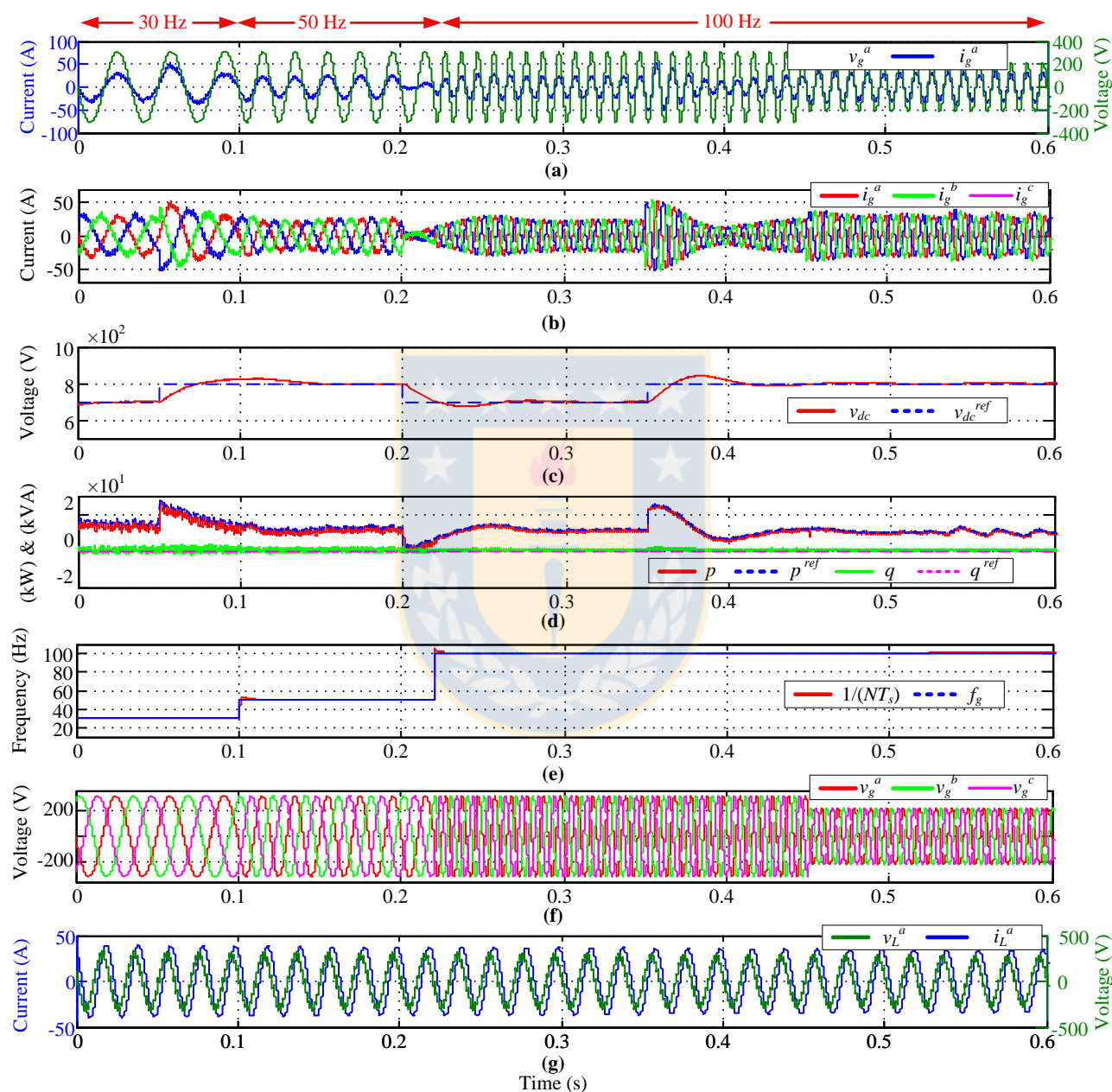


Fig. 5.4. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en abc , (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 5.4 muestra la respuesta del control ante cambios en la referencia del voltaje de enlace, conjuntamente se realizan cambios en la frecuencia, comenzando en 30 Hz y llegando a 100 Hz. La figura muestra la rápida respuesta del sincronizador, el cual es el mismo que se explicó en la Sección 2.4, además podemos ver que el voltaje de enlace sigue su referencia independiente de la frecuencia actual. Asimismo el factor de potencia es unitario en todo momento a pesar de los bruscos cambios en la corriente que son debido al seguimiento de tensión dc .

La Fig. 5.4 (c) resalta el control de potencia, donde es posible señalar que existe un pequeño error en estado estacionario, este error es típico del control predictivo, ya que este tipo de algoritmo minimiza el error instantáneo y no el error medio. Por último, también se impone un sag el que es compensado por el control aumentando la corriente de entrada de manera de lograr alimentar la carga de una potencia determinada.

Los gráficos de la Fig. 5.5 muestran la respuesta del control de factor de potencia, el factor de potencia es cambiado desde 0.8 inductivo a 0.8 capacitivo y luego a 0.8 inductivo para finalmente quedar en factor de potencia unitario. Los cambios se aprecian claramente en la respuesta de la potencia reactiva –referencia y seguimiento– de la Fig. 5.5 (d). Debido a lo desacoplado ambos convertidores, la carga no se ve afectada por los cambios impuestos en el lado de la red, ya que el condensador de enlace mantiene el nivel de voltaje apropiado para el correcto funcionamiento de la carga. Por lo tanto, se puede decir que es posible inyectar potencia reactiva en caso de ser necesario por parte del convertidor propuesto y el algoritmo predictivo utilizado. Los cambios en el factor de potencia son rápidamente corregidos, mostrando una dinámica alta a pesar la magnitud del cambio en la referencia.

La Fig. 5.6 muestra la respuesta del control ante cambios en la demanda de potencia por parte de la carga, la carga es aumentada en un 70% logrando mantener el voltaje cercano a su referencia. La diferencia respecto del aumento y disminución del nivel de potencia se aprecia claramente en la Fig. 5.6 (h), donde la corriente aumenta y disminuye según los requerimientos de la carga, pero el voltaje se mantiene siguiendo su referencia. En todo momento se muestra un factor de potencia unitario el cual es impuesto por la potencia de referencia a todas las frecuencias de prueba y a pesar de los fuertes impactos de carga, el voltaje de enlace se ve poco afectado por dichos cambios, también sin importar la frecuencia.

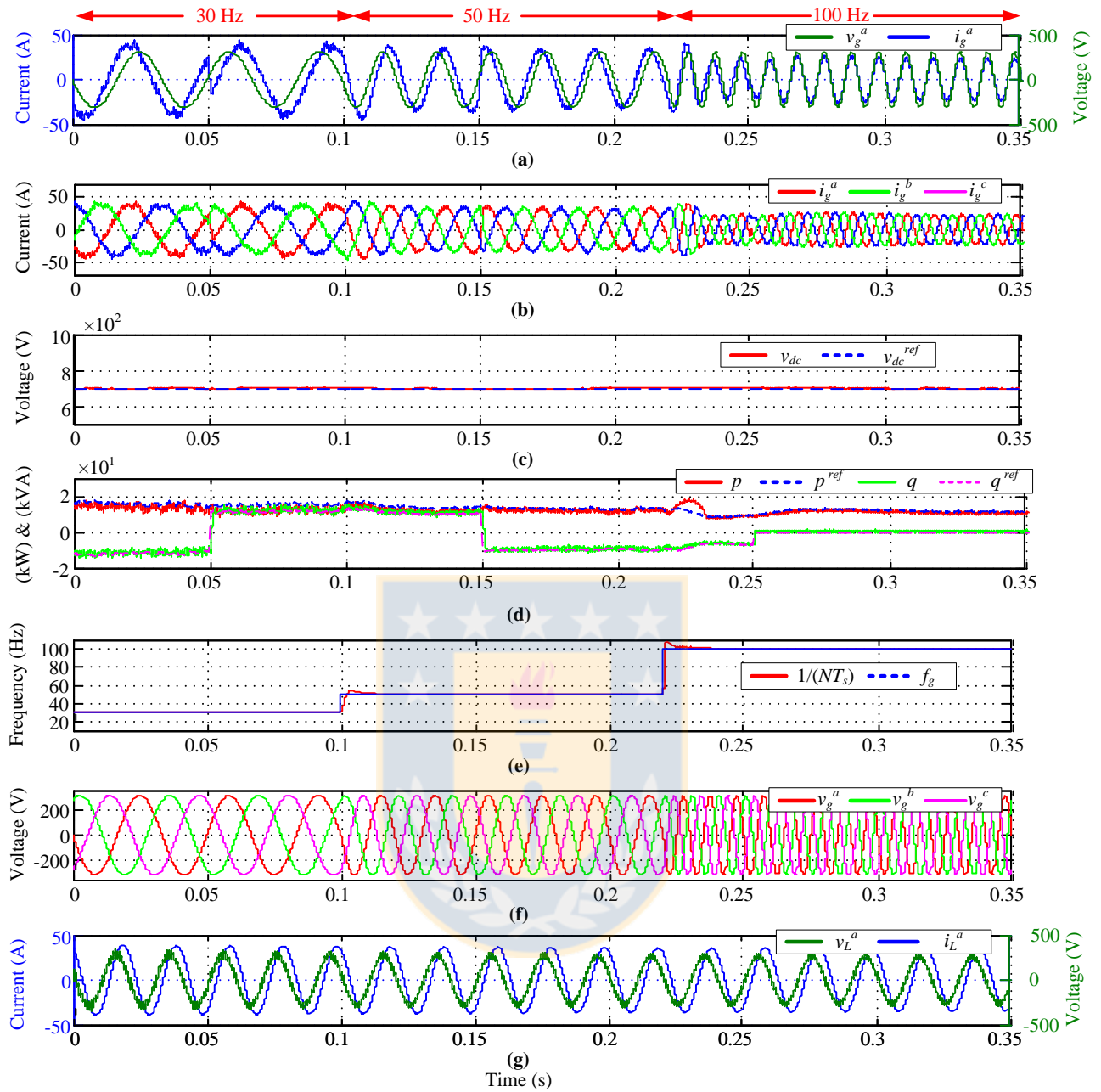


Fig. 5.5. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en abc , (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

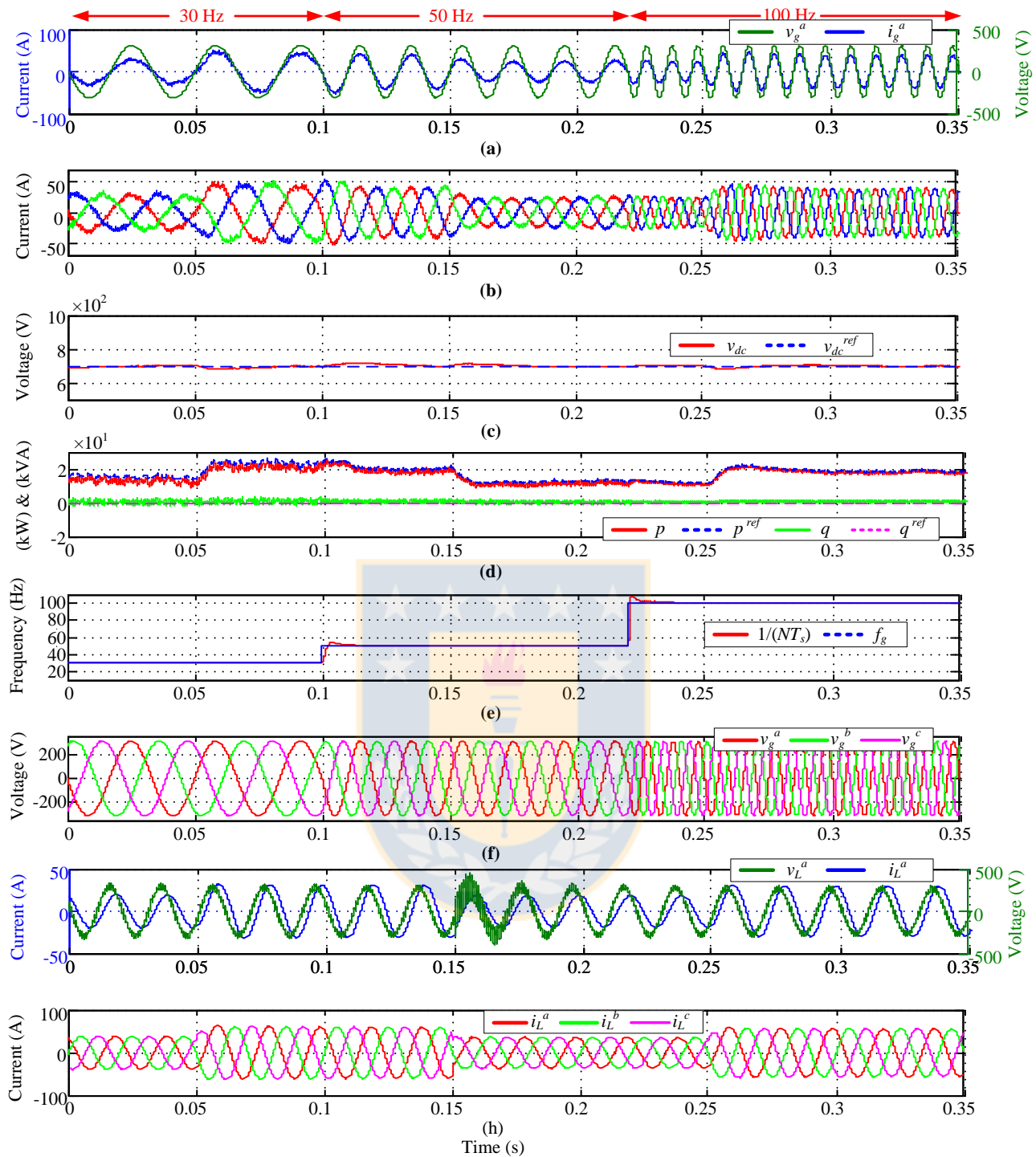


Fig. 5.6. Impactos de Carga.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en $\alpha\beta$ y referencia, (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga, (h) corriente de carga.

*Fuente: Elaboración propia

5.3. Control No Lineal Basado en Control Predictivo con Frecuencia de Conmutación Fija

Una importante desventaja de control predictivo enunciada en la Sección anterior, es el no imponer una frecuencia de conmutación fija. Este problema lleva a que el diseño de los filtros sea dificultoso, que la frecuencia de conmutación sea tan alta como la frecuencia de muestreo, entre otras. Además también se pudo percibir que para generar un set de estados óptimo se debe probar con cada uno de ellos, lo que genera a su vez un alto costo computacional, especialmente cuando se trata de topologías multinivel y más complejas como lo son NPC, H-Bridge, convertidor basado en capacitores flotantes, etc.

En esta sección se trabaja con el control predictivo pero con el objetivo de lograr entregar la entrada óptima del convertidor la cual puede ser sintetizada con alguna técnica de control conmutado de frecuencia constante, como las técnicas SPWM y de vectores espaciales (SVM). Con esto –y a pesar de usar una técnica no lineal predictiva- se permite que el convertidor trabaje en un ambiente de frecuencia de conmutación fija, lo que permite un mejor diseño, especialmente cuando se trabaja con altas corrientes lo que exige una frecuencia de conmutación reducida.

5.3.1 Referencias de Potencia

Al igual que el control anterior y para el mismo circuito de la Fig. 5.1, se usará técnicas lineales para el control de voltaje de enlace, lo que permitirá un control con menor costo computacional y aprovechando que el lazo externo –de voltaje dc - se comporta como un sistema lineal.

Por éste motivo se utilizará nuevamente que el PI del control de voltaje dará la potencia para almacenar la energía necesaria a través de la siguiente ecuación:

$$p_{C_{dc}}^{ref}(k) = p_{C_{dc}}^{ref}(k-1) + k_c^{v^{dc}} \left(1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}} \right) e^{v^{dc}}(k) + k_c^{v^{dc}} \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i^{v^{dc}}} \right) e^{v^{dc}}(k-1), \quad (5.26)$$

siendo la potencia activa total de referencia dada por:

$$p_g^{ref}(k) = \left| \vec{i}_g(k) \right|^2 R_g + p_{C_{dc}}^{ref}(k) + v^{dc}(k) \left(s_L^a(k) i_{Lo}^a(k) + \dots \right. \\ \left. s_L^b(k) i_{Lo}^b(k) + s_L^c(k) i_{Lo}^c(k) \right), \quad (5.27)$$

mientras que la referencia de potencia reactiva quedará regida por:

$$q_g^{ref}(k) = \pm \sqrt{1 / (pf^{ref})^2 - 1} p_g^{ref}(k) = \pm k_{pf} p_g^{ref}(k), \quad (5.28)$$

5.3.2 Selección de Corrientes de Referencia

Una vez seleccionadas las potencias de referencias, para esta técnica de control se deben generar referencias de corriente, las cuales puede ser encontradas como:

$$\mathbf{i}_g^{\alpha\beta, ref}(k) = \frac{1}{\|\bar{\mathbf{v}}_g^{\alpha\beta}(k)\|_2} \left[\text{Re}\{\bar{s}_{pq}^{ref*}(k) \cdot \bar{\mathbf{v}}_g(k)\} \quad \text{Im}\{\bar{s}_{pq}^{ref*}(k) \cdot \bar{\mathbf{v}}_g(k)\} \right]^T, \quad (5.29)$$

tal como se explicó en la Sección 4.2.1C, utilizando la potencia aparente compleja de referencia, con:

$$\bar{s}_{pq}^{ref} = p_g^{ref} + jq_g^{ref}, \quad (5.30)$$

donde los componentes de la potencia reactiva vienen de las ecuaciones (5.27) y (5.28).

5.3.3 Algoritmo de Predictivo

El algoritmo predictivo usará el modelo en $\alpha\beta 0$ encontrado en el Capítulo 3, Sección 3.4, que en definitiva liga la ecuación de corriente con el filtro de entrada y el voltaje inyectado por el convertidor como:

$$\mathbf{i}_g^{\alpha\beta}(k+1) \approx \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g \right) \mathbf{i}_g^{\alpha\beta}(k) - \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_g^{\alpha\beta}(k), \quad (5.31)$$

donde $\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}$ es el voltaje inyectado por el convertidor.

