



**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA**

**UNIDAD DE POSGRADOS**

**MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES**

Tesis previa a la obtención  
del grado de Magister en  
Control y Automatización  
Industriales

**“CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO  
APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL EN  
CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO  
DE POTENCIA”**

**Autor:**  
**Ítalo Román Mogrovejo Peñaloza.**

**Dirigido por:**  
**Luis Ismael Minchala Ávila.**

# UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA

## UNIDAD DE POSGRADOS

---

### MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES

*Autor:*  
*Ítalo Román Mogrovejo Peñaloza.*

*Dirigido por:*  
*Luis Ismael Minchala Ávila.*

---

#### **“CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA”**

El problema de investigación “Control predictivo generalizado aplicado a un inversor multinivel en cascada para diseño de un filtro activo de potencia”, considera la hipótesis siguiente: de una forma u otra es posible ajustar los parámetros de una función de costo que proporcione las señales de control necesarias para inyectar corrientes de compensación en el punto de acoplamiento común (PCC) que permita mitigar los armónicos en la fuente y refasar la red trifásica. No obstante, el diseño y sintonización de esta estrategia de control, exige un nexo solidario entre el avance tecnológico disponible y el desarrollo de algoritmos óptimos, que en conjunto respondan favorablemente al comportamiento natural de estos sistemas y su gran demanda computacional requerida.

Este trabajo de tesis presenta el esquema de un controlador predictivo generalizado (GPC) aplicado a un inversor de voltaje multinivel en cascada para un sistema trifásico a cuatro hilos implementado como filtro activo de potencia, cuyo modelo matemático muestra un comportamiento comparable frente a un esquema de control basado en la teoría de potencia activa - reactiva instantánea modificada.

Por otro lado se muestra que el GPC diseñado con identificación en línea de la planta, disminuye la distorsión armónica total de las corrientes en la fuente, producidas por cargas lineales y no lineales (Red RL sin y con rectificador trifásico de media onda respectivamente) y refasa el sistema con un factor de potencia cercano a la unidad.

Posteriormente se demuestra la estabilidad del algoritmo con una carga lineal desbalanceada a la cual se introduce una perturbación aleatoria permanente y en un tiempo  $t$ , se desconecta la red RL de una de sus fases, compensando y equilibrando las corrientes de la fuente.

Finalmente, el GPC es comparado con los sistemas de control: a) Bus CD directo y b) Teoría PQ modificada. En todos los casos se presenta un análisis de resultados para los filtros activos de potencia con enlace CD sin y con rizo.

Los desempeños de los controladores han sido evaluados a través del Toolbox SimPowerSystems de MATLAB.

---

**“CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO  
APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL EN  
CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO  
DE POTENCIA”**



---

**“CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO  
APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL EN  
CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO  
DE POTENCIA”**

**AUTOR:**

**Ítalo Mogrovejo P.**

Ingeniero Electrónico

Egresado de la Maestría en Control y Automatización Industriales

**DIRECTOR:**

**Ismael Minchala A.**

Ingeniero Electrónico

Máster en Ciencias con Especialidad en Automatización

Doctor en Ciencias de Ingeniería



**CUENCA – ECUADOR**

**2015**

---

Datos de catalogación bibliográfica

**MOGROVEJO PEÑALOZA ÍTALO ROMÁN**

**“CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA”**

Universidad Politécnica Salesiana, Cuenca – Ecuador, 2015

MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES

Formato 170 x 240 mm

Páginas: 242

*Breve reseña de los autores e información de contacto*

*Autor:*



**MOGROVEJO PEÑALOZA ÍTALO ROMÁN**

Ingeniero Electrónico

Egresado de la Maestría en Control y Automatización Industriales

[imogrovejo@ups.edu.ec](mailto:imogrovejo@ups.edu.ec)

*Director:*



**LUIS ISMAEL MINCHALA ÁVILA**

Ingeniero Electrónico

Máster en Ciencias con Especialidad en Automatización

Doctor en Ciencias de Ingeniería

[minchalai@ieee.org](mailto:minchalai@ieee.org)

Todos los derechos reservados.

Queda prohibida, salvo excepción prevista en la Ley, cualquier forma de reproducción, distribución, comunicación pública y transformación de esta obra para fines comerciales, sin contar con autorización de los titulares de propiedad intelectual. La infracción de los derechos mencionados puede ser constitutiva de delito contra la propiedad intelectual. Se permite la libre difusión de este texto con fines académicos investigativos por cualquier medio, con la debida notificación a los autores.

DERECHOS RESERVADOS

©2015 Universidad Politécnica Salesiana.

CUENCA – ECUADOR

MOGROVEJO PEÑALOZA ÍTALO ROMÁN.

“CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA”

IMPRESO EN ECUADOR – PRINTED IN ECUADOR

---

---

## INDICE GENERAL

---

<b>CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
1.1 ANTECEDENTES.....	1
1.2 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA .....	3
1.2.1 CALIDAD DE ENERGÍA .....	4
1.2.2 TOPOLOGÍAS DE INVERSORES MULTINIVEL .....	4
1.2.3 MODULACIÓN Y ALGORITMOS DE CONTROL EN INVERSORES MULTINIVEL (MLI's).....	5
1.2.4 CONTROL PREDICTIVO EN PROCESOS INDUSTRIALES .....	6
1.3 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA .....	7
1.4 JUSTIFICACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN .....	8
1.5 OBJETIVOS .....	9
1.5.1 OBJETIVO GENERAL .....	9
1.5.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	9
1.6 CONTRIBUCIONES DE LA TESIS.....	9
1.7 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO .....	10
<b>CAPÍTULO 2. INVERSORES Y ESTRATEGIAS DE CONTROL .....</b>	<b>11</b>
2.1 APLICACIONES Y CONTROL DE CONVERTIDORES / DRIVER's .....	11
2.2 TIPOS DE INVERSORES MULTINIVEL .....	11
2.2.1 INVERSOR MULTINIVEL CON DIODO ENCLAVADO .....	13
2.2.2 INVERSOR MULTINIVEL CON CAPACITOR FLOTANTE.....	17
2.2.3 INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA CON PUENTE H .....	19
2.3 ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA INVERSORES MULTINIVEL .....	23
2.3.1 CONTROL Y REGULACIÓN DE VOLTAJE DEL BUS CD .....	26
2.3.2 SYNCHRONOURS REFERENCE FRAME (SRF) .....	28
2.3.3 MULTILEVEL INVERTER BASED INSTANTANEOUS REAL-POWER THEORY .....	30
2.3.4 DEADBEAT CONTROL WITH A REPETITIVE PREDICTOR.....	31
2.3.5 PREDICTIVE TRANSIENT-FOLLOWING CONTROL.....	33
2.4 TECNOLOGÍAS PARA COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA.....	35
2.4.1 CAPACITORES FIJOS O DE CONMUTACIÓN MECÁNICA .....	37
2.4.2 CONDENSADORES SÍNCRONOS .....	37
2.4.3 COMPENSADORES DE VAR A TRAVÉS DE TIRISTORES .....	38
2.4.4 COMPENSADORES DE VAR AUTOCONMUTABLES .....	39
2.4.5 COMPENSADORES DE VAR MODERNOS .....	40
2.5 TÉCNICAS PARA MODULACIÓN DE INVERSORES.....	43
2.5.1 MODULACIÓN DE ESPACIO VECTORIAL .....	44
2.5.2 PWM CON CORRIMIENTO DE FASE DE PORTADORA .....	46
2.5.3 PWM CON DISPOSICIÓN DE PORTADORAS .....	47
2.5.4 ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS .....	49
2.6 CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO .....	50
2.6.1 MODELO DE PREDICCIÓN .....	50
2.6.1.1 MODELO DEL PROCESO .....	50
2.6.1.2 MODELO DEL DISTURBIO.....	52
2.6.2 FUNCIÓN OBJETIVO.....	52
2.6.3 LEY DE CONTROL.....	53

---

<b>CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC</b> .....	<b>55</b>
3.1 INTRODUCCIÓN AL CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO.....	55
3.2 CONSIDERACIONES DE DISEÑO.....	57
3.3 ESTRUCTURA DEL SISTEMA DE CONTROL.....	58
3.3.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA.....	59
3.3.2 BANCO DE CARGAS DE PRUEBA.....	60
3.3.3 FILTRO ACTIVO DE POTENCIA.....	61
3.3.4 SISTEMA DE CONTROL.....	62
3.3.4.1 EXTRACCIÓN DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA.....	63
3.3.4.2 TEORÍA DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA.....	64
3.3.4.3 TEORÍA PQ MODIFICADA.....	68
3.3.4.4 CONTROL DE CARGA DE VOLTAJE DE LOS CAPACITORES.....	69
3.3.4.5 REGULACIÓN DE VOLTAJE DE LOS CAPACITORES.....	73
3.3.4.6 SEGUIDOR DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA.....	75
3.3.4.7 MODULADOR CPS-PWM.....	77
3.4 ESTRUCTURA DEL GPC PARA EL INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA.....	80
3.4.1 MATRICES DEL GPC.....	81
3.4.2 FUNCIÓN DE COSTO.....	85
3.4.3 LEY DE CONTROL (SEÑAL MODULADORA).....	88
3.4.4 IDENTIFICACIÓN DEL MODELO EN LÍNEA.....	89
3.4.5 RESTRICCIONES DEL GPC.....	91
<b>CAPÍTULO 4. ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL MODELO GPC</b> .....	<b>93</b>
4.1 ALGORITMO DEL CONTROLADOR PREDICTIVO GENERALIZADO.....	93
4.1.1 ALGORITMO DE IDENTIFICACIÓN DEL PROCESO.....	94
4.1.1.1 MODELO 1: PROMEDIO DE DINÁMICA RLC.....	97
4.1.1.2 MODELO 2: ARX USANDO EL TOOLBOX IDENT DE MATLAB.....	98
4.1.1.3 MODELO 3: IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA POR MÍNIMOS CUADRADOS RECURSIVOS.....	103
4.1.2 PARÁMETROS DE SIMULACIÓN.....	105
4.2 SIMULACIONES Y RESULTADOS.....	107
4.2.1 RESPUESTA DEL GPC CON CARGA RL BALANCEADA EN UN SISTEMA TRIFÁSICO DE 4 HILOS.....	107
4.2.1.1 TEST 01. GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO e $ickref=iLk-0.103333vsk$ .....	108
4.2.1.2 TEST 02. GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO e $ickref=iLk-0.059444vsk$ .....	115
4.2.1.3 TEST 03. GPC PARA CARGA RL CON IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA, BUS CD FIJO e $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	120
4.2.1.4 TEST 04. GPC PARA CARGA RL CON BUS CD VARIABLE e $ickref=iLk-$ $(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	125
4.2.1.5 TEST 05. GPC PARA CARGA RL CON IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA, BUS CD VARIABLE e $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	134
4.2.2 RESPUESTA DEL GPC CON CARGA RL BALANCEADA Y RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA POR FASE EN UN SISTEMA TRIFÁSICO DE 4 HILOS.....	141
4.2.2.1 TEST 06. GPC PARA CARGA RL Y RECTIFICADOR CON BUS CD FIJO e $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	141
4.2.2.2 TEST 07. GPC PARA CARGA RL Y RECTIFICADOR CON BUS CD VARIABLE e $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	147
4.3 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA.....	154

---



---

4.3.1 EL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA CON DIVERSAS ESTRATEGIAS DE CONTROL.....	154
4.3.1.1 TEST 08. AFP SIN GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO Y $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	155
4.3.1.2 TEST 09. AFP SIN GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO, TEORÍA PQ MODIFICADA Y $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	160
4.3.1.3 TEST 10. AFP CON GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO, TEORÍA PQ MODIFICADA Y $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	167
4.3.1.4 TEST 11. AFP CON GPC PARA CARGA RL CON BUS CD VARIABLE, TEORÍA PQ MODIFICADA Y $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ .....	173
4.3.2 DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL, POTENCIAS ACTIVA – REACTIVA Y FACTOR DE POTENCIA.....	182
4.3.3 ESTABILIDAD DEL SISTEMA.....	184
<b>CAPÍTULO 5. CONCLUSIONES.....</b>	<b>193</b>
5.1 CONCLUSIONES .....	193
5.2 RECOMENDACIONES .....	194
5.3 TRABAJOS FUTUROS .....	196
<b>ANEXOS.....</b>	<b>197</b>
<b>ANEXO 1. ACRÓNIMOS.....</b>	<b>199</b>
<b>ANEXO 2. SCRIPTS .....</b>	<b>203</b>
ANEXO 2.1. SCRIPT PARA EL DISPARO DE LOS IGBT's.....	203
ANEXO 2.2. DATOS DE ENTRADA – SALIDA PARA EL PROCESO DE IDENTIFICACIÓN DE LA PLANTA .....	205
ANEXO 2.3. SCRIPT PARA EL CÁLCULO DE LAS MATRICES DEL ALGORITMO GPC .....	207
ANEXO 2.4. PARÁMETROS DE INICIALIZACIÓN DEL ALGORITMO GPC: .....	211
ANEXO 2.5. SCRIPT DEL ALGORITMO GPC CON MATRICES PREDEFINIDAS .....	213
ANEXO 2.6. SCRIPT DEL ALGORITMO GPC CON IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA .....	219
ANEXO 2.7. SCRIPT DE RESULTADOS DEL GPC.....	227
<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>235</b>

---



---

## INDICE DE FIGURAS

---

<b>Figura 2.1</b> Clasificación de los convertidores de potencia. Rodríguez, et al. (2012) .....	12
<b>Figura 2.2</b> Estrategias de control para convertidores de potencia. Rodríguez, et al. (2012)..	12
<b>Figura 2.3</b> Topologías de convertidores multinivel (5 niveles) (a) FCMC, (b) CHB, (c) DCMC. (Verne, 2012) .....	13
<b>Figura 2.4</b> Estructura de un DCMLI de 5 niveles. (Nordvall, 2011, p. 16).....	14
<b>Figura 2.5</b> Carga-descarga desbalanceada de los capacitores de un DCMLI. (Nordvall, 2011, p. 16).....	16
<b>Figura 2.6</b> Flujo de corriente en un DCMLI de 5 niveles. (Nordvall, 2011, p. 16).....	16
<b>Figura 2.7</b> Estructura de un FCMC-MLI. (a) 3 niveles. (b) 5 niveles. (Breton, 2003) .....	168
<b>Figura 2.8</b> Diagrama a bloques de un compensador predictivo del bus CD de un FCMC-MLI de 7 niveles aplicado a un APF. (Defaj, et al., 2008).....	19
<b>Figura 2.9</b> Estructura de un CHB-MLI de 7 niveles. (a) CMLIS. (b) CMLIA de potencia 2. (Jiménez, 2012).....	21
<b>Figura 2.10</b> Estructura de un CMLIH de 7 niveles. (Jiménez, 2012).....	21
<b>Figura 2.11</b> Esquema unifilar de un SAPF. (Abdalla, et al., 2011).....	24
<b>Figura 2.12</b> Configuración general de un sistema APF basado en inversor multinivel en cascada. (Junling, Zhizhu, Ping, & Yaohua, 2008) .....	24
<b>Figura 2.13</b> Diagrama eléctrico de potencia de un inversor trifásico de voltaje con puentes H en cascada (CHB-MLI) de 9 niveles. ....	26
<b>Figura 2.14</b> Diagrama a bloques del sistema de control de balance del voltaje del capacitor. (Junling, et al., 2008).....	27
<b>Figura 2.15</b> Controlador de trama de referencia síncrona (SFR). (Karuppanan & Mahapatra, 2010).....	29
<b>Figura 2.16</b> Sistema de control de un acondicionador de línea por medio de un filtro activo de potencia shunt (SAPF). (Karuppanan, et al., 2011).....	30
<b>Figura 2.17</b> Bloques del algoritmo de control basado en la teoría de la potencia real instantánea para CHB-VSI. ....	31
<b>Figura 2.18</b> Estructura del predictor repetitivo para Control Deadbeat. (Yingjie, et al., 2011) .....	32
<b>Figura 2.19</b> Diagrama a bloques del Control Deadbeat. (Yingjie, et al., 2011).....	32
<b>Figura 2.20</b> Identificador predictivo de armónicos con ANN. (Marks, et al., 2002).....	34
<b>Figura 2.21</b> PLL digital trifásico. (Marks, et al., 2002).....	34
<b>Figura 2.22</b> Circuito equivalente y diagrama fasorial de un sistema CA. a) Sin compensación. b) Con compensación VAR shunt a través de una fuente de corriente. (Dixon, et al., 2005) ...	34
<b>Figura 2.23</b> Circuito equivalente y diagrama fasorial de un sistema CA. a) Sin compensación. b) Con compensación VAR serie a través de una fuente de voltaje. (Dixon, et al., 2005).....	36
<b>Figura 2.24</b> Configuración básica de un a) TSC, b) TCR. (Dixon, et al., 2005).....	38
<b>Figura 2.25</b> Configuración de un TSC-TCR combinado. (Dixon, et al., 2005).....	39
<b>Figura 2.26</b> Conversor multinivel optimizado de 4 celdas, 81 niveles de tensión. (Dixon, et al., 2005).....	42
<b>Figura 2.27</b> Esquema eléctrico de un SSSC. (Dixon, et al., 2005).....	42
<b>Figura 2.28</b> Esquema eléctrico de un DVR. (Dixon, et al., 2005).....	42
<b>Figura 2.29</b> Esquema eléctrico de un UPFC. (Dixon, et al., 2005) .....	42
<b>Figura 2.30</b> Esquema eléctrico de un IPFC. (Dixon, et al., 2005).....	42

---

<b>Figura 2.31</b> Esquema eléctrico de un SMES implementado con a) Tiristor, b) Conversor de 3 niveles. (Dixon, et al., 2005).....	43
<b>Figura 2.32</b> Técnicas de modulación en convertidores-inversores multinivel. (Jiménez, 2012, p. 9).....	44
<b>Figura 2.33</b> Modulación de espacio vectorial. (Sectores y Vectores de voltaje). (Wang, 2012, p. 34).....	45
<b>Figura 2.34</b> Modulación de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadoras (CPS-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.....	47
<b>Figura 2.35</b> Modulación de ancho de pulso con disposición de fase (PD-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.....	48
<b>Figura 2.36</b> Modulación de ancho de pulso con disposición opuesta de fase (POD-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.....	48
<b>Figura 2.37</b> Modulación de ancho de pulso con disposición opuesta de fase alternante (APOD-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.....	49
<b>Figura 3.1</b> Estructura básica de un GPC. (Chidrawar & Patre, 2008).....	55
<b>Figura 3.2</b> Estructura básica de un NGPC. (Chidrawar & Patre, 2008).....	55
<b>Figura 3.3</b> Estructura general del sistema de control para el APF. ....	59
<b>Figura 3.4</b> Fuente de alimentación trifásica de 220Vrms/60Hz a 4 hilos. ....	59
<b>Figura 3.5</b> Carga no lineal de prueba del sistema de control GPC. ....	61
<b>Figura 3.6</b> Diagrama del MLI CH-VSI (9 niveles – 4 hilos) con acoplamiento por inductor al PCC.....	61
<b>Figura 3.7</b> Bloques del sistema de control del APF. ....	62
<b>Figura 3.8</b> Diagrama a bloques de la extracción de las corrientes de referencia instantáneas de la carga. ....	63
<b>Figura 3.9</b> Detalle de la extracción de las corrientes de referencia instantáneas reactivas de la carga. ....	64
<b>Figura 3.10</b> Transformación de coordenadas de un sistema estacionario a-b-c a una referencia ortogonal de coordenadas $\alpha$ - $\beta$ . (Karuppanan, et al., 2011) .....	70
<b>Figura 3.11</b> Control de carga del voltaje de los capacitores de cada puente H. ....	70
<b>Figura 3.12</b> Respuesta en frecuencia del compensador PI para seguimiento del bus CD. ....	72
<b>Figura 3.13</b> Regulación de voltaje de los capacitores de cada puente H.....	74
<b>Figura 3.14</b> Control de seguimiento de las corrientes de referencia de compensación.....	74
<b>Figura 3.15</b> Control de seguimiento de las tensiones del Bus CD basado en las corrientes de compensación del APF.....	76
<b>Figura 3.16</b> Control de seguimiento de las corrientes de referencia del APF. ....	79
<b>Figura 3.17</b> Modulador de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadora (CPS-PWM). ....	79
<b>Figura 3.18</b> Flujograma del algoritmo GPC con identificación de proceso en línea. ....	89
<b>Figura 3.19</b> Modelo interno de la estructura de control GPC (Ding, 2010, p. 75).....	89
<b>Figura 4.1</b> Modelo eléctrico del MLI con carga no lineal. ....	97
<b>Figura 4.2</b> Respuestas en frecuencia del MLI con 1, 2, 3 y 4 celdas.....	97
<b>Figura 4.3</b> Bus CD del MLI trifásico con $I_{cref}=I_L-I_{sref}$ .....	99
<b>Figura 4.4</b> Bus CD del MLI trifásico con $I_{cref}$ a través de la teoría PQ modificada. ....	99
<b>Figura 4.5</b> Salidas de las fases A, B, C del MLI trifásico con $I_{cref}=I_L-I_{sref}$ .....	100
<b>Figura 4.6</b> Salidas de las fases A, B, C del MLI trifásico con $I_{cref}$ a través de la Teoría PQ Modificada. ....	101
<b>Figura 4.7</b> Toolbox Ident de MATLAB para identificación de procesos. ....	101

---

---

<b>Figura 4.8</b> Datos de entrada – salida de las fases del inversor para la identificación de modelos.....	<b>102</b>
<b>Figura 4.9</b> Evolución de los parámetros $a_1$ , $a_2$ , $b_1$ , $b_2$ por mínimos cuadrados recursivos para la carga 2 (RL con rectificador de media onda) con fuentes de tensión continua de 100Vcd en el bus CD. ....	<b>104</b>
<b>Figura 4.10</b> Evolución de los parámetros $a_1$ , $a_2$ , $b_1$ , $b_2$ por mínimos cuadrados recursivos para la carga 2 (RL con rectificador de media onda) con capacitores de 2200uF/450V en el bus CD. ....	<b>104</b>
<b>Figura 4.11</b> Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 01 y 02).....	<b>109</b>
<b>Figura 4.12</b> Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e $I_{ref}=IL-Isref$ (Test 01). ....	<b>109</b>
<b>Figura 4.13</b> Bus CD del MLI 3f con fuentes de tensión continua (Test 01, 02 y 03).....	<b>110</b>
<b>Figura 4.14</b> Corriente en el neutro del sistema 3fa 4 hilos (Test 01).....	<b>110</b>
<b>Figura 4.15</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 01).....	<b>111</b>
<b>Figura 4.16</b> Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 01).....	<b>111</b>
<b>Figura 4.17</b> Corrientes $I_s$ , $I_L$ e $I_c$ en el PCC del MLI 3f (Test 01).....	<b>112</b>
<b>Figura 4.18</b> THD% de las corrientes $I_s$ e $I_L$ del MLI 3f (Test 01).....	<b>112</b>
<b>Figura 4.19</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 01). ....	<b>113</b>
<b>Figura 4.20</b> THD% de $I_{sa}$ usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 01)...	<b>113</b>
<b>Figura 4.21</b> Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e $I_{ref}=IL-Isref$ (Test 02). ....	<b>116</b>
<b>Figura 4.22</b> Corriente en el neutro del sistema 3fa 4 hilos (Test 02).....	<b>116</b>
<b>Figura 4.23</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 02).....	<b>117</b>
<b>Figura 4.24</b> THD% de las corrientes $I_s$ e $I_L$ del MLI 3f (Test 02).....	<b>117</b>
<b>Figura 4.25</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 02). ....	<b>118</b>
<b>Figura 4.26</b> THD% de $I_{sb}$ usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 02)...	<b>118</b>
<b>Figura 4.27</b> Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 03).....	<b>120</b>
<b>Figura 4.28</b> Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e $I_{ref}=IL-Isref$ (Test 03). ....	<b>121</b>
<b>Figura 4.29</b> Corriente en el neutro del sistema 3fa 4 hilos (Test 03).....	<b>122</b>
<b>Figura 4.30</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 03).....	<b>122</b>
<b>Figura 4.31</b> THD% de las corrientes $I_s$ e $I_L$ del MLI 3f (Test 03).....	<b>123</b>
<b>Figura 4.32</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 03). ....	<b>123</b>
<b>Figura 4.33</b> THD% de $I_{sb}$ usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 03)...	<b>124</b>
<b>Figura 4.34</b> Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 04).....	<b>126</b>
<b>Figura 4.35</b> Salida CA del MLI 3f con capacitores y $I_{ref}=IL-Isref$ (Test 04).....	<b>127</b>
<b>Figura 4.36</b> Bus CD del MLI 3f con capacitores de 2200uF/450V con $V_{o\_Cki}=0V$ (Test 04). ....	<b>128</b>
<b>Figura 4.37</b> Corriente en el neutro del sistema 3fa 4 hilos (Test 04).....	<b>128</b>
<b>Figura 4.38</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 04).....	<b>129</b>
<b>Figura 4.39</b> Corrientes $I_s$ , $I_L$ e $I_c$ en el PCC del MLI 3f (Test 04).....	<b>129</b>
<b>Figura 4.40</b> THD% de las corrientes $I_s$ e $I_L$ del MLI 3f (Test 04).....	<b>130</b>
<b>Figura 4.41</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 04). ....	<b>130</b>
<b>Figura 4.42</b> THD% de $I_{sa}$ usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 04)...	<b>131</b>

---

---

<b>Figura 4.43</b> <i>Conexión de la carga 1, red RL balanceada (Test 01, 02, 03, 04 y 05)</i> .....	<b>133</b>
<b>Figura 4.44</b> <i>Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e <math>I_{ref}=I_L-I_{sref}</math> (Test 05)</i> .....	<b>135</b>
<b>Figura 4.45</b> <i>Bus CD del MLI 3f con capacitores de 2200uF/450V con <math>V_{o\_cki}=100V</math> (Test 05)</i> .....	<b>135</b>
<b>Figura 4.46</b> <i>Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 05)</i> .....	<b>136</b>
<b>Figura 4.47</b> <i>Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 05)</i> .....	<b>136</b>
<b>Figura 4.48</b> <i>Corrientes <math>I_s</math>, <math>I_L</math> e <math>I_c</math> en el PCC del MLI 3f (Test 05)</i> .....	<b>137</b>
<b>Figura 4.49</b> <i>Señales de control <math>u_a</math>, <math>u_b</math>, <math>u_c</math> (Test 05)</i> .....	<b>137</b>
<b>Figura 4.50</b> <i>THD% de las corrientes <math>I_s</math> e <math>I_L</math> del MLI 3f (Test 05)</i> .....	<b>138</b>
<b>Figura 4.51</b> <i>Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 05)</i> .....	<b>138</b>
<b>Figura 4.52</b> <i>THD% de <math>I_{sa}</math> usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 05)</i> ...	<b>139</b>
<b>Figura 4.53</b> <i>Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e <math>I_{ref}=I_L-I_{sref}</math> (Test 06)</i> .....	<b>142</b>
<b>Figura 4.54</b> <i>Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 06)</i> .....	<b>142</b>
<b>Figura 4.55</b> <i>Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 06)</i> .....	<b>143</b>
<b>Figura 4.56</b> <i>Corrientes <math>I_s</math>, <math>I_L</math> e <math>I_c</math> en el PCC del MLI 3f (Test 06)</i> .....	<b>143</b>
<b>Figura 4.57</b> <i>Señales de control <math>u_a</math>, <math>u_b</math>, <math>u_c</math> (Test 06)</i> .....	<b>144</b>
<b>Figura 4.58</b> <i>THD% de las corrientes <math>I_s</math> e <math>I_L</math> del MLI 3f (Test 06)</i> .....	<b>144</b>
<b>Figura 4.59</b> <i>Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 06)</i> .....	<b>145</b>
<b>Figura 4.60</b> <i>THD% de <math>I_{sa}</math> usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 06)</i> ...	<b>145</b>
<b>Figura 4.61</b> <i>Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e <math>I_{ref}=I_L-I_{sref}</math> (Test 07)</i> .....	<b>148</b>
<b>Figura 4.62</b> <i>Bus CD del MLI 3f con capacitores de 2200uF/450V con <math>V_{o\_cki}=100V</math> (Test 07)</i> .....	<b>148</b>
<b>Figura 4.63</b> <i>Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 07)</i> .....	<b>149</b>
<b>Figura 4.64</b> <i>Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 07)</i> .....	<b>149</b>
<b>Figura 4.65</b> <i>Corrientes <math>I_s</math>, <math>I_L</math> e <math>I_c</math> en el PCC del MLI 3f (Test 07)</i> .....	<b>150</b>
<b>Figura 4.66</b> <i>Señales de control <math>u_a</math>, <math>u_b</math>, <math>u_c</math> (Test 07)</i> .....	<b>150</b>
<b>Figura 4.67</b> <i>THD% de las corrientes <math>I_s</math> e <math>I_L</math> del MLI 3f (Test 07)</i> .....	<b>151</b>
<b>Figura 4.68</b> <i>Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 07)</i> .....	<b>151</b>
<b>Figura 4.69</b> <i>THD% de <math>I_{sa}</math> usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 07)</i> ...	<b>152</b>
<b>Figura 4.70</b> <i>Identificación de la planta del MLI-3f (Test 07)</i> .....	<b>152</b>
<b>Figura 4.71</b> <i>Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 08)</i> .....	<b>155</b>
<b>Figura 4.72</b> <i>Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e <math>I_{ref}=I_L-I_{sref}</math> (Test 08)</i> .....	<b>156</b>
<b>Figura 4.73</b> <i>Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 08)</i> .....	<b>156</b>
<b>Figura 4.74</b> <i>Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 08)</i> .....	<b>157</b>
<b>Figura 4.75</b> <i>Corrientes <math>I_s</math>, <math>I_L</math> e <math>I_c</math> en el PCC del MLI 3f (Test 08)</i> .....	<b>157</b>
<b>Figura 4.76</b> <i>THD% de las corrientes <math>I_s</math> e <math>I_L</math> del MLI 3f (Test 08)</i> .....	<b>158</b>
<b>Figura 4.77</b> <i>Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 08)</i> .....	<b>158</b>
<b>Figura 4.78</b> <i>THD% de <math>I_{sa}</math> usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 08)</i> ...	<b>159</b>
<b>Figura 4.79</b> <i>Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 09)</i> .....	<b>161</b>

---

---

<b>Figura 4.80</b> Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e Icref proveniente de la Teoría PQ Modificada (Test 09).....	162
<b>Figura 4.81</b> Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 09).....	162
<b>Figura 4.82</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 09).....	163
<b>Figura 4.83</b> Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 09).....	163
<b>Figura 4.84</b> Corrientes Is, IL e Ic en el PCC del MLI 3f (Test 09).....	164
<b>Figura 4.85</b> THD% de las corrientes Is e IL del MLI 3f (Test 09).....	164
<b>Figura 4.86</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 09).....	165
<b>Figura 4.87</b> THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 09)...	165
<b>Figura 4.88</b> Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 10).....	167
<b>Figura 4.89</b> Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua con GPC e Icref a través de la teoría PQ modificada (Test 10).....	168
<b>Figura 4.90</b> Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 10).....	168
<b>Figura 4.91</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 10).....	169
<b>Figura 4.92</b> Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 10).....	169
<b>Figura 4.93</b> Corrientes Is, IL e Ic en el PCC del MLI 3f (Test 10).....	170
<b>Figura 4.94</b> THD% de las corrientes Is e IL del MLI 3f (Test 10).....	170
<b>Figura 4.95</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 10).....	171
<b>Figura 4.96</b> THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 10)...	171
<b>Figura 4.97</b> Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 11).....	173
<b>Figura 4.98</b> Salida CA del MLI 3f con capacitores y $e=I_{cref}-I_c$ e Icref proviene de la teoría PQ modificada (Test 11).....	174
<b>Figura 4.99</b> Bus CD del MLI 3f con fuentes de tensión continua (Test 11).....	175
<b>Figura 4.100</b> Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 11).....	175
<b>Figura 4.101</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 11).....	176
<b>Figura 4.102</b> Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 11).....	176
<b>Figura 4.103</b> Corrientes Is, IL e Ic en el PCC del MLI 3f (Test 11).....	177
<b>Figura 4.104</b> THD% de las corrientes Is e IL del MLI 3f (Test 11).....	177
<b>Figura 4.105</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 11).....	178
<b>Figura 4.106</b> THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 11).....	178
<b>Figura 4.107</b> Salida CA del MLI 3f con capacitores y $e=I_{cref}-I_c$ e Icref proviene de la teoría PQ modificada (Test 12).....	185
<b>Figura 4.108</b> Bus CD del MLI 3f con fuentes de tensión continua (Test 12).....	185
<b>Figura 4.109</b> Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 12).....	186
<b>Figura 4.110</b> Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 12).....	186
<b>Figura 4.111</b> Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 12).....	187
<b>Figura 4.112</b> Corrientes Is, IL e Ic en el PCC del MLI 3f (Test 12).....	187
<b>Figura 4.113</b> Señales de control ua, ub, uc (Test 12).....	188
<b>Figura 4.114</b> THD% de las corrientes Is e IL del MLI 3f (Test 12).....	188
<b>Figura 4.115</b> Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 12).....	189
<b>Figura 4.116</b> THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 12).....	189
<b>Figura 4.117</b> Identificación de la planta del MLI-3f (Test 12).....	190

---

---



---

## INDICE DE TABLAS

---

<b>Tabla 1.1</b> <i>Proyectos para la soberanía energética en el Ecuador</i> .....	<b>2</b>
<b>Tabla 2.1</b> <i>Aplicaciones de los convertidores de potencia. (Rodríguez &amp; Cortés, 2012)</i> .....	<b>11</b>
<b>Tabla 2.2</b> <i>Características de los inversores multinivel. (Jiménez, 2012)</i> .....	<b>23</b>
<b>Tabla 2.3</b> <i>Clasificación de los compensadores de VAR.</i> .....	<b>37</b>
<b>Tabla 2.4</b> <i>Compensadores modernos de VAR.</i> .....	<b>41</b>
<b>Tabla 2.5</b> <i>Estados de conmutación y vectores de voltaje de referencia para un inversor trifásico de medio puente. (Rodríguez, et al., 2012, p. 23)</i> .....	<b>45</b>
<b>Tabla 2.6</b> <i>Ley de control para 3 tipos de compensadores predictivos.</i> .....	<b>54</b>
<b>Tabla 3.1</b> <i>Combinaciones posibles de conmutación de los IGBT's</i> .....	<b>78</b>
<b>Tabla 4.1</b> <i>Modelos discretos del MLI</i> .....	<b>96</b>
<b>Tabla 4.2</b> <i>Parámetros sintonizados para las tensiones del bus CD del MLI con la carga 1, para el modelo con corrientes de compensación por comparación directa entre la carga y la salida del PI</i> .....	<b>98</b>
<b>Tabla 4.3</b> <i>Parámetros sintonizados para las tensiones del bus CD del MLI con la carga 1, para el modelo con corrientes de compensación a través de la Teoría PQ Modificada, con <math>\lambda=0,1</math> y <math>\alpha_{soft}=0,1</math></i> .....	<b>98</b>
<b>Tabla 4.4</b> <i>Parámetros de simulación del GPC y del APF en general.</i> .....	<b>106</b>
<b>Tabla 4.5</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 01).</i> .....	<b>114</b>
<b>Tabla 4.6</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 02).</i> .....	<b>119</b>
<b>Tabla 4.7</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 03).</i> .....	<b>124</b>
<b>Tabla 4.8</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 04).</i> .....	<b>131</b>
<b>Tabla 4.9</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 05).</i> .....	<b>139</b>
<b>Tabla 4.10</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 06).</i> .....	<b>146</b>
<b>Tabla 4.11</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 07).</i> .....	<b>153</b>
<b>Tabla 4.12</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 08).</i> .....	<b>159</b>
<b>Tabla 4.13</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 09).</i> .....	<b>166</b>
<b>Tabla 4.14</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 10).</i> .....	<b>172</b>
<b>Tabla 4.15</b> <i>THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 11).</i> .....	<b>179</b>

---

<b>Tabla 4.16</b> Cuadro comparativo de THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia para carga RL con Bus CD fijo.....	<b>182</b>
<b>Tabla 4.17</b> Cuadro comparativo de THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia para carga RL con Bus CD variable.....	<b>183</b>
<b>Tabla 4.18</b> Cuadro comparativo de THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia para carga RL con rectificador de media onda con Bus CD fijo y variable.....	<b>184</b>
<b>Tabla 4.19</b> THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 12).....	<b>190</b>



---

## **Dedicatoria**

A mi esposa Cecilia, a mis hijos Matías y Nicolás por su amor, confianza y paciencia durante la maestría y el desarrollo de esta tesis, pues muchos de sus momentos debieron sacrificarse para alcanzar este logro tan anhelado por mi familia.

A mis padres Román y Nancy por su enseñanza, ejemplo de trabajo y perseverancia por conseguir las metas propuestas.

*Italo Mogrovejo P.*



---

## PREFACIO

La presente tesis surge del interés en explorar las principales estrategias de control de los inversores de voltaje multinivel en cascada aplicados como filtros activos de potencia en sistemas trifásicos de 3 o 4 hilos, su funcionamiento, topologías y trabajos futuros que permitan obtener un mejor desempeño.

Por otro lado, el Centro de Investigación de Sistemas Electrónicos de Potencia de la Universidad Politécnica Salesiana Sede Cuenca, ha desarrollado un convertidor-inversor de fuente de voltaje trifásico de 12KVA, lo que proporciona una oportunidad para investigar soluciones que compensen la demanda actual de energía eléctrica, pues debido al desarrollo tecnológico, industrial y socioeconómico presente, se torna imperante la responsabilidad en varios aspectos con nuestro entorno.

Por lo tanto, esta investigación está dirigida a quienes se interesen en estudiar o simplemente conocer algunos parámetros eléctricos como el factor de potencia y la distorsión armónica total, los cuales son posibles controlarlos a través de inversores implementados con alguna estrategia de compensación digital moderna, como es el caso del control predictivo generalizado (GPC) aplicado a un inversor de fuente de voltaje con puente H en cascada (MLI CH-VSI) de 9 niveles a 4 hilos, conmutado a través de transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) y modulación de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadoras (CPSPWM), utilizado como filtro activo de potencia para carga resistiva-inductiva (RL), objeto de esta tesis.

Los modelos de la planta propuestos en esta investigación en conjunto con el algoritmo GPC implementados, muestran un comportamiento aceptable dentro de los rangos permisibles, en sistemas trifásicos con cargas balanceadas (Lineal: Red RL y No lineal: Red RL con rectificador trifásico de media onda). No obstante, no se consiguen resultados deseados con cargas trifásicas desbalanceadas no lineales.

En todos los casos, el desempeño de las estrategias de control y sus modelos, han sido evaluados a través del Toolbox SimPowerSystems de MATLAB. Por lo tanto, se advierte al lector la necesidad de sintonizar los parámetros del algoritmo de control una vez que se experimente-implemente el mismo, de esta forma los resultados podrían corroborarse, depurarse, validarse y evaluarse el desempeño real del sistema de control propuesto.

Los resultados y conclusiones obtenidos muestran de forma generalizada el comportamiento del algoritmo de control implementado bajo ciertas condiciones de diseño, más no se han reformulado o descubierto teorías de control que definan ecuaciones precisas para su implementación.



---

## PRÓLOGO

El problema de investigación “Control predictivo generalizado aplicado a un inversor multinivel en cascada para diseño de un filtro activo de potencia”, considera la hipótesis siguiente: de una forma u otra es posible ajustar los parámetros de una función de costo que proporcione las señales de control necesarias para inyectar corrientes de compensación en el punto de acoplamiento común (PCC) que permita mitigar los armónicos en la fuente y refasar la red trifásica. No obstante, el diseño y sintonización de esta estrategia de control, exige un nexo solidario entre el avance tecnológico disponible y el desarrollo de algoritmos óptimos, que en conjunto respondan favorablemente al comportamiento natural de estos sistemas y su gran demanda computacional requerida.

Este trabajo de tesis presenta el esquema de un controlador predictivo generalizado (GPC) aplicado a un inversor de voltaje multinivel en cascada para un sistema trifásico a cuatro hilos implementado como filtro activo de potencia, cuyo modelo matemático muestra un comportamiento comparable frente a un esquema de control basado en la teoría de potencia activa - reactiva instantánea modificada.

Por otro lado se muestra que el GPC diseñado con identificación en línea de la planta, disminuye la distorsión armónica total de las corrientes en la fuente, producidas por cargas lineales y no lineales (Red RL sin y con rectificador trifásico de media onda respectivamente) y refasa el sistema con un factor de potencia cercano a la unidad.

Posteriormente se demuestra la estabilidad del algoritmo con una carga lineal desbalanceada a la cual se introduce una perturbación aleatoria permanente y en un tiempo  $t$ , se desconecta la red RL de una de sus fases, compensando y equilibrando las corrientes de la fuente.

Finalmente, el GPC es comparado con los sistemas de control: a) Bus CD directo y b) Teoría PQ modificada. En todos los casos se presenta un análisis de resultados para los filtros activos de potencia con enlace CD sin y con rizo.

Los desempeños de los controladores han sido evaluados a través del Toolbox SimPowerSystems de MATLAB.



---

## **Agradecimientos**

A mi familia por el apoyo brindado, en especial a mis hijos Matías y Nicolás, quienes a pesar de su corta edad, no entendían de que se trataba la maestría y la tesis, sin embargo, en su vocabulario existen estas palabras que para ellos significa que su padre está elaborando un libro de investigación que requiere gran trabajo, tiempo y sacrificio de momentos que no se pudieron compartir, así, han sabido comprenderme y siempre he contado con sus sugerencias llenas de ternura e inocencia.

Al Dr. Ismael Minchala, director de tesis, por su guía, revisiones y recomendaciones brindadas durante todo el desarrollo de esta investigación.

Al Dr. Julio Viola por sus sugerencias.

A Dios, por las bendiciones recibidas que me han dado la fuerza necesaria para alcanzar esta meta.

*Italo Mogrovejo P.*





---

# CAPÍTULO 1

## INTRODUCCIÓN

---

### 1.1 ANTECEDENTES

Hoy en día la explotación de recursos naturales no renovables es una situación de preocupación global, por lo cual, todos los países con sus gobiernos soberanos indistintamente de su políticas, estructuras o corrientes ideológicas, están llamados a concientizarse y actuar de manera responsable en el uso moderado de estas fuentes. Por otro lado, los avances tecnológicos, el crecimiento demográfico, la contaminación ambiental, son parámetros que sobrepasan la contingencia ante esta problemática, es por eso que los mayores esfuerzos presentes y futuros están enfocados a la obtención y uso de energías a través de recursos renovables.

De esta forma, las naciones han cambiado sus matrices energéticas y mantienen en ejecución proyectos de mediano y largo plazo que dependen de la capacidad de producción, ubicación, presupuesto y financiamiento.

Así también en Ecuador con la creación del Ministerio de Electricidad y Energía Renovable (MEER)<sup>1</sup> el 9 de Julio de 2007, actualmente se realizan 8 proyectos hidroeléctricos de gran magnitud como se observa en la Tabla 1.1 y el Parque Eólico Villonaco en Loja el cual cuenta con 11 aerogeneradores en su primera etapa, emplazado a 2720m.s.n.m. que lo convierten en el primer proyecto de mayor altura en la región<sup>2</sup> el cual se considera evitará la emisión de 38000 toneladas de CO<sub>2</sub> por año.

---

<sup>1</sup> Disponible en <http://www.energia.gob.ec/>

<sup>2</sup> En <http://www.ingenieriaverde.org/el-parque-eolico-mas-alto-del-mundo-se-construira-en-ecuador/> se menciona que este proyecto es el más alto del mundo y contará con 30 aerogeneradores en una segunda etapa.

---

**Tabla 1.1** *Proyectos para la soberanía energética en el Ecuador*  
**Fuente:** Ministerio de Electricidad y Energía Renovable (MEER)

<b>Ocho proyectos para asegurar la soberanía energética</b>						
Con el ingreso a operaciones de estas centrales, el país tendrá una potencia instalada adicional de 2.755,82 MW						
<b>Proyecto</b>	<b>Ubicación</b>	<b>Presupuesto</b> En millones de dólares	<b>Financiamiento</b>	<b>Producción</b> (Gw/h año)	<b>Potencia</b> (MW)	<b>Avance del proyecto</b>
Coca Codo Sinclair	El Chaco (Napó), Gonzalo Pizarro (Sucumbbíos)	\$ 2.245'00.000	Recursos fiscales, crédito del Eximbank de China	8.731	1.500	27,36%
Delsitanisagua	Zamora (Zamora Chinchipe)	\$ 215'000.000	Recursos fiscales, Banco de Desarrollo de China	904	115	6,14%
Manduriacu	Quito (Pichincha), Cotacachi (Imbabura)	\$ 132'900.000	Recursos fiscales, crédito BNDES	341	60	13,50%
Mazar Dudas	Azogue (Cañar)	\$ 51'200.000	Recursos fiscales, Banco de Desarrollo de China	125,27	20,82	4,87%
Minas San San Francisco	Pucará (Azuay), Zaruma y Pasaje (El Oro)	\$ 508'800.000	Recursos fiscales, Banco de Desarrollo de China, se gestiona un crédito con el Eximbank	1,29	270	15%
Quijos	Quijos (Napó)	\$ 115'890.000	Recursos fiscales, Banco de Desarrollo de China	355	50	9,52%
Sopladora	Sevilla de Oro (Azuay), Santiago de Méndez (Morona Santiago)	\$ 735'190.000	Recursos fiscales, crédito del Eximbank de China	2.800	487	10,93%
Toachi Pilatón	Mejía (Pichincha), Santo Domingo, Sigchos (Cotopaxi)	\$ 528'000.000	Recursos fiscales, Biess, crédito del Eximbank de China	1.120	253	12,27%

La envergadura de estos proyectos ha permitido que se creen 9063 plazas de empleo y se requerirán 2154 plazas más a partir del 2015, por otro lado, beneficiarán directamente a 5'679.040 habitantes y de forma indirecta a toda la población ecuatoriana a través de la red interconectada de electrificación nacional, además según el CENACE<sup>3</sup>, Ecuador será capaz de exportar energía eléctrica a partir del 2016 a países vecinos.

El Instituto Nacional de Eficiencia Energética y Energías Renovables (INER) como apoyo a la consecución de las metas de la matriz energética ecuatoriana, se encuentra impulsando programas de investigación científica y tecnológica que optimicen los recursos renovables para la generación y distribución eléctrica tanto en su producción como en tiempos de respuesta y disminución de pérdidas que garanticen calidad y eficiencia energética.

Los impactos de la tecnología en la integración de fuentes de energía renovable en los sistemas eléctricos, comprende los ámbitos económicos, sociales y ambientales que en resumen presentan las siguientes características:

- El costo-beneficio exhibe mayores ventajas que el uso de fuentes no renovables como el carbón, petróleo y sus derivados.

<sup>3</sup> Disponible en <http://www.cenace.org.ec/>

- 
- Sus costos mantienen una media y desviación estándar mínima que contribuyen favorablemente a las inversiones de la industria.
  - Incrementa la actividad económica generando plazas de empleo directa e indirectamente.
  - En lo social beneficia directamente en la calidad de vida con mejoras en la educación-cultura, salud, autosuficiencia dado los avances tecnológicos, así también permite el desarrollo de zonas urbanas y rurales. (Akella, Saini, & Sharma, 2008)
  - Se trata de una energía limpia pues minimiza las emisiones de dióxido de carbono (CO<sub>2</sub>)<sup>4</sup>, de esta manera se mitiga el calentamiento global y aporta a los objetivos de reducción de gases de efecto invernadero del Protocolo de Kyoto que afecta gravemente los ecosistemas del planeta.
  - El impacto ambiental en las cuencas hidrográficas es menor que el precedente de energías no renovables tales como: líquidos (combustibles, aceites), metales pesados (mercurio, plomo) otros elementos químicos (arsénico, zinc níquel, cobre, cadmio, etc.) que afectan gravemente el hábitat de su entorno.

La Universidad Politécnica Salesiana (UPS), en este aspecto potencia la investigación en sus diferentes líneas, también tiene compromisos-responsabilidades adquiridos con la colectividad lo que producen un interactuar que beneficia a las partes.

El Centro de Investigación, Desarrollo e Innovación en Ingenierías (CIDII) de la UPS con su proyecto “Algoritmo de ajuste aplicados a los sistemas de filtros activos”<sup>5</sup> busca el desarrollo-estudio de algoritmos de control para la operación óptima de un convertidor-inversor trifásico multinivel en cascada de 3-4 hilos, así como el análisis de desempeño de las distintas estructuras-configuraciones adoptadas.

## 1.2 REVISIÓN BIBLIOGRÁFICA

El término convertidor es utilizado para definir equipos que transforman un tipo de corriente-tensión continua (CD) o alterna (CA) a otro continua-alterna, obteniéndose las diferentes combinaciones CA-CD, CA-CA, CD-CA, CD-CD y el caso específico CD-CA recibe el nombre de inversor (Jiménez, 2012). No obstante, en este equipo se disponen de fuentes de voltaje continuas e independientes para la generación de señales alternas. Por otro lado, cuando a partir de la señal alterna de la red se conmuta para obtener la carga de capacitores, como ocurre en los inversores multinivel aplicados a filtros activos de potencia (APF), el término convertidor es el apropiado.

---

<sup>4</sup> En Akella, et al. (2008, p.2-5) se muestra un procedimiento para el cálculo de reducción de emisiones de CO<sub>2</sub> anuales y se presenta un caso de estudio.

<sup>5</sup> En <http://cidii.ups.edu.ec/resultados-investigacion> puede revisarse la investigación desarrollada respecto a este proyecto.

---

Sin embargo a lo largo de esta investigación se mencionará inversor o convertidor para referenciar el APF.

Las subsecciones siguientes presentan de forma general la literatura que comprende los aspectos sobresalientes relacionados con la investigación de esta tesis.

### **1.2.1 CALIDAD DE ENERGÍA**

Ruíz & Ortiz (2007) presentan los fundamentos teóricos relacionados con la calidad de energía, en donde: “Los proveedores de electricidad interpretan ésta calidad, como la carga de penalidades para altas demandas, indeseables factores de potencia y distorsión de la forma de onda, mientras que los usuarios entienden esto como el suministro de energía dentro de los parámetros convenidos, es decir amplitud y frecuencia determinadas, con un porcentaje de error tolerable que no afecten ni sus instalaciones, ni sus equipos, y que además satisfaga sus requerimientos en cuanto a cantidad y calidad”. También exhiben la detección de fuentes armónicas en configuración punto-multipunto y los efectos que éstas producen en máquinas estáticas y rotativas. Ramírez & Bedoya (2008) mencionan estrategias para la mitigación de armónicos en sistemas de potencia y técnicas de control para filtros activos.

### **1.2.2 TOPOLOGÍAS DE INVERSORES MULTINIVEL**

En (Jiménez, 2012) se estudian las topologías principales (DCMLI, FCMLI, CMLIS, CMLIA) de los inversores multinivel, en tanto que Nordvall (2011) además de las anteriores releva las características del GMLI que basa su funcionamiento en una simple celda de dos niveles de voltaje llamada celda P2 conformada por dos diodos y un capacitor cuya tensión es  $V_{P2}=V_{cd}/(m-1)$  donde m indica el número de niveles del inversor; también se menciona sobre las topologías RVMLI, MMI<sup>6</sup>, GMCSI. Rashid (2004) en su obra presenta el análisis, formulación matemática, diagramas y operación de los convertidores de potencia y sus dispositivos semiconductores.

Derakhshanfar (2010) en su investigación analiza el THD y las pérdidas por conmutación que se producen en inversores de 5 y 9 niveles en estructuras DC/FC/C/MLI. Breton (2003) investiga los anteriores y diseña un MLI-CH de 3 hilos, 4 etapas con una sola fuente en común, para esto es necesario la inclusión de transformadores con relaciones 1:1, 1:3, 1:9, 1:27.

---

<sup>6</sup> Esta topología también se conoce como MZI por sus siglas en inglés Modular Multilevel Inverter.

---

### 1.2.3 MODULACIÓN Y ALGORITMOS DE CONTROL EN INVERSORES MULTINIVEL (MLI's)

Naumanen (2010) analiza las técnicas de modulación DCM, MDCM, SVPWM así como la mitigación de sobre voltajes que éstas producen en un inversor con puentes H en conexión serie a la carga. Waware & Agarwal (2010) presentan los resultados de un MLI para eliminación de armónicos basado en potencia instantánea activa-reactiva en coordenadas ortogonales  $\alpha$ - $\beta$  con modulación CPS-PWM y PS-SPWM en (Abdalla, Rama, & Perumal, 2011). Un modelo matemático para un inversor de alta potencia a 4 hilos en un sistema de referencia en coordenadas d-q es presentado por Corcau & Constantinache (2008). Junling, Yaohua, Ping, Zhizhu, & Zuyi (2008) extraen corrientes armónicas seleccionadas y usan el método FBD<sup>7</sup> para la compensación respectiva.

Geethalakshmi & DelhiBabu (2011) comparan esquemas de modulación multiportadora PS-PWM, CDPWM (Configuraciones: PDPWM, PODPWM, APODPWM), THI-PWM, UMC-PWM para un MLI-CH de 7 niveles.

En (Pigazo, 2004) se evalúan las técnicas de control PQ, SRF y DFT bajo tensiones de red distorsionadas para varios modelos en los cuales se utilizan modulación por histéresis de frecuencia constante de lazo de fase síncrona (PLL), modulación con portadora triangular, modulación de espacio vectorial (SVM) y se presentan algunas estrategias para el cálculo de la corriente de referencia para la compensación. Santos, Pinto, Neves, Goncalves, & Afonso (2009) comparan tres métodos de control de un SAPF monofásico. Miret, Castilla, Matas, Guerrero, & Vásquez (2009) presentan un compensador selectivo de armónicos lineal.

Fundamentos teóricos sobre compensación de potencia reactiva son presentados por (Dixon, Moran, Rodríguez, & Domke, 2005), en esta revisión se indican diagramas fasoriales de configuraciones shunt y serie, también se muestran esquemas eléctricos, modelación matemática, principio de funcionamiento y aplicaciones de nuevas tecnologías de compensadores de VAR's tales como STATCOM, SSSC, DVR, UPFC, IPFC, SMES. Por otro lado Acosta, Rodríguez, & Romero (2009) presentan un diseño, análisis y simulación de un Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR). Karuppanan & Mahapatra (2011) utilizan la teoría de potencia instantánea para acondicionar líneas de alta potencia con seguimiento de corrientes a través de un controlador PI. En tanto que (Madhukar & Agarwal, 2010b) comparan las estrategias PQ, potencia promedio implementada con un PLL y CPS-PWM, mientras que Ramírez S. (2004) estudia un

---

<sup>7</sup> Fryze y Budeanu definieron la potencia en dominio temporal, frecuencial respectivamente cuya formulación no se basaba en el análisis de Fourier. Buchholz extendió el trabajo de Fryze a sistemas genéricos de múltiples fases y conductores y Depenbrock amplió la investigación de Buchholz y propuso el método FBD para el cálculo de corrientes activas instantáneas en sistemas polifásicos.

---

MLI híbrido aplicado a un filtro activo serie para la regulación de tensión y control de corrientes armónicas.

## **1.2.4 CONTROL PREDICTIVO EN PROCESOS INDUSTRIALES**

La obra completa escrita por (Ding, 2010) describe en detalle los modelos y algoritmos de sistemas basados en control predictivo en sus diversos tipos (MAC, DMC, GPC). En (Zheng, 2010) se describen diseños de control predictivo robusto y adaptativo tanto para sistemas lineales como no lineales utilizando funciones de Lyapunov, también se presenta un MPC para un convertidor CD-CD.

En (Cortés, 2007) se presenta un resumen sobre algunos diagramas a bloques, ecuaciones y resultados de simulaciones de control predictivo aplicado a convertidores para la regulación de voltaje, corriente, torque y/o flujo para cargas lineales y no lineales.

Chidrawar & Patre (2008) derivan algoritmos (GPC, NGPC) y evalúan el desempeño de éstos controladores mediante criterios ISE e IAE (Integral del error cuadrático e Integral del error absoluto, respectivamente). (Han & Xu, 2011) presentan un análisis en frecuencia y tiempo sobre la estabilidad de un esquema de control predictivo robusto en donde la generación de corriente de referencia para APF's se obtiene usando una red neuronal lineal adaptativa (ADALINE).

(Yingjie, Jinjun, Jian , Zhaoan, & Yunping, 2011) despliegan la modelación matemática para control deadbeat con predictor repetitivo implementado con observadores de estado de un filtro activo de potencia de tres niveles. (Defay, Llor, & Fadel, 2008) muestran un control predictivo para el balance de voltaje de un inversor de capacitor flotante, sus posibles conmutaciones y resultados obtenidos para una carga desbalanceada. (Marks & Green, 2002) diseñan un control predictivo para el seguimiento de transitorios de APF's en serie y paralelo a la carga.

Limon (2002) estudia en detalle la estabilidad y robustez del control predictivo basado en modelo con restricciones en función de la incertidumbre que presentan algunos procesos no lineales, pues optimalidad no implica estabilidad según el autor.

La identificación de procesos no lineales, estimación de estados a través del filtro de Kalman y sus variantes basado en algoritmos genéticos y aplicaciones al control predictivo (MPC, GPC, RGO, PID-RGO), son presentados por Garrido (1999).

Shi, Jiang, Cao, Zhou, & Yang (2012), Guo, Wang, & Qiu (2008) y Zhou & Qu (2006) formulan controladores fundamentados en esquemas PID-2D-GPC, PID-GPC,

---

GPC-ANN respectivamente. En Rodríguez, Pontt, Silva, Correa, Lezana, Cortés, Ammann (2007), Correa, Pacas, & Rodríguez (2007), Cortés, Kazmierko, Kennel, Quevedo, & Rodríguez (2008), Kouro, Cortés, Ammann, & Rodríguez (2009) desarrollan algoritmos predictivos para el control de corrientes de referencia de un inversor de fuente de voltaje (VSI), control de torque en máquinas de inducción, set de control (conmutaciones de los interruptores de potencia) finitos (FCS-MPC) para convertidores y métodos MPC basados en trayectoria, histéresis y deadbeat para drivers de potencia.

Aguilera, Quevedo, Vázquez, & Franquelo (2013) presentan un GPC para el control de potencia directa (DPC) en convertidores CA/CD. En Abdeldjebarl & Khier (2008) aplican GPC a un motor de inducción.

### **1.3 DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA**

En la actualidad, la demanda de energía eléctrica se ha incrementado debido al desarrollo tecnológico, industrial y socioeconómico de los países, al punto que se investiga e implementa el uso de energías alternativas. Sin embargo para el funcionamiento – operación de equipos, maquinarias, viviendas, edificios, naves industriales o empresas en general, indistintamente de la energía fuente, requieren una transformación a energía eléctrica para alimentar las cargas lineales o no lineales, lo que produce un consumo desmedido en algunos casos de potencias reactivas y por otro lado la contaminación de armónicos hacia la red principal, que pueden derivar en daños y pérdidas.

Se sabe que la corrección del factor de potencia y eliminación de la distorsión armónica es posible manejarla a través de convertidores-inversores implementados con algún tipo de control digital moderno. Actualmente se disponen de interruptores con grandes capacidades de manejo de voltaje y corriente. Sin embargo, es conveniente optar por configuraciones de potencia que reduzcan las pérdidas por conmutación de estos elementos (Estrada García, 2009, p. 4) y por otro lado disminuir el  $dV/dt$  en los semiconductores y en la carga (Barcenás Barcenás, 2002). Una opción para reducir estos esfuerzos es la utilización de convertidores multinivel, los cuales a su vez presentan los siguientes inconvenientes:

- El control de encendido-apagado oportuno de un mayor número de dispositivos<sup>8</sup> debido a la topología.
- Las técnicas de modulación que proporcionalmente incrementan su complejidad en función de las celdas y fases del convertidor.

---

<sup>8</sup> En esta tesis los interruptores utilizados en el modelo son Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBT's).

---

Por lo tanto, se propone diseñar y simular el desempeño de un controlador predictivo generalizado para un convertidor-inversor multinivel en cascada basado en filtro activo de potencia de 4 hilos (3 Fases + 1 Neutro) y 4 puentes H (celdas IGBT's) por fase para carga resistiva-inductiva (RL).

## **1.4 JUSTIFICACIÓN DE LA INVESTIGACIÓN**

El Centro de Investigación de Sistemas Electrónicos de Potencia de la Universidad Politécnica Salesiana Sede Cuenca, ha desarrollado un convertidor-inversor de fuente de voltaje en cascada de 9 niveles de 12KVA conformado por 3 bloques similares para cada fase más una línea para el neutro. El convertidor servirá como prototipo de pruebas para el diseño y/o sintonización de controladores óptimos, investigación que beneficiará directamente a la Universidad en su conglomerado, estudiantes de pregrado o posgrado que deseen realizar sus trabajos de grado o investigación experimental en general, los cuales a su vez aportarán conocimiento científico para nuestro entorno.

Existe la necesidad de explorar la respuesta del sistema compensado a través de controladores digitales modernos, lo que presenta una oportunidad para modelar – simular y posterior control de la planta.

Esta propuesta de tesis requiere el manejo de las siguientes temáticas: Sistemas Eléctricos de Potencia, Teoría de Control, Control Digital Avanzado (Modelación, Simulación e Implementación), Sistemas Embebidos y Métodos de Programación, Optimización basado en Métodos Matemáticos y proporciona una ventana de investigación para el Control Robusto, Control No Lineal, Redes Neuronales y Lógica Difusa, temas que fueron estudiados en 9 de 16 módulos cursados durante la maestría.

Es por ésta razón que existe gran motivación en desarrollar investigación en ésta área de estudio, por lo que se propone el diseño y obtención de un algoritmo de control predictivo generalizado para un inversor multinivel en cascada basado en filtro activo de potencia, el mismo que será simulado a través del Toolbox Simpower Systems de Simulink/MATLAB, lo cual servirá como referencia de estudio para trabajos futuros, como la implementación-programación del algoritmo haciendo uso de alguna herramienta hardware/software como procesador DSP y/o FPGA.



---

## **1.5 OBJETIVOS**

### **1.5.1 OBJETIVO GENERAL**

- Diseñar y simular un sistema de control predictivo generalizado para un inversor trifásico multinivel de 12KVA con puentes H en cascada basado en filtro activo de potencia a 4 hilos.

### **1.5.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS**

- Analizar y comparar las principales topologías de los inversores multinivel.
- Analizar los principales controladores actuales en inversores multinivel en cascada.
- Determinar la función de costo, restricciones, algoritmo y la ley de control para el sistema multiobjetivo.
- Diseñar y simular el sistema de control predictivo generalizado.
- Determinar el desempeño del controlador y establecer conclusiones y recomendaciones.

## **1.6 CONTRIBUCIONES DE LA TESIS**

La presente tesis contribuye a la investigación de estrategias de control para inversores multinivel de voltaje en cascada, utilizados como filtros activos de potencia en sistemas trifásicos de cuatro hilos basados en GPC y/o la teoría de la potencia activa – reactiva instantánea (PQ) modificada.

Se han realizado múltiples pruebas para carga lineal RL y no lineal RL con rectificador trifásico de media onda, que detallan la compensación de armónicos y refasamiento de la red eléctrica logrados por el GPC diseñado. Por otro lado, también se describe la estabilidad del contrador y se compara su respuesta frente a la presentada por la teoría PQ modificada.

El desempeño de esta estrategia de control, puede mejorarse variando la ventana de predicción y control, para lo cual, el algoritmo GPC puede ser implementado en un microprocesador de buenas prestaciones, lo que también permitiría realizar identificación en línea.

---

## **1.7 ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO**

En el capítulo 2 se describen las principales características y aplicaciones de los convertidores de potencia en general y se detallan las estructuras de los inversores multinivel así como las estrategias de control más comunes. Adicionalmente, se estudian las tecnologías para compensación de potencia reactiva, técnicas de modulación en inversores y se introducen los fundamentos teóricos generales del control predictivo basado en modelo.

En el capítulo 3 se presenta el modelo del controlador predictivo generalizado, las consideraciones, restricciones de diseño y los bloques del sistema de control completo así como también se detallan las partes y obtención de la ley de control del GPC propuesto para el inversor multinivel en cascada.

En el capítulo 4 se detalla el algoritmo GPC conjuntamente con la identificación en línea del proceso y se muestran los resultados de simulación para cargas resistivas inductivas. También se analiza el desempeño y estabilidad del filtro activo de potencia describiendo la distorsión armónica total (THD) de las corrientes de la fuente y refasamiento obtenidos.

En el capítulo 5 se establecen las conclusiones de la presente investigación y se describen recomendaciones para trabajos futuros en esta área.

---

## CAPÍTULO 2

# INVERSORES Y ESTRATEGIAS DE CONTROL

---

### 2.1 APLICACIONES Y CONTROL DE CONVERTIDORES / DRIVER's

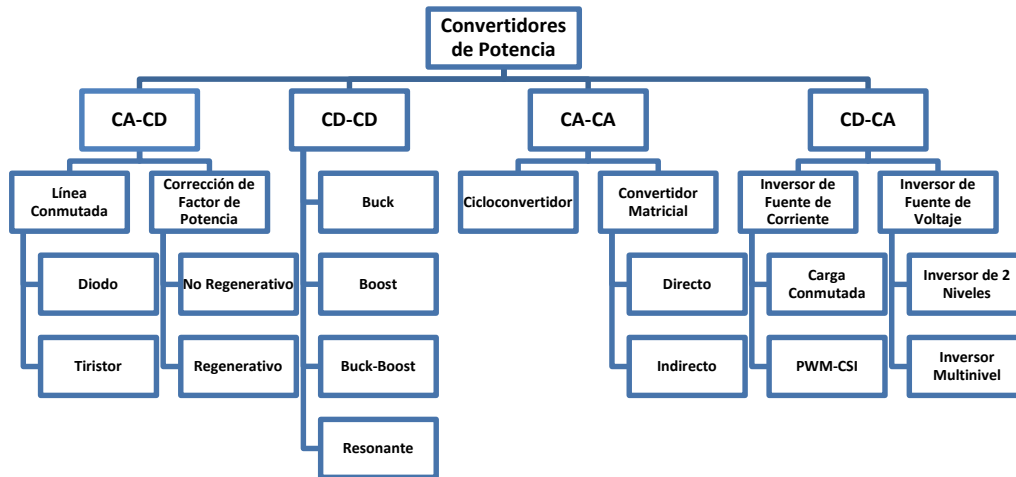
Los convertidores y drivers de potencia son usados en diversas aplicaciones industriales o residenciales como se muestran en la Tabla 2.1.

**Tabla 2.1** Aplicaciones de los convertidores de potencia. (Rodríguez & Cortés, 2012)

<b>Industrial</b>	Bombas, Ventiladores, Bandas de Transportación, Palas Electromecánicas, Rectificadores
<b>Transporte</b>	Vehículos Eléctricos, Vehículos Híbridos, Trenes, Barcos, Aviones
<b>Energías Renovables</b>	Energía Eólica, Energía Fotovoltaica
<b>Sistemas de Potencia</b>	Filtros Activos, Generación/Distribución, Almacenamiento de Energía, Compensadores Estáticos de VAR's
<b>Residencial</b>	Aire acondicionado, Aplicaciones para el Hogar

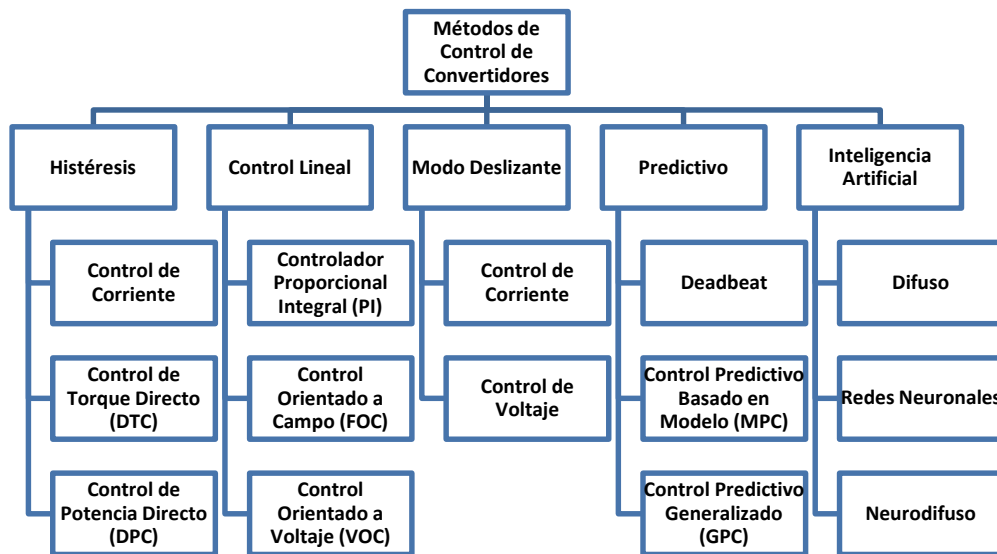
### 2.2 TIPOS DE INVERSORES MULTINIVEL

La Figura 2.1 muestra la clasificación de los convertidores de potencia que basaban su operación mayoritariamente en el control analógico regulando el ángulo de disparo de tiristores, con el cual se consigue variar el voltaje promedio de salida así como la forma de onda de la señal. Por otro lado, el avance tecnológico de los semiconductores en tiempos de conmutación y de la microelectrónica, ha permitido desarrollar estrategias de control digital que compensan de manera eficaz los sistemas de potencia, considerando como base de diseño el control analógico por un medio que discretiza/muestra como es el caso de un procesador de señales digitales (DSP). Son comúnmente utilizados para la interfaz de potencia de los convertidores, IGBT's, MOSFET's, GTO's con sus respectivas protecciones y disipadores de calor debido a las grandes cargas que manejan.



**Figura 2.1** Clasificación de los convertidores de potencia. Rodríguez, et al. (2012)

En la actualidad existen varios métodos de control para inversores y drivers, dentro de los cuales los más comunes se indican en la Figura 2.2

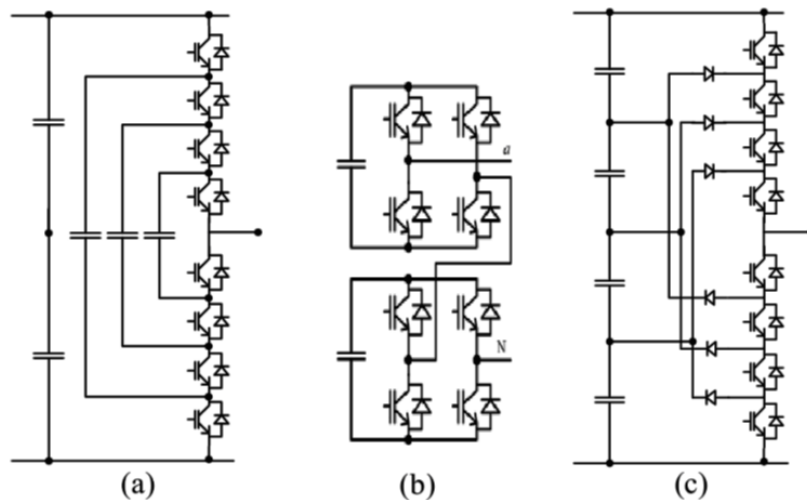


**Figura 2.2** Estrategias de control para convertidores de potencia. Rodríguez, et al. (2012)

Analizando las Figuras 2.1 y 2.2, se observa que ésta tesis estudia los convertidores de potencia CD-CA a través de inversores multinivel de fuentes de voltaje. Esta investigación utiliza el GPC como estrategia de control para el comando del inversor.

Akira Nabae en 1981 propuso el primer inversor multinivel de 3 niveles con punto neutro fijo y modulación de ancho de pulso (PWM). En la actualidad existen 3 tipos más usados (Figura 2.3) dentro de esta clasificación, que son:

- Flying Capacitor Clamped (FCMC-MLI) (Capacitor flotante enclavado)
- Cascaded Multilevel Inverter (CHB-MLI) (Inversor multinivel en cascada)
- Diode Clamped (DCMC-MLI) (Diodo enclavado)



**Figura 2.3** Topologías de convertidores multinivel (5 niveles) (a) FCMC, (b) CHB, (c) DCMC. (Verne, 2012)

El inversor multinivel en cascada basado en filtro activo de potencia (APF) no necesita de transformador y es capaz de compensar los armónicos de corriente/voltaje, es decir disminuye la distorsión total armónica (THD) en general y aproxima a 0 Amperios la corriente por el neutro en el caso de un sistema de distribución de 4 hilos. Otra de las ventajas de los inversores multinivel es trabajar con cargas no lineales las cuales producen armónicos, desbalance de cargas y problemas por potencia reactiva. Abdalla, et al. (2011).

### 2.2.1 INVERSOR MULTINIVEL CON DIODO ENCLAVADO

Este tipo de convertidor de diodo enclavado (DCMLI) es el primer inversor multinivel estudiado, surge en el año de 1981 y fue presentado por Nabae & Akagi (1981), también es conocido como inversor multinivel enclavado a punto neutro (NPCMLI). El uso de diodos de retención de voltaje es esencial, puesto que un bus de corriente directa (CD) común es dividido por un número par de capacitores que depende del número de niveles de voltaje del inversor. La Figura 2.4 muestra los capacitores en serie con el punto neutro en medio de la línea del DCMLI de 5 niveles. Todos los

diodos se seleccionan con idénticas características puesto que soportan una tensión múltiplo de  $V_{dc}/(m-1)$ , donde  $n$  es el número de niveles (Ec. 2.1), (Nordvall, 2011, p. 14).