Ahora bien, si en el tiempo $t + T_s$ se desea alguna corriente determinada, entonces el voltaje inyectado debe ser de la forma:

$$\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}(k) = \mathbf{v}_g^{\alpha\beta}(k) - L_g \frac{\mathbf{i}_g^{\alpha\beta}(k+1) - \mathbf{i}_g^{\alpha\beta}(k)}{T_s} - R_g \mathbf{i}_g^{\alpha\beta}(k), \quad (5.32)$$

donde:

$$\mathbf{i}_g^{\alpha\beta}(k+1) = \mathbf{i}_g^{\alpha\beta, ref}(k+1), \quad (5.33)$$

El problema que posee la ecuación (5.33) es que no considera el retardo por cálculo, por lo que necesariamente se debe adelantar esta ecuación en un paso más, es decir se requiere la aplicación del voltaje inyectado en el tiempo $t + T_s$:

$$\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}(k+1) = \hat{\mathbf{v}}_g^{\alpha\beta}(k+1) - L_g \frac{\mathbf{i}_g^{\alpha\beta, ref}(k+2) - \hat{\mathbf{i}}_g^{\alpha\beta}(k+1)}{T_s} - R_g \hat{\mathbf{i}}_g^{\alpha\beta}(k+1), \quad (5.34)$$

donde nuevamente se requieren de estimaciones de variables al tiempo $t + T_s$, siendo:

$$\hat{\mathbf{v}}_g^{\alpha\beta}(k+1) = \begin{bmatrix} \text{Re}\{\vec{v}_g^{\alpha\beta}(k+1)\} \\ \text{Im}\{\vec{v}_g^{\alpha\beta}(k+1)\} \end{bmatrix}, \quad (5.35)$$

con:

$$\hat{\vec{v}}_g^{\alpha\beta}(k+1) = \vec{v}_g^{\alpha\beta}(k) e^{j2\pi f_g T_s}, \quad (5.36)$$

y a su vez la estimación de la corriente futura quedará dada por:

$$\hat{\mathbf{i}}_g^{\alpha\beta}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g\right) \mathbf{i}_g^{\alpha\beta}(k) - \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}(k) + \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_g^{\alpha\beta}(k). \quad (5.37)$$

Cabe enfatizar que para esta técnica de control no se requiere de una función de peso, sino que se usa la predicción con el objetivo de señalar entrada requerida para lograr en dos pasos la corriente que se desea:

5.3.4 Sintetización del Voltaje a Inyectar

La ecuación (5.34) muestra el voltaje que debe ser aplicado en el paso $k + 1$, el cual debe ser sintetizado por alguna técnica de modulación. Las técnicas de modulación más comunes para esta clase de convertidor es SPWM, y SVM.

A. Modulación SPWM

Una modulación muy sencilla que puede ser aplicada es la modulación SPWM, la que posee varias ventajas desde el punto de vista de la implementación, ya que tarjetas digitales como las DSPs, en general traen módulos PWM que permiten trabajar las técnicas modulación por hardware y no por software, lo que hace finalmente que esta tarea se haga en paralelo con una excelente resolución de la portadora. Para esta técnica se debe generar una moduladora \mathbf{m}_g^{abc} con la cual se obtiene el voltaje a inyectar:

$$\mathbf{v}_{go}^{abc}(k) = v^{dc}(k) \mathbf{m}_g^{abc}(k), \quad (5.38)$$

por lo tanto, la moduladora puede ser encontrada fácilmente en función del voltaje impuesto por el control en (5.34):

$$\mathbf{m}_g^{abc}(k+1) = \frac{1}{\hat{v}^{dc}(k+1)} \mathbf{v}_{go}^{abc}(k+1), \quad (5.39)$$

adicionalmente, se considerará el voltaje de enlace dc con dinámica muy lenta, por lo que se puede escribir que: $\hat{v}^{dc}(k+1) \approx v^{dc}(k)$, lo cual para la dinámica de la corriente es una buena aproximación,

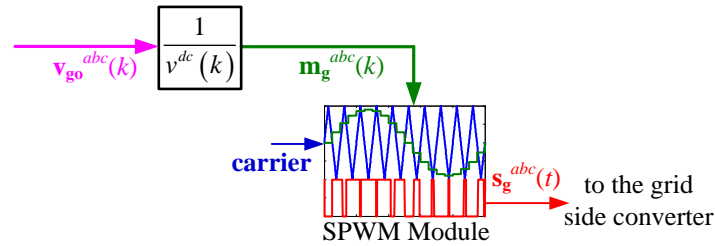


Fig. 5.7. Modulación basada en SPWM.

*Fuente: Elaboración propia

pues el controlador de voltaje intencionalmente se hace mucho más lento que el control de corriente con el objetivo de no considerar la dinámica del lazo más rápido en el diseño del lazo externo más lento, así finalmente la moduladora se calcula como:

$$\mathbf{m}_g^{abc}(k+1) = \frac{1}{v^{dc}(k)} \mathbf{v}_{go}^{abc}(k+1), \quad (5.40)$$

que es comparado con la portadora para obtener la función de disparos \mathbf{s}_g^{abc} , como se muestra en la Fig. 5.7.

B. Modulación SVM

Otro tipo de modulación que puede ser utilizada es la de vectores espaciales, este caso particular es de gran uso ya que permite fijar espacialmente el vector de voltaje a inyectar deseado. Como ya se conoce el voltaje a inyectar en paso $k+1$, definido por $\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}$, el cual puede realizarse como una combinación lineal de los vectores válidos más cercanos, que corresponden a los estados del convertidor.

El voltaje $\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}$ se escribe pre-multiplicado por el tiempo de muestreo como:

$$T_s \mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta} = \mathbf{V}_i^{\alpha\beta} v^{dc} T_1 + \mathbf{V}_{i+1}^{\alpha\beta} v^{dc} T_2 + \mathbf{V}_\theta^{\alpha\beta} (T_s - T_1 - T_2), \quad (5.41)$$

donde \mathbf{V}_θ corresponde a cualquiera de los vectores nulos. Por otro lado, los vectores \mathbf{V}_i y \mathbf{V}_{i+1} corresponde al vector anterior y posterior (en forma anti horario) respecto de donde está el voltaje $\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}$, Fig. 5.8. Para saber en qué área se encuentra el voltaje $\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}$ se debe obtener el ángulo, ya que cada área achurada está separada según ángulos separados en 60° . El ángulo se obtiene obedeciendo la siguiente ecuación:

$$\theta = \text{sign}(v_{go}^\beta(k+1)) \cdot \cos^{-1} \left(\frac{v_{go}^\alpha(k+1)}{\|\mathbf{v}_{go}^{\alpha\beta}(k+1)\|_2} \right), \quad (5.42)$$

donde la zona puede ser escogida según el ángulo determinado:

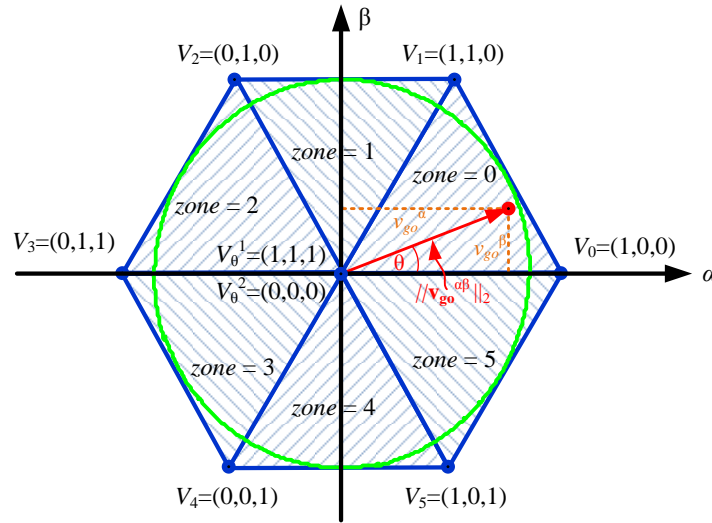


Fig. 5.8. Modulación basada en Vectores Espaciales SVM.

*Fuente: Elaboración propia

$$\begin{aligned}
 &\text{if } (0 \leq \theta < \pi/3), && \text{then } zone = i = 0 \\
 &\text{if } (\pi/3 \leq \theta < 2\pi/3), && \text{then } zone = i = 1 \\
 &\text{if } (2\pi/3 \leq \theta < \pi), && \text{then } zone = i = 2 \\
 &\text{if } (-\pi \leq \theta < -2\pi/3), && \text{then } zone = i = 3 \\
 &\text{if } (-2\pi/3 \leq \theta < -\pi/3), && \text{then } zone = i = 4 \\
 &\text{if } (-\pi/3 \leq \theta < 0), && \text{then } zone = i = 5
 \end{aligned} \tag{5.43}$$

Para calcular el tiempo que debe ser aplicado cada estado $-V_i$, V_{i+1} , V_{θ} se resuelve el sistema de ecuaciones dado por (5.41), llegando a que:

$$T_1 = \frac{(v^{dc} V_{i+1}^{\alpha\beta}) \times v_{go}^{\alpha\beta}}{(v^{dc} V_{i+1}^{\alpha\beta}) \times (v^{dc} V_i^{\alpha\beta})} T_s, \tag{5.44}$$

$$T_2 = \frac{v_{go}^{\alpha}}{v^{dc} V_{i+1}^{\alpha}} T_s - \frac{v^{dc} V_i^{\alpha}}{v^{dc} V_{i+1}^{\alpha}} T_1, \tag{5.45}$$

donde el voltaje nulo debe ser aplicado un tiempo iguala $T_s - T_1 - T_2$, resaltando que cada tiempo T_1 y T_2 debe ser limitado al rango $[0, T_s]$.

Respecto de la implementación del SVM, se puede utilizar un portadora ‘diente de sierra’ para ser comparada con los dos valores antes encontrados T_1 y T_2 . Dependiendo la zona en que este el vector $v_{go}^{\alpha\beta}$ se aplicaran tres distintos estados que finalmente dicen cuales serán y por cuanto tiempo. Como ejemplo se usa el caso de estar en la zona cinco, donde entre 0 y T_1 se aplica el vector $s_g^a = 1, s_g^b = 0, s_g^c = 1$, luego entre T_1 y T_2 $s_g^a = 1, s_g^b = 0, s_g^c = 0$, luego entre $T_1 + T_2$ y T_s se aplica

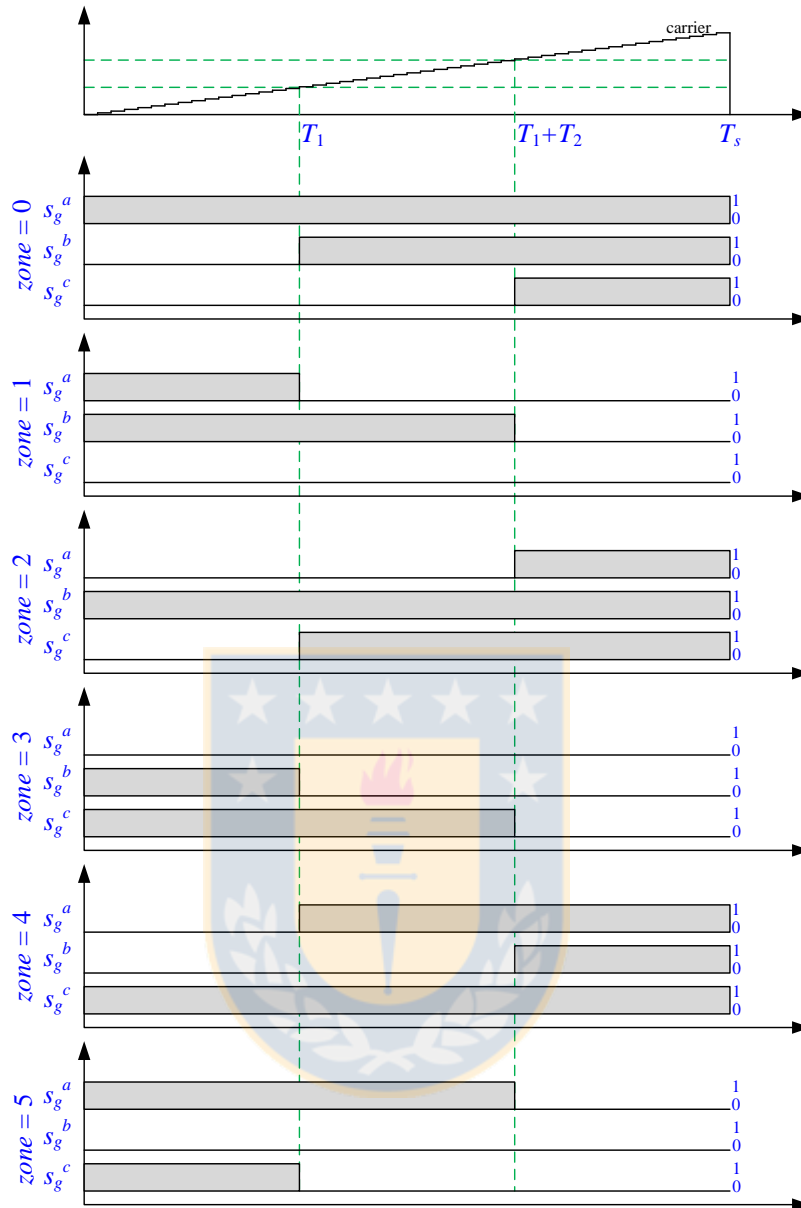


Fig. 5.9. Implementación en PWM estándar la Modulación de Vectores Espaciales.

*Fuente: Elaboración propia

el estado $s_g^a = 0$, $s_g^b = 0$, $s_g^c = 0$. Nótese que los cambios dentro de la zona solamente embargan un interruptor cambiando cada vez, lo que reduce las pérdidas de conmutación al escoger bien cual vector nulo utilizar en cada zona.

C. *Ventajas y Desventajas de Cada Técnica de Modulación*

Por cierto cada técnica de modulación tiene sus ventajas y desventajas, las cuales se deben tomar en cuenta antes de ser implementadas en cualquier sistema.

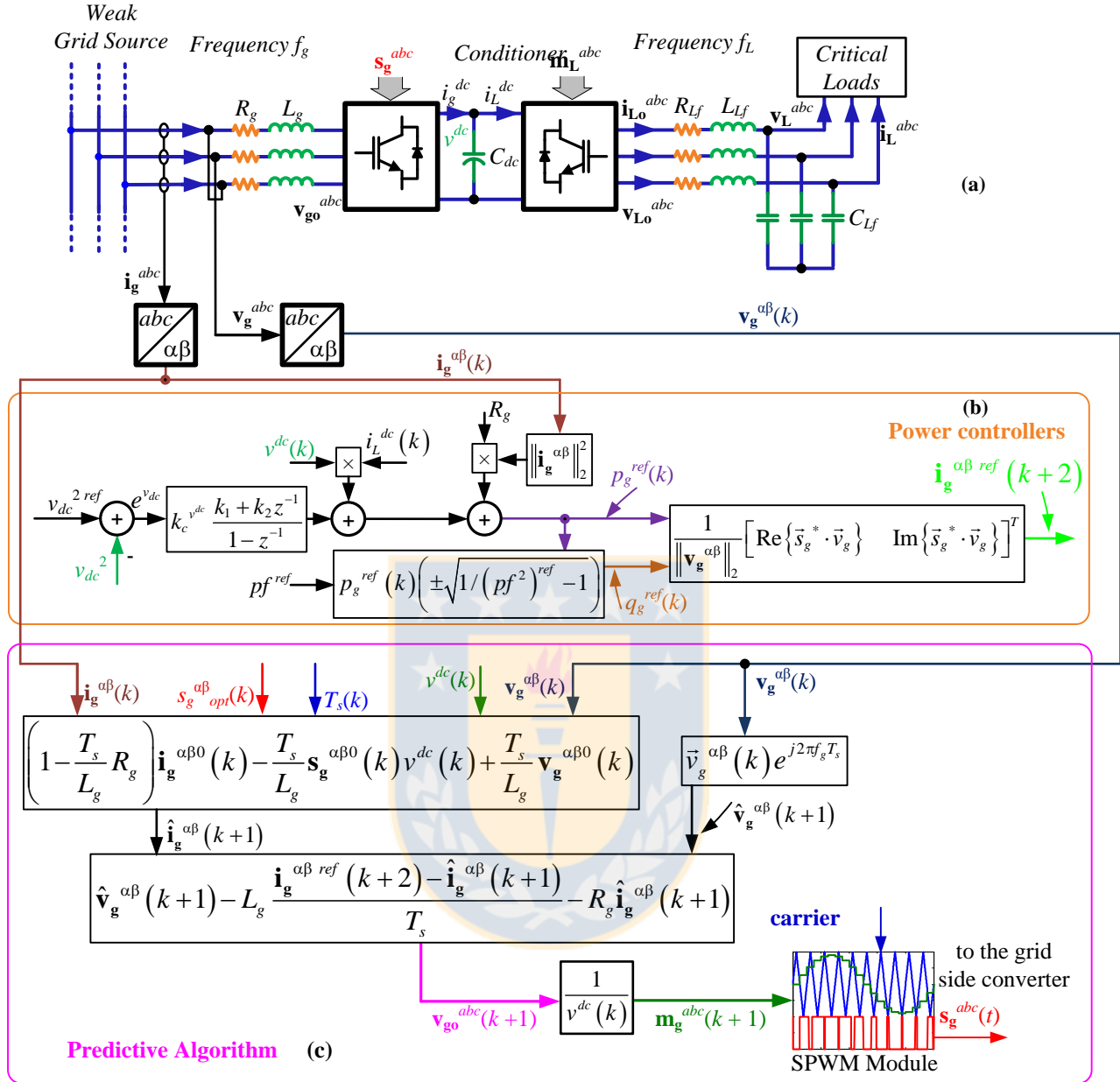


Fig. 5.10. Sintetización del Control Propuesto.

(a) Convertidor, (b) control de potencia, (c) algoritmo predictivo.

*Fuente: Elaboración propia

La técnica SPWM utiliza una frecuencia de conmutación fija que es independiente del tiempo de muestreo y de la frecuencia de la red, por lo que permite diseñar apropiadamente los filtros en función de la frecuencia de conmutación. Por otro lado, la técnica SVM tiene su frecuencia de conmutación atada a la frecuencia de muestreo, por lo que no necesariamente es constante, particularmente si se escogen N muestras por periodo.

La técnica SPWM requiere de muy poco cómputo ya que si la tarjeta digital donde se implementa posee módulos PWM la mayor cantidad de manejo del mismo se hace en paralelo e independiente del algoritmo de control propiamente tal. La técnica de vectores espaciales por su parte requiere de cálculos por cada ciclo que deben ser realizados en línea, además en (5.44) y (5.45) se requieren de varias operaciones matemáticas –incluyendo divisiones- lo que hace esta algoritmo más complicado de implementar si hay poco recursos en el procesador del controlador.

La técnica SVM sin embargo posee un concepto gráfico del lugar donde se encuentra el vector y cómo deben ser aplicados los estados, también minimiza el cambio de los mismos ayudando en la reducción de pérdidas de conmutación.

Por ello, se dice que es mejor alternativa utilizar la técnica SPWM, ya que es más sencilla, pero al mismo tiempo logra el mismo resultado. Aunque si se posee de un procesador capaz, se puede utilizar cualquier alternativa independientemente, ya que finalmente ambas sintetizan el control dado con un espectro de conmutación definido.

5.3.5 Control y Algoritmo Propuesto

El algoritmo resultante es simple de implementar y con una complejidad menor el cual se aprecia en los diagramas de la Fig. 5.10. La generación de potencia de referencia obedece los lineamientos de los demás controladores ya presentados, donde ahora en un lazo interno de corriente se utiliza la predicción del voltaje inyectado deseado para lograr llegar a la referencia en dos pasos. Este voltaje es sintetizado a través de modulación SPWM, aunque se pueden también usar otras como SVM.

5.3.6 Resultados

Para ver el comportamiento del control propuesto se realizan simulaciones en PSim 9.0® con el objetivo de observar el comportamiento dinámico y estático de lo propuesto.

La Fig. 5.11 muestra la respuesta del control de tensión de enlace a distintas frecuencias, pudiéndose apreciar la buena respuesta de este control, el cual comanda la referencia de corriente que también es seguida en forma exitosa por el lazo interno predictivo para un amplio rango de frecuencia, Fig. 5.11 (b). Lo otro que se destaca es el buen control a pesar que en $t = 0.45$ s la tensión de la red cae un 30%, pero el sistema responde bien y sigue alimentando la carga que demanda una corriente determinada independiente de las condiciones en el lado de la red.

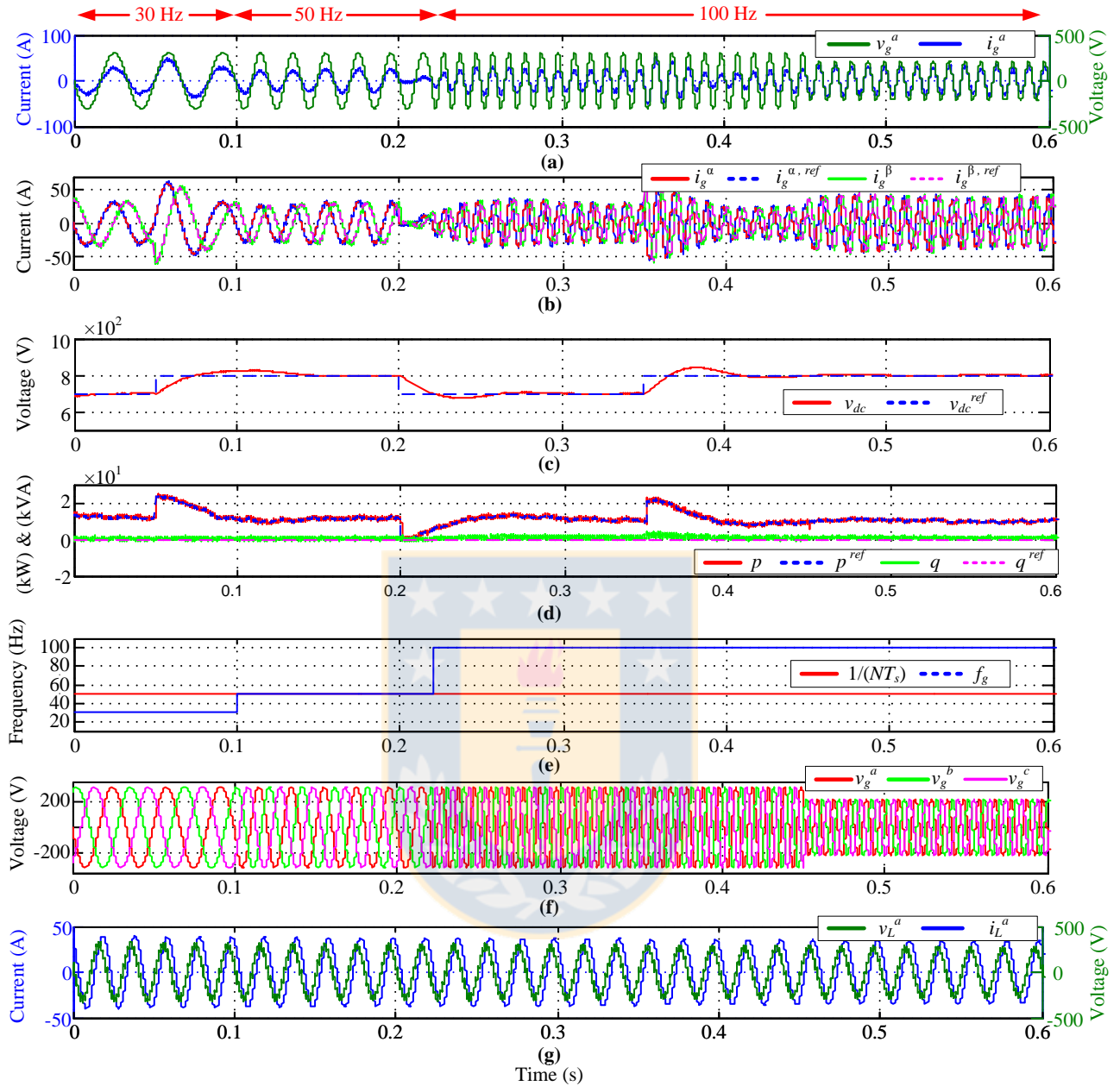


Fig. 5.11. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes y su referencia en $\alpha\beta$, (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 5.12 muestra la respuesta del control de factor de potencia, el cual también posee una excelente respuesta dinámica y estática, donde la variación de la fase puede ser utilizada para inyectar o compensar potencia reactiva en el lado de la red débil según las necesidades. Esto además muestra lo rápido del control predictivo propuesto.

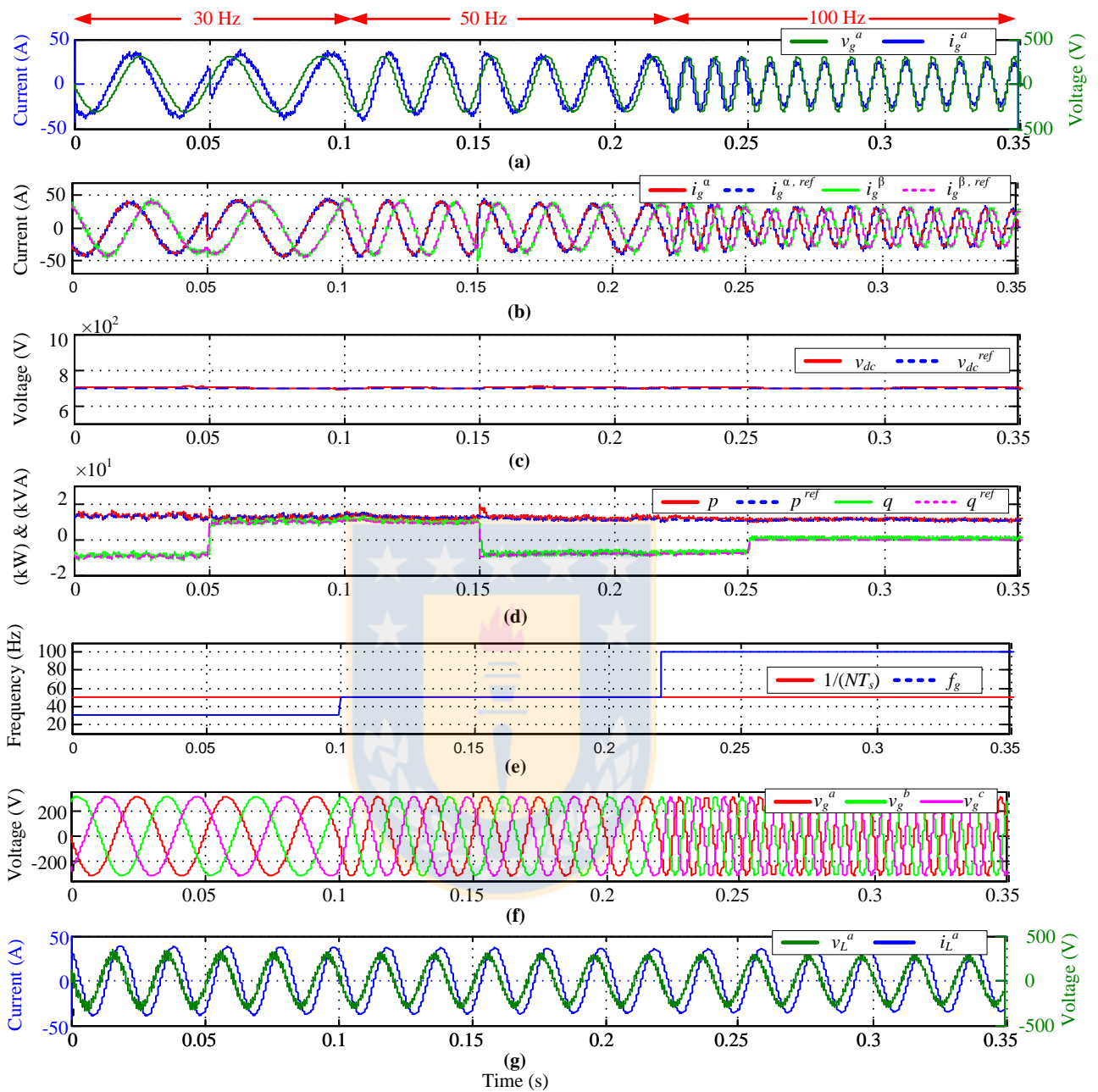


Fig. 5.12. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en abc , (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

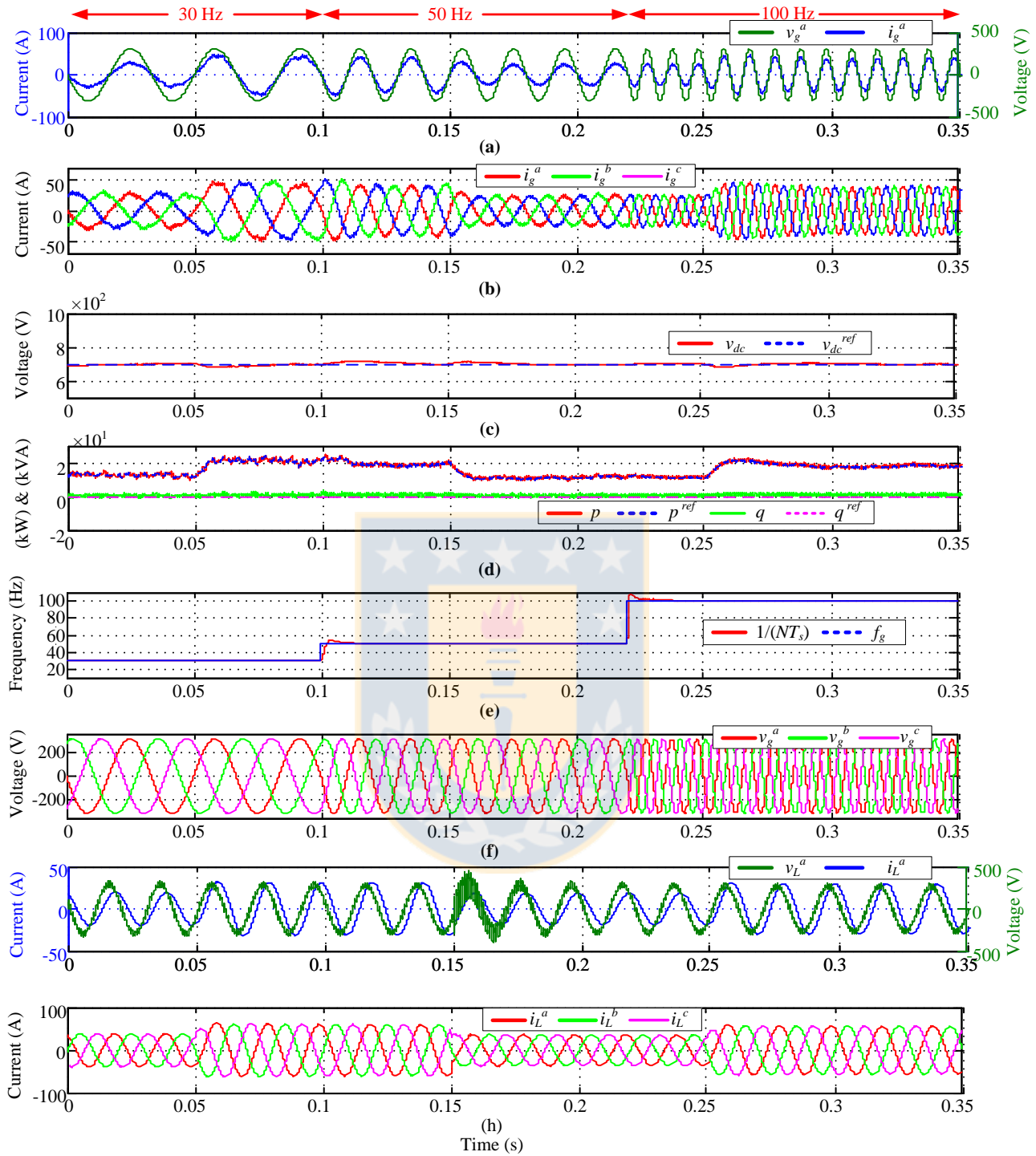


Fig. 5.13. Impactos de Carga.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes en $\alpha\beta 0$ y referencia, (c) voltaje de enlace, (d) potencias y sus referencias, (e) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (f) voltaje trifásico del lado de red, (g) voltaje y corriente del lado de carga, (h) corriente de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 5.13 muestra la respuesta del control propuesto ante variaciones en la carga, al igual que en los casos anteriores, la variaciones del 70% aproximadamente, la cual se puede apreciar en las corrientes de carga Fig. 5.13 (h), que a su vez aumentan las corrientes de red \mathbf{i}_g^{abc} Fig. 5.13 (b) para mantener el voltaje dc constante y siguiendo su referencia.

Cabe destacar que en este caso se utilizó un tiempo de muestreo constante, debido a que la variación de la frecuencia de red no afecta la conmutación, ya que los interruptores obedecen a una modulación SPWM. Sin embargo, ciertos cálculos como (5.36) resultan computacionalmente más costosos ya que utilizan funciones trigonométricas en línea para ser realizados, lo que en ciertas tarjetas digitales podrían costar mucho tiempo de cómputo y por ende hacer este tipo de control inviable.



5.4. Control No Lineal Basado en Control Predictivo para Sistemas Desbalanceados

El control predictivo es muy versátil y puede ser aplicado también en sistemas débiles desbalanceados con variaciones en frecuencia y amplitud de voltaje. En esta Sección se muestra un control basado en algoritmos predictivos que trabajarán en los ejes abc , el cual tomará corrientes dispares entre cada fase en función de la amplitud de voltaje de cada fase. Al pedir este tipo de corrientes dispares, se espera no sobrecargar aquellas fases que están con caída de tensión, pues es posible que estén sobrecargadas. Así, el control estará encargado de entregar referencias de corriente acorde con la amplitud de voltaje, es decir, aquellas fases con mayor tensión tendrán corrientes mayores que aquellas fases con menor tensión. Esto en similitud con lo visto en la Sección 4.3 del Capítulo 4 para la topología mostrada en la Fig. 5.14 con punto medio en el enlace, pero aplicando una técnica de control predictiva para escoger las corrientes.

5.4.1 Referencia de Potencia Activa y Reactiva

La referencia de potencia será en función de la cantidad de energía que requiera la carga, las pérdidas y lo almacenado en el condensador de enlace, tal que:

$$p_g^{ref}(k) = \|\vec{i}_g(k)\|_2^2 R_g + p_{C_{dc}}^{ref}(k) + v^{dc}(k) \langle \mathbf{s}_L^{abc}(k), \mathbf{i}_{L_o}^{abc}(k) \rangle, \quad (5.46)$$

como ya se mostró en la Sección 4.3 del Capítulo 4, donde la potencia que se utiliza para almacenar energía en el condensador, $p_{C_{dc}}^{ref}(k)$, viene del controlador PI ya definido anteriormente:

$$p_{C_{dc}}^{ref}(k) = p_{C_{dc}}^{ref}(k-1) + k_c v^{dc} \left(1 + \frac{T_s}{2T_i v^{dc}} \right) e^{v^{dc}}(k) + k_c v^{dc} \left(-1 + \frac{T_s}{2T_i v^{dc}} \right) e^{v^{dc}}(k-1), \quad (5.47)$$

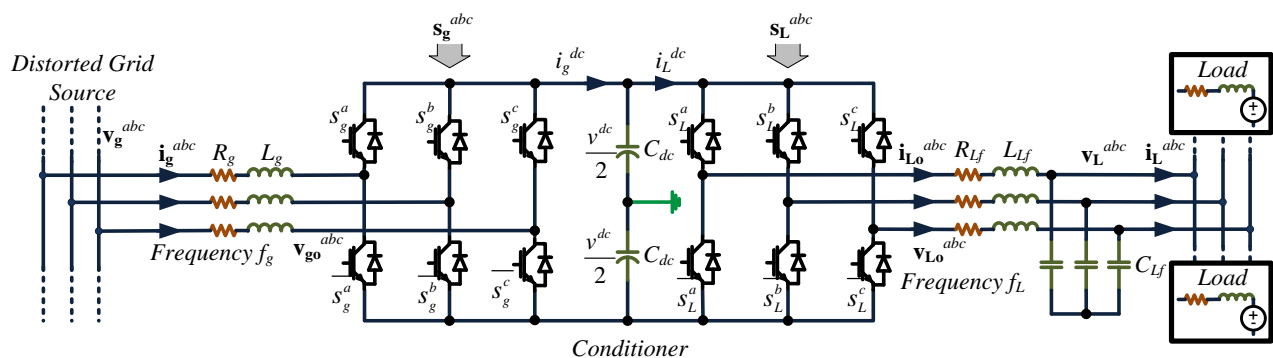


Fig. 5.14. Topología Back to Back con punto medio.