En el DCMLI, los diferentes niveles en la onda de voltaje de salida están dados por:

$$m = s + 1 \quad (\text{Ec. 2.1})$$

Donde:

$m$  es el número de niveles de tensión a la salida del inversor

$s$  es el número de capacitores que conforman el bus de CD del inversor

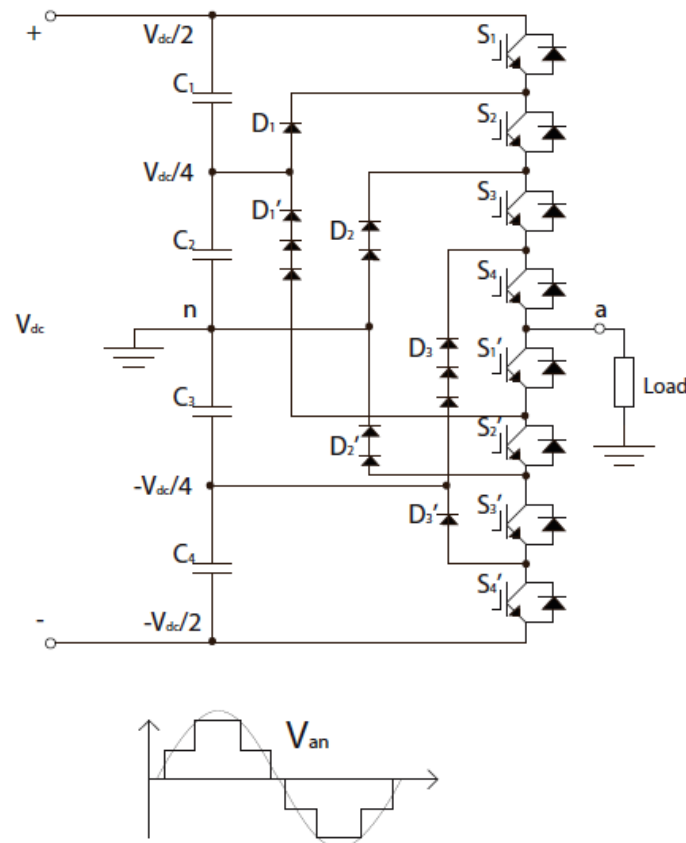
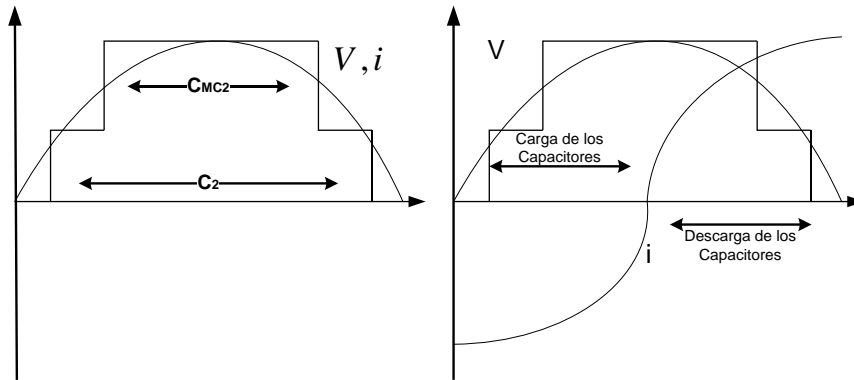


Figura 2.4 Estructura de un DCMLI de 5 niveles. (Nordvall, 2011, p. 16)

El principio de funcionamiento radica en la carga y descarga desbalanceada de los capacitores<sup>9</sup> (Figura 2.5) los cuales operan a través de los diodos que son conmutados por los IGBT's. En función de los switches encendidos la corriente fluirá desde o hacia el punto neutro común como se observa en la Figura 2.6.

La topología NPC-MLI / DCMC-MLI requiere los siguientes componentes<sup>10</sup>:

- $m - 1$                       *capacitores del bus de CD*
- $(m - 1) * (m - 2)$       *diodos de enclavamiento*
- $2(m - 1)$                 *diodos principales*
- $2(m - 1)$                 *switchs semiconductores (generalmente IGBT's)*



**Figura 2.5** Carga-descarga desbalanceada de los capacitores de un DCMLI. (Nordvall, 2011, p. 16)

En (Barcenas, 2002) se presenta un análisis para estructuras monofásica y trifásica de esta topología de inversor, en donde describe el flujo de corriente en los interruptores principales (IGBT's) y diodos en antiparalelo, tensiones en los diodos de enclavamiento y desbalance de tensiones en el bus de CD.

<sup>9</sup> Cuando el voltaje y corriente están en fase, la descarga de los capacitores es desbalanceada, mientras que si encuentran desfasados 90° eléctricos la carga es balanceada.

<sup>10</sup> Cantidad requerida por fase, excepto los capacitores CD que son comunes al sistema polifásico.

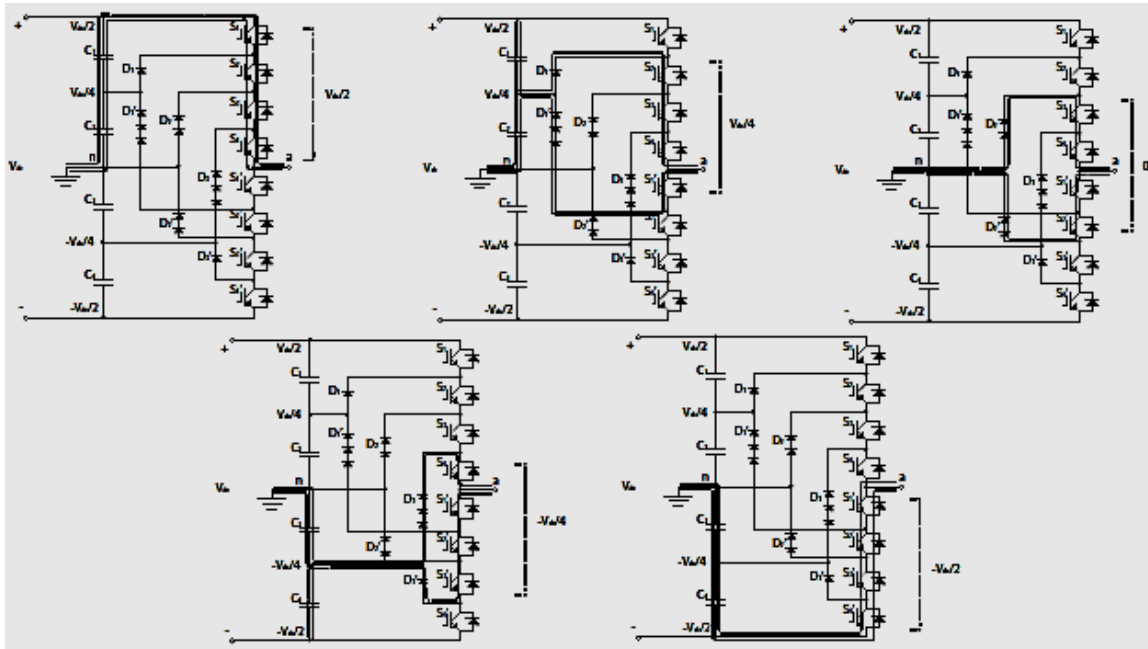


Figura 2.6 Flujo de corriente en un DCMLI de 5 niveles. (Nordvall, 2011, p. 16)

A continuación se indican las características-ventajas-desventajas relevantes:

- La tensión soportada por los dispositivos de potencia es menor cuanto mayor sea el número de niveles diseñado.
- Los diodos de enclavamiento permiten fijar los niveles de voltaje en la salida y pueden llegar a manejar tensiones de más de un nivel por lo que estos deben ser conectados en serie.
- El flujo de potencia reactiva es controlado con la carga-descarga de los capacitores del bus de CD, los cuales deben ser compensados para mantener el punto neutro. La complejidad de construcción y costos de implementación son directamente proporcionales al número de niveles. Por otro lado no es fácil el control del flujo de potencia activa que proviene de los condensadores, puesto que tienden a descargarse y desbalancear el bus de CD, (Jiménez, 2012, p. 11).
- Para garantizar el correcto enclavamiento de las tensiones de bloqueo sobre los switches de potencia es necesario realizar una conmutación secuencial entre niveles sucesivos, lo que constituye una regla restrictiva en la selección de los estados de conmutación. (Verne, 2012, p. 30).
- Los ángulos de disparo de los switches deben ser calculados de forma que el THD del voltaje de salida sea el menor posible. (Derakhshanfar, 2010, p. 5).



---

## 2.2.2 INVERSOR MULTINIVEL CON CAPACITOR FLOTANTE

Meynard (1992) reporta ésta topología que a diferencia del DCMLI, el inversor multinivel de capacitor flotante enclavado multicelda (FCMC-MLI) o simplemente FCMLI utiliza capacitores para fijar los niveles de voltaje (Jiménez, 2012). Ésta estructura limita el  $dV/dt$  de los interruptores, permitiendo un mayor número de estados de conmutación usados para mantener balanceada la carga de los condensadores. Y dado que el bus de CD se establece por fase, esto permite controlar individualmente cada línea en un sistema trifásico. (Barcenás, 2002)

El principio de funcionamiento es similar al DCMLI pero en lugar de diodos, los capacitores producen el enclavamiento de tensiones y como estos no bloquean la conducción en polarización inversa, permite mayores combinaciones de apertura-cierre de los switches de potencia, así el voltaje de salida es la suma algebraica de las tensiones de los condensadores del bus de CD los cuales se cargan a un valor de  $\pm V_{cd}/(m-1)$ . (Nordvall, 2011)

En el FCMLI, al igual que en el DCMLI los niveles de voltaje a la salida están dados por la ecuación (Ec. 2.1) con la diferencia que el bus de CD estará conformado por  $s/2$  capacitores en serie entre los terminales positivo o negativo y el neutro del inversor y entre estos no existirá derivación alguna como ocurre en el DCMLI que utiliza diodos para la fijación de la carga de los capacitores.

La topología FCMC-MLI requiere los siguientes componentes: (Figura 2.7)

- $m - 1$  *capacitores del bus de CD*
- $(m - 1) * (m - 2)/2$  *capacitores de balanceo*
- $2(m - 1)$  *diodos principales*
- $2(m - 1)$  *switches semiconductores*

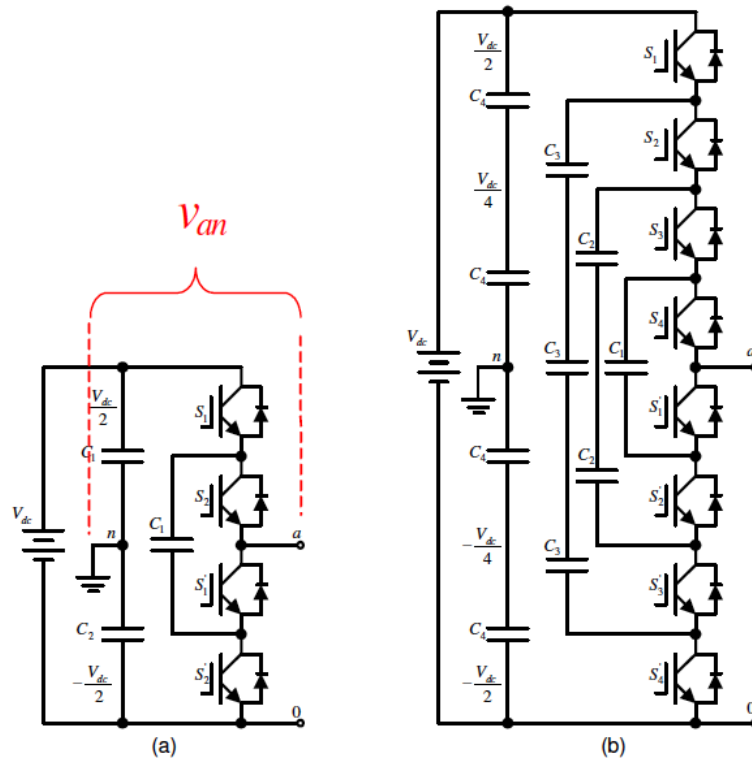


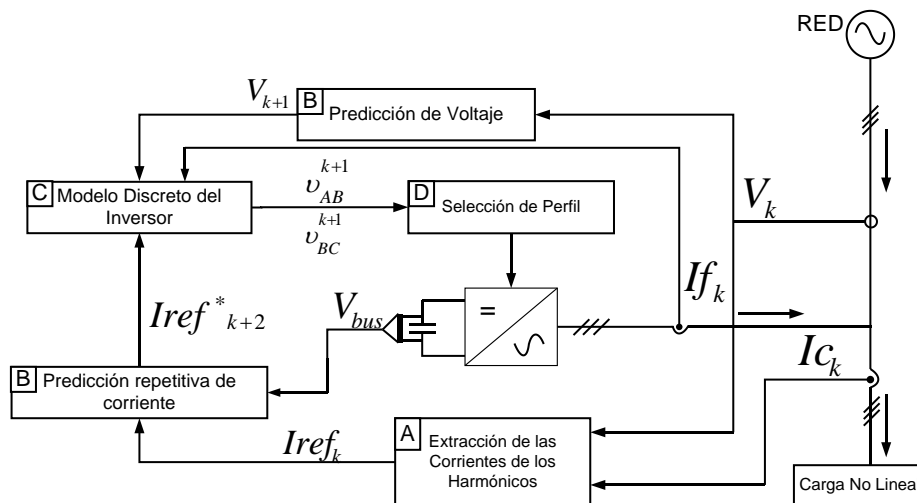
Figura 2.7 Estructura de un FCMC-MLI. (a) 3 niveles. (b) 5 niveles. (Breton, 2003)

Las características-ventajas-desventajas relevantes de esta topología son:

- Los capacitores presentan un rizo de corriente correspondiente a la frecuencia fundamental o superior dependiendo de la estrategia de modulación aplicada. (Ramírez S. , 2004).
- La puesta en marcha de éste inversor requiere que los capacitores se carguen o en su defecto se puede implementar alguna secuencia de arranque o algún sistema externo para monitorear la carga en éstos componentes.
- Las potencias real y reactiva pueden ser controladas, lo que permite a éste inversor que pueda ser utilizado en sistemas de transmisión de alto voltaje en corriente directa (HVDC). (Barcenás, 2002).
- Admite un mayor número de conmutaciones para producir un mismo voltaje de salida, lo que posibilita disminuir pérdidas por conmutación o conducción en los dispositivos semiconductores de potencia (DSEP) y de igual forma el potencial entre los terminales de los interruptores es dividido por el número de niveles del inversor.
- En contra parte, la cantidad de condensadores aumenta proporcionalmente según los niveles de voltaje a la salida, tornándolo un equipo de gran volumen. Por otro lado, el control del FCMC-MLI es aún más complejo que en el

DCMC-MLI, puesto que además de la conmutación, se debe compensar la tensión en los capacitores. (Jiménez, 2012).

Defay, et al. (2008) presentan una estrategia de control predictivo para el balance del bus de CD de un FCMC-MLI de 7 niveles aplicado a un APF como se indica en la Figura 2.8.



**Figura 2.8** Diagrama a bloques de un compensador predictivo del bus CD de un FCMC-MLI de 7 niveles aplicado a un APF. (Defay, et al., 2008)

En (Amini, 2011a) y (Amini, 2011b) se presenta un modulador  $\Sigma\Delta$  para un FCMC-MLI basado en SAPF multietapa de alto rendimiento en la disminución del THD de corrientes en la red de un 20.02% a un 1.60%. Junfei, Zhang, & Watkins (2008) exhibe una estrategia de modulación de vectores espaciados y muestra el cálculo del ciclo de trabajo para el control-balance de tensión en los capacitores.

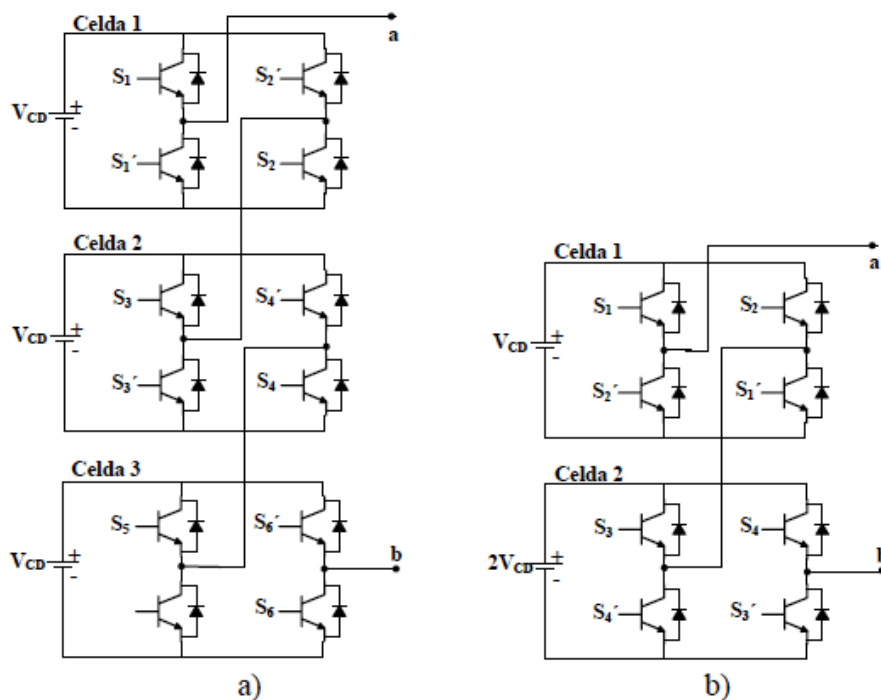
### 2.2.3 INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA CON PUENTE H

Esta topología de inversor (CMLI o CHB-MLI) de igual manera que el DCMLI y el FCMLI, genera una tensión senoidal a partir de distintas fuentes de CD. La configuración se basa en la conexión en cascada de inversores de puente completo. (Barcnas, 2002). Por otro lado, no requiere de diodos de enclavamiento para la alimentación del bus de CD, lo que reduce considerablemente el problema de desbalance de tensión.

Una característica importante de este tipo de inversor es su modularidad, es decir si se requiere incrementar los niveles de voltaje de salida, únicamente se deben adicionar en serie nuevas celdas (puentes H).

Debido a su configuración no necesita transformadores y puede ser usado en aplicaciones de alto voltaje-potencia como por ejemplo fuentes de corriente alterna (CA) y variadores de velocidad.

El CMLI puede ser simétrico (CMLIS) o asimétrico (CMLIA) (Figura 2.9), éste último se clasifica en asimétrico de potencia 2 y asimétrico de potencia 3 (Jiménez, 2012). Sin embargo, también existe una configuración híbrida (CMLIH) para un inversor trifásico que consta de un bloque asimétrico de potencia 2 y dos bloques simétricos como se observa en la Figura 2.10.



**Figura 2.9** Estructura de un CHB-MLI de 7 niveles. (a) CMLIS. (b) CMLIA de potencia 2. (Jiménez, 2012)

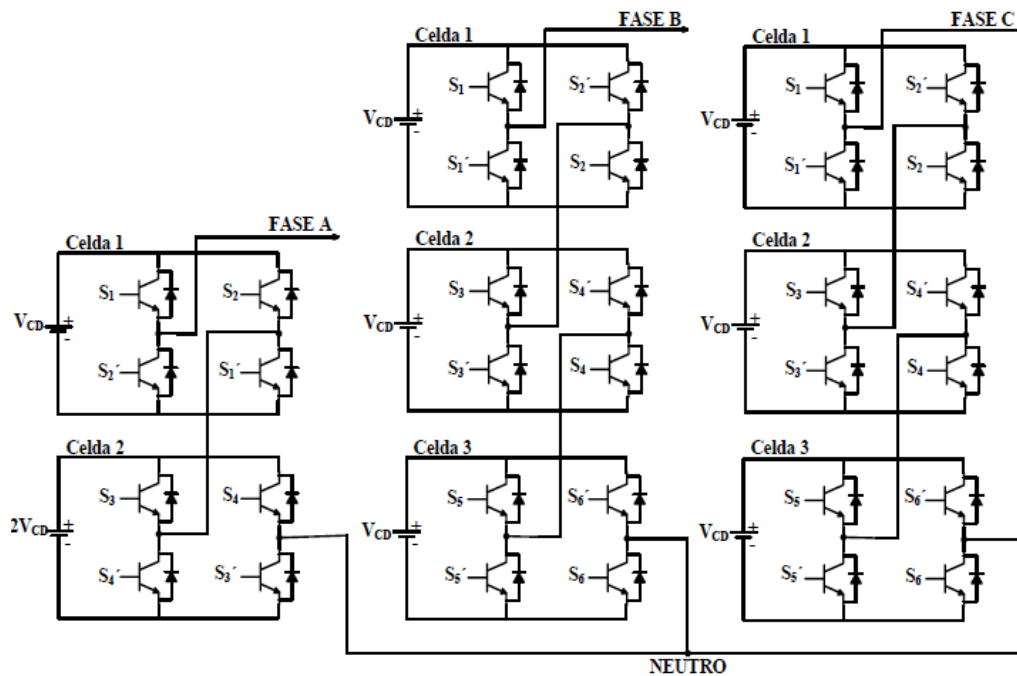


Figura 2.10 Estructura de un CMLIH de 7 niveles. (Jiménez, 2012)

En el CMLIS los voltajes de cada puente son iguales. Cada celda puede suministrar/aportar a la salida tres tensiones  $+V_{cd}$ ,  $0$ ,  $-V_{cd}$ , de esta manera los niveles de tensión por fase están dados por la (Ec. 2.2).

$$m = 2z + 1 \quad (Ec. 2.2)$$

Donde:

$m$  es el número de niveles de tensión a la salida del inversor multinivel simétrico  
 $z$  es el número de celdas (puentes H por fase)

En el CMLIA los voltajes de cada puente son diferentes siendo más vulnerable a fallas aquella celda que maneja mayor tensión, de esta forma se pueden obtener un mayor número de niveles de voltaje a la salida con igual número de componentes que en un CMLIS.

En las ecuaciones (Ec. 2.3) y (Ec. 2.4) se indican los niveles generados por los CMLIA's de potencia dos<sup>11</sup> y potencia tres<sup>12</sup> respectivamente.

<sup>11</sup> La alimentación en cada celda es  $V_{cd}$ ,  $2V_{cd}$ ,  $3V_{cd}$ ,  $4V_{cd}$ ,  $8V_{cd}$ ... sucesivamente.

<sup>12</sup> La alimentación en cada celda es  $V_{cd}$ ,  $3V_{cd}$ ,  $9V_{cd}$ ,  $27V_{cd}$ ,  $81V_{cd}$ ... sucesivamente.

---

---

$$m = 2^{z+1} - 1 \quad (\text{Ec. 2.3})$$

$$m = 3^z \quad (\text{Ec. 2.4})$$

*Donde:*

*m* es el número de niveles de tensión en la onda de salida del inversor multinivel asimétrico de potencia dos (Ec. 2.3) y potencia tres (Ec. 2.4)

*z* es el número de celdas por fase del inversor

Las características más relevantes de los inversores CMLI son:

- Debido a que cada celda dispone de una fuente independiente, éstas pudieran escogerse de distinto valor para generar diferentes niveles de tensión a la salida.
- Con una técnica de modulación apropiada, se puede construir un dispositivo tolerante a fallos<sup>13</sup> ya que se podrían recalculan los estados de conmutación de los DSEP's. (Jiménez, 2012).
- No requiere gran cantidad de capacitores, en contra parte, el uso de fuentes independientes se incrementa proporcionalmente con el número de celdas del inversor.
- Se pueden disminuir las pérdidas por conmutación dado que se dispone de un número mayor de estados de encendido-apagado de los interruptores.
- La tensión de salida del inversor es la suma algebraica de los voltajes de cada celda (puente H) en donde el THD disminuye inversamente proporcional con la cantidad de niveles del CMLI.

En la Tabla 2.2 se resumen las características de las 3 topologías de inversores multinivel revisadas.

---

<sup>13</sup> Excepto si el fallo ocurre en una de las dos celdas de la fase asimétrica de potencia 2 en el tipo CMLIH, pues no habría forma de generar los niveles de tensión requeridos.

---

**Tabla 2.2 Características de los inversores multinivel. (Jiménez, 2012)**

PARÁMETROS	DCMLI	FCMLI	CMLIA			
			CMLIS	CMLIA		CMLIH
				Potencia 2	Potencia 3	
Diodo de descarga libre	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)
Interruptores	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)	2(m-1)
Diodo de enclavamiento	(m-1)(m-2)	0	0	0	0	0
Capacitores del bus de CD	(m-1)	(m-1)	(m-1)/2	(m-1)/2	(m-1)/2	(m-1)/2
Capacitores de balanceo	0	(m-1)(m-2)/2	0	0	0	0
Modularidad	Compleja	Compleja	Sencilla	Sencilla	Sencilla	Sencilla
Flexibilidad de incremento de los niveles de tensión	Reducida	Alta	Media	Media	Media	Alta
Manejo de energía reactiva	Si	Si	Si	Si	Si	Si
Manejo de energía activa	No	Si	Si	Si	Si	Si
Niveles de salida	s+1	s+1	2z + 1	2 <sup>z+1</sup> - 1	3 <sup>z</sup>	Depende de la alimentación
THD	Media	Alta	Media	Reducida	Reducida	Reducida

## 2.3 ESTRATEGIAS DE CONTROL PARA INVERSORES MULTINIVEL

Para los filtros activos de potencia diseñados a partir de inversores multinivel en cascada, existen algunas estrategias de control de forma que las corrientes inyectadas a la red de alimentación compensen la distorsión armónica y mejoren el factor de potencia. La Figura 2.11 muestra el diagrama de un filtro activo de potencia en configuración paralelo (SAPF) conectado al punto de conexión común (PCC) de una red de distribución trifásica de 4 hilos, Abdalla, et al. (2011), formulado a partir de las 2 leyes de Kirchhoff como sigue:

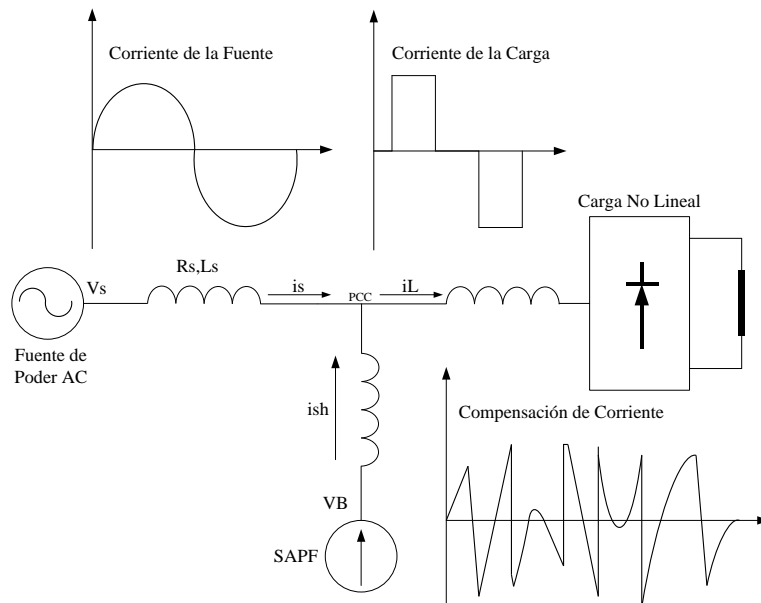
$$i_s = i_L + i_{sh} \quad (Ec. 2.5)$$

$$v_s - v_B = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (Ec. 2.6)$$

Donde:

- $i_s$  corriente en la fuente
- $i_L$  corriente en la carga no lineal

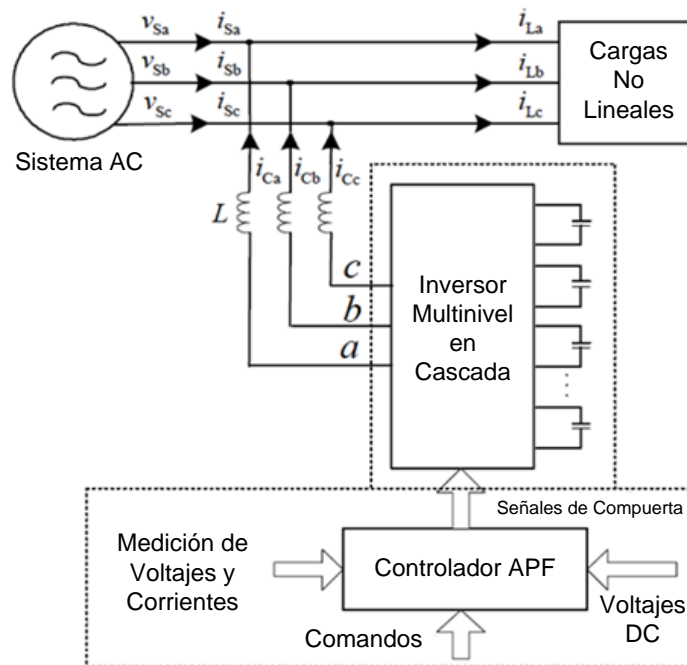
$i_{sh}$  corriente de inyección de armónicos del inversor  
 $v_s$  voltaje de la fuente alterna  
 $v_B$  voltaje de salida del inversor  
 $R_s$  resistencia interna de la fuente  
 $L_s$  inductancia interna de la fuente



**Figura 2.11** Esquema unifilar de un SAPF. (Abdalla, et al., 2011)

Otra de las ventajas de los inversores de fuente de voltaje multinivel radica en su estructura modular. La Figura 2.13 muestra claramente las 3 fases y la línea neutro, cada etapa de potencia está conformada por 4 transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT's). Para analizar algunas estrategias de control se tendrá presente el diagrama general de un inversor multinivel en cascada de la Figura 2.12.

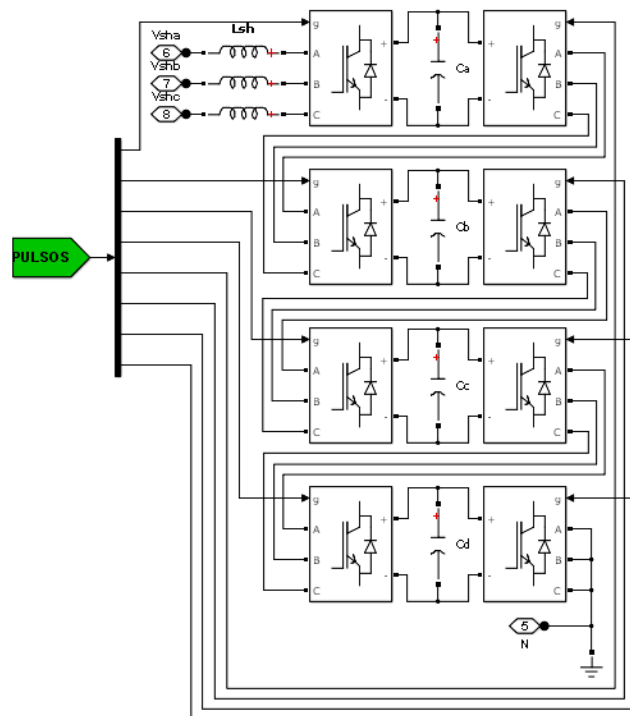




**Figura 2.12** Configuración general de un sistema APF basado en inversor multinivel en cascada. (Junling, Zhizhu, Ping, & Yaohua, 2008)

Como introducción al amplio estudio sobre inversores multinivel en cascada, a continuación se presentan varios modelos matemáticos con sus respectivos diagramas a bloques para algunas de las siguientes estrategias de control:

- Capacitor Voltage Balancing Control (Control de balance del voltaje del capacitor)
- Synchronours Reference Frame SRF (Trama de referencia síncrona)
- Multilevel Inverter Based Instantaneous Real-Power Theory (Inversor multinivel basado en la teoría de potencia real)
- Loss in Multilevel Inverters for Low-Power Application (Pérdidas en inversores multinivel para aplicaciones de baja potencia)
- Controller Proportional Integrative and Carrier Phase Shifted Pulse Width Modulation (Controlador PI y PWM con portadora de fase desplazada)
- Deadbeat Control with a Repetitive Predictor (Control Deadbeat con predicción repetitiva)
- Predictive Transient-Following Control (Control seguidor de transitorios predictivo)

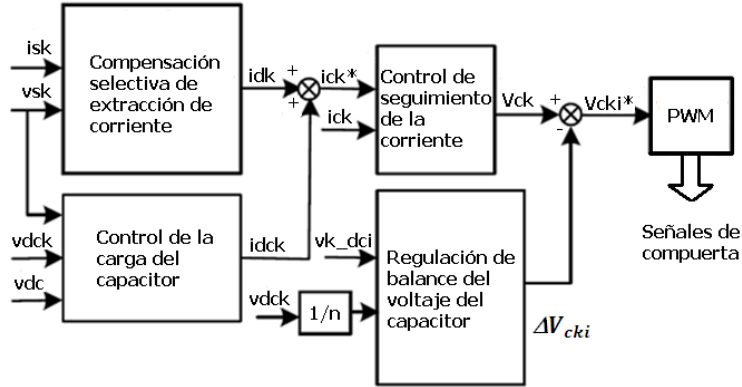


**Figura 2.13** Diagrama eléctrico de potencia de un inversor trifásico de voltaje con puentes H en cascada (CHB-MLI) de 9 niveles.

### 2.3.1 CONTROL Y REGULACIÓN DE VOLTAJE DEL BUS CD

La estructura de este controlador se observa en el diagrama de la Figura 2.14, el cual, está compuesto por los siguientes bloques, Junling, et al. (2008)

- Extracción de la corriente de compensación: Basado en el método Fryze-Buchholz-Depenbrok (FBD)
- Control de seguimiento de corriente: Implementado con un controlador PI
- Control de carga del capacitor con regulación de balance del voltaje del capacitor
- Modulación de ancho de pulso con desplazamiento de fase PS-PWM



**Figura 2.14** Diagrama a bloques del sistema de control de balance del voltaje del capacitor. (Junling, et al., 2008)

Donde:

$k$  representa las fases  $a, b, c$  de la fuente

$V_{ck}$  es la variable de control de seguimiento de corriente de la fase  $k$

$V_{cki}^*$  variable de control de la fase  $k$  que selecciona el disparo de las compuertas de los IGBT's

$\Delta V_{cki}$  regulación de conducción de la celda  $i$  de la fase  $k$  con algoritmo antisaturación

La corriente instantánea activa y la compensación de corriente del filtro activo de potencia (APF) son generados por: Junling, et al. (2008)

$$G_P = \frac{v_{sa}l_{sa} + v_{sb}l_{sb} + v_{sc}l_{sc}}{v_{sa}^2 + v_{sb}^2 + v_{sc}^2} \quad (\text{Ec. 2.7})$$

$$i_{k1} = G_P v_{sk} \quad (\text{Ec. 2.8})$$

$$\begin{pmatrix} i_{da} \\ i_{db} \\ i_{dc} \end{pmatrix} = K_g \begin{pmatrix} i_{sa} - i_{a1} \\ i_{sb} - i_{b1} \\ i_{sc} - i_{c1} \end{pmatrix} \quad (\text{Ec. 2.9})$$

Donde:

$v_{sk}$  voltajes de fase ( $v_a, v_b, v_c$ )

$i_{sk}$  corrientes de fase ( $i_a, i_b, i_c$ )

$G_P$  conductancia activa

$i_{k1}$  corriente instantánea activa de la fase  $k$

$i_{dk}$  corriente de compensación extraída de la fase  $k$

$K_g$  coeficiente del controlador (debe seleccionarse un valor que minimice o elimine los efectos de la carga no lineal)

---

El control de carga de los capacitores viene dado por las ecuaciones:

$$v_{dca} = \sum_{i=1}^n v_{a\_dci} \quad ; \quad v_{dcb} = \sum_{i=1}^n v_{b\_dci} \quad ; \quad v_{dcc} = \sum_{i=1}^n v_{c\_dci} \quad (Ec. 2.10)$$

Donde:

- $n$  son las celdas-puentes  $H$  en cascada de cada bloque del inversor
- $v_{dck}$  representa la suma algebraica de los voltajes de los capacitores de la fase  $k$
- $v_{dc}$  set point del voltaje CD total de los capacitores en cascada para todas las fases
- $v_{k\_dci}$  voltaje CD de los capacitores de cada celda de la fase  $k$

La compensación de las corrientes de referencia del APF son generadas a partir de:

$$\begin{pmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{da} + i_{dca} \\ i_{db} + i_{dcb} \\ i_{dc} + i_{dcc} \end{pmatrix} \quad (Ec. 2.11)$$

Donde:

- $i_{dck}$  corriente de potencia activa de la fase  $k$
- $i_{ck}^*$  corriente de referencia de compensación de la fase  $k$
- $i_{ck}$  corriente de compensación neta de la fase  $k$  del Filtro Activo de Potencia

La regulación de conducción  $\Delta V'_{cki}$  esta dada por (Ec. 2.12). Sin embargo  $\Delta V'_{cki}$  debe ingresar a un algoritmo antisaturación para producir  $\Delta V_{cki}$

$$\Delta V'_{cki} = K \frac{C_{k\_dci}}{T_s i_{ck}} \left( \frac{v_{dck}}{n} - v_{k\_dci} \right) \quad (Ec. 2.12)$$

Donde:

- $\Delta V'_{cki}$  representa la regulación de conducción de la celda  $i$  de la fase  $k$
- $C_{k\_dci}$  es el valor del capacitor de la celda  $i$  de la fase  $k$
- $T_s$  periodo de muestreo
- $K$  coeficiente de ajuste

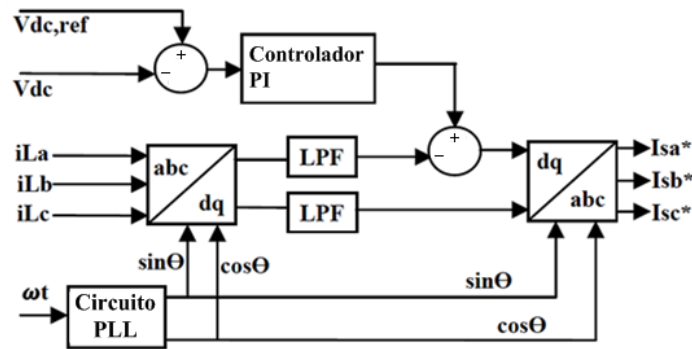
### 2.3.2 SYNCHRONOUS REFERENCE FRAME (SRF)

La teoría de la trama de referencia síncrona es desarrollada en el dominio del tiempo basada en técnicas de generación de corrientes de referencia. Por otro lado, la operación en estado estable y transitorio es controlable y está disponible para un

---

sistema APF de tiempo real, así también la simplicidad de cálculos es otra característica importante de esta estrategia.

La Figura 2.15 muestra la estructura básica del controlador SRF, el cual consiste de bloques directo e inverso ( $dq - dq^{-1}$ ) de las transformaciones de Park que permiten la evaluación de componentes armónicas específicas. (Karuppanan & Mahapatra, 2010).



**Figura 2.15** Controlador de trama de referencia sincrónica (SFR). (Karuppanan & Mahapatra, 2010)

Donde:

$i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$	son las corrientes de fase en la carga
$V_{dc,ref}$	voltaje de referencia del capacitor de cada celda
$V_{dc}$	voltaje del capacitor de cada celda
PI	controlador proporcional-integral
LPF	filtro pasa bajo
$I_{sa}^*, I_{sb}^*, I_{sc}^*$	corrientes de referencia de las fases a, b, c

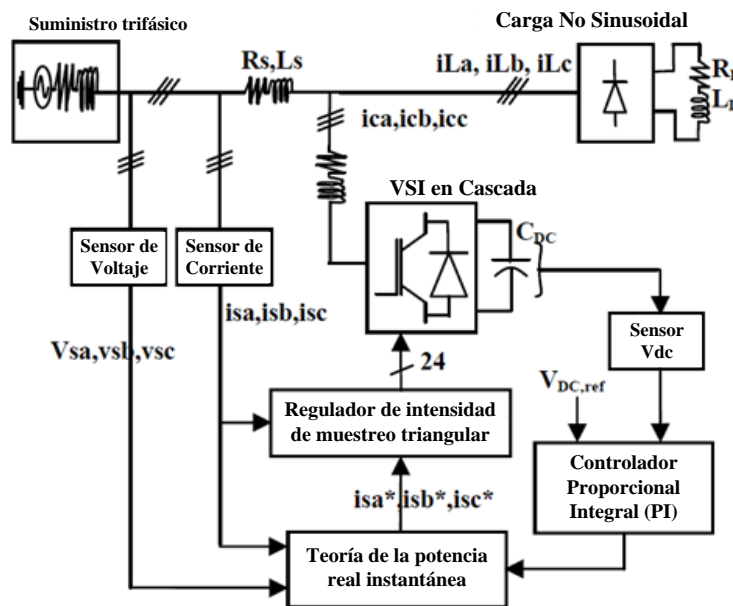
La transformación de la trama de referencia es formulada a partir de un sistema estacionario de 3 fases a un sistema de 2 ejes de fase directos (d – eje cuadrático y q – coordenada rotacional), así las coordenadas estacionarias de las corrientes de carga  $i_{La}$ ,  $i_{Lb}$ ,  $i_{Lc}$  son convertidas a coordenadas rotacionales  $i_d$  e  $i_q$  como sigue: (Karuppanan & Mahapatra, 2010)

$$i_d = \frac{2}{3} \left[ i_{La} \sin(\omega t) + i_{Lb} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{Lc} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (Ec. 2.13)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left[ i_{La} \cos(\omega t) + i_{Lb} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{Lc} \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (Ec. 2.14)$$

### 2.3.3 MULTILEVEL INVERTER BASED INSTANTANEOUS REAL-POWER THEORY

La Figura 2.16 muestra un diagrama de control de acondicionamiento de una red de distribución de energía, en donde el SAPF está basado en la teoría de la potencia real instantánea, cuyo sistema está conectado al PCC de la red a través de inductancias. El sistema opera en lazo cerrado y dispone de filtros RL además de un generador de señales de conmutación para el control de corriente de muestreo triangular. (Karuppanan, et al., 2011).



**Figura 2.16** Sistema de control de un acondicionador de línea por medio de un filtro activo de potencia shunt (SAPF). (Karuppanan, et al., 2011)

La Figura 2.17 muestra un diagrama a bloques secuencial del algoritmo de control para un inversor de fuentes de voltaje con puentes H en cascada (CHB-VSI). Las ecuaciones que definen ésta estrategia son:

$$p_{ac} = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} \quad (Ec. 2.15)$$

$$p_{DC(loss)} = [v_{DCref} - v_{DC}] \left[ K_p + \frac{K_I}{s} \right] \quad (Ec. 2.16)$$

$$p = \overline{p_{ac}} + p_{DC(loss)} \quad (Ec. 2.17)$$

Donde:

$p_{ac}$	potencia real
$v_{\alpha}, v_{\beta}$	voltajes en coordenadas ortogonales
$i_{\alpha}, i_{\beta}$	corrientes en coordenadas ortogonales
$p_{DC(loss)}$	pérdidas de potencia CD
$v_{DCref}$	voltaje de referencia
$v_{DC}$	voltaje CD a través del capacitor
$K_p$	constante proporcional del controlador PI de seguimiento
$K_I$	constante integral del controlador PI de seguimiento
$p$	potencia real instantánea
$\overline{p_{ac}}$	componente alterna de las pérdidas de potencia real

Las ecuaciones anteriores derivan en la potencia real instantánea, en donde las componentes CA y CD de esta potencia, están relacionadas con las corrientes armónicas. Las corrientes de referencia  $I_{ca}^*$ ,  $I_{cb}^*$ ,  $I_{cc}^*$  se obtienen a partir de:

$$p(t) = v_{\alpha}(t) \left( \frac{v_{\alpha} p}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \right) + v_{\beta}(t) \left( \frac{v_{\beta} p}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \right)$$

(Ec. 2.18)

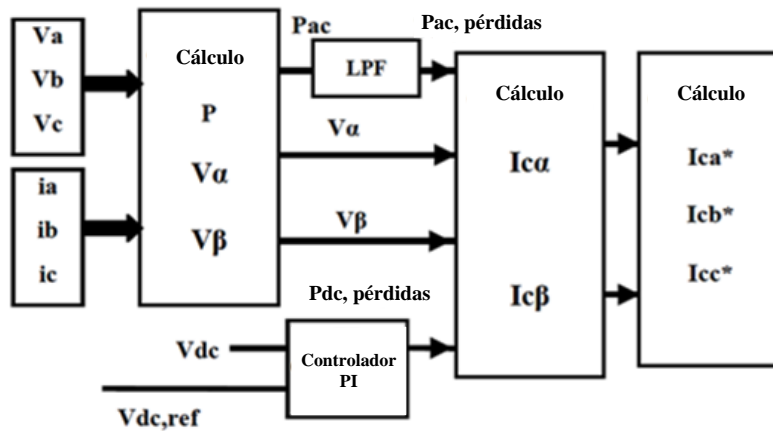


Figura 2.17 Bloques del algoritmo de control basado en la teoría de la potencia real instantánea para CHB-VSI.

### 2.3.4 DEADBEAT CONTROL WITH A REPETITIVE PREDICTOR

El método Deadbeat, generalmente es una estrategia de realimentación diseñado para controlar el ancho de pulso de la salida del convertor que puede seguir la referencia a

cada instante de muestra, es decir cualquier desviación desde la misma, es corregida en un intervalo de muestreo  $T_s$ . (Yingjie, et al., 2011).

En las Figuras 2.18 y 2.19 se muestran la estructura de un predictor repetitivo y el diagrama a bloque de un controlador Deadbeat, respectivamente.

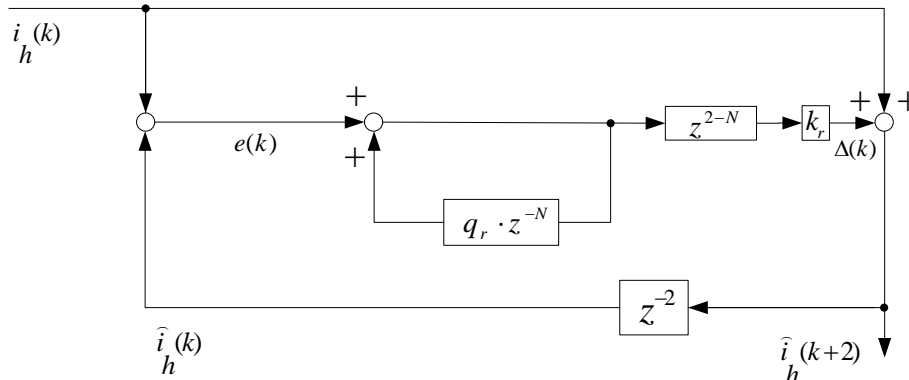


Figura 2.18 Estructura del predictor repetitivo para Control Deadbeat. (Yingjie, et al., 2011)

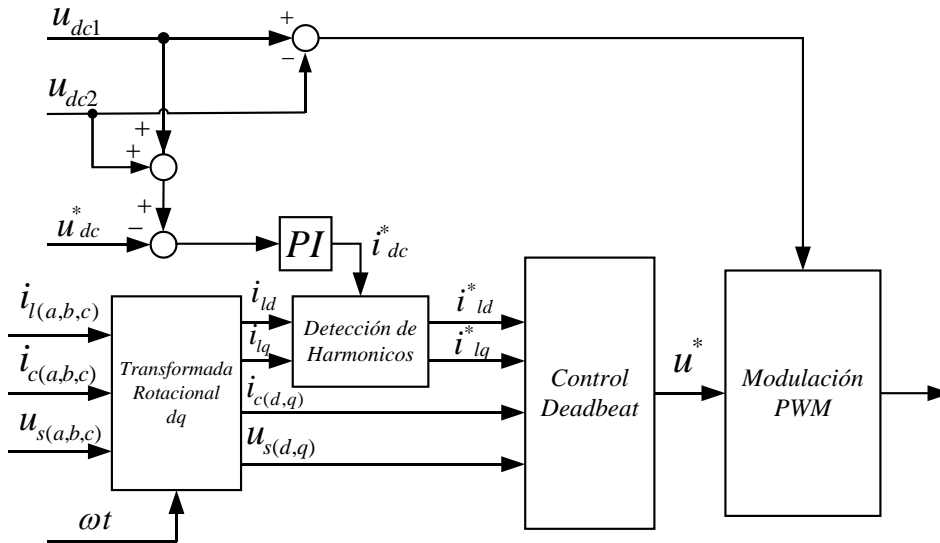


Figura 2.19 Diagrama a bloques del Control Deadbeat. (Yingjie, et al., 2011)

De los diagramas anteriores se deduce que la respuesta dinámica de este método es más rápida que el método que adopta corrientes referenciales de los armónicos. Por otro lado, trabaja directamente con la señal fundamental, de donde la corriente de predicción y la función de transferencia del error de predicción vienen dados por (Ec. 2.19) y (Ec. 2.20) respectivamente: (Yingjie, et al., 2011).



$$\hat{i}_h(k+2) = i_h(k) + \Delta(k) \quad (\text{Ec. 2.19})$$

$$e(z) = i_h(z) \frac{(1-z^{-2})(1-q_r z^{-N})}{1-q_r z^{-N} + k_r z^{-N}} \quad (\text{Ec. 2.20})$$

Donde:

- $\hat{i}_h$  valor de corriente armónica actual
- $\hat{i}_h(k+2)$  valor de corriente armónica predecida en el instante  $k+2$
- $\Delta(k)$  error de predicción
- $q_r, k_r$  pueden ser filtros pasa bajo (LPF's) o constantes (si se escogen como constantes debe cumplirse que el valor absoluto entre la diferencia de  $q_r$  y  $k_r$  sea menor que uno)

### 2.3.5 PREDICTIVE TRANSIENT-FOLLOWING CONTROL

Este controlador basa su funcionamiento en un identificador de armónicos predictivo. Round & Mohan (1993), proponen un identificador en el dominio del tiempo implementado con una red neuronal artificial (ANN) para un SAPF que trabaja con trama de referencia estacionaria. El modelo exhibe un ligero retardo debido a la gran demanda computacional por el gran número de entradas y neuronas. (Marks, et al., 2002).

Las Figuras 2.20 y 2.21 muestran los diagramas a bloques del identificador predictivo de armónicos con ANN y el lazo cerrado de fase (PLL) digital trifásico respectivamente.

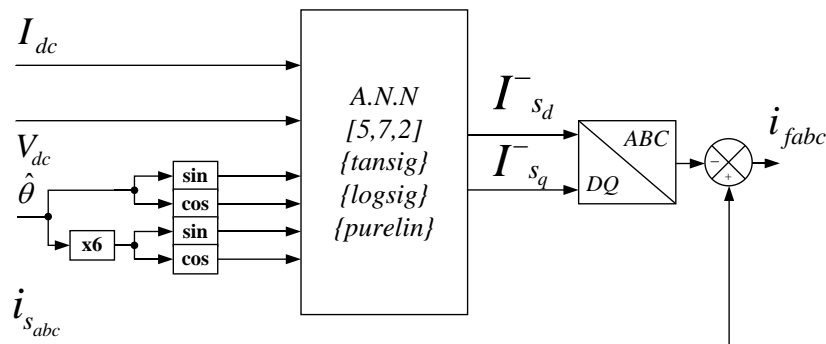


Figura 2.20 Identificador predictivo de armónicos con ANN. (Marks, et al., 2002)

Donde:

- $V_{dc}$  voltaje directo a la salida del inversor
- $I_{dc}$  corriente directa del inversor
- $I_{sd}, I_{sq}$  corrientes de compensación en coordenadas rotacionales

$I_{fabc}$  corriente armónica predicha  
 A.N.N. red neuronal artificial  
 $i_{sabc}$  corrientes de fase de la fuente

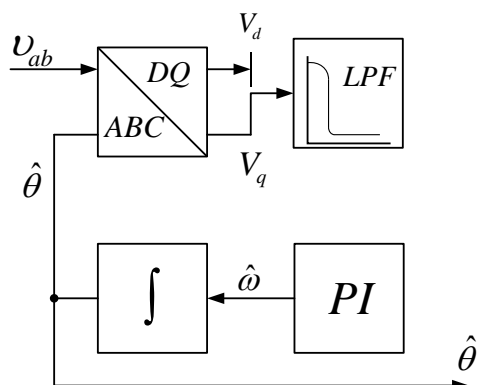


Figura 2.21 PLL digital trifásico. (Marks, et al., 2002)

Donde:

$\hat{\theta}$  fase predicha  
 $v_{ab}$  voltaje de línea  
 $V_d, V_q$  voltajes en coordenadas rotacionales  
 $\hat{\omega}$  frecuencia predicha  
 LPF filtro pasa bajo

El ángulo  $\hat{\theta}$  proveniente del PLL es presentado a la red neuronal, la misma que estima el valor medio de las corrientes de compensación en coordenadas rotacionales, esto si se ha utilizado un acople a través de inductor. En el caso que se utilicen capacitores para el acoplamiento del filtro y el punto común fuente-carga, entonces la ANN proporciona voltajes.

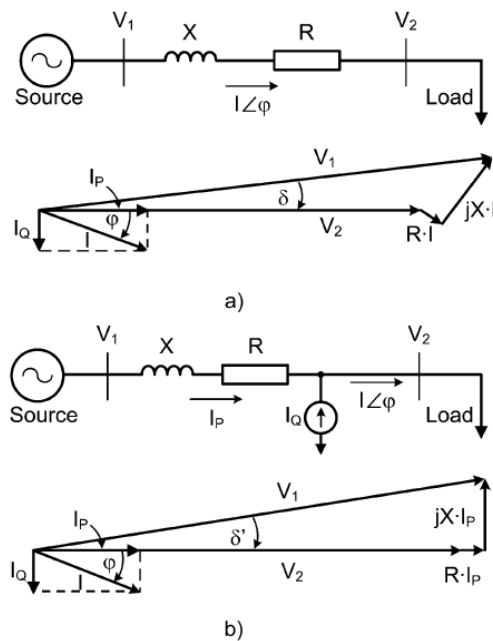
La ANN de ésta estrategia de control está conformada generalmente por:

- Una capa de entrada con neuronas para  $V_{dc}$ ,  $I_{dc}$  así como para cada ángulo de referencia.
- Una o dos capas ocultas con 5 o más neuronas y funciones de activación tangencial sigmoideal (tansig) y/o logarítmica sigmoideal (logsig).
- Una capa de salida con 2 neuronas para  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  y función de activación lineal (purelin).

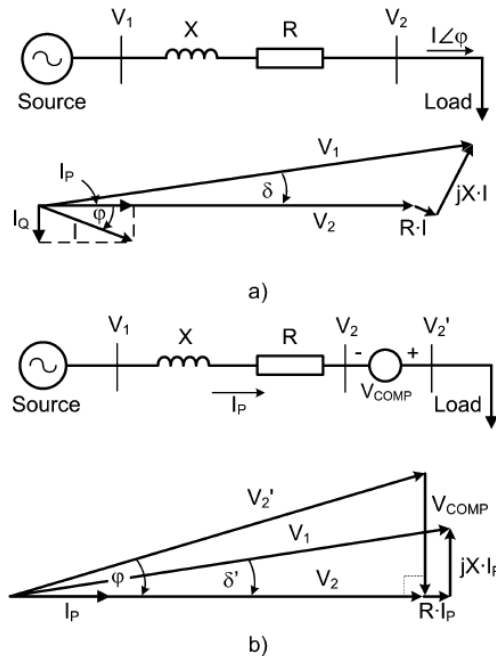
## 2.4 TECNOLOGÍAS PARA COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA

Dixon, Moran, Rodríguez, & Domke (2005) en su revisión de tecnologías para compensación de potencia reactiva en un circuito lineal, definen a ésta potencia como la componente CA de la potencia instantánea con una frecuencia igual a dos veces la frecuencia de la red. Ésta energía es almacenada en un capacitor o reactor durante un cuarto de ciclo y devuelta a la fuente en el siguiente cuarto de ciclo, produciéndose la transferencia de potencia reactiva indefinidamente ente entre la red y el condensador o reactor. Esto evita la circulación de corrientes reactivas entre la carga (inductiva o capacitiva) y la fuente, mejorando la estabilidad de la tensión del sistema monofásico o polifásico.

Las Figuras 2.22 y 2.23, presentan los diagramas fasoriales sin y con compensación de VAR para configuraciones shunt y serie respectivamente.



**Figura 2.22** Circuito equivalente y diagrama fasorial de un sistema CA. a) Sin compensación. b) Con compensación VAR shunt a través de una fuente de corriente. (Dixon, et al., 2005)



**Figura 2.23** Circuito equivalente y diagrama fasorial de un sistema CA. a) Sin compensación. b) Con compensación VAR serie a través de una fuente de voltaje. (Dixon, et al., 2005)

En la configuración shunt, si la carga necesita compensación, entonces es necesario un inductor o más de una fuente de voltaje o corriente para la compensación en derivación inductiva, así la principal ventaja de utilizar generadores VAR (corriente o voltaje) es que la potencia reactiva generada es independiente de la tensión en el punto de conexión común (PCC).

En la configuración serie, se utilizan capacitores para reducir la reactancia equivalente de una línea de alta tensión a la frecuencia nominal. La conexión de un condensador en serie genera la potencia reactiva que de una manera autorregulada mantiene el balance de una fracción de la reactancia de transferencia de la línea. El resultado es una mayor funcionalidad del sistema de transmisión de potencia a través de:

- Aumento de la estabilidad angular
- Mejora la estabilidad de voltaje
- Optimiza la potencia entre circuitos paralelos

Al igual que en la compensación shunt, la compensación en serie también puede ser implementada con dispositivos-fuentes de voltaje o corriente. En la Tabla 2.3 se presenta la clasificación de las principales tecnologías para compensación de potencia reactiva.

**Tabla 2.3** Clasificación de los compensadores de VAR.

*Fuente: El Autor*

<p style="text-align: center;"><b>GENERADORES DE VAR TRADICIONALES</b></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Capacitores fijos o de conmutación mecánica</li><li>• Condensadores síncronos</li><li>• Compensadores de VAR a través de tiristores</li><li>• Capacitor conmutado por tiristor (TSC)</li><li>• Reactor controlado por tiristor (TCR)</li><li>• Combinación TSC-TCR</li></ul>
<p style="text-align: center;"><b>GENERADORES DE VAR AUTOCONMUTABLES</b></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Compensadores Multinivel</li><li>• Compensadores de 3 niveles</li><li>• Convertidores multinivel de portadora desplazada</li><li>• Convertidores multinivel optimizados</li></ul>
<p style="text-align: center;"><b>GENERADORES DE VAR DE TECNOLOGÍA MODERNA</b></p> <ul style="list-style-type: none"><li>• Compensador síncrono estático (STATCOM)</li><li>• Compensador síncrono estático serie (SSSC)</li><li>• Restaurador dinámico de voltaje (DVR)</li><li>• Controlador de flujo de potencia unificado (UPFC)</li><li>• Controlador de flujo de potencia entre líneas (IPFC)</li><li>• Super conductor de almacenamiento de energía magnética (SMES)</li></ul>

## 2.4.1 CAPACITORES FIJOS O DE CONMUTACIÓN MECÁNICA

En 1914 se utilizaron los primeros capacitores en paralelo a la fuente para corregir el factor de potencia, pero las fluctuaciones de carga producían sub o sobre compensación. Posteriormente se colocan bancos de capacitores en paralelo a la red comandados por disyuntores y/o relés que ocasionan altas corrientes de entrada y arcos de voltaje, requiriéndose un mantenimiento frecuente en estos dispositivos.

## 2.4.2 CONDENSADORES SÍNCRONOS

Por condensador síncrono se entiende una máquina conectada a la red de alimentación, luego que la unidad está sincronizada, la corriente de campo se ajusta de tal forma que puede generar o absorber potencia reactiva según sea necesario-requerido por la fuente de CA.

---

Las aplicaciones de esta tecnología debido a que soporta alta capacidad de sobrecarga temporal, se basan en el control de los niveles de voltaje en la transmisión-distribución de energía eléctrica, que permitan mejorar la estabilidad dentro de los rangos deseados bajo diferentes condiciones de carga. En la actualidad no se usan frecuentemente puesto que requieren grandes recursos para el arranque y equipos de protección. Por otro lado, el control es lento para compensar variaciones de carga rápida además de que sus pérdidas y costos de implementación son elevados.

### 2.4.3 COMPENSADORES DE VAR A TRAVÉS DE TIRISTORES

Esta tecnología fue creada para lograr un control fino con tiempos de respuesta rápidos sobre toda la gama de VAR requeridos por un sistema, la misma se subdivide en dos categorías básicas:

- Capacitor conmutado por tiristor (TSC)
- Reactor o inductor controlado por tiristor (TCR)

La configuración básica de un TSC se muestra en la Figura 2.24a, el cual consta de tiristores y capacitores. Una práctica común es colocar un inductor en serie a los tiristores para limitar el  $di/dt$  que fluye por éstos dispositivos semiconductores, el cual se escoge generalmente a un 6% de la reactancia capacitiva  $X_C$ .

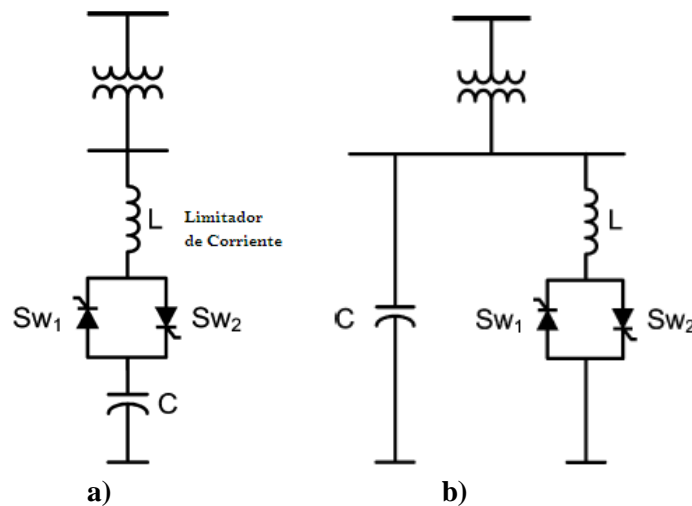
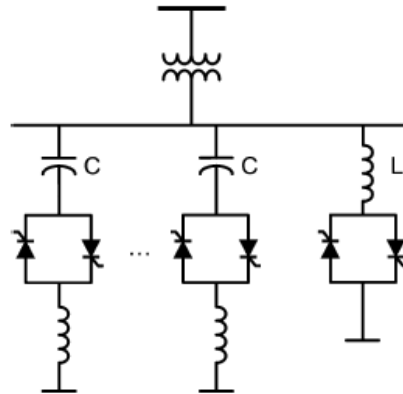


Figura 2.24 Configuración básica de un a) TSC, b) TCR. (Dixon, et al., 2005).

---

En la Figura 2.24b se observa la configuración de un TCR en donde el inductor es conmutado a tierra para dotar al sistema de potencia reactiva inductiva, a la vez que limita el  $di/dt$  en los tiristores. En la Figura 2.25 se muestra una configuración TSC-TCR combinada.



**Figura 2.25** Configuración de un TSC-TCR combinado. (Dixon, et al., 2005).

#### 2.4.4 COMPENSADORES DE VAR AUTOCONMUTABLES

Este tipo de compensadores se obtienen a través de distintas topologías de inversores multinivel en cascada, de esta forma se pueden obtener convertidores multinivel de 3 niveles, de portadora desplazada y optimizado, los cuales son capaces de reducir el contenido armónico generado por la carga. Disminuyen el  $dV/dt$  producido por la frecuencia de conmutación en los interruptores de potencia.

Los convertidores multinivel de portadora desplazada se conectan a la red a través de transformadores con relación 1:1, de esta forma a la salida del convertidor se obtienen  $2n + 1$  niveles de voltaje, donde  $n$  indica el número de celdas (puentes H) que serán conmutados utilizando modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) con portadoras triangulares desfasadas.

En los convertidores multinivel optimizados (Figura 2.26) se utilizan transformadores de aislamiento con relaciones de transformación en potencias de 3 con lo cual es posible obtener un mayor número de niveles de tensión, lo que elimina la distorsión armónica, motivo por el cual son muy utilizados en sistemas de alta potencia.

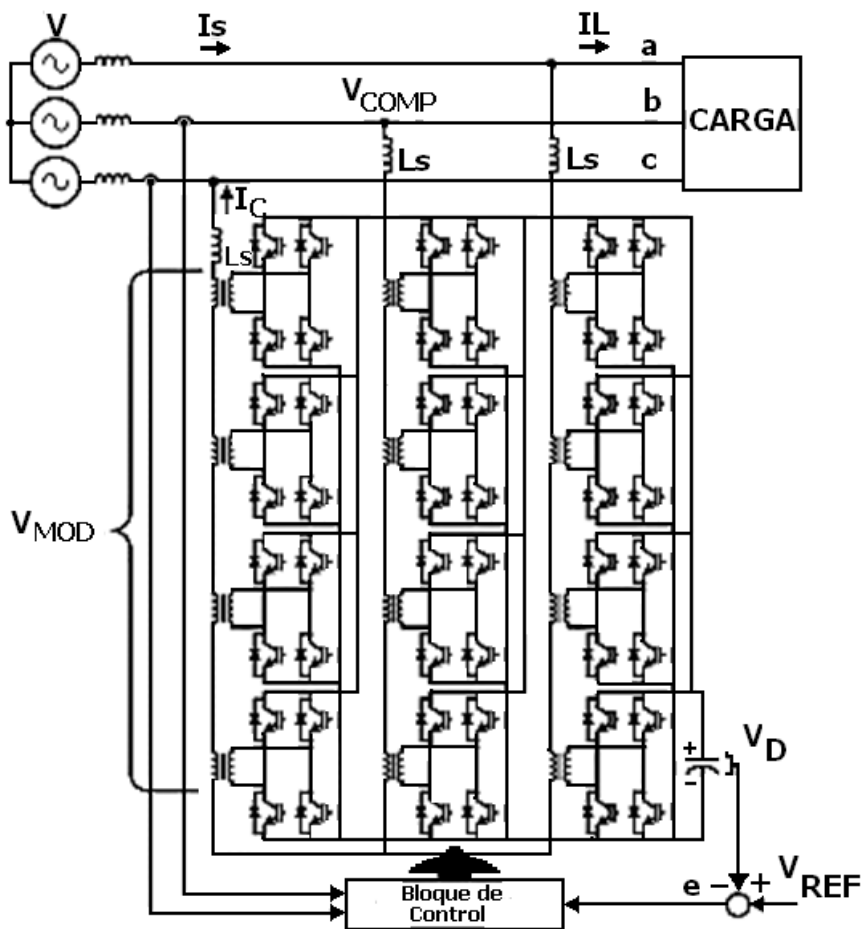


Figura 2.26 Conversor multinivel optimizado de 4 celdas, 81 niveles de tensión. (Dixon, et al., 2005).

## 2.4.5 COMPENSADORES DE VAR MODERNOS

Las diferentes topologías que compiten a ésta tecnología, están conformadas por dispositivos electrónicos de potencia y esquemas de control digital con estrategias modernas de modulación que no solo compensan la potencia reactiva sino también la potencia activa. También eliminan armónicos, flickers y permiten la regulación de voltaje, control de impedancia en la línea de transmisión y el desplazamiento del ángulo de fase (Dixon, et al., 2005). En la Tabla 2.4 se resumen algunas características de los principales compensadores de esta tecnología.



**Tabla 2.4** Compensadores modernos de VAR.

*Fuente: El Autor*

<b>STATCOM</b>
•Basado en fuentes de voltaje de estado sólido, implementado con inversores conectados en paralelo a la red de potencia a través de reactores de acoplamiento.
<b>SSSC</b>
•Inyecta un voltaje en serie a la línea desplazada 90° con respecto a la corriente en la carga, operando como un capacitor en cascada controlado, pero a diferencia de éste, no se relaciona con la corriente de la red por lo que el voltaje puede ser controlado independientemente (Figura 2.27).
<b>DVR</b>
•Es un dispositivo en serie con el sistema de potencia que mantiene el voltaje en la carga constante aún cuando existan fluctuaciones en la fuente de alimentación, cuya respuesta rápida es controlada independientemente por fase (Figura 2.28).
<b>UPFC</b>
•Consiste de 2 convertidores en serie y paralelo a la línea conmutados operando con un bus de CD común, enlace que proviene de la carga de un capacitor (Figura 2.29).
<b>IPFC</b>
•Consiste de 2 fuentes de voltaje controladas, las cuales están acopladas a través de capacitores de CD permitiendo la circulación-flujo de potencia activa entre las dos líneas (redes de alimentación) (Figura 2.30).
<b>SMES</b>
•Un sistema SMES (utilizado para mejorar la calidad de energía industrial) es un dispositivo que sirve para almacenar y descargar instantáneamente grandes cantidades de energía que se almacena en el campo magnético creado por el flujo de corriente continua en una bobina de material superconductor que ha sido enfriado criogénicamente (Figura 2.31).

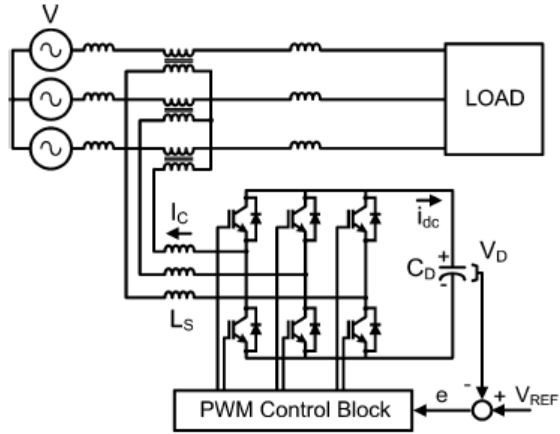


Figura 2.27 Esquema eléctrico de un SSSC. (Dixon, et al., 2005)

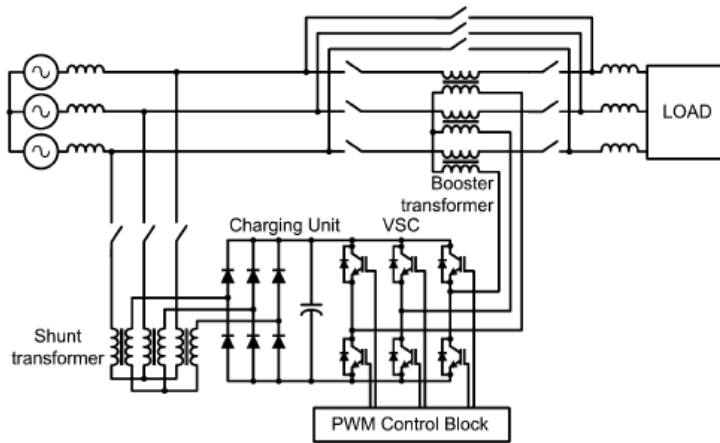


Figura 2.28 Esquema eléctrico de un DVR. (Dixon, et al., 2005)

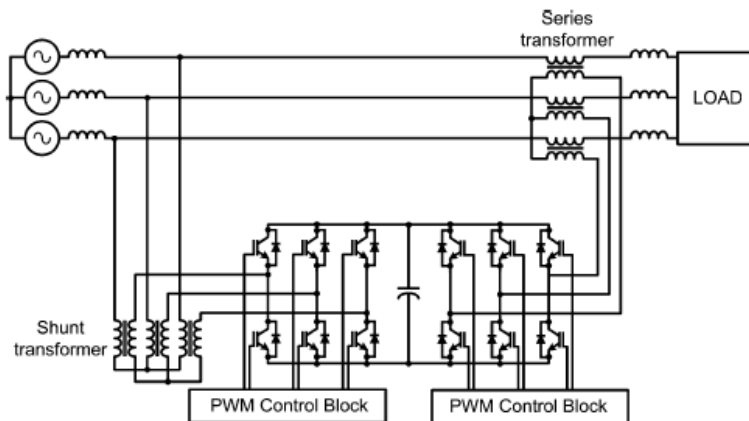


Figura 2.29 Esquema eléctrico de un UPFC. (Dixon, et al., 2005)

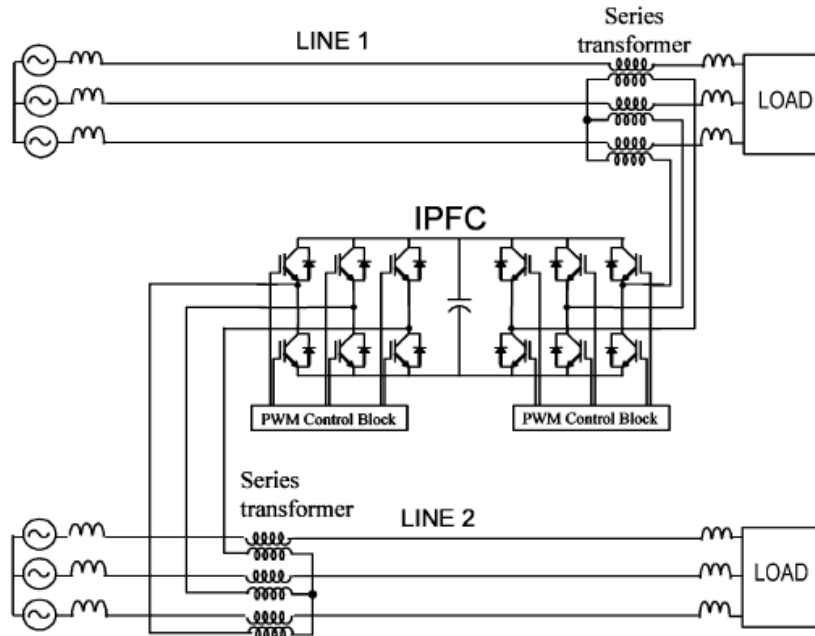


Figura 2.30 Esquema eléctrico de un IPFC. (Dixon, et al., 2005)

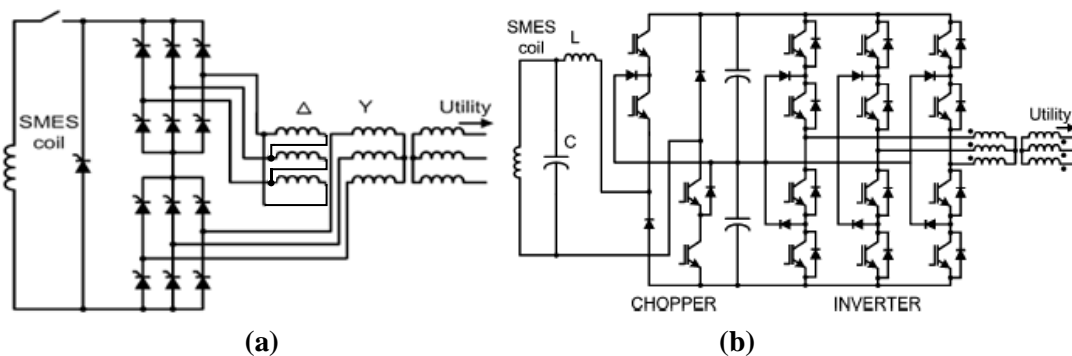


Figura 2.31 Esquema eléctrico de un SMES implementado con a) Tiristor, b) Conversor de 3 niveles. (Dixon, et al., 2005)

## 2.5 TÉCNICAS PARA MODULACIÓN DE INVERSORES

La Figura 2.32 presenta las principales técnicas de modulación utilizadas en inversores de potencia. Las topologías de los inversores definen la técnica de modulación a utilizarse.

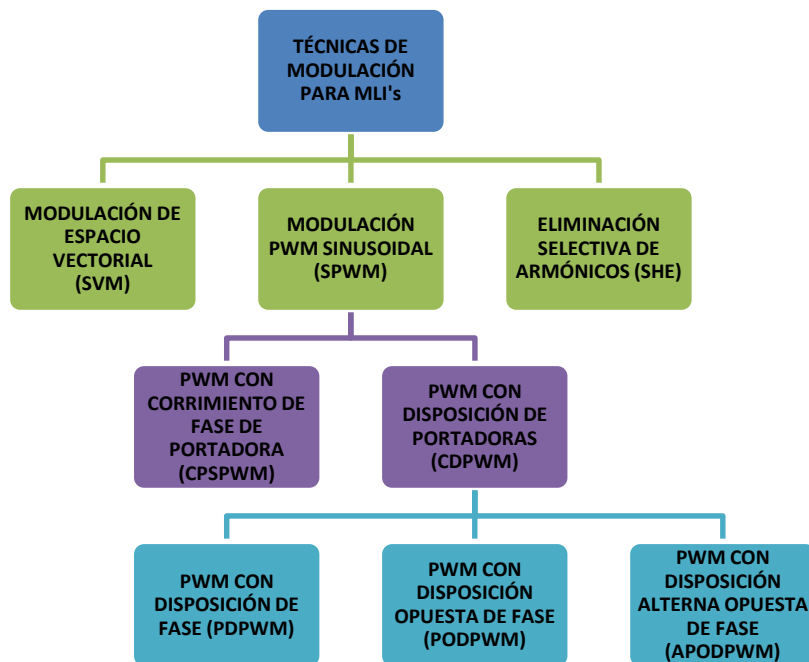


Figura 2.32 Técnicas de modulación en convertidores-inversores multinivel. (Jiménez, 2012, p. 9).

## 2.5.1 MODULACIÓN DE ESPACIO VECTORIAL

La modulación vectorial es de alta frecuencia, cuya configuración confina a un espacio de posibles conmutaciones a partir de una combinación de estados dada. (Nordvall, 2011, p. 35)

Este tipo de modulación se utiliza únicamente en sistemas trifásicos, en donde los tiempos de los vectores de voltaje aplicados al convertidor son calculados desde el vector de referencia, cuya representación vectorial se define como:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3}(v_{aN} + \mathbf{a}v_{bN} + \mathbf{a}^2v_{cN}) \quad (\text{Ec. 2.21})$$

Donde:

$v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}$  representan los voltajes de fase a neutro  
 $\mathbf{a}$  representa el fasor  $e^{j2\pi/3}$

Así los voltajes de salida del inversor dependen del estado de los switches de cada fase y del voltaje del bus CD, por ejemplo para el caso de un inversor de 2 niveles se tiene:

$$v_{xN} = S_x V_{cd} \quad (\text{Ec. 2.22})$$

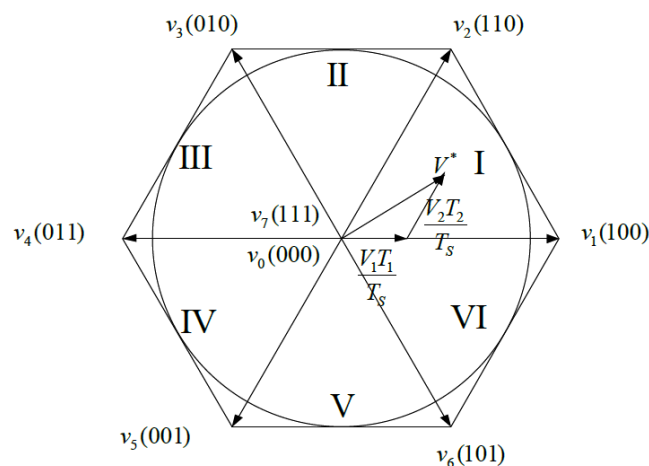
Donde:

$v_{xN}$  representa el voltaje de la fase  $x$  ( $a, b, c$ ) respecto al neutro  
 $S_x$  representa el estado de conmutación  $ON=1, OFF=0$ , de los switchs para la fase  $x$  ( $a, b, c$ )

En la Tabla 2.5 se muestra los vectores de voltaje generados por el inversor en función del estado de los switchs y en la Figura 2.33 se indica un plano coordenado  $\alpha$ - $\beta$  dividido en 6 sectores dentro de los cuales se determina el vector de voltaje de referencia para la modulación del convertidor.

**Tabla 2.5** Estados de conmutación y vectores de voltaje de referencia para un inversor trifásico de medio puente. (Rodríguez, et al., 2012, p. 23)

<b>0</b>	0	0	$V_0 = 0$
<b>1</b>	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{cd}$
<b>1</b>	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{cd} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cd}$
<b>0</b>	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{cd} + j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cd}$
<b>0</b>	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{cd}$
<b>0</b>	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{cd} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cd}$
<b>1</b>	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{cd} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{cd}$
<b>1</b>	1	1	$V_7 = 0$



**Figura 2.33** Modulación de espacio vectorial. (Sectores y Vectores de voltaje). (Wang, 2012, p. 34)

---

En Rodríguez, et al., 2012 y Wang, 2012 se obtiene el vector de referencia para determinado sector-espacio.

El algoritmo que resuelve la modulación de espacio vectorial se torna complejo cuantos más niveles se encuentren disponibles por fase, pues para una misma tensión de salida del inversor, existirá un mayor número de combinaciones.

## 2.5.2 PWM CON CORRIMIENTO DE FASE DE PORTADORA

La modulación de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadora (CPS-PWM) es una técnica de modulación sinusoidal que compara una señal moduladora senoidal con  $n-1$  portadoras triangulares desfasadas entre sí un ángulo  $\theta$  como se expresa a continuación:

$$\theta = \frac{360}{n - 1} \quad (\text{Ec. 2.23})$$

Donde:

$\theta$                     *representa el ángulo de desfase entre dos portadoras adyacentes*  
 $n$                     *es el número de niveles del inversor*

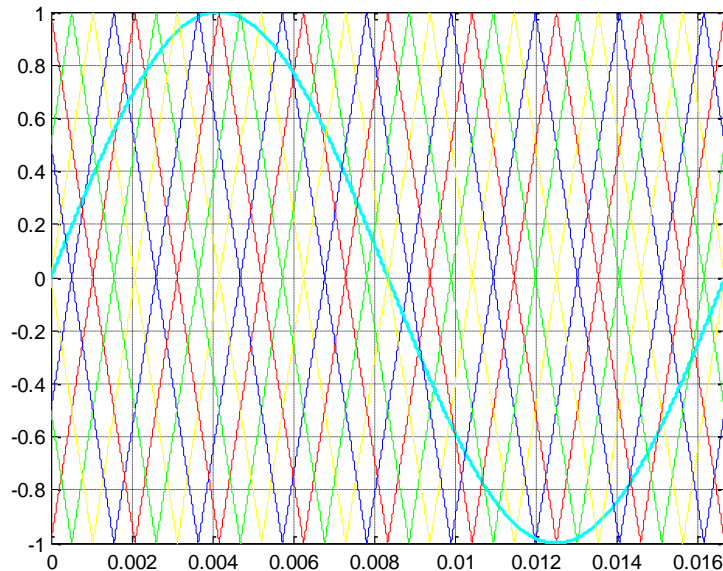
Esta técnica de modulación CPS-PWM es utilizada comúnmente en los inversores multinivel en cascada. Sin embargo, no es exclusiva de esta topología (Nordvall, 2011, p. 31), cuya configuración de portadoras triangulares con corrimiento de fase permite llevar el rizo a una frecuencia mayor que la propia conmutación de los switches de potencia. (Estrada García, 2009, p. 22)

$$f_{\text{rizo}} = n f_{\text{sw}} \quad (\text{Ec. 2.24})$$

Donde:

$f_{\text{rizo}}$                 *es la frecuencia de rizado de la tensión de salida del inversor*  
 $f_{\text{sw}}$                 *es la frecuencia de conmutación de las portadoras*  
 $n$                     *niveles de voltaje de salida del inversor*

En la Figura 2.34 se observa la distribución de portadoras para un inversor de 9 niveles en cascada con modulación CPS-PWM. Se debe tener presente que existen ciertas variaciones de esta técnica como el caso de comparar las portadoras con la moduladora invertida u obtener las últimas  $(n-1)/2$  portadoras a partir de la inversión de las primeras  $(n-1)/2$  portadoras.



**Figura 2.34** Modulación de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadoras (CPS-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.

### 2.5.3 PWM CON DISPOSICIÓN DE PORTADORAS

La modulación de ancho de pulso con disposición de portadoras (CD-PWM) al igual que CPS-PWM, está estructurada por  $n-1$  portadoras triangulares de frecuencia múltiplo de la señal moduladora, donde  $n$  indica el número de niveles del inversor, así para cada muestra de la referencia se obtendrá un único valor de tensión de salida en el convertidor.

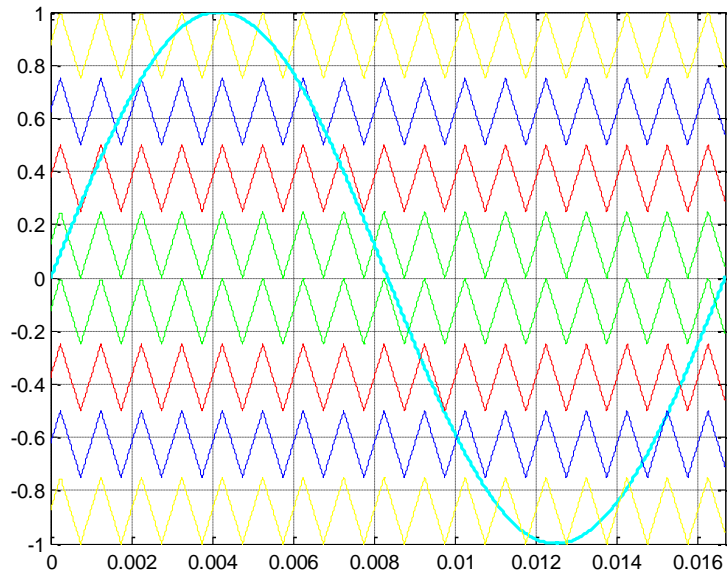
La modulación con disposición de portadoras a su vez se subdivide en:

PWM con disposición de fase PD-PWM (Figura 2.35)

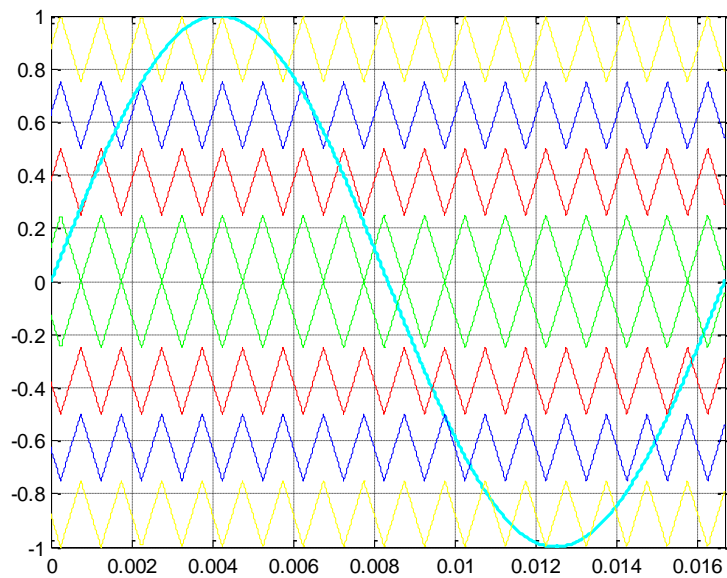
PWM con disposición opuesta de fase POD-PWM (Figura 2.36)

PWM con disposición opuesta de fase alternante APOD-PWM (Figura 2.37)

La suma de la amplitud de las señales portadoras, en fase o en contra fase, es igual a la amplitud pico a pico de la moduladora.

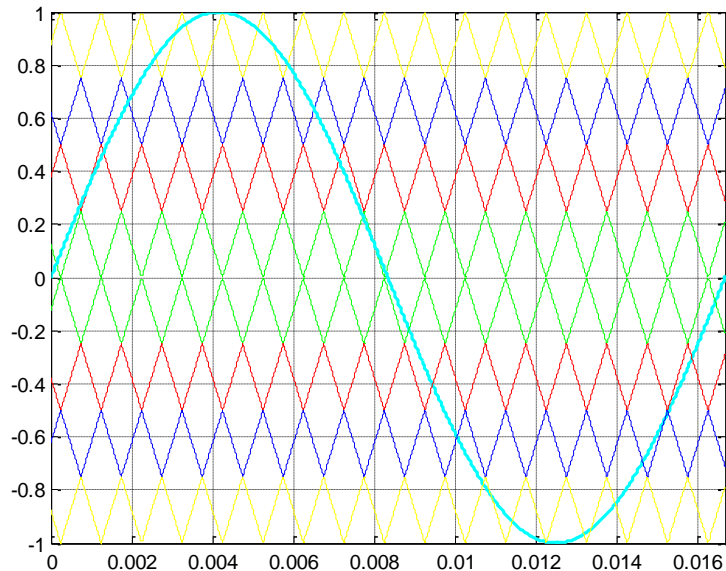


**Figura 2.35** Modulación de ancho de pulso con disposición de fase (PD-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.



**Figura 2.36** Modulación de ancho de pulso con disposición opuesta de fase (POD-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.





**Figura 2.37** Modulación de ancho de pulso con disposición opuesta de fase alternante (APOD-PWM) para un inversor de 9 niveles en cascada.

De las Figuras 2.34, 2.35, 2.36, 2.37 se observa que podría obtenerse la modulación deseada, incluso sub o sobre modulación.

En McGrath & Holmes, 2002, Sábada, Sanchis, & et. al., 2001, Massoud, Finney, & Williams, 2003 y Black, 1953 se presentan los análisis matemáticos correspondientes a la tensión de salida de los inversores con técnicas de modulación senoidal.

## 2.5.4 ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS

La técnica de modulación de ancho de pulso por eliminación selectiva de armónicos (SHE-PWM), presenta la ventaja de eliminar el contenido armónico de baja frecuencia de la tensión de salida del inversor, al igual que sus pérdidas por conmutación son bajas. La solución analítica de ésta técnica es compleja a medida que aumentan los niveles de voltaje del inversor, debiéndose utilizar algoritmos que requieren gran demanda computacional.

Otra desventaja de esta técnica es el reducido rango del índice de modulación ( $m$ ). Por lo tanto, el algoritmo también debe resolver-compensar este índice además de reducir la distorsión armónica total (THD) y aproximar el factor de potencia (FP) a la unidad. (Estrada García, 2009, p. 19)

---

El principio de operación de esta técnica de modulación se basa en la obtención de ángulos que permitan el encendido-apagado de los dispositivos de conmutación de los inversores de voltaje o corriente, con el fin de obtener corrientes sin un determinado contenido armónico. Estos ángulos dependen del índice de modulación y de los armónicos a compensar y son calculados a partir de un análisis de Fourier, que permite obtener el valor de los coeficientes de la tensión de salida como la suma de cada uno de los coeficientes de cada forma rectangular.

## 2.6 CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO

Todos los algoritmos MPC poseen elementos comunes y diferentes opciones que pueden ser escogidos para cada elemento dado. Los elementos son: (Camacho & Bordons, 2004).

- Modelo de predicción
- Función objetivo
- Ley de control

### 2.6.1 MODELO DE PREDICCIÓN

Este modelo debe incluir los mecanismos necesarios para la obtención del mejor modelo posible, el cual debe capturar completamente el modelo dinámico y permitir que la predicción sea calculada. Las subsecciones siguientes detallan los modelos que deben incluirse en el modelo de predicción.

#### 2.6.1.1 MODELO DEL PROCESO

Entre los principales destacan:

**Respuesta al Impulso:** La ventaja de este método es que no se tiene información a priori del proceso y al mismo tiempo permite dinámicas complejas tal como sistemas de fase no mínima o con retardos.

$$y_j(t) = \sum_{k=1}^m \sum_{i=1}^N h_i^{kj} u^k(t-i)$$

(Ec. 2.25)

---

Donde:

$h_i^{kj}$  representa las  $i$  muestras de la respuesta al impulso de la salida  $j$  ante la entrada  $k$   
 $u^k(t - i)$  impulso unitario en el tiempo  $t-i$  de la entrada  $k$   
 $N$  valor máximo de truncamiento de la suma de las  $i$  respuestas ( $N$  se debe escoger en el orden de 40 a 50)  
 $m$  número de entradas del sistema multivariable (MIMO multiple input multiple output)

**Respuesta al Escalón:** Este método es muy similar a la respuesta al impulso excepto que la señal de entrada es un escalón. Para sistemas estables la respuesta truncada con  $y_0=0$  produce el siguiente predictor:

$$\hat{y}(t + k|t) = \sum_{k=1}^N g_i \Delta u(t + k - i|t) \quad (\text{Ec. 2.26})$$

Donde:

$g_i$  son los valores de las salidas muestreadas  
 $\Delta u(t + k - i|t)$  diferencia de las entradas escalon  $u(t)-u(t-1)$   
 $\hat{y}(t + k|t)$  predictor de salida  
 $N$  valor máximo de truncamiento de la suma  
 $k$  muestra  $k$ -ésima

**Función de Transferencia:** Esta representación es también válida para procesos inestables y necesita pocos parámetros, sin embargo se requiere un conocimiento previo de la planta sobre todo para determinar el orden de los polinomios A y B.

$$\hat{y}(t + k|t) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t + k|t) \quad (\text{Ec. 2.27})$$

Donde:

$\hat{y}(t + k|t)$  predictor de salida  
 $u(t + k|t)$  entrada al tiempo  $t+k$   
 $B(z^{-1})$  numerador de la función de transferencia del proceso  
 $A(z^{-1})$  denominador de la función de transferencia del proceso

**Espacio de Estados:** Para este método se requiere conocer el proceso y puede ser usado en sistemas multivariable, en donde la ley de control es simplemente la retroalimentación de la combinación lineal del vector de estados a través del tiempo. En caso de que algún o algunos estados no estén disponibles para medición se deberán incluir observadores de estado.

---


$$\hat{y}(t+k|t) = C\hat{x}(t+k|t) = C \left[ A^k x(t) + \sum_{i=1}^k A^{i-1} B u(t+k-i|t) \right] \quad (\text{Ec. 2.28})$$

Donde:

$\hat{y}(t+k t)$	<i>predictor de salida</i>
$\hat{x}(t+k t)$	<i>predictor de estado</i>
$A, B, C$	<i>matriz de estado, entrada y salida respectivamente</i>
$u(t+k-i t)$	<i>entrada al tiempo <math>t+k-i</math></i>
$k$	<i>muestra <math>k</math>-ésima</i>
$x(t)$	<i>vector de estados del sistema</i>

**Otros Modelos de Proceso:** Algunos procesos pueden ser representados por modelos no lineales, lo que ocasiona problemas con la optimización, sin embargo las redes neuronales y la lógica difusa son formas de tratar estos sistemas, los cuales requieren gran demanda y compleja operación computacional.

### 2.6.1.2 MODELO DEL DISTURBIO

Escoger el modelo adecuado para el disturbio es tan importante como escoger el modelo del proceso. En este campo un modelo ampliamente utilizado es el CARIMA (Controlled Auto-Regressive and Integrated Moving Average), en el cual el disturbio es la diferencia entre la salida medida y la salida calculada por el modelo, dado por:

$$n(t) = \frac{C(z^{-1})e(t)}{D(z^{-1})} \quad (\text{Ec. 2.29})$$

Donde:

$e(t)$	<i>ruido blanco de media cero</i>
$C(z^{-1})$	<i>polinomio generalmente escogido como 1, salvo que el ruido sea de color</i>
$D(z^{-1})$	<i>polinomio que incluye explícitamente el integrador <math>\Delta=1-z^{-1}</math></i>

### 2.6.2 FUNCIÓN OBJETIVO

Existen diferentes funciones de costo para obtener la ley de control, pero en general la salida futura ( $y$ ) en un horizonte considerado, debería seguir a determinada señal de referencia ( $w$ ) y al mismo tiempo el control ( $\Delta u$ ) necesario para hacerlo debería penalizar dicha función. La expresión general para tal función objetivo está dada por:

---


$$J(N_1, N_2, N_u) = \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [\hat{y}(t+j|t) - w(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(t+j-1)]^2 \quad (\text{Ec. 2.30})$$

Donde:

$N_1, N_2$  horizontes de predicción mínimo y máximo respectivamente  
 $N_u$  horizonte de control, el cual no necesariamente debe ser igual a  $N_2$   
 $\delta(j), \lambda(j)$  son coeficientes que consideran el comportamiento futuro, usualmente son valores constantes o secuencias exponenciales  
 $w(t+j)$  referencia de la trayectoria, la cual no necesariamente coincide con la referencia real  
 $\hat{y}(t+k|t)$  predictor de salida  
 $\Delta u(t+k-i)$  divergencia de la señal de control  
 $J(N_1, N_2, N_u)$  función de costo objetivo

### 2.6.3 LEY DE CONTROL

Para obtener los valores  $u(t+k|t)$  es necesario minimizar  $J$ , para lo cual, los valores de predicción de salida  $\hat{y}(t+k|t)$  son calculados en función de los valores de entradas, salidas pasadas y de las señales de control futuras. La señal de control actual es calculada minimizando la función de costo, en donde una de las soluciones analíticas se obtiene por criterio cuadrático si el modelo es lineal sin restricciones, en caso contrario métodos de optimización iterativos deberían ser utilizados. (Camacho, et al., 2004, p. 21).

Indistintamente del método de optimización escogido, se debe observar que la solución es compleja puesto que existirán  $N_2 - N_1 + 1$  variables independientes, por lo que para simplificar este proceso, se introduce el concepto de horizonte de control ( $N_u$ ) usado en DMC, GPC, EPSAC y EHAC, el cual considera que las señales de control después del intervalo  $N_u < N_2$  no tienen variación, es decir:

$$\Delta u(k+j-1) = 0 \quad \forall j > N_u \quad (\text{Ec. 2.31})$$

Donde:

$N_u$  horizonte de control  
 $j$  predicción  $j$ -ésima en el intervalo  $[N_1, N_2]$

Si se considera  $N_u = 1$ , entonces las señales futuras de control serán iguales a  $u(t)$ . Sin embargo existen otros métodos para la obtención de la ley de control que dependen del tipo de controlador predictivo implementado. La Tabla 2.6 presenta el caso para 3 diferentes compensadores.

**Tabla 2.6** Ley de control para 3 tipos de compensadores predictivos.

Tipo de Control	Ley de Control	Descripción
Control Funcional Predictivo (PFC)	$u(t+k) = \sum_{i=1}^n \mu_i(t) B_i(k)$ <p style="text-align: right;">(Ec. 2.32)</p>	<p>Las funciones base <math>B_i</math> se seleccionan acorde a la naturaleza del proceso y la referencia, en donde el tipo de polinomio normalmente es de la forma <math>B_0 = 1, B_1 = k, B_2 = k^2 \dots</math></p>
Control Adaptativo Seguro de Predicción Extendida (EPSAC)	$u(t) = \frac{\sum_{k=d}^N h_k \gamma(k) [w(t+k) - P(z^{-1}) \hat{y}(t+k t)]}{\sum_{k=d}^N \gamma(k) h_k^2}$ <p style="text-align: right;">(Ec. 2.33)</p>	<p><math>P(z^{-1})</math> es un polinomio de diseño con ganancia estática unitaria, <math>\gamma(k)</math> es el factor-secuencia de peso, <math>h_k</math> es la respuesta discreta al impulso del sistema y <math>d</math> es el retardo de la planta.</p>
Control Adaptativo de Horizonte Extendido (EHAC)	$u(t) = u(t-1) + \frac{\alpha_0 [w(t+N) - \hat{y}(t+N t)]}{\sum_{k=0}^{N-d} \alpha_k^2}$ <p style="text-align: right;">(Ec. 2.34)</p>	<p><math>\alpha_k</math> coeficiente correspondiente a la predicción <math>\Delta u(t+k)</math>, <math>N</math> es el horizonte de predicción y <math>d</math> el tiempo muerto del proceso.</p>

---

## CAPÍTULO 3

### DISEÑO DEL CONTROLADOR GPC

---

#### 3.1 INTRODUCCIÓN AL CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO

El método GPC propuesto por Clarke es uno de los más utilizados puesto que presenta alto desempeño y cierto grado de robustez. El GPC debe minimizar una función de costo multietapa sobre un horizonte de predicción. (Chidrawar & Patre, 2008).

La operación del GPC inicia con la señal de entrada  $r(t)$  la cual es presentada al modelo de referencia, el mismo que produce una referencia de seguimiento  $w(t)$  que es usado como entrada al bloque de minimización de la función de costo (CFM) cuya salida, es la entrada a la planta. El CFM utiliza el modelo para calcular la siguiente entrada de control  $u(t+1)$ .

Las Figuras 3.1 y 3.2 muestran diagramas a bloques de las estructuras de un GPC y un Control Predictivo Generalizado Neuronal (NGPC).

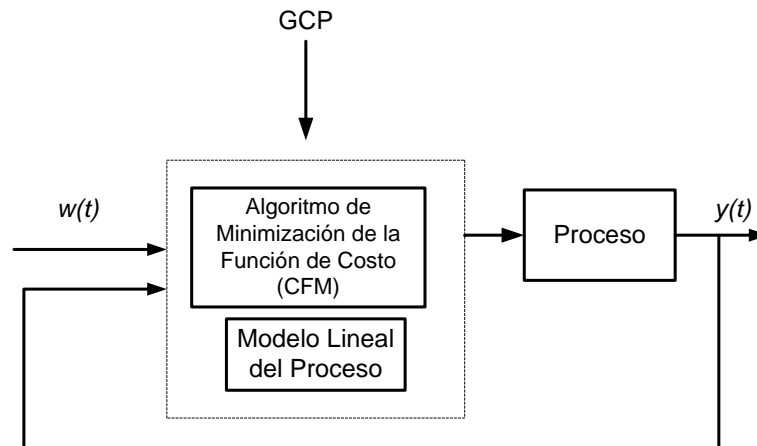
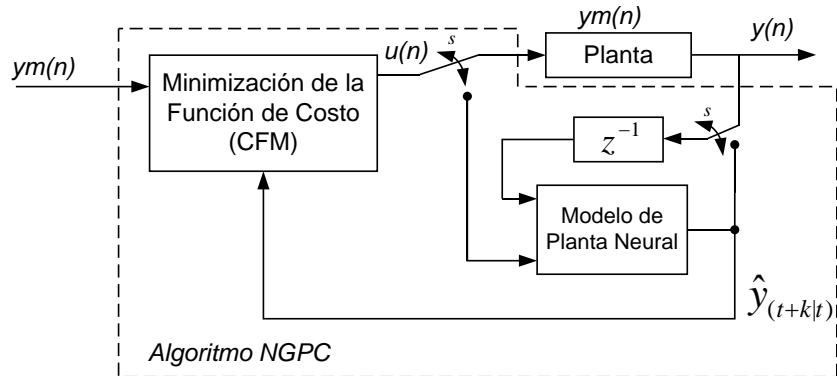


Figura 3.1 Estructura básica de un GPC. (Chidrawar & Patre, 2008)

Donde:

$w(t)$  señal de referencia de seguimiento

$y(t)$  salida del proceso controlado



**Figura 3.2** Estructura básica de un NGPC. (Chidrawar & Patre, 2008)

Donde:

$y_m(n)$             *señal de referencia de seguimiento*

$u(n)$              *mejor señal de control luego de la minimización de la función de costo*

$y(n)$              *salida del proceso controlado*

El modelo CARIMA se utiliza para los cálculos de predicción y optimización en el GPC, debido a que los disturbios en ambientes industriales son no estacionarios, además de poseer retardos temporales,  $d$ . (Ec. 3.1).

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-d}B(z^{-1})u(t-1) + C(z^{-1})\frac{e(t)}{\Delta}$$

con  $\Delta = 1 - z^{-1}$  y  $C = 1$  por simplicidad de derivación

(Ec. 3.1)

Donde:

$A(z^{-1}), B(z^{-1})$     *polinomios discretos de la función de transferencia, del numerador y denominador, respectivamente*

$d$                      *retardo del sistema (dead time)*

$e(t)$                 *ruido blanco de media cero*

$u(t-1)$             *señal de control*

Por otro lado el algoritmo de minimización de la función de costo se basa en (Ec. 2.30) en donde la predicción óptima de  $y(t+j)$  para  $N_1 \leq j \leq N_2$  se computa a partir de la ecuación diofantina, como sigue:

$$1 = E_j(z^{-1})\tilde{A}(z^{-1}) + z^{-j}F_j(z^{-1})$$

con  $\tilde{A}(z^{-1}) = \Delta A(z^{-1})$  y  $\Delta = 1 - z^{-1}$

(Ec. 3.2)



---

*Donde:*

$E_j, F_j$  son polinomios de grado  $j-1$  y na respectivamente los cuales se obtienen de dividir 1 entre  $\tilde{A}(z^{-1})$  hasta que el residuo pueda ser factorizado como  $z^{-j}F_j(z^{-1})$ , entonces el cociente resultado es el polinomio  $E_j(z^{-1})$ .

En los años 80's las técnicas de control adaptativo fueron ampliamente desarrolladas para el control de procesos. El GPC conserva las ventajas inherentes del control adaptativo en sistemas estocásticos, permite la identificación en línea de la planta y admite el control dentro de un horizonte de predicción al igual que el MPC, además los requerimientos en cuanto a precisión del modelo no son exigentes. (Ding, 2010)

Las principales características del GPC son:

- a. Se basa en modelos paramétricos tradicionales, a través de funciones de transferencia o modelos en espacio de estados.
- b. Presenta las ventajas del control adaptativo, pero es más robusto.
- c. Técnicas de predicción múltiples como la optimización de dinámica y corrección de retroalimentación, permiten que el GPC sea más adecuado en control de procesos industriales.

### **3.2 CONSIDERACIONES DE DISEÑO**

El sistema de control predictivo generalizado aplicado a un inversor multinivel de fuente de voltaje con puentes H en cascada (MLI CH-VSI) para un APF propuesto en esta investigación tiene las siguientes consideraciones-restricciones de diseño:

- a. Cada rama-fase está compuesta por 4 celdas (puentes H) de transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT's) que en conjunto proporcionan 9 niveles de voltaje a la salida del filtro activo, por fase.
- b. La compensación del APF se modela para un sistema de distribución de 4 hilos incluyendo el neutro. Sin embargo la inyección de las corrientes de compensación será únicamente en los 3 PCC's.
- c. La conmutación de los IGBT's es proporcionada por modulación de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadora (CPS-PWM) a 5,04KHz<sup>14</sup>.
- d. El modelo del proceso-disturbio adoptado es el CARIMA, dado que en varias aplicaciones industriales las perturbaciones no son estacionarias (Camacho & Bordons, 2004, p. 48).
- e. El diseño del sistema utiliza la estrategia de compensación de potencia instantánea consumida por la carga en un marco de referencia estacionario. Las corrientes armónicas obtenidas con ésta técnica, son inyectadas al PCC,

---

<sup>14</sup> Frecuencia múltiplo de 60Hz mayor a la frecuencia mínima de 5KHz, recomendada para la operación de los IGBT's.

- 
- las cuales reducen el THD de voltajes-corrientes y mejoran el factor de potencia de sistemas trifásicos a 3 y 4 hilos. (Abdalla, et. Al., 2011)
- f. El sistema de control propuesto puede entenderse como multiobjetivo puesto que el bloque GPC minimiza una función de costo que incluye las corrientes de referencia, las cuales se utilizan para el balance de voltaje de los capacitores por medio de un seguidor clásico PI a través de la absorción de potencia activa instantánea de la red. (Junling, Yaohua, Ping, Zhizhu, & Zuyi, 2008)
  - g. El proceso es de entrada única y salida única conocido como sistema SISO por sus siglas en inglés (single input single output).

### **3.3 ESTRUCTURA DEL SISTEMA DE CONTROL**

El sistema de control propuesto tiene la estructura mostrada en la Figura 3.3 en el que destacan 4 bloques importantes:

- Fuente de alimentación trifásica equilibrada y sin distorsión de 220Vrms / 60Hz a 4 hilos.
- Banco de cargas lineal y no lineal de pruebas.
- Filtro activo de potencia trifásico en paralelo a la carga (SAPF) de 9 niveles con 4 puentes H en cascada por fase.
- Sistema de control del APF.

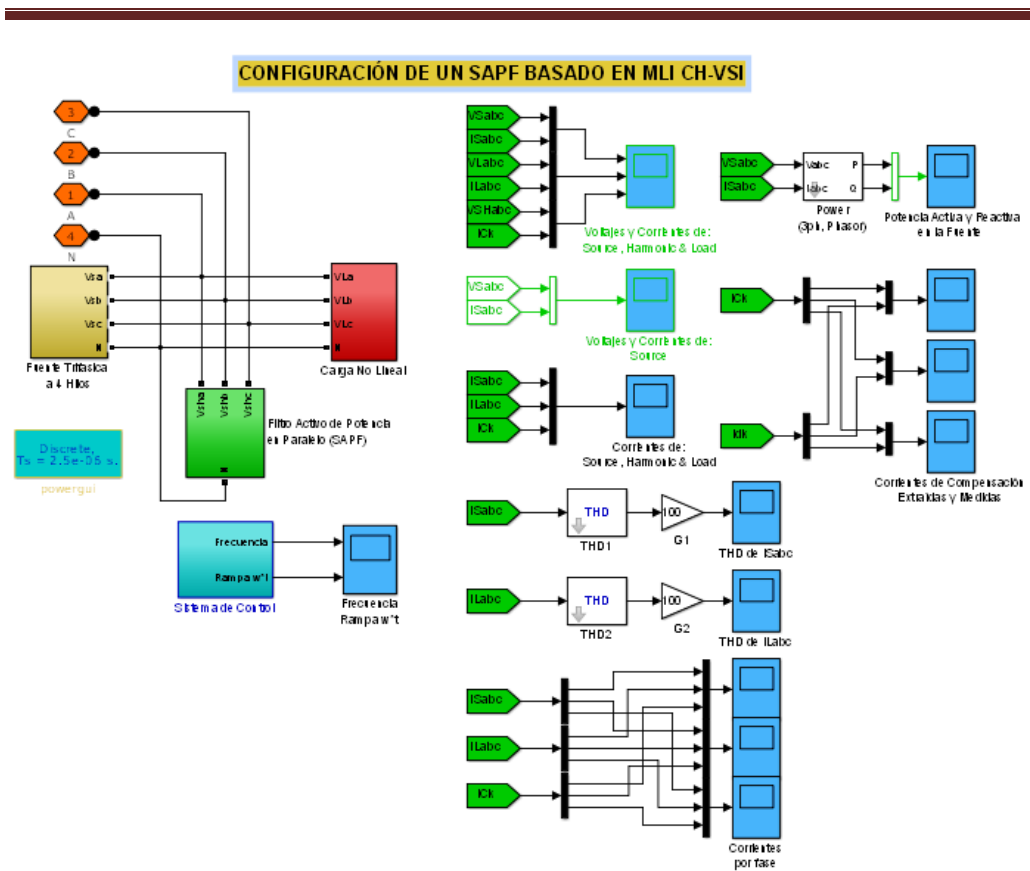
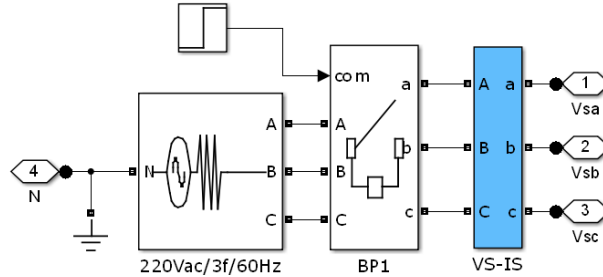


Figura 3.3 Estructura general del sistema de control para el APF.

### 3.3.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN TRIFÁSICA

El APF está diseñado para operar en un sistema de distribución trifásica a 4 hilos, en donde la fuente de alimentación de 220Vrms entre línea y línea (Figura 3.4), se ha considerado equilibrada y sin distorsión y la tierra es conectada a las distintas cargas para la simulación del sistema de control.

### RED TRIFÁSICA 220Vac/3f/60Hz



**Figura 3.4** Fuente de alimentación trifásica de 220Vrms/60Hz a 4 hilos.

### 3.3.2 BANCO DE CARGAS DE PRUEBA

Para evaluar el desempeño del APF diseñado, se propone un banco de cargas prueba (Figura 3.5), conformado por los siguientes escenarios lineal y no lineal:

Carga 1: Lineal R-L serie trifásica con neutro común:

$$R = 1.5\Omega \quad L = 22mHn$$

$$z = 1.5 + j8.294 \quad \rightarrow \quad z = 8.429\Omega \text{ a } 79.749^\circ$$

Carga 2: No lineal R-L serie trifásica con neutro común y rectificación de media onda:

$$R = 5.6\Omega \quad L = 15mHn$$

$$z = 5.6 + j5.655 \quad \rightarrow \quad z = 7.959\Omega \text{ a } 45.28^\circ$$

Carga 3: No lineal desequilibrada con rectificación de onda completa por fase y neutro común:

Fase A: Carga R-L-C serie:

$$R = 3.3\Omega \quad L = 100mHn \quad C = 120\mu F$$

$$z = 3.3 + j15.594 \quad \rightarrow \quad z = 15.939\Omega \text{ a } 78.051^\circ$$

Fase B: Carga R-C serie:

$$R = 18\Omega \quad C = 220\mu F$$

$$z = 5.6 - j12.057 \quad \rightarrow \quad z = 21.665\Omega \text{ a } -33.815^\circ$$

Fase C: Carga R-L serie:

$$R = 6.8\Omega \quad L = 10mHn$$

$$z = 6.8 + j3.77 \quad \rightarrow \quad z = 7.775\Omega \text{ a } 29.005^\circ$$

Carga 4: No lineal con rectificación trifásica de onda completa y carga mixta R-L-C:

$$R = 22\Omega \quad L = 12mHn \quad C = 680\mu F$$

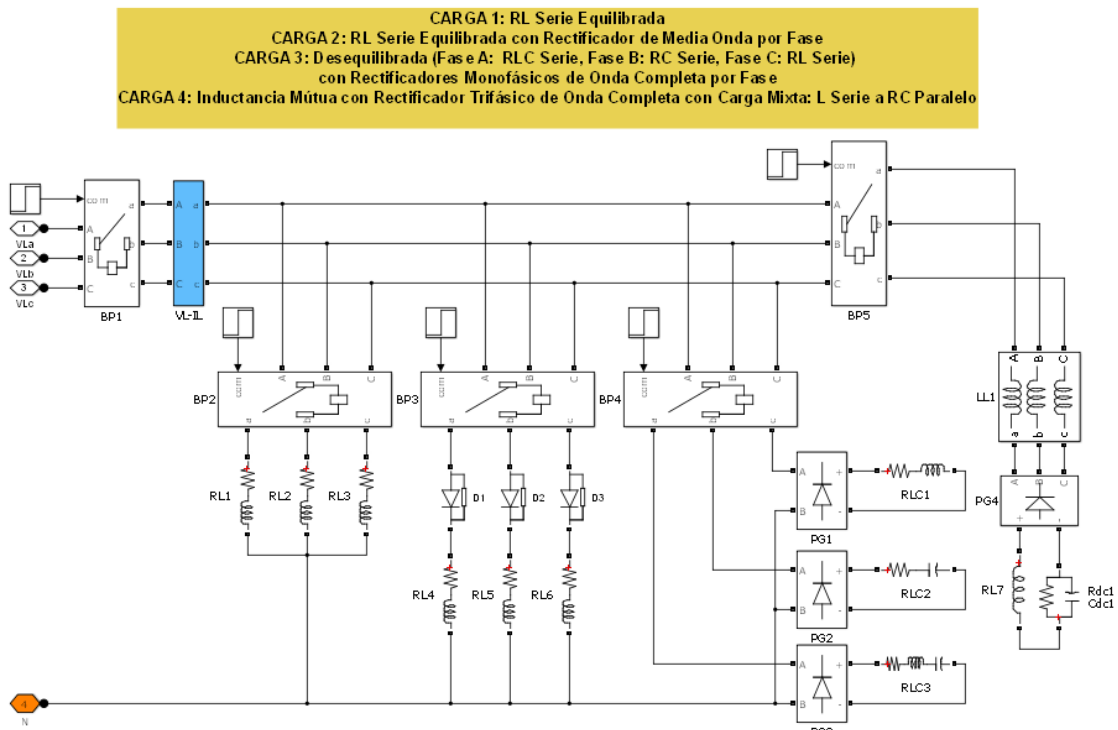


Figura 3.5 Carga no lineal de prueba del sistema de control GPC.

### 3.3.3 FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

La Figura 3.6 muestra un diagrama simplificado del SAPF de 9 niveles implementado con 4 puentes H en cascada por fase, en donde cada celda está conformada por 4 transistores bipolares de compuerta aislada IGBT's con resistencia interna  $R_{on}=10m\Omega$  y diodos en antiparalelo. Los elementos de acoplamiento al PCC son inductancias de  $L_{sch}=10mHn$ .

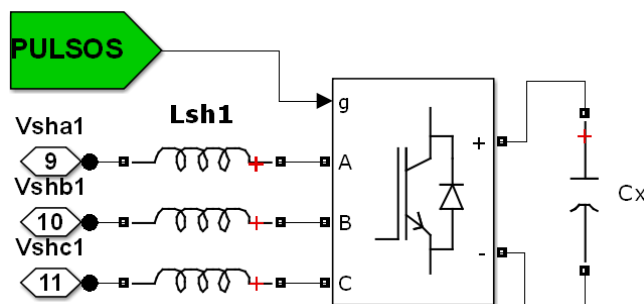


Figura 3.6 Diagrama del MLI CH-VSI (9 niveles – 4 hilos) con acoplamiento por inductor al PCC.

### 3.3.4 SISTEMA DE CONTROL

En la Figura 3.7 se muestran los bloques que constituyen el sistema de control del filtro activo de potencia, como se detalla a continuación:

- Extracción de las corrientes de referencia instantáneas reactivas de la carga
- Regulación de la tensión del bus CD
- Control de la carga del voltaje de los capacitores
- Seguidor de las corrientes de referencia con algoritmo GPC aplicado al MLI CH-VSI para el diseño del APF
- Modulador CPS-PWM

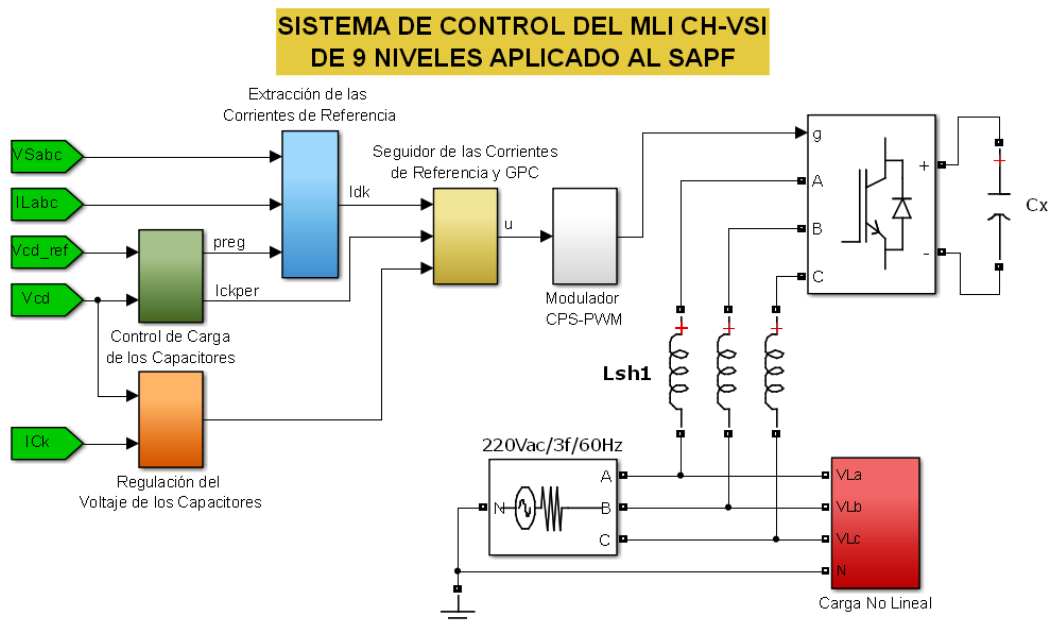


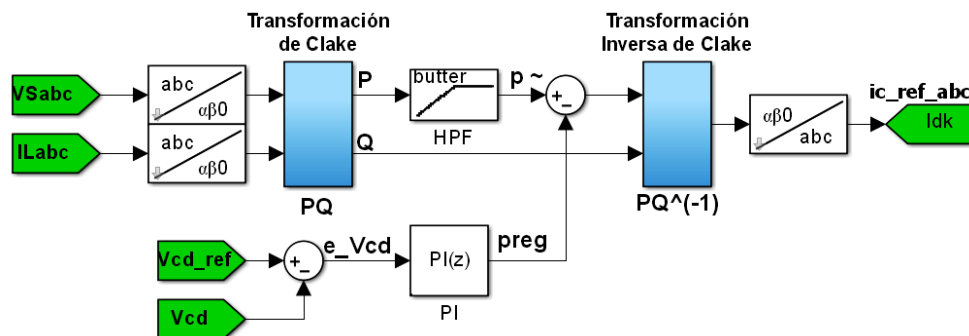
Figura 3.7 Bloques del sistema de control del APF.

Donde:

$V_{sabc}$	voltajes de fase de la red de alimentación
$I_{Labc}$	corrientes de fase de la carga
$V_{cd\_ref}$	voltaje de referencia del bus CD
$V_{cd}$	voltaje del bus de CD
$I_{Ck}$	corrientes de compensación del APF
$I_{dk}$	corrientes de referencia de compensación del APF a través de la estrategia de la teoría PQ
$preg$	pérdidas de potencia por conmutación de los IGBT's

### 3.3.4.1 EXTRACCIÓN DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA

El modelo de extracción de las corrientes de referencia de la carga mostrado en la Figura 3.8, es una estrategia basada en la teoría de la potencia real e imaginaria instantánea también llamada teoría de la potencia activa – reactiva instantánea (PQ) a la cual se adicionan las pérdidas por conmutación de los IGBT's. La Figura 3.9 muestra el detalle de la extracción de las corrientes de referencias, pues se ha comparado con los bloques de Clarke del Toolbox Simpower determinándose que existe fase entre éstas señales obtenidas pero las transformaciones del Simpower exceden en un 26.7% respecto a las calculadas. De pruebas realizadas se observó un incremento en las transformaciones de 7.5A a 9.5A.



**Figura 3.8** Diagrama a bloques de la extracción de las corrientes de referencia instantáneas de la carga.

<sup>15</sup> Este factor escala (multiplica) Vsabc para obtener las corrientes de referencia de la fuente, lo que permite obtener corrientes de referencia de compensación a través de la estrategia simple  $I_{dk} = I_{Labc} - (I_{ckper} * V_{sabc})$ .

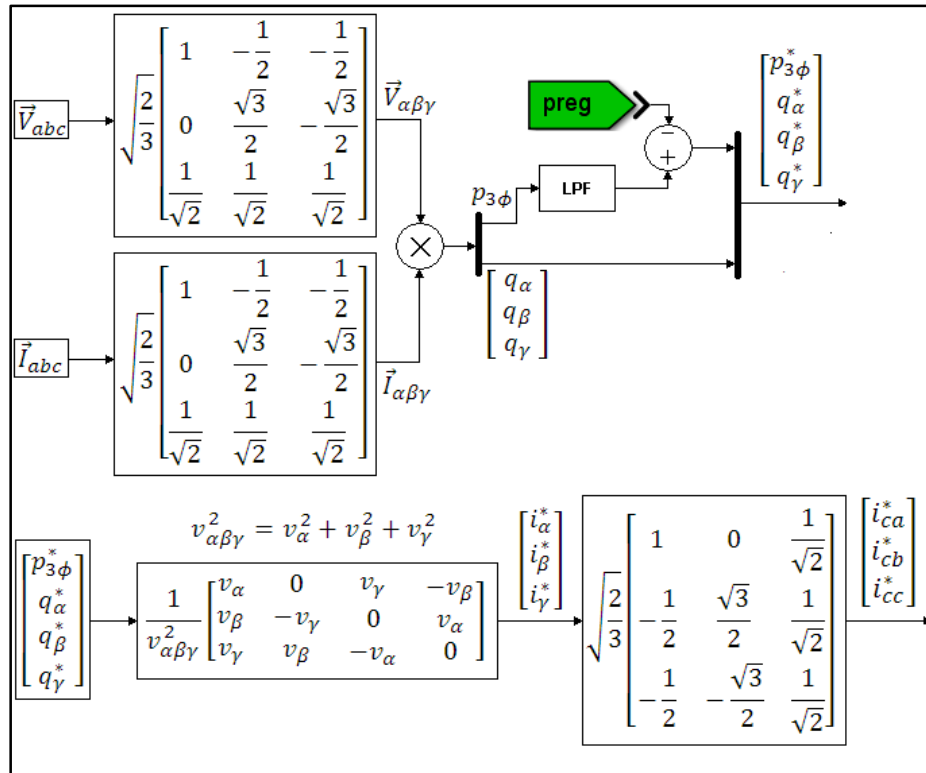


Figura 3.9 Detalle de la extracción de las corrientes de referencia instantáneas reactivas de la carga.

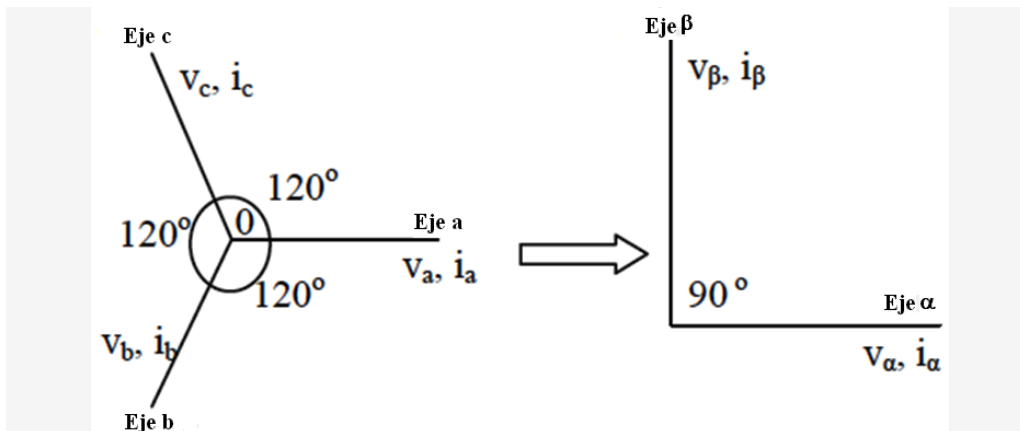
### 3.3.4.2 TEORÍA DE LA POTENCIA INSTANTÁNEA

Esta teoría fue introducida por Akagi, Kanazawa y Nabae en 1983, implementada únicamente para sistemas trifásicos (T. Himabindu, 2012). Esta teoría manipula las potencias activa y reactiva de manera que la señal de corriente en la fuente conserve su forma de onda senoidal.

El concepto de potencia real instantánea, usa cálculos algebraicos simples y puede operar en estado estacionario o transitorio en sistemas de potencia, lo que permite que sea aplicada en APF's en tiempo real. (Karuppanan, et al., 2011).

La teoría PQ, utiliza la transformación de Clarke de un sistema estacionario de coordenadas  $a-b-c$  a un sistema de referencia ortogonal de coordenadas  $\alpha-\beta$  como se observa en la Figura 3.10.





**Figura 3.10** Transformación de coordenadas de un sistema estacionario a-b-c a una referencia ortogonal de coordenadas  $\alpha$ - $\beta$ . (Karuppanan, et al., 2011)

Las expresiones que determinan las corrientes activas en la teoría PQ propuesta por Akagi en los 80's, es un caso particular de un sistema trifásico a 3 hilos del método Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD) presentado en los 60's por Depenbrock quien extendió los trabajos de Buchholz quien en los 50's realizó una contribución en cuanto a la descomposición de las corrientes en un sistema polifásico genérico, mientras que Budeanu y Fryze en las décadas de los 20's – 30's desarrollaron sus teorías de la potencia en el dominio de la frecuencia y tiempo respectivamente. Así el aporte significativo de Akagi es la introducción del concepto de potencia imaginaria instantánea el cual esclarece el intercambio instantáneo de energía entre las fases de un sistema trifásico como consecuencia de la circulación de corrientes no activas en el mismo (Rodríguez, 2005, p. 61).

Por otro lado, en sistemas de cuatro hilos las corrientes activas obtenidas por el método FBD difieren de las procedentes de la teoría de potencia instantánea de los 90's, puesto que Depenbrock plantea un análisis circuital del sistema trifásico de 4 hilos, en tanto que las otras teorías parten de una reformulación matemática de la teoría PQ propuesta por Akagi.

La teoría PQ en un principio fue diseñada para sistemas trifásicos de 3 hilos, es decir el neutro es aislado. Sin embargo, gran cantidad de aplicaciones requieren que el común de la conexión estrella de las cargas sea conectado al neutro del sistema de distribución de energía eléctrica y dado que la teoría mencionada no considera las componentes homopolares de voltaje y corriente en la fuente, entonces, esta estrategia no se puede aplicar sino en lugar de ello se utiliza la teoría PQ modificada.

A continuación se describe la teoría de la potencia instantánea, en donde los voltajes y corrientes se representan a través de:

$$\vec{V}_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}\Re(\vec{v}^+) \\ \sqrt{2}\Im(\vec{v}^+) \\ v^0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta\gamma}]\vec{V}_{abc} \quad (\text{Ec. 3.3})$$

$$\vec{I}_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2}\Re(\vec{i}^+) \\ \sqrt{2}\Im(\vec{i}^+) \\ v^0 \end{bmatrix} = [T_{\alpha\beta\gamma}]\vec{I}_{abc} \quad (\text{Ec. 3.4})$$

$$[T_{\alpha\beta\gamma}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \Re(\alpha) & \Re(\alpha^2) \\ 0 & \Im(\alpha) & \Im(\alpha^2) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.5})$$

$$[T_{\alpha\beta\gamma}]^{-1} = [T_{\alpha\beta\gamma}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.6})$$

Donde:

$\vec{V}_{\alpha\beta\gamma}$  e  $\vec{I}_{\alpha\beta\gamma}$   
 $\Re(\vec{v}^+), \Im(\vec{v}^+),$

$\Re(\vec{i}^+), \Im(\vec{i}^+),$

$v^0$  e  $i^0$

$[T_{\alpha\beta\gamma}]$

$[T_{\alpha\beta\gamma}]^{-1}$

$\alpha$

voltaje y corriente en coordenadas cartesianas estacionarias  
 parte real e imaginaria de la variable compleja de voltaje de  
 secuencia positiva

parte real e imaginaria de la variable compleja de corriente  
 de secuencia positiva

secuencias homopolares de voltaje y corriente  
 respectivamente

transformación de Clarke de las variables instantáneas abc al  
 sistema cartesiano estacionario  $\alpha\beta\gamma$

transformación inversa de Clarke de la matriz ortonormal del  
 sistema estacionario  $\alpha\beta\gamma$  al sistema temporal abc

magnitud compleja conocida como operador de Fortescue  
 igual a  $e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Akagi, utilizando los voltajes, corrientes y la transformación de Clarke, estableció las siguientes potencias activas instantáneas en Watts [W] y su aporte a la investigación denominada potencia imaginaria instantánea (para la cual propuso la unidad Imaginary Watt [IW], pese a que muchos autores utilizan el Voltamperio Reactivo [VAR]), según se muestra en la formulación siguiente:

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \\ p_{\gamma} \end{bmatrix} = [M_{\alpha\beta\gamma}] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \end{bmatrix} = [M_{\alpha\beta\gamma}] \vec{i}_{\alpha\beta\gamma} \quad (Ec. 3.7)$$

$$[M_{\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & 0 \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & v_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (Ec. 3.8)$$

$$p_{3\phi} = p_{\alpha\beta} + p_{\gamma} \quad (Ec. 3.9)$$

$$q_{\alpha\beta} = v_{\alpha}i_{\beta} - v_{\beta}i_{\alpha} \quad (Ec. 3.10)$$

Donde:

$p_{\alpha\beta}$	potencia real instantánea, originalmente formulada como $p$
$p_{\gamma}$	potencia instantánea de secuencia homopolar, originalmente formulada como $p_0$
$p_{3\phi}$	potencia activa instantánea suministrada colectivamente por las tres fases de la fuente de alimentación del sistema
$q_{\alpha\beta}$	potencia imaginaria instantánea
$[M_{\alpha\beta\gamma}]$	mapa de potencias

Para determinar las corrientes de referencia de la fuente, es necesario invertir el mapa de potencias. Sin embargo, se presenta una inconsistencia cuando la tensión  $v_{\gamma}$  es cero, puesto que la corriente de referencia  $i_{\gamma}^*$  no podría ser controlada adecuadamente, por lo que se replantea la solución eliminando la tercera fila de la matriz de potencias y asumiendo que la corriente  $i_{\gamma}^*$  es cero y que  $i_{\alpha}^*$  e  $i_{\beta}^*$  suministran toda la potencia activa instantánea requerida por la carga del sistema trifásico, es decir  $p_{\alpha\beta}^* = p_{3\phi}$  con lo cual se obtiene:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_{\gamma}^* \end{bmatrix} = [M_{\alpha\beta\gamma}]^{-1} \begin{bmatrix} p_{\alpha\beta}^* \\ q_{\alpha\beta}^* \\ p_{\gamma}^* \end{bmatrix} \quad (Ec. 3.11)$$

---


$$[M_{\alpha\beta\gamma}]^{-1} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} & 0 \\ v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 1/v_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.12})$$

$$\vec{I}_{p\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{p\alpha} \\ i_{p\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} & 0 \\ v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}}{v_{\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}}{v_{\alpha\beta}^2} \vec{V}_{\alpha\beta} \quad (\text{Ec. 3.13})$$

$$v_{\alpha\beta}^2 = v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 \quad (\text{Ec. 3.14})$$

Donde:

$i_{\alpha}^*, i_{\beta}^*, i_{\gamma}^*$  corrientes instantáneas de referencia del sistema estacionario  $\alpha\beta\gamma$

$p_{\alpha\beta}^*, q_{\alpha\beta}^*, p_{\gamma}^*$  potencias instantáneas activa e imaginaria de referencia

$i_{p\alpha}, i_{p\beta}$  corrientes activas instantáneas obtenidas a partir de la teoría PQ

Debido a las consideraciones anteriores, el método inicial propuesto por Akagi era únicamente para sistemas trifásicos de 3 hilos que coincidían con las corrientes activas obtenidas a través de las potencias propuestas por Depenbrock en sistemas de 3 conductores.

### 3.3.4.3 TEORÍA PQ MODIFICADA

Nabae partiendo de los vectores de tensión  $\vec{V}_{\alpha\beta\gamma}$  y corriente  $\vec{I}_{\alpha\beta\gamma}$  (Ec. 3.3 y Ec. 3.4), propone el siguiente mapa de potencias, en donde las potencias imaginarias resultan del producto vectorial  $\vec{V}_{\alpha\beta\gamma} \times \vec{I}_{\alpha\beta\gamma}$ .

$$\begin{bmatrix} p_{3\phi} \\ q_{\alpha} \\ q_{\beta} \\ q_{\gamma} \end{bmatrix} = [M'_{\alpha\beta\gamma}] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.15})$$

$$[M'_{\alpha\beta\gamma}] = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & v_{\gamma} \\ 0 & -v_{\gamma} & v_{\beta} \\ v_{\gamma} & 0 & -v_{\alpha} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.16})$$

Donde:

$q_{\alpha}, q_{\beta}, q_{\gamma}$  potencias imaginarias instantáneas linealmente dependientes

$[M'_{\alpha\beta\gamma}]$  mapa inverso de potencias

Así, la magnitud del vector de tensión en coordenadas cartesianas  $\alpha\beta\gamma$  y las corrientes de referencia del sistema se obtienen a partir de:

$$v_{\alpha\beta\gamma}^2 = v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_{\gamma}^2 \quad (\text{Ec. 3.18})$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \\ i_{\gamma}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta\gamma}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & 0 & v_{\gamma} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\gamma} & 0 & v_{\alpha} \\ v_{\gamma} & v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi}^* \\ q_{\alpha}^* \\ q_{\beta}^* \\ q_{\gamma}^* \end{bmatrix} \quad (\text{Ec. 3.17})$$

Ahora, si se asume que las potencias instantáneas imaginarias son cero y que las nuevas corrientes de referencia (Ec. 3.18) suministren igual potencia activa instantánea que el sistema original, es decir  $p_{3\phi}^* = p_{3\phi}$ , se obtiene:

$$\vec{i}_{p\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_{p\alpha} \\ i_{p\beta} \\ i_{p\gamma} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta\gamma}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & 0 & v_{\gamma} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\gamma} & 0 & v_{\alpha} \\ v_{\gamma} & v_{\beta} & -v_{\alpha} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{3\phi}^* \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}}{v_{\alpha\beta\gamma}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_{\gamma} \end{bmatrix} = \frac{p_{3\phi}}{v_{\alpha\beta\gamma}^2} \vec{V}_{\alpha\beta\gamma} \quad (\text{Ec. 3.19})$$

Donde:

$i_{p\alpha}, i_{p\beta}, i_{p\gamma}$  corrientes activas instantáneas obtenidas a partir de la teoría PQ modificada<sup>16</sup>

La teoría PQ modificada cumple con el principio de conservación de potencia, así:

$$s^2 = v_{\alpha\beta\gamma}^2 i_{\alpha\beta\gamma}^2 = p_{3\phi}^2 + q_{\alpha}^2 + q_{\beta}^2 + q_{\gamma}^2 \quad (\text{Ec. 3.20})$$

Donde:

$s$  potencia aparente instantánea

### 3.3.4.4 CONTROL DE CARGA DE VOLTAJE DE LOS CAPACITORES

La Figura 3.11 muestra el control de carga de voltaje de los cuatro capacitores de cada celda (puente H de IGBT's) en cascada, alcanzando una tensión mayor o igual a 360Vcd por rama. El voltaje de referencia de carga de los capacitores de cada celda se calcula según la siguiente ecuación: (González Zumba, 2012, p.37)

<sup>16</sup> La teoría PQ modificada coincide con los postulados de Willems.

$$V_{cd_{ref}} \geq \frac{2\sqrt{2}V_{RS}}{\sqrt{3}m_a} \quad (Ec. 3.21)$$

Donde:

$V_{cd_{ref}}$       tensión del bus CD por fase del MLI  
 $V_{RS}$             tensión de línea de la fuente de alimentación trifásica  
 $m_a$               índice de modulación

La expresión (Ec. 3.21) señala que la tensión de bus CD por fase depende del voltaje de línea de la fuente ( $V_{RS} = 220$ ) y el índice de modulación ( $m_a = 1$ ), estableciéndose que el voltaje mínimo de referencia del bus es 360V. Para un índice de modulación de 0.8 se tiene que  $V_{cd_{ref}} \geq 450V$ , por lo que, el bus diseñado para las distintas cargas se establece en:

$$V_{cd_{ref}} \geq 360V_{dc}$$

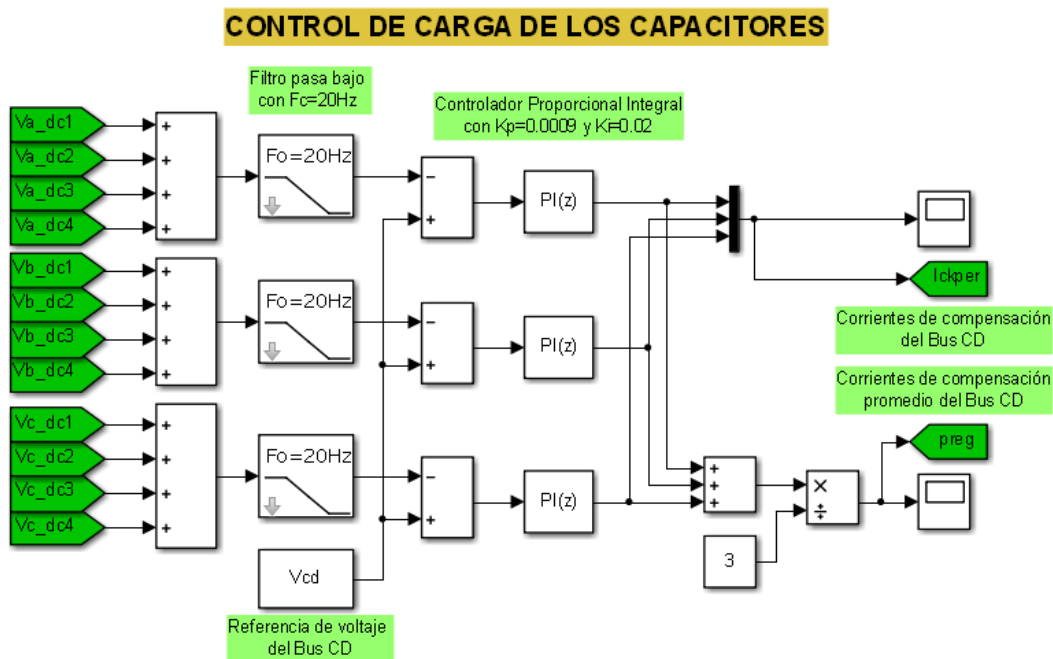


Figura 3.11 Control de carga del voltaje de los capacitores de cada puente H.

Donde:

$V_{k\_dci}$             tensión del capacitor de la celda  $i$  de fase  $k$   
 $I_{ckper}$             factor de corriente de compensación activa (para obtener las corrientes de referencia de la fuente a partir de  $V_{sabc}$ )  
 $preg$               pérdidas de potencia por conmutación de los IGBT's

En la ecuación (Ec. 2.16) se observó que las pérdidas de potencia debido a la conmutación de los switches (IGBT's) se obtenían con un controlador PI que lleva el error entre el voltaje de referencia del bus CD y la carga efectiva de tensión de los cuatro capacitores por ramas a un valor cercano a cero. Esto se debe a que este tipo de compensador no sigue perfectamente la referencia cuando ésta varía con el tiempo, como es el caso de la carga y descarga de los condensadores.

En el diseño de control del APF propuesto, se usa un controlador PI discreto con un tiempo de muestreo  $T_c$  de 200us dado que el GPC opera a este tiempo por la gran demanda computacional requerida.

El control de carga de los capacitores del MLI está definido por:

$$G_c(z) = Kp + Ki * Tc \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (Ec. 3.22)$$

$$p_{reg} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m \left( \left[ v_{CDref} - \sum_{i=1}^n v_{k\_dci} \right] \left[ Kp + Ki * Tc \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right] \right) \quad (Ec. 3.23)$$

Donde:

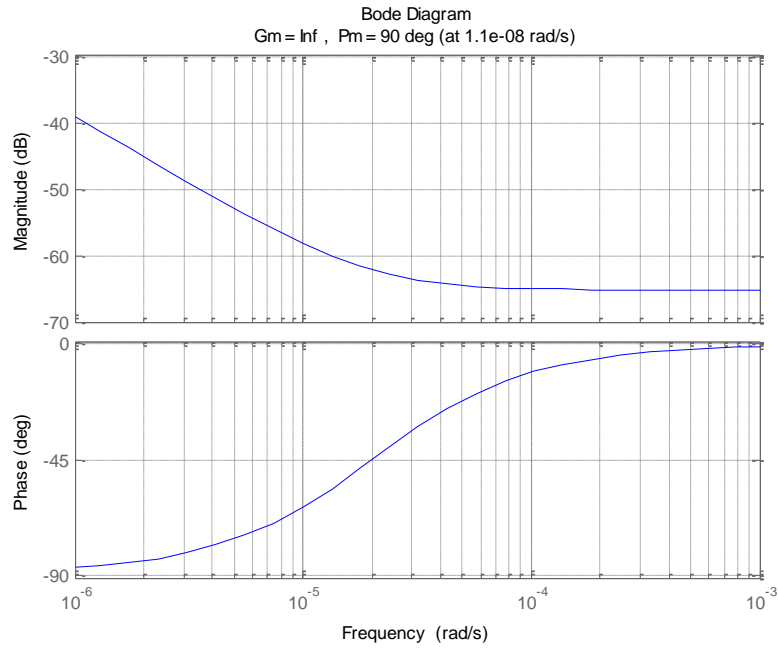
$G_c(z)$	función de transferencia en tiempo discreto de un controlador proporcional integral con método de integración Forward Euler
$Kp, Ki$	constantes proporcional e intergral respectivamente del controlador
$Tc$	tiempo de muestreo
$p_{reg}$	pérdidas de potencia CD promedio del MLI de $2n+1$ niveles y $m$ fases
$n$	número de celdas del MLI por fase
$m$	número de fases del MLI
$v_{CDref}$	voltaje de referencia del bus CD
$v_{k\_dci}$	tensión del capacitor de la celda $i$ , fase $k$

La sintonización de las constantes del controlador PI<sup>17</sup> para un  $V_{CDref} = 360Vdc$  dio como resultado  $Kp = 0.00055$ ,  $Ki = 0.000055$ . Las siguientes consideraciones fueron usadas para la sintonización:

- La salida del controlador PI no debe saturarse y mostrar un comportamiento estable luego de cierto tiempo.
- El bus de CD del MLI debe alcanzar la tensión de referencia y mantenerse estable, pues en caso de caída abrupta del voltaje del bus, esto ocasiona que el APF inyecte picos de corriente indeseables al PCC.

<sup>17</sup> Los primeros resultados del modelo incluido el algoritmo GPC, se obtuvieron con ésta sintonización, sin embargo en el capítulo 4 se han reajustado estas constantes a  $Kp=0.00055$ ,  $Ki=0.0055$  y  $Kp=0.0009$ ,  $Ki=0,02$  (en la mayoría de pruebas realizadas para evaluar el desempeño del controlador) para obtener un bus CD de 400Vdc.

La Figura 3.12 muestra la respuesta en frecuencia del compensador PI para el seguimiento de carga de la tensión de los condensadores, en donde se aprecia un margen de fase (PM) de 90° a una frecuencia cercana a cero. Por otro lado, el margen de ganancia (GM) es infinito. La respuesta en frecuencia del controlador PI para este caso también sugiere que bastaría con un compensador proporcional (P) sintonizado a una ganancia en estado estable de aproximadamente -65dB.



**Figura 3.12** Respuesta en frecuencia del compensador PI para seguimiento del bus CD.

Otro método de lograr la carga efectiva de los capacitores al valor de tensión deseado, es hacer que la salida del controlador PI multiplique la tensión de red del sistema en proporción según se requiera hasta obtener la carga de los condensadores, con lo cual se determinan las corrientes de referencia de la fuente expresadas en las siguientes ecuaciones:

$$I_{ckper} = \left( \left[ v_{CDref} - \sum_{i=1}^n v_{k\_dci} \right] \left[ Kp + Ki * Tc \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right] \right) \quad (Ec. 3.24)$$

$$IS_{k\_ref} = VS_k * \left( \left[ v_{CDref} - \sum_{i=1}^n v_{k\_dci} \right] \left[ Kp + Ki * Tc \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right] \right) \quad (Ec. 3.25)$$

$$IS_{k\_ref} = VS_k * I_{ckper}$$



---

Donde:

$I_{S_{k\_ref}}$  corrientes de referencia de la fuente de la fase  $k$   
 $V_{S_k}$  voltajes de la fuente de la fase  $k$

La expresión (Ec. 3.25) es válida cuando las tensiones de la red no presentan distorsiones y son equilibradas, caso contrario se deberá implementar un lazo de fase síncrono (PLL) a  $V_{S_k}$ , esto hace que se obtengan tres señales senoidales puras desfasadas 120 grados eléctricos con amplitud unitaria, lo cual influye directamente en la sintonización del controlador PI, incrementando las constantes  $K_p$ ,  $K_i$  un valor superior al voltaje de fase pico de la red.

A partir de (Ec. 3.25) también es posible obtener las corrientes de referencia de compensación del APF con la siguiente ecuación:

$$I_{C_{k\_ref}} = I_{L_{abc}} - I_{S_{k\_ref}} \quad (\text{Ec. 3.26})$$

Donde:

$I_{S_{k\_ref}}$  corrientes de referencia de la fuente de la fase  $k$   
 $I_{C_{k\_ref}}$  corrientes de referencia de compensación del APF a través de estrategia simple.

### 3.3.4.5 REGULACIÓN DE VOLTAJE DE LOS CAPACITORES

Para la regulación de voltaje de los capacitores (tensión del bus CD) de la Figura 3.13 se utiliza la expresión (Ec. 2.12) con los siguientes valores:

$$\Delta V'_{cki} = K \frac{C_{k\_dci}}{T_s i_{ck}} \left( \frac{v_{dck}}{n} - v_{k\_dci} \right)$$

Donde:

$\Delta V'_{cki}$  variación del ripple por celda con saturación a 5V en los cruces por cero de las corrientes del APF  
 $C_{k\_dci}$  capacitor de 2200uF de la celda  $i$  de la fase  $k$   
 $T_s$  periodo de muestreo  $T_s = T_c = 200\mu s$  en función de la frecuencia de operación de los IGBT's  
 $K$  coeficiente de ajuste calculado a 0.1 con  $i_{ck} = 20A$ ,  $v_{dck} = 360V_{cd}$ ,  $n = 4$ ,  $v_{k\_dci} = 0$  en condiciones iniciales de carga

La expresión anterior muestra una salida de tensión, la cual debe ser considerada en el sistema de control por cualquiera de los siguientes métodos aproximados:

- Escalar el error  $e_{ick} = ick_{ref} - ick$  por medio de un controlador PI hasta un valor diseñado y restar  $\Delta V'_{cki}$  para formar la señal moduladora.
- $\Delta V'_{cki}$  escalar a un valor de corriente modificando K y restar de  $e_{ick}$ . Para una mejor aproximación puede ser necesario incluir un controlador PI a la señal  $\Delta V'_{cki}$  para conformar la señal moduladora del CPS-PWM.