*Fuente: Elaboración propia

donde $k_c^{v^{dc}}$ y $T_i^{v^{dc}}$ son la ganancia y el tiempo integrativo del controlador respectivamente.

Como el factor de potencia podría complicarse por el hecho de hablar de un sistema desbalanceado, lo que se realiza es la imposición de un ángulo entre voltaje y corriente θ , lo que impone una referencia para potencia activa como:

$$q_g^{ref}(k) = p_g^{ref}(k) \tan(\theta^{ref}(k)). \quad (5.48)$$

donde se aprecia que la potencia reactiva de referencia es una proporción de la potencia activa con proporción $\tan(\theta^{ref}(k))$, donde este valor es una constante, por lo que no se calcula en línea con el resto del algoritmo de control, sino se puede pre-calcular en función del ángulo que se desea entre corriente y voltaje.

5.4.2 Referencias de Corriente

Las referencias de corriente serán impuestas en función de la amplitud de voltaje, donde se usará el algoritmo mostrado en la Sección 4.3.2 para estimar la amplitud de voltaje de cada fase $l = \{a, b, c\}$:

$$(V_g^l)^2(k) = (V_g^l)^2(k-1) + \frac{2}{N} \left[(v_g^l)^2(k) - (v_g^l)^2(k-N) \right], \quad (5.49)$$

generando amplitudes normalizadas en función de la mayor amplitud entre las fases $V_{g \max}$:

$$[V_{g \max}^a(k)]^2 = [V_g^a(k)]^2 / [V_{g \max}(k)]^2, \quad (5.50)$$

$$[V_{g \max}^b(k)]^2 = [V_g^b(k)]^2 / [V_{g \max}(k)]^2, \quad (5.51)$$

$$[V_{g \max}^c(k)]^2 = [V_g^c(k)]^2 / [V_{g \max}(k)]^2. \quad (5.52)$$

Con esto cada fase de corriente puede ser impuesta en función de las amplitudes antes calculadas:

$$(i_g^a)^{ref}(k) = \sqrt{2} i_{g,p}^{ref} [V_{g \max}^a(k)]^2 \left[\sin(\theta_g(k)) + \left(\frac{m_q(k)}{m_p(k)} \right) \cos(\theta_g(k)) \right], \quad (5.53)$$

$$(i_g^b)^{ref}(k) = \sqrt{2} i_{g,p}^{ref} [V_{g \max}^b(k)]^2 \left[\sin\left(\theta_g(k) - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(\frac{m_q(k)}{m_p(k)} \right) \cos\left(\theta_g(k) - \frac{2\pi}{3}\right) \right], \quad (5.54)$$

$$(i_g^c)^{ref}(k) = \sqrt{2} i_{g,p}^{ref} [V_{g \max}^c(k)]^2 \left[\sin\left(\theta_g(k) + \frac{2\pi}{3}\right) + \left(\frac{m_q(k)}{m_p(k)} \right) \cos\left(\theta_g(k) + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \quad (5.55)$$

donde las variables m_p y m_g están determinadas según la siguiente ecuación de manera de lograr un desfase de θ entre el voltaje y a corriente:

$$m_p(k) = \frac{p_g^{ref}(k)}{|\vec{s}_{pq}(k)|}, \quad (5.56)$$

$$m_q(k) = \frac{q_g^{ref}(k)}{|\vec{s}_{pq}(k)|}. \quad (5.57)$$

Cabe destacar que al usar este algoritmo para obtener la amplitudes y con ello la referencia de corriente, se debe contar necesariamente con N muestras por periodo, por lo que un sincronizador debe ir ajustando el tiempo de muestreo en función de la frecuencia de red.

5.4.3 Control Predictivo para las Corrientes

Una vez que la referencia está determinada, el control de corriente toma lugar. Para seguir la referencia, en cada fase se hace una estimación de la corriente en el futuro tal que:

$$\hat{\mathbf{i}}_g^{abc}(k+1) = \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g\right) \mathbf{i}_g^{abc}(k) - \frac{T_s}{L_g} \left(\frac{1}{2} \mathbf{s}_g^{abc}(k) v^{dc}(k)\right) + \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_g^{abc}(k). \quad (5.58)$$

Como se mencionó en los casos anteriores, esto no puede ser aplicado debido a la presencia del retardo por cálculo, lo que implica que se debe llevar la ecuación en un paso más hasta $t + 2T_s$:

$$\hat{\mathbf{i}}_g^{abc}(k+2) = \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g\right) \hat{\mathbf{i}}_g^{abc}(k+1) - \frac{T_s}{L_g} \left(\frac{1}{2} \mathbf{s}_g^{abc}(k+1) v^{dc}(k+1)\right) + \frac{T_s}{L_g} \mathbf{v}_g^{abc}(k+1), \quad (5.59)$$

donde se puede apreciar que es posible aplicar la entrada \mathbf{s}_g^{abc} en el tiempo $t + T_s$ una vez que el algoritmo se empieza con el cálculo para elegir el mejor estado en el tiempo t .

También existen variables que deben ser encontradas, como $\mathbf{i}_g^{abc}(k+1)$, el cual puede ser estimado usando (5.58); $v^{dc}(k+1)$ que debido a su dinámica lenta –en comparación con la dinámica de corriente- puede ser aproximado a lo que actualmente se ha sentido, es decir: $v^{dc}(k+1) \approx v^{dc}(k)$; por último se puede aproximar el voltaje $\mathbf{v}_g^{abc}(k+1) \approx \mathbf{v}_g^{abc}(k)$ siempre y cuando hayan varias muestras por periodo y se asegure mantener la misma cantidad de muestras por periodo independiente de la frecuencia, como se menciona en [31]. Así, redefinimos la predicción utilizando las variables estimadas como:

$$\hat{\mathbf{i}}_g^{abc}(k+2) = \left(1 - \frac{T_s}{L_g} R_g\right) \hat{\mathbf{i}}_g^{abc}(k+1) - \frac{T_s}{L_g} \left(\frac{1}{2} \mathbf{s}_g^{abc}(k+1) v^{dc}(k)\right) + \frac{T_s}{L_g} \hat{\mathbf{v}}_g^{abc}(k+1). \quad (5.60)$$

Ahora se definen tres funciones de costo que minimizarán la distancia entre la corriente y su referencia para cada fase:

$$g^a = \left| i_g^{a \text{ ref}}(k+2) - \hat{i}_g^a(k+2) \right|, \quad (5.61)$$

$$g^b = \left| i_g^{b \text{ ref}}(k+2) - \hat{i}_g^b(k+2) \right|, \quad (5.62)$$

$$g^c = \left| i_g^{c \text{ ref}}(k+2) - \hat{i}_g^c(k+2) \right|. \quad (5.63)$$

Las ecuaciones anteriores muestran que el control se hace por fase, es por ello que se genera una topología con punto medio en los condensadores el cual está conectado al neutro de la alimentación.

Para lograr alcanzar la referencia, el control prueba dos estados en cada caso uno es imponiendo $-v^{dc}/2$ o $+v^{dc}/2$ en el lado alterno, con lo que a los interruptores de cada fase se le asignan dos posibles valores ‘-1’ y ‘1’. Esto lleva a que el control predictivo solo tenga que calcular la corriente que se obtendrá para dos estados válidos en vez de ocho estados como el caso balanceado.

5.4.4 Control y Algoritmo Resultante

El control de este convertidor se muestra en la Fig. 5.15 incluyendo lazos de potencia y control predictivo para las corrientes. Se puede apreciar que cada corriente posee un controlador aparte con el objetivo de poder imponer distintas amplitudes dentro de las mismas, es por ello que se requiere de un punto medio en el lado dc lo que implica corriente por el neutro. Si bien la corriente por el neutro muchas veces no es deseada, se entiende que la diferencia de potencia que se pide a cada fase ayuda al sistema ya que pide menos corriente desde la fase que está con la menor amplitud lo que significaría que esa fase está sobrecargada. Por lo tanto, este equipo al cargar más las fases que están menos cargada genera una compensación a nivel sistémico, lo que a su vez reduciría la corriente del neutro global del sistema.

El control del inversor del lado de la carga sigue siendo independiente, el cual básicamente regula tensión y frecuencia asumiendo que el controlador del convertidor del lado de la red será capaz de mantener el nivel de voltaje dc cerca del deseado. Si bien se ocupa una técnica lineal para trabajar con el inversor del lado de la carga, se puede trabajar finalmente con cualquier otra estrategia de control, lineal o no lineal que permita hacer un seguimiento de voltaje y frecuencia según las necesidades de la carga.

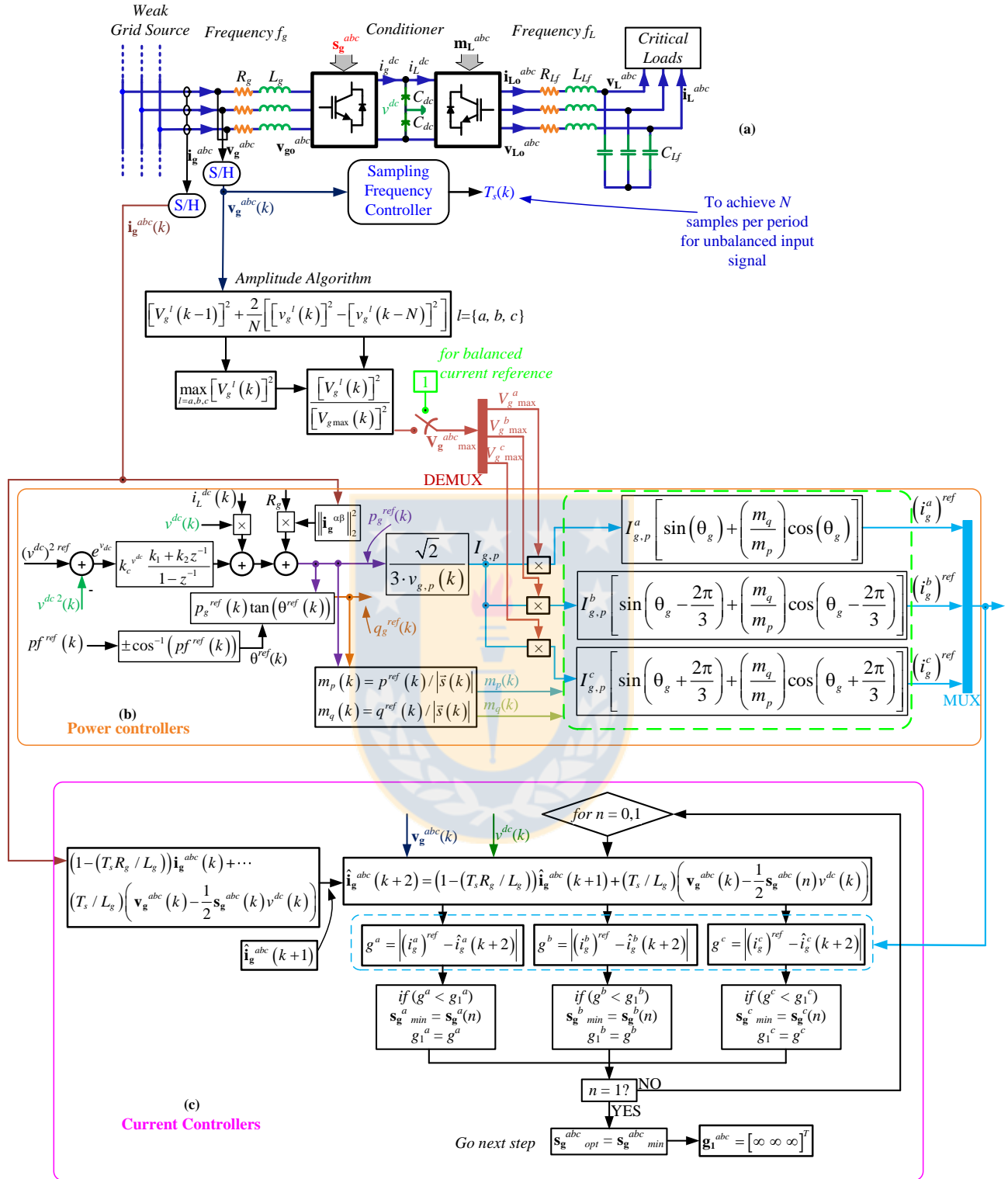


Fig. 5.15. Sintetización del Control Propuesto.

(a) Convertidor, (b) control de potencia, (c) algoritmo predictivo.

*Fuente: Elaboración propia

En este caso es importante destacar que el algoritmo predictivo trabaja cada fase en paralelo, lo que permite que tenga menos ciclos, pero cada ciclo posee más cálculos, por lo que podría eventualmente traer problemas de tiempo de cómputo si la frecuencia de red aumenta mucho, lo que debe ser estudiado con precaución y dependiente de la tarjeta digital a disposición para realizar el algoritmo propuesto.



5.4.5 Resultados

Los resultados son obtenidos mediante la simulación en PSim 9.0® utilizando el controlador resumido en la Fig. 5.15.

En esta figura se destaca un control lineal para el voltaje de enlace asimismo como se desarrolla el algoritmo predictivo con el fin de llegar a su referencia en la menor cantidad de pasos, lo que depende de la inercia de los filtros asimismo como del tiempo de muestreo. También es importante destacar que en este caso se usa un sincronizador para mantener señales internas con N muestras por periodo con el fin de facilitar la estimación de la amplitud y del cálculo de las referencias de corriente.

En la Fig. 5.16 se realiza una prueba al control de voltaje de enlace dc variando la referencia continuamente con distintos desbalances, pudiendo corroborar el buen comportamiento del control independiente del desbalance. El desbalance mostrado en la Fig. 5.16, produce una segunda armónica en el enlace que debe ser tomada en consideración para el diseño del filtro $-C_{dc}$ y así mitigar su efecto que se traduce en terceras armónicas que empobrecen la calidad de las corrientes de entrada. Si bien debido al controlador se produce una corriente por el neutro debido al desbalance impuesto por el controlador, se espera que esta corriente por el neutro compense otras corrientes por el neutro que han generado un desbalance en las variables, pero a pesar de ello

Otro aspecto que se resalta en la figura es la variación del voltaje de enlace que es corregido de buena forma por el controlador para así facilitar mantener un voltaje determinado en la carga que permita alimentar correctamente la carga crítica, los cuales se ven inalterados en la Fig. 5.16 (h) a pesar de las perturbaciones de la red.

Las estimaciones de las amplitudes son encontradas en no más allá de los 20ms por el algoritmo propuesto y es porque la amplitud es obtenido en una ventana de largo N , lo que es el ancho de un ciclo de la red. Si bien esta dinámica podría parecer lenta, ayuda a que el ruido sea filtrado por dicha ventana, haciendo inmune a la contaminación armónica y al ruido de sentido como ya se ha presentado para otro tipo de filtros en la literatura [8].

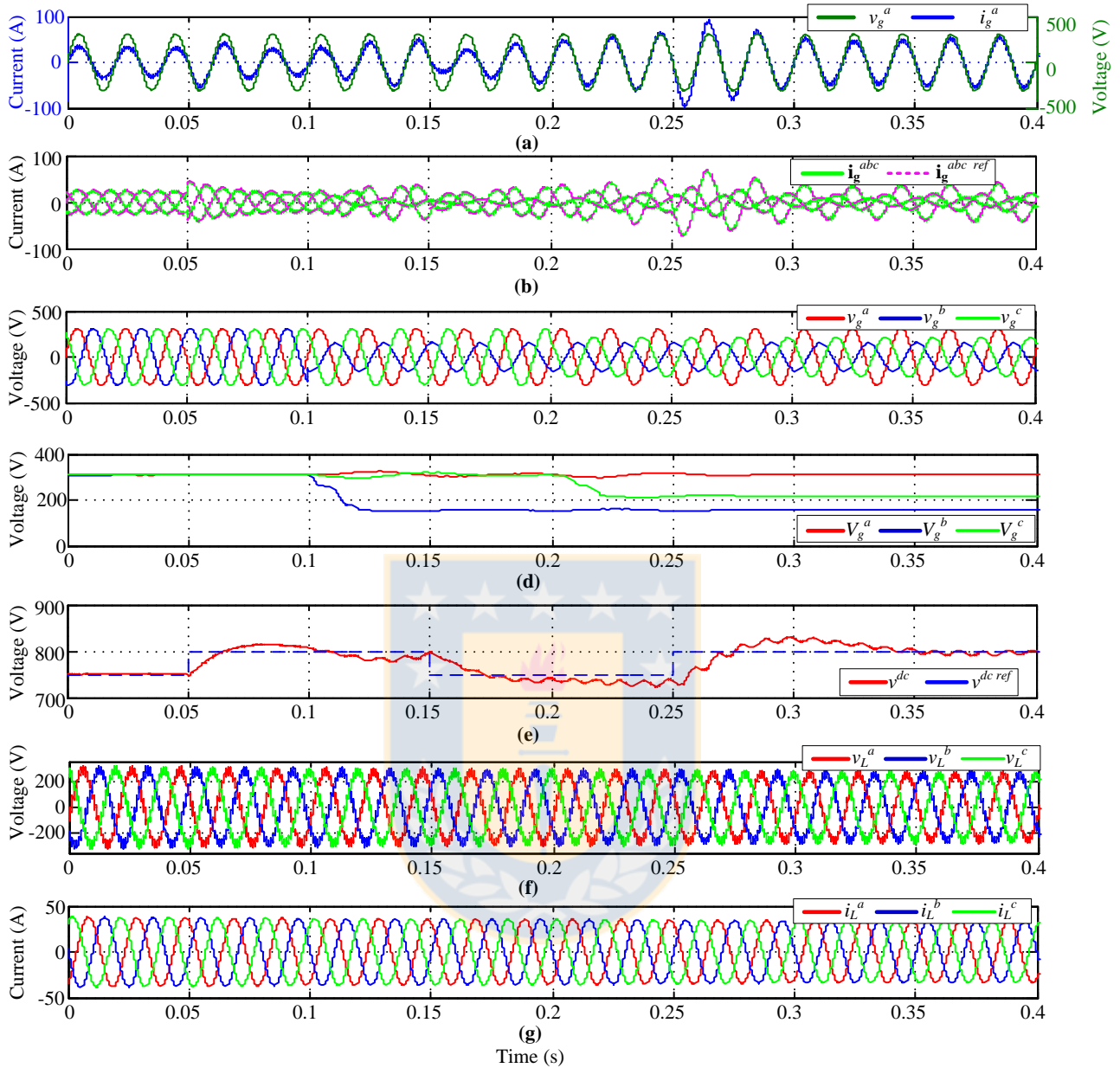


Fig. 5.16. Respuesta del Lazo de Control de Voltaje de Enlace.