### REGULACIÓN (BALANCE) DEL VOLTAJE DEL CAPACITOR

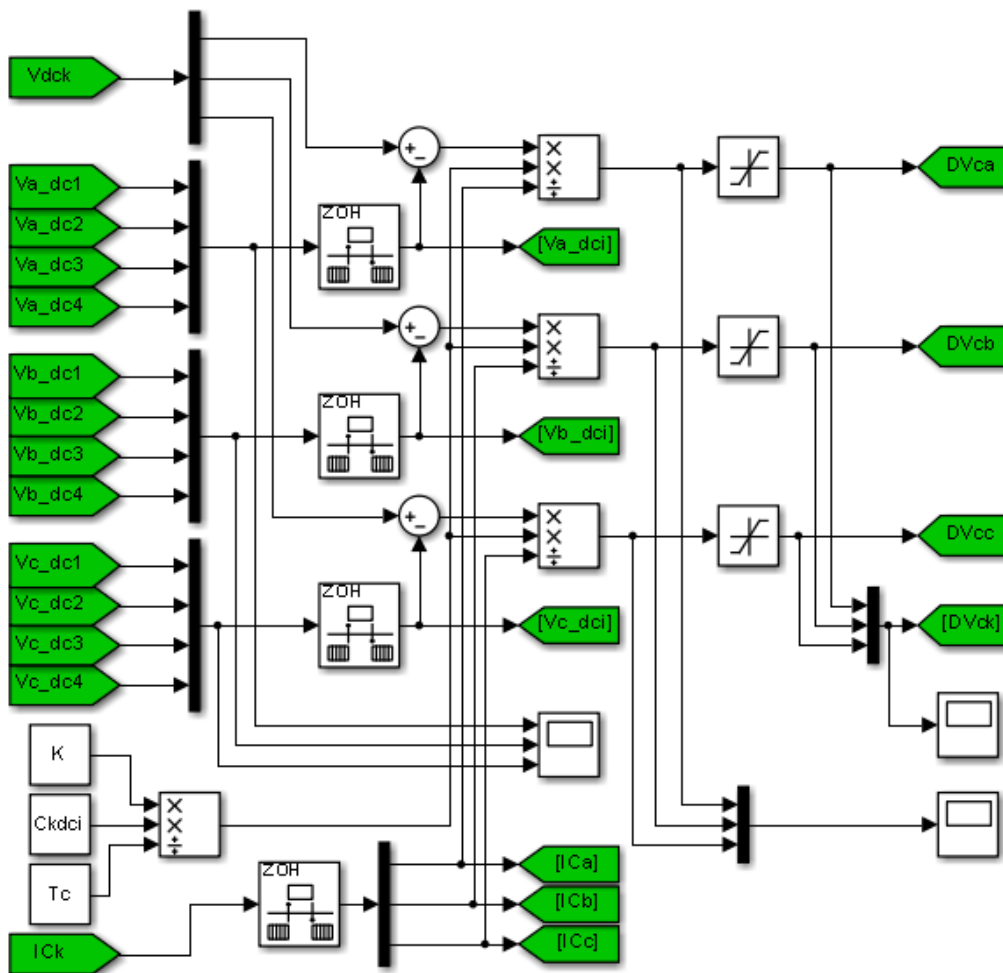


Figura 3.13 Regulación de voltaje de los capacitores de cada puente H.

---

### 3.3.4.6 SEGUIDOR DE LAS CORRIENTES DE REFERENCIA

Las corrientes de referencia obtenidas a través de la teoría PQ modificada son llevadas a este bloque del sistema que se encarga de realizar el seguimiento de las mismas, el cual se conforma por 2 partes:

1. Un seguidor clásico (controlador PI) sintonizado hasta alcanzar una salida próxima a las corrientes de referencia.
2. Un GPC, en el cual se realiza la predicción de las señales generando una ley de control que ajusta el desempeño del APF en función de un horizonte de predicción y uno de control. También es posible modificar el THD y el factor de potencia (FP) sintonizando las constantes, peso de control ( $\lambda$ ) y factor de suavidad ( $\alpha$ ) con que predice la salida de la señal moduladora del MLI.

El controlador PI no sería necesario si el GPC tuviera un tiempo de respuesta más rápido. Sin embargo, debido a su gran demanda computacional y a la frecuencia mínima de conmutación de los IGBT's ( $F_{cmin}$ ) recomendable (5KHz aproximadamente), el GPC no podrá responder adecuadamente a amplios horizontes de predicción y/o control. Por lo tanto, el compensador PI ajusta la referencia a seguir, permitiendo mayor exactitud en las predicciones.

Por otro lado, el controlador PI permite escalar en magnitud una referencia de corriente a una de voltaje con lo cual a la salida de éste compensador se puede restar la regulación de tensión de los capacitores que conforman el bus CD.

Las Figura 3.14 y 3.15 muestran diagramas para el seguimiento de las corrientes de referencia basados en: corrientes de compensación y las tensiones alternas del APF obtenidas del bus CD, respectivamente, cuyas expresiones son:

$$ref_i = \left( [I_{dk} - I_{ck}] * \left[ Kp + Ki * Tc \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right] \right) - DV_{cki} \quad (Ec. 3.27)$$

$$ref_v = \left( \left[ \left( \frac{Lsh}{Tc} [I_{dk}(k) - I_{dk}(k-1)] \right) + Vs_{abc} \right] * \left[ Kp + Ki * Tc \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right] \right) - DV_{cki} \quad (Ec. 3.28)$$

Donde:

$Vs_{abc}$             voltajes de fase de la fuente de alimentación  
 $Idk$                 corrientes de referencia de compensación del AFP<sup>18</sup>  
 $I_{ck}$                 corrientes de compensación del APF

---

<sup>18</sup> Estas corrientes de referencia de compensación, pueden ser obtenidas a través de la estrategia de la teoría PQ o estrategia simple por comparación entre las corrientes de la carga y de la fuente.

$DV_{cki}$  rizo de voltaje en el capacitor de la celda  $i$  de la fase  $k$  con saturación ajustable  
 $ref_i$  referencia de entrada de corriente al algoritmo GPC  
 $ref_v$  referencia de entrada de voltaje al algoritmo GPC  
 $T_c$  tiempo de muestreo, es el tiempo de conmutación de los IGBT's  
 $Lsh$  inductor de acoplamiento por fase  
 $K_p, K_i$  constantes del controlador proporcional – integral respectivamente<sup>19</sup>

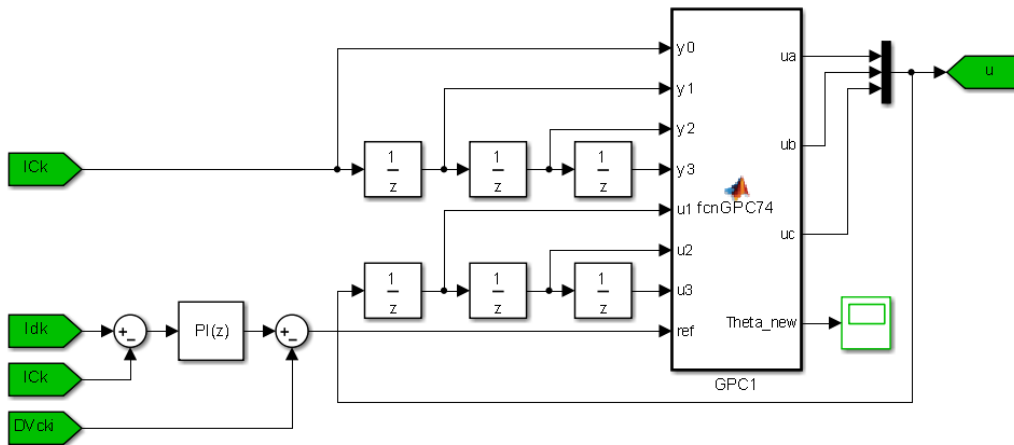


Figura 3.14 Control de seguimiento de las corrientes de referencia de compensación.

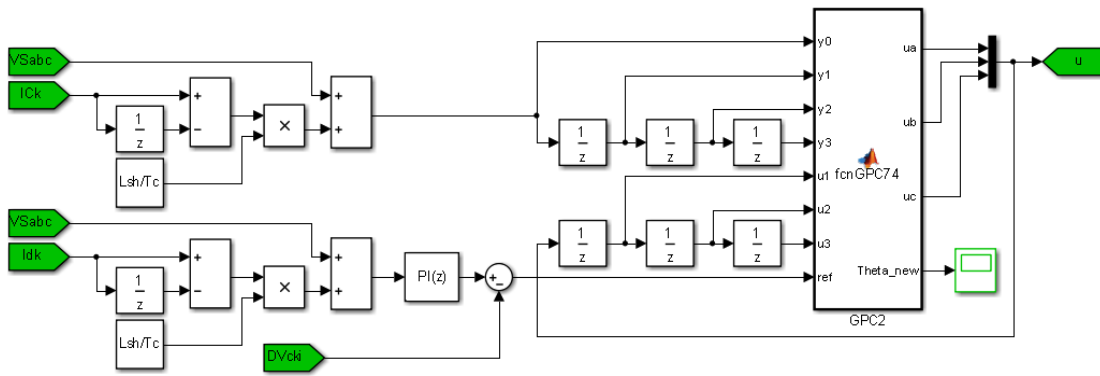
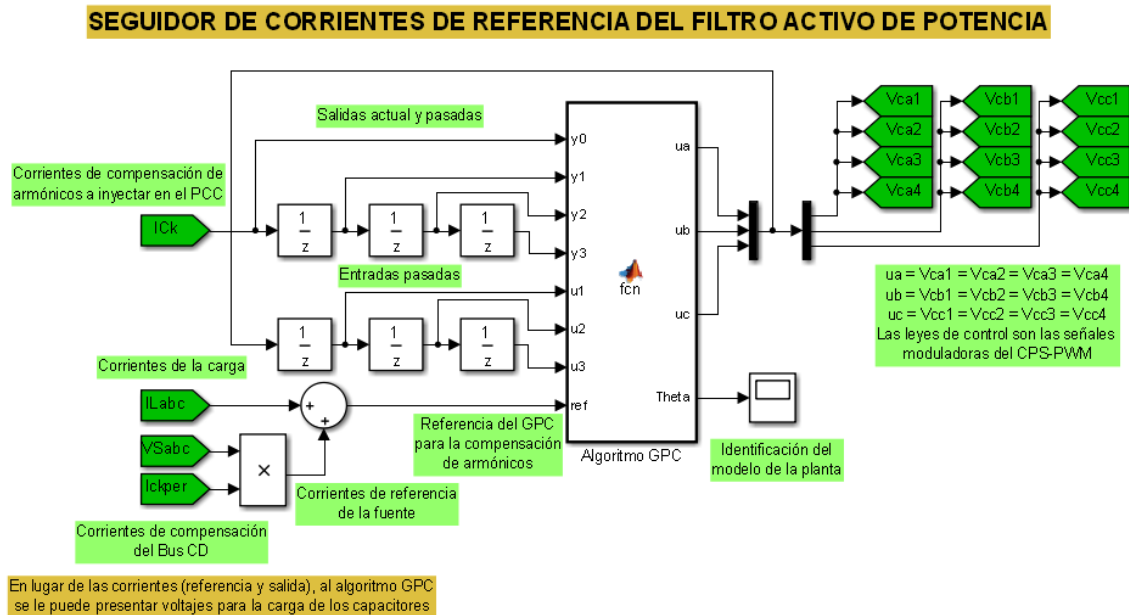


Figura 3.15 Control de seguimiento de las tensiones del Bus CD basado en las corrientes de compensación del APF.

<sup>19</sup> Estas constantes pudieran ser ajustadas a  $K_p=1$  y  $K_i=0$  con lo cual el desempeño del sistema de control del APF queda restringido únicamente a la respuesta del algoritmo GPC, en este caso, el rizo de tensión en los capacitores pudiera considerarse o no, según si la regulación del bus CD sea crítica o no.

La Figura 3.16 muestra el control de seguimiento de las corrientes de compensación implementado en el sistema.



**Figura 3.16** Control de seguimiento de las corrientes de referencia del APF.

### 3.3.4.7 MODULADOR CPS-PWM

La Figura 3.17 muestra la estructura de un modulador de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadora, que se encarga de comparar 4 señales triangulares portadoras desfasadas  $45^\circ$  entre sí, con las señales moduladoras (ley de control) proporcionadas por el algoritmo GPC, generando así el tren de pulsos para la conmutación de los IGBT's.

La principal ventaja de este modulador radica en la capacidad de variar la amplitud de la tensión de salida modificando el índice de modulación e incluso es capaz de operar con sobre modulación, lo que no es deseable puesto que inyectaría transitorios al PCC.

Dado que el APF dispone de 9 niveles distintos de tensión provenientes del bus CD, se ha desarrollado un script (Anexo 2.1) que permite obtener las combinaciones posibles de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia (DSEP) que se resumen en la Tabla 3.1, las cuales pudieran ser utilizadas en un trabajo futuro de investigación, como un objetivo adicional del GPC para minimizar las acciones de apertura y cierre en los interruptores lo que disminuye las pérdidas asociadas a esta operación.

**Tabla 3.1** *Combinaciones posibles de conmutación de los IGBT's*  
*Fuente: El Autor*

<b>Combinaciones Posibles</b>	<b>Voltaje por Fase</b>
1	4Vcd
8	3Vcd
28	2Vcd
56	Vcd
70	0
56	-Vcd
28	-2Vcd
8	-3Vcd
1	-4Vcd

Para la conmutación de los IGBT's se debe tomar en cuenta que las señales moduladoras están en cuadratura respecto al voltaje en el reactor de acoplamiento (inductancia).

El índice de modulación del filtro diseñado, viene dado por:

$$m_a = \frac{A_m}{A_p} \quad (\text{Ec. 3.29})$$

Donde:

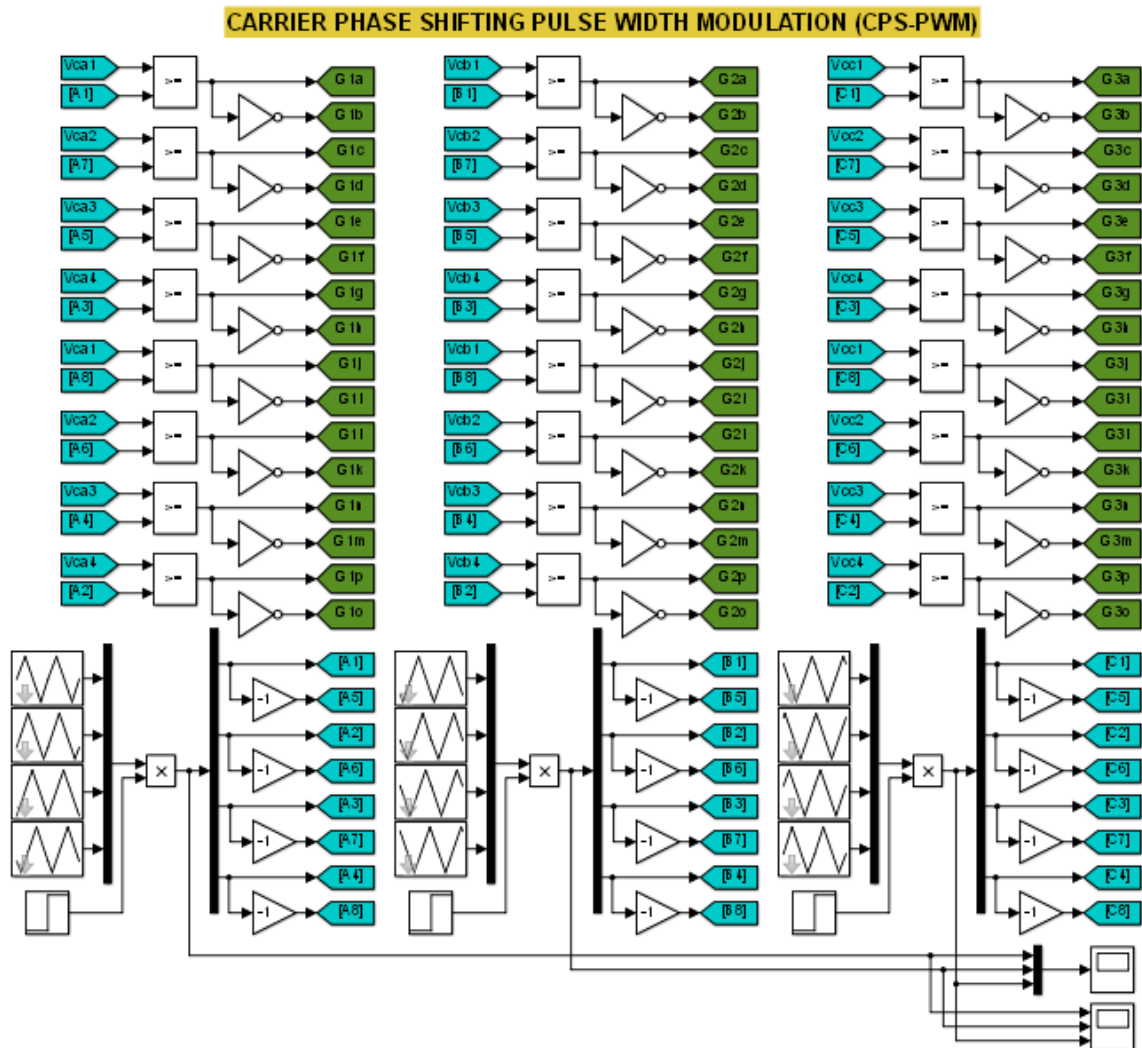
$A_m$                     *amplitud de la señal moduladora*  
 $A_p$                     *amplitud de la señal portadora*

La amplitud de señal moduladora no debe ser superior a la de la portadora para garantizar el buen desempeño del filtro. Sin embargo, en la práctica esto no es posible puesto que depende de las corrientes de compensación obtenidas en función directa de las cargas. Por lo tanto, el algoritmo GPC debe incluir restricciones en la señal de control o en su defecto, éste índice de modulación también puede ser un objetivo de la función de costo a minimizar.

La frecuencia de la portadora para la conmutación de los switches se recomienda o superior a 20KHz o inferior a 6KHz<sup>20</sup>. En este caso se ha escogido  $F_c=5\text{KHz}$  pues de pruebas realizadas el algoritmo GPC requiere un tiempo medio de 160 $\mu\text{s}$  para recalcular las 3 señales de control para cada fase.

<sup>20</sup> Datos extraídos de un artículo disponible en el repositorio digital de la Escuela Politécnica Nacional.

Por otro lado, se recomienda que  $F_c$  esté por encima de 21 veces la frecuencia de la red, esto es  $F_c > 1260\text{Hz}$  para el caso de  $F_{red} = 60\text{Hz}$ . Para frecuencias altas de conmutación también debe considerarse el tiempo muerto de los dispositivos semiconductores de potencia (DSEP).



**Figura 3.17** Modulador de ancho de pulso con corrimiento de fase de portadora (CPS-PWM).

### 3.4 ESTRUCTURA DEL GPC PARA EL INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA

En la Figura 3.18 y en el Anexo 2.6 se muestran el flujograma y el código respectivamente, para la implementación del algoritmo que resuelve el GPC en el cual también se incluye identificación en línea del proceso.

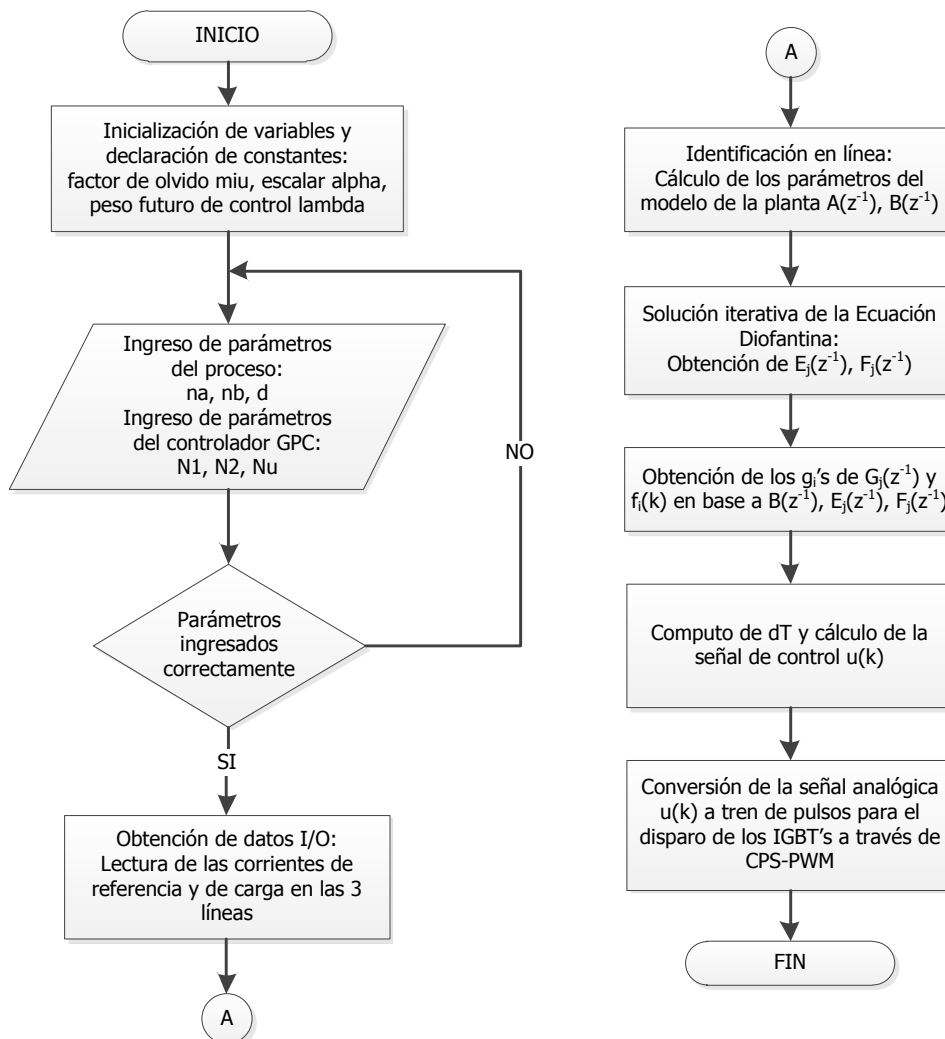


Figura 3.18 Flujograma del algoritmo GPC con identificación de proceso en línea.

Si bien el script resuelve identificación de la planta y cálculo GPC en cada llamada a función, para la simulación del APF diseñado, se ha restringido al cómputo de la señal de control debido a que el tiempo requerido promedio para todo el proceso es 3200µs.



---

### 3.4.1 MATRICES DEL GPC

El sistema SISO CARIMA presentado en la expresión (Ec. 3.1), está conformado por los siguientes polinomios:

$$A(z^{-1})y(k) = B(z^{-1})z^{-d}u(k-1) + C(z^{-1})\frac{\xi(k)}{\Delta}$$

Donde:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1z^{-1} + \dots + a_{n_a}z^{-n_a} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_{n_b}z^{-n_b} \\ C(z^{-1}) &= c_0 + c_1z^{-1} + \dots + c_{n_c}z^{-n_c} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 3.30})$$

$A(z^{-1}), B(z^{-1}), C(z^{-1})$  polinomios del sistema con grados  $n_a, n_b, n_c$  respectivamente  
 $z^{-1}$  operador de desplazamiento hacia atrás  
 $\Delta=1-z^{-1}$  operador de diferencia  
 $\xi(k)$  secuencia de ruido blanco con media cero  
 $y(k)$  salida del sistema en la muestra  $k$   
 $u(k)$  entrada de la señal de control en la muestra  $k$   
 $d$  tiempo muerto de la planta

Los coeficientes  $c_1$  a  $c_{n_c}$  pueden ser absorbidos en los polinomios  $A(z^{-1})$  y  $B(z^{-1})$ , con lo cual  $C(z^{-1}) = 1$ . Por otro lado los sistemas discretos siempre incluyen el tiempo muerto  $d$  ya que debido al retenedor de orden cero (ZOH), éste retardará al sistema al menos en una muestra. La función de transferencia al impulso para el sistema mencionado es:

$$G(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{U(z^{-1})} = \frac{z^{-(d+1)}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (\text{Ec. 3.31})$$

Para deducir la predicción  $y(k+j|k)$  a partir de (Ec. 3.30) se debe resolver la ecuación diofantina presentada en (Ec. 3.2):

$$1 = E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j}F_j(z^{-1})$$

Donde:

$$\begin{aligned} E_j(z^{-1}) &= e_{j,0} + e_{j,1}z^{-1} + \dots + e_{j,j-1}z^{-(j-1)} \\ F_j(z^{-1}) &= f_{j,0} + f_{j,1}z^{-1} + \dots + f_{j,n_a}z^{-n_a} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 3.32})$$

Premultiplicando (Ec. 3.1) por  $E_j(z^{-1})\Delta z^j$  e incluyendo (Ec. 3.2) se puede demostrar que la salida en el instante  $k+j$  viene dado por:

---


$$y(k+j|k) = E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(k+j-d-1|k) + F_j(z^{-1})y(k) + E_j(z^{-1})\xi(k+j) \quad (\text{Ec. 3.33})$$

Donde:

$E_j(z^{-1})B(z^{-1})\Delta u(k+j-d-1)$  se relaciona con las señales de control pasadas en los instantes  $\{u(k+j-d-1), u(k+j-d-2), \dots\}$

$F_j(z^{-1})y(k)$  se relaciona con las salidas presente y pasadas en los instantes  $\{y(k), y(k-1), \dots\}$

$E_j(z^{-1})\xi(k+j)$  se relaciona con los ruidos futuros en los instantes  $\{\xi(k+j), \dots, \xi(k+2), \xi(k+1)\}$

y dado que los errores (ruidos) futuros son desconocidos, entonces la mejor predicción para la salida del sistema puede ser escrita como:

$$\hat{y}(k+j|k) = G_j(z^{-1})\Delta u(k+j-d-1|k) + F_j(z^{-1})y(k) \quad (\text{Ec. 3.34})$$

Donde:

$$G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1}) \quad (\text{Ec. 3.35})$$

Reemplazando la primera ecuación diofantina (Ec. 3.2) en (Ec 3.35), se obtiene una segunda ecuación de este tipo como sigue:

$$G_j(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})\Delta} [1 - z^{-j}F_j(z^{-1})] \quad (\text{Ec. 3.36.a})$$

$$G_j(z^{-1}) = \tilde{G}_j(z^{-1}) + z^{-(j-1)}H_j(z^{-1}) \quad (\text{Ec. 3.36.b})$$

Donde:

$$\begin{aligned} \tilde{G}_j(z^{-1}) &= g_{j,0} + g_{j,1}z^{-1} + \dots + g_{j,j-1}z^{-(j-1)} \\ H_j(z^{-1}) &= h_{j,1}z^{-1} + h_{j,2}z^{-2} + \dots + h_{j,nb}z^{-nb} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 3.37})$$

$\tilde{G}_j(z^{-1}), H_j(z^{-1})$  son polinomios de grado  $j-1$  y  $nb$  respectivamente

Si se reemplaza la segunda ecuación diofantina (Ec. 3.36.b) en (Ec. 3.34) y (Ec. 3.33) se obtiene otro set de salidas considerados también modelos de predicción de un GPC.

$$\hat{y}(k+j|k) = \tilde{G}_j(z^{-1})\Delta u(k+j-d-1|k) + H_j(z^{-1})\Delta u(k-d) + F_j(z^{-1})y(k) \quad (\text{Ec. 3.38})$$

$$y(k+j|k) = \hat{y}(k+j|k) + E_j(z^{-1})\xi(k+j) \quad (\text{Ec. 3.39})$$


---

Para resolver la primera ecuación diofantina se plantean los polinomios en  $j$  y  $j + 1$  luego se restan como sigue: (Ding, 2010, p.67-69)

$$\begin{aligned} 1 &= E_j(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-j}F_j(z^{-1}) \\ 1 &= E_{j+1}(z^{-1})A(z^{-1})\Delta + z^{-(j+1)}F_{j+1}(z^{-1}) \\ A(z^{-1})\Delta[E_{j+1}(z^{-1}) - E_j(z^{-1})] + z^{-j}[z^{-1}F_{j+1}(z^{-1}) - F_j(z^{-1})] &= 0 \end{aligned}$$

Denotando como:

$$\begin{aligned} \tilde{A}(z^{-1}) &= A(z^{-1})\Delta = 1 + \tilde{a}_1z^{-1} + \dots + \tilde{a}_{na}z^{-na} + \tilde{a}_{na+1}z^{-(na+1)} \\ \tilde{A}(z^{-1}) &= 1 + (a_1 - 1)z^{-1} + \dots + (a_{na} - a_{na-1})z^{-na} - a_{na}z^{-(na+1)} \\ E_{j+1}(z^{-1}) - E_j(z^{-1}) &= \tilde{E}(z^{-1}) + e_{j+1,j}z^{-j} \end{aligned}$$

Luego,

$$\tilde{A}(z^{-1})\tilde{E}(z^{-1}) + z^{-j}[z^{-1}F_{j+1}(z^{-1}) - F_j(z^{-1}) + \tilde{A}(z^{-1})e_{j+1,j}] = 0$$

En donde la condición necesaria para que la ecuación anterior sea consistentemente satisfecha es que todos los términos de  $\tilde{A}(z^{-1})\tilde{E}(z^{-1})$  con orden menor que  $j$  deberían ser igualados a 0 y dado que el primer término de  $\tilde{A}(z^{-1})$  es 1, se tiene que:

$$\begin{aligned} \tilde{E}(z^{-1}) &= 0 \\ F_{j+1}(z^{-1}) &= z[F_j(z^{-1}) - \tilde{A}(z^{-1})e_{j+1,j}] \end{aligned}$$

Lo cual si se comparan los términos de igual orden se obtiene:

$$\begin{aligned} e_{j+1,j} &= f_{j,0} \\ f_{j+1,i} &= f_{j,i+1} - \tilde{a}_{i+1}e_{j+1,j} = f_{j,i+1} - \tilde{a}_{i+1}f_{j,0} \quad i \in \{0,1, \dots, na-1\} \\ f_{j+1,na} &= -\tilde{a}_{na+1}e_{j+1,j} = -\tilde{a}_{na+1}f_{j,0} \end{aligned} \tag{Ec. 3.40}$$

Lo anterior proporciona los coeficientes de  $F_j(z^{-1})$  que pueden ser escritos en forma vectorial según:

$$f_{j+1} = \tilde{A}f_j \quad \text{con } f_0 = [1,0, \dots, 0]^T \tag{Ec. 3.41}$$

Donde:

$$\begin{aligned} f_{j+1} &= [f_{j+1,0}, \dots, f_{j+1,na}]^T \\ f_j &= [f_{j,0}, \dots, f_{j,na}]^T \end{aligned}$$

---


$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 1 - a_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ a_1 - a_2 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ a_{na-1} - a_{na} & 0 & \cdots & 0 & 1 \\ a_{na} & 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En tanto que los coeficientes  $E_j(z^{-1})$  pueden obtenerse iterativamente a partir de:

$$E_{j+1}(z^{-1}) = E_j(z^{-1}) + e_{j+1,j}z^{-j} = E_j(z^{-1}) + f_{j,0}z^{-j} \quad \text{con } E_0 = 0 \quad (\text{Ec. 3.42})$$

De la segunda ecuación diofantina conocemos que los  $j$  primeros términos de  $G_j(z^{-1})$  no tienen relación con  $j$ , en tanto que los  $j$  primeros coeficientes de  $G_j(z^{-1})$  son los valores de la respuesta al impulso unitario denotados como  $g_1, \dots, g_j$  como se indica a continuación:

$$G_j(z^{-1}) = E_j(z^{-1})B(z^{-1}) = g_1 + g_2z^{-1} + \cdots + g_jz^{-(j-1)} + z^{-(j-1)}H_j(z^{-1}) \quad (\text{Ec. 3.43})$$

Donde:

$$g_{j,i} = g_{i+1} \quad \forall i < j$$

Dado que  $G_j(z^{-1})$  es la convolución de  $E_j(z^{-1})$  y  $B(z^{-1})$ , entonces a partir de  $G_j(z^{-1})$  se pueden obtener los coeficientes de  $\tilde{G}_j(z^{-1})$  y  $H_j(z^{-1})$ . Es de interés obtener estos términos iterativamente, lo cual se establece a partir de (Ec. 3.35) y (Ec. 3.42) como sigue:

$$\begin{aligned} G_{j+1}(z^{-1}) &= E_{j+1}(z^{-1})B(z^{-1}) \\ G_{j+1}(z^{-1}) &= [E_j(z^{-1}) + f_{j,0}z^{-j}]B(z^{-1}) \\ G_{j+1}(z^{-1}) &= G_j(z^{-1}) + f_{j,0}z^{-j}B(z^{-1}) \end{aligned} \quad (\text{Ec. 3.44})$$

Esto indica que los  $j$  primeros coeficientes de  $G_{j+1}(z^{-1})$  serán idénticos a los de  $G_j(z^{-1})$  mientras que los términos restantes pueden ser calculados iterativamente, así:

$$g_{j+1,j+i} = g_{j,j+i} + f_{j,0}b_i \quad \forall i = 0, 1, \dots, nb \quad (\text{Ec. 3.45})$$

---

### 3.4.2 FUNCIÓN DE COSTO

La función de costo objetivo para el GPC a minimizar puede ser reescrita en base a (Ec. 2.30) de la siguiente forma:

$$\min J(k) = E \left\{ \sum_{j=N_1}^{N_2} \delta(j) [y(k+j|k) - y_s(k+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u} \lambda(j) [\Delta u(k+j-d-1|k)]^2 \right\} \quad (\text{Ec. 3.46})$$

En donde  $E\{\cdot\}$  representa la expresión matemática (función de costo) a resolver,  $y_s$  es el valor de salida deseado,  $N_1$  y  $N_2$  son el inicio y fin del horizonte de predicción,  $N_u$  es el horizonte de control, es decir para muestras mayores a este límite, la señal de control permanecerá invariante respecto a la última señal predicha por lo tanto:

$$u(k+j-d-1|k) = u(k+N_u-d-1|k) \quad \forall j > N_u \quad (\text{Ec. 3.47})$$

Por otro lado  $\delta(j)$ ,  $\lambda(j)$  son los coeficientes de peso para la predicción de la salida y control respectivamente, los cuales pueden ser obtenidos a través de expresiones exponenciales que penalicen los errores de tiempos alejados y predominen los recientes o por simplicidad se pueden considerar constantes y analizar el rendimiento del compensador para su selección adecuada.

En nuestro caso se establecerá para las pruebas  $\delta(j) = 1$  y  $0.1 \leq \lambda(j) \leq 1$ . De la expresión (Ec. 3.46) se derivan las siguientes reglas:

- Los límites inferior  $N_1$  y superior  $N_2$  del horizonte de predicción y el horizonte control  $N_u$  deben cumplir los siguientes:
  - $N_1 \geq d + 1 + \text{XOH}$  donde XOH es el orden del retenedor utilizado en la discretización,  $d$  es el retardo de la planta, así si la planta no tiene retardo entonces la predicción mínima a obtener será la salida  $y(k+1)$  en el caso que el orden del retenedor sea cero como es el caso de aquí en adelante.
  - $N_2 \geq n_a + d + 1 + \text{XOH}$  es decir  $N_2 \geq n_a + d + 1$ , de este modo la predicción engloba toda la respuesta dinámica de la planta.
  - $N_1 \leq N_u \leq N_2$
- Para  $N_u$  se puede plantear  $N_u = N_2 - d$  (Camacho & Bordons, 2004, p. 50) o  $N_u = N_2 - n_b$  en donde el segundo planteamiento es uno de los 4 lemas propuestos en (Ding, 2010, p. 79-82) para la obtención de la ley de control del GPC basado en el controlador de Kleinman.
- Se recomienda que  $N_2$  sea el menor posible caso contrario se requiere gran capacidad-demanda computacional.

- 
- En el caso de que  $N_u = 1$ , entonces el cálculo de la ley de control se convierte en un cálculo escalar ya no vectorial.
  - Si el retardo del proceso no es determinado correctamente o cambia de acuerdo a la consigna, entonces las predicciones incrementaran su error. Sin embargo la ley de control aún es calculada razonablemente en la optimización, esta es una de las razones del porque el GPC tiene cierto grado de robustez con respecto a la imprecisión de los parámetros del modelo identificado. (Ding, 2010, p. 70).

Los valores de salida deseados  $y_s$  pueden ser seleccionados tal como ocurre en la trayectoria de referencia del MAC, en base a:

$$\begin{aligned} y_s(k) &= y(k) \\ y_s(k+j) &= \alpha y_s(k+j-1) + (1-\alpha)w \\ 0 < \alpha < 1, \quad j &\in \{N_1, \dots, N_2\} \end{aligned} \tag{Ec. 3.48}$$

Donde:

$\alpha$  es el factor de suavidad  
 $w$  es el setpoint de la salida

Aplicando (Ec. 3.34) e iterando desde  $N_1$  hasta  $N_2$ , las salidas de predicción y respuestas libres, respectivamente son:

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+N_1|k) &= G_{N_1}(z^{-1})\Delta u(k+N_1-1|k) + F_{N_1}(z^{-1})y(k) \\ &= g_{N_1,0}\Delta u(k+N_1-1|k) + \dots + g_{N_1,N_1-1}\Delta u(k|k) + f_{N_1}(k) \\ \hat{y}(k+N_1+1|k) &= G_{N_1+1}(z^{-1})\Delta u(k+N_1|k) + F_{N_1+1}(z^{-1})y(k) \\ &= g_{N_1+1,0}\Delta u(k+N_1|k) + g_{N_1+1,1}\Delta u(k+N_1-1|k) + \dots + g_{N_1+1,N_1}\Delta u(k|k) \\ &\quad + f_{N_1+1}(k) \\ &\quad \vdots \\ \hat{y}(k+N_2|k) &= G_{N_2}(z^{-1})\Delta u(k+N_2-1|k) + F_{N_2}(z^{-1})y(k) \\ &= g_{N_2,0}\Delta u(k+N_2-1|k) + \dots \\ &\quad + g_{N_2,N_2-N_u}\Delta u(k+N_u-1|k) + \dots + g_{N_2,N_2-1}\Delta u(k|k) + f_{N_2}(k) \end{aligned} \tag{Ec. 3.49}$$

Donde:

$$\begin{aligned} f_{N_1} &= z^{N_1-1} [G_{N_1}(z^{-1}) - z^{-(N_1-1)}g_{N_1,N_1-1} - \dots - z^{-1}g_{N_1,1} - g_{N_1,0}] \Delta u(k) \\ &\quad + F_{N_1}(z^{-1})y(k) \\ f_{N_1+1} &= z^{N_1} [G_{N_1+1}(z^{-1}) - z^{-N_1}g_{N_1+1,N_1} - \dots - z^{-1}g_{N_1+1,1} - g_{N_1+1,0}] \Delta u(k) \\ &\quad + F_{N_1+1}(z^{-1})y(k) \\ &\quad \vdots \end{aligned}$$

---


$$f_{N_2} = z^{N_2-1} [G_{N_2}(z^{-1}) - z^{-(N_2-1)}g_{N_2,N_2-1} - \dots - z^{-N_u}g_{N_2,N_u} - \dots - z^{-1}g_{N_2,1} - g_{N_2,0}] \Delta u(k) + F_{N_2}(z^{-1})y(k) \quad (Ec. 3.50)$$

Las respuestas libres de la (Ec. 3.50) pueden ser calculadas aplicando  $\{u(\tau), \tau < k\}$  y  $\{y(\tau), \tau \leq k\}$  los cuales son valores conocidos al tiempo-instante  $k$ .

De las ecuaciones anteriores (Ec. 3.49, Ec. 3.50) se observa que pueden ser representadas vectorialmente como sigue:

$$\begin{aligned} \vec{y}(k|k) &= [\hat{y}(k+N_1|k), \hat{y}(k+N_1+1|k), \dots, \hat{y}(k+N_2|k)]^T \\ \Delta \tilde{u}(k|k) &= [\Delta u(k|k), \dots, \Delta u(k+N_u-1|k)]^T \\ \tilde{f}(k) &= [f_{N_1}(k), f_{N_1+1}(k), \dots, f_{N_2}(k)]^T \\ \vec{y}(k|k) &= G \Delta \tilde{u}(k|k) + \tilde{f}(k) \end{aligned} \quad (Ec. 3.51)$$

La cual puede ser reescrita sin considerar los errores futuros como:

$$\vec{y}(k|k) = G \Delta \tilde{u}(k|k) + H \Delta \tilde{u}(k) + F \tilde{y}(k) \quad (Ec. 3.52)$$

Donde:

$$\Delta \tilde{u}(k) = [\Delta u(k-d-1), \Delta u(k-d-2), \dots, \Delta u(k-d-n_b)]^T \quad (Ec. 3.53)$$

$$\tilde{y}(k) = [y(k), y(k-1), \dots, y(k-n_a)]^T \quad (Ec. 3.54)$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1} & g_{N_1-1} & \dots & g_{N_1-N_u+1} \\ g_{N_1+1} & g_{N_1} & \dots & g_{N_1-N_u+2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_2} & g_{N_2-1} & \dots & g_{N_2-N_u+1} \end{bmatrix}$$

$$g_j = 0, \quad \forall j \leq 0$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{N_1,1} & h_{N_1,2} & \dots & h_{N_1,n_b} \\ h_{N_1+1,1} & h_{N_1+1,2} & \dots & h_{N_1+1,n_b} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_2,1} & h_{N_2,2} & \dots & h_{N_2,n_b} \end{bmatrix}$$

$$F = \begin{bmatrix} f_{N_1,0} & f_{N_1,1} & \dots & f_{N_1,n_a} \\ f_{N_1+1,0} & f_{N_1+1,1} & \dots & f_{N_1+1,n_a} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_{N_2,0} & f_{N_2,1} & \dots & f_{N_2,n_a} \end{bmatrix}$$

(Ec. 3.55)

---

Se observa que la respuesta libre del sistema  $\tilde{f}(k)$  depende de las señales pasadas de control (Ec. 3.53) y de las salidas del proceso actual y pasadas (Ec. 3.54).

Si se establece el vector de salidas futuras deseadas  $\vec{\omega}(k)$  como:

$$\vec{\omega}(k) = [y_s(k + N_1), y_s(k + N_1 + 1), \dots, y_s(k + N_2)]^T \quad (\text{Ec. 3.56})$$

Luego replanteando la función de costo (Ec. 3.46) en forma vectorial e incluyendo las ecuaciones (Ec. 3.51 a Ec.3.56) se obtiene:

$$J(k) = \delta(j)[\tilde{y}(k|k) - \vec{\omega}(k)]^T [\tilde{y}(k|k) - \vec{\omega}(k)] + \lambda(j)\Delta\tilde{u}(k|k)^T \Delta\tilde{u}(k|k) \quad (\text{Ec. 3.57})$$

$$J(k) = \delta(j)[G\Delta\tilde{u}(k|k) + H\Delta\tilde{u}(k) + F\tilde{y}(k) - \vec{\omega}(k)]^T [G\Delta\tilde{u}(k|k) + H\Delta\tilde{u}(k) + F\tilde{y}(k) - \vec{\omega}(k)] + \lambda(j)\Delta\tilde{u}(k|k)^T \Delta\tilde{u}(k|k) \quad (\text{Ec. 3.58})$$

### 3.4.3 LEY DE CONTROL (SEÑAL MODULADORA)

La solución óptima de (Ec. 3.58) ocurre cuando  $\lambda I + G^T G$  es una matriz no singular a partir de:

$$\Delta\tilde{u}(k|k) = (\lambda I + G^T G)^{-1} G^T [\vec{\omega}(k) - \tilde{f}(k)] \quad (\text{Ec. 3.59})$$

Por lo tanto, la ley de control (señal moduladora) en tiempo real, está dada por:

$$u(k) = u(k - 1) + d^T [\vec{\omega}(k) - \tilde{f}(k)] \quad (\text{Ec. 3.60})$$

Donde:

$$d^T \text{ corresponde a la primera fila de } (\lambda I + G^T G)^{-1} G^T \quad (\text{Ec. 3.61})$$

De igual manera se puede demostrar que si se hubiera incluido el ruido blanco en la predicción de salida, es decir  $\tilde{y}(k|k) = \tilde{y}(k) + \tilde{\varepsilon}(k)$ , luego de minimizar la función de costo, se obtiene la misma señal de control (Ec. 3.60), la cual puede ser reescrita como:

$$u(k) = u(k - 1) + d^T [\vec{\omega}(k) - F\tilde{y}(k) - H\Delta\tilde{u}(k)] \\ u(k) = u(k - 1) + d^T [\vec{\omega}(k) - F(z^{-1})y(k) - H(z^{-1})\Delta u(k)] \quad (\text{Ec. 3.62})$$



En resumen, la estructura de control del modelo interno del GPC se muestra en la Figura 3.19, donde:

$$\begin{aligned}
 F(z^{-1}) &= [F_{N_1}(z^{-1}), F_{N_1+1}(z^{-1}), \dots, F_{N_2}(z^{-1})]^T \\
 H(z^{-1}) &= [H_{N_1}(z^{-1}), H_{N_1+1}(z^{-1}), \dots, H_{N_2}(z^{-1})]^T \\
 \tilde{f}(k) &= [f_{N_1}(k), f_{N_1+1}(k), \dots, f_{N_2}(k)]^T \\
 \vec{\omega}(k) &= [y_s(k + N_1), y_s(k + N_1 + 1), \dots, y_s(k + N_2)]^T \\
 d^T &= [1, 0, \dots, 0](\lambda I + G^T G)^{-1} G^T
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3.63}$$

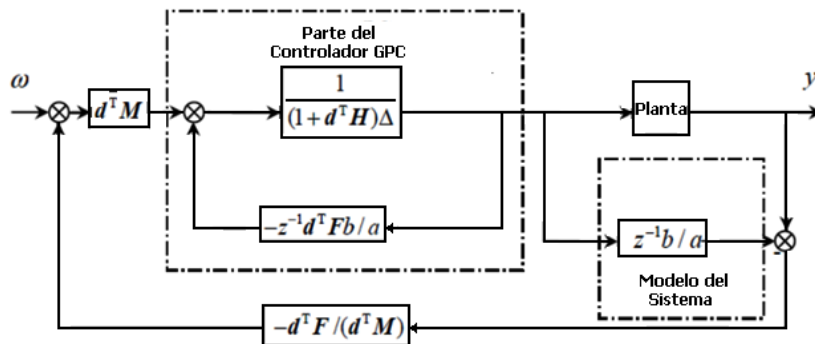


Figura 3.19 Modelo interno de la estructura de control GPC (Ding, 2010, p. 75).

### 3.4.4 IDENTIFICACIÓN DEL MODELO EN LÍNEA

La identificación del proceso para el GPC propuesto se lo hace en línea (tiempo real), para lo cual los parámetros son estimados en cada muestra (datos de entrada/salida) y ajustados al mejor modelo a través de mínimos cuadrados recursivos. Esta identificación no considera el error de predicción y el modelo es modificado en línea para hacer una predicción exacta.

Si se escoge el modelo entrada/salida, se puede aplicar la corrección de retroalimentación heurística como en DMC y MAC (Ding, 2010), para esto se usa el error de predicción actual para modificar las futuras salidas de predicción en base a (Ec. 3.1) se reescribe como sigue:

$$\begin{aligned}
 A(z^{-1})\Delta y(k) &= B(z^{-1})z^{-d}\Delta u(k-1) + C(z^{-1})\xi(k) \\
 \Delta y(k) &= -A_1(z^{-1})\Delta y(k) + B(z^{-1})z^{-d}\Delta u(k-1) + \xi(k)
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 3.64}$$

Donde:

$$\begin{aligned}
 A_1(z^{-1}) &= A(z^{-1}) - 1 \\
 C(z^{-1}) &= 1 \quad \text{por simplicidad}
 \end{aligned}$$

Denotando los parámetros del modelo y los datos en forma vectorial, luego reemplazando en (Ec. 3.64) se tiene:

$$\theta = [a_1, \dots, a_{n_a}, b_0, \dots, b_{n_b}]^T \quad (\text{Ec. 3.65})$$

$$\varphi(k) = [-\Delta y(k-1), \dots, -\Delta y(k-n_a), \Delta u(k-d-1), \dots, \Delta u(k-d-n_b-1)]^T \quad (\text{Ec. 3.66})$$

$$\Delta y(k) = \varphi(k)^T \theta + \xi(k) \quad (\text{Ec. 3.67})$$

Nótese que en el modelo de predicción del GPC, los errores futuros no son considerados, de aquí que el error en la muestra  $k$ , pudiera ser considerado intrínseco en la medición de la salida  $y(k)$  al aplicar la entrada  $u(k)$ .

Ahora se puede utilizar el método de mínimos cuadrados iterativamente para estimar los parámetros del vector  $\theta$  como sigue:

$$K(k) = P(k-1)\varphi(k)[\varphi(k)^T P(k-1)\varphi(k) + \mu]^{-1} \quad (\text{Ec. 3.68})$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)[\Delta y(k) - \varphi(k)^T \hat{\theta}(k-1)] \quad (\text{Ec. 3.69})$$

$$P(k) = \frac{1}{\mu} [I - K(k)\varphi(k)^T]P(k-1) \quad (\text{Ec. 3.70})$$

Donde:

$\mu$  es el factor de olvido comprendido entre  $0 < \mu < 1$  aunque usualmente es escogido en el rango  $0.95 < \mu < 1$

$K(k)$  es el factor de peso

$P(k)$  es la matriz de covarianza definida positiva

En las ecuaciones (Ec. 3.68 a Ec. 3.70) se observa que se requieren valores iniciales del vector de parámetros  $\theta$  y de la matriz de covarianza  $P(k)$  por lo que se recomienda que  $\hat{\theta}(-1) = 0$  y  $P(-1) = \alpha^2 I$  donde  $\alpha$  es un escalar positivo suficientemente grande para que su incidencia en la identificación sea apropiada, de pruebas realizadas se escoge  $\alpha = 1000000$ .

De esta forma en cada paso de control, primero se configura-lee el vector de datos, luego se calculan  $K(k)$ ,  $\hat{\theta}(k)$ ,  $P(k)$  y así se identifican los parámetros  $A(z^{-1})$ ,  $B(z^{-1})$  del proceso, posteriormente se determinan iterativamente  $E_j(z^{-1})$ ,  $F_j(z^{-1})$  de acuerdo a (Ec. 3.41 y Ec. 3.42), a continuación se calculan los elementos  $g_i$ 's de  $G$  y los elementos  $f_i(k)$  según (Ec. 3.43, Ec. 3.44, Ec. 3.45, Ec. 3.50), finalmente se computa  $d^T$  con (Ec. 3.61) y se establece la señal de control a partir de (Ec. 3.60) o (Ec. 3.62).

---

### 3.4.5 RESTRICCIONES DEL GPC

Inicialmente se consideró el GPC sin restricciones, luego de pruebas al modelo desarrollado se observa la necesidad de incorporar restricciones en la salida y/o señal de control. Un método aunque no preciso es saturar estos valores siempre y cuando el truncamiento no sea demasiado grande y/o periódico<sup>21</sup>, en cuyo caso será imprescindible el uso de estos umbrales para no producir efectos en la estabilidad del sistema.

Por otro lado, dado que la señal de control es la señal moduladora, ésta producirá sobre modulación si no se restringe adecuadamente.

Las ecuaciones que describen las restricciones en el GPC, vienen dadas por:

$$u_{min} \leq u(t) \leq u_{max} \quad \forall t \quad (Ec. 3.71)$$

$$\Delta_{min} \leq u(t) - u(t - 1) \leq \Delta_{max} \quad \forall t \quad (Ec. 3.72)$$

$$y_{min} \leq y(t) \leq y_{max} \quad \forall t \quad (Ec. 3.73)$$

Donde:

$u_{min}, u_{max}$       señal de control mínima y máxima  
 $\Delta_{min}, \Delta_{max}$     diferencia entre la señal de control actual y pasada mínima y máxima  
 $y_{min}, y_{max}$       salida mínima y máxima

De pruebas realizadas se observó que las señales de control, siguen correctamente la referencia cuando se tiene carga RL. Sin embargo, cuando se trató con la carga no lineal (RL con rectificador trifásico de media onda), estas señales (moduladoras) rara vez sobrepasaron la amplitud de las portadoras. Razón por la cual, únicamente se ha insertado umbrales en la ley de control del GPC a partir de la siguiente expresión:

$$u(t) = u(t - 1) \quad \forall \quad |u(t)| > |umbral|^{22} \quad (Ec. 3.74)$$

Donde:

$|umbral|$       es el valor máximo absoluto de la referencia de entrada de corriente o voltaje presentado en (Ec. 3.27) y (Ec. 3.28)

---

<sup>21</sup> El Dr. Ismael Minchala, menciona que ésta consideración de diseño, provoca tener un controlador que introduce no linealidades, por lo que se debe justificar con atención ésta elección.

<sup>22</sup> Esta consideración es válida para cargas: lineal RL y no lineal RL con rectificador trifásico de media onda. Por otro lado se advierte que el uso de restricciones (Ec. 3.71, Ec. 3.72 y Ec.3.73) son necesarias e indispensables implementarlas en el algoritmo GPC cuando se trabaja con cargas fuertemente no lineales como las cargas 3 y 4 (No lineal desequilibrada con rectificación de onda completa por fase y neutro común, y No lineal con rectificación trifásica de onda completa con carga mixta RLC, respectivamente) de la Figura 3.5.



---

## CAPÍTULO 4

# ANÁLISIS DE RESULTADOS DEL MODELO GPC

---

### 4.1 ALGORITMO DEL CONTROLADOR PREDICTIVO GENERALIZADO

El algoritmo del controlador predictivo generalizado implementado en el inversor multinivel en cascada aplicado como filtro activo de potencia consta de 3 bloques principales:

1. Identificación del proceso por mínimos cuadrados recursivo
2. Cómputo de las matrices del GPC
3. Cómputo de las señales de control

Cada uno de los bloques realiza 3 iteraciones para cada una de las fases del inversor, por lo que los tiempos requeridos para su cálculo son considerables. De pruebas realizadas se obtuvieron los siguientes resultados (tiempos promedios de simulación)<sup>23</sup>:

- Proceso de Identificación 600us
- Cálculo de Matrices del GPC 2400us
- Cálculo de Señales de Control 200us

De esta forma se observa que para la simulación del GPC, incluir todo el algoritmo en el inversor requiere gran demanda computacional<sup>24</sup>. Por otro lado, dado que constructivamente los IGBT's deben conmutar a frecuencias altas (recomendable una frecuencia igual o superior a 5KHz), entonces, la identificación y cálculo de matrices se los determinó por separado como se detalla en las siguientes subsecciones:

---

<sup>23</sup> Estos tiempos son referenciales, más no son los tiempos de ejecución en tiempo real sino que únicamente muestran la carga computacional y el tiempo que le toma al Toolbox Simulink de MATLAB en resolver las distintas tareas.

<sup>24</sup> Sin embargo, es posible ejecutar todo el algoritmo GPC, utilizando bloques RateTransition en el modelo de simulación.

### 4.1.1 ALGORITMO DE IDENTIFICACIÓN DEL PROCESO

Para la identificación del proceso, se plantea el diagrama de la Figura 4.1 en donde se observan las 3 ramas siguientes:

- Rama de la fuente, con un voltaje de fase de 127Vrms a 60Hz
- Rama del inversor y acople al PCC, conformado por una red RLC serie
- Rama de la carga, ésta puede ser lineal o no lineal

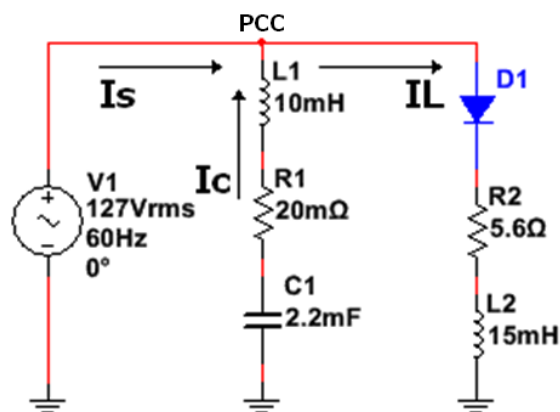


Figura 4.1 Modelo eléctrico del MLI con carga no lineal.

En la rama del inversor se observa que el acople al PCC es a través de un inductor de 10mHn. Por otro lado, según especificaciones de los IGBT's que se utilizan en el MLI de 9 niveles estudiado, estos tienen una resistencia interna de 6.67mΩ debido a la conmutación, y dado que la configuración de los switches es en puente completo, entonces para cada nivel de tensión a la salida del inversor, se requerirá la conmutación de múltiplos de 2 dispositivos. Así se tiene 13.34mΩ que finalmente se ha diseñado y simulado con una resistencia de 20mΩ, en tanto que el capacitor en paralelo a cada celda (puente H) utilizado es de 2200uF a 450V.

El modelo de la planta presentado en la Figura 4.1 se determinó a partir del siguiente modelo en espacio de estados:

$$-v_s + v_L + v_R + v_C = 0 \quad (Ec. 4.1)$$

$$v_L = L \frac{di_c}{dt}; \quad v_R = Ri_c; \quad v_C = \frac{1}{C} \int i_c dt \quad (Ec. 4.2)$$

$$\frac{di_c}{dt} = -Ri_c - v_C + v_s; \quad \frac{dv_C}{dt} = \frac{1}{C} i_c \quad (Ec. 4.3)$$

---


$$\begin{bmatrix} \frac{di_c}{dt} \\ \frac{dv_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_c \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} v_s$$

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

(Ec. 4.4)

$$y = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_c \\ v_c \end{bmatrix}$$

$$y = Cx$$

(Ec. 4.5)

Donde:

$v_s$	voltaje de fase de la fuente
$v_L, v_R, v_C$	tensión en el inductor, resistencia y capacitor respectivamente del modelo del inversor
$A$	matriz de estados
$B$	vector de entradas
$C$	vector de salidas

La función de transferencia del modelo de la planta derivado del espacio de estados obtenido es:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B$$

$$G(s) = \frac{\frac{s}{L}}{s^2 + \left(\frac{R}{L}\right)s + \frac{1}{LC}}$$

(Ec. 4.6)

La función de transferencia en el plano s, es discretizada considerando un retenedor de orden cero, con lo cual se obtiene:

$$G(z) = \frac{\frac{1}{L\omega} e^{-aT_s} \text{sen}(\omega T_s) [z^{-1} - z^{-2}]}{1 - 2e^{-aT_s} \text{cos}(\omega T_s) z^{-1} + e^{-2aT_s} z^{-2}}$$

(Ec. 4.7)

$$a = \frac{R}{2L}$$

(Ec. 4.8)

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

(Ec. 4.9)

---

Donde:

$a$  es el factor de amortiguamiento

$\omega$  es la frecuencia angular del sistema

Ahora reemplazando los parámetros del inversor y tomando en cuenta que cada puente coloca en serie un capacitor y una resistencia, se tienen 4 posibles modelos descritos en la Tabla 4.1.

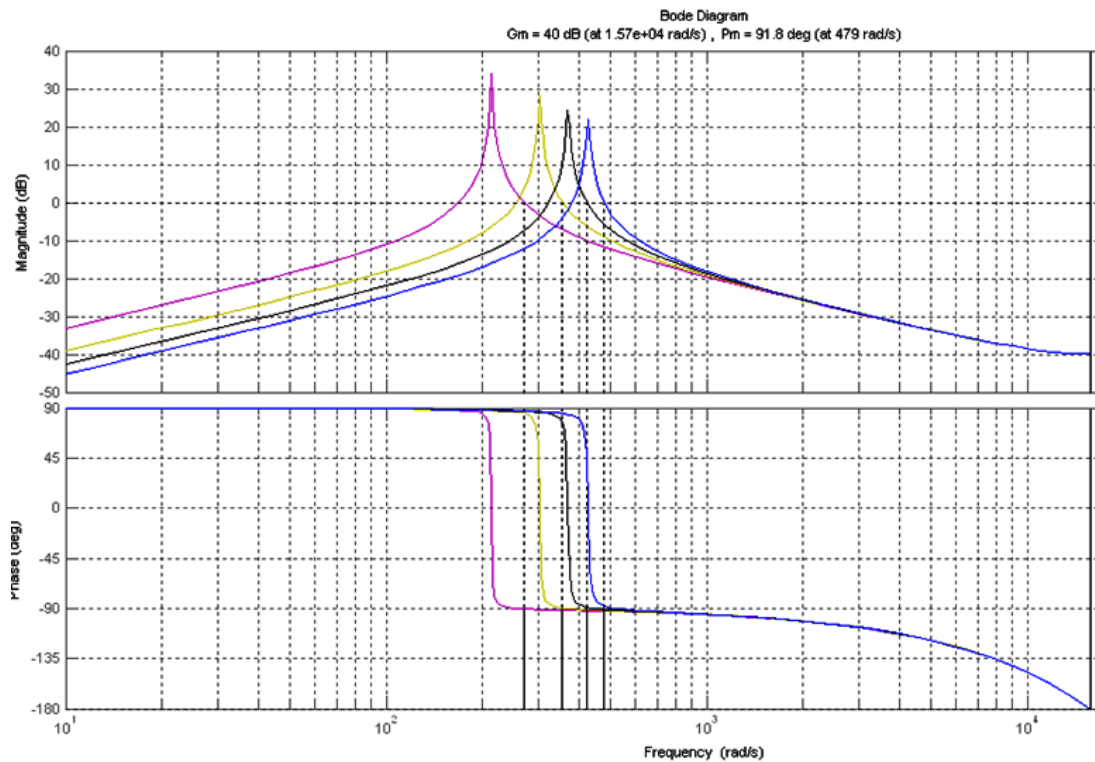
En la Figura 4.2 se observa la respuesta en frecuencia de los 4 modelos discretos, que indican que el sistema es estable. Sin embargo, la frecuencia natural del sistema varía de forma considerable, lo que deriva en errores en el modelo utilizado en el GPC y por lo tanto, el rendimiento del mismo.

**Tabla 4.1** Modelos discretos del MLI.

*Fuente: El Autor*

<b>R</b>	<b>L</b>	<b>C</b>	<b>Modelo Discreto</b>
20m $\Omega$	10mHn	2200 $\mu$ F	$G(z) = \frac{0.019990z^{-1} - 0.019990z^{-2}}{1 - 1.997783z^{-1} + 0.999600z^{-2}}$
40m $\Omega$	10mHn	1100 $\mu$ F	$G(z) = \frac{0.019980z^{-1} - 0.019980z^{-2}}{1 - 1.995567z^{-1} + 0.999200z^{-2}}$
60m $\Omega$	10mHn	550 $\mu$ F	$G(z) = \frac{0.019970z^{-1} - 0.019970z^{-2}}{1 - 1.993352z^{-1} + 0.998800z^{-2}}$
80m $\Omega$	10mHn	275 $\mu$ F	$G(z) = \frac{0.019960z^{-1} - 0.019960z^{-2}}{1 - 1.991139z^{-1} + 0.998401z^{-2}}$





**Figura 4.2** Respuestas en frecuencia del MLI con 1, 2, 3 y 4 celdas.

Dada la divergencia de la planta, se ha procedido a realizar la identificación del proceso por 3 métodos adicionales para validar el modelo que menor error presente.

#### 4.1.1.1 MODELO 1: PROMEDIO DE DINÁMICA RLC

Proviene de la media de cada uno de los coeficientes de los modelos dinámicos RLC del MLI de 9 niveles de tensión, tabulados en la Tabla 4.1, obteniéndose la siguiente función de transferencia:

$$G(z) = \frac{0.019974865699671z^{-1} - 0.019974865699671z^{-2}}{1 - 1.994459935570832z^{-1} + 0.999000599733428z^{-2}}$$

(Ec. 4.10)

### 4.1.1.2 MODELO 2: ARX USANDO EL TOOLBOX IDENT DE MATLAB

Para esto se ha utilizado el Toolbox Ident de MATLAB, con datos provenientes del modelo en Simulink antes de aplicar el controlador predictivo generalizado, para lo cual, han sido ajustadas las constantes del controlador PI que determina las pérdidas de potencia del inversor y regula la tensión continua del bus CD a 400V.

Con éste método, es importante también definir la extracción de las corrientes de compensación, pues dependiendo si se utilizan corrientes o voltajes ya sea por balance del bus CD y/o la teoría de potencia instantánea (activa - reactiva) normal (para sistemas de tres hilos) o modificada (para sistemas de cuatro hilos), su identificación variará.

Para probar el sistema de control lo primero que deben ajustarse, son las tensiones del bus CD a través de la expresión (Ec. 3.21), luego de experimentación, se han obtenido los siguientes resultados tabulados en las Tablas 4.2, 4.3, 4.4.

**Tabla 4.2** Parámetros sintonizados para las tensiones del bus CD del MLI con la carga 1, para el modelo con corrientes de compensación por comparación directa entre la carga y la salida del PI.

*Fuente: El Autor*

<b>SINTONIZACIÓN DEL PI PARA CONTROL DEL BUS CD (I<sub>cref</sub>=I<sub>L</sub>-I<sub>sref</sub>)</b>							
<b>CARGA DE PRUEBA 1</b>							
	<b>ma</b>	<b>Kp</b>	<b>Ki</b>	<b>Vcdref</b>	<b>Vcdmax</b>	<b>Δ</b>	<b>error %</b>
<b>Fase A</b>	0,9	0,0055	0,055	400	412	12	3,00%
<b>Fase B</b>	0,9	0,0055	0,055	400	416	16	4,00%
<b>Fase C</b>	0,9	0,0055	0,055	400	416	16	4,00%

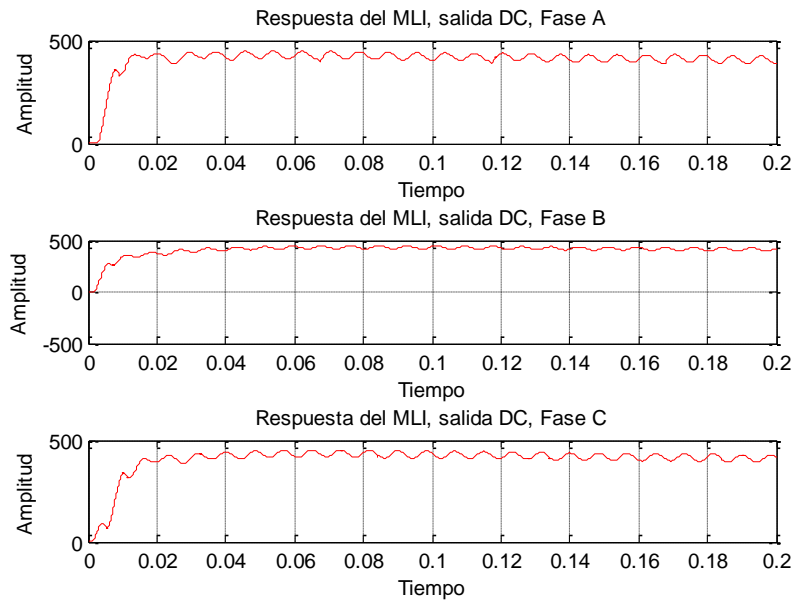
La Tabla 4.2 muestra un error promedio de 3.67% en los 3 buses CD cuando las corrientes de compensación de referencia se obtienen por diferencia entre las cargas y las corrientes de referencia de la fuente y en la Figura 4.3 se observa su respuesta.

**Tabla 4.3** Parámetros sintonizados para las tensiones del bus CD del MLI con la carga 1, para el modelo con corrientes de compensación a través de la Teoría PQ Modificada, con  $\lambda=0,1$  y  $\alpha_{soft}=0,1$ .

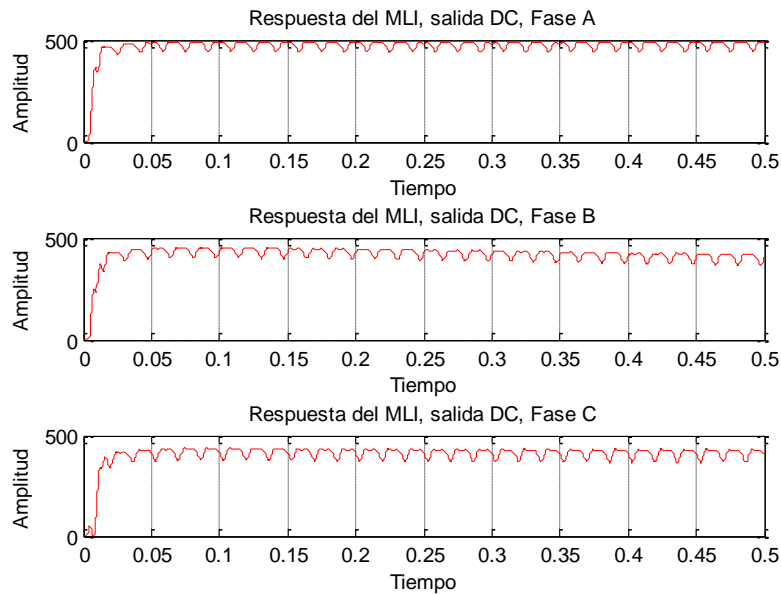
*Fuente: El Autor*

<b>SINTONIZACIÓN DEL PI, PARA CONTROL DEL BUS CD (I<sub>cref</sub> a través de la Teoría PQ)</b>							
<b>CARGA DE PRUEBA 1</b>							
	<b>ma</b>	<b>Kp</b>	<b>Ki</b>	<b>Vcdref</b>	<b>Vcdmax</b>	<b>Δ</b>	<b>error %</b>
<b>Fase A</b>	0,9	30	30	400	492	50	23,00%
<b>Fase B</b>	0,9	30	30	400	452	50	13,00%
<b>Fase C</b>	0,9	30	30	400	438	60	9,50%

La Tabla 4.3 muestra un error promedio de 15.17% en los 3 buses CD cuando las corrientes de compensación de referencia se obtienen a través de la Teoría PQ modificada para  $\lambda = 0.1$  y  $\alpha_{soft} = 0.1$ . En la Figura 4.4 se observa su respuesta.

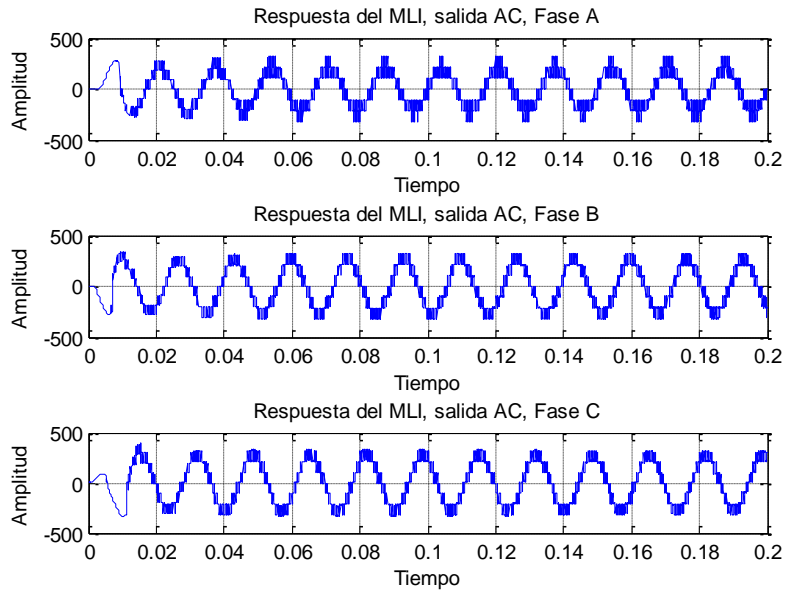


**Figura 4.3** Bus CD del MLI trifásico con  $I_{ref}=IL-Isref$ .

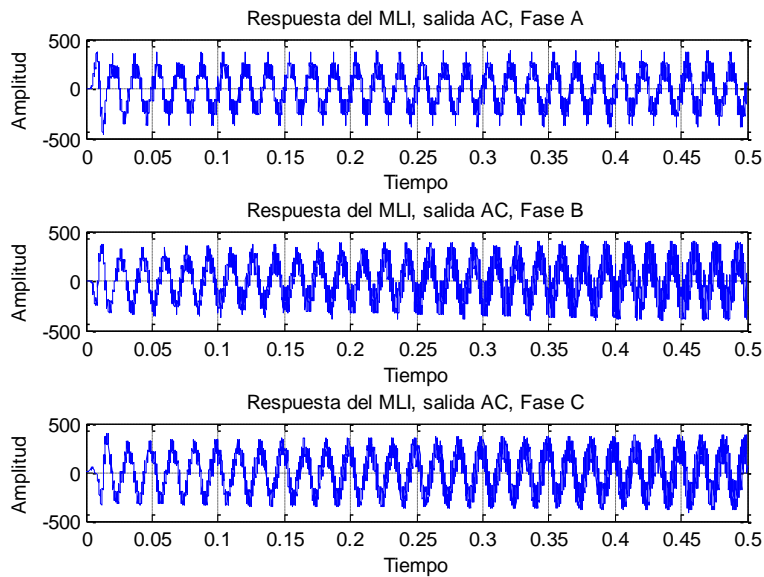


**Figura 4.4** Bus CD del MLI trifásico con  $I_{ref}$  a través de la teoría PQ modificada.

En las Figuras 4.5 y 4.6 se muestran las salidas CA del MLI para las 3 fases, en donde se aprecian los  $n$  niveles de tensión, con índice de modulación  $m_a = 0.9$  y señal moduladora senoidal.



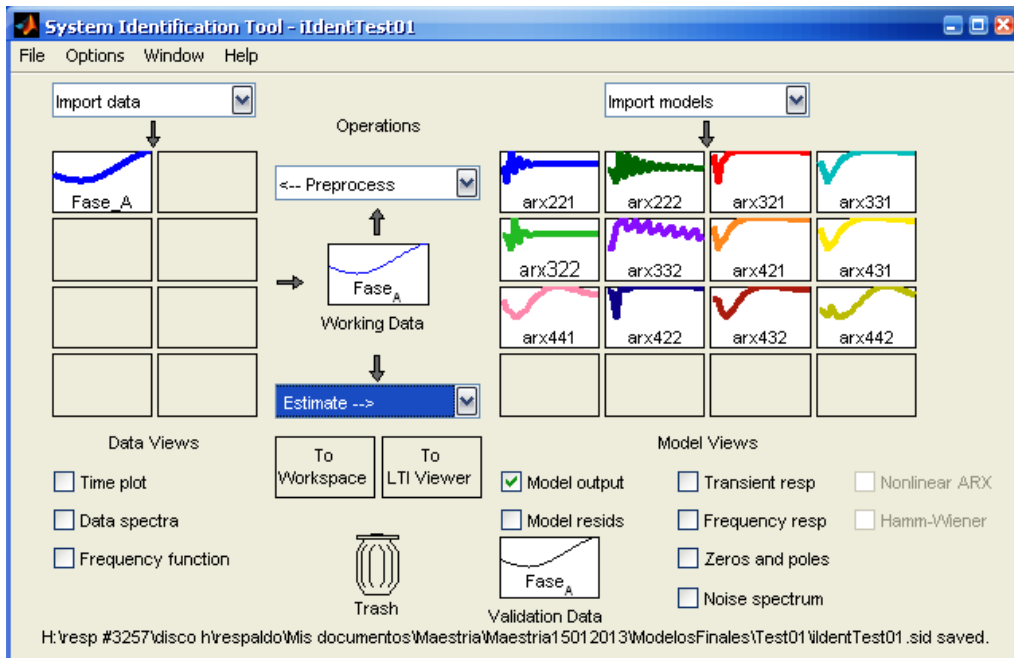
**Figura 4.5** Salidas de las fases A, B, C del MLI trifásico con  $I_{ref}=IL-Isref$ .



**Figura 4.6** Salidas de las fases A, B, C del MLI trifásico con  $I_{ref}$  a través de la teoría PQ modificada.

Las Figuras 4.4 y 4.6 han sido obtenidas con el algoritmo GPC, en donde se han ajustado los siguientes parámetros,  $\lambda = 0.1$  y  $\alpha_{soft} = 0.1$ . Ahora bien, si estos parámetros se ajustan a 0,9 el bus CD alcanza una media aproximada de 810V en lugar de los 400Vcd de referencia, además para su estabilización es necesario sintonizar las constantes  $K_p=90$  y  $K_i=90$ .

Por otro lado, los modelos de la planta para cada una de sus fases han sido obtenidos usando el Toolbox Ident de MATLAB (Figura 4.7), para lo cual se han registrado los datos provenientes de la respuesta del APF implementada con la teoría PQ modificada y se han validado todos los datos de la simulación a partir del tiempo  $t=0$ ms hasta  $t=500$ ms.

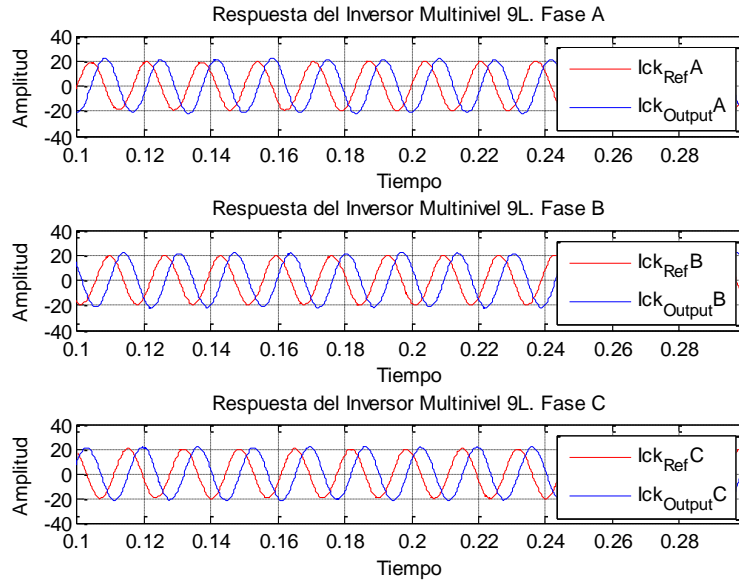


**Figura 4.7** Toolbox Ident de MATLAB para identificación de procesos.

Los modelos se han identificado usando una estructura ARX<sup>25</sup> sin ruido de integración, con una configuración 221, enfocados a la predicción, como se indica a continuación.

La Figura 4.8 muestra la entrada y salida de datos del inversor multinivel para su identificación.

<sup>25</sup> Modelo autoregresivo de variable exógena arx221 = Discrete-time ARX model:  $A(z)y(t) = B(z)u(t) + e(t)$



**Figura 4.8** Datos de entrada – salida de las fases del inversor para la identificación de modelos.

**Fase A:**

Fit to estimation data: 98.45% (prediction focus)

FPE: 0.0876, MSE: 0.08736

$$A(z) = 1 - 1.92(\pm 0.008924)z^{-1} + 0.9208(\pm 0.008777)z^{-2}$$

$$B(z) = 0.09486(\pm 0.0103)z^{-1} - 0.08678(\pm 0.01052)z^{-2}$$

**Fase B:**

Fit to estimation data: 98.45% (prediction focus)

FPE: 0.08746, MSE: 0.08722

$$A(z) = 1 - 1.904(\pm 0.00911)z^{-1} + 0.9057(\pm 0.008963)z^{-2}$$

$$B(z) = 0.0616(\pm 0.009565)z^{-1} - 0.05221(\pm 0.009794)z^{-2}$$

**Fase C:**

Fit to estimation data: 98.51% (prediction focus)

FPE: 0.07668, MSE: 0.07647

$$A(z) = 1 - 1.905(\pm 0.008544)z^{-1} + 0.9081(\pm 0.008438)z^{-2}$$

$$B(z) = 0.04199(\pm 0.007827)z^{-1} - 0.0333(\pm 0.008027)z^{-2}$$

(Ec. 4.11)

Sin embargo, dado que la identificación se realizó con la señal de error de las corrientes de compensación, es decir, del sistema en lazo cerrado con retroalimentación unitaria, entonces se debe determinar la función de transferencia únicamente de la planta, como sigue:

$$M = \frac{G}{1+G} \rightarrow G = \frac{M}{1-M} \quad (\text{Ec. 4.12})$$

Donde:

$G$                     función de transferencia de la planta  
 $M$                     función de transferencia del sistema en lazo cerrado

Para el sistema discreto de segundo orden se tiene que:

$$G(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + (a_1 - b_1)z^{-1} + (a_2 - b_2)z^{-2}} \quad (\text{Ec. 4.13})$$

Por lo tanto, los modelos para las 3 fases del APF son:

$$\begin{aligned} G_a(z) &= \frac{0.09486z^{-1} - 0.08678z^{-2}}{1 - 2.01486z^{-1} + 1.00758z^{-2}} \\ G_b(z) &= \frac{0.0616z^{-1} - 0.05221z^{-2}}{1 - 1.9656z^{-1} + 0.95791z^{-2}} \\ G_c(z) &= \frac{0.04199z^{-1} - 0.0333z^{-2}}{1 - 1.94699z^{-1} + 0.9414z^{-2}} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 4.14})$$

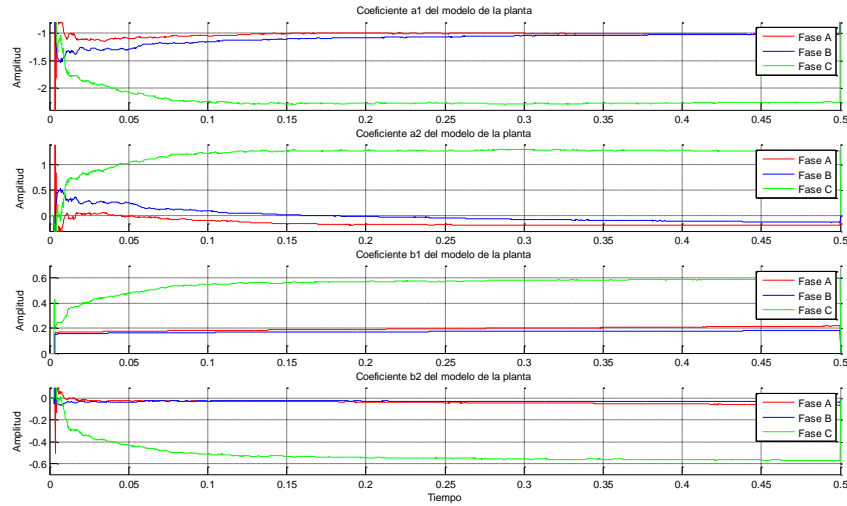
### 4.1.1.3 MODELO 3: IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA POR MÍNIMOS CUADRADOS RECURSIVOS

Este modelo se obtuvo habilitando el bloque de identificación del script implementado en el FunctionMATLAB GPC y presentando como señal moduladora, directamente las corrientes de compensación adquiridas, ya sea por diferencia entre las cargas y las corrientes de referencia de la fuente o a través de la teoría PQ modificada.

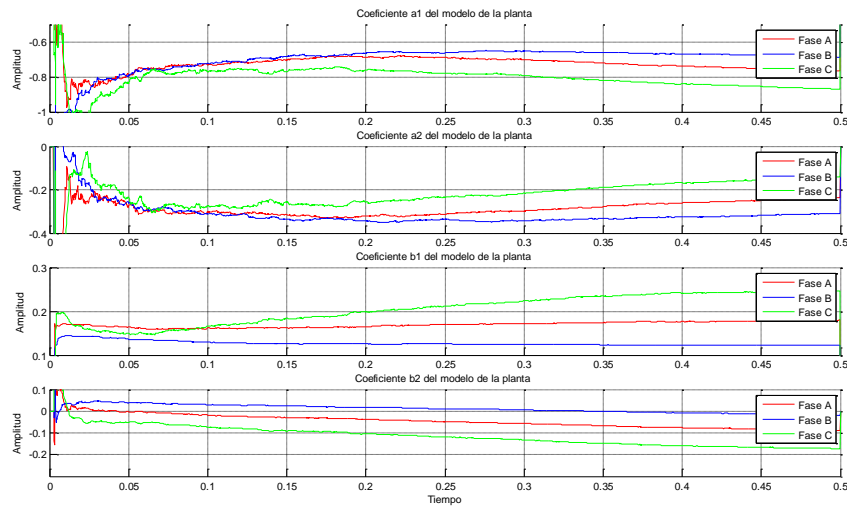
En las Figuras 4.9 y 4.10 se muestra la evolución de la identificación de la planta<sup>26</sup> en línea para las 3 fases en los siguientes casos:

<sup>26</sup> Se ha predefinido un modelo ARX 221, esto es  $na=2$ ,  $nb=1$  con retenedor de orden cero, es decir  $\theta = [a_1, a_2, b_1, b_2]^T$

- Bus CD implementado con 4 fuentes de voltaje continuo de 100Vcd.
- Bus CD implementado con 4 capacitores de 2200uF/450V cargado inicialmente a 100Vcd.



**Figura 4.9** Evolución de los parámetros  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  por mínimos cuadrados recursivos para la carga 2 (RL con rectificador de media onda) con fuentes de tensión continua de 100Vcd en el bus CD.



**Figura 4.10** Evolución de los parámetros  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$  por mínimos cuadrados recursivos para la carga 2 (RL con rectificador de media onda) con capacitores de 2200uF/450V en el bus CD.

Así, los modelos promedios para las 3 fases del MLI identificados por el algoritmo GPC del APF tanto para un bus CD con fuentes de voltaje continuo como con



capacitores, con la carga 2 de prueba (RL con rectificador de media onda) son respectivamente:

$$\begin{aligned}
 G_a(z) &= \frac{0.1931z^{-1} - 0.0381z^{-2}}{1 - 1.0146z^{-1} - 0.1426z^{-2}} \\
 G_b(z) &= \frac{0.1698z^{-1} - 0.0279z^{-2}}{1 - 1.0880z^{-1} - 0.0026z^{-2}} \\
 G_c(z) &= \frac{0.5516z^{-1} - 0.5194z^{-2}}{1 - 2.2070z^{-1} + 1.2035z^{-2}}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 4.15}$$

$$\begin{aligned}
 G_a(z) &= \frac{0.1684z^{-1} - 0.0445z^{-2}}{1 - 0.7221z^{-1} - 0.2872z^{-2}} \\
 G_b(z) &= \frac{0.1260z^{-1} - 0.0113z^{-2}}{1 - 0.6968z^{-1} - 0.3085z^{-2}} \\
 G_c(z) &= \frac{0.2044z^{-1} - 0.1118z^{-2}}{1 - 0.8020z^{-1} - 0.2209z^{-2}}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 4.16}$$

Se observa además que los parámetros de la planta varían considerablemente para el caso del bus CD con capacitores, esto es debido a que el GPC produce las señales de control para inyectar las corrientes de compensación necesarias e intenta mantener constante el bus CD simultáneamente.

#### 4.1.2 PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Los modelos anteriormente identificados así como las distintas pruebas implementadas para evaluar el desempeño del controlador, junto con los parámetros de configuración, se presentan en la Tabla 4.4.

Para seleccionar el tiempo de control (Tiempo de conmutación  $T_c$ ) de los IGBT's, se conoce que estos operan generalmente a frecuencias altas ( $F_c \geq 5\text{KHz}$ ) por otro lado, se recomienda escoger una frecuencia múltiplo de la frecuencia de red en un orden de armónico mayor a 21 y par para que la inyección de armónicas contenga únicamente impares, por lo que se ha establecido:

$$\begin{aligned}
 nTHD &\geq 21 \text{ y par; se escoge } nTHD = 84 \\
 F_c &\geq nTHD * F_{red} \\
 F_c &\geq 5040\text{Hz}
 \end{aligned}
 \tag{Ec. 4.17}$$

Sin embargo, en todas las pruebas del controlador se ha seleccionado  $F_c=5\text{KHz}$ , es decir  $T_c=200\mu\text{s}$ .

**Tabla 4.4** Parámetros de simulación del GPC y del APF en general.

Fuente: El Autor

<b>PARÁMETROS DE SIMULACIÓN</b>	
Voltaje RMS de línea	$V_L=220V$
Frecuencia de la red	$F_{red}=60Hz$
Tiempo de muestreo	$T_s=20\mu s$
Periodo de conmutación-control de los IGBT's	$T_c=200\mu s$
Capacitor por celda (puente H)	$C_{kdc_i}=2200\mu F$
Resistencia interna de los IGBT's	$R_{on}=10m\Omega$
Inductor de acoplamiento	$L_{sh}=10mHn$
Índice de modulación	$m_a=0,9$
Voltaje de referencia del bus CD	$V_{cd}=400V$
Constante proporcional del controlador PI	$K_p=0,0009$
Constante integral del controlador PI	$K_i=0,02$
Corriente pico en la carga	$I_{Lp1}=21,4A$ $I_{Lp2}=24,0A$ $I_{Lp3}=32,7A$ $I_{Lp4}=13,3A$
Amplitud de las portadoras triangulares	$A_p=2 \cdot I_{Lp}$
Carga 1: Red R-L serie trifásica con conexión estrella	$R=1,5\Omega$ $L=22mHn$
Carga 2: Rectificación de media onda con red R-L serie trifásica con conexión estrella	$R=5,6\Omega$ $L=15mHn$
Carga 3: Rectificación de onda completa por fase, desequilibra y en conexión estrella	<b>Fase A:</b> $R=3,3\Omega$ $L=100mHn$ $C=120\mu F$ <b>Fase B:</b> $R=18\Omega$ $C=220\mu F$ <b>Fase C:</b> $R=68\Omega$ $L=10mHn$
Carga 4: Rectificación trifásica de onda completa y red mixta R-L-C:	$R=22\Omega$ $L=12mHn$ $C=680\mu F$

---

## 4.2 SIMULACIONES Y RESULTADOS

Varios modelos de simulación con distintas configuraciones que dependen de los parámetros de la fuente, del modulador, del inversor, de las constantes del controlador PI, de la carga y los parámetros del algoritmo GPC tales como: ventana de predicción y control, factor de suavidad, peso de la señal de control, así como del modelo de la planta incluyendo el tiempo muerto, han sido implementados para probar el funcionamiento del algoritmo de control diseñado y analizar-evaluar su desempeño.

A continuación se describen las respuestas obtenidas de las simulaciones para algunas pruebas que de manera general, muestran:

- La salida de tensión-corriente alterna (CA) y el bus CD de las fases del MLI
- Corriente que circula por el neutro
- Voltajes y corrientes en las fases de la fuente de alimentación
- Corrientes de la fuente, del APF y de la carga en el PCC
- THD de las corrientes en la fuente y en la carga
- Potencias instantáneas activa-reactiva y factor de potencia (FP)

Por otro lado, las pruebas incluyen resultados de los modelos con buses CD conformados por fuentes de voltaje continuo (Bus CD sin rizo al cual se le denominará Bus CD constante o fijo) y por capacitores (Bus CD con rizo al cual se le denominará Bus CD variable) para su comparación y análisis correspondiente.

### 4.2.1 RESPUESTA DEL GPC CON CARGA RL BALANCEADA EN UN SISTEMA TRIFÁSICO DE 4 HILOS

En este apartado se muestra la respuesta de la estrategia de control diseñada para carga RL balanceada en un sistema trifásico de 4 hilos, para lo cual se han realizado pruebas con bus CD constante y variable incluyendo los modelos de la planta analítico y experimentales (Dinámica RLC, ARX usando el Toolbox Ident de MATLAB, ARX por Mínimos Cuadrados Recursivos en el algoritmo GPC).

---

### 4.2.1.1 TEST 01. GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO e $i_{ckref}=i_{Lk}-0.103333v_{sk}$

#### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

En esta prueba, el Bus CD del APF está conformado por 4 fuentes de voltaje continuo de 100V (Bus CD constante) por cada fase y las corrientes de compensación que inyecta el filtro al PCC, resulta por comparación directa entre las corrientes de carga y las corrientes de referencia de la fuente, de amplitud igual a la carga y en fase a las tensiones de la red de alimentación (Figura 4.11).

$$\begin{aligned}i_{ckref} &= i_{Lk} - v_{sk}K \\i_{ckref} &= i_{Lk} - v_{sk} \left( \frac{i_{Lkp}}{v_{skp}} \right) \\i_{ckref} &= i_{Lk} - 0.103333v_{sk}\end{aligned}\tag{Ec. 4.18}$$

Donde:

$i_{Lkp}$  es la corriente pico por fase en la carga  
 $v_{skp}$  es el voltaje pico por fase en la fuente (180V aproximadamente)

El proceso incluido en el GPC, es el modelo 1 que resulta de la media de las plantas discretas registradas en la Tabla 4.1.

$$G(z) = \frac{0.019975z^{-1} - 0.019975z^{-2}}{1 - 1.994460z^{-1} + 0.999001z^{-2}}$$

#### SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

##### InitFcn:

ILp1=18.6A, Ap=60A

Kp1=Kp2=Kp3=0.00055, Ki1=Ki2=Ki3=0.0055

Carga 1 de prueba: Red RL: Ra1=Rb1=Rc1=1.5Ω, La1=Lb1=Lc1=22mHn,

Ts=20us, Tc=200us

**function [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC01(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):**

na=2, nb=1, d=1, N1=2, Nu=3, N2=4, lambda=0.8, alpha\_soft=0.1

##### iResultadosAlgoritmoGPC01.m

% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD fijo y algoritmo GPC e  
% Icref=IL-Isref

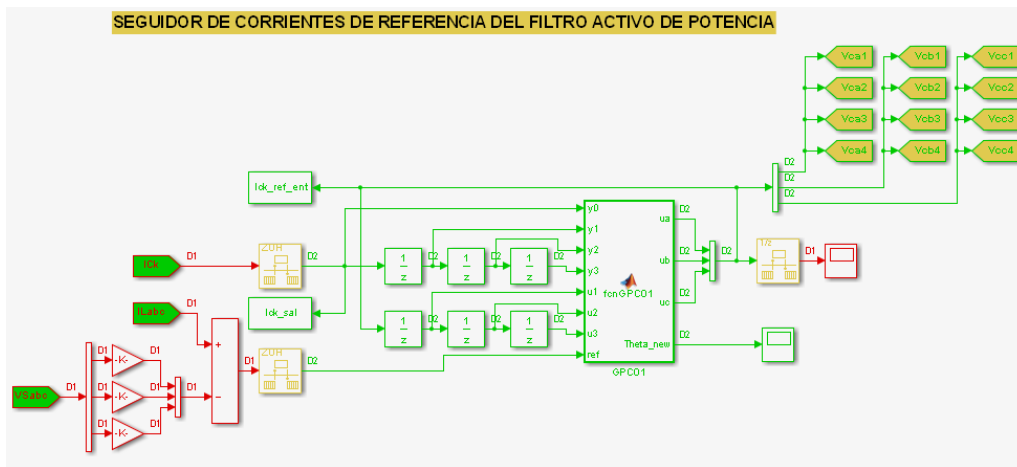


Figura 4.11 Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 01 y 02).

### SIMULACIONES:

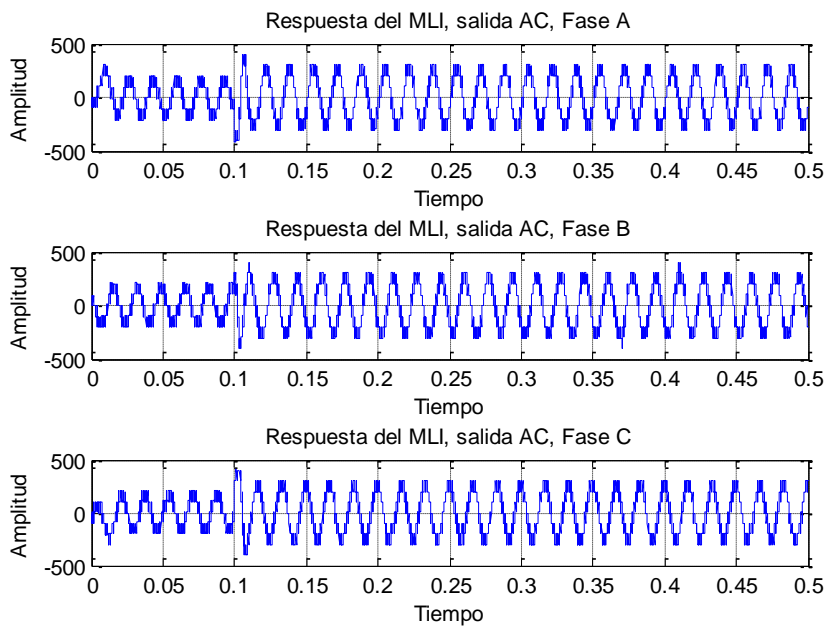
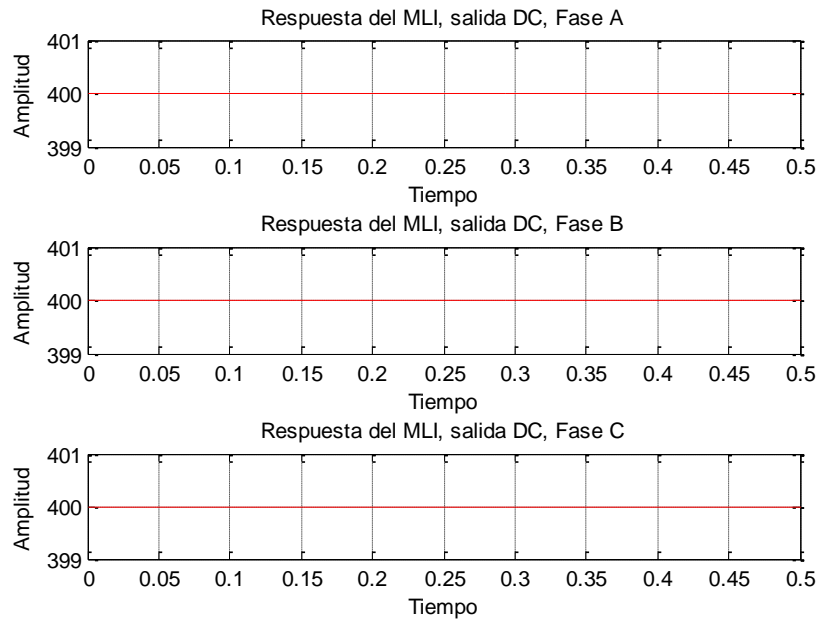
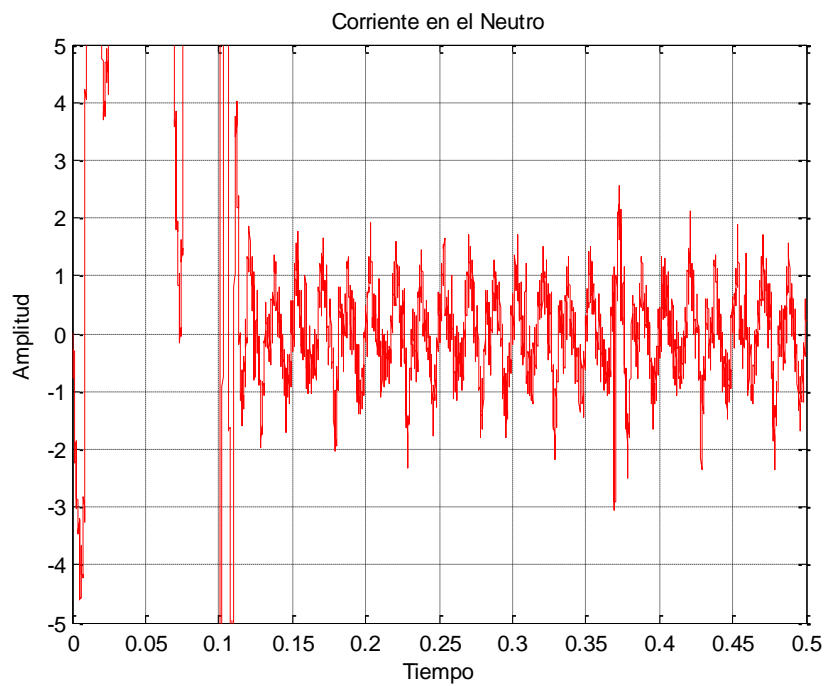


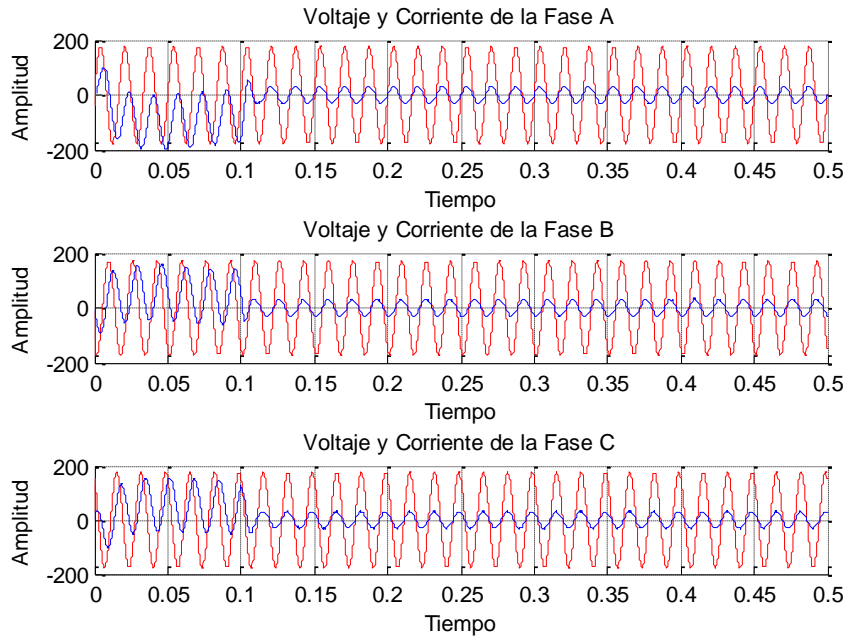
Figura 4.12 Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{cref} = I_L - I_{sref}$  (Test 01).



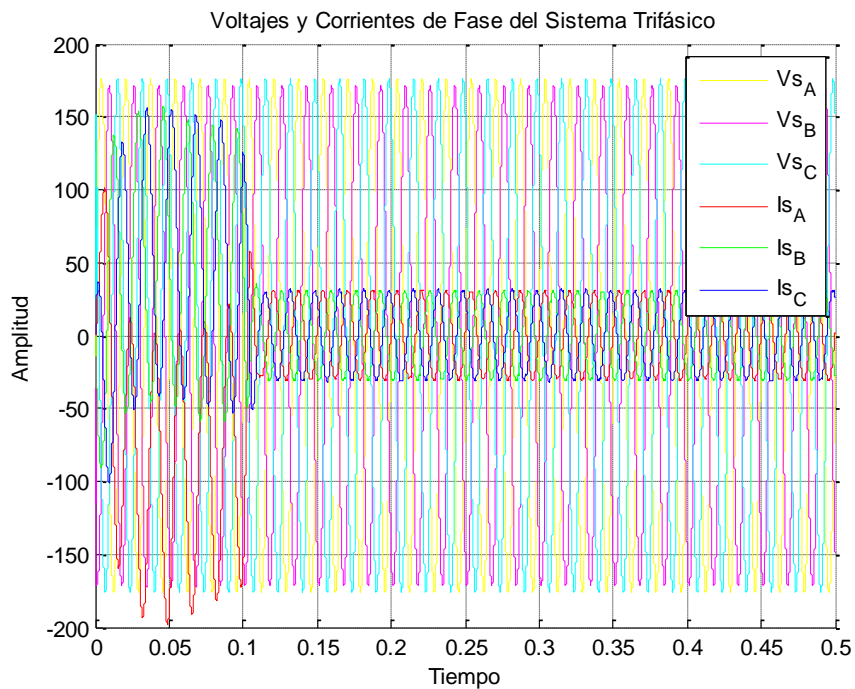
**Figura 4.13** Bus CD del MLI 3f con fuentes de tensión continua (Test 01, 02 y 03).



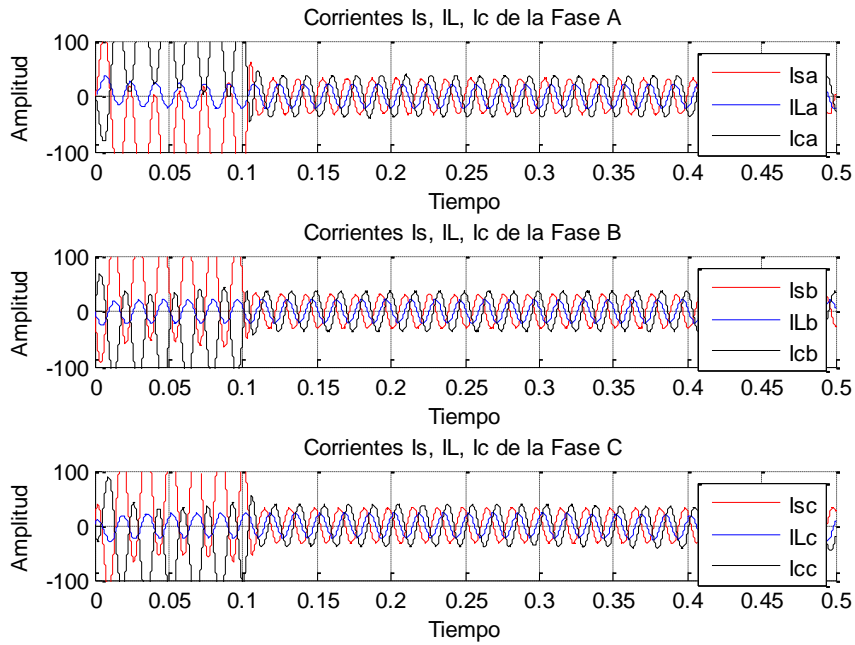
**Figura 4.14** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 01).



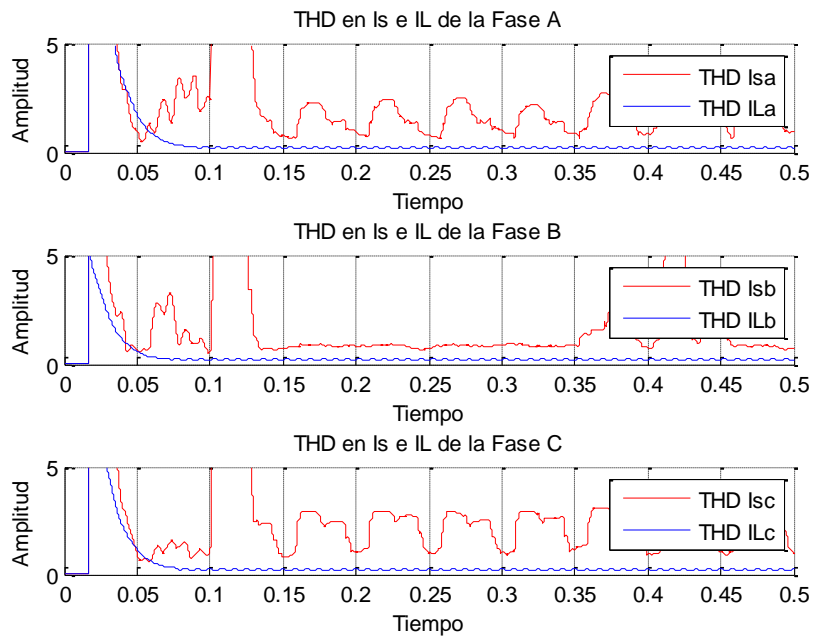
**Figura 4.15** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 01).



**Figura 4.16** Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 01).

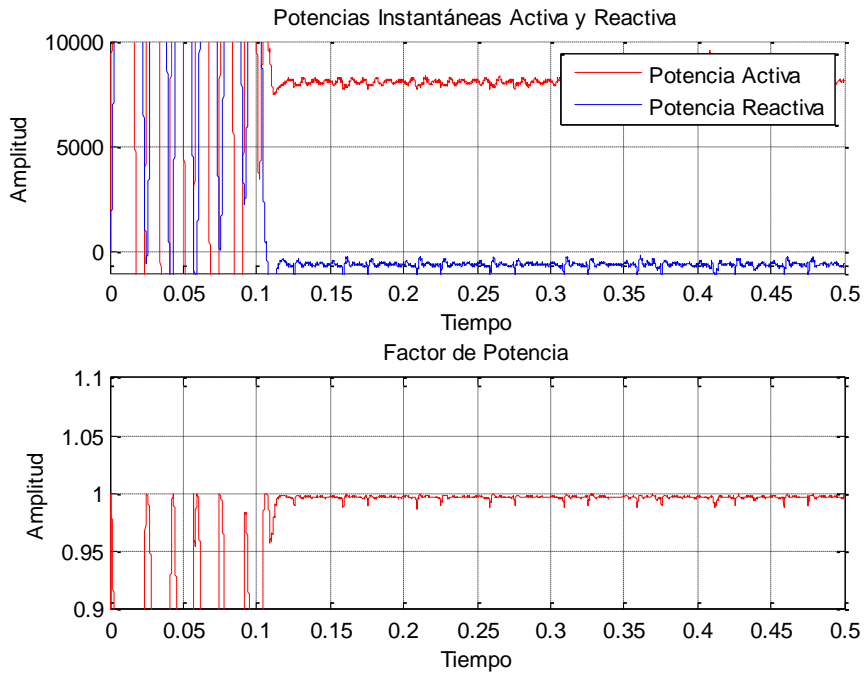


**Figura 4.17** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 01).

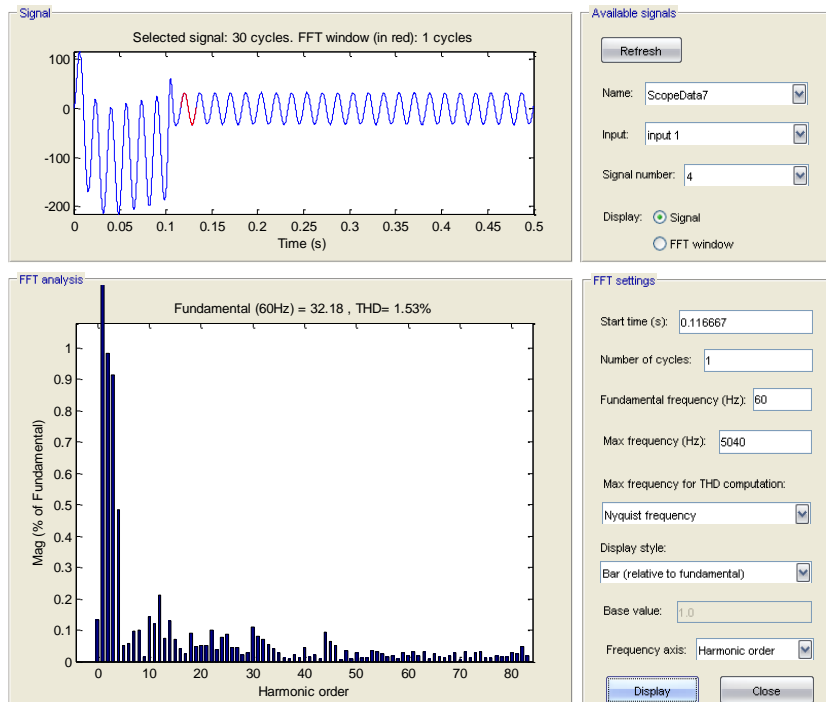


**Figura 4.18** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 01).





**Figura 4.19** Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 01).



**Figura 4.20** THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 01).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.5 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 01).  
Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	2 Periodos	3 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	1,53%	1,05%	1,11%	1,23%	0,97%
	Isb	0,69%	0,80%	0,82%	0,77%	
	Isc	0,94%	0,85%	0,90%	0,90%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,10%	0,05%	0,07%	0,08%
	ILb	0,12%	0,15%	0,02%	0,10%	
	ILc	0,14%	0,10%	0,02%	0,09%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,14%	0,00%	0,10%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	

THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	2,58%	1,35%	1,84%	1,92%
Corrientes de Fase en la Carga	0,22%	0,22%	0,51%	0,31%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)	FP
1,301	8.274,94	-908,68	'Capacitiva'

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 32.1A frente a los 22.8A de las corrientes de fase pico en la carga, es decir un incremento del 40.8%.
- La corriente de la fuente en la fase A, tiene contenido armónico mayormente par, en tanto que las corrientes de la fuente, fases B y C, tienen contenido armónico par e impar equilibradamente.
- Las corrientes de fase alcanzan picos considerables durante los primeros 100ms, esto es dado que el controlador GPC es conectado en este instante (sistema de control en lazo abierto), respondiendo favorablemente en

aproximadamente un ciclo, razón por la cual los parámetros registrados y/o calculados son a partir del tiempo  $t=116.667\text{ms}$ .

- Si se presenta el segundo modelo de identificación, su respuesta se asemeja, validándose así, las dos primeras plantas identificadas.
- El algoritmo GPC en este caso solo incluye la ley de control para lo cual se ha resuelto las matrices involucradas ejecutando un script en MATLAB, obteniéndose las siguientes:

$$\begin{aligned} F_A = F_B = F_C &= \begin{bmatrix} 9.922100 & -14.889460 & 5.967360 \\ 14.821870 & -23.734054 & 9.912183 \\ 20.649443 & -34.456500 & 14.807057 \end{bmatrix} \\ H_A = H_B = H_C &= [-0.119316 \quad -0.198193 \quad -0.296965]^T \\ dT_A = dT_B = dT_C &= [0.071760 \quad 0.094976 \quad 0.117737] \end{aligned} \quad (\text{Ec. 4.19})$$

#### 4.2.1.2 TEST 02. GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO e $i_{ckref}=i_{Lk}-0.059444v_{sk}$

##### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

Esta prueba es similar al Test 01, excepto que las corrientes de referencia de la fuente se escogen con una amplitud igual a la mitad de las corrientes pico en la carga (Ec. 4.20) y de igual forma el modelo de la planta es el registrado en la Tabla 4.1.

$$i_{ckref} = i_{Lk} - 0.059444v_{sk} \quad (\text{Ec. 4.20})$$

##### SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

###### InitFcn:

$ILp1=21.4/2=10.7\text{A}$ ,  $Ap=4ILp1=42.8\text{A}$

$Kp1=Kp2=Kp3=0.00055$ ,  $Ki1=Ki2=Ki3=0.0055$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $Ra1=Rb1=Rc1=1.5\Omega$ ,  $La1=Lb1=Lc1=22\text{mHn}$

$Ts=20\mu\text{s}$ ,  $Tc=200\mu\text{s}$

**function [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC02(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):**

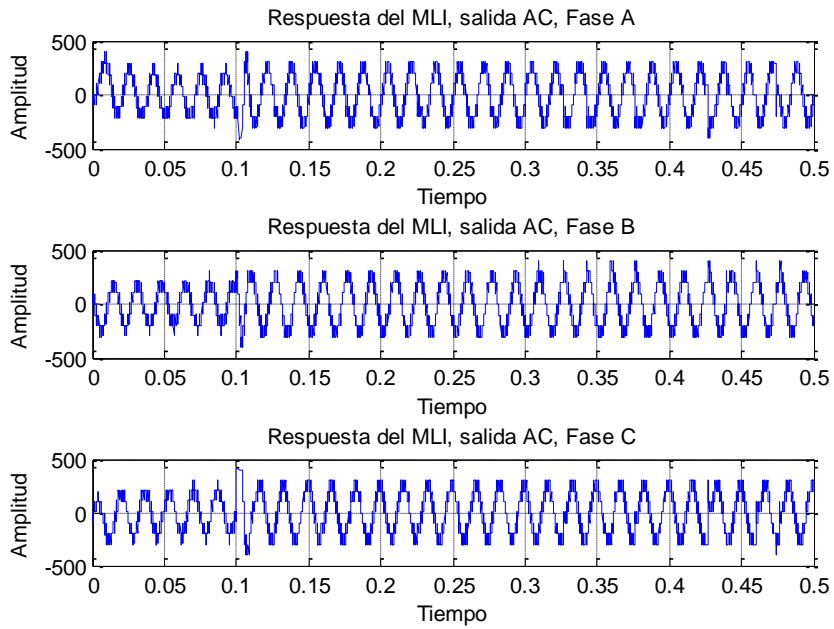
$na=2$ ,  $nb=1$ ,  $d=1$ ,  $N1=2$ ,  $Nu=3$ ,  $N2=4$ ,  $\lambda=0.8$ ,  $\alpha_{\text{soft}}=0.1$

###### iResultadosAlgoritmoGPC02.m

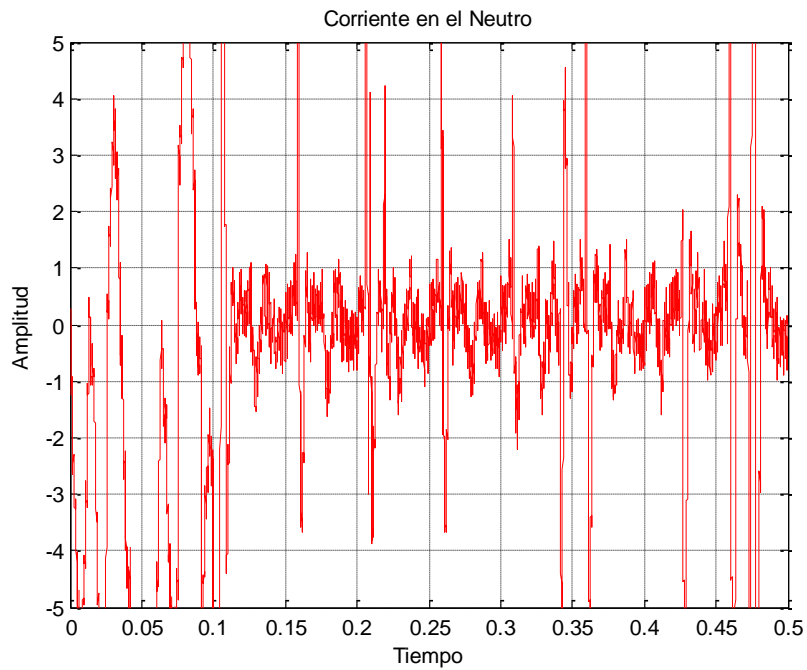
*% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD fijo e Icref=IL-Isref  
% con GPC, ILp1=21.6/2, Ap=4ILp1*

---

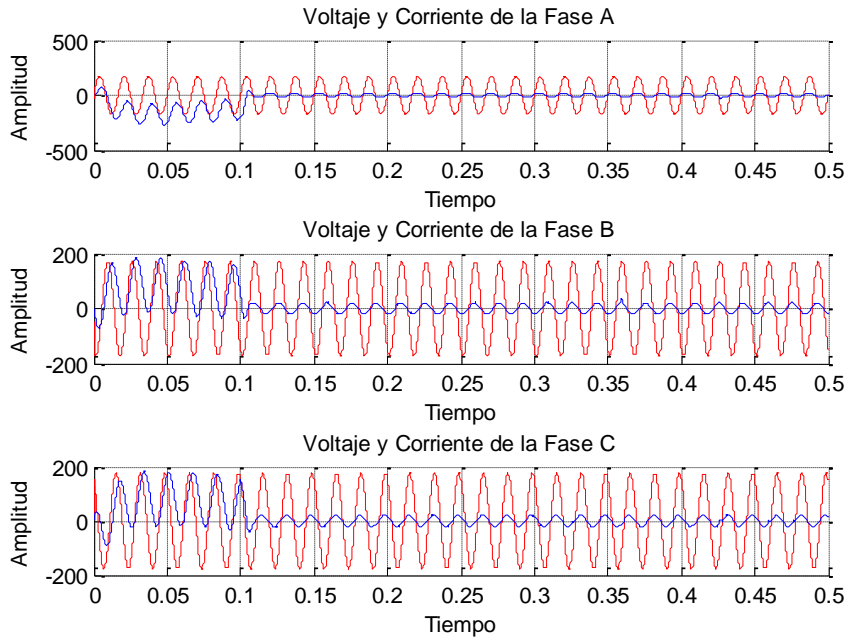
**SIMULACIONES:**



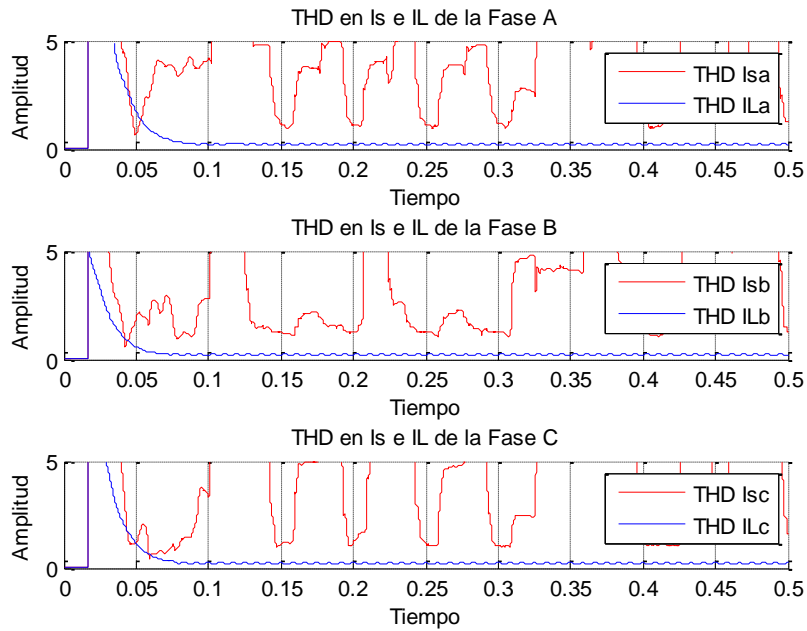
**Figura 4.21** Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{ref}=I_L-I_{sref}$  (Test 02).



**Figura 4.22** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 02).



**Figura 4.23** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 02).



**Figura 4.24** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 02).

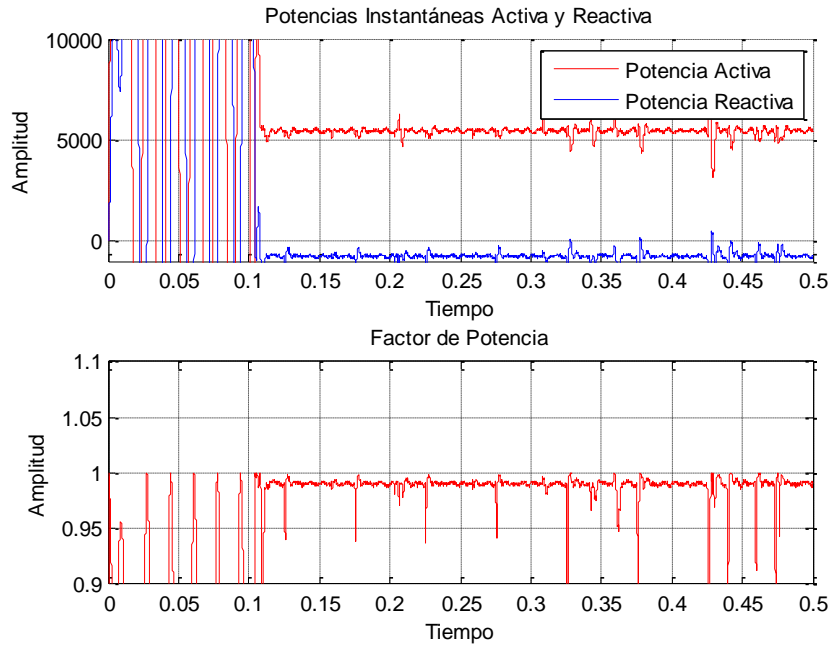


Figura 4.25 Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 02).

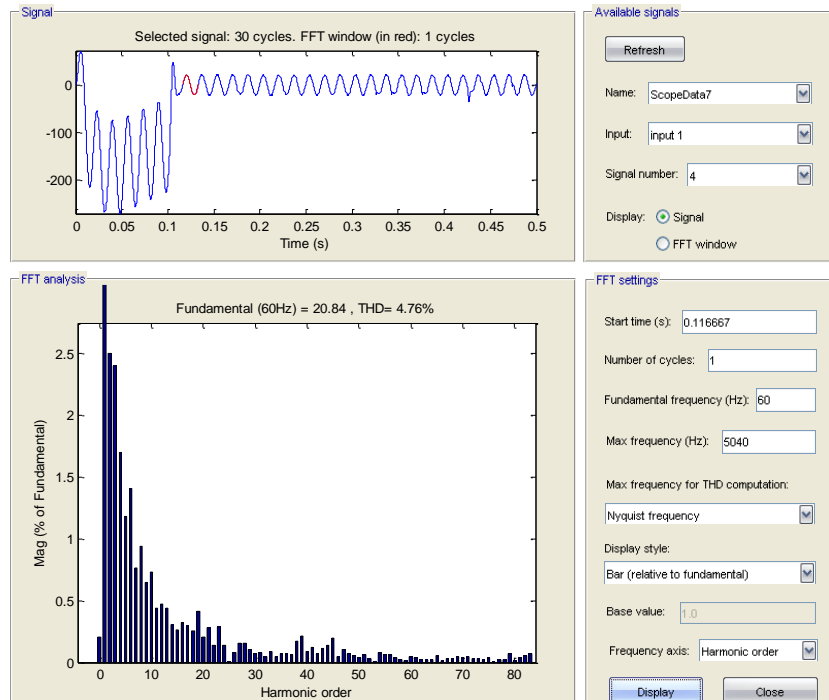


Figura 4.26 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 02).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.6 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 02).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	2 Periodos	3 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	4,76%	3,49%	3,63%	3,96%	3,32%
	Isb	1,45%	1,38%	1,65%	1,49%	
	Isc	5,37%	3,90%	4,29%	4,52%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,08%	0,11%	0,07%	0,09%	0,09%
	ILb	0,11%	0,16%	0,03%	0,10%	
	ILc	0,15%	0,09%	0,03%	0,09%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,14%	0,00%	0,10%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	

THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	9,22%	5,11%	7,99%	7,44%
Corrientes de Fase en la Carga	0,22%	0,22%	0,22%	0,22%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)	FP
1,628	5.414,90	-773,64	'Capacitiva'

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 33.5A frente a los 21.6A de las corrientes de fase pico en la carga que representa un incremento del 55.09%.
- En esta prueba se calculó la matriz dT para  $\lambda = 0.1$  y  $\lambda = 1$ , determinándose que el valor más idóneo para el compensador GPC es  $\lambda = 0.8$  como se ha trabajado en Test 01.
- Se determinó que la amplitud idónea para las portadoras, debe ser igual a 2 veces la corriente pico en la carga.
- Se determinó que la constante para calcular la corriente de referencia de la fuente ( $I_{sref} = V_{sref} * K$ ) debe ser igual a la mitad de la corriente pico en la carga.

- De igual manera que en el Test 01, las corrientes de fase alcanzan picos considerables durante los primeros 100ms, por lo que conviene desconectar inicialmente el APF, con lo cual estas corrientes son exactamente las de la carga.

### 4.2.1.3 TEST 03. GPC PARA CARGA RL CON IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA, BUS CD FIJO e $i_{ckref}=iL_k - (K_p + K_i/s)(V_{cdref} - V_{cd})$

#### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

En esta prueba a diferencia de los Test 01 y 02, en el algoritmo GPC se ha habilitado la identificación en línea de la planta, además las corrientes de compensación se obtienen por comparación entre las corrientes de carga y las corrientes de referencia de la fuente que provienen del producto entre la salida del controlador PI<sup>27</sup> y las tensiones de la alimentación (Figura 4.27).

$$i_{ckref} = I_L - I_{sref}$$

$$I_{sref} = V_s * I_{ckper}$$

$$I_{ckper} = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{cdref} - V_{cd})$$

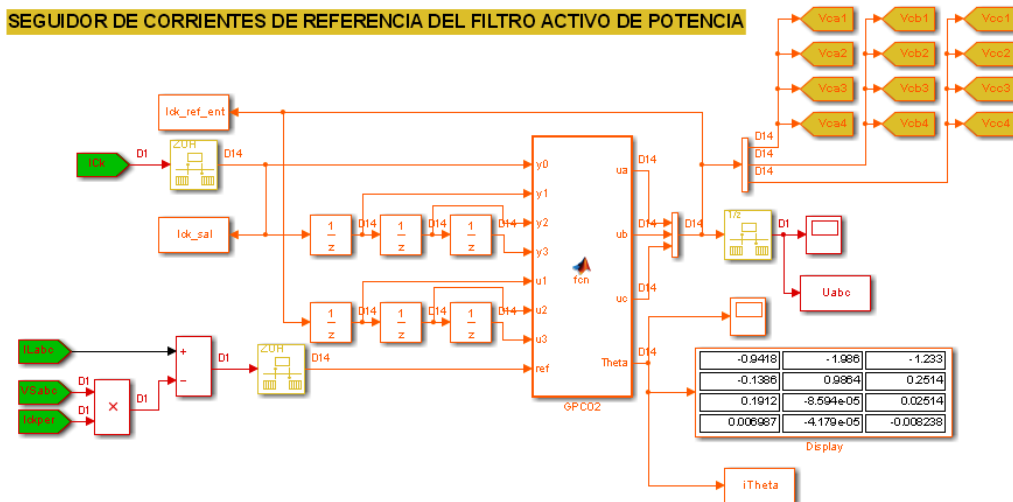


Figura 4.27 Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 03).

<sup>27</sup> Esta salida es distinta de cero, aún cuando el Bus CD es constante, esto es debido al Filtro Pasa Bajo (LPF) de segundo orden con frecuencia de corte  $F_c=20\text{Hz}$  que antecede al controlador PI.



---

## SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

### InitFcn:

$IL_{p1}=21.4A$ ,  $Ap=4IL_{p1}=42.8A$

$K_{p1}=K_{p2}=K_{p3}=0.0009$ ,  $K_{i1}=K_{i2}=K_{i3}=0.02$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $R_{a1}=R_{b1}=R_{c1}=1.5\Omega$ ,  $L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}=22mHn$

$T_s=20\mu s$ ,  $T_c=200\mu s$

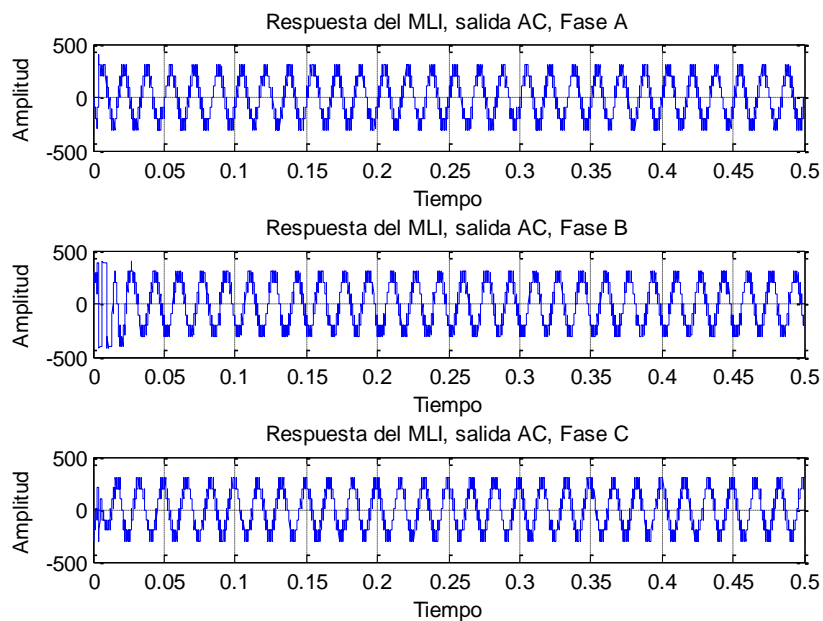
**function [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC03(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):**

$na=2$ ,  $nb=1$ ,  $d=2$ ,  $miu=1$ ,  $N1=3$ ,  $Nu=4$ ,  $N2=5$ ,  $lambda=0.9$ ,  $alpha\_soft=0.9$  a 0.1

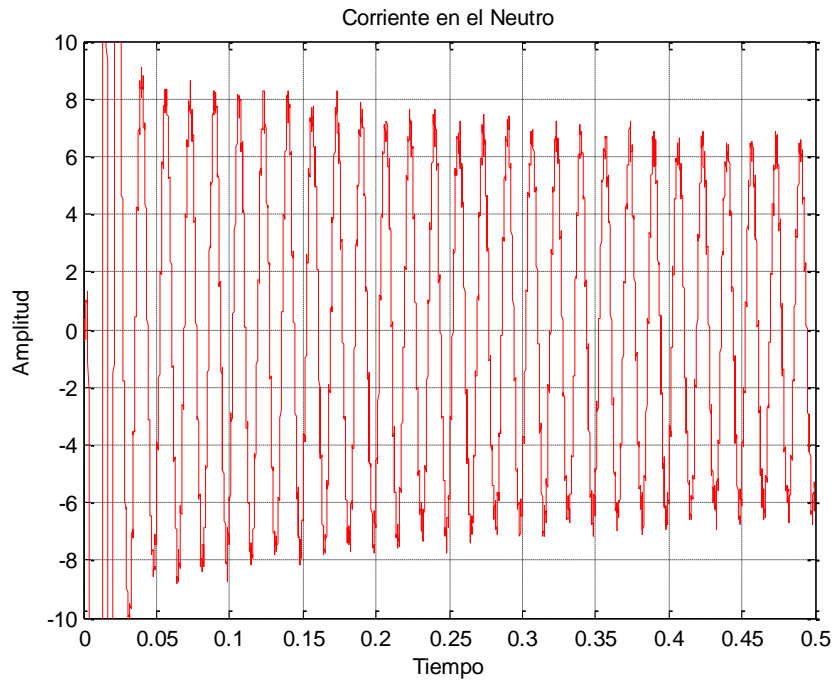
### iResultadosAlgoritmoGPC03.m

```
% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD fijo e ickref=iLk-  
% (Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd) Icref=IL-Isref con GPC, ILp1=21.4/2, Ap=4ILp1 e  
% identificación de la planta en línea
```

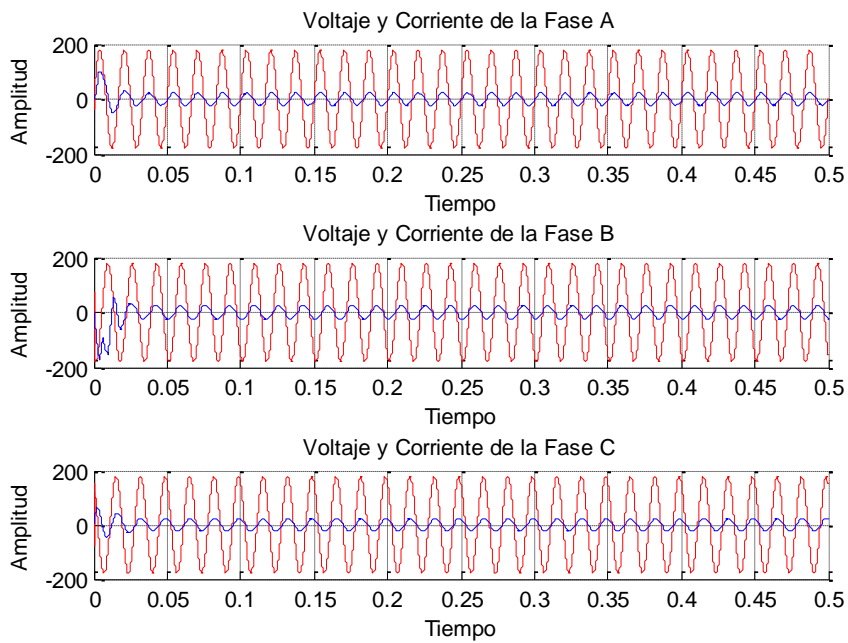
## SIMULACIONES:



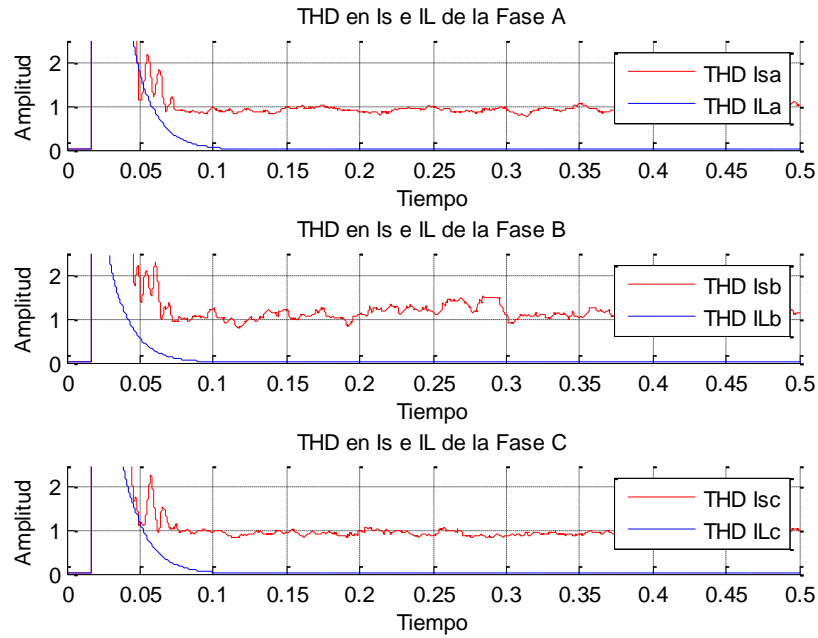
**Figura 4.28** Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{cref}=IL-Isref$  (Test 03).



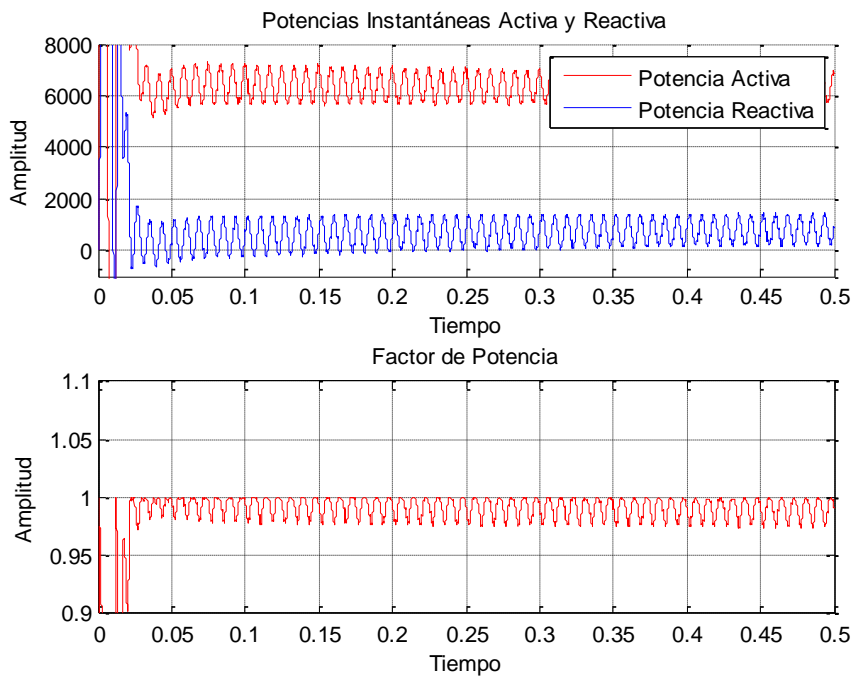
**Figura 4.29** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 03).



**Figura 4.30** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 03).



**Figura 4.31** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 03).



**Figura 4.32** Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 03).

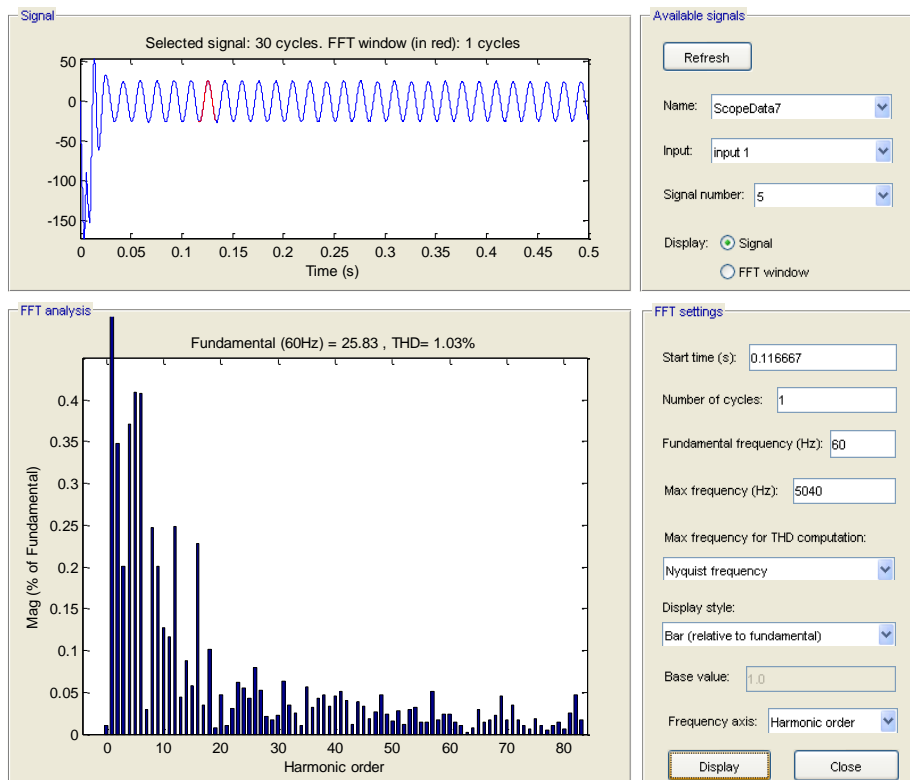


Figura 4.33 THD% de Isb usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 03).

### ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.7 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 03).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	6 Periodos	23 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	0,84%	0,94%	1,08%	0,95%	1,15%
	Isb	1,03%	1,32%	2,19%	1,51%	
	Isc	1,00%	0,96%	1,01%	0,99%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,00%	0,10%	0,05%	0,07%
	ILb	0,14%	0,00%	0,11%	0,08%	
	ILc	0,13%	0,00%	0,10%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,00%	0,11%	0,09%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	

<b>THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados</b>				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	0,92%	1,16%	0,94%	1,01%
Corrientes de Fase en la Carga	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)		FP
4,896	6341,56	716,69	'Inductiva'	0,991

Theta			
a1	-1,0322	-1,3976	-0,9890
a2	-0,0286	0,4317	-0,0797
b1	0,2042	0,0204	0,1788
b2	-0,0557	-0,0076	-0,0231

#### CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 23.3A frente a los 21.3A de las corrientes de fase pico en la carga, lo que representa un incremento del 9.39%.
- El algoritmo GPC con identificación de la planta en línea, disminuye el THD de las corrientes de la fuente a un 1.01% con un FP=0.991, sin embargo para alcanzar esta respuesta fue necesario disminuir paulatinamente la constante de suavidad alpha\_soft desde 0.9 hasta 0.1 cada 30 muestras (6ms) a partir de la muestra 40, con lo cual se tiene un tiempo de respuesta de 50ms (3 ciclos aproximadamente).

#### 4.2.1.4 TEST 04. GPC PARA CARGA RL CON BUS CD

VARIABLE e  $ickref=iLk-(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$

#### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

En esta prueba, el Bus CD del APF está conformado por 4 capacitores de 2200µF/450V (Bus CD Variable) por cada fase y las corrientes de compensación que inyecta el filtro al PCC, resulta de la diferencia entre las corrientes de carga y las corrientes de referencia de la fuente que se obtiene del producto entre los voltajes de

fase y la salida promedio del controlador P<sup>28</sup> que sigue la tensión CD del bus. Esta corriente de compensación es la referencia para el algoritmo GPC quien se encarga de proporcionar las señales de control (señal moduladora) al modulador.

En la Figura 4.34 se observa el modelo para el seguimiento de las corrientes de referencia, en donde el algoritmo GPC resuelve únicamente las señales de control usando las matrices respectivas, resueltas en el InitFcn y StartFcn del modelo de simulación.

$$I_{cref} = I_L - I_{sref}$$

$$I_{sref} = V_s * preg$$

$$preg = \frac{1}{3} \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{cdref} - V_{cd})$$

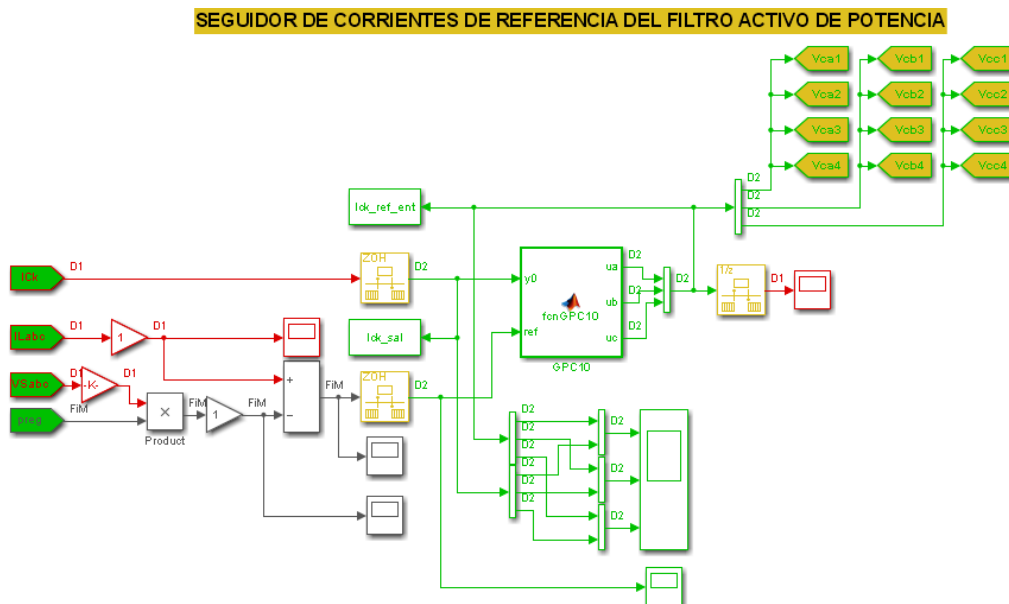


Figura 4.34 Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 04).

## SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

### InitFcn:

$ILp1=21.4/2=10.7A$ ,  $Ap=4*ILp1=42.8A$

$Kp1=Kp2=Kp3=0.025$ ,  $Ki1=Ki2=Ki3=0$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $Ra1=Rb1=Rc1=1.5 \Omega$ ,  $La1=Lb1=Lc1=22mHn$

$Ts=20us$ ,  $Tc=200us$ ,  $Vo\_Cki=0V$

<sup>28</sup> En lugar del controlador P, puede implementarse un controlador PI analógico con  $Kp=0.025$  y  $Ki=0.005$ , obteniéndose resultados similares.