(a) Voltaje y corriente del lado de red, (b) corrientes y referencia lado de red, (c) voltaje de red, (d) amplitudes estimadas, (e) voltaje dc y su referencia, (f) voltaje trifásico de carga, (g) corriente de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 5.17 muestra la respuesta del lazo de control de ángulo de desplazamiento, el cual es cambiado desde $\theta = +\cos^{-1}(0.8)$ a $\theta = -\cos^{-1}(0.8)$ y luego a $\theta = 0$, corroborando el buen comportamiento de la respuesta de este control incluso antes importantes desbalances en la red, donde se pueden apreciar resultados similares a los explicados en a figura anterior.

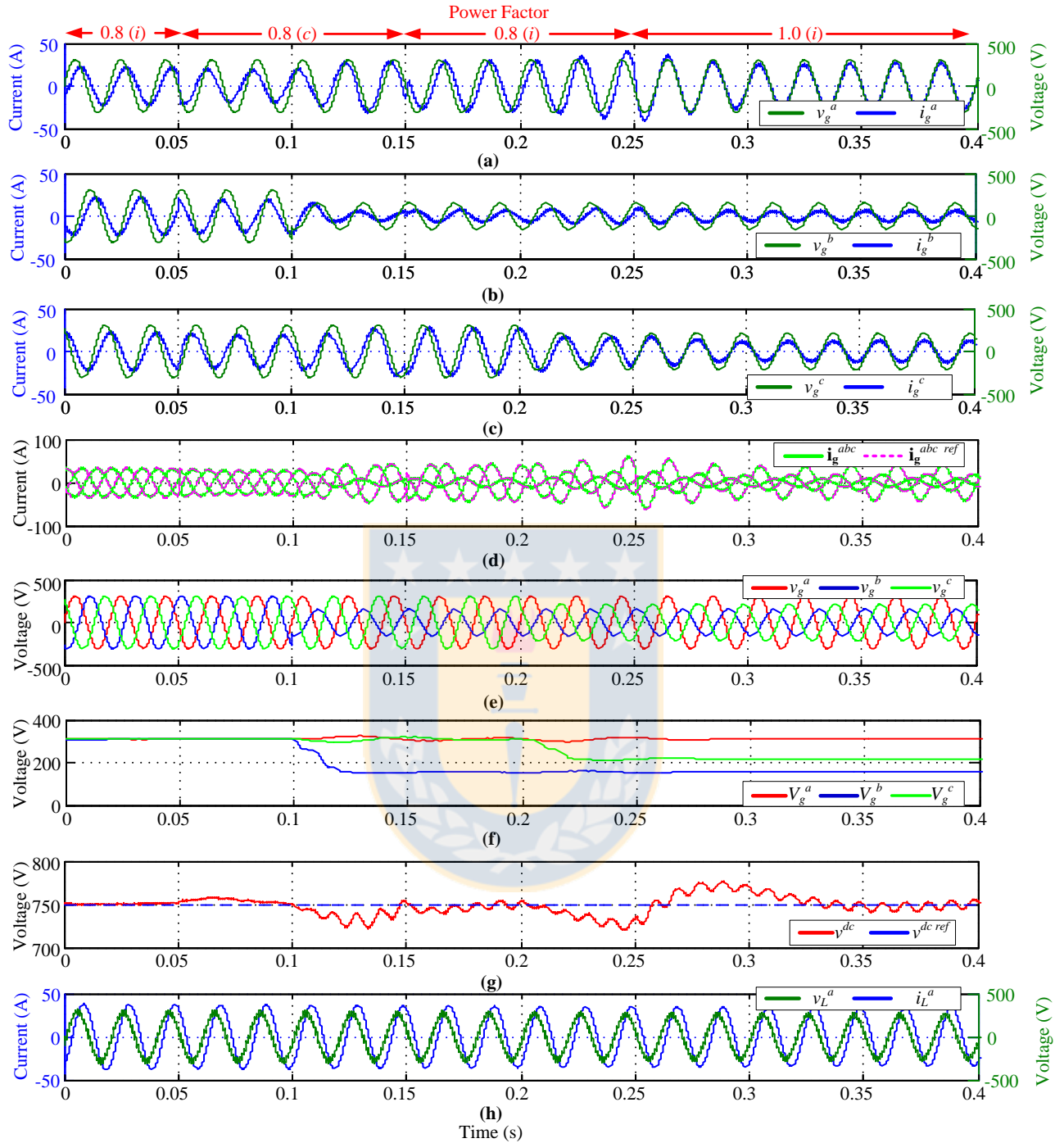


Fig. 5.17. Respuesta del Lazo de Control de Factor de Potencia.

(a), (b), (c) Voltaje y corriente del lado de red, (d) corrientes y referencia lado de red, (e) voltaje de red, (f) amplitudes estimadas, (g) voltaje dc y su referencia, (h) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

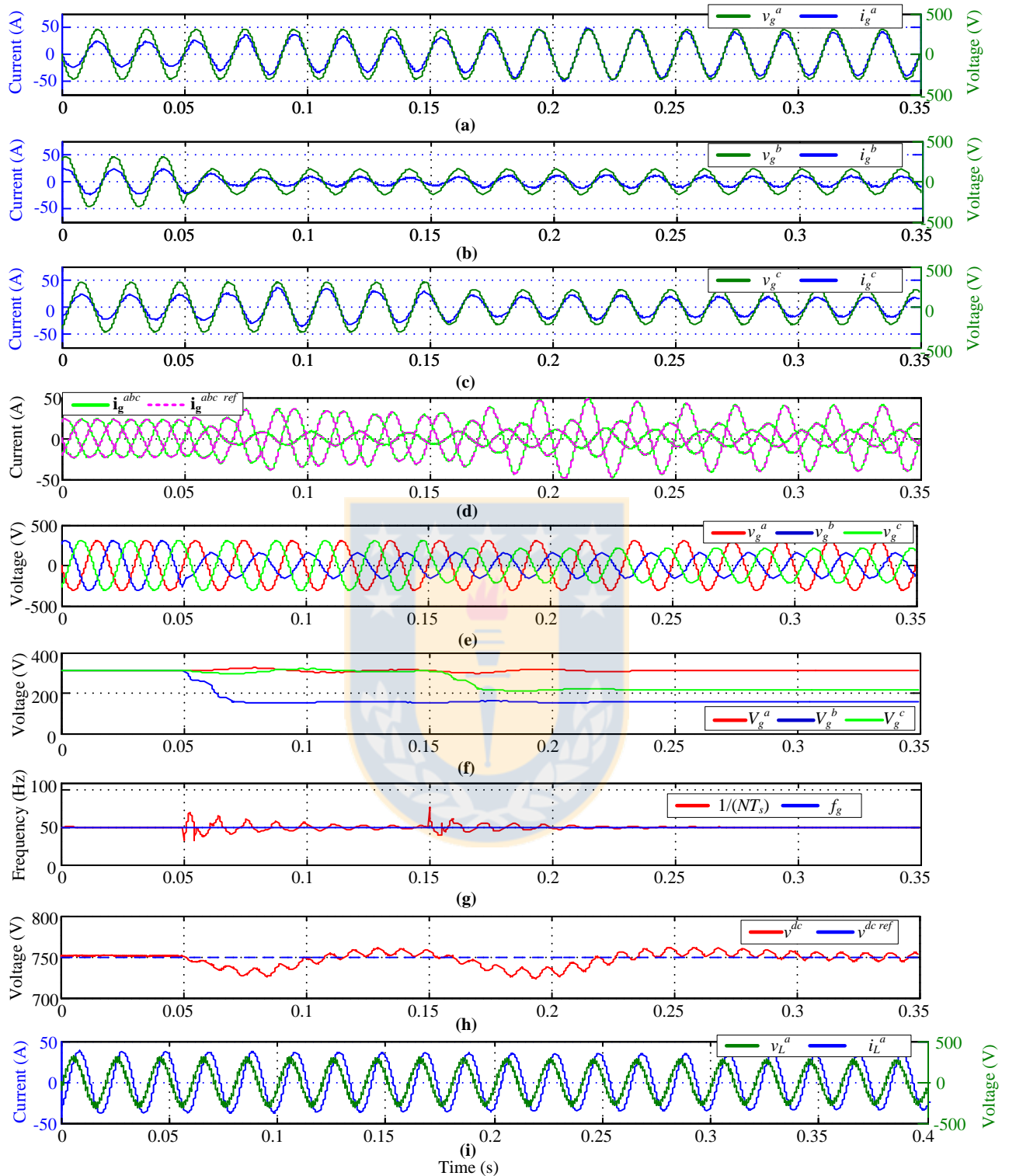


Fig. 5.18. Respuesta Bajo Cambios de Amplitud.

(a), (b), (c) Voltaje y corriente del lado de red, (d) corrientes y referencia lado de red, (e) voltaje lado de red, (f) amplitudes estimadas, (g) tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, (h) voltaje dc y referencia, (i) voltaje y corriente trifásica de carga.

*Fuente: Elaboración propia

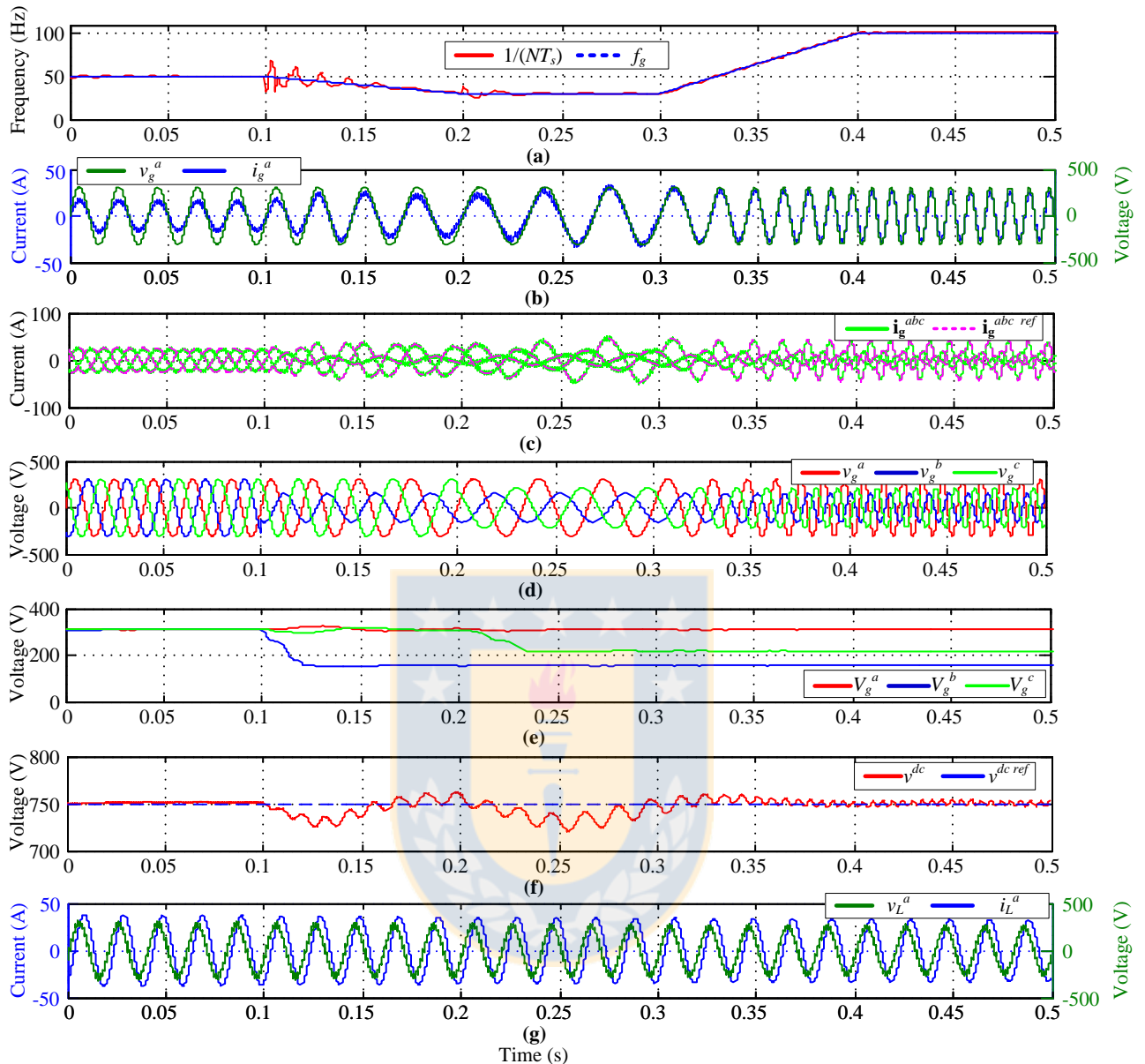


Fig. 5.19. Respuesta ante Cambios de Frecuencia y Amplitud.

(a) Frecuencia y tiempo de muestreo (b) voltaje y corriente del lado de red, (c) corrientes y referencia lado de red, (d) voltaje de red, (e) amplitudes estimadas, (f) voltaje dc y su referencia, (g) voltaje y corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 5.18 muestra la respuesta de las variables y el seguimiento de referencias cuando hay desbalances en la red, en este caso se resalta la amplitud de voltaje de cada fase y como la amplitud de corriente va cambiando en función de la alimentación de manera de no sobrecargar las fases con menor amplitud. Aquí también es apreciable la segunda armónica una vez que ocurre un desbalance, pero que no afecta significativamente la carga, debido que es de aproximadamente un 1%.

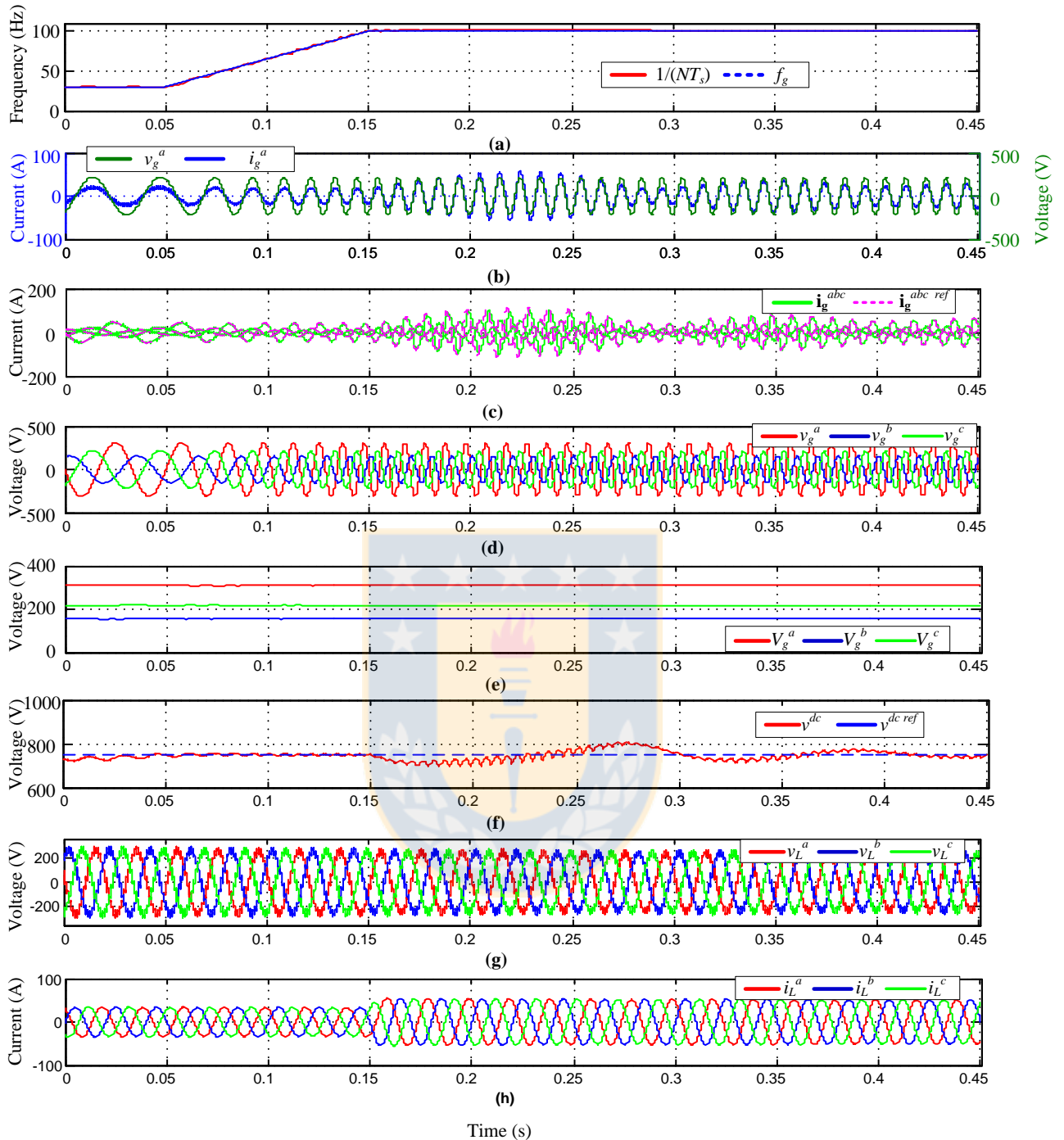


Fig. 5.20. Respuesta ante Variaciones en la Carga.