---

```

function [ua, ub, uc]=fcnGPC04(y0, ref, size_uk, size_yk, na, nb, d, N1, N2,
alpha_soft, Delta_u, f, ys, w):
na=2, nb=1, d=0, N1=1, Nu=2, N2=3, lambda=0.8, alpha_soft=0.3

```

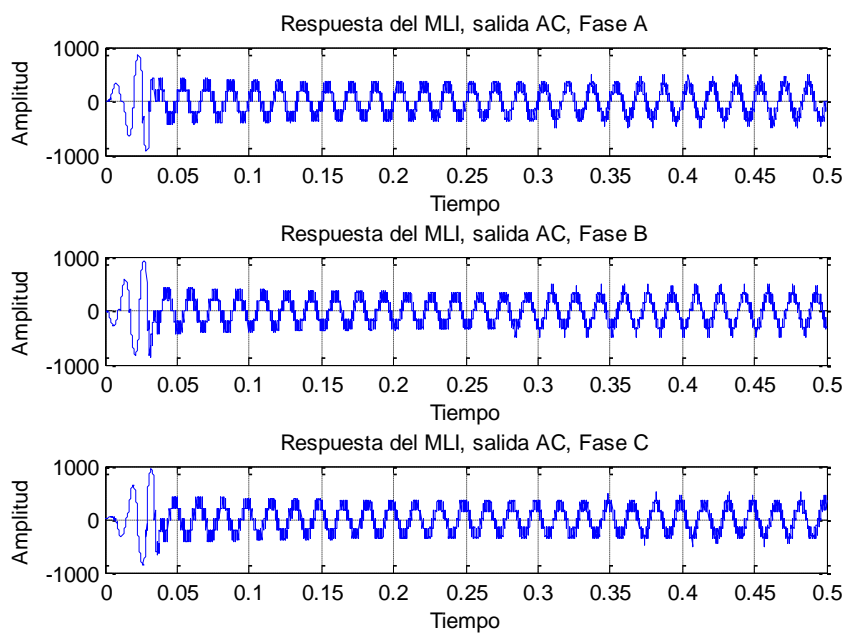
### iResultadosAlgoritmoGPC04.m

```

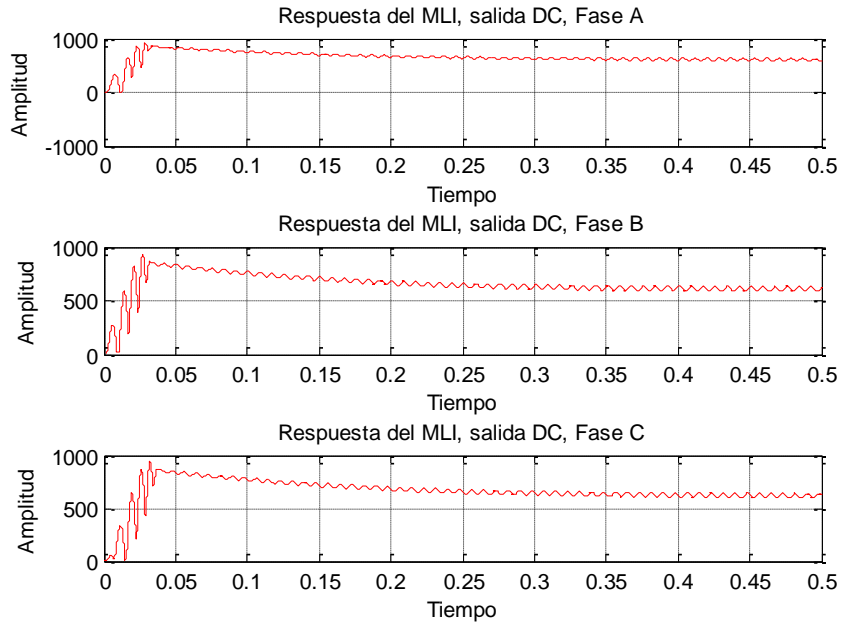
% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) a través de regulación del bus CD,
% adicional en esta prueba se ha separado parte del script del GPC para que sea
% resuelta en el InitFcn y StartFcn

```

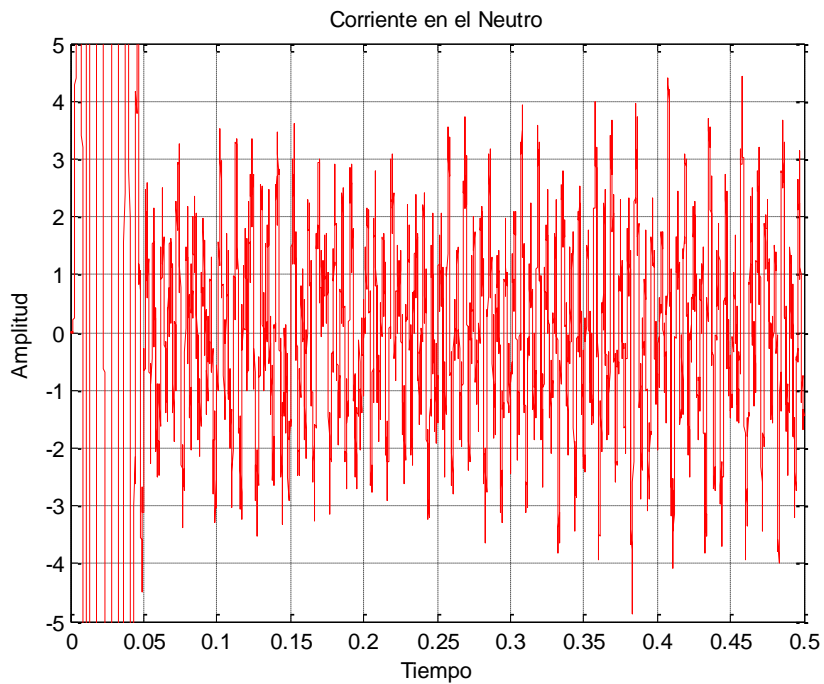
### SIMULACIONES:



**Figura 4.35** Salida CA del MLI 3f con capacitores y  $I_{ref}=I_L-I_{sref}$  (Test 04).

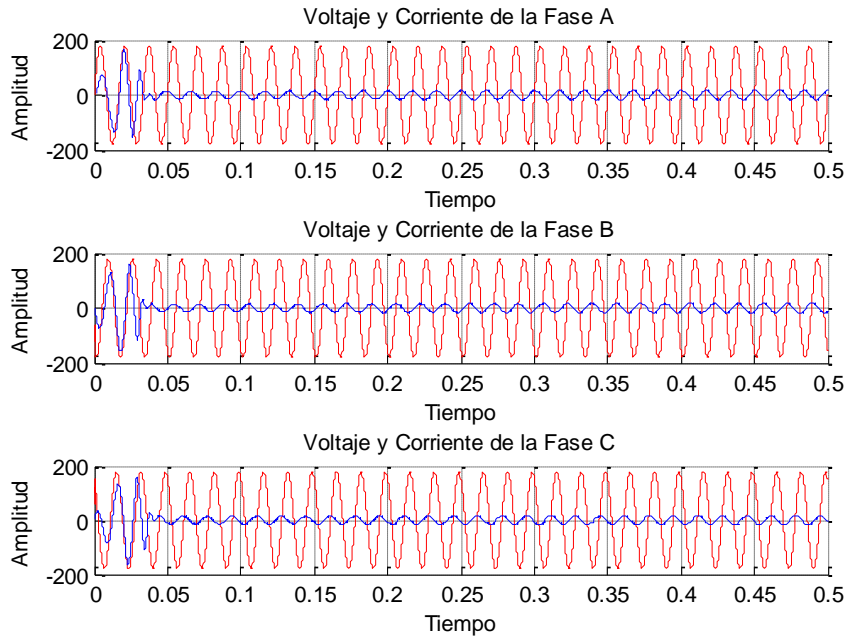


**Figura 4.36** Bus CD del MLI 3f con capacitores de 2200uF/450V con  $V_{o\_Cki}=0V$  (Test 04).

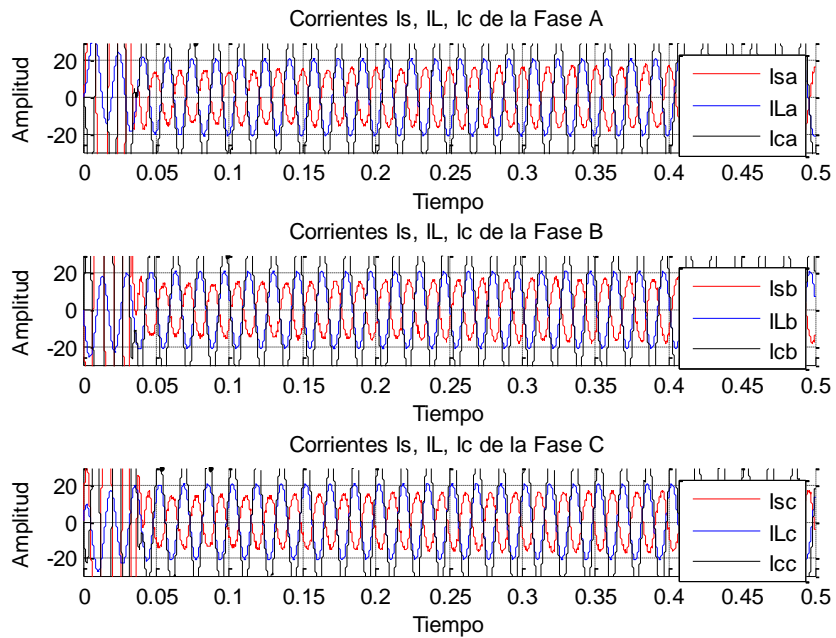


**Figura 4.37** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 04).

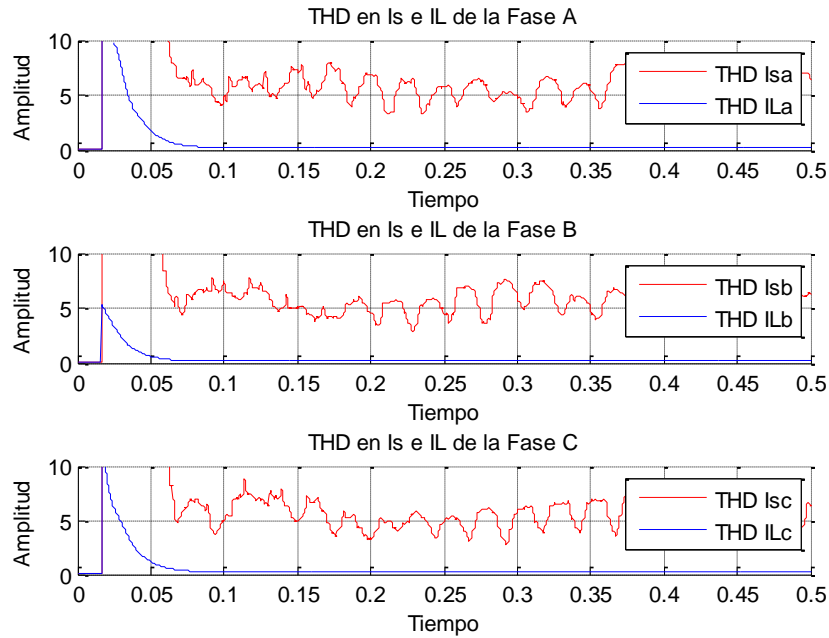




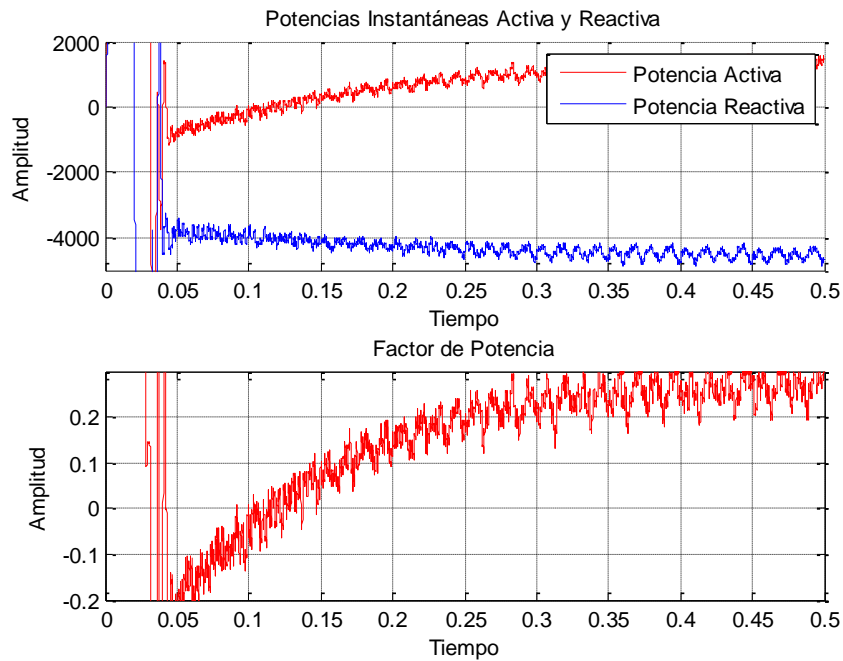
**Figura 4.38** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 04).



**Figura 4.39** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 04).



**Figura 4.40** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 04).



**Figura 4.41** Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 04).

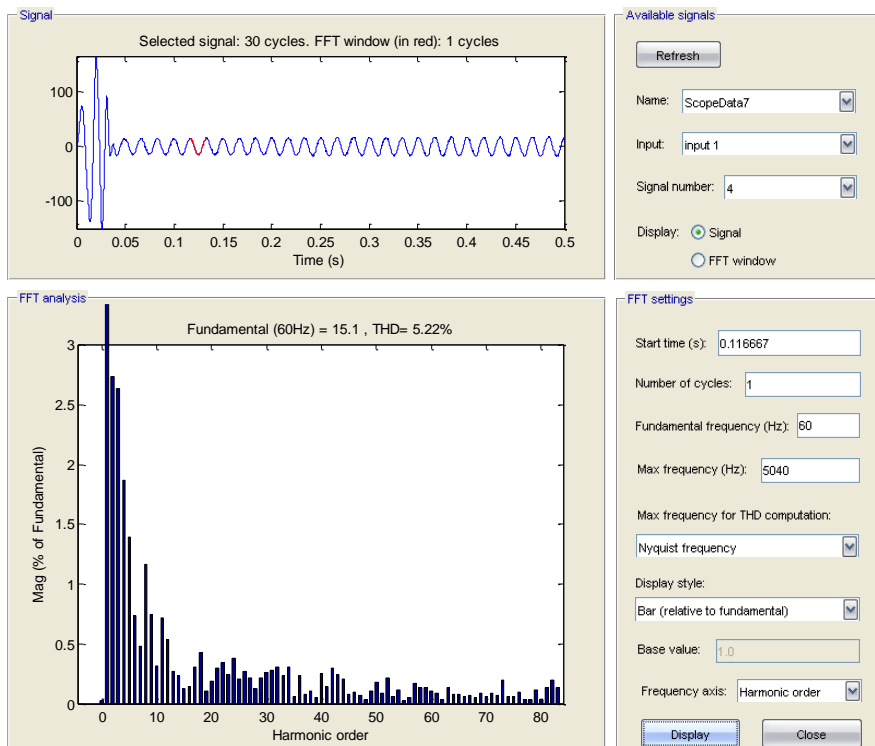


Figura 4.42 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 04).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.8 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 04).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	6 Periodos	23 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	5,22%	6,65%	8,31%	6,73%	7,08%
	Isb	5,23%	6,75%	8,99%	6,99%	
	Isc	7,03%	6,82%	8,68%	7,51%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,00%	0,10%	0,05%	0,07%
	ILb	0,14%	0,00%	0,11%	0,08%	
	ILc	0,13%	0,00%	0,10%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,00%	0,11%	0,09%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	

<b>THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados</b>				
<b>Parámetros</b>	<b>THD% Promedio por Fases</b>			<b>THD% Promedio por Parámetro</b>
	<b>Fase A</b>	<b>Fase B</b>	<b>Fase C</b>	
<b>Corrientes de Fase en la Fuente</b>	5,75%	5,73%	5,43%	5,64%
<b>Corrientes de Fase en la Carga</b>	0,22%	0,22%	0,22%	0,22%

<b>IN (A)</b>	<b>P (W)</b>	<b>Q (VAR)</b>	<b>FP</b>
1,531	921,81	-4.381,88	'Capacitiva'

Las pruebas se realizaron con el diagrama de conexión que se muestra en la Figura 4.43 para la carga 1, con los siguientes modelos, obteniéndose resultados similares:

Modelo 1:

$$G_{a,b,c}(z) = \frac{0.019974865699671z^{-1} - 0.019974865699671z^{-2}}{1 - 1.994459935570832z^{-1} + 0.999000599733428z^{-2}}$$

Modelo 2.1:

$$G_a(z) = \frac{0.09505z^{-1} - 0.08468z^{-2}}{1 - 1.98705z^{-1} + 0.97588z^{-2}}$$

$$G_b(z) = \frac{0.05435z^{-1} - 0.04087z^{-2}}{1 - 1.90635z^{-1} + 0.89427z^{-2}}$$

$$G_c(z) = \frac{0.03152z^{-1} - 0.0187z^{-2}}{1 - 1.88152z^{-1} + 0.8716z^{-2}}$$

Modelo 2.2:

$$G_a(z) = \frac{0.09486z^{-1} - 0.08678z^{-2}}{1 - 2.01486z^{-1} + 1.00758z^{-2}}$$

$$G_b(z) = \frac{0.0616z^{-1} - 0.05221z^{-2}}{1 - 1.9656z^{-1} + 0.95791z^{-2}}$$

$$G_c(z) = \frac{0.04199z^{-1} - 0.0333z^{-2}}{1 - 1.94699z^{-1} + 0.9414z^{-2}}$$

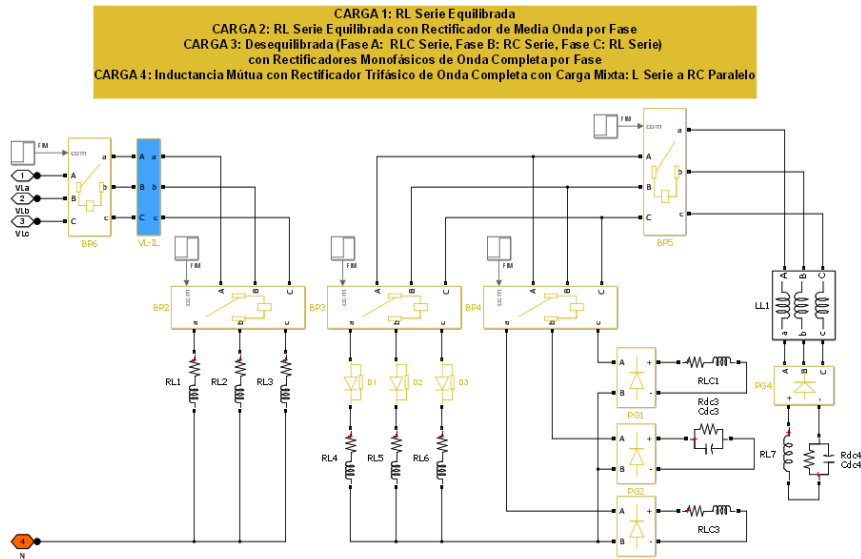


Figura 4.43 Conexión de la carga 1, red RL balanceada (Test 01, 02, 03, 04 y 05).

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 16.3A frente a los 21.3A de las corrientes de fase pico en la carga, lo que representa un ahorro energético del 23.5%. Sin embargo, la compensación de corriente produce que las intensidades de la fuente prácticamente se encuentre en contrafase de las de carga, esto es,  $I_s$  está 180 grados eléctricos en adelanto respecto a  $I_L$ .
- En esta prueba, parte del algoritmo GPC ha sido implementado en las funciones `InitFcn` y `StartFcn`, para observar los tiempos promedios de simulación de la inicialización de variables y cálculo de matrices del GPC, obteniéndose 200us y 2400us respectivamente. Por otro lado, este tipo de programación permite un cambio más rápido en las matrices  $F$ ,  $G$ ,  $dT$  que deben colocarse en la función embebida de MATLAB para el cálculo de las señales de control del GPC.

---

### 4.2.1.5 TEST 05. GPC PARA CARGA RL CON IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA, BUS CD VARIABLE e $i_{kref}=i_{Lk}-(K_p+K_i/s)(V_{cdref}-V_{cd})$

#### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

En esta prueba al igual que en el Test 03, se habilitó la identificación en línea de la planta y las corrientes de compensación se obtienen por comparación entre las corrientes de carga y las corrientes de referencia de la fuente que provienen del producto entre la salida del controlador PI (antecedido por un LPF de segundo orden con  $F_c=20\text{Hz}$ ) y los voltajes de la fuente.

#### SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

##### InitFcn:

$I_{Lp1}=21.4\text{A}$ ,  $A_p=4I_{Lp1}=42.8\text{A}$

$K_{p1}=K_{p2}=K_{p3}=0.0009$ ,  $K_{i1}=K_{i2}=K_{i3}=0.02$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $R_{a1}=R_{b1}=R_{c1}=1.5\Omega$ ,  $L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}=22\text{mHn}$

$T_s=20\mu\text{s}$ ,  $T_c=200\mu\text{s}$ ,  $V_{o\_Cki}=100\text{V}$

**function [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC05(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):**

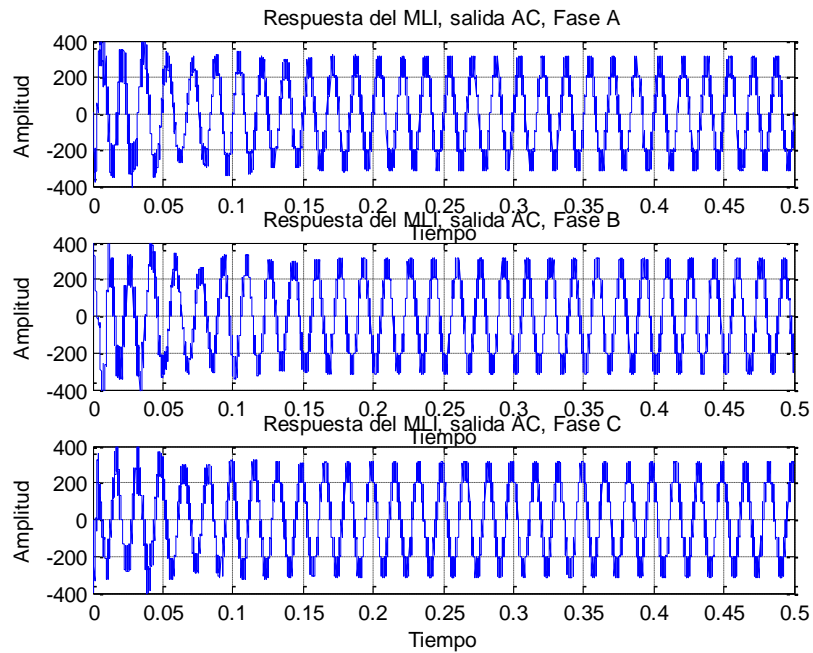
$na=2$ ,  $nb=1$ ,  $d=1$ ,  $miu=1$ ,  $N1=2$ ,  $Nu=3$ ,  $N2=4$ ,  $lambda=0.9$ ,  $alpha\_soft=0.9$  a  $0.1$

##### iResultadosAlgoritmoGPC05.m

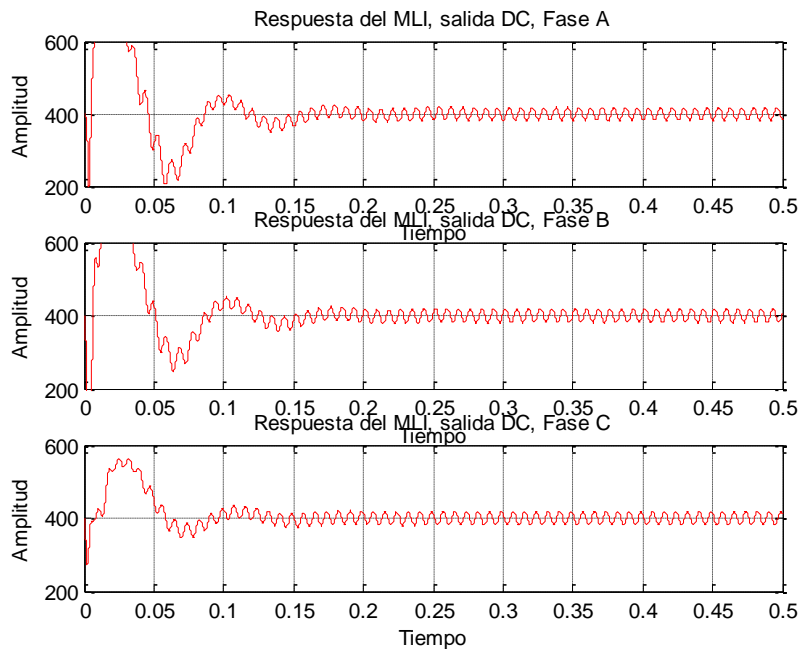
```
% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD variable e  $I_{kref}=I_L-I_{sref}$   
% con GPC,  $I_{Lp1}=21.4$ ,  $A_p=4I_{Lp1}$  e identificación de la planta en línea
```

---

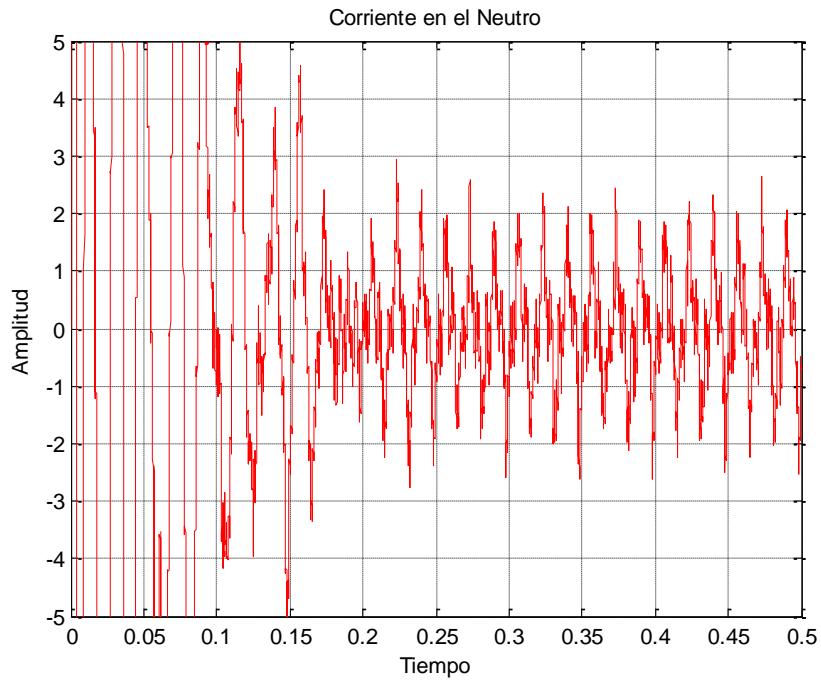
## SIMULACIONES:



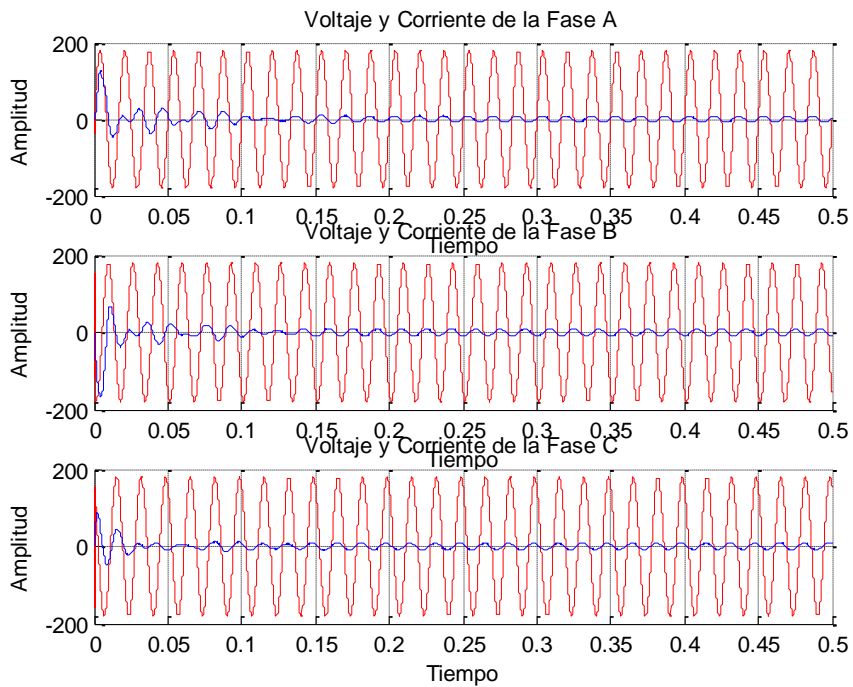
**Figura 4.44** Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{ref}=I_L-I_{sref}$  (Test 05).



**Figura 4.45** Bus CD del MLI 3f con capacitores de 2200uF/450V con  $V_{o\_Cki}=100V$  (Test 05).

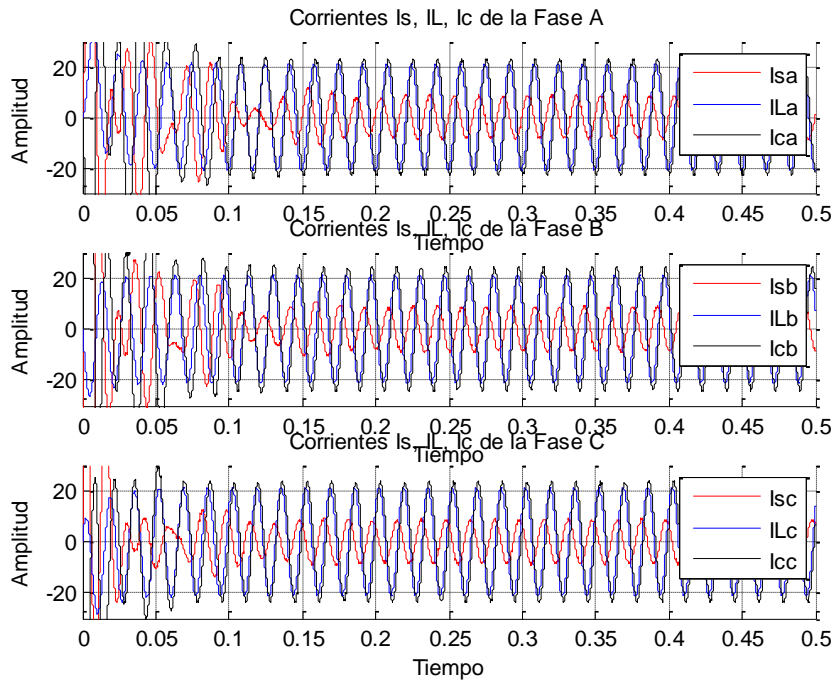


**Figura 4.46** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 05).

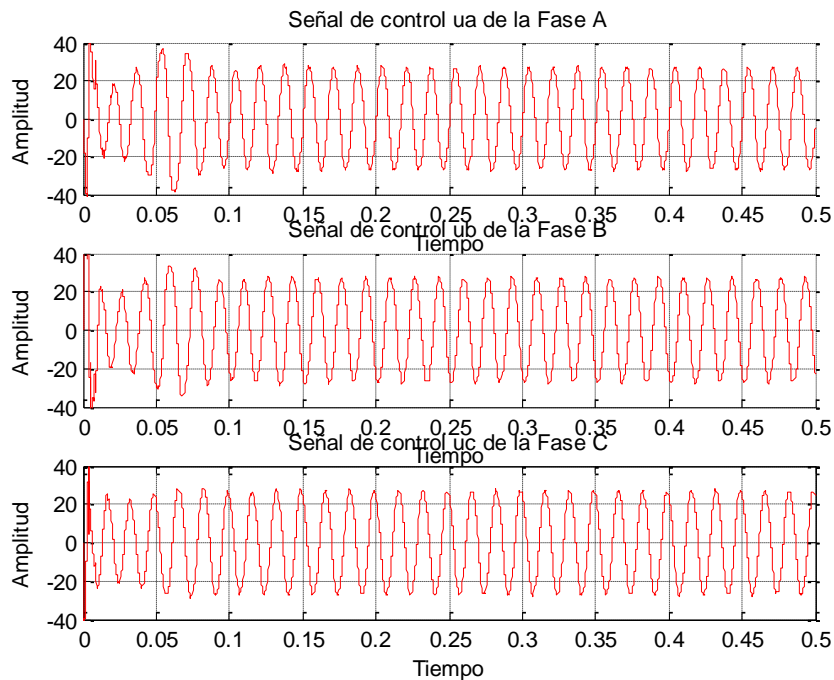


**Figura 4.47** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 05).

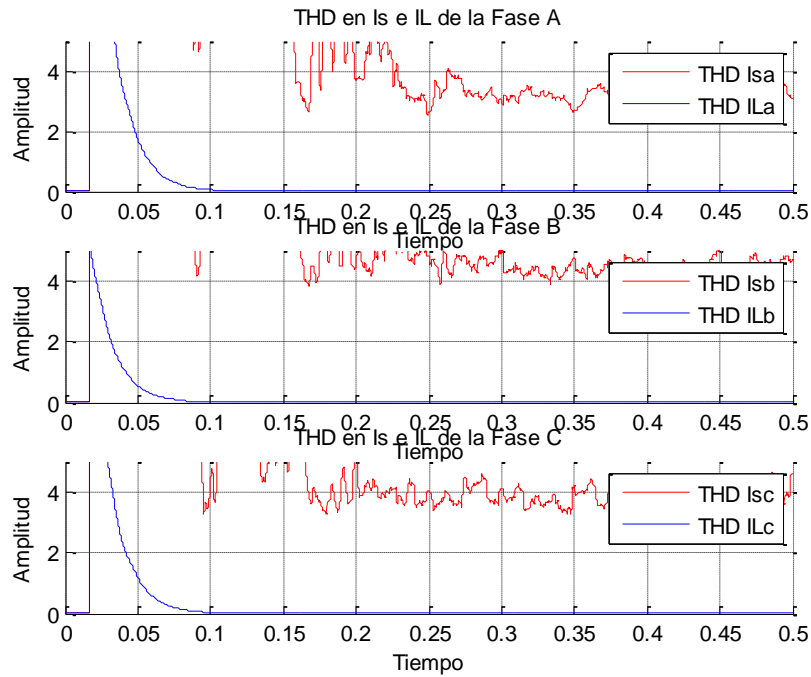




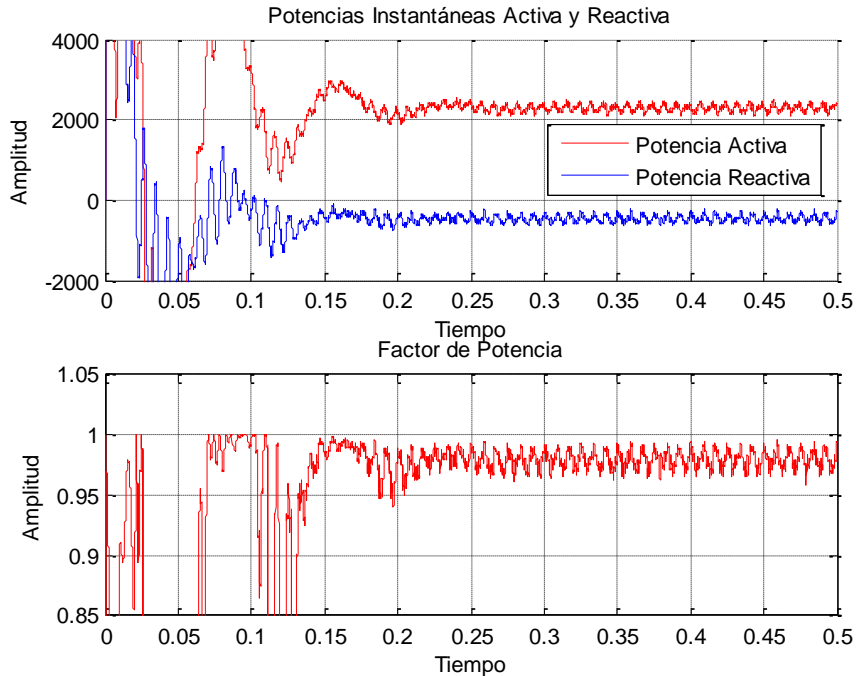
**Figura 4.48** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 05).



**Figura 4.49** Señales de control  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  (Test 05).



**Figura 4.50** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 05).



**Figura 4.51** Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 05).

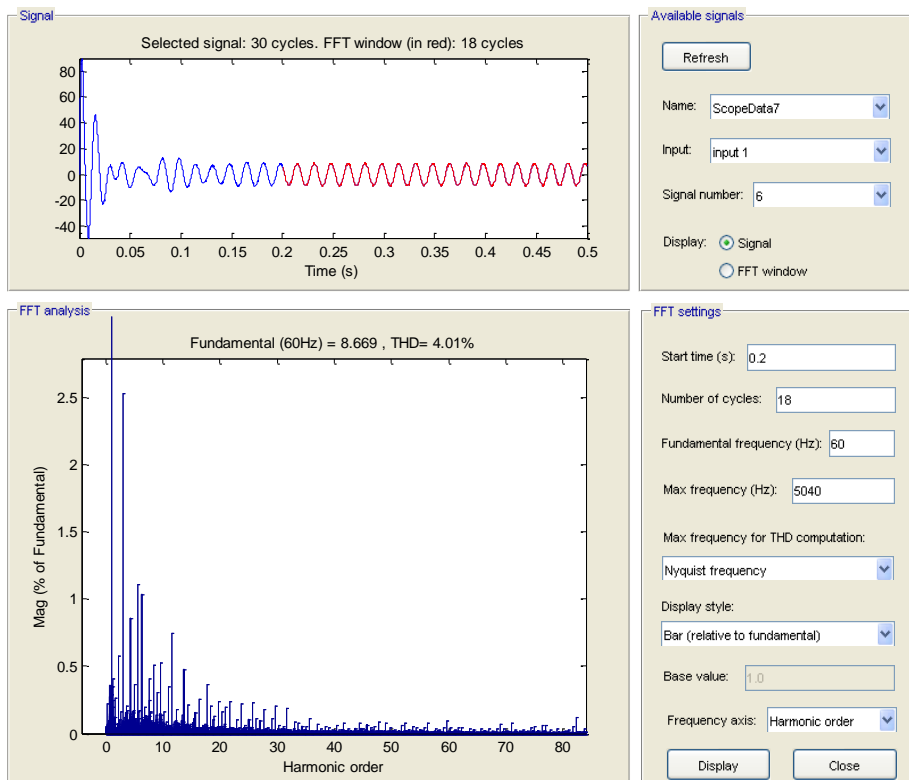


Figura 4.52 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 05).

### ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.9 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 05).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	6 Periodos	23 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	22,73%	21,49%	10,96%	18,39%	13,72%
	Isb	14,11%	21,51%	11,37%	15,66%	
	Isc	6,61%	8,87%	5,81%	7,10%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,00%	0,10%	0,05%	0,07%
	ILb	0,14%	0,00%	0,11%	0,08%	
	ILc	0,13%	0,00%	0,10%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,00%	0,11%	0,09%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	

<b>THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados</b>				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	5,44%	5,99%	4,29%	5,24%
Corrientes de Fase en la Carga	0,00%	0,00%	0,00%	0,00%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)	FP
1,159	2.264,70	-470,13	'Capacitiva'

<b>THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Inicia en t=200ms)</b>						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	6 Periodos	18 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	4,46%	4,18%	3,61%	4,08%	4,37%
	Isb	5,06%	5,41%	4,75%	5,07%	
	Isc	3,80%	4,07%	4,01%	3,96%	
		Theta				
	a1	-1,0070	-0,9628	-0,7609		
	a2	0,0056	-0,0292	-0,2502		
	b1	0,1686	0,0704	0,1109		
	b2	-0,0627	0,0010	0,0193		

### CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 9.9A frente a los 21.3A de las corrientes de fase pico en la carga, lo que representa un ahorro energético del 115.15%.
- La corriente pico promedio que circula por el neutro es 1.159A a partir de t=170ms aproximadamente.
- El AFP con la estrategia GPC e identificación en línea para la carga RL disminuye el THD de las corrientes de la fuente a un 5.24% promedio desde t=116.667ms a 500ms con un FP=0.973, sin embargo si el THD se mide desde t=200ms en adelante, entonces, disminuye a un 4.37%, para esto, al igual que en el Test 03, se debe disminuir progresivamente la constante de suavidad alpha\_soft desde 0.9 hasta 0.1 cada 30 muestras (6ms) a partir de la muestra 10, obteniéndose resultados deseados a partir de los 200ms (12 ciclos).

---

## 4.2.2 RESPUESTA DEL GPC CON CARGA RL BALANCEADA Y RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA POR FASE EN UN SISTEMA TRIFÁSICO DE 4 HILOS

A continuación se presentan las pruebas y resultados de la estrategia de control para carga RL balanceada no lineal, pues se ha incluido un rectificador trifásico de media onda en el sistema 3f de 4 hilos.

### 4.2.2.1 TEST 06. GPC PARA CARGA RL Y RECTIFICADOR CON BUS CD FIJO e $i_{kref}=i_{Lk}-(K_p+K_i/s)(V_{cdref}-V_{cd})$

#### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

Esta prueba incluye la identificación en línea de la planta, Bus CD fijo y las corrientes de compensación se obtienen por comparación entre las corrientes de carga y las corrientes de referencia de la fuente que provienen del producto entre la salida del controlador PI (antecedido por un LPF de segundo orden con  $F_c=20\text{Hz}$ ) y los voltajes de la fuente.

#### SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

##### InitFcn:

$IL_{p2}=24\text{A}$ ,  $Ap=4IL_{p2}=48\text{A}$

$K_{p1}=K_{p2}=K_{p3}=0.0009$ ,  $K_{i1}=K_{i2}=K_{i3}=0.02$

Carga 2 de prueba: Red RL con rectificador trifásico de media onda:

$R_{a1}=R_{b1}=R_{c1}=5.6\Omega$ ,  $L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}=15\text{mHn}$

$T_s=20\mu\text{s}$ ,  $T_c=200\mu\text{s}$

**function [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC06(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):**

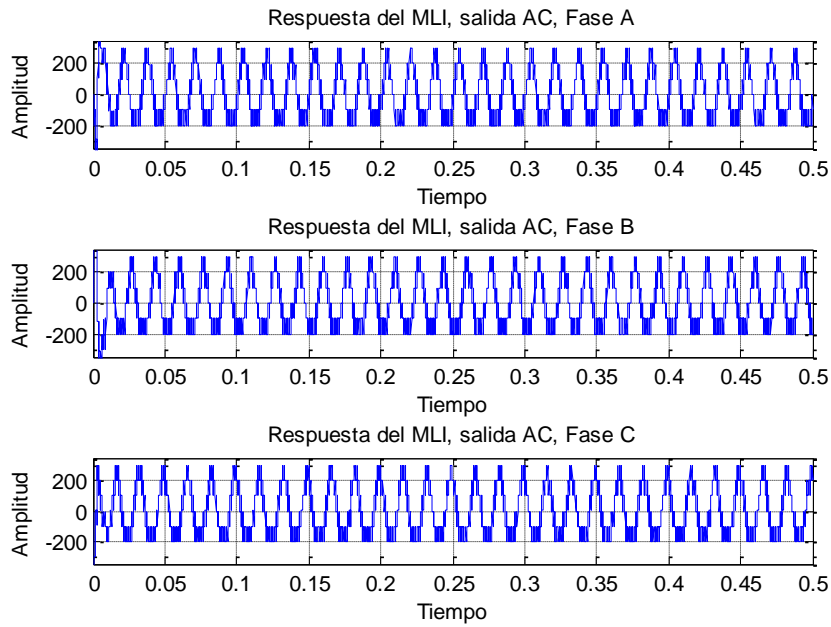
$na=2$ ,  $nb=1$ ,  $d=1$ ,  $miu=1$ ,  $N1=2$ ,  $Nu=3$ ,  $N2=4$ ,  $lambda=0.9$ ,  $alpha\_soft=0.9$  a  $0.1$

##### iResultadosAlgoritmoGPC06.m

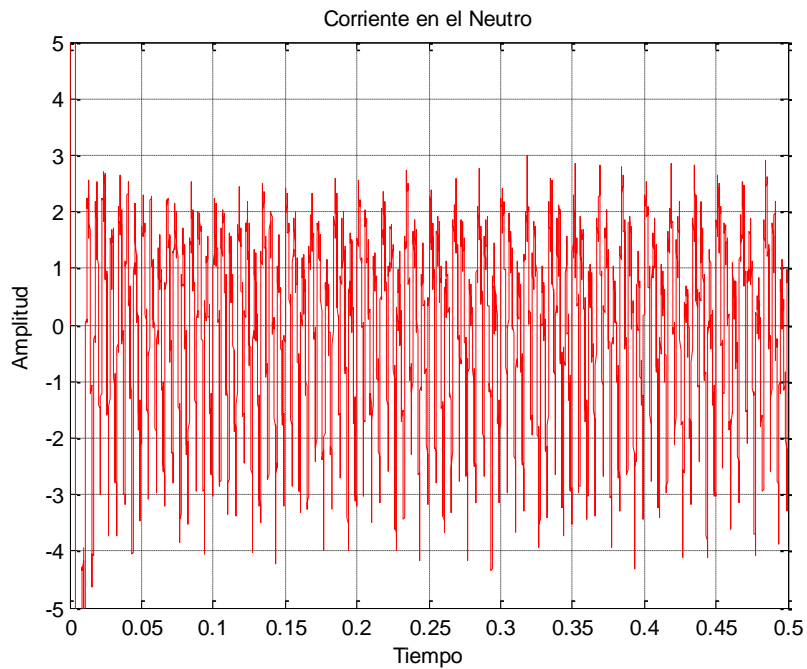
```
% Prueba realizada con carga RL y rectificador trifásico de media onda (Carga  
% 2) con Bus CD fijo e  $I_{cref}=I_L-I_{sref}$  con GPC,  $IL_{p2}=24$ ,  $Ap=2*IL_{p2}$  e  
% identificación de la planta en línea
```

---

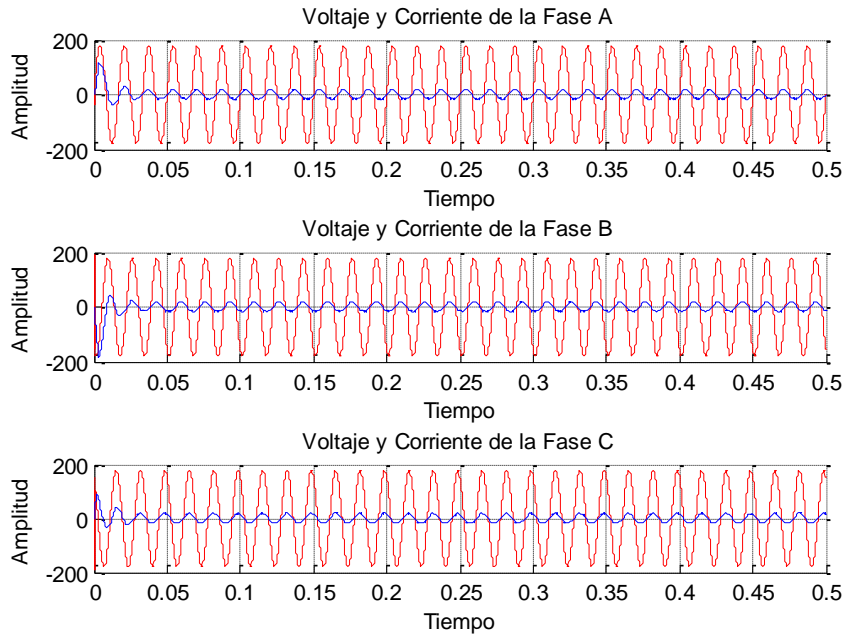
## SIMULACIONES:



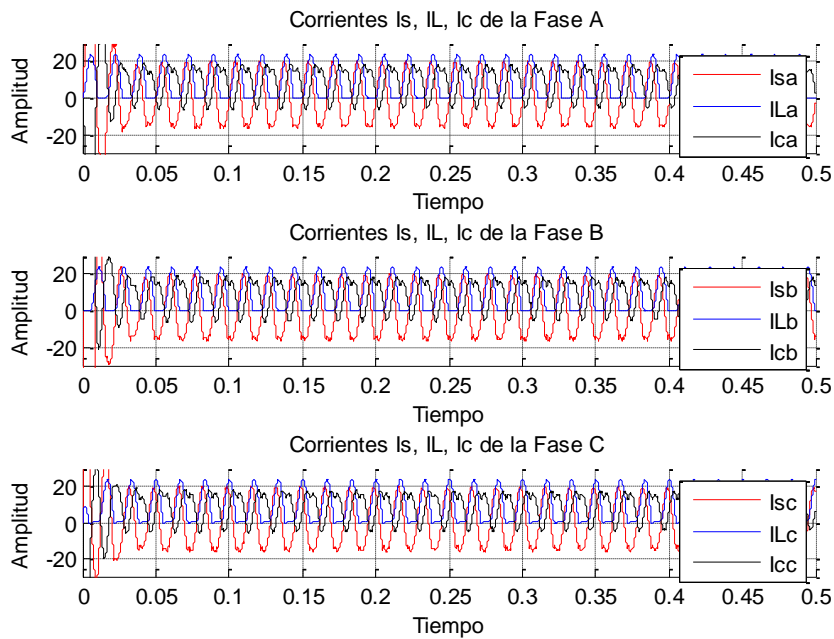
**Figura 4.53** Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{ref}=I_L-I_{sref}$  (Test 06).



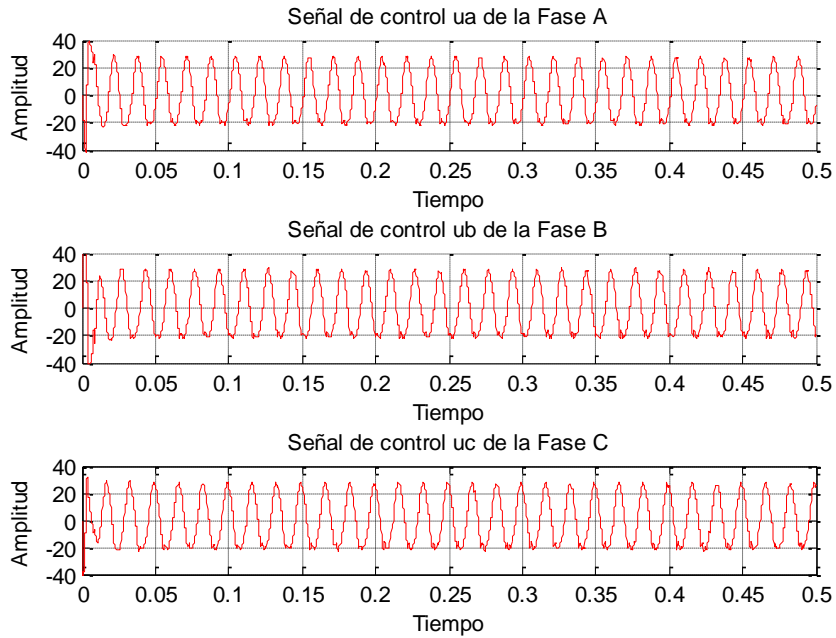
**Figura 4.54** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 06).



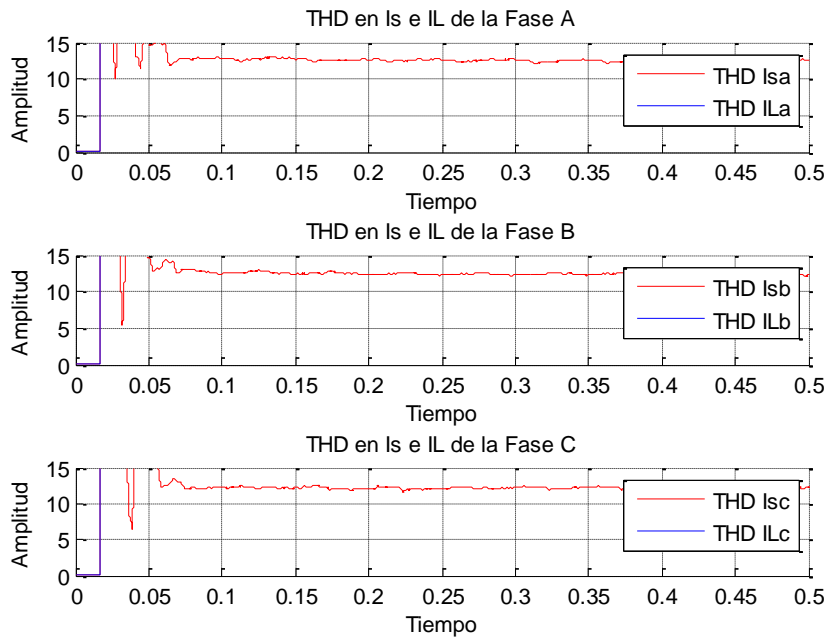
**Figura 4.55** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 06).



**Figura 4.56** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 06).



**Figura 4.57** Señales de control  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  (Test 06).



**Figura 4.58** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 06).



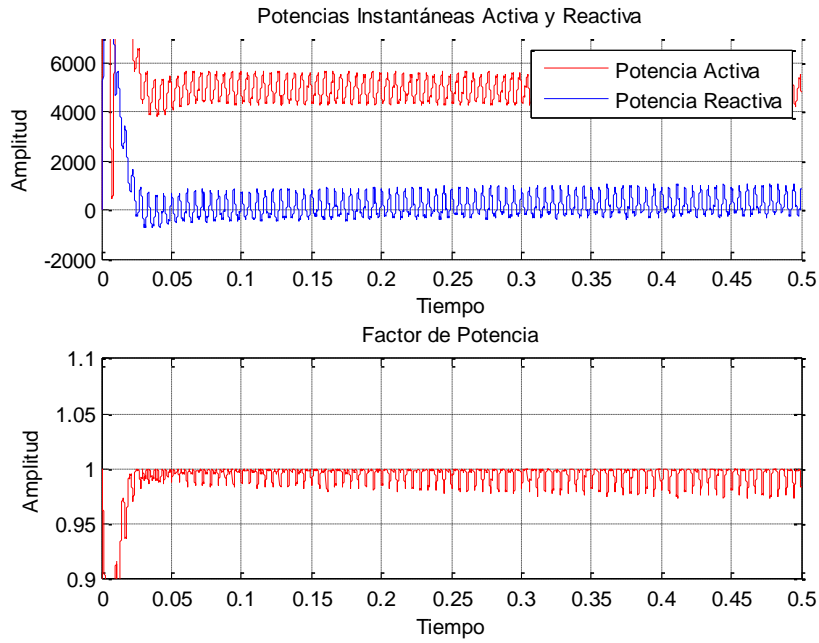


Figura 4.59 Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 06).

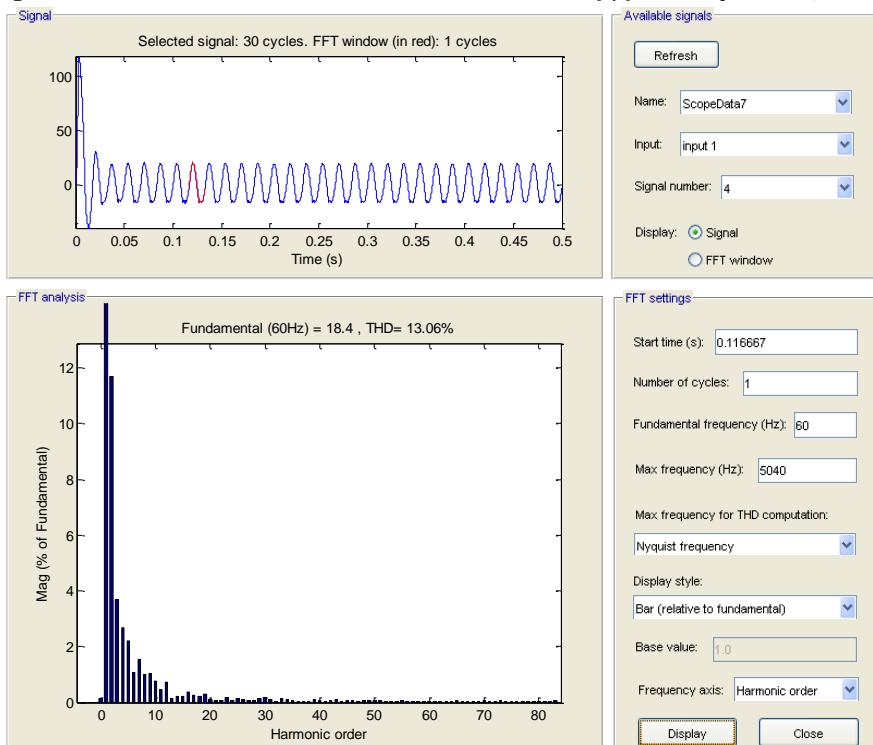


Figura 4.60 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 06).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.10 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 06).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	6 Periodos	23 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	13,06%	12,66%	12,57%	12,76%	12,51%
	Isb	12,71%	12,47%	12,42%	12,53%	
	Isc	12,18%	12,24%	12,27%	12,23%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	32,03%	31,96%	31,96%	32,00%	31,97%
	ILb	32,03%	31,96%	31,96%	32,00%	
	ILc	31,88%	31,96%	31,96%	31,92%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,00%	0,11%	0,09%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	

THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	12,55%	12,43%	12,20%	12,39%
Corrientes de Fase en la Carga	31,96%	31,96%	31,96%	31,96%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)		FP
1,555	4.884,42	203,78	'Inductiva'	0,995

Theta			
a1	-1,1968	-1,2805	-1,4162
a2	0,1537	0,2459	0,3727
b1	0,1893	0,2073	0,2565
b2	-0,0810	-0,1006	-0,1781

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 19.9A frente a los 24A de las corrientes de fase pico en la carga, lo que representa un decremento del 17.08%. Sin embargo, la carga consume de la fuente solo

---

medio ciclo, entonces, resulta en un 65.83% adicional de consumo energético al compensar los armónicos y refasar las líneas.

- La corriente pico promedio que circula por el neutro es 1.555A a partir de  $t=17\text{ms}$  aproximadamente.
- El AFP con la estrategia GPC e identificación en línea para la carga RL con rectificador trifásico de media onda, disminuye el THD de las corrientes de la fuente a un 12,39% promedio desde  $t=116.667\text{ms}$  a  $500\text{ms}$  con un  $\text{FP}=0.995$ , frente a un THD de 31.96% en las corrientes de carga.
- De igual manera que en los Test 03 y Test 05, se debe disminuir progresivamente la constante de suavidad  $\alpha_{\text{soft}}$  desde 0.9 hasta 0.1 cada 30 muestras (6ms) a partir de la muestra 40.

#### 4.2.2.2 TEST 07. GPC PARA CARGA RL Y RECTIFICADOR CON BUS CD VARIABLE e $i_{\text{ckref}}=i_{\text{Lk}}-(K_p+K_i/s)(V_{\text{cdref}}-V_{\text{cd}})$

##### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

Esta prueba incluye la identificación en línea de la planta con Bus CD variable y las corrientes de compensación se obtienen por comparación entre las corrientes de carga y las corrientes de referencia de la fuente que provienen del producto entre la salida del controlador PI (antecedido por un LPF de segundo orden con  $F_c=20\text{Hz}$ ) y los voltajes de la fuente.

##### SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

###### InitFcn:

$I_{\text{Lp2}}=24\text{A}$ ,  $A_p=4I_{\text{Lp2}}=48\text{A}$

$K_p1=K_p2=K_p3=0.0009$ ,  $K_i1=K_i2=K_i3=0.02$

Carga 2 de prueba: Red RL con rectificador trifásico de media onda:

$R_{a1}=R_{b1}=R_{c1}=5.6\Omega$ ,  $L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}=15\text{mHn}$

$T_s=20\mu\text{s}$ ,  $T_c=200\mu\text{s}$ ,  $V_{o\_Cki}=100\text{V}$

**function** [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC07(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):

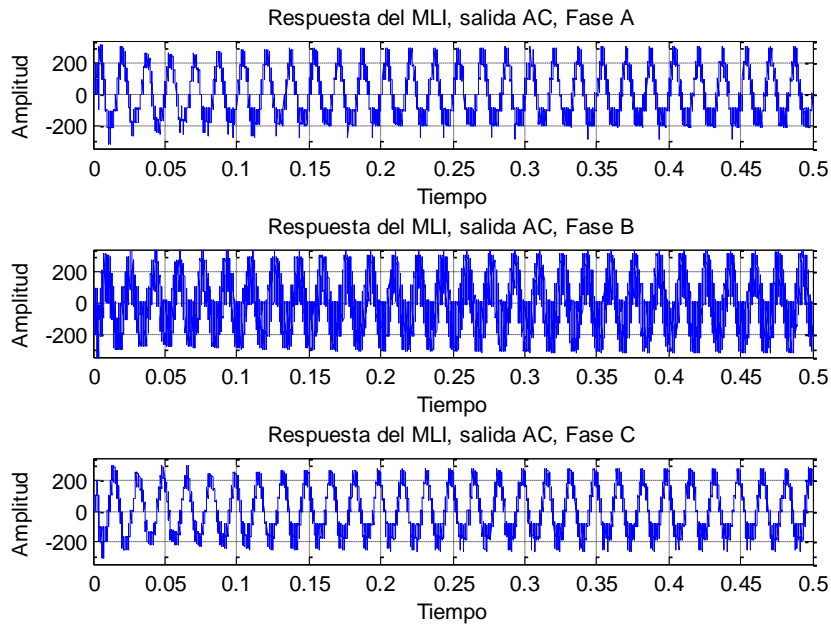
na=2, nb=1, d=1, miu=1, N1=2, Nu=3, N2=4, lambda=0.9, alpha\_soft=0.9 a 0.1

###### iResultadosAlgoritmoGPC07.m

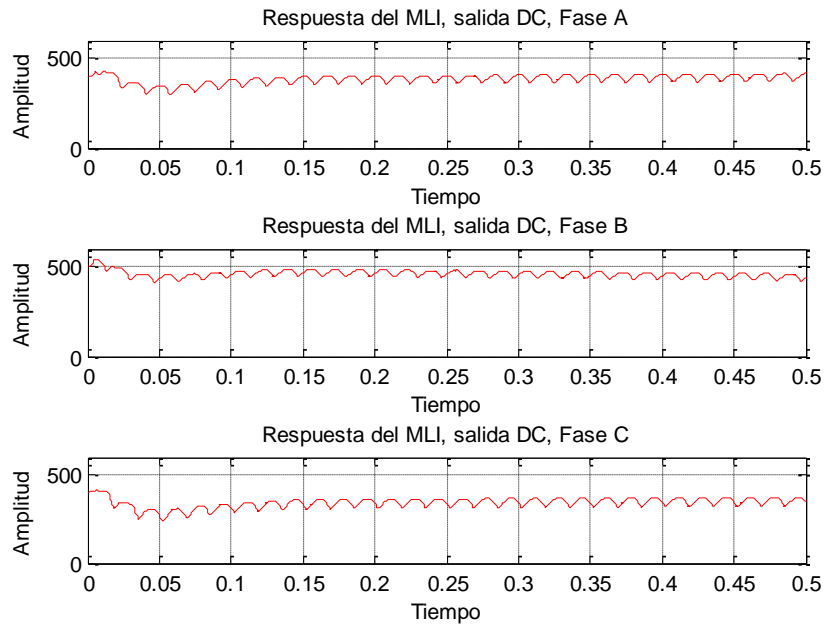
% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD variable e  $I_{\text{ckref}}=I_{\text{L}}-I_{\text{sref}}$   
% con GPC,  $I_{\text{Lp2}}=24$ ,  $A_p=4I_{\text{Lp1}}$  e identificación de la planta en línea

---

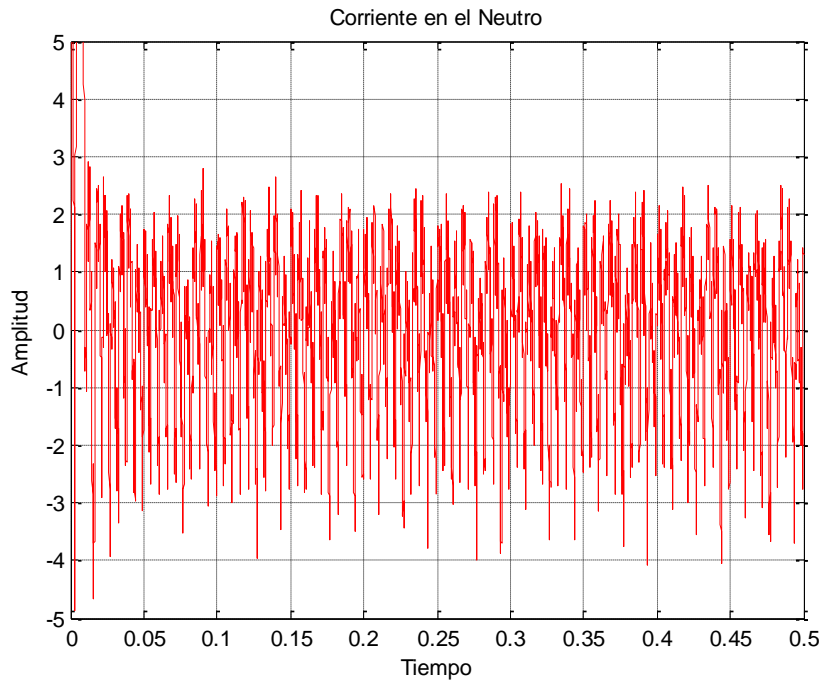
## SIMULACIONES:



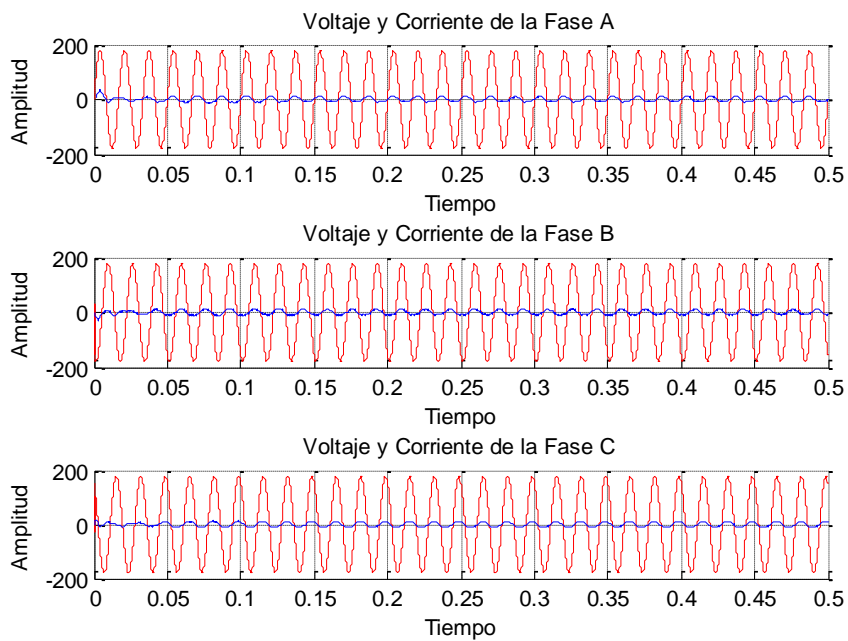
**Figura 4.61** Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{ref}=I_L-I_{sref}$  (Test 07).



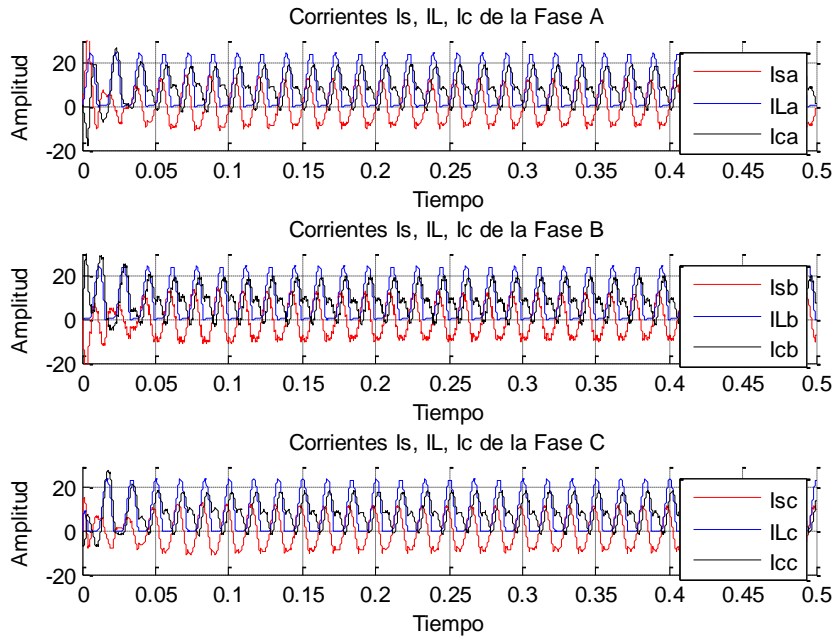
**Figura 4.62** Bus CD del MLI 3f con capacitores de 2200uF/450V con  $V_{o\_Cki}=100V$  (Test 07).



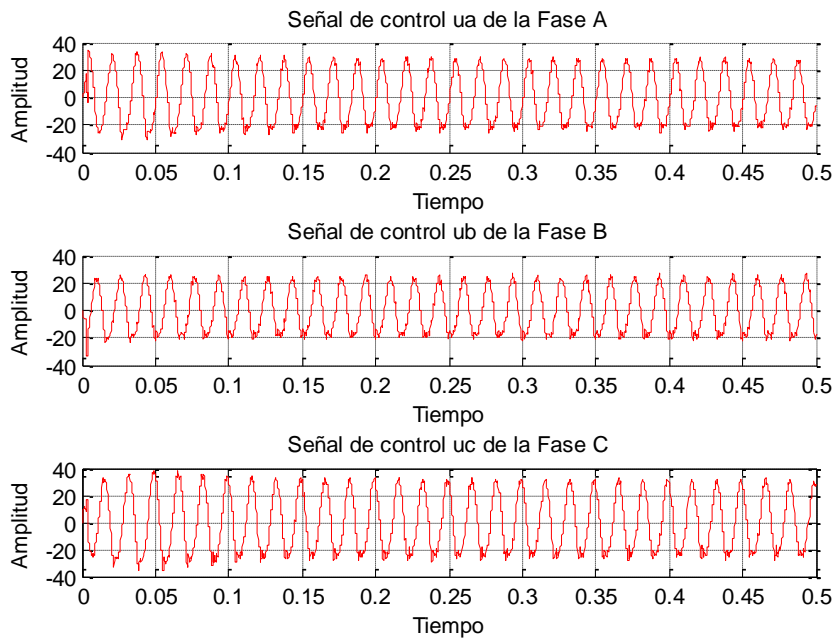
**Figura 4.63** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 07).



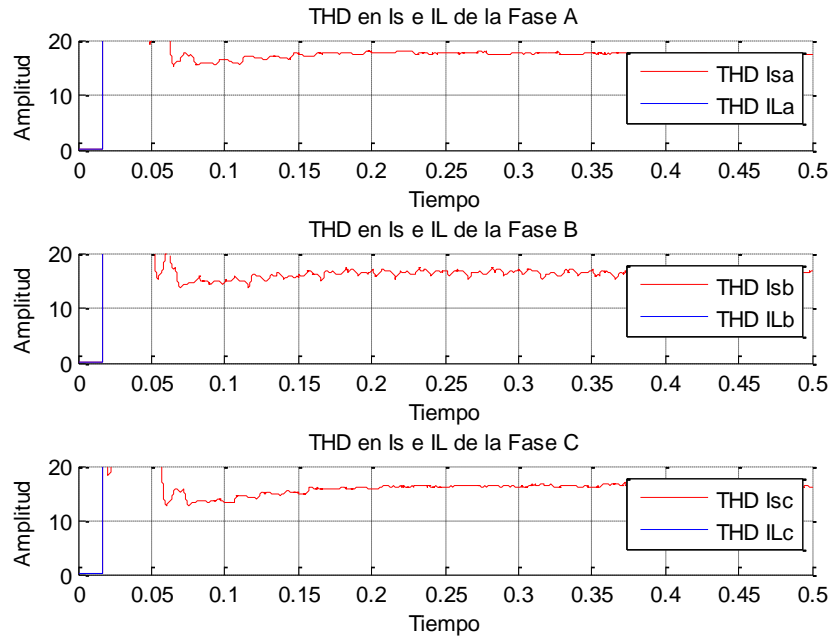
**Figura 4.64** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 07).



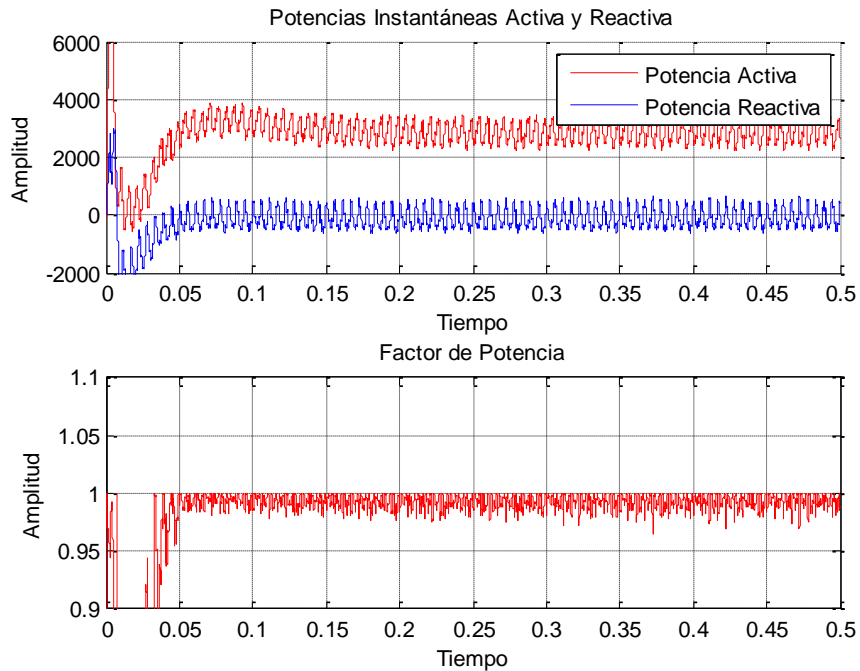
**Figura 4.65** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 07).



**Figura 4.66** Señales de control  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  (Test 07).



**Figura 4.67** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 07).



**Figura 4.68** Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 07).

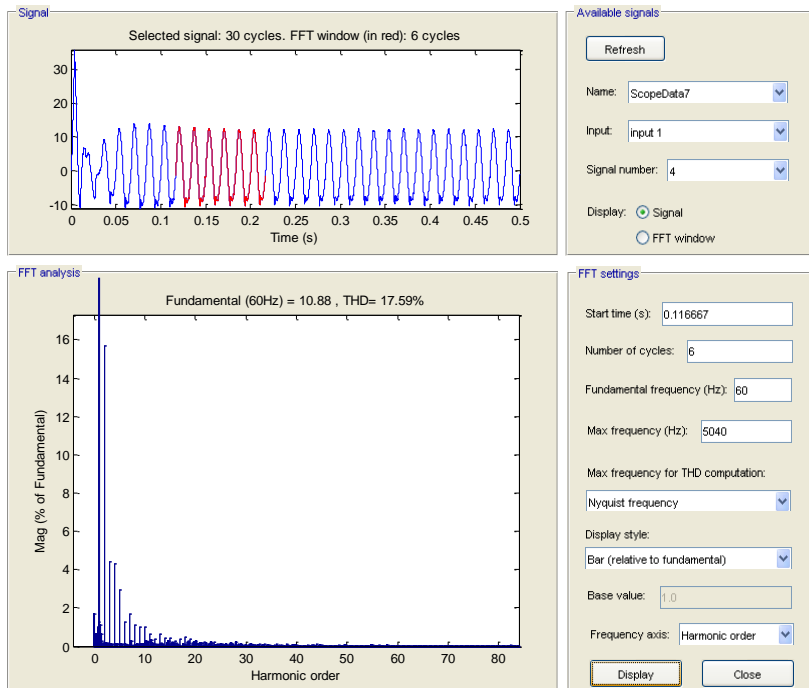


Figura 4.69 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 07).

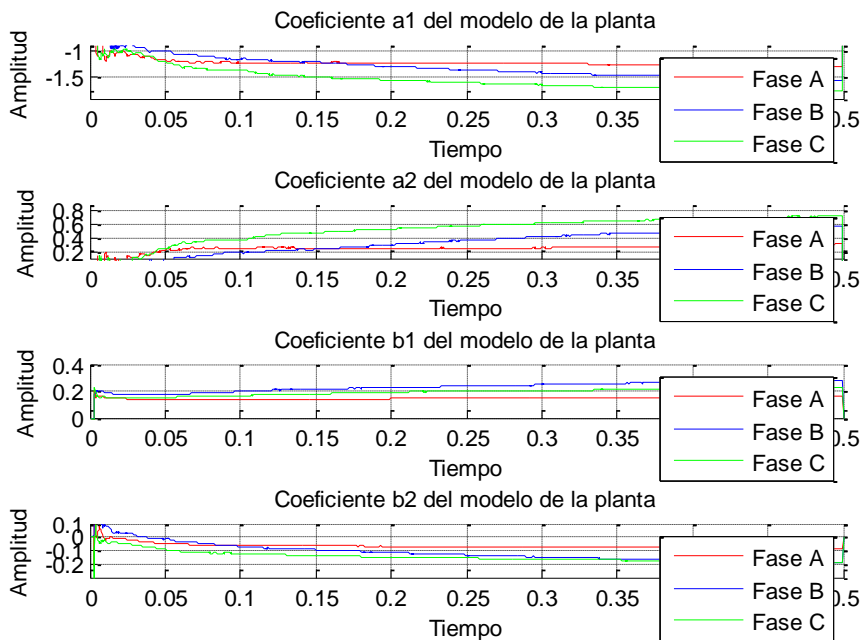


Figura 4.70 Identificación de la planta del MLI-3f (Test 07).



## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.11 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 07).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	6 Periodos	23 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	17,05%	17,59%	17,54%	17,39%	16,38%
	Isb	16,01%	16,07%	16,38%	16,15%	
	Isc	14,77%	15,71%	16,26%	15,58%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	32,03%	31,96%	31,,96%	32,00%	31,97%
	ILb	32,03%	31,96%	31,,96%	32,00%	
	ILc	31,88%	31,96%	31,,96%	31,92%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,00%	0,11%	0,09%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	

THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	17,46%	16,35%	16,16%	16,66%
Corrientes de Fase en la Carga	31,96%	31,96%	31,96%	31,96%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)	FP
1,273	2.859,79	-100,25	'Capacitiva'

Theta			
a1	-1,2201	-1,3109	-1,5325
a2	0,2420	0,3243	0,5247
b1	0,1455	0,2300	0,1901
b2	-0,0667	-0,1149	-0,1452

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase de la fuente alcanza picos de 12.3A frente a los 24A de las corrientes de fase pico en la carga, lo que representa un decremento del 44.58%. Por otro lado, la carga consume de la fuente solo medio ciclo, debido

---

al rectificador de media onda, lo cual resulta en un 2.5% adicional de consumo energético al compensar los armónicos y refasar las líneas.

- La corriente pico promedio que circula por el neutro es 1.273A a partir de  $t=50\text{ms}$  aproximadamente.
- El AFP con la estrategia GPC e identificación en línea para la carga RL con rectificador de media onda, disminuye el THD de las corrientes de la fuente a un 16.66% promedio desde  $t=116.667\text{ms}$  a 500ms con un  $\text{FP}=0.993$ , frente a un THD de 31.96% en la carga.

### **4.3 ANÁLISIS DE DESEMPEÑO DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA**

Los inversores multinivel en la actualidad tienen una amplia aplicación en los filtros activos de potencia, así también es extenso los distintos tipos de control que han sido implementados, no obstante, en todos ellos es imprescindible el control del balance del bus CD, caso contrario, la modulación de las corrientes o voltajes de compensación, resultan en valores erróneos, lo que afecta directamente el desempeño del filtro diseñado.

Otro aspecto a considerar en el desempeño del controlador es el modelo de planta utilizado como se indica a continuación:

- ❖ En los modelos 1 y 2 (Dinámico RLC y ARX a través del Toolbox Ident de MATLAB respectivamente) el algoritmo GPC incluye el cálculo de las matrices y de la ley de control, presentando una respuesta compensada tanto en armónicos como refasamiento en la fuente. Sin embargo, su desempeño aumenta cuando se utiliza un Bus CD constante, implementado con fuentes de tensión continua.
- ❖ El modelo 3 de la planta, obtenido a través de identificación en línea implementado en el algoritmo GPC, es el que mejor desempeño muestra para las cargas balanceadas lineal (Red RL) y no lineal (Red RL con rectificador trifásico de media onda) ya sea para Bus CD fijo o variable (fuentes o capacitores respectivamente).

#### **4.3.1 EL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA CON DIVERSAS ESTRATEGIAS DE CONTROL**

Para analizar el desempeño del APF con GPC, se han mostrado en las secciones anteriores, los resultados obtenidos tanto con fuentes de voltaje continuo como con capacitores conectados en el Bus CD.

Por otro lado, a continuación, se comparan filtros que proporcionan las corrientes de compensación obtenidas a través de Balance directo del bus CD y de la teoría PQ (Sistemas trifásicos de 3 hilos) o teoría PQ modificada (Sistemas trifásicos de 4 hilos), en donde estas corrientes de referencia pueden ingresar directamente al algoritmo GPC o a través de su respectiva conversión a voltaje.

#### 4.3.1.1 TEST 08. AFP SIN GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO Y $e = ick - iLk + (1/3)(Kp + Ki/s)(Vcdref - Vcd)$

##### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

En esta prueba se utiliza un Bus CD fijo por cada fase y las corrientes de compensación que inyecta el filtro al PCC, resulta de la señal de error de la corriente de compensación, cuya referencia es obtenida a través del producto entre los voltajes de fase y la salida promedio del controlador PI antecedido por filtros pasa bajo de octavo orden con frecuencia de corte a 60Hz que sigue la tensión CD del bus.

$$e = I_{cref} - I_c$$

$$I_{cref} = V_s * p_{reg}$$

$$p_{reg} = \frac{1}{3} \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{cdref} - V_{cd})$$

SEGUIDOR DE CORRIENTES DE REFERENCIA DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

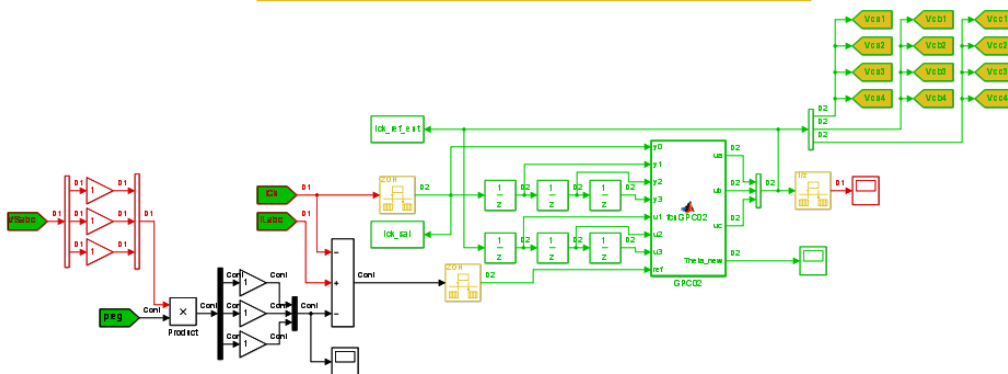


Figura 4.71 Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 08).

##### SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

###### InitFcn:

$I_{Lp1} = 21.4/2 = 10.7A$ ,  $A_p = 42.8A$

$K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 0.018$ ,  $K_{i1} = 0.55 * K_{p1}$ ,  $K_{i1} = K_{i2} = K_{i3} = 0.0099$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $R_{a1} = R_{b1} = R_{c1} = 1.5\Omega$ ,  $L_{a1} = L_{b1} = L_{c1} = 22mHn$

$T_s = 20\mu s$ ,  $T_c = 200\mu s$

---

### iResultadosAlgoritmoGPC08.m

% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD fijo sin algoritmo GPC e  
% Icref=IL-Vs\*preg

### SIMULACIONES:

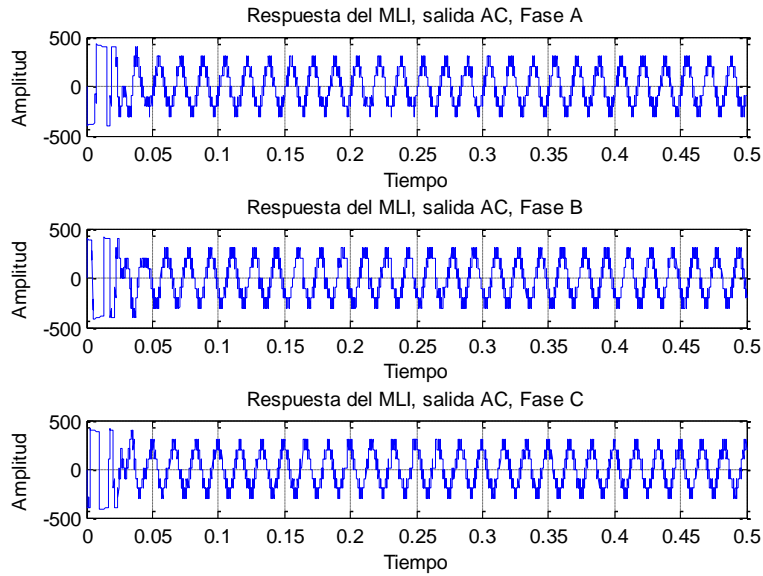


Figura 4.72 Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{cref}=I_L-I_{sref}$  (Test 08).

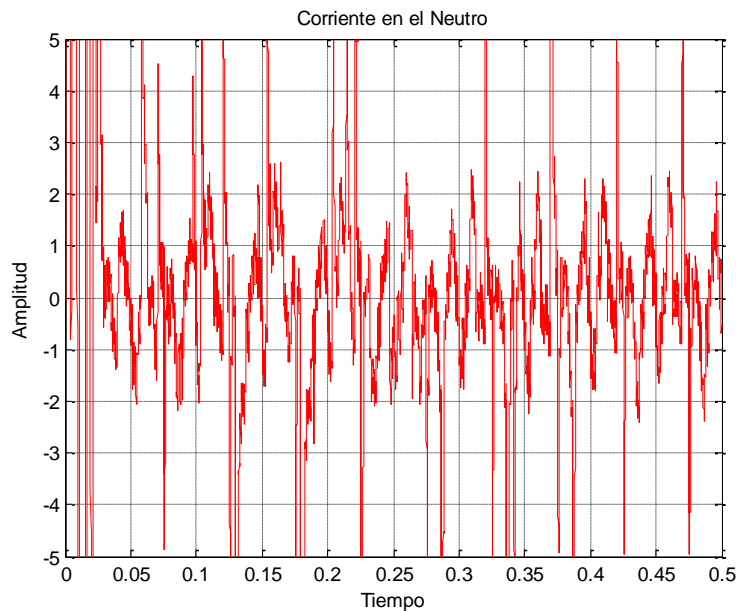
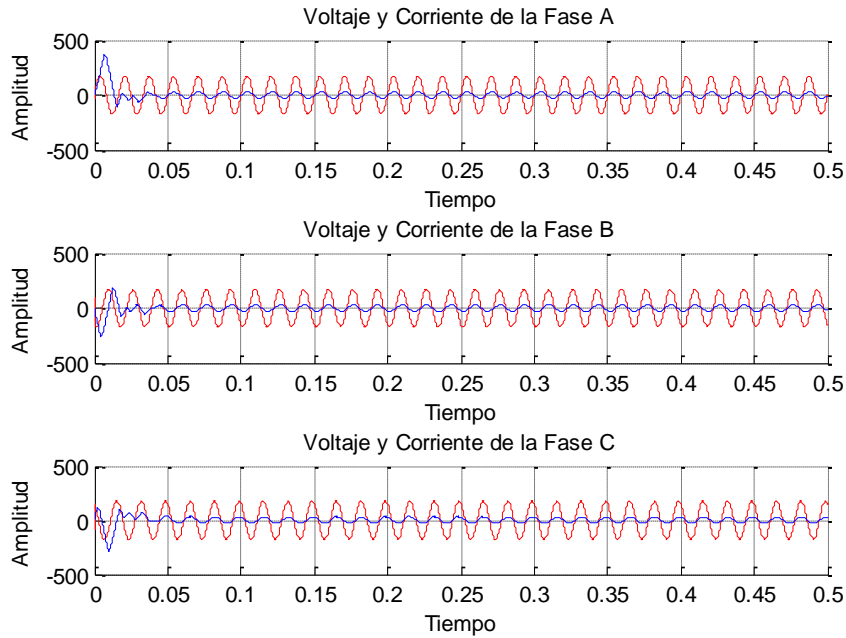
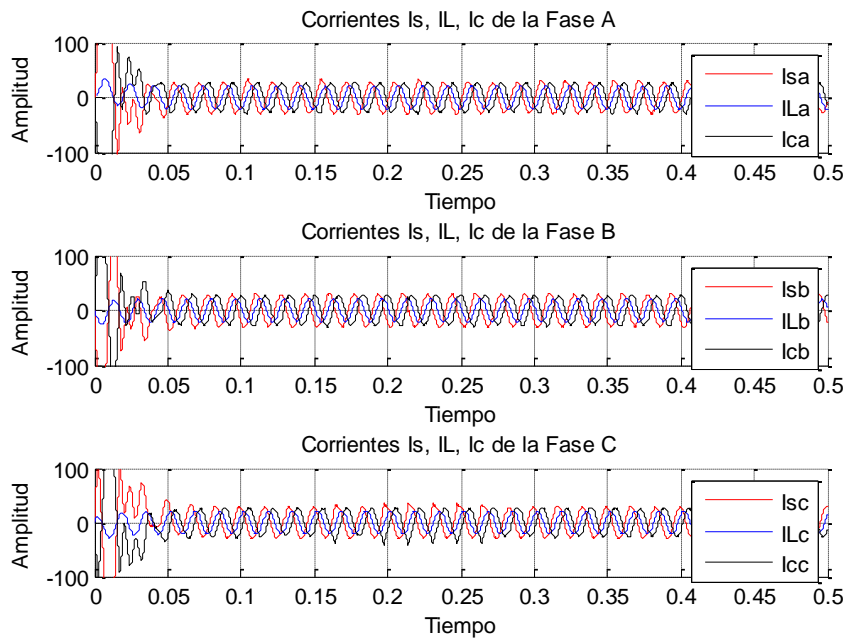


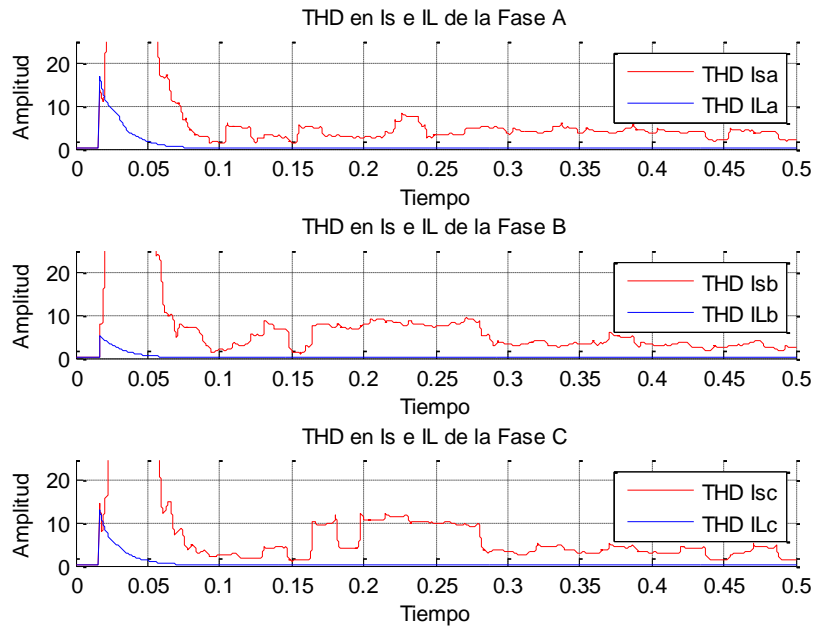
Figura 4.73 Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 08).



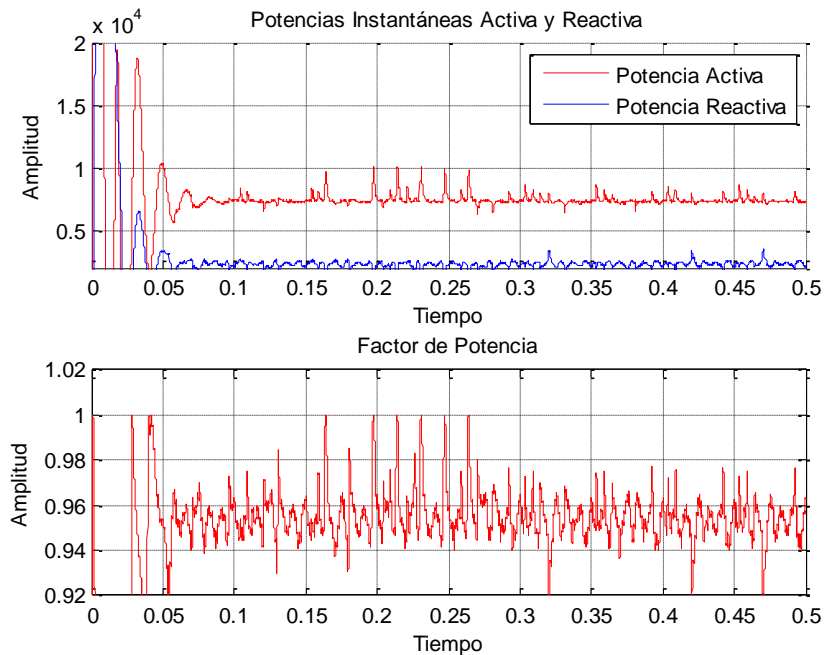
**Figura 4.74** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 08).



**Figura 4.75** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 08).



**Figura 4.76** THD% de las corrientes Is e IL del MLI 3f (Test 08).



**Figura 4.77** Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 08).

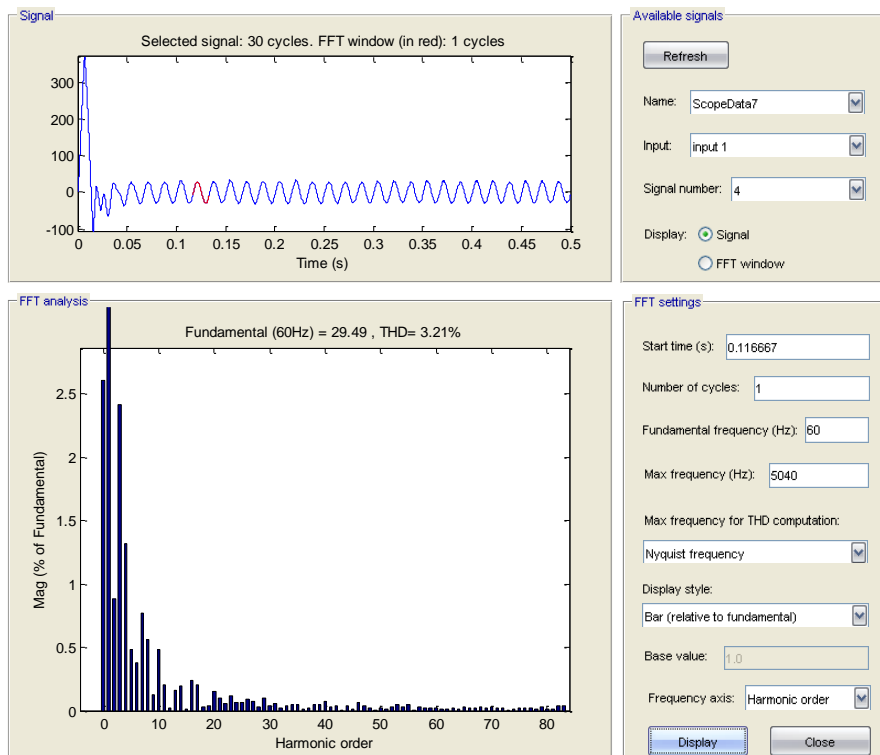


Figura 4.78 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 08).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.12 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 08).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	2 Periodos	3 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	3,21%	2,40%	3,77%	3,13%	4,97%
	Isb	8,25%	5,89%	6,85%	7,00%	
	Isc	4,10%	3,17%	7,07%	4,78%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,08%	0,01%	0,05%	0,07%
	ILb	0,14%	0,13%	0,00%	0,09%	
	ILc	0,13%	0,11%	0,00%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,14%	0,00%	0,10%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	

<b>THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados</b>				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	3,92%	4,86%	5,17%	4,65%
Corrientes de Fase en la Carga	0,22%	0,22%	0,22%	0,22%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)		FP
1,861	7.432,43	2.271,53	'Inductiva'	0,955

#### CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 28.9A frente a los 21.6A de las corrientes de fase pico en la carga, es decir un incremento del 33.8%.
- Las corrientes de fase de la fuente, presentan picos considerables de arranque,  $I_{sa}=370A$ ,  $I_{sb}=-260A$ ,  $I_{sc}=-280A$  por lo que se recomienda conectar el APF luego de un tiempo cuando haya actuado el control PI del sistema.

#### 4.3.1.2 TEST 09. AFP SIN GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO, TEORÍA PQ MODIFICADA Y $e=i_{ck}-i_{lk}+(1/3)(K_p+K_i/s)(V_{cdref}-V_{cd})$

##### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

Esta prueba se realizó con Bus CD fijo y señal de error de las corrientes de compensación, cuya referencia es obtenida a través de la teoría PQ modificada, en donde el controlador PI proporciona las pérdidas promedio por conmutación del inversor.

$$e = I_{cref} - I_c$$

$I_{cref} \rightarrow$  Proviene de la Teoría PQ Modificada

$$p_{reg} = \frac{1}{3} \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{cdref} - V_{cd})$$



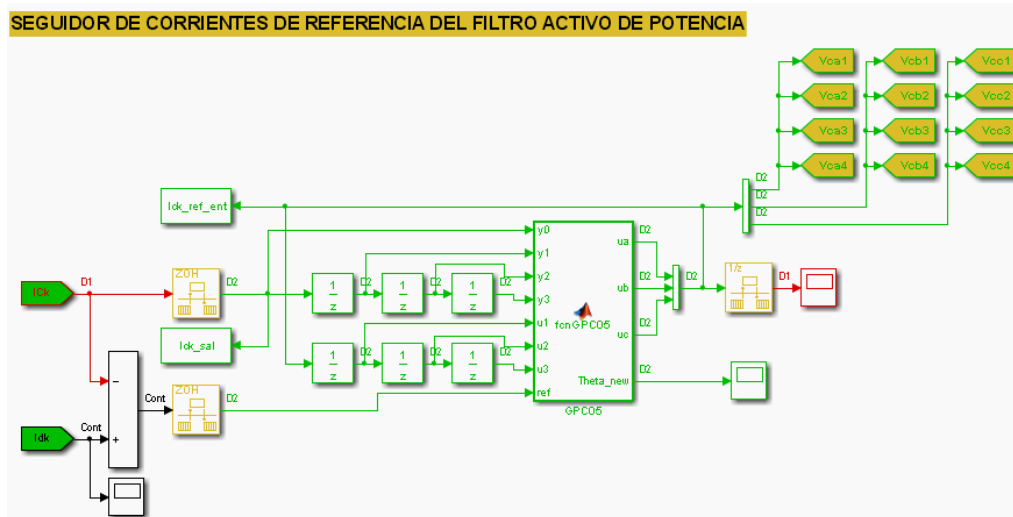


Figura 4.79 Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 09).

## SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

### InitFcn:

$I_{Lp1}=21.4A$ ,  $A_p=42.8A$

$K_{p1}=K_{p2}=K_{p3}=0.01$ ,  $K_{i1}=K_{i2}=K_{i3}=0.55*K_{p1}=0.0055$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $R_{a1}=R_{b1}=R_{c1}=1.5\Omega$ ,  $L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}=22mHn$

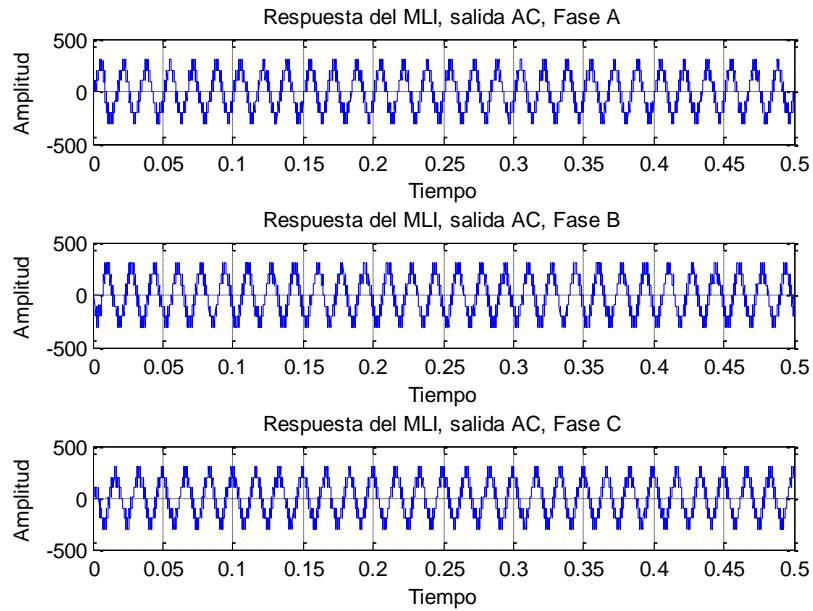
$T_s=20\mu s$ ,  $T_c=200\mu s$

### iResultadosAlgoritmoGPC09.m

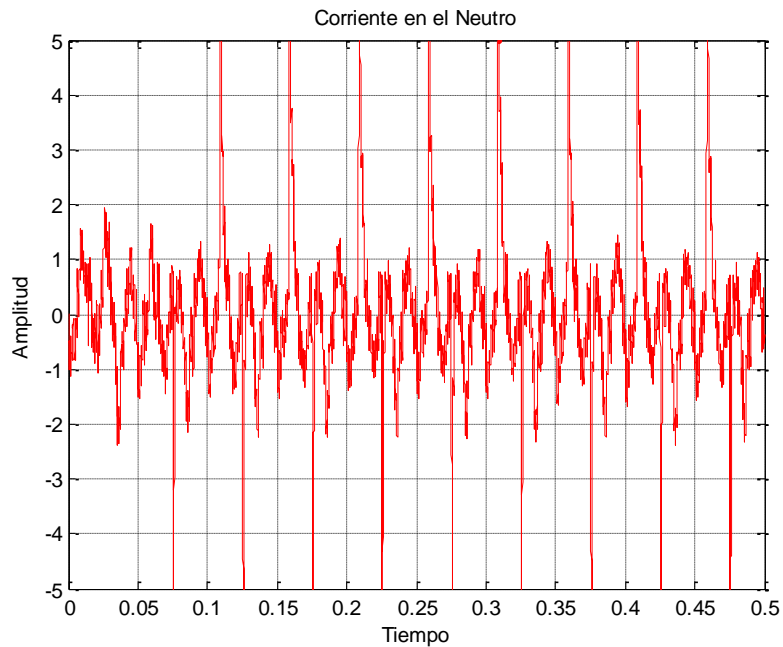
```
% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD fijo sin GPC e
% Icref obtenida a través de la Teoría PQ Modificada
```

---

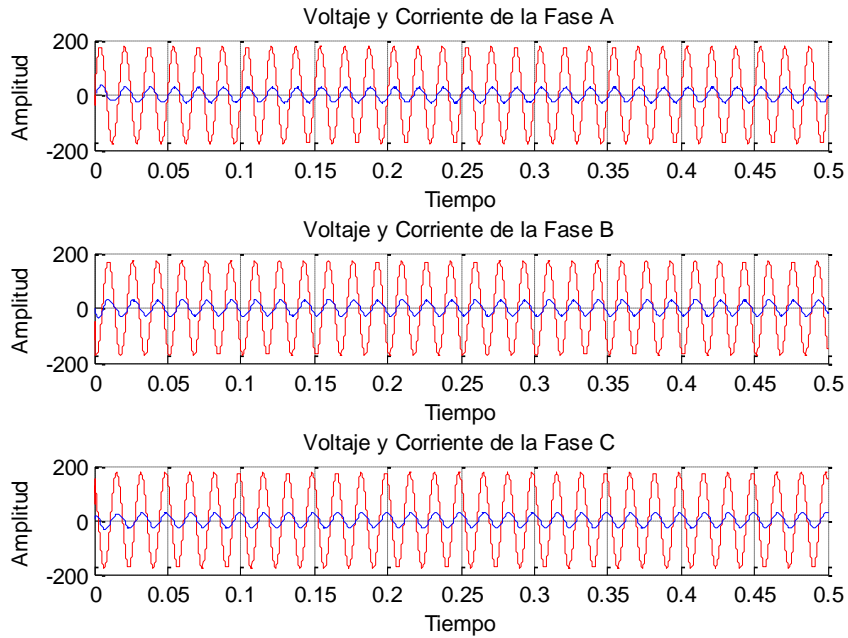
**SIMULACIONES:**



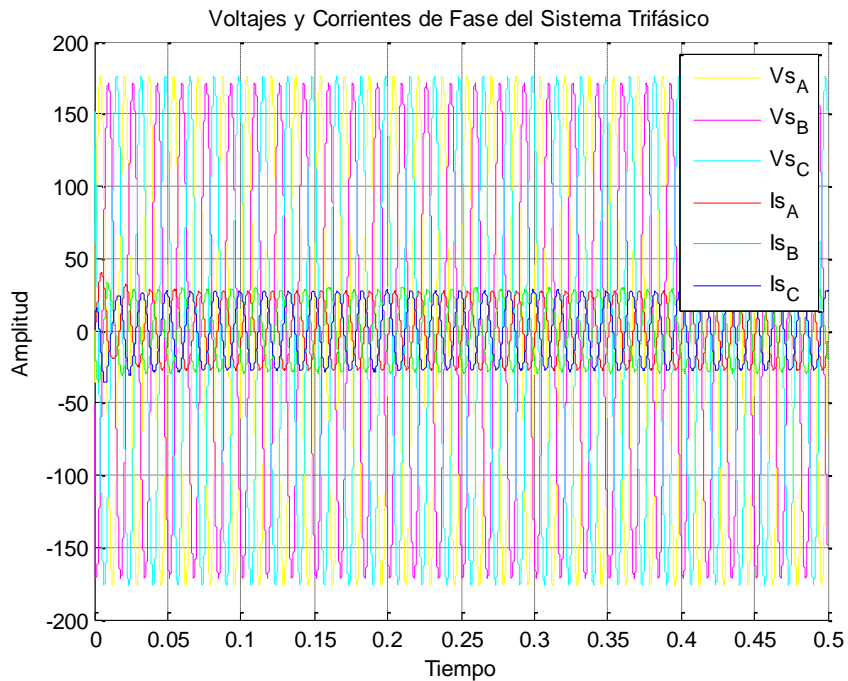
**Figura 4.80** Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua e  $I_{cref}$  proveniente de la Teoría PQ Modificada (Test 09).



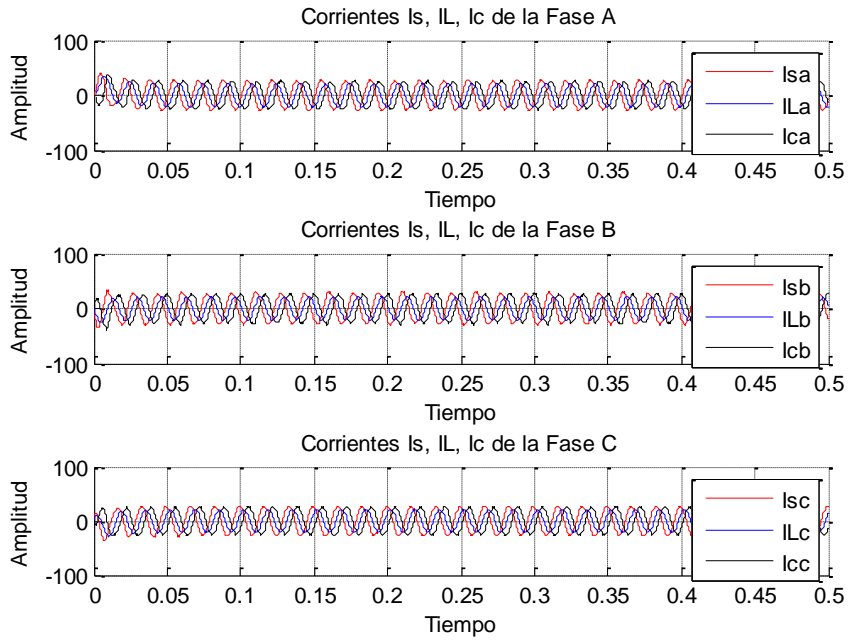
**Figura 4.81** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 09).



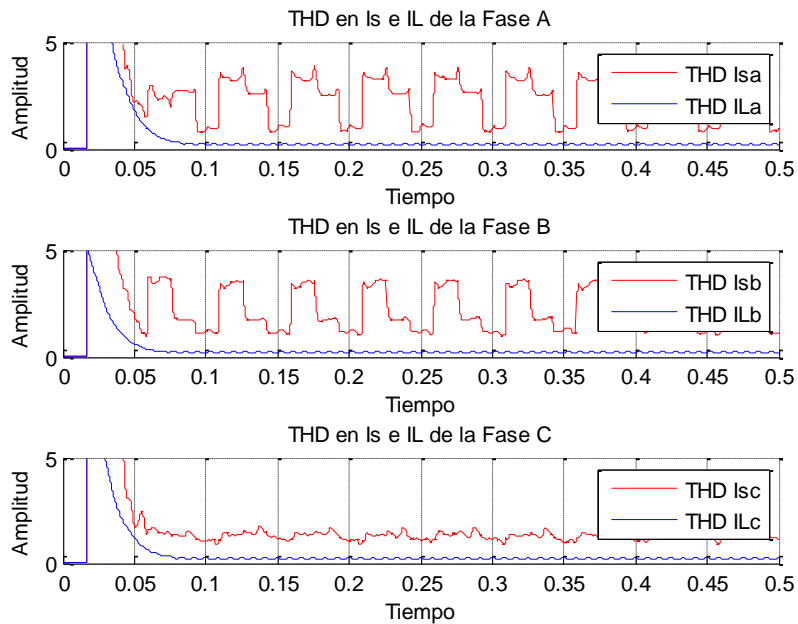
**Figura 4.82** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 09).



**Figura 4.83** Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 09).



**Figura 4.84** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 09).



**Figura 4.85** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 09).

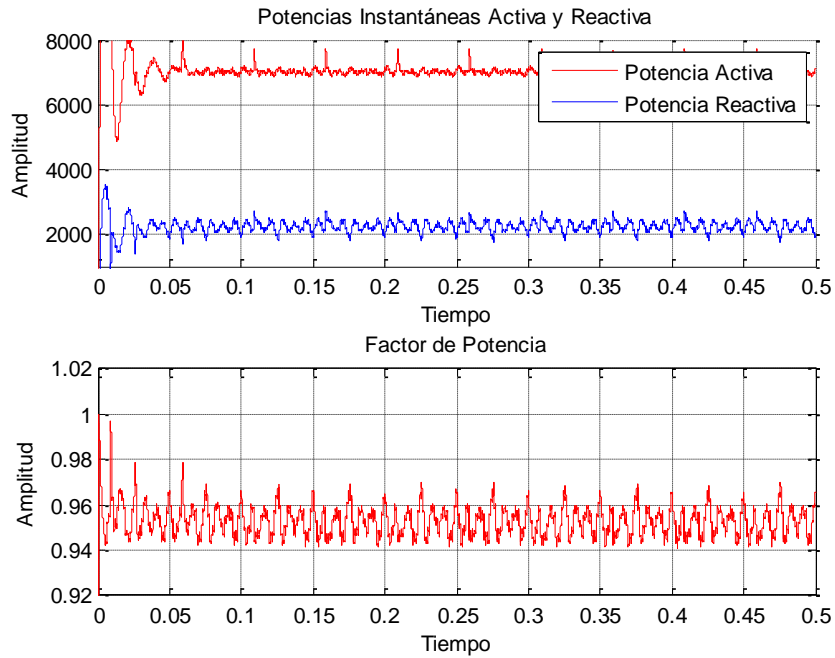


Figura 4.86 Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 09).

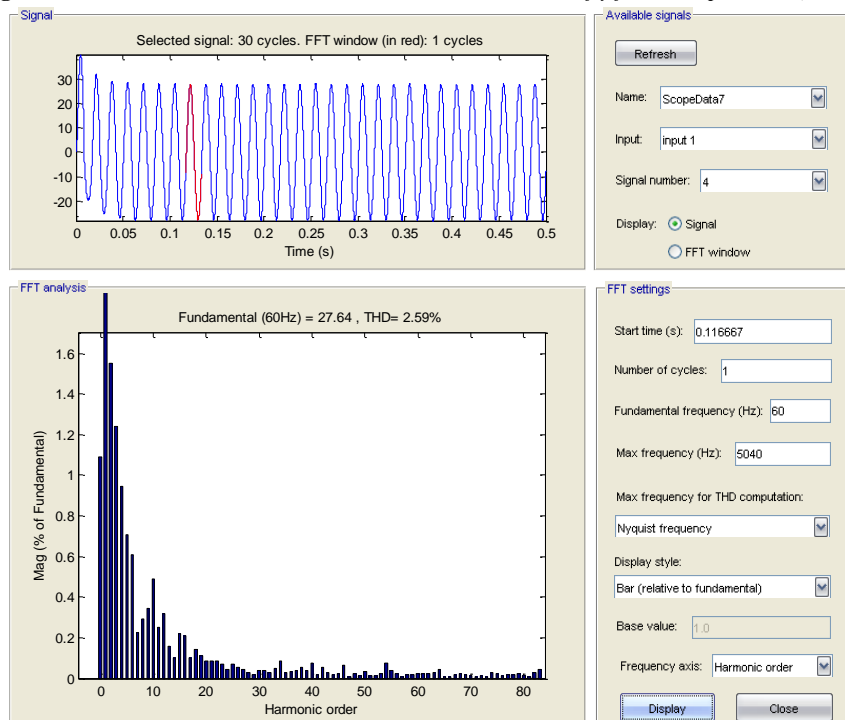


Figura 4.87 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 09).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.13 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 09).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	2 Periodos	3 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	2,59%	2,05%	2,73%	2,46%	1,91%
	Isb	1,73%	1,50%	2,48%	1,90%	
	Isc	1,34%	1,37%	1,41%	1,37%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,08%	0,01%	0,05%	0,07%
	ILb	0,14%	0,13%	0,00%	0,09%	
	ILc	0,12%	0,11%	0,00%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,14%	0,00%	0,10%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	

THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	2,37%	2,16%	1,31%	1,94%
Corrientes de Fase en la Carga	0,22%	0,22%	0,22%	0,22%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)		FP
1,345	7.017,34	2.241,72	'Inductiva'	0,952

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 27.8A frente a los 21.6A de las corrientes de fase pico en la carga, es decir un incremento del 28.7%.
- La compensación de corriente que produce el APF utilizando la estrategia de control a través de la teoría PQ modificada, tiene un alto desempeño con un tiempo de respuesta aproximadamente de un ciclo (16.667ms).

### 4.3.1.3 TEST 10. AFP CON GPC PARA CARGA RL CON BUS CD FIJO, TEORÍA PQ MODIFICADA Y $e = i_{ck} - i_{Lk} + (1/3)(K_p + K_i/s)(V_{cdref} - V_{cd})$

#### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

En esta prueba se utilizó un Bus CD fijo con señal de error de las corrientes de compensación a través de la Teoría PQ Modificada, en donde el controlador PI proporciona las pérdidas promedio por conmutación del inversor y además se ha incluido el algoritmo GPC.

$$e = I_{cref} - I_c$$

$I_{cref} \rightarrow$  Proviene de la Teoría PQ Modificada

$$preg = \frac{1}{3} \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{cdref} - V_{cd})$$

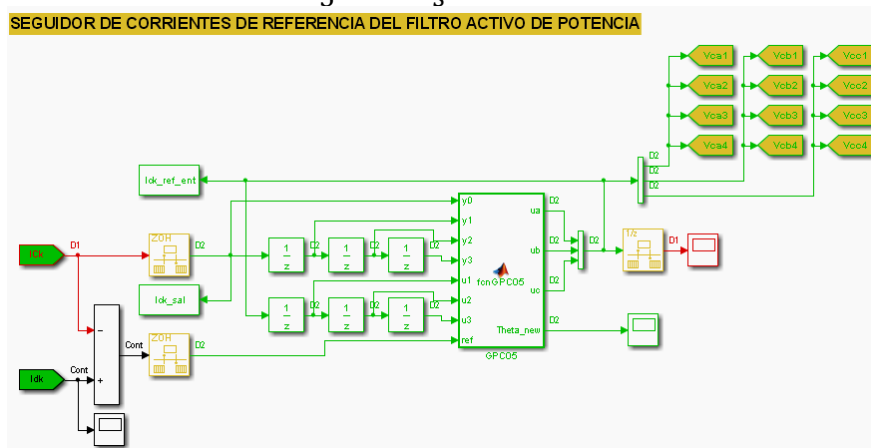


Figura 4.88 Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 10).

#### SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

##### InitFcn:

$I_{Lp1} = 21.4A$ ,  $A_p = 42.8A$

$K_{p1} = K_{p2} = K_{p3} = 0.01$ ,  $K_{i1} = K_{i2} = K_{i3} = 0.55 * K_{p1} = 0.0055$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $R_{a1} = R_{b1} = R_{c1} = 1.5\Omega$ ,  $L_{a1} = L_{b1} = L_{c1} = 22mHn$

$T_s = 20\mu s$ ,  $T_c = 200\mu s$

**function [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC10(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):**

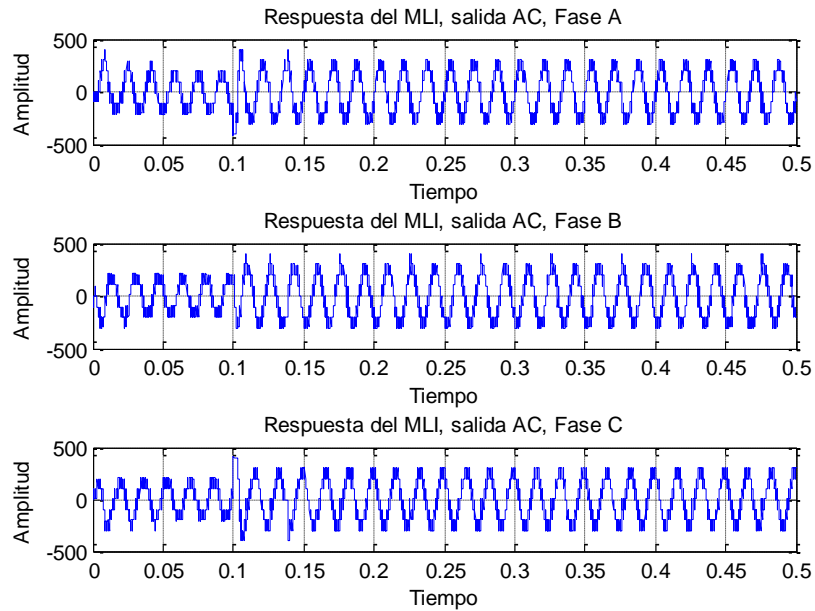
lambda=0.8, alpha\_soft=0.1

##### iResultadosAlgoritmoGPC10.m

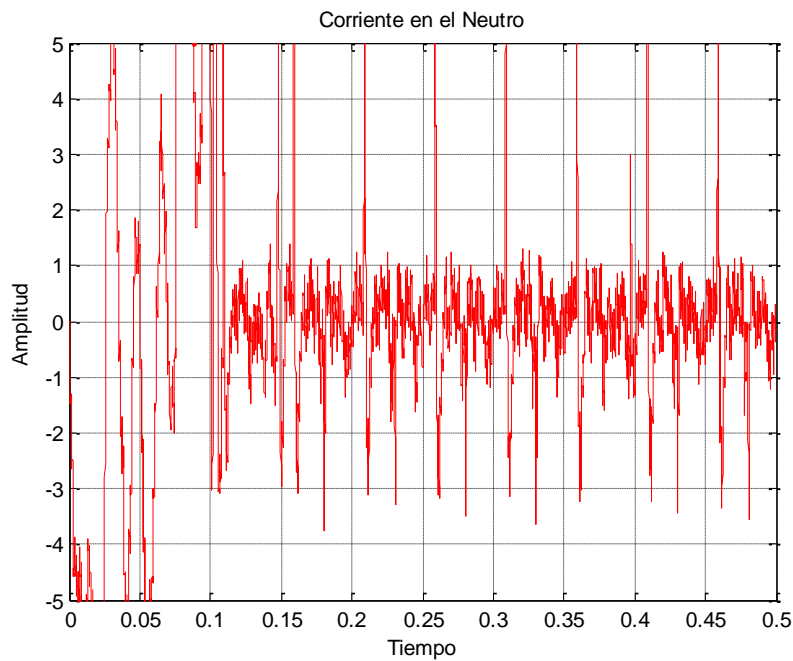
```
% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD fijo y algoritmo GPC e
% Icref obtenida a través de la Teoría PQ Modificada
```

---

**SIMULACIONES:**

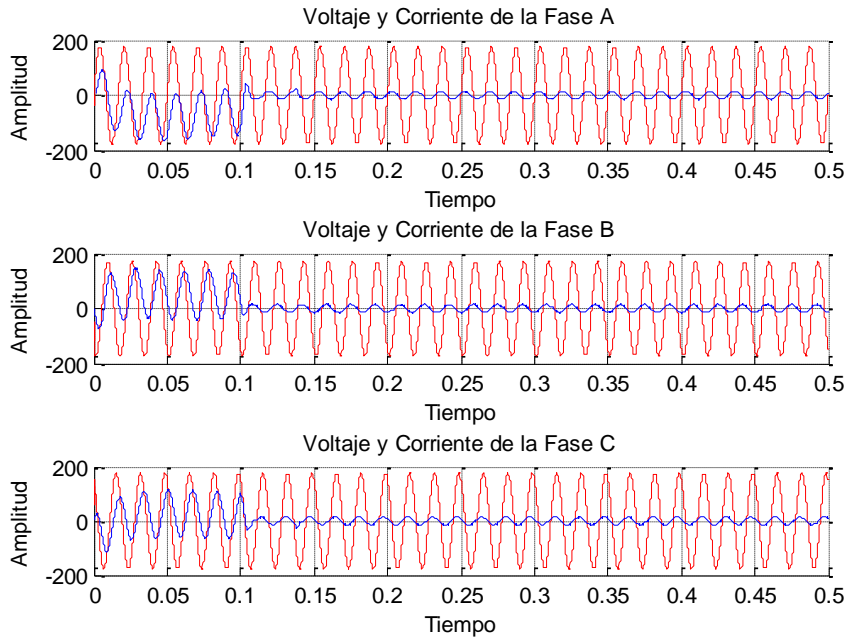


**Figura 4.89** Salida CA del MLI 3f con fuentes de tensión continua con GPC e Icref a través de la teoría PQ modificada (Test 10).

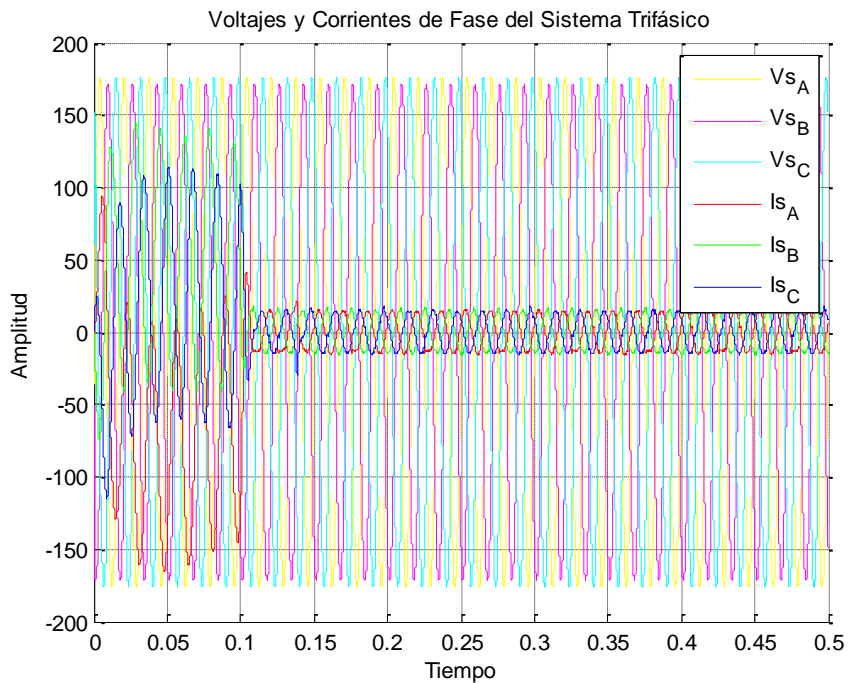


**Figura 4.90** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 10).

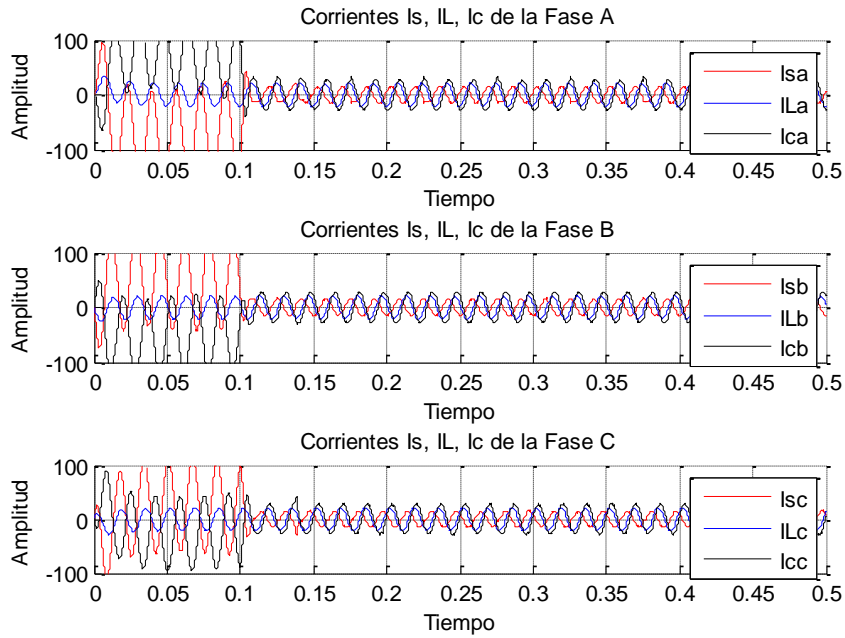




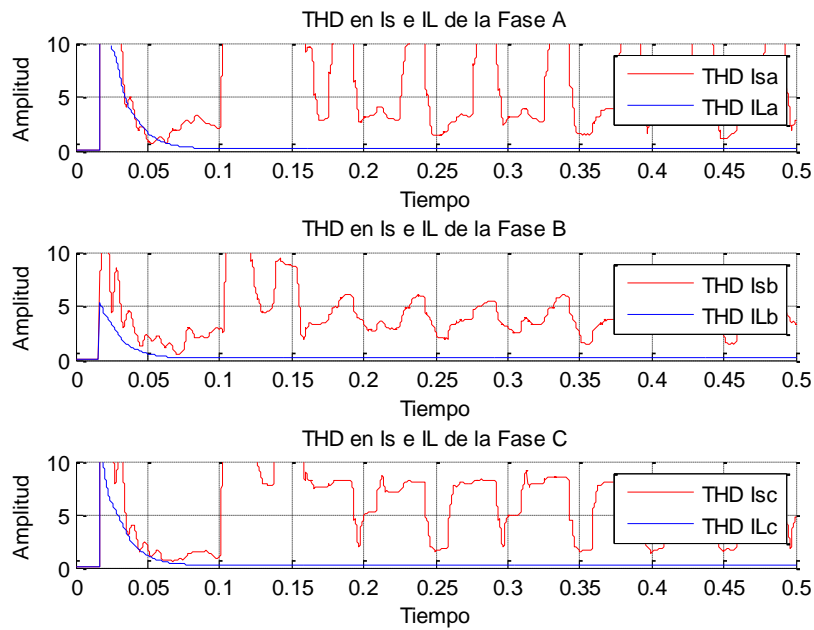
**Figura 4.91** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 10).



**Figura 4.92** Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 10).



**Figura 4.93** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 10).



**Figura 4.94** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 10).

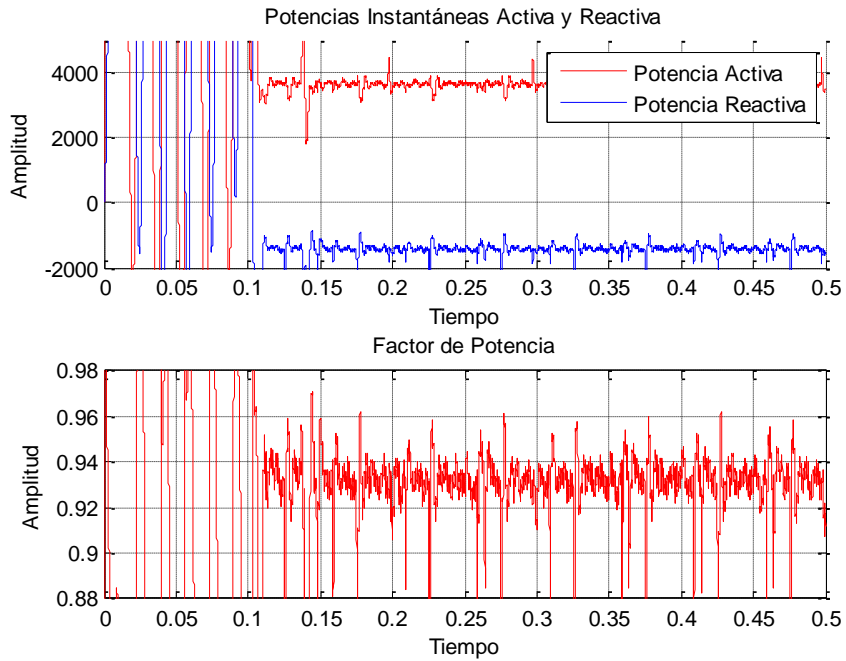


Figura 4.95 Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 10).

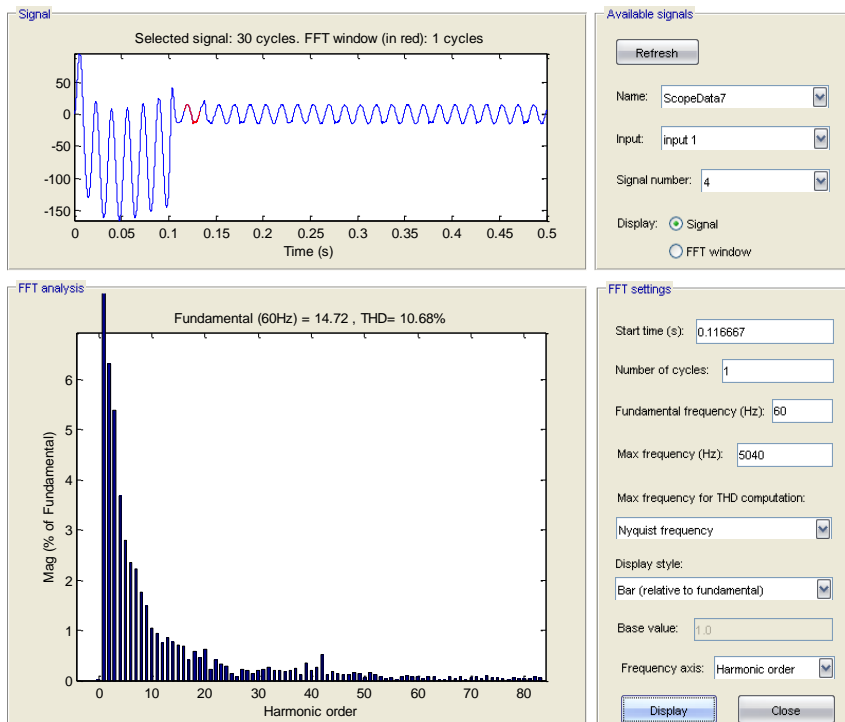


Figura 4.96 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 10).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.14 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 10).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	2 Periodos	3 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	10,68%	22,62%	19,17%	17,49%	14,19%
	Isb	4,56%	7,01%	6,05%	5,87%	
	Isc	7,77%	27,07%	22,76%	19,20%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,09%	0,03%	0,06%	0,08%
	ILb	0,12%	0,15%	0,02%	0,10%	
	ILc	0,14%	0,10%	0,01%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,14%	0,00%	0,10%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,09%	0,00%	0,06%	

THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	8,32%	4,61%	8,88%	7,27%
Corrientes de Fase en la Carga	0,22%	0,22%	0,22%	0,22%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)		FP
0,950	3.633,15	-1.433,46	'Capacitiva'	0,929

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 15.1A frente a los 21.6A de las corrientes de fase pico en la carga, es decir un ahorro energético del 30.1%.
- El ahorro energético producido por esta estrategia de control, es debido a la teoría de las potencias activa y reactiva instantáneas, pues se puede ponderar a través de pesos, la cantidad de potencias que se desea que aporte el APF al sistema trifásico de 4 hilos, por medio de la inyección de corrientes armónicas de compensación al PCC.

- Al utilizar la Teoría PQ Modificada conjuntamente con el GPC, se observa que el THD% promedio alcanza un valor de 7.27% frente al 1.94% alcanzado únicamente por la estrategia de control de la Teoría PQ Modificada.

#### 4.3.1.4 TEST 11. AFP CON GPC PARA CARGA RL CON BUS CD VARIABLE, TEORÍA PQ MODIFICADA Y $e = i_{ck} - i_{Lk} + (1/3)(K_p + K_i/s)(V_{cdref} - V_{cd})$

##### DESCRIPCIÓN DE LA PRUEBA:

En esta prueba, el Bus CD del APF está conformado por 4 capacitores de 2200µF/450V (Bus CD Variable) por cada fase y las corrientes de compensación que inyecta el filtro al PCC, resulta de la señal de error de la corriente de compensación, cuya referencia es obtenida a través de la teoría PQ modificada, en donde el controlador PI proporciona las pérdidas promedio por conmutación del inversor.

$$e = I_{cref} - I_c$$

$I_{cref} \rightarrow$  Proviene de la Teoría PQ Modificada

$$I_{cref} = \frac{1}{3} \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) (V_{cdref} - V_{cd})$$

##### SEGUIDOR DE CORRIENTES DE REFERENCIA DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

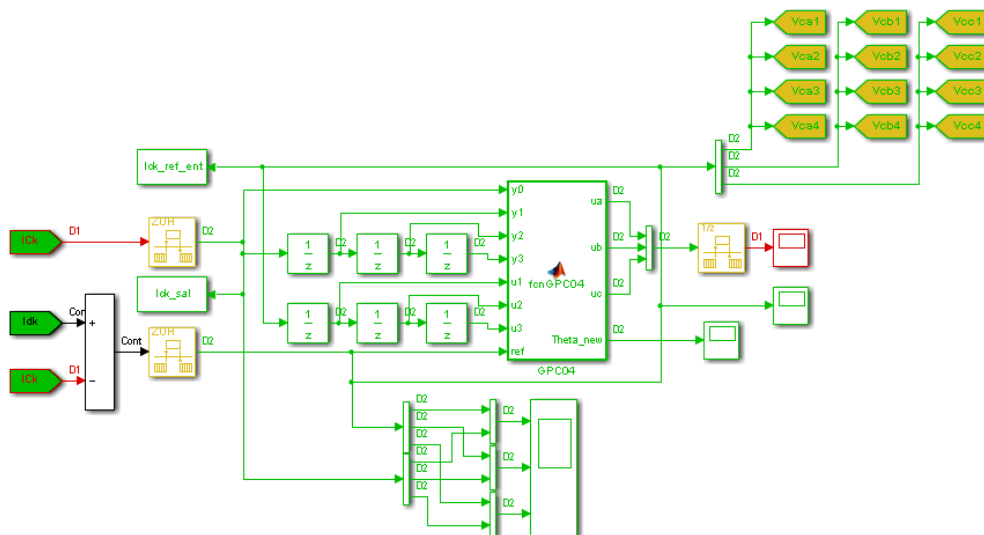


Figura 4.97 Modelo del seguidor de corrientes de compensación (Test 11).

---

## SCRIPTS Y CONFIGURACIÓN:

### InitFcn:

$IL_{p2}=21.4/2=11.7A$ ,  $A_p=4*IL_{p2}=46.8A$

$K_{p1}=K_{p2}=K_{p3}=30$ ,  $K_{i1}=K_{i2}=K_{i3}=30$

Carga 1 de prueba: Red RL:  $R_{a1}=R_{b1}=R_{c1}=1.5 \Omega$ ,  $L_{a1}=L_{b1}=L_{c1}=22mHn$

$T_s=20\mu s$ ,  $T_c=200\mu s$

**function [ua,ub,uc,Theta\_new]=fcnGPC11(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref):**

$\lambda=0.8$ ,  $\alpha_{soft}=0.1$

### iResultadosAlgoritmoGPC11.m

% Prueba realizada con carga RL (Carga 1) con Bus CD variable a través de  
% la Teoría PQ Modificada y algoritmo GPC

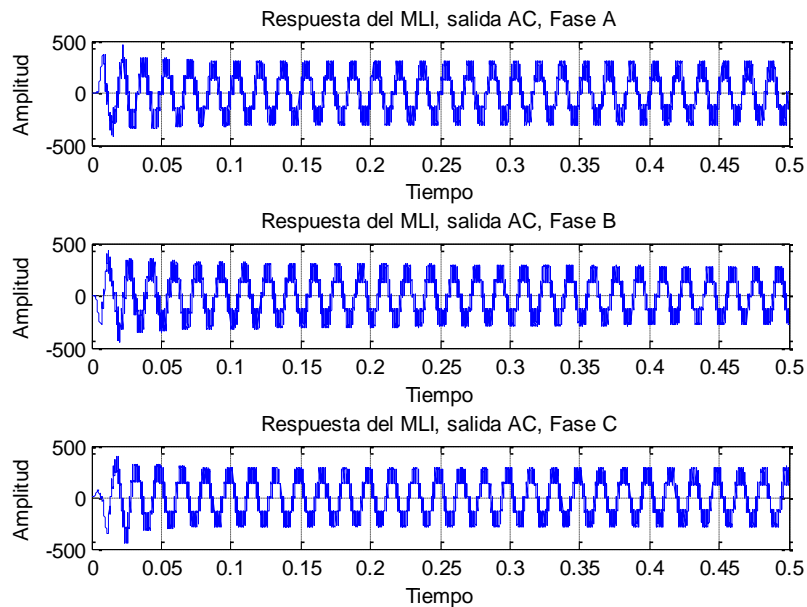
### iDataInverter9L11.m

% Adquisición de datos entrada - salida para la identificación de la planta  
% usando el Toolbox Ident de MATLAB

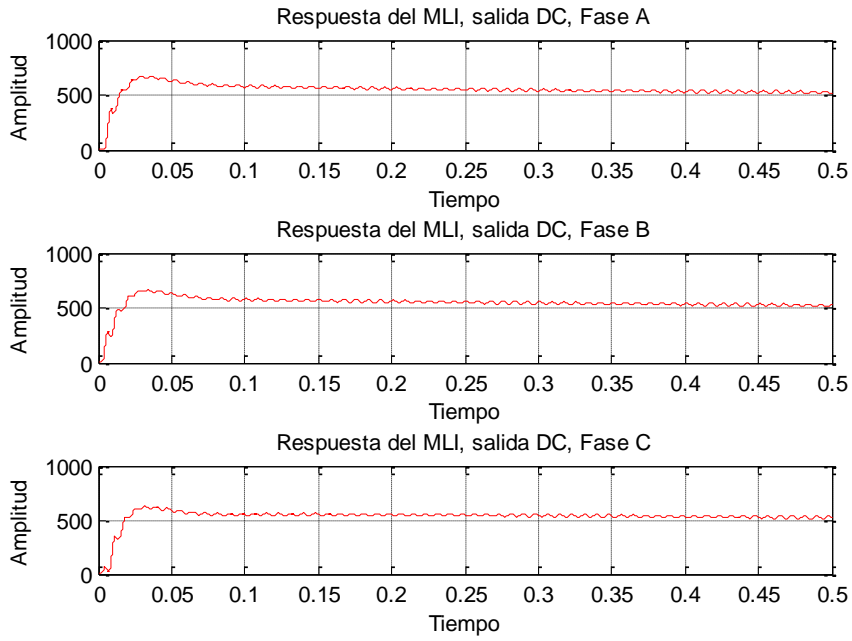
### AlgoritmoGPC01CalculoMatricesGPC11.m

% Algoritmo utilizado para obtener las matrices F, H, dT necesarias para el  
algoritmo GPC encryptado en el bloque MATLAB Function fcnGPC11

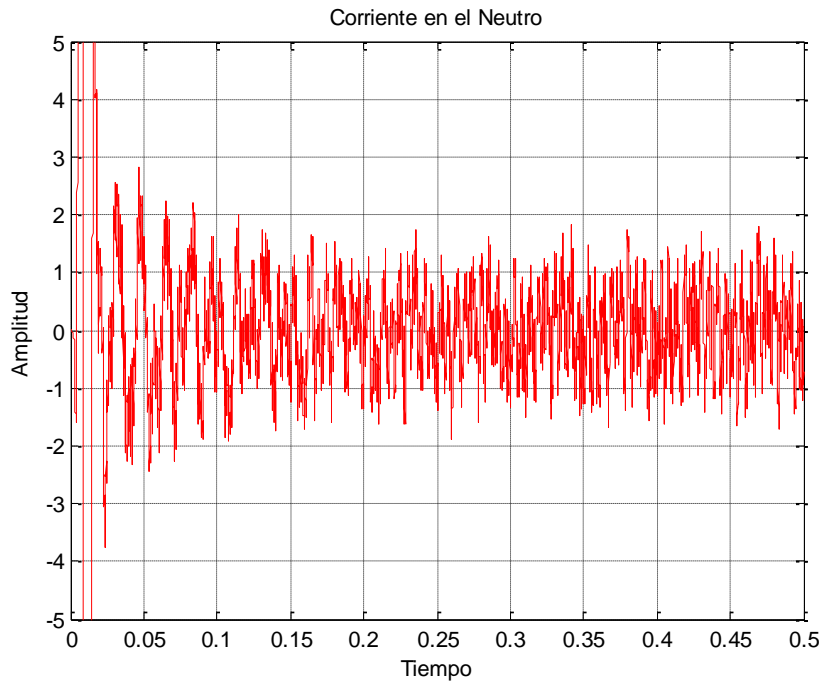
## SIMULACIONES:



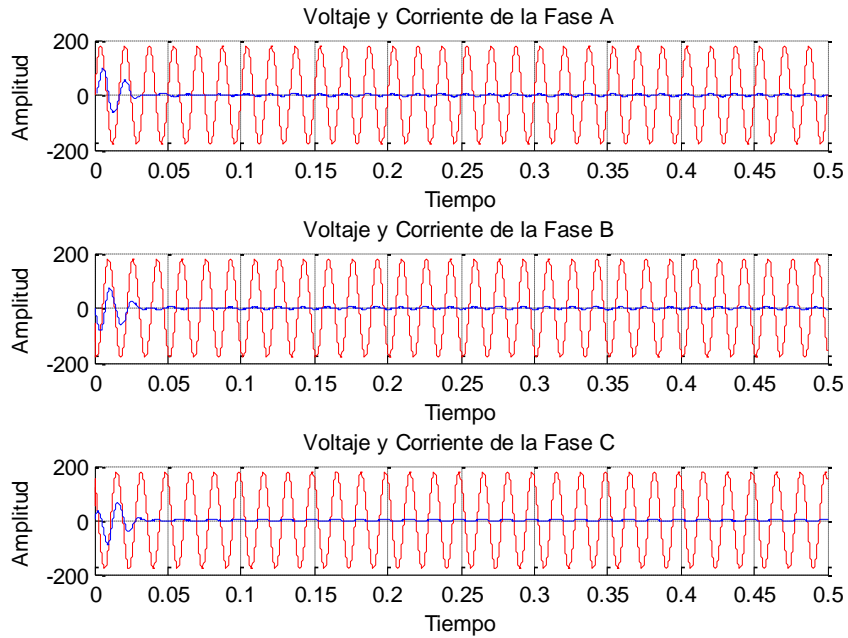
**Figura 4.98** Salida CA del MLI 3f con capacitores y  $e=I_{cref}-I_c$  e  $I_{cref}$  proviene de la teoría PQ modificada (Test 11).



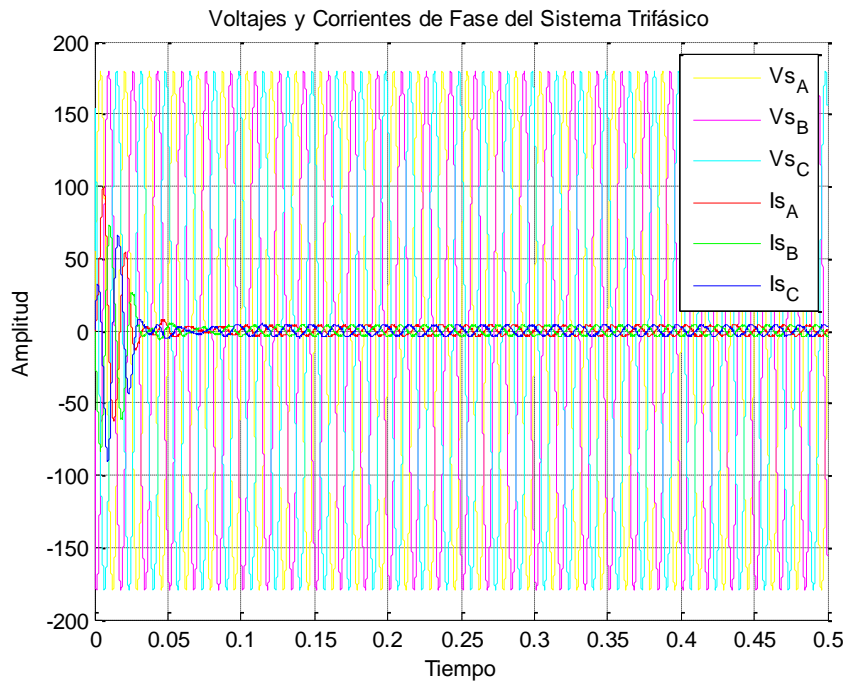
**Figura 4.99** Bus CD del MLI 3f con fuentes de tensión continua (Test 11).



**Figura 4.100** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 11).

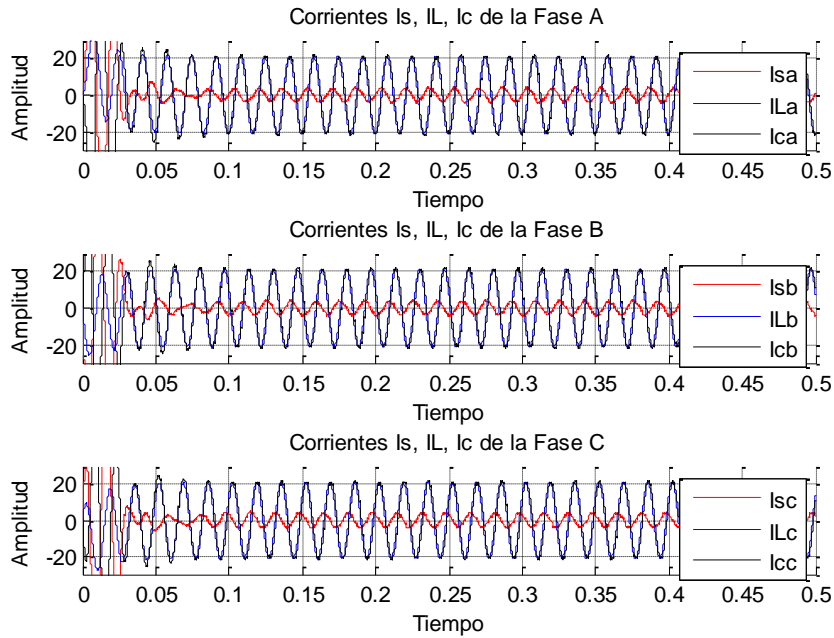


**Figura 4.101** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 11).

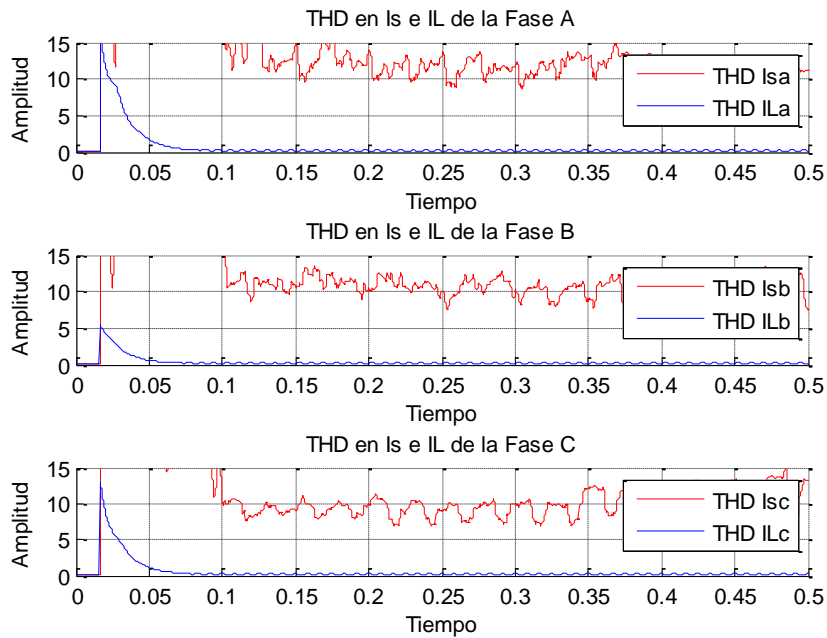


**Figura 4.102** Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 11).





**Figura 4.103** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 11).



**Figura 4.104** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 11).

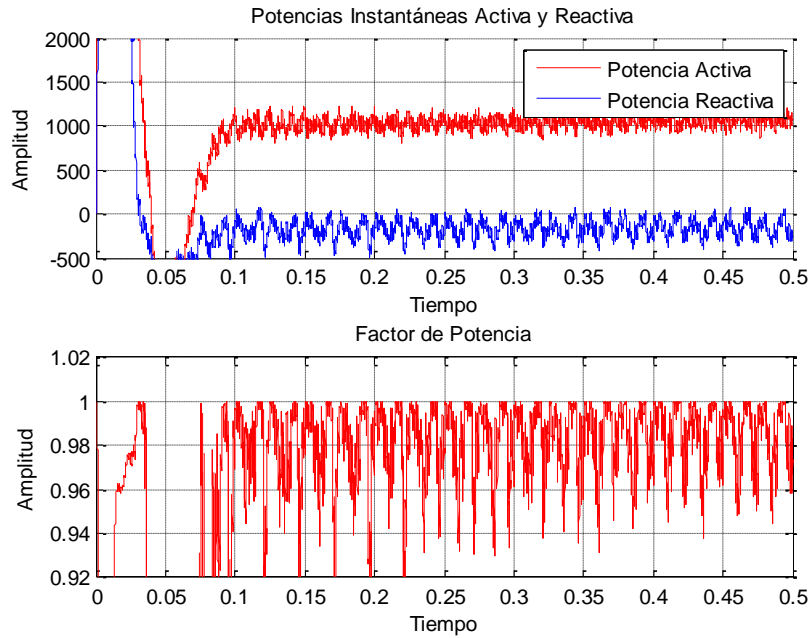


Figura 4.105 Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 11).