(a) Frecuencia y tiempo de muestreo (b) voltaje y corriente del lado de red, (c) corrientes y referencia lado de red, (d) voltaje de red, (e) amplitudes estimadas, (f) voltaje dc y su referencia, (g) voltaje del lado de carga, (h) corriente del lado de carga.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 5.19 muestra la respuesta del control ante cambios en la frecuencia y además cambios de voltaje, incluyendo desbalances. La respuesta y el seguimiento del control de corriente y

el control de voltaje de enlace se pueden apreciar con claridad, siendo satisfactorios los resultados ante estos cambios.

Finalmente, con el objetivo de evaluar el comportamiento ante impactos de carga, la Fig. 5.20 muestra la respuesta del sistema completo ante un 70% de aumento en la corriente de carga, donde se muestra que este control es capaz de operar sin problemas dentro amplio rango de valores de frecuencia y carga.

5.5. Conclusiones

En este capítulo se trabajó con técnicas de control predictivas, las cuales aprovechan el modelo para lograr respuestas que sean rápidas, para alcanzar la referencia lo antes posible. Estas técnicas son más pesadas –computacionalmente hablando– que las técnicas de control resonante antes analizadas, lo que lleva a un mayor tiempo de cómputo.

Las técnicas estudiadas pueden ser separadas como (i) Control Predictivo de Estados Finitos, que usa el número finito de estados posibles escogiendo el que se acerca más rápidamente a la referencia, lo que lo hace una poderosa opción, pero al mismo tiempo debe corroborar cada uno de los estados posibles y quedarse con el mejor entre ellos, lo que implica alto costo computacional, (ii) Control Predictivo Modulado, este control usa la predicción para conocer la entrada ideal requerida para alcanzar la referencia de corriente impuesta por el control maestro de potencia, la entrada puede ser sintetizada a través de SPWM o SVM para finalmente inyectar el voltaje requerido.

Todas las técnicas no lineales expuestas son ampliamente utilizadas en convertidores estáticos y con las pruebas aquí realizadas son posible de extender en ambientes de frecuencia variable. Sin embargo, se puede concluir que es recomendable utilizar N muestras por periodo, lo cual conlleva a la posibilidad de reducir el tiempo de cómputo y cumplir con las leyes de muestreo antes mencionadas.

A través de la matemática expuesta se extendió el control para sistemas desbalanceados, lo que permite mantener un sistema con problemas de regulación y ayudarlo cargando las fases menos saturadas y pidiendo menos potencia a aquellas fases sobrecargadas. Con esto se ha extendido este control a frecuencia variable y amplitud voltaje variable y desbalanceado.

Capítulo 6. Implementación y Resultados Experimentales

6.1. Introducción

La prueba final de los algoritmos de control deben ser hechas en prototipos lo cuales deben corroborar que son capaces de operar en un equipo real. Esto debido a que en simulación muchos aspectos son idealizados con el objetivo de obtener resultados más rápidamente lo que sirve como primera prueba o primer filtro para aprobar lo realizado.

Este capítulo trata acerca de la implementación de los algoritmos de control planteados, donde se pone énfasis a la operación bajo la DSP TMS320F38335 que se encuentra en el Laboratorio de Control Digital Aplicado-Universidad de Concepción (LCDA-UdeC), que es una tarjeta digital diseñada para aplicaciones de electrónica de potencia con un alto poder de procesamiento –reloj principal con 150MHz- y un relativamente bajo costo US\$100 aproximado.

La implementación tiene varias partes importantes como la implementación del sincronizador utilizado, el control, los periféricos de entrada y salida, lo que definen un tiempo de cómputo el cual se debe tomar en cuenta en la implementación final de forma de no exigir más de lo que pueda dar la DSP y que son diferentes para cada dispositivo digital.

La tarjeta digital TMS20F28335 disponible en el LCDA-UdeC, Fig. 6.1, tiene como principales características las mostradas en la TABLA 6.1, resaltando que posee una frecuencia de 150 MHz, un procesador de punto flotante tres timers, 16 entradas analógicas (multiplexadas a un único

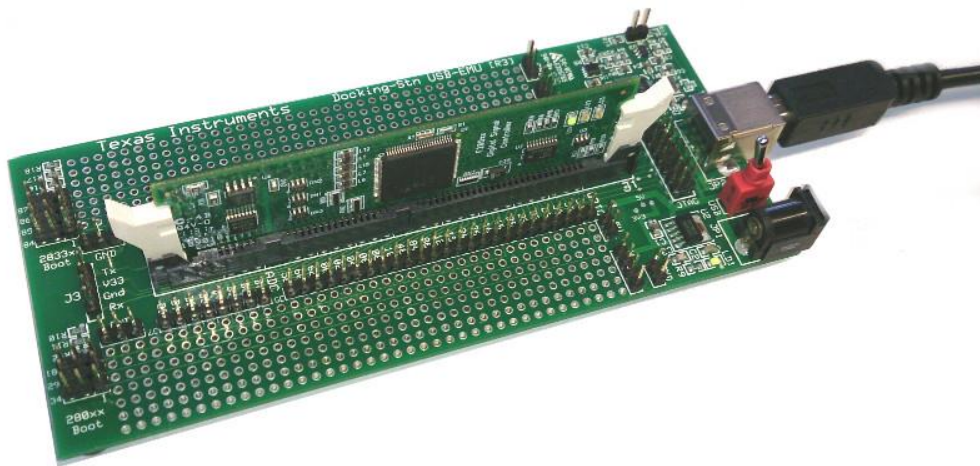


Fig. 6.1. DSP TMS320F28335.

*Fuente: www.ti.com/tool/tmddock28335

convertidor ADC), 18 salidas PWM, con 6 PWM que pueden ser configurados según las necesidades de cada dispositivo, además posee un conversor ADC con una conversión de 80ns por bit, lo que se traduce en 960ns por señal ya que posee una resolución de 12 bits, siendo un muy buen número para aplicaciones de electrónica de potencia. También posee un importante número de salidas digitales las que pueden ser utilizadas de distintas formas según las necesidades del usuario. Esta tarjeta digital no posee convertidor DAC, pero se puede usar el módulo SPI para obtener las variables internas utilizando un conversor DAC externo.

TABLA 6.1. Tarjeta Digital TMS320F28335.

Parte	TMS320F28335
CPU	C28x
FPU	Si
Frecuencia (MHz)	150
RAM	68 kB
Flash	512 kB
PWM	18 Canales
Timers	3 de 32bits
Módulos ADC	1
Resolución ADC	12 bits
Canales ADC	16
Tiempo de Conversión Módulo ADC	80 ns

*Fuente: www.ti.com/tool/tmdsdock28335

6.2. Implementación en la DSP (Sincronizador y Control)

El sincronizador es un ente importante el cual impone el tiempo de muestreo, tal como se mostró en el Capítulo 2. Para variar el tiempo de muestreo, se pueden usar los Timers presentes en la DSP o bien las interrupciones de ePWM. En el caso de utilizar el ‘Timer 0’ (por ejemplo), el sincronizador impone hasta que número entero debe contar el Timer para completar los T_s segundos para luego activar la interrupción, volver a cero el contador de Timer y correr la rutina (el sincronizador y control). Si se utiliza el ePWM es básicamente lo mismo, donde se espera que cuente hasta completar T_s en el momento que se activa la interrupción y en vez de llevar a cero el contador, este comienza a decrecer en el conteo hasta llegar a cero para luego volver a contar en forma ascendente.

Si bien las diferencias entre usar el ePWM y el Timer no son grandes, se utiliza el Timer para lo que es Control Predictivo de Estados Finitos, mientras que para algoritmos que utilizan

modulación se utiliza el ePWM. Esto debido a que al usar la interrupción del ePWM la portadora – dada por el ePWM- la moduladora y el tiempo de muestreo quedan en sincronía, lo que significa que en un periodo de la señal de corriente siempre hay un número entero de portadoras, lo que mejora la calidad de la forma de onda resultante, especialmente para frecuencias de conmutación más bajas.

El algoritmo de control del convertidor propiamente tal se corre en la misma interrupción del sincronizador, pues debido al diseño del sincronizador, este apenas toma un poco más de 1 μ s en ejecutarse, por lo que su tiempo de cómputo es despreciado respecto del tiempo de cómputo del control del convertidor propiamente tal, además el sincronizador usa las mismas variables sensadas, en este caso voltaje de red.

6.3. Tiempos de Cómputo y Limitaciones de Hardware

Los sincronizadores presentados en el Capítulo 2 cambian el tiempo de muestreo para lograr N muestras por periodo, lo que en estado estacionario resulta en función de la frecuencia de red f_g en:

$$T_s = \frac{1}{N \cdot f_g} \quad (6.1)$$

De la ecuación (6.1), el tiempo de muestreo T_s deberá ser menor a medida que la frecuencia de red sube. Empero, también es claro que T_s no puede decrecer indefinidamente, pues se requiere de un mínimo tiempo para ejecutar el algoritmo de sincronización, control, sensado, etc., el cual depende del procesador y de la técnica de control escogida por el usuario. La Fig. 6.2 muestra la relación entre el tiempo de muestreo y frecuencia de red, donde es claro que existe una máxima frecuencia, llamada $f_{g \max}$ a la cual se obtiene el mínimo tiempo de muestreo.

Esa frecuencia máxima estará determinada por el algoritmo que se esté utilizando, la TABLA

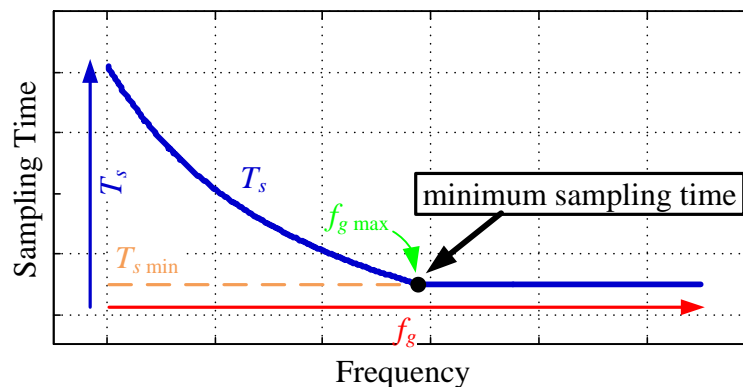


Fig. 6.2. Relación entre Tiempo de Muestreo y Frecuencia de Red.

*Fuente: Elaboración propia

6.2 muestra el tiempo de cómputo y la frecuencia máxima de cada algoritmo de control presentado en este documento utilizando $N = 204$ muestras por periodo lo que da un tiempo de muestreo de aproximadamente $100 \mu\text{s}$ que es un tiempo de muestreo muy utilizado para convertidores estáticos. Cabe destacar que la frecuencia máxima de la TABLA 6.2 es teórico, siendo en realidad la frecuencia máxima un poco menor debido a que los sincronizadores utilizan un control lineal y hay una pequeña oscilación alrededor del punto de operación y además un sobrepaso como el mostrado en los sincronizadores del Capítulo 2, lo que debe tomarse en cuenta al momento de señalar el rango de frecuencia. Además si se pretende trabajar con frecuencias cercanas a la máxima, se deben colocar limitadores que aseguren que el algoritmo de control se calcula en forma exitosa y completa.

TABLA 6.2. Tiempo de Cómputo utilizando la Tarjeta Digital TMS320F28335.

Algoritmo de Control	Tiempo de Muestreo	Frecuencia de Red Máxima para $N = 204$
Control Resonante Sistema Balanceado	$7.8 \mu\text{s}$	628 Hz
Control Resonante Sistema Desbalanceados	$12 \mu\text{s}$	408 Hz
Control Predictivo de Estados Finitos para Sistema Balanceado	$15 \mu\text{s}$	326 Hz
Control Predictivo con PWM para Sistema Balanceado	$14 \mu\text{s}$	350 Hz
Control Predictivo de Estados Finitos Sistema Desbalanceado	$25 \mu\text{s}$	196 Hz

*Fuente: Elaboración propia

Al aumentar la frecuencia de red, se podría decir que desde $f_{g \max}$ en adelante se podría utilizar un tiempo de muestreo constante, pero no es tan sencillo, esto debido a que al utilizar N muestras por periodo posee muchas ventajas, como el no tener que calcular funciones

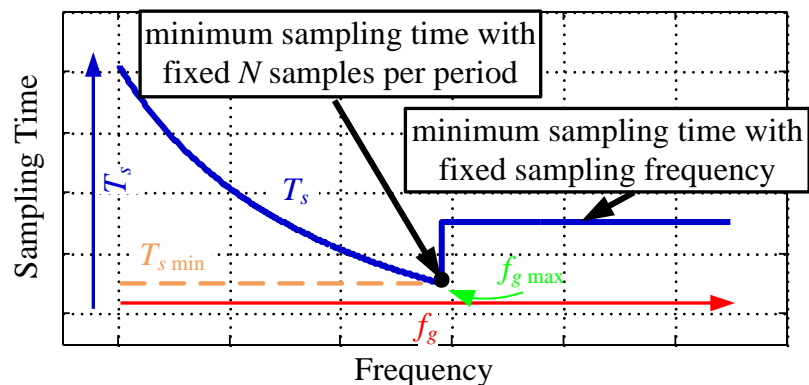


Fig. 6.3. Relación entre Tiempo de Muestreo y Frecuencia de Red.

*Fuente: Elaboración propia

trigonométricas en línea, calcular la amplitud del voltaje de alimentación \mathbf{v}_g^{abc} a través de un algoritmo sencillo, etc. Así, al no utilizar N muestras por periodo, los algoritmos de control presentados tendrían un tiempo de cómputo mayor, lo cual es representado en la Fig. 6.3.

Además se debe agregar que pasar de utilizar N muestras por periodo a T_s constante genera importantes cambios: (i) el sincronizador cambia de imponer N muestras por periodo a ser un identificador de frecuencia para saber en qué momento f_g es menor que $f_{g \max}$ y retornar a N muestras por periodo (ii) se deben calcular las funciones trigonométricas en línea, (iii) se debe incluir un nuevo algoritmo de estimación de amplitud. Todas estas dificultades deben ser tomadas en consideración al momento de implementar los algoritmos de control.

Sin embargo, considerando la frecuencia nominal como 50 Hz y al utilizar la DSP TMS320F28335, las frecuencias pueden variar en varias veces sin que se presenten problemas descritos. Otra solución es disminuir el número de muestras por periodo N , sintonizar nuevamente los controladores, con lo que se lograría un número mayor de $f_{g \max}$, sacrificando la resolución de las variables y por ende la distorsión armónica total en las corrientes.



6.4. Resultados Experimentales

Finalmente esta Sección muestra los resultados experimentales de algunos de los algoritmos anteriormente presentados y que han sido publicados en la Revista *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, el primer artículo se titula “*Enhanced Predictive Control for a Wide Time Variant Frequency Environment*” [22], mientras que el segundo artículo es “*Model Predictive Control for Power Converters in a Distorted Three-Phase Power Supply*” [31].

TABLA 6.3. Parámetros Prototipo.

Parámetros	Valor
v_g (California Instruments)	0 – 381 V rms
f_g (California Instruments)	40 – 5000 Hz
R_g (Resistencia Inductor)	0.4 Ω
L_g (Inductancia Inductor)	7 mH
R_{Lf} (Resistencia de filtro LC)	200 m Ω
L_{Lf} (Inductancia de filtro LC)	1 mH
C_{Lf} (Capacitancia lado LC)	10 μ F
R_L (Resistencia Carga)	45 Ω
L_L (Inductancia Carga)	28 mH
C_{dc} (Capacitancia lado dc)	4.7 mF

*Fuente: Elaboración propia

6.4.1 Sistemas Balanceados

El Control Predictivo de Estados Finitos presentado de la Sección 5.2 es probado en un prototipo construido en el LCDA-UdeC, que se muestra en la Fig. 6.5 (a) y representado por el

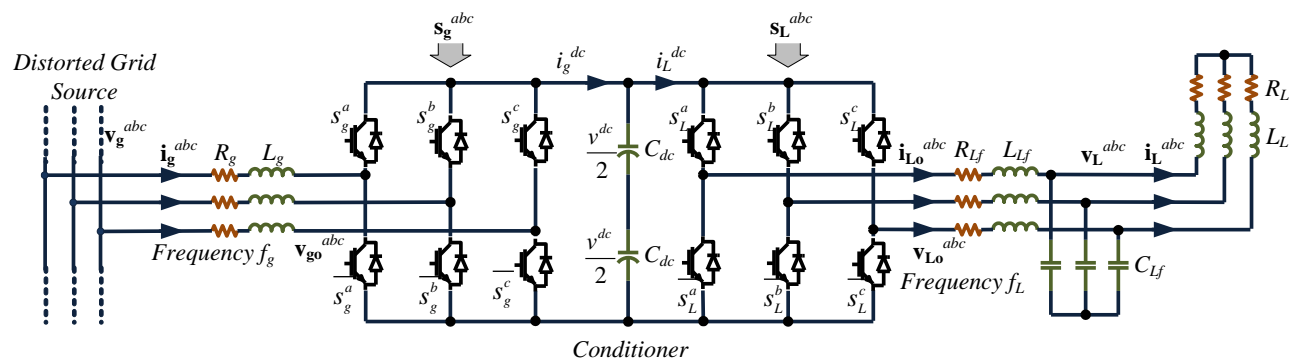


Fig. 6.4. Topología Back to Back implementada.

*Fuente: Elaboración propia

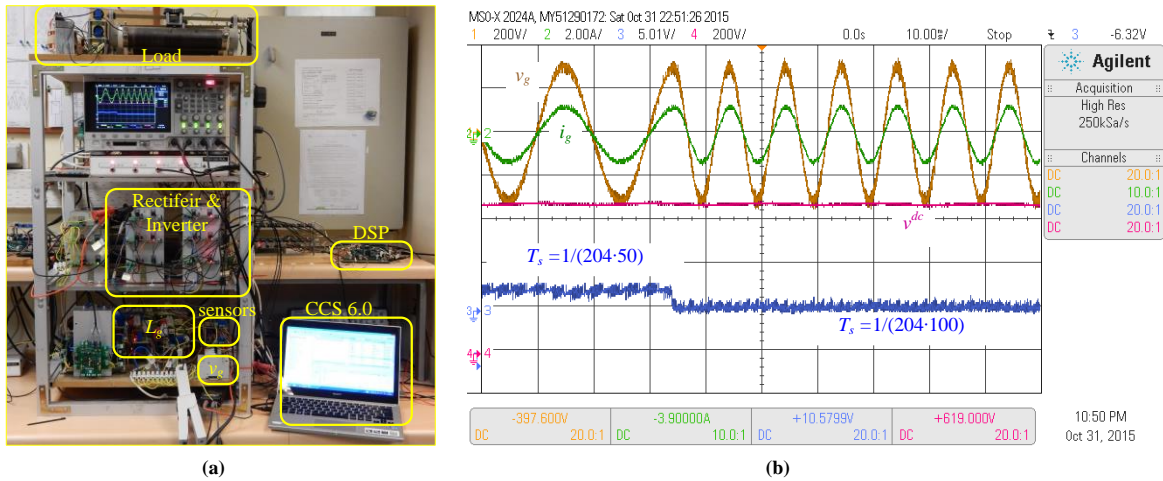


Fig. 6.5. Prototipo y Resultados.

(a) Prototipo construido, (b) voltaje, corriente y tiempo de muestreo ante un cambio de frecuencia.

*Fuente: Elaboración propia

circuito de la Fig. 6.4, el cual trabaja dentro de un ambiente de frecuencia variable, con los parámetros dados en la TABLA 6.3.

Para ilustrar lo realizado este trabajo, la Fig. 6.5 (b) muestra un cambio de frecuencia escalón en la red –que es proporcionada a través de una fuente de la marca *California Instruments* de amplitud y frecuencia variable- en el cual se pasa de 50 Hz a 100 Hz. En la Fig. 6.5 (b) se ve como el tiempo de muestreo disminuye, pero tanto el voltaje v^{dc} , como las corrientes no varían y se mantienen bajo control a pesar del importante aumento de frecuencia.

Los resultados que se adjuntan a continuación fueron publicados en [22], de la revista IEEE

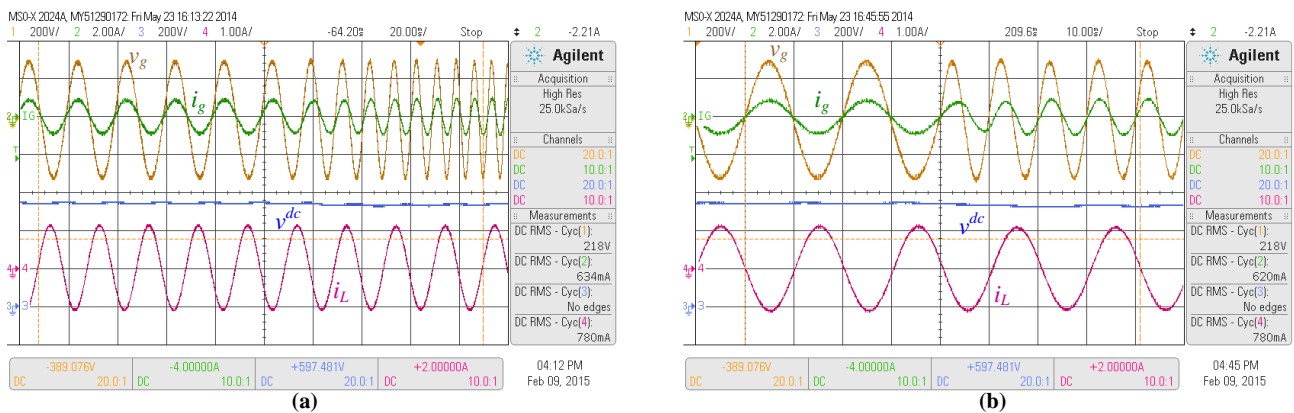


Fig. 6.6. Cambios de Frecuencia.

(a) Cambio de frecuencia del tipo rampa, (b) cambio de frecuencia del tipo escalón.

*Fuente: Elaboración propia

Transaction on Industrial Electronics en Septiembre del año 2016.

La Fig. 6.6 muestra el resultado al cambiar la frecuencia de la red f_g desde 50 Hz a 100 Hz, particularmente la Fig. 6.6 (a) muestra un cambio del tipo rampa, donde es posible apreciar que tanto el nivel de voltaje dc como el factor de potencia son rápidamente corregidos por los controladores diseñados, además se aprecia que la corriente en el lado de la carga se mantiene con su frecuencia inalterada e independiente a la red.

Los cambios de frecuencia del tipo rampa son los que se encuentran en implementaciones reales, sin embargo para ver a rapidez de respuesta del control, en general es muy utilizado cambios del tipo escalón. La respuesta a cambio escalón de la frecuencia- desde 50 Hz a 100 Hz- se muestra en la Fig. 6.6 (b), donde es posible apreciar que en menos de dos ciclos el factor de potencia es corregido al unitario y el voltaje de enlace se mantiene estable, es decir siguiendo una referencia interna dada, además la corriente de carga se ve inalterada por significativo cambio de frecuencia.

La Fig. 6.7 muestra la respuesta del control ante cambios de referencia de potencia activa y reactiva, donde Fig. 6.7 (a) muestra un cambio en la referencia de voltaje de enlace, mientras la carga y la red está trabajando con 50 Hz. Es posible apreciar el aumento de la corriente i_g para suplir la nueva imposición en el enlace, además la carga está con un voltaje dado por $\mathbf{v}_L^{abc} = \mathbf{m}_L^{abc} v^{dc}$ y sin control, por lo que el aumento del voltaje dc significa un aumento del voltaje de carga y por ende en la corriente de carga como se aprecia en el resultado experimental. Por otra parte, la Fig. 6.7 (b) muestra un cambio escalón en el factor de potencia impuesto, pasando de inductivo a capacitivo, también se aprecia que el voltaje de enlace no se ve mayormente afectado por dicho cambio y por ende la corriente de carga tampoco se ve influenciada.

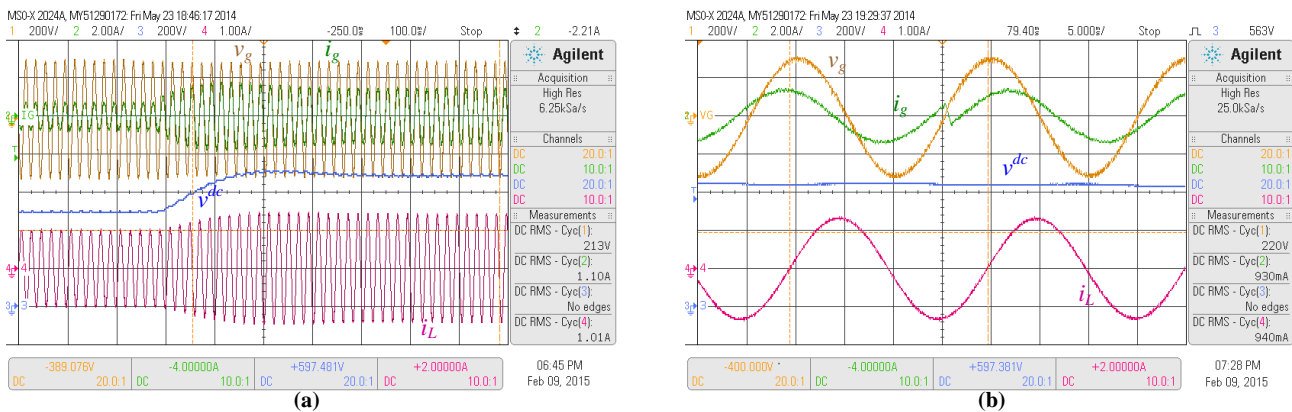


Fig. 6.7. Control de Potencia con frecuencia con $f_g = 50$ Hz.

(a) Control de voltaje dc , (b) control en el factor de potencia.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 6.8 muestra básicamente los mismos resultados que la Fig. 6.7, pero cuando la tensión de alimentación posee un frecuencia de 100 Hz, mientras que la carga posee una frecuencia de 50 Hz, se puede ver que nuevamente ante cambios de referencia, tanto el voltaje como el factor de potencia responden adecuadamente y se logra el cometido planteado por el control.

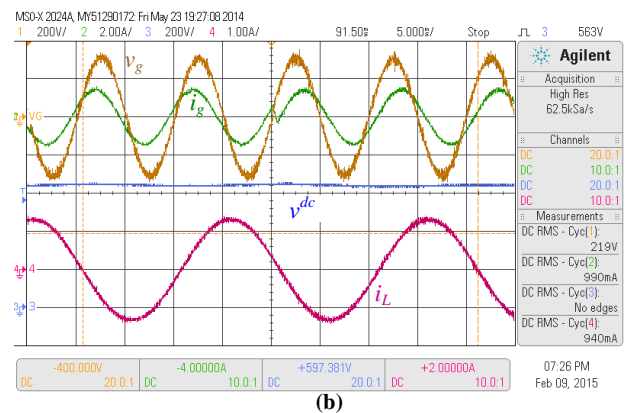
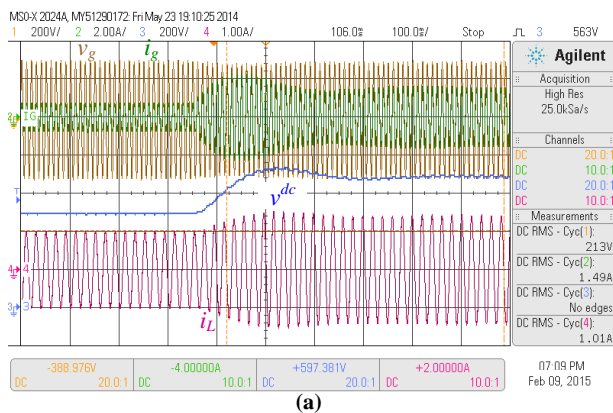


Fig. 6.8. Control de Potencia con frecuencia con $f_g = 100$ Hz.

(a) Control de voltaje dc , (b) control en el factor de potencia.

*Fuente: Elaboración propia

6.4.2 Sistemas Desbalanceados

En esta parte se presenta un control para sistemas desbalanceados, el cual fue presentado en la Sección 5.3. Este fue montado en el LCDA-UdeC para realizar las pruebas experimentales utilizando una fuente programable para imponer los cambios de amplitud y frecuencia. Los resultados aquí expuestos fueron publicados en la revista *IEEE Transaction on Industrial Electronics* como se puede ver en [31]. La topología en este caso es la mostrada en la Fig. 6.9, donde se destaca el uso del punto medio conectado al neutro para evitar que el voltaje de modo común afecte el control.

La Fig. 6.10 muestra la respuesta del control de potencia y de corriente ante cambios en la referencia de voltaje dc y ángulo entre voltaje y corriente. La Fig. 6.10 (a) muestra un cambio escalón en la referencia de voltaje de enlace, donde se puede apreciar que la corriente i_g^a es mayor a i_g^c debido a que el voltaje v_g^a es mayor que el v_g^c (v_g^c no se muestra en la figura, pues el osciloscopio está limitado a cuatro canales). La Fig. 6.10 (b) muestra un cambio en ángulo entre corriente y voltaje, pasando de corriente en adelante a corriente en atraso. Se destaca que el voltaje v_g^a es mayor que v_g^b y por ende la corriente i_g^a es mayor que i_g^b para no forzar más la fase que está sobrecargada, tal como se explicó en el desarrollo de esta técnica de control.

La Fig. 6.11 muestra la respuesta del control ante desbalances en el voltaje de red. La Fig. 6.11 (a) muestra la respuesta ante un cambio escalón donde el voltaje de la fase b cae a un 50% del valor inicial, esto lleva a que la corriente de la fase b también baje, exigiendo menos potencia a aquella fase, lo que es claro en la Fig. 6.11 (a). La Fig. 6.11 (b) muestra un cambio del tipo rampa en la amplitud de voltaje, en este caso también se aprecia como a medida que el voltaje de la fase a

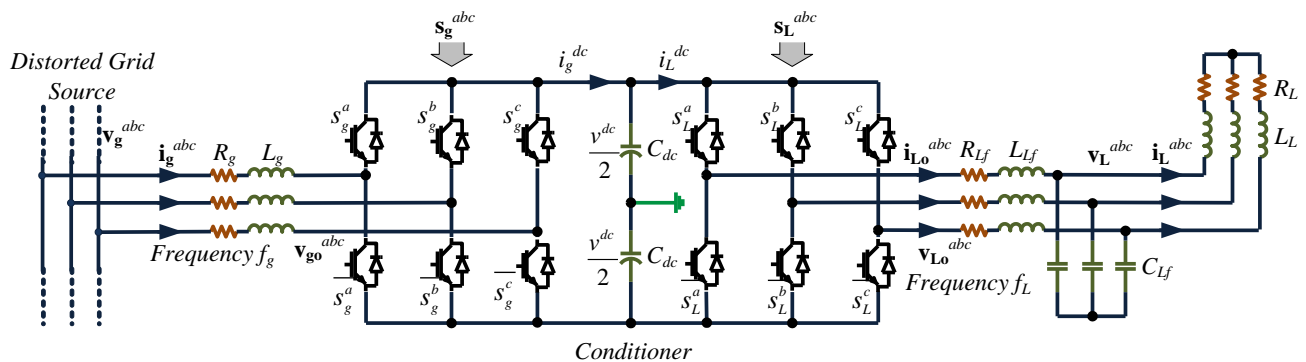


Fig. 6.9. Topología sistemas desbalanceado Back to Back implementada.

*Fuente: Elaboración propia

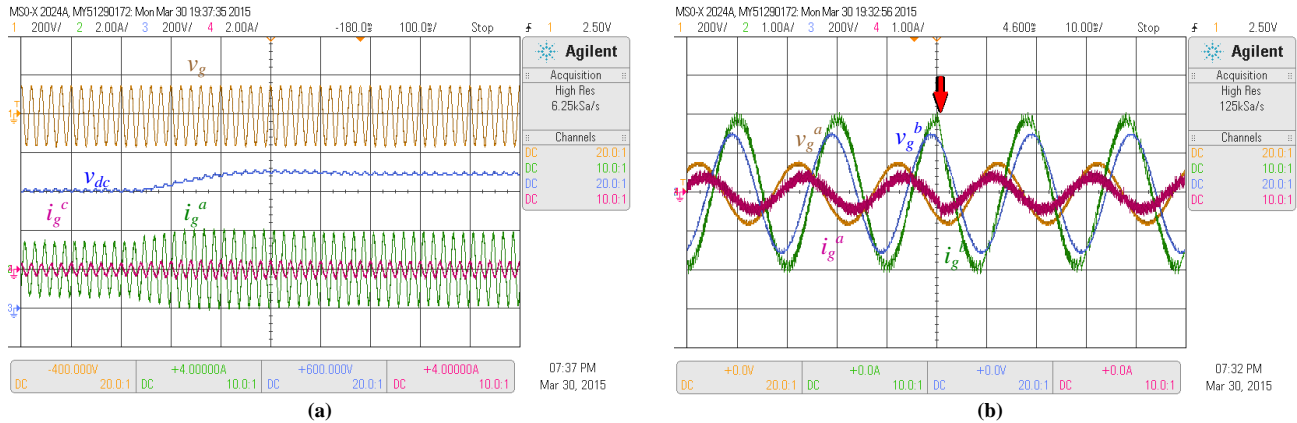


Fig. 6.10. Control de Potencia con frecuencia con $f_g = 50$ Hz.

(a) Control de voltaje dc , (b) control en el factor de potencia.

*Fuente: Elaboración propia

disminuye la corriente de la misma fase también lo hace y la potencia comienza a ser suministrada por la otra fase.

Para completar el análisis de los resultados experimentales, en la Fig. 6.12 se realiza una experiencia que incluye un decrecimiento en la amplitud de la fase a y un aumento de la frecuencia del tipo rampa, donde en diez ciclos la amplitud disminuye a la mitad y la frecuencia sube al doble, Fig. 6.12 (a). Los resultados muestran la buena respuesta del control y cómo este disminuye la corriente de aquella fase que está cayendo de modo de liberarle energía a la fase que está en falla.

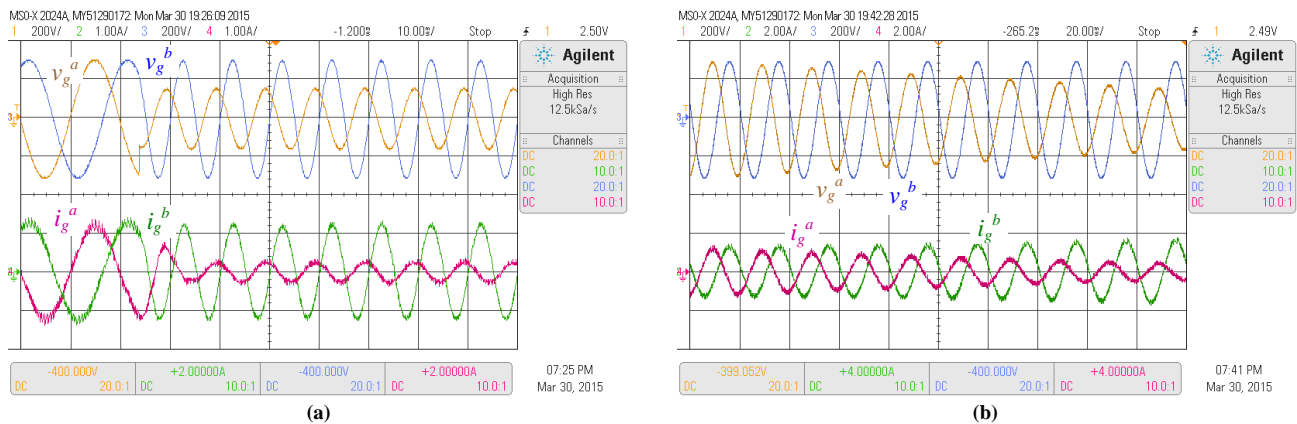
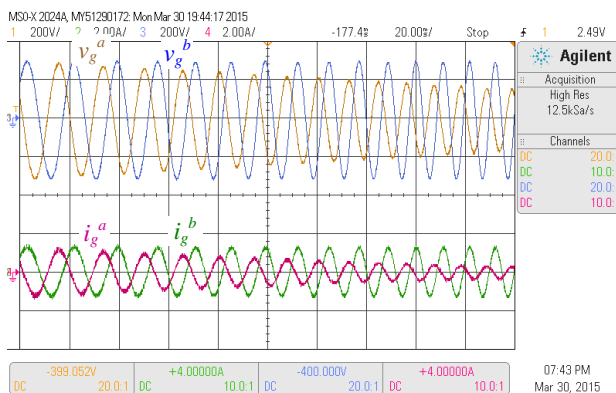


Fig. 6.11. Pruebas ante desbalances.

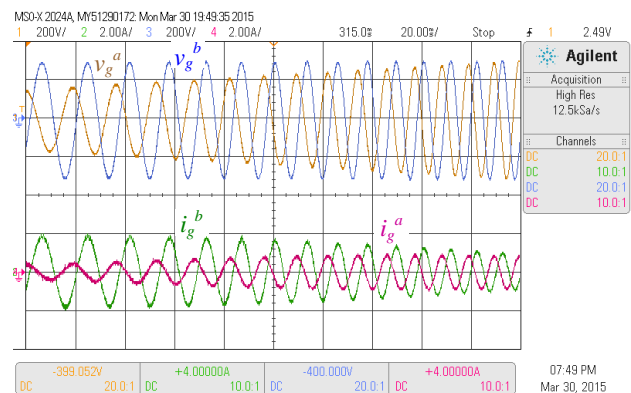
(a) Voltaje y corriente de red cambio escalón, (b) voltaje y corriente de red cambio rampa.

*Fuente: Elaboración propia

La Fig. 6.12 (b) muestra un crecimiento en la amplitud que sube desde 50% a 100% y la frecuencia va desde 50 Hz a 100 Hz en diez ciclos, también los gráficos aquí presentado reflejan la buena respuesta del control y la excelente respuesta dinámica con el fin de que una vez que los voltaje se equiparan, entonces las corrientes también lo hagan y exigir a la red una corriente balanceada si es que los voltajes son balanceados.



(a)



(b)

Fig. 6.12. Pruebas ante desbalances en la amplitud y cambios de frecuencia.

(a) Cambio descendente en la amplitud y aumento de frecuencia, (b) cambio ascendente en la amplitud y aumento de frecuencia.

*Fuente: Elaboración propia

6.5. Conclusiones

La construcción del prototipo permitió trabajar con convertidores estáticos reales a los que se les debe implementar un tiempo muerto para evitar el corto circuito en los cambios de conmutación y tienen retardos asociados desde la conmutación hasta el sentido, además del ruido en todas las señales medidas, lo que le da un ambiente realista a los resultados que se desprendan de este equipo. Todo esto genera un ambiente real de trabajo y permite ver que realmente el diseño es exitoso.

La implementación en la DSP TMS320F28335 resultó ideal, especialmente por su alto poder de cómputo que permite hacer cálculos rápidos que hacen que cada algoritmo propuesto no tome más de 25 μ s en su ejecución. Además esta tarjeta digital incluye hardware especialmente diseñado para electrónica de potencia, como módulos PWM, varias entradas ADC, salidas digitales, procesador punto flotante, un espacio en memoria RAM suficiente para la aplicación propuesta, llevando a que sea un éxito la implementación del algoritmo de control en este dispositivo para un amplio rango de frecuencias.

De los resultados propiamente tal, estos obedecieron las leyes descritas y generaron un algoritmo no solamente estable sino que además con una buena y rápida respuesta dinámica. Se incluyeron incluso pruebas del tipo escalón que exigen considerablemente los sistemas de control demostrando estabilidad en todos los casos. También se pudo incluir como referencia corrientes con amplitudes dispares en función de las amplitudes de voltaje lo que reafirmó que es posible la realización de este tipo de control.

Capítulo 7. Conclusiones

7.1. Sumario

Este trabajo presenta distintos tipos de estrategias de control adaptadas a un ambiente de red débil donde la frecuencia o el voltaje pueden variar significativamente. La variación en la amplitud de voltaje es algo que ha sido estudiado ampliamente, donde este tipo de perturbaciones son conocidas como sags o swells (descenso o aumento en la amplitud de voltaje). Sin embargo, variaciones en la frecuencia han sido pobremente estudiadas, lo cual se abordó en profundidad en este trabajo para aplicaciones de convertidores estáticos.

En el Capítulo 2 se estudiaron tres técnicas de sincronización para redes débiles, la primera de ellas era una técnica monofásica, la segunda una trifásica para sistemas balanceados y la tercera una técnica para sistemas trifásicos desbalanceados. Para todas ellas se exigía una cantidad determinada N de muestras por periodo, además se desarrollaron de manera de evitar el cálculo de funciones trigonométricas en línea. Cada una presenta sus ventajas y desventajas, las cuales inciden en la decisión de cuál de ellas implementar según las necesidades.

En el Capítulo 3 se estudia las transformaciones comúnmente utilizadas en sistemas trifásicos, la Transformada de Park y de Clarke pero enfatizando en la posibilidad de variaciones en la frecuencia y amplitud de voltaje. Una vez estudiadas y definidas se realiza la modelación para convertidores estáticos, en particular la topología Back to Back, modelación que se utiliza en todo lo que resta de este trabajo para realizar un apropiado control. Además se incluye una técnica de discretización para que el modelo pueda ser usado por controladores discretos y bien estudiados por ellos.

En el Capítulo 4 se estudian técnicas de control basados en control resonante, las que son lineales y de fácil implementación. Estas técnicas destacan debido a la poca capacidad computacional demandada, lo que es una enorme ventaja. Sin embargo, requiere de algún tipo de modulación externo al algoritmo propiamente tal, para sintetizar la entrada deseada, lo que es fácil cuando las tarjetas digitales incluyen módulos PWM. Esta estrategia de control fue implementada tanto para sistemas balanceados como desbalanceados con resultados satisfactorios.

En el Capítulo 5 se estudian técnicas de control no lineales basadas en control predictivo, donde no todas éstas requieren una tarjeta digital con módulos PWM. Estas estrategias de control se basan fuertemente en el modelo, por lo que es importante contar con los valores de los parámetros,

perturbaciones, entradas variables de estados, para mejorar la predicción y hacer más precisas las estimaciones. Si bien estos algoritmos de control son más costosos computacionalmente, poseen buena respuesta dinámica, pues llegan a su referencia en una menor cantidad de pasos. Estas técnicas fueron empleadas también para sistemas balanceados y desbalanceados, con buenos resultados en cada caso.

El Capítulo 6 muestra lo más importante de este trabajo y es la corroboración de que lo planteado puede ser llevado a un dispositivo real. Los buenos resultados para sistemas balanceados y desbalanceados demostraron que la matemática empleada para incluir estos controladores bajo las condiciones dadas por una red débil sin posibles de ser implementados.



7.2. Conclusiones

Este trabajo muestra la importancia que tiene el estudio de la variación de la frecuencia, especialmente ahora que sistemas distribuidos han tomado mayor fuerza y se han vuelto más populares principalmente debido al crecimiento de las energías renovables. Esto ha dado cabida a la proliferación de redes débiles con importantes variaciones en las cantidades eléctricas lo que se suma a redes de barcos y aeronaves que también son redes pequeñas con significantes variaciones que deben soportar los equipos que se conectarán a ellos. Bajo este entorno se puede concluir en las distintas etapas de esta tesis los siguientes:

- Este trabajo disminuyó los tiempos de cómputo al no requerir del cálculo de funciones trigonométricas para la sincronización con variables alternas externas manteniendo N muestras por periodo para facilitar el control y la obtención de importantes índices requeridos en los distintos algoritmos.
- La modelación se puede extender sin mayores cambios a fuentes con frecuencia variable y por ende utilizar la Transformada de Park y la Transformada de Clarke dependiendo del control a diseñar. En ambos casos se mostró la discretización de un convertidor al usar la aproximación de Euler la que es de fácil aplicación y conlleva poco costo computacional.
- Si bien la literatura muestra una gran cantidad de trabajos relacionados con sincronizadores para convertidores estáticos conectados a una red de grandes variaciones de frecuencia, son pocos los trabajos que incluyen el estudio del control de convertidores ante este tipo de variaciones. Así, el aporte de esta tesis enfatiza en la variación de frecuencia en redes débiles, incluyendo el estudio cuando las amplitudes no son iguales por fases, lo que le agrega un tanto más de realismo y aplicabilidad en redes débiles que sufren importantes variaciones en las cantidades asociadas al voltaje con excelentes resultados estáticos y dinámicos.
- El estudio matemático fue realizado para cada clase de control con simulaciones en PSim 9.0® y usando bloques *.dll que simulan la implementación en una tarjeta digital con tiempo de muestreo dado por un 'timer' lo que resultó en hacer directamente extensible los algoritmos a versiones experimentales. De los controladores implementados, se demostró que experimentalmente los resultados también son satisfactorios, con una apropiada respuesta dinámica y estática.
- El costo computacional se logró disminuir ante variaciones de frecuencia en todos los algoritmos planteados, donde en muchos de ellos el hecho de incluir N muestras por periodo

hacía que indicios como la amplitud, las funciones trigonométricas pudieran obtenerse con un mínimo costo computacional.

- Finalmente se concluye que las técnicas de control estudiados son capaces de ser aplicados en un ambiente de frecuencia y amplitud variable, donde se debe tener la certeza si existirán desbalances y como se desean enfrentar, para aplicar la técnica de control apropiada, pudiendo utilizar las antes planteadas o derivadas de las mismas.



7.3. Trabajo Futuro

A pesar del trabajo realizado, este tema ha dado cabida a un estudio que continúe la investigación en la misma área. Existen más técnicas de control que pueden ser implementadas en convertidores conectados a frecuencia variable, las cuales se pueden estudiar e incluir en futuros trabajos. También se pueden realizar estudios que permitan determinar cuándo se recomienda la utilización de N muestras por periodo y cuando es mejor tiempo de muestreo fijo.

Otro aspecto importante es implementar todos los controladores y obtener los resultados experimentales en cada uno de ellos y hacer una comparación que incluya dinámica, calidad de la forma de onda (THD), tiempo de cómputo, entre otras variables importantes que permitan mencionar en qué aplicaciones se recomienda uno u otro algoritmo de control.



Bibliografía

- [1] Timo Lehtola, Ahmad Zahedi “Sustainable energy supply using renewable sources supported by storage technology”, in *Con. Rec. ISGT-Asia’16*, pp. 2378-8542.
- [2] T. Hamieh “Is carbon a source of energy pollution or not? Proposition of an optimisation method for putting in suspension ground carbon in water”, in *2000 Mediterranean Conference for Environment and Solar*, pp. 128-132.
- [3] Cedric De Vita, J. Brun, C. Reynard-Carette, M. Carette, H. Amharrak, A. Lyoussi, D. Fourmentel, J.-F. Villard “Study of the Influence of Heat Sources on the Out-of-Pile Calibration Curve of Calorimetric Cells Used for Nuclear Energy Deposition Quantification”, *IEEE Nuclear and Plasma Sciences Society*, vol. 63, no 4, pp. 2323-2330, May. 2016.
- [4] Gobierno de Chile, Comisión Nacional de Energía “*Norma Técnica de Seguridad y Calidad de Servicio*”, Santiago de Chile, Oct. 2009.
- [5] CDEC-SIC, Dirección de Operación “*Estudio Esquemas de Desconexión Automáticos de Carga Noviembre 2011 – Octubre 2013*”, Sep. 2011.
- [6] Pericle Zanchetta, Marco Degano, Junyi Liu, Paolo Mattavelli, “Iterative Learning Control With Variable Sampling Frequency for Current Control of Grid-Connected Converters in Aircraft Power Systems” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no 4, pp. 1548-1555, Apr. 2013.
- [7] Hossein Lotfi, Amin Khodaei, “Static Hybrid AC/DC Microgrid Planning” *2016 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*, pp. 1-5, Sep. 2016.
- [8] Marcelo A. Pérez, José R. Espinoza, Luis A. Morán, Miguel A. Torres, and Ernesto A. Araya, “A Robust Phase-Locked Loop Algorithm to Synchronize Static-Power Converters With Polluted AC Systems” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 5, pp. 2185-2192, May. 2008.
- [9] Hua Geng, Dewei Xu, and Bin Wu, “A Novel Hardware-Based All-Digital Phase-Locked Loop Applied to Grid-Connected Power Converters” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no 5, pp 1737-1745, May. 2011.

- [10] Sanghoey Lee, Jeong-Hoon Lee and Hanju Cha, “Grid synchronization PLL robust to frequency variation, unbalanced and distorted voltage” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, Jan. 2012.
- [11] Guan-Chyun Hsieh, and James C. Hung “Phase-Locked Loop Techniques – A Survey” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 6, Dec. 1996.
- [12] A. Luna, J. Rocabert, G. Vazquez, P. Rodríguez, R. Teodorescu and F. Corcoles, “Grid Synchronization for Advanced Power Processing and FACTS in Wind Power Systems” in *Con. Rec. IEEE ISIE'10*, pp 2915-2920, Jul. 2010.
- [13] Ignacio Carugati, Sebastian Maestri, Patricio G. Donato, Daniel Carrica, and Mario Benedetti, “Variable Sampling Period Filter PLL for Distorted Three-Phase Systems” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no 1, pp. 321-330, Jan. 2012.
- [14] Jon Are Suul, Kjell Ljøkelsøy, Tore Undeland, “Design, Tuning and Testing of a Flexible PLL for Grid Synchronization of Three-Phase Power Converters” in *Con. Rec. IEEE EPE'09*, pp 1-10, Oct. 2009.
- [15] Hyeong-Jin Choi, Seung-Ho Song, Seung-Gi Jeong Ju-Yeop Choi, and Ick Choy, “Enhanced Dynamic Response of SRF-PLL System for High Dynamic Performance during Voltage Disturbance” *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 3, 2011.5, pp 369-374, May. 2011.
- [16] K. Young, and R.A. Dougal “SRF-PLL with Dynamic Center Frequency for Improved Phase Detection” in *2009 International Conference on Clean Electrical Power*, pp 212 - 216, Jun. 2009.
- [17] Jaime Rohten, José R. Espinoza, Javier A. Muñoz, Pedro E. Melín, Eduardo E. Espinosa, “Discrete Nonlinear Control based on a Double dq Transform of a Multi-Cell UPQC” in *Con. Rec. IEEE IECON'11*, Nov. 2011.
- [18] Janeth Alcalá, Víctor Cárdenas, Emanuel Rosas and Ciro Núñez, “Control System Design for Bi-directional Power Transfer in Single-Phase Back-to-Back Converter Based on the Linear Operating Region” in *Con. Rec. IEEE APEC'10*, pp. 1651-1658, Feb. 2010.
- [19] Jaime Rohten, José R. Espinoza, Felipe Villarroel, Marcelo Perez, Javier A. Muñoz, Pedro E. Melín, Eduardo E. Espinosa, “Multivariable Control for a Three-Phase Rectifier Based on Deadbeat Algorithm” in *Con. Rec. IEEE IECON'16*, pp. 5977-5982, Nov. 2016.
- [20] Wensheng Song, Junpeng Ma, Liang Zhou, Xiaoyun Feng, “Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Active Rectifier” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no 1, pp. 721–732, Feb. 2016.

- [21] Jaime Rohten, José Espinoza, Felipe Villarroel, Marcelo Perez, Javier Muñoz, Pedro Melín, Eduardo Espinosa, “Static power converter synchronization and control under varying frequency conditions” in *Con. Rec. IEEE IECON’12*, pp. 786-791, Nov. 2012.
- [22] Jaime Rohten, *et all*, “Enhanced Predictive Control for a Wide Time Variant Frequency Environment” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no 9, pp. 5827-5837, Sep. 2016..
- [23] Javier Muñoz, Jose Espinoza “Design of a Discrete-Time Linear Control Scheme for a Modular UPQC”, in *Con. Rec. IEEE ISIE’10*, pp. 2563-2568, Jul. 2010.
- [24] R. Cárdenas, E. Espina, J. Clare, P. Wheeler “Self-Tuning Resonant Control of a Seven-Leg Back-to-Back Converter for Interfacing Variable-Speed Generators to Four-Wire Loads” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 62, no 7, pp. 4618–4629, Jul. 2015.
- [25] Pedro E. Melín, José R. Espinoza, Luis A. Morán, José R. Rodríguez, Victor M. Cardenas, Carlos R. Baier, and Javier A. Muñoz “Analysis, Design and Control of a Unified Power-Quality Conditioner Based on a Current-Source Topology” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no 4, pp. 1727–1736, Oct. 2012
- [26] Luca Tarisciotti, Pericle Zanchetta, Alan Watson, Jon C. Clare, Marco Degano, and Stefano Bifaretti “Modulated Model Predictive Control for a Three-Phase Active Rectifier” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no 2, pp. 1610–1620, Apr. 2015.
- [27] Marian P. Kazmierkowski, Marek Jasinski, and Grzegorz Wrona “DSP-Based Control of Grid-Connected Power Converters Operating Under Grid Distortions” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 7, no 2, pp. 204–211, May. 2011.
- [28] Jaime Rohten, José Espinoza, Felipe Villarroel, Javier Munoz, Pedro Melin, Carlos Baier, Marcelo Perez “Discrete synchronism methods for polluted single phase and unbalanced three-phase systems”, in *Con. Rec. IEEE ISIE’14*, pp. 2163-5145, Jul. 2014.
- [29] Jaime Rohten “*Sincronización para Sistemas Alternos y Estudio de Convertidores Estáticos Operando bajo Frecuencia Variable*”. Tesis para la obtención del grado de Magister, Enero 2013. Departamento de Ing. Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad de Concepción, Chile.
- [30] M. H. Rashid, “DC-AC converters,” in *Power Electronics*. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson, 2014, ch. 6, sec. 2, pp. 282–360.
- [31] J. Rohten, *et all*, “Model Predictive Control for Power Converters in a Distorted Three-Phase Power Supply” *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 63, no 9, pp. 5838-5848, Sep. 2016.

- [32] Jaime Rohten, José Espinoza, José Silva, Javier Muñoz, Daniel Sbarbaro, Carlos Baier, Eduardo Espinosa “Operating region and control for power converters connected to a variable frequency and amplitude voltage grid supply”, *Con. Rec. IEEE ICIT'15*, pp. 2163-5145, Jun. 2015.
- [33] P. Rodríguez, R. Teodorescu, I. Candela, A.V. Timbus, M. Liserre and F. Blaabjerg, “New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions” in *Con. Rec. IEEE PESC'06*, pp. 1-7, Jun. 2006.