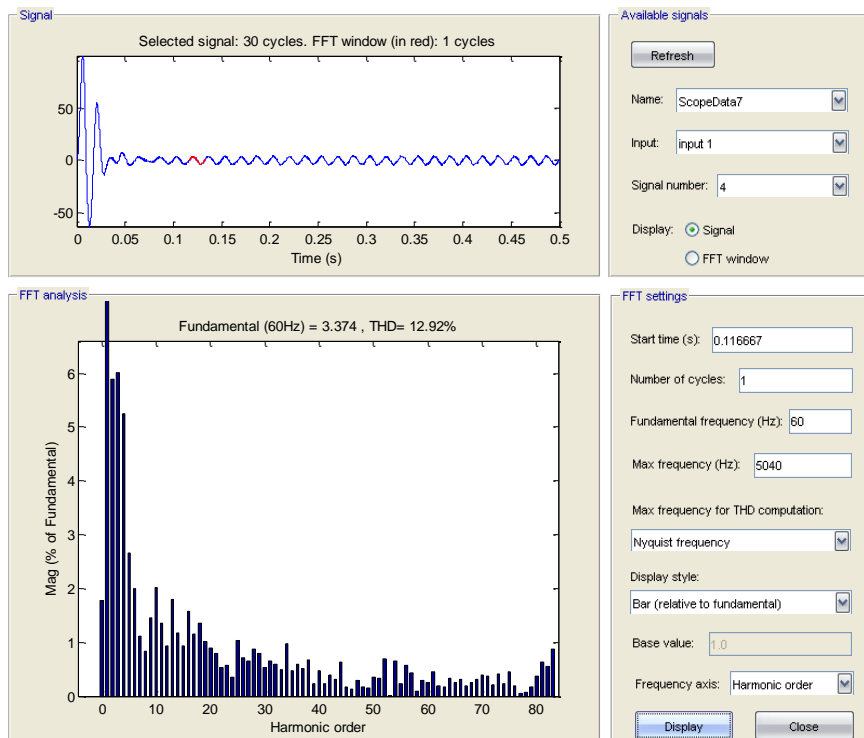


Figura 4.106 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 11).

## ANÁLISIS DE RESULTADOS:

Tabla 4.15 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 11).

Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	6 Periodos	23 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	12,92%	12,62%	12,12%	12,55%	11,19%
	Isb	11,01%	11,56%	10,92%	11,16%	
	Isc	9,62%	9,47%	10,46%	9,85%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,06%	0,00%	0,10%	0,05%	0,07%
	ILb	0,14%	0,00%	0,11%	0,08%	
	ILc	0,13%	0,00%	0,10%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,00%	0,11%	0,09%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,00%	0,10%	0,06%	

THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	11,89%	10,64%	9,96%	10,83%
Corrientes de Fase en la Carga	0,22%	0,22%	0,22%	0,22%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)	FP
0,627	1.036,61	-166,59	'Capacitiva'

## IDENTIFICACIÓN:

En este caso se procede como se indica en el subcapítulo 4.1.1.2 (Identificación de la planta a través del Toolbox Ident de MATLAB) en donde el registro de datos de entrada – salida se lo hace a través del script iDataInverter9L.m y las señales de los mismos, son similares a los de la Figura 4.8. Así los modelos obtenidos son:

### Fase A:

$$A(z) = 1 - 1.892 (+/- 0.01099) z^{-1} + 0.8912 (+/- 0.01074) z^{-2}$$

$$B(z) = 0.09505 (+/- 0.01162) z^{-1} - 0.08468 (+/- 0.01197) z^{-2}$$

Fit to estimation data: 98.43% (prediction focus)

FPE: 0.0769, MSE: 0.07669

---

**Fase B:**

$$A(z) = 1 - 1.852 (+/- 0.01206) z^{-1} + 0.8534 (+/- 0.01176) z^{-2}$$

$$B(z) = 0.05435 (+/- 0.0117) z^{-1} - 0.04087 (+/- 0.01212) z^{-2}$$

Fit to estimation data: 98.36% (prediction focus)

FPE: 0.08356, MSE: 0.08333

**Fase C:**

$$A(z) = 1 - 1.85 (+/- 0.01118) z^{-1} + 0.8529 (+/- 0.01098) z^{-2}$$

$$B(z) = 0.03152 (+/- 0.009164) z^{-1} - 0.0187 (+/- 0.009521) z^{-2}$$

Fit to estimation data: 98.44% (prediction focus)

FPE: 0.07271, MSE: 0.0725

A partir de las ecuaciones (Ec. 4.12, Ec. 4.13), se obtienen los siguientes modelos:

$$\begin{aligned} G_a(z) &= \frac{0.09505z^{-1} - 0.08468z^{-2}}{1 - 1.98705z^{-1} + 0.97588z^{-2}} \\ G_b(z) &= \frac{0.05435z^{-1} - 0.04087z^{-2}}{1 - 1.90635z^{-1} + 0.89427z^{-2}} \\ G_c(z) &= \frac{0.03152z^{-1} - 0.0187z^{-2}}{1 - 1.88152z^{-1} + 0.8716z^{-2}} \end{aligned} \quad (\text{Ec. 4.21})$$

Posteriormente con el script `AlgoritmoGPC01CalculoMatricesGPC11.m` se calculan las matrices F, H y dT con los siguientes resultados obtenidos:

```
% 23-mar-15 Identificación con N1=2, Nu=3, N2=4, lambda=0.8 con enfoque a
% la predicción, modelo ARX 221 sin ruido de integración en lazo abierto.
% Modelo 1:

F(:, :, 1)=[ ...
9.926897037752626 -14.742690690868328 5.815793653115700; ...
14.909447105750653 -23.596907386952687 9.687460281202032; ...
20.938356590279803 -34.488187831839753 4.549831241559946];
F(:, :, 2)=[ ...
9.164667687797870 -13.213939963699945 5.049272275902074; ...
13.421791970731393 -20.617479343898395 8.195687373167001; ...
18.390945750236789 -29.393651655902755 12.002705905665962];
F(:, :, 3)=[ ...
8.930973744567808 -12.768386438632449 4.837412694064640; ...
12.966393025814581 -19.750629741579885 7.784236715765302; ...
17.612291090165350 -27.913799251465335 11.301508161299989];
H(:, 1, 1)=[-0.504653652647700; -0.840609641156892; -1.262531980914965];
H(:, 1, 2)=[-0.230762250680575; -0.374559968400299; -0.548548637843792];
H(:, 1, 3)=[-0.103785701444480; -0.167009209023418; -0.242471549582733];
dT(:, :, 1)=[0.188176802813959 0.252274742843624 0.322648992815600];
dT(:, :, 2)=[0.166418287632972 0.232607525910982 0.305613338947263];
dT(:, :, 3)=[0.127846560179762 0.186241438542722 0.252029566063965];
```

(Ec. 4.22)

Luego de pruebas realizadas se observa que la Fase A es inestable y las Fases B, C no responden como se esperaba que lo haga el algoritmo GPC, por lo tanto se ha revisado el algoritmo, su adquisición de datos y tiempos correctos, identificándose un segundo modelo del sistema en lazo cerrado, el cual fue presentado en la ecuación (Ec. 4.11) con sus respectivas funciones de transferencia del APF, según la ecuación (Ec. 4.14), en donde sus matrices F, H y dT son:

```
% 23-mar-15 Identificación con N1=2, Nu=3, N2=4, lambda=0.8 con enfoque a
% la predicción, modelo ARX 221 sin ruido de integración en lazo abierto.
% Modelo 2:

F(:, :, 1)=[ ...
10.186323740979258 -15.299251971991827 6.112928231012568; ...
15.411088021736900 -24.674624096672783 10.263536074935880; ...
21.787648736540927 -36.315552805482596 15.527904068941664];
F(:, :, 2)=[ ...
9.699797020416005 -14.323948484693604 5.624151464277602; ...
14.441769559052103 -22.733302122878790 9.291532563826694; ...
20.095209681446129 -32.929125159757717 13.833915478311599];
F(:, :, 3)=[ ...
9.511158687414101 -13.967852047992242 5.456693360578140; ...
14.061437492230240 -22.015242280561878 8.953804788331635; ...
19.423673394665720 -31.661110649851270 13.237437255185549];
H(:, 1, 1)=[-0.526489124324888; -0.883969174242180; -1.337374218526328];
H(:, 1, 2)=[-0.306539182125600; -0.506426402435920; -0.754004788678110];
H(:, 1, 3)=[-0.193018790001330; -0.316721584290890; -0.468245868491267];
dT(:, :, 1)=[0.188086697806304 0.252296323016120 0.322717009749038];
dT(:, :, 2)=[0.173747821750125 0.239674725149988 0.311851408436554];
dT(:, :, 3)=[0.145512313768936 0.204655708021278 0.269778780246720];
```

(Ec. 4.23)

## CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente 4.5A frente a los 21.3A de las corrientes de fase pico en la carga, lo que representa un ahorro energético del 78.9%. Sin embargo, esto también indica que el inversor debe ser de potencia suficiente para abastecer toda la corriente reactiva de la carga y parte de la potencia activa de la misma, a más de las pérdidas por conmutación del APF.
- El ahorro energético de este modelo, tiene en contra parte su rendimiento respecto al THD% de corrientes en la fuente que únicamente lo mejoró a un 11.19%.
- Los distintos modelos obtenidos de las identificaciones, corroboran sus coeficientes de las funciones de transferencia, sin embargo el GPC no reacciona como se esperaba. También se ha realizado una simulación paso a paso para observar la respuesta del algoritmo, determinándose que en algunas iteraciones, el registro de datos  $u_k - y_k$  no se produce correctamente, lo que ocasiona error en el cálculo de las señales de control. Por lo tanto, se deberá mejorar el algoritmo y seccionar parte del código para que sea resuelto en el Callback StartFcn del modelo en Simulink.

### 4.3.2 DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL, POTENCIAS ACTIVA – REACTIVA Y FACTOR DE POTENCIA

En las Tablas 4.16, 4.17, 4.18 se registran un resumen comparativo de los siguientes parámetros:

- Distorsión armónica total de las corrientes de la fuente
- Corriente en el neutro
- Potencias activa – reactiva
- Factor de potencia

**Tabla 4.16** Cuadro comparativo de THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia para carga RL con Bus CD fijo.

*Fuente: El Autor*

	TEST08	TEST09	TEST10	TEST01	TEST02	TEST03
THD% en Isa	3,77%	2,73%	19,17%	1,11%	3,63%	1,08%
THD% en Isb	6,85%	2,48%	6,05%	0,82%	1,65%	2,19%
THD% en Isc	7,07%	1,41%	22,76%	0,90%	4,29%	1,01%
THD% Promedio	5,90%	2,21%	15,99%	0,94%	3,19%	1,43%
Corriente en el Neutro (IN) en A	1,861	1,345	0,950	1,301	1,628	4,896
Potencia Activa (P) en W	7432,43	7017,34	3633,15	8274,94	5414,90	6341,56
Potencia Reactiva (Q) en VAR	2271,53	2241,72	-1433,46	-908,68	-773,64	716,69
Potencia Reactiva Neta	Inductiva	Inductiva	Capacitiva	Capacitiva	Capacitiva	Inductiva
Factor de Potencia (FP)	0,955	0,952	0,929	0,994	0,989	0,991

Donde las siguientes pruebas fueron aplicadas para carga RL con Bus CD fijo:

- TEST08: AFP directo, sin GPC con  $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ , se obtiene un alto FP y se aprecia un THD% aceptable dentro de los rangos permisibles.
- TEST 09: AFP sin GPC, a través de la teoría PQ modificada  $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ , disminuye el THD% y la corriente en el neutro respecto al control directo del Test08.
- TEST 10: AFP con GPC a través de la teoría PQ modificada y  $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ , este diseño presenta la menor circulación de corriente por el neutro y el consumo de potencia activa de la fuente es el menor posible.
- TEST 01: GPC con  $ickref=iLk-0.103333vsk$ , presenta el menor THD% de corriente al menos en 2 de las 3 fases al igual que su promedio y el FP es muy cercano a la unidad.

- TEST 02: GPC con  $ickref=iLk-0.059444vsk$ , reduce el consumo de potencia activa de la fuente.
- TEST 03: GPC con identificación en línea e  $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ , reduce considerablemente el THD% de corriente, sin embargo produce mayor circulación de corriente por el neutro.

**Tabla 4.17** Cuadro comparativo de THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia para carga RL con Bus CD variable.

*Fuente: El Autor*

	TEST11	TEST04	TEST05
THD% en Isa	12,12%	8,31%	4,08%
THD% en Isb	10,92%	8,99%	5,07%
THD% en Isc	10,46%	8,68%	3,96%
THD% Promedio	11,17%	8,66%	4,37%
Corriente en el Neutro (IN) en A	0,627	1,531	1,159
Potencia Activa (P) en W	1036,61	921,81	2264,70
Potencia Reactiva (Q) en VAR	-166,59	-4381,88	-470,13
Potencia Reactiva Neta	Capacitiva	Capacitiva	Capacitiva
Factor de Potencia (FP)	0,983	0,202	0,973

Donde las siguientes pruebas fueron aplicadas para carga RL con Bus CD variable:

- TEST 11: AFP con GPC a través de la teoría PQ modificada y  $e=ick-iLk+(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ , al igual que en las pruebas con carga RL con Bus CD fijo, este diseño es quien presenta menor circulación de corriente por el neutro a más de exhibir el más alto FP.
- TEST 04: AFP con GPC e  $ickref=iLk-(1/3)(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ , presenta el menor consumo de potencia, sin embargo se tiene un bajo FP.
- TEST 05: GPC con identificación en línea e  $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$ , esta estrategia de control compensa adecuadamente el THD% de las corrientes en la fuente.

**Tabla 4.18** Cuadro comparativo de THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia para carga RL con rectificador de media onda con Bus CD fijo y variable.

*Fuente: El Autor*

	TEST06	TEST07
THD% en Isa	12,57%	17,54%
THD% en Isb	12,42%	16,38%
THD% en Isc	12,27%	16,26%
THD% Promedio	12,42%	16,73%
Corriente en el Neutro (IN) en A	1,555	1,273
Potencia Activa (P) en W	4884,42	2859,79
Potencia Reactiva (Q) en VAR	203,78	-100,25
Potencia Reactiva Neta	Inductiva	Capacitiva
Factor de Potencia (FP)	0,995	0,993

Donde las siguientes pruebas fueron aplicadas para carga RL con rectificador trifásico de media onda para Bus CD fijo y variable:

- TEST 06. GPC con Bus CD fijo e  $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$
- TEST 07. GPC con Bus CD variable e  $ickref=iLk-(Kp+Ki/s)(Vcdref-Vcd)$

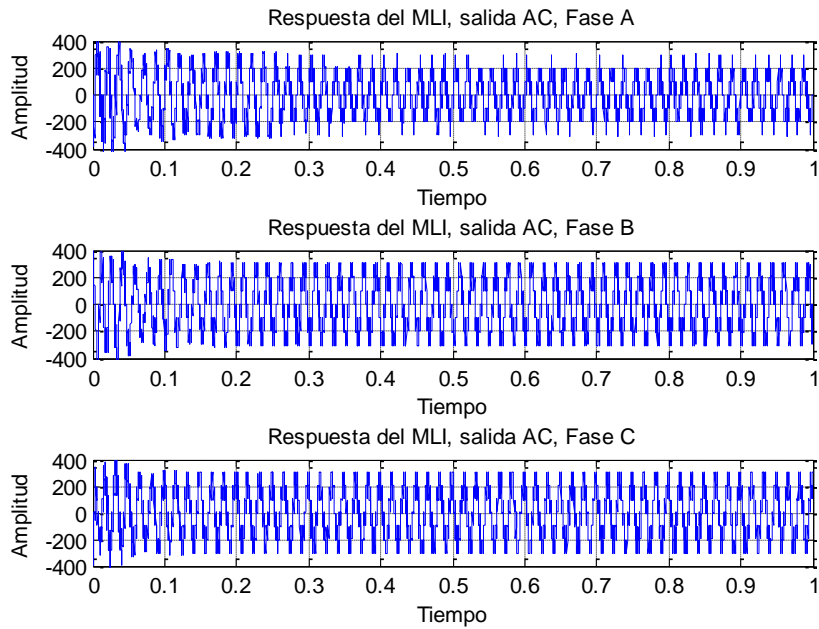
### 4.3.3 ESTABILIDAD DEL SISTEMA

El algoritmo GPC como tal, es estable pues no se requiere que la planta sea identificada con exactitud, dado que la incertidumbre asociada a los modelos, serán compensados por la ley de control predictiva para lo cual, el algoritmo se encarga de reajustar los elementos de las matrices para horizontes de predicción y control predeterminados.

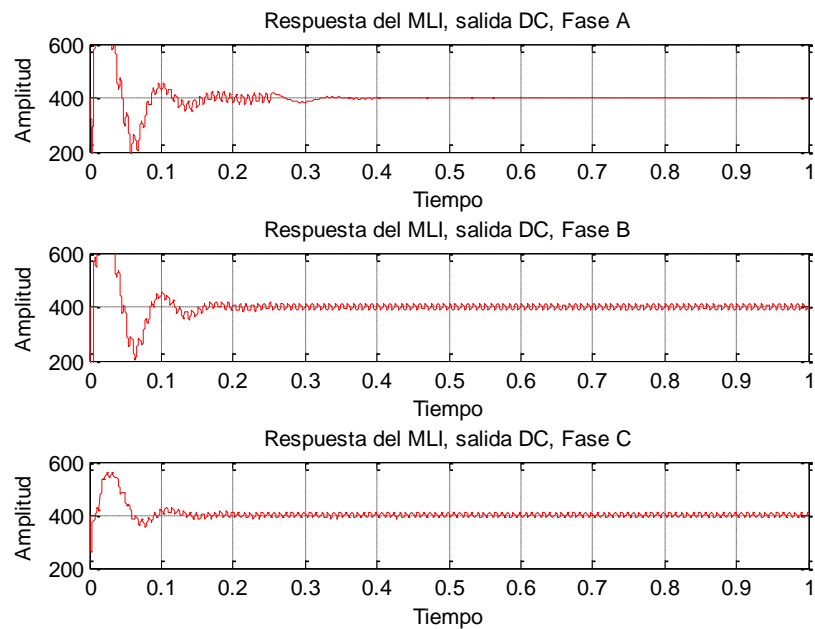
Sin embargo, es importante tener en cuenta los pesos de control y de la referencia (constantes lambda y alpha\_soft respectivamente) pues afectaran directamente al desempeño del controlador e incluso pueden ocasionar que la salida de la planta no responda lo suficientemente rápido lo cual haría que el sistema se torne inestable.

Para probar la estabilidad del algoritmo GPC (Test 12), se ha establecido una carga RL trifásica desbalanceada con rizo en el Bus CD y se ha adicionado durante todo el tiempo de simulación, ruido aleatorio con amplitud de 3A, además en el tiempo  $t=250ms$  se ha desconectado la carga de una de las fases, observándose que el sistema de control actúa establemente, compensando-equilibrando las corrientes en la fuente, cuyas respuestas se muestran en las Figuras 4.107 a 4.117 y sus resultados se tabulan en la Tabla 4.19.

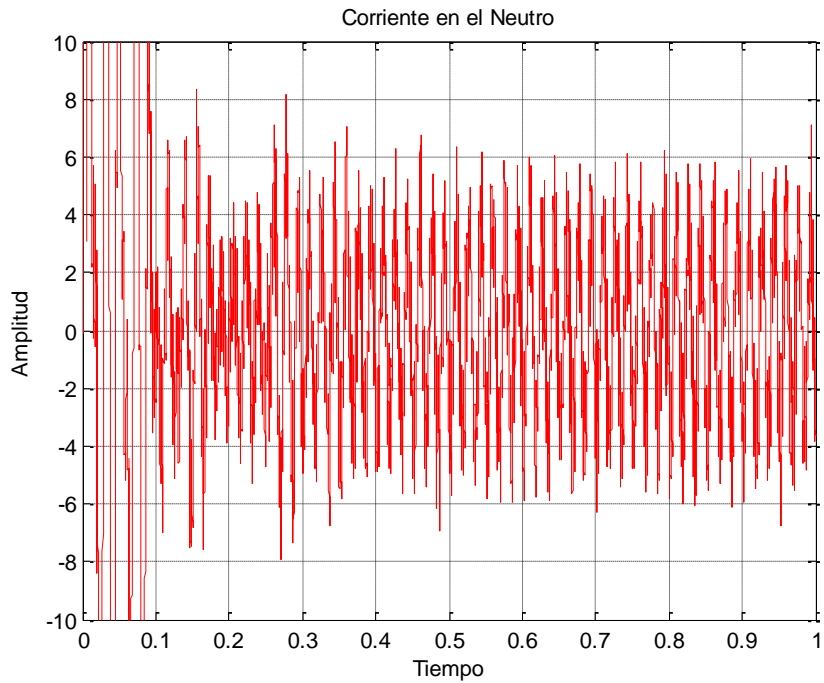




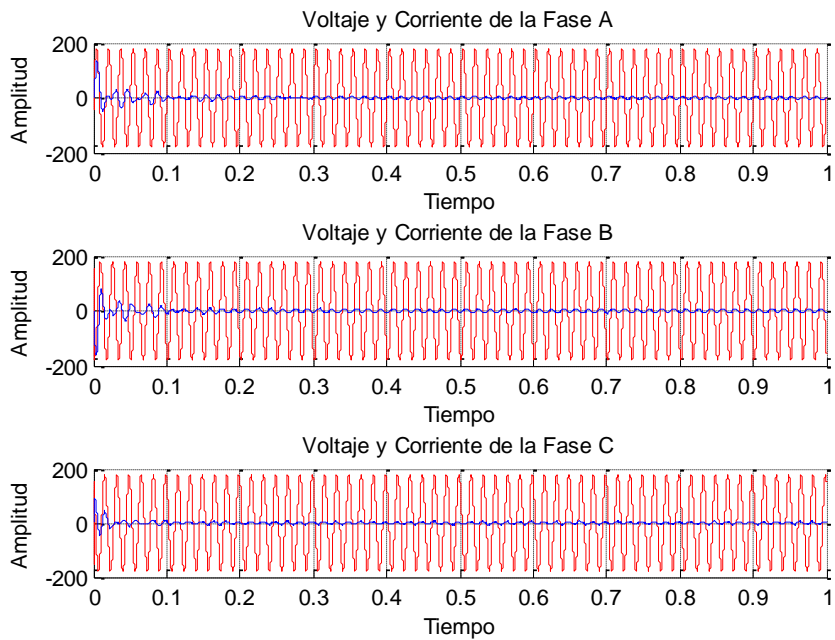
**Figura 4.107** Salida CA del MLI 3f con capacitores y  $e=I_{cref}-I_c$  e  $I_{cref}$  proviene de la teoría PQ modificada (Test 12).



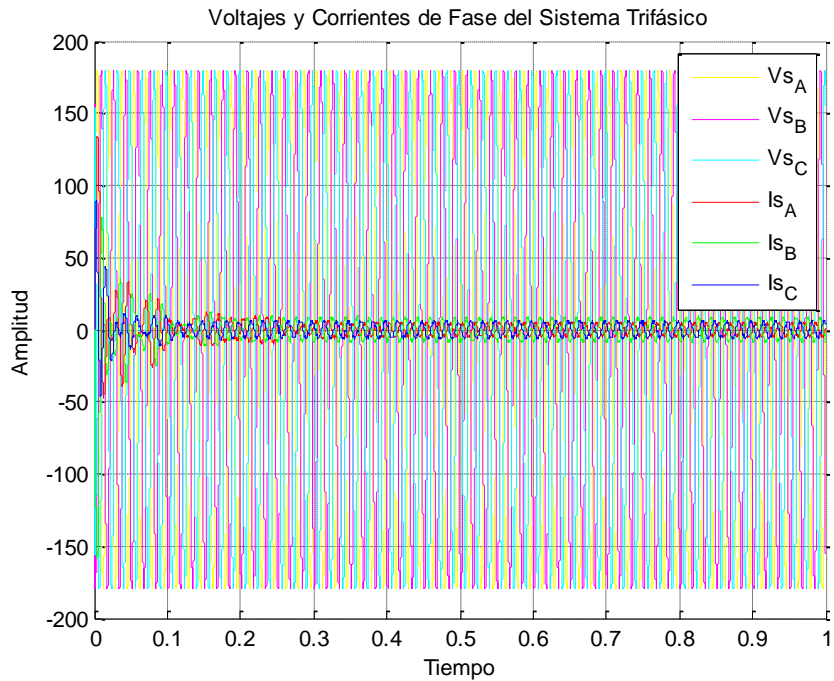
**Figura 4.108** Bus CD del MLI 3f con fuentes de tensión continua (Test 12).



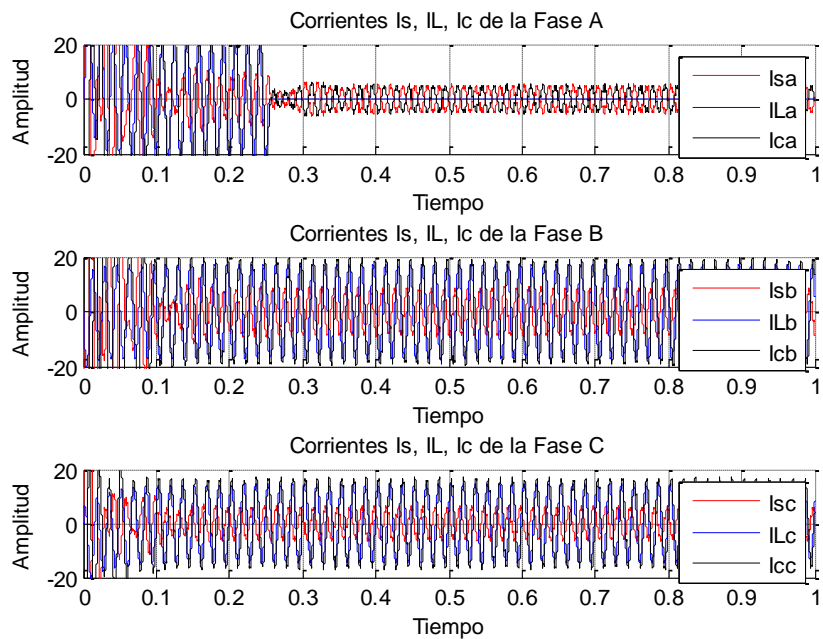
**Figura 4.109** Corriente en el neutro del sistema 3f a 4 hilos (Test 12).



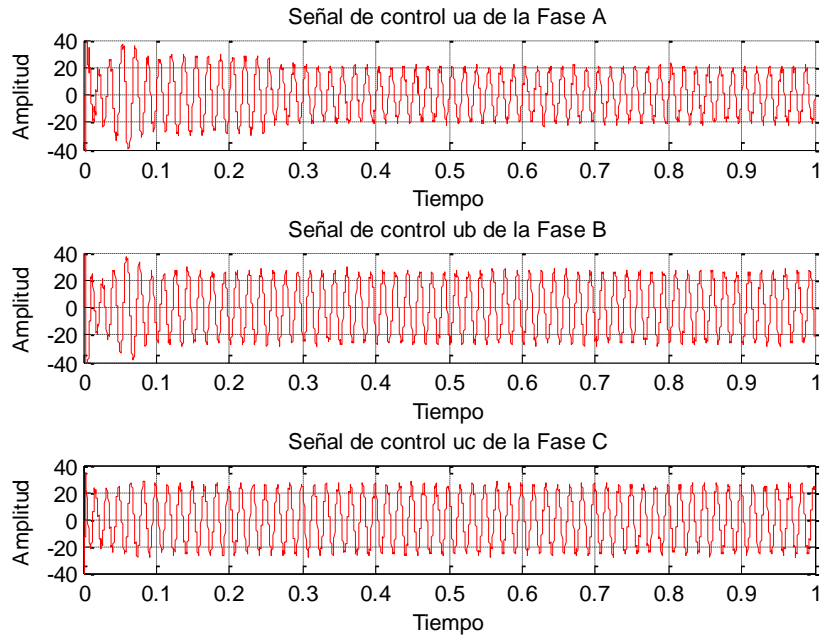
**Figura 4.110** Respuesta del MLI 3f. Voltajes vs. Corrientes (Test 12).



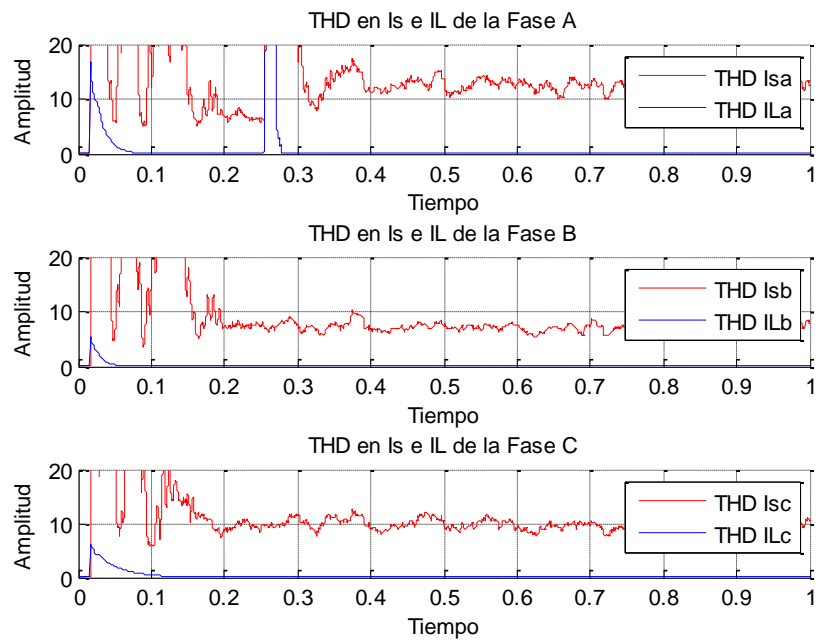
**Figura 4.111** Voltajes y corrientes de fase del sistema 3f (Test 12).



**Figura 4.112** Corrientes  $I_s$ ,  $I_L$  e  $I_c$  en el PCC del MLI 3f (Test 12).



**Figura 4.113** Señales de control  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  (Test 12).



**Figura 4.114** THD% de las corrientes  $I_s$  e  $I_L$  del MLI 3f (Test 12).

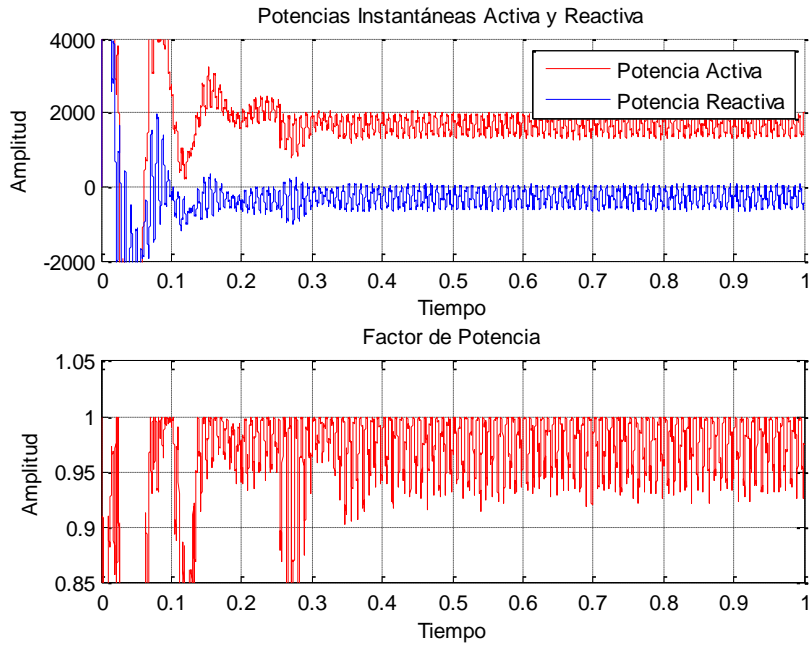


Figura 4.115 Potencias instantáneas activa, reactiva de la red 3f y factor de potencia (Test 12).

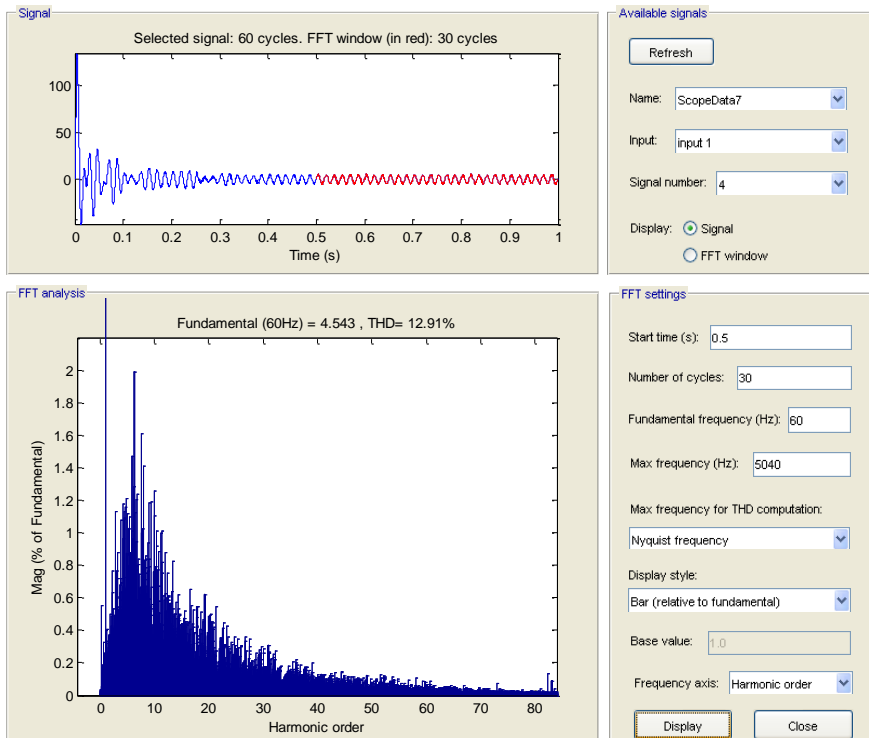


Figura 4.116 THD% de Isa usando el Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Test 12).

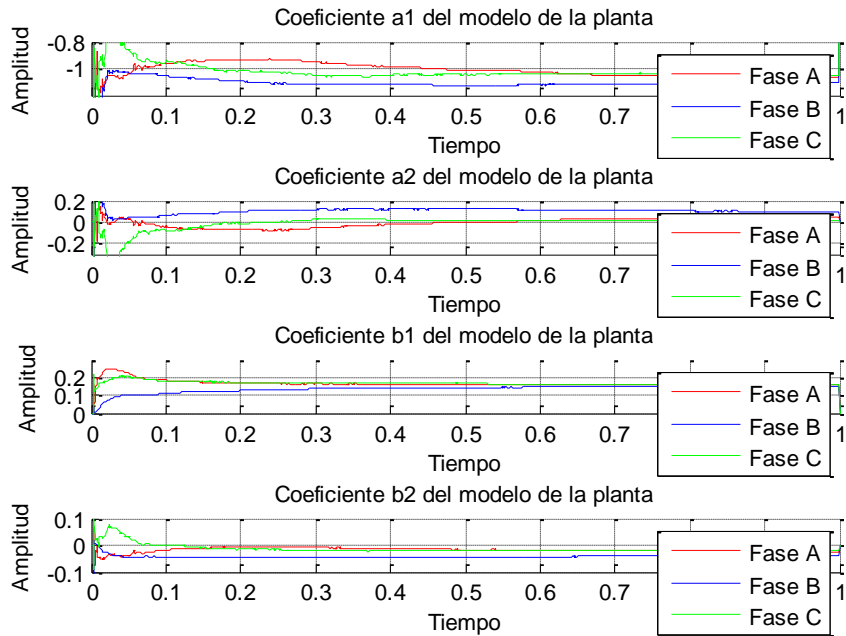


Figura 4.117 Identificación de la planta del MLI-3f (Test 12).

**ANÁLISIS DE RESULTADOS:**

Tabla 4.19 THD%, corriente en el neutro, potencia activa – reactiva, factor de potencia (Test 12).  
Fuente: El Autor

THD% a través del Powergui FFT Analysis Tool de MATLAB (Inicia en t=500ms)						
Parámetros		Análisis de THD% en:			THD% Promedio por Fase	THD% Promedio por Parámetro
		1 Periodo	10 Periodos	30 Periodos		
Corrientes de Fase en la Fuente	Isa	11,46%	12,62%	12,91%	12,33%	9,68%
	Isb	7,31%	7,06%	7,22%	7,20%	
	Isc	9,14%	9,65%	9,76%	9,52%	
Corrientes de Fase en la Carga	ILa	0,15%	0,11%	0,00%	0,09%	0,08%
	ILb	0,14%	0,11%	0,00%	0,08%	
	ILc	0,13%	0,11%	0,00%	0,08%	
Voltajes de Fase en la Fuente y Carga	Vsa	0,15%	0,11%	0,00%	0,09%	0,07%
	Vsb	0,09%	0,10%	0,00%	0,06%	
	Vsc	0,09%	0,10%	0,00%	0,06%	

---

<b>THD%, Corriente en el Neutro (IN), Potencias Activa (P), Reactiva (Q) y Factor de Potencia (FP) Promedios Calculados</b>				
Parámetros	THD% Promedio por Fases			THD% Promedio por Parámetro
	Fase A	Fase B	Fase C	
Corrientes de Fase en la Fuente	13,79%	8,25%	10,11%	10,72%
Corrientes de Fase en la Carga	2,09%	0,00%	0,01%	0,70%

IN (A)	P (W)	Q (VAR)		FP
2,804	1.698,77	-305,11	'Capacitiva'	0,972

Theta			
<b>a1</b>	-1,0088	-1,1071	-1,0187
<b>a2</b>	0,0005	0,1095	-0,0052
<b>b1</b>	0,1682	0,1351	0,1671
<b>b2</b>	-0,0183	-0,0420	-0,0138

#### CONCLUSIONES:

- Las corrientes de fase pico de la fuente son aproximadamente  $I_{sa}=5.2A$ ,  $I_{sb}=8.9A$ ,  $I_{sc}=6.4A$  frente a  $I_{La}=21.3A \forall 0 \leq t < 250ms$  e  $I_{La}=0A \forall 250ms \leq t < 1000ms$ ,  $I_{Lb}=17.2A$ ,  $I_{Lc}=14.4A$ , lo que representa un ahorro energético del 35.13%.
- El ahorro energético de este modelo, tiene en contra parte su rendimiento respecto al THD% de corrientes en la fuente que únicamente lo mejoró a un 10.72% y convirtió-equilibró la carga desbalanceada en resistiva capacitiva con un factor de potencia de 0.972.
- Para balancear el sistema trifásico, en ausencia de carga en la fase A, el algoritmo GPC del APF equilibra las señales de control en las 3 fases lo que permite que circule mayor corriente por el neutro (IN promedio de 2.804A).





---

# CAPÍTULO 5

## CONCLUSIONES

---

### 5.1 CONCLUSIONES

Al culminar esta tesis, se evidencian las siguientes conclusiones:

- El tiempo de respuesta del GPC depende de algunos factores, tales como:
  - El modelo de la planta (proceso predefinido o identificación en línea).
  - Los horizontes de predicción y control que requieren gran demanda computacional, lo cual hace que el sistema responda con un retardo considerable.
  - El peso de control y el factor de suavidad que en conjunto influyen en la dinámica de la respuesta.
  - Las condiciones del Bus CD del MLI.

Así, con una configuración  $n_a=2$ ,  $n_b=1$ ,  $d=1$ ,  $N_1=2$ ,  $N_u=3$ ,  $N_2=4$ ,  $\lambda=0.8$ ,  $\alpha_{\text{soft}}=0.1$  y un Bus CD constante sin rizo a través de fuentes de tensión continua de 100Vcd, se determinó que el sistema de control actúa inmediatamente, presentando compensación del THD% y del FP en un ciclo de 60Hz, es decir en un tiempo  $t=16.667\text{ms}$ .

- Las funciones de transferencia de la planta determinados de forma analítica y experimental (Dinámica RLC y a través del Toolbox Ident de MATLAB, respectivamente) verifican y validan los modelos presentados en esta investigación, los cuales son utilizados para calcular las matrices del algoritmo GPC, de esta forma se ahorra cómputo, pues se deja al sistema determinar únicamente las señales de control para las 3 fases del APF.
- El desempeño del GPC respecto a la distorsión armónica total de las corrientes en la fuente, para una carga lineal RL con identificación en línea corresponde a un 4.37% de THD con Bus CD variable y un 1.43% de THD con Bus CD fijo. Sin embargo en este último caso circula mayor corriente por el neutro. Por otro lado, cuando al mismo sistema se le presenta una carga no lineal RL con rectificación trifásica de media onda, su compensación disminuye a un 16.66% de THD con Bus CD variable y un 12.39% de THD con Bus CD fijo.

- 
- La fusión del algoritmo GPC con la teoría PQ modificada utilizado en el sistema trifásico de 4 hilos, presenta el menor consumo de potencia activa de la fuente 1.04KW frente a 5.65KW sin controlador con carga RL. Sin embargo su compensación armónica es pobre, obteniéndose un 11.17% de THD.
  - La estrategia de control GPC aplicada al APF para carga RL es estable, aún cuando es desbalanceada e incluso en ausencia de carga en una de sus fases como se demostró anteriormente, obteniéndose una distorsión armónica total promedio de corrientes en la fuente del 10.72%. Así también el controlador equilibra el sistema convenientemente.

## 5.2 RECOMENDACIONES

En base a las conclusiones obtenidas, se proponen algunas sugerencias para la estrategia de control diseñada-simulada y se advierte que en caso de implementación, deberán realizarse ajustes previamente. Así, las recomendaciones planteadas son:

- El esfuerzo y tiempo de respuesta del GPC son mayores en el arranque del sistema de control cuando se tiene 0V en el Bus CD, por lo que, en simulación se establecieron las condiciones iniciales de los capacitores, cargados a 100V. Por lo tanto, en implementación, el código fuente del procesador debería permitir inicialmente, esta carga antes de conmutar al algoritmo GPC.
- Para cargas lineales como la red RL de prueba utilizada, se logra desempeños similares utilizando cualquiera de los 3 modelos (Dinámica RLC, Toolbox Ident de MATLAB, Identificación en línea). Sin embargo, a medida que aumenta la no linealidad de una carga y/o el desbalance del sistema trifásico, es recomendable una identificación en línea de la planta, aún cuando ello signifique incrementar la carga computacional. Para esto se ha de determinar la frecuencia mínima de muestreo/control del APF que satisfaga los objetivos deseados/diseñados.
- Para obtener un mejor desempeño del algoritmo GPC con identificación de la planta en línea, se debe disminuir gradualmente la constante de suavidad  $\alpha\_soft$  desde 0.9 hasta 0.1 cada cierto número de muestras a partir de la muestra 10 ( $t=2ms$ ). Por ejemplo, se ha probado la disminución de  $\alpha\_soft$  cada 30 muestras (6ms) a partir de la muestra 40, con lo cual se tiene un tiempo de respuesta de 50ms (3 ciclos aproximadamente).
- Cuando se trabaja con corrientes de compensación a través de referencia directa de los voltajes de fase de la fuente, se recomienda escalar a una

---

amplitud pico menor al de las corrientes en la carga (ILp). En las pruebas realizadas se ha escogido al 50% de ILp, obteniéndose un 3.19% de THD con Bus CD fijo. Por otro lado, esta configuración presenta un ahorro considerable de potencia, el cual, también es ajustable indirectamente a través de la referencia de corriente de la fuente.

- Los límites inferior  $N_1$  y superior  $N_2$  del horizonte de predicción y el horizonte control  $N_u$  deberían cumplir los siguientes:
  - $N_1 \geq d + 1 + \text{XOH}$  donde XOH es el orden del retenedor utilizado en la discretización,  $d$  es el retardo de la planta, así si la planta no tiene retardo entonces la predicción mínima a obtener será la salida  $y(k + 1)$  en el caso que el orden del retenedor sea cero como es el caso utilizado en las simulaciones.
  - $N_2 \geq n_a + d + 1 + \text{XOH}$  es decir  $N_2 \geq n_a + d + 1$ , de este modo la predicción engloba toda la respuesta-dinámica de la planta.
  - $N_1 \leq N_u \leq N_2$  y en el caso particular con  $N_u = 1$ , el cálculo de la ley de control se convierte en un cálculo escalar y no vectorial-matricial como ocurre con  $N_u \geq 2$ .
  - Se recomienda que  $N_2$  sea el menor posible caso contrario se requiere gran capacidad-demanda computacional.
  
- Si se tratase de sintonizar el GPC para determinado sistema con carga no lineal en donde exista la necesidad de incorporar restricciones en la salida y/o señal de control, éstas deberían ser tratadas únicamente a través de saturación de las señales, siempre que el truncamiento de estos valores no sea demasiado y/o periódico, en cuyo caso será imprescindible el uso estricto y correcto de las restricciones en el algoritmo GPC, caso contrario la estabilidad y el desempeño del sistema se verían afectados.
  
- Para el caso de cargas con componentes continuas se recomienda utilizar otro tipo de modulación, se cree que una topología CD (disposición de portadoras) actuaría con mejor rendimiento que un CPS-PWM, por otro lado se debería poder seleccionar los límites mínimo y máximo de modulación para equilibrar la conmutación de los IGBT's y la carga-descarga de los capacitores.
  
- La amplitud de las señales triangulares portadoras debe ser mayor a la amplitud de las corrientes en la carga, pues ello permite compensar adecuadamente el THD% y posibles transitorios picos de corriente. Una relación sugerida es  $A_p = 2 * I_{Lp}$ .

---

## 5.3 TRABAJOS FUTUROS

De la investigación desarrollada, se desprende algunos temas sobre los cuales se puede ampliar, corroborar o corregir los resultados obtenidos en ésta tesis, los cuales se describen a continuación:

- Implementar el algoritmo GPC en un microprocesador y/o en la tarjeta embebida de control del APF del MLI-CH de la Universidad Politécnica Salesiana, para lo cual, en primera instancia se deberá realizar un análisis de tiempos respecto a la identificación, cálculo de las matrices F, G, H, dT y cálculo de la señal de control, pues esto determinará la frecuencia de conmutación de los IGBT's y/o el algoritmo GPC (con o sin identificación en línea de la planta) a programar.
- Ajustar el algoritmo GPC para regular la tensión continua del Bus CD, pues de pruebas realizadas se observa que puede implementarse diversas estrategias de control, en donde el rizo de este enlace es el principal factor a considerarse para obtener un alto desempeño del APF.
- Diseñar un sistema de control con una rama de 4 celdas-puentes H en cascada para la línea neutro, con lo cual disminuirían los esfuerzos que realiza el controlador (algoritmo GPC) del APF únicamente con compensación en las fases.
- Determinar la estabilidad del GPC es compleja, pues para esto se debe transformar a un problema de control cuadrático lineal LQ y establecer las inecuaciones matriciales lineales LMI, lo que corresponde a temáticas de control robusto. Por lo tanto, podría resolverse y/o demostrarse su estabilidad, realizando una aproximación al controlador de Kleinman y compararlo contra el GPC.
- Desarrollar el algoritmo GPC con restricciones y evaluar su desempeño con cargas no lineales, pues estas presentan una tasa de cambio de las señales de control, relativamente alta.

---

# **ANEXOS**



---

---

## ANEXO 1. ACRÓNIMOS

APF	FILTRO ACTIVO DE POTENCIA
ADALINE	RED NEURONAL LINEAL ADAPTATIVA
APODPWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON DISPOSICIÓN OPUESTA DE FASE ALTERNANTE
CDPWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON DISPOSICIÓN DE PORTADORA
CELEC	CORPORACIÓN ELÉCTRICA DEL ECUADOR (EP)
CENACE	CENTRO NACIONAL DE CONTROL DE ENERGÍA
CHB-MLI	INVERSOR MULTINIVEL CON PUENTES H EN CASCADA
CHB-VSI	INVERSOR DE FUENTES DE VOLTAJE CON PUENTES H EN CASCADA
CIDII	CENTRO DE INVESTIGACIÓN, DESARROLLO E INNOVACIÓN EN INGENIERÍAS DE LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
CMCI	INVERSOR MULTICELDA EN CASCADA
CMLIA	INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA ASÍNCRONO
CMLIS	INVERSOR MULTINIVEL EN CASCADA SÍNCRONO
CNEL	CORPORACIÓN NACIONAL DE ELECTRICIDAD S.A.
CONELEC	CONSEJO NACIONAL DE ELECTRICIDAD
CPSPWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON CORRIMIENTO DE FASE DE PORTADORA
CRHPC	CONTROL PREDICTIVO DE HORIZONTE REGRESIVO RESTRINGIDO
DCM	MODULACIÓN DEL CICLO DE TRABAJO
DCMC-MLI	INVERSOR MULTINIVEL MULTICELDA DE DIODO ENCLAVADO
DCMLI	INVERSOR MULTINIVEL DE DIODO ENCLAVADO
DFT	TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA
DMC	CONTROL DE MATRIZ DINÁMICA
DSEP	DISPOSITIVOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA
DVR	RESTAURADOR DINÁMICO DE VOLTAJE
EHAC	CONTROL PREDICTIVO DE HORIZONTE EXTENDIDO
EMI	INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA
EPSAC	CONTROL ADAPTATIVO SEGURO DE PREDICCIÓN EXTENDIDA
FBD	MÉTODO FRYZE-BUCHHOLZ-DEPENBROCK PARA CÁLCULO DE CORRIENTES ACTIVAS INSTANTÁNEAS EN SISTEMAS POLIFÁSICOS
FCMC-MLI	INVERSOR MULTINIVEL MULTICELDA DE CAPACITOR FLOTANTE
FCMLI	INVERSOR MULTINIVEL DE CAPACITOR FLOTANTE

FCS-MPC	SET DE CONTROL FINITO PREDICTIVO BASADO EN MODELO
GMCSI	INVERSOR MULTINIVEL GENERALIZADO DE FUENTE DE CORRIENTE
GMLI	INVERSOR MULTINIVEL GENERALIZADO
GPC	CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO
GPC-ANN	CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO A TRAVÉS DE RED NEURONAL ARTIFICIAL
HPF	FILTRO PASA ALTO
HVDC	ALTO VOLTAJE EN CORRIENTE DIRECTA
IAE	INTEGRAL DEL ERROR ABSOLUTO
IGBT	TRANSISTOR BIPOLAR DE COMPUERTA AISLADA
INER	INSTITUTO NACIONAL DE EFICIENCIA ENERGÉTICA Y ENERGÍAS RENOVABLES
IPFC	CONTROLADOR DE FLUJO DE POTENCIA ENTRE LÍNEAS
ISE	INTEGRAL DEL ERROR CUADRÁTICO
LPF	FILTRO PASA BAJO
MAC	CONTROL ALGORÍTMICO BASADO EN MODELO
MAE	MINISTERIO DEL AMBIENTE DEL ECUADOR
MDCM	MODULACIÓN DEL CICLO DE TRABAJO MODIFICADO
MEER	MINISTERIO DE ELECTRICIDAD Y ENERGÍA RENOVABLE
MIMO	SISTEMA DE MÚLTIPLES ENTRADAS Y MÚLTIPLES SALIDAS
MLI CH-VSI	INVERSOR MULTINIVEL DE FUENTE DE VOLTAJE CON PUENTES H EN CASCADA
MMI	INVERSOR MODULAR MULTINIVEL
MPC	CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO
MPHC	CONTROL HEURÍSTICO PREDICTIVO BASADO EN MODELO
MRL	MINISTERIO DE RELACIONES LABORALES
NGPC	CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO NEURONAL
NPCMLI	INVERSOR MULTINIVEL ENCLAVADO A PUNTO NEUTRAL
PCC	PUNTO DE ACOPLAMIENTO COMÚN
PDPWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON DISPOSICIÓN DE FASE
PFC	CONTROL FUNCIONAL PREDICTIVO
PI	CONTROLADOR PROPORCIONAL INTEGRAL
PID-2D-GPC	CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO PROPORCIONAL, INTEGRAL, DERIVATIVO EN 2 DIMENSIONES
PID-GPC	CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO PROPORCIONAL, INTEGRAL, DERIVATIVO
PLL	LAZO DE FASE SÍNCRONO
PODPWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON DISPOSICIÓN OPUESTA DE FASE
PQ	POTENCIA REACTIVA INSTANTÁNEA



---

PS-SPWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO SENOIDAL POR DESPLAZAMIENTO DE FASE
RVMLI	INVERSOR MULTINIVEL DE TENSIÓN INVERSA
SAPF	FILTRO ACTIVO DE POTENCIA EN PARALELO A LA CARGA
SHE	ELIMINACIÓN SELECTIVA DE ARMÓNICOS
SISO	SISTEMA DE ENTRADA ÚNICA Y SALIDA ÚNICA
SMES	SUPERCONDUCTOR DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA MAGNÉTICA
SSSC	COMPENSADOR SERIE SÍNCRONO ESTÁTICO
STATCOM	COMPENSADOR SÍNCRONO ESTÁTICO
SVM	MODULACIÓN DE ESPACIO VECTORIAL
SVPWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO DE ESPACIO VECTORIAL
TCR	REACTOR CONTROLADO POR TIRISTOR
THD	DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL
THI-PWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON INYECCIÓN DEL TERCER HARMÓNICO
TSC	CAPACITOR CONMUTADO POR TIRISTOR
UMC-PWM	MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO CON MULTIPORTADORA UNIPOLAR
UPFC	CONTROLADOR DE FLUJO DE POTENCIA UNIFICADA
VAR	VOLTAMPERIOS REACTIVOS
ZOH	RETENEDOR DE ORDEN CERO



---

## ANEXO 2. SCRIPTS

### ANEXO 2.1. SCRIPT PARA EL DISPARO DE LOS IGBT's

```
%*****%
% UNIVERSIDAD POLITECNICA SALESIANA (SEDE CUENCA) %
% MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES (Oct-2010/Dic-2012) %
% CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL %
% EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA. %
%*****%
% Script: DisparosIGBT.m %
% Autor: Ing. Italo Mogrovejo P. %
% Director: MC. Ing. Ismael Minchala %
% Fecha: 25/Sep/2014 %
% Revisión: v1.0 (25-Sep-2014) %
% Descripción: Este script calcula las combinaciones posibles de conmutación de los IGBT's para obtener los distintos voltajes a la salida del inversor trifásico multinivel (4Vcd, 3Vcd, 2Vcd, Vcd, 0, -Vcd, -2Vcd, -3Vcd, -4Vcd). %
%*****%

% Borra pantalla, elimina variables del workspace y cierra figuras
clear all;
close all;
clc;

% Cálculo de las combinaciones posibles para los disparos de los IGBT's de los 9 niveles de voltaje del APF
x=zeros(256,1);
V=zeros(256,1);
for i=1:256
    x=dec2bin(i-1,8);
    for j=1:8
        S(i,j)=x(j);
    end
end
for i=1:256
    for j=1:2:7
        if S(i,j)~=S(i,j+1)
            if S(i,j)>S(i,j+1)
                K=1;
            else
                K=-1;
            end
        else
            K=0;
        end
        V(i,1)=V(i,1)+K;
    end
    ptr(i,1)=i-1;
end
xlswrite('ConmutacionIGBT.xls',ptr,'B5:B260');
xlswrite('ConmutacionIGBT.xls',S,'C5:J260');
xlswrite('ConmutacionIGBT.xls',V,'K5:K260');
```



## ANEXO 2.2. DATOS DE ENTRADA – SALIDA PARA EL PROCESO DE IDENTIFICACIÓN DE LA PLANTA

```
*****%
% UNIVERSIDAD POLITECNICA SALESIANA (SEDE CUENCA) %
% MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES (Oct-2010/Dic-2012) %
% CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL %
% EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA. %
*****%
% Script: iDataInverter9L.m %
% Autor: Ing. Italo Mogrovejo P. %
% Director: MC. Ing. Ismael Minchala %
% Fecha: 12/Nov/2014 %
% Revisión: v1.0 (04-Ene-2015) %
% Descripción: Este script registra las corrientes de compensación de re %
% ferencia y real, datos de entrada-salida respectivamente %
% para la identificación de los modelos a través del Tool- %
% box Ident de MATLAB. %
*****%

% Borra la pantalla
clc;

% Script que adquiere y muestra la salida vs. la entrada al APF
iDataInverter9LInput=Ick_ref_ent.time;
iDataInverter9LInput(:,2:4)=Ick_ref_ent.data;
iDataInverter9LOutput=Ick_sal.time;
iDataInverter9LOutput(:,2:4)=Ick_sal.data;
iDataInverter9L=[iDataInverter9LInput iDataInverter9LOutput];
k=size(iDataInverter9LInput)
mki=583; %variable de inicio de adquisición de datos
iInput1=iDataInverter9L(mki:k(1,1),2);
iInput2=iDataInverter9L(mki:k(1,1),3);
iInput3=iDataInverter9L(mki:k(1,1),4);
iOutput1=iDataInverter9L(mki:k(1,1),6);
iOutput2=iDataInverter9L(mki:k(1,1),7);
iOutput3=iDataInverter9L(mki:k(1,1),8);

% Gráfica de resultados de los datos entrada - salida
figure(1);
subplot(3,1,1);
plot(iDataInverter9L(mki:k(1,1),1),iInput1,'r',iDataInverter9L(mki:k(1,1),1),iO
utput1,'b');
legend('Ick_R_e_fA','Ick_O_u_t_p_u_tA','SouthEast');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del Inversor Multinivel 9L. Fase A');
axis([0.116667,0.3,-40,40]);
grid on;
subplot(3,1,2);
plot(iDataInverter9L(mki:k(1,1),1),iInput2,'r',iDataInverter9L(mki:k(1,1),1),iO
utput2,'b');
legend('Ick_R_e_fB','Ick_O_u_t_p_u_tB','Best');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del Inversor Multinivel 9L. Fase B');
axis([0.116667,0.3,-40,40]);
grid on;
subplot(3,1,3);
```

---

```
plot(iDataInverter9L(mki:k(1,1),1),iInput3,'r',iDataInverter9L(mki:k(1,1),1),iO
utput3,'b');
legend('Ick_R_e_fC','Ick_O_u_t_p_u_tC','Best');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del Inversor Multinivel 9L. Fase C');
axis([0.116667,0.3,-40,40]);
grid on;
saveas(gcf,'H:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test01\IO.fig');
```

## ANEXO 2.3. SCRIPT PARA EL CÁLCULO DE LAS MATRICES DEL ALGORITMO GPC

```

%*****
% UNIVERSIDAD POLITECNICA SALESIANA (SEDE CUENCA)
% MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES (Oct-2010/Dic-2012)
% CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL
% EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA.
%*****
% Script: AlgoritmoGPC01CalculoMatricesGPC.m
% Autor: Ing. Italo Mogrovejo P.
% Director: MC. Ing. Ismael Minchala
% Fecha: 23/Nov/2014
% Revisión: v1.0 (23-Nov-2014)
% Descripción: Este script calcula las matrices F, G, H del GPC, para lo
% cual se debe predefinir el modelo de la planta a través -
% de polinomios-matrices A y B.
%*****

%-----
% Eliminar variables, cerrar figuras y limpiar pantalla
%-----

clear all;
close all;
clc;

%-----
% Inicialización de vectores/matrices del GPC
%-----

% Puntero de iteración para identificación/control GPC
ptr=0;
% Polinomio denominador del sistema
A=zeros(na+2,3);
% Polinomio numerador del sistema
B=zeros(nb+1,3);
% ai's de At
ai=zeros(3,na+1);
% Matriz At
At=zeros(na+1,na+1,3);
At(1:na,2:na+1,1)=eye(na);
At(:,2,2)=At(:,2,1);
At(:,2,3)=At(:,2,2);
% Matriz Ej(z^-1) completa
E1=zeros(N2+1,N2+1,3);
% Matriz Fj(z^-1) completa
F1=zeros(N2+1,na+1,3);
F1(1,1,1)=1; F1(1,1,2)=1;
F1(1,1,3)=1;
% Matriz Gj(z^-1) completa
Gz1=zeros(N2+1,N2+nb,3);
% Matriz Fj(z^-1)
F=zeros(N2-N1+1,na+1,3);
% Matriz Gj(z^-1)
Gz=zeros(N2,N2+nb,3);
% Matriz G1
G1=zeros(N2,N2,3);
% Matriz H1
if nb>0,
    H1=zeros(N2,nb,3);
else

```

```

H1=zeros(1,1,3);
end
% Matriz G
G=zeros(N2-N1+1,N2-Nu+1,3);
% Matriz H
if nb>0,
    H=zeros(N2-N1+1,nb,3);
else
    H=zeros(1,1,3);
end
% Vector Delta_u
if nb>0
    Delta_u=zeros(nb,3);
else
    Delta_u=zeros(1,3);
end
% Respuesta libre f
f=zeros(N2-N1+1,3);
% Salidas deseadas ys
ys=zeros(N2,3);
% Referencia w
w=zeros(N2-N1+1,3);
% Matriz identidad
I=eye(N2-Nu+1);
% Matriz HG=(lambda*I+G'*G)^-1*G'
HG=zeros(N2-Nu+1,N2-N1+1,3);
% Primera fila dT de la matriz HG=(lambda*I+G'*G)^-1*G'
dT=zeros(1,N2-N1+1,3);
%-----
% Cálculo de las matrices del GPC
%-----
t=0:Tc:0.05;
max_ident=500;
length(t);
tic;
for p=1:3
% MODELOS ANTERIORES
% A=[1 1 1; -1.8380 -1.8262 -1.7310; 0.8881 0.8416 0.8257; 0 0 0];
% B=[4.5516 -2.2940 52.9205; -5.7185 2.4986 -53.6858];
% A=[1 1 1; -0.1607 0.02387 0.1622; 0.2452 -0.5939 -0.579; 0 0 0];
% B=[-2.541 -3.016 -3.377; 0.5614 2.297 2.358];
% PLANTA CON EL MODELO EstructuraSistemaControl52.mdl CON Ap=15 Y
% CORRIENTES
% A=[1 1 1; -1.8173 -1.8969 -1.8641; 0.8165 0.8981 0.8643; 0 0 0];
% B=[0.2367 0.2391 0.2378; -0.1942 -0.2161 -0.2078];
% PLANTA CON EL MODELO EstructuraSistemaControl53.mdl CON Ap=8 Y
% CORRIENTES
% A=[1 1 1; -1.952 -3.32 -2.171; 0.3963 4.446 0.8461; 1.14 -2.874 0.9686;
% -0.5779 0.7528 -0.6399; 0 0 0];
% B=[-0.955 -0.421 -1.018; 2.724 1.17 3.059; -2.671 -1.141 -3.202; 0.9002
% 0.3915 1.165];
% PLANTA CON EL MODELO EstructuraSistemaControl56.mdl CON Ap=280 ES VOLTAJE
% DEL FILTRO VC
% A=[1 1 1; 0.6656 0.5675 0.5414; 0.002055 -0.02662 -0.01503; 0 0 0];
% B=[0.648 0.5557 0.5743; 0.4186 0.3455 0.3353];
% OTROS MODELOS
% A=[1 1 1;-0.3979 -0.3554 -0.5652;-0.6019 -0.6414 -0.4299;0 0 0];
% B=[0.2 0.2061 0.3452;0.1587 0.1388 -0.02698];
% A=[1 1 1;-1.115 -1.498 -0.9996;0.1192 0.5032 0.007975;0 0 0];
% B=[0.2895 0.2035 0.2185; -0.1893 -0.1488 -0.1047];
% A=[1 1 1; -0.8125 -0.5942 -0.7401; -0.1819 -0.4018 -0.2568; 0 0 0];

```



```

% B=[-0.1065 0.03597 0.002636; 0.2416 0.1313 0.1514];
% 14 de marzo de 2015
% A=[1 1 1; -0.996366 -0.996366 -0.996366; 1 1 1; 0 0 0];
% B=[0.363196 0.363196 0.363196; -0.363196 -0.363196 -0.363196];
% b1p=0.019974865699671
% b2p=-0.019974865699671
% alp=-1.994459935570832
% a2p=0.999000599733428
% A=[1 1 1; alp alp alp; a2p a2p a2p; 0 0 0];
% B=[b1p b1p b1p; b2p b2p b2p];
% 16 de marzo de 2015
A=[1 1 1; -1.001 -1.001 -1.001; 0.02472 0.02472 0.02472; 0 0 0];
B=[-0.05679 -0.05679 -0.05679; 0.09975 0.09975 0.09975];

-----
% Cálculo de At(k)
-----
for i=1:na+1
    ai(p,i)=A(i,p)-A(i+1,p);
end
At(:,1,p)=ai(p,:);

-----
% Cálculo de Ej(z^-1), Fj(z^-1), Gj(z^-1)
-----
for j=1:N2
    F1(j+1, :, p)=At(:, :, p)*F1(j, :, p)';
    E1(j+1, :, p)=E1(j, :, p);
    E1(j+1, j+1, p)=F1(j, 1, p);
    Gz1(j+1, :, p)=Gz1(j, :, p);
    for i=1:nb+1
        Gz1(j+1, j+i-1, p)=Gz1(j, j+i-1, p)+F1(j, 1, p)*B(i, p);
    end
end
F(:, :, p)=F1(N1+1:N2+1, :, p);
Gz(:, :, p)=Gz1(2:N2+1, :, p);

-----
% Cálculo de G y H
-----
for i=1:N2
    for j=1:N2-i+1
        G1(j+i-1, i, p)=Gz(j, j, p);
    end
    if nb>0
        for j=1:nb
            H1(i, j, p)=Gz(i, i+j, p);
        end
        H(:, :, p)=H1(N1:N2, :, p);
    end
end
G(:, :, p)=G1(N1:N2, 1:N2-Nu+1, p);

-----
% Cálculo de dT (primera fila de (lambda*I+G'*G)^-1*G')
-----
HG(:, :, p)=(I/(lambda*I+G(:, :, p)'*G(:, :, p)))*G(:, :, p)';
dT(1, :, p)=HG(1, :, p);
end
F
H
HG
dT
toc

```



## ANEXO 2.4. PARÁMETROS DE INICIALIZACIÓN DEL ALGORITMO GPC:

```

%*****%
%          UNIVERSIDAD POLITECNICA SALESIANA (SEDE CUENCA)          %
% MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES (Oct-2010/Dic-2012) %
% CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL %
%          EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA. %
%*****%
% Script:          InitGPC.m %
% Autor:           Ing. Italo Mogrovejo P. %
% Director:        MC. Ing. Ismael Minchala %
% Fecha:           19/Mar/2015 %
% Revisión:        v1.0 (21-Mar-2015) %
% Descripción:     Este script inicializa los parámetros del sistema de con- %
%                  trol del filtro activo de potencia. %
%*****%

%-----
% Parámetros de la fuente
%-----
VL=220; %voltaje de línea
Fred=60; %frecuencia de la red
Ts=20e-6; %tiempo de muestreo
%-----
% Parámetros de los rectificadores que conforman las cargas no lineales
%-----
Cs1=1e-12; %capacitor snubber del rectificador
Rs1=1e12; %resistencia snubber del rectificador
Cs2=1e-12; %capacitor snubber del rectificador
Rs2=1e12; %resistencia snubber del rectificador
%-----
% Parámetros de las señales triangulares para modulación CPS-PWM
%-----
nTHD=84; %armónico de orden n se recomienda mayor a 21 y que sea par para armónicas
impares
Fsw=5000; %aproximamos a 5KHz, aún cuando el valor calculado sea 5040Hz
Tc=1/Fsw; %periodo de conmutación-control
Fc=nTHD*Fred; %frecuencia de conmutación-control
%-----
% Parámetros del inversor y de la regulación del bus CD
%-----
Ckdc=2.2e-3; %capacitor por celda por fase del inversor
Ron=10e-3; %resistencia interna de los IGBT's
Lsh=10e-3; %inductor de acoplamiento
ma=0.9; %índice de modulación
Vcd=360/ma; %referencia del bus CD
ILp1=21.4; %corriente pico para la carga 1
ILp2=24; %corriente pico para la carga 2
ILp3=32.7; %corriente pico para la carga 3

```

---

```

ILp4=13.3; %corriente pico para la carga 4
Ap=2*ILp1; %amplitud de las portadoras, se escoge 2ILpx
%-----
% Valores para la estabilidad del bus CD con Icref=IL-Isref
%-----
Kp1=0.0009; %0.00055;          Ki1=0.02; % 10*Kp1;
Kp2=0.0009; %0.00055;          Ki2=0.02; % 10*Kp1;
Kp3=0.0009; %0.00055;          Ki3=0.02; % 10*Kp1;
%-----
% Valores para la estabilidad del bus CD con la Teoría PQ
% Modificada con lamba=0.1 y alpha_soft=0.1
%-----
%Kp1=30;          %Ki1=30;
%Kp2=30;          %Ki2=30;
%Kp3=30;          %Ki3=30;
%-----
% Valores para la estabilidad del bus CD con la Teoría PQ
% Modificada con lamba=0.9 y alpha_soft=0.9
%-----
%Kp1=90;          %Ki1=90;
%Kp2=90;          %Ki2=90;
%Kp3=90;          %Ki3=90;
%-----
% Parámetros de la carga 1
%-----
Ra1=1.5;          La1=22e-3;
Rb1=1.5;          Lb1=22e-3;
Rc1=1.5;          Lc1=22e-3;
%-----
% Parámetros de la carga 2
%-----
Ra2=5.6;          La2=15e-3;
Rb2=5.6;          Lb2=15e-3;
Rc2=5.6;          Lc2=15e-3;
%-----
% Parámetros de la carga 3
%-----
Ra3=3.3;          La3=100e-3;          Ca3=120e-6;
Rb3=18;           Lb3=0;           Cb3=220e-6;
Rc3=6.8;          Lc3=10e-3;          Cc3=0;
%-----
% Parámetros de la carga 4
%-----
Rabc4=22;
Labc4=12e-3;
Cabc4=680e-6;

```

---

## ANEXO 2.5. SCRIPT DEL ALGORITMO GPC CON MATRICES PREDEFINIDAS

```

function [ua,ub,uc,Theta_new]=fcnGPC01(y0,y1,y2,y3,u1,u2,u3,ref)

%*****
%                                UNIVERSIDAD POLITECNICA SALESIANA (SEDE CUENCA)
%                                MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES (Oct-2010/Dic-2012)
%                                CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL
%                                EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA.
%*****
% Script:          GPC01.m
% Autor:           Ing. Italo Mogrovejo P.
% Director:        MC. Ing. Ismael Minchala
% Fecha:           07/May/2014
% Revisión:        v1.00 (19-Mar-2015)
% Descripción:     Este script identifica la planta y genera el algoritmo -
%                  GPC en línea para el inversor trifásico multinivel en cas
%                  cada de 4 celdas - 9 niveles.
%*****

persistent size_uk size_yk na nb nm miu Ip N1 N2 Nu lambda alpha_soft ...
    alpha d Theta_old phi_k P_old P_new ptr uk yk y u_old Delta_yk K A ...
    B ai At E1 F1 Gz1 F Gz G1 H1 G H Delta_u f ys w I HG dT

%-----
% Parámetros de la planta
%-----
% Puntero de iteración para identificación/control GPC
if isempty(ptr),
    ptr=0;
    na=2; %orden del polinomio denominador de la función de transferencia
    nb=1; %orden del polinomio numerador de la función de transferencia
    d=1; %retardo de la planta
    nm=na+nb+1; %tamaño de phi_k, P_old, P_new, K, Theta_old, Theta_new
    miu=0.95; %factor de olvido
    alpha=1e6; %escalar positivo para cálculo de P_old inicial
    size_uk=nb+d+2; %tamaño del vector uk requerido para identificación y
    control
    size_yk=na+2; %tamaño del vector yk requerido para identificación y
    control
%-----
% Parámetros iniciales para el algoritmo GPC
%-----
    N1=d+1; %límite inferior del horizonte de predicción
    N2=d+na+1; %límite superior del horizonte de predicción
    Nu=d+na-nb+1; %horizonte de control
    lambda=0.8; %peso futuro del control
    alpha_soft=0.1; %factor de suavidad de las salidas deseadas
end
%-----
% Inicialización de vectores/matrices del GPC
%-----
x=nm;
% Matriz identidad para la identificación de la planta
if isempty(Ip),
    Ip=eye(x);
end

```

```

% Coeficientes del modelo anterior - actual identificado
if isempty(Theta_old),
    Theta_old=zeros(4,3);
end
% Entradas y salidas pasadas del modelo
if isempty(phi_k),
    phi_k=zeros(nm,3);
end
% Matriz de covarianza anterior - inicial
if isempty(P_old),
    % P_old=zeros(x,x,3);
    P_old=zeros(nm,nm,3);
    P_old(:,:,1)=alpha^2*Ip;
    P_old(:,:,2)=P_old(:,:,1);
    P_old(:,:,3)=P_old(:,:,2);
end
% Matriz de covarianza actual
if isempty(P_new),
    P_new=P_old;
end
% Inicialización del vector uk
if isempty(uk),
    uk=zeros(size_uk,3);
end
% Inicialización del vector yk
if isempty(yk),
    yk=zeros(size_yk,3);
end
% Vector de las salidas actual y pasadas
if isempty(y),
    y=zeros(na+1,3);
end
% Señal de control anterior
if isempty(u_old),
    u_old=zeros(3,1);
end
% Señal diferencial de salida
if isempty(Delta_yk),
    Delta_yk=zeros(1,3);
end
% Vector K para identificación del sistema
if isempty(K),
    K=zeros(nm,3);
end
% Polinomio denominador del sistema
if isempty(A),
    A=zeros(na+2,3);
end
% Polinomio numerador del sistema
if isempty(B),
    B=zeros(nb+1,3);
end
% ai's de At
if isempty(ai),
    ai=zeros(3,na+1);
end
% Matriz At
if isempty(At),
    At=zeros(na+1,na+1,3);
    At(1:na,2:na+1,1)=eye(na);
    At(:,:,2)=At(:,:,1);

```

```

    At(:, :, 3)=At(:, :, 2);
end
% Matriz Ej(z^-1) completa
if isempty(E1),
    E1=zeros(N2+1,N2+1,3);
end
% Matriz Fj(z^-1) completa
if isempty(F1),
    F1=zeros(N2+1,na+1,3);
    F1(1,1,1)=1; F1(1,1,2)=1;
    F1(1,1,3)=1;
end
% Matriz Gj(z^-1) completa
if isempty(Gz1),
    Gz1=zeros(N2+1,N2+nb,3);
end
% Matriz Fj(z^-1)
if isempty(F),
    F=zeros(N2-N1+1,na+1,3);
    F(:, :, 1)=[ ...
        9.922099637571360 -14.889459660641075 5.967360023069715; ...
        14.821870180808235 -23.734053669356850 9.912183488548617; ...
        20.649442757305412 -34.456499957103844 14.807057199798439];
    F(:, :, 2)=[ ...
        9.922099637571360 -14.889459660641075 5.967360023069715; ...
        14.821870180808235 -23.734053669356850 9.912183488548617; ...
        20.649442757305412 -34.456499957103844 14.807057199798439];
    F(:, :, 3)=[ ...
        9.922099637571360 -14.889459660641075 5.967360023069715; ...
        14.821870180808235 -23.734053669356850 9.912183488548617; ...
        20.649442757305412 -34.456499957103844 14.807057199798439];
end
% Matriz Gj(z^-1)
if isempty(Gz),
    Gz=zeros(N2,N2+nb,3);
end
% Matriz G1
if isempty(G1),
    G1=zeros(N2,N2,3);
end
% Matriz H1
if isempty(H1),
    H1=zeros(N2,nb,3);
end
% Matriz G
if isempty(G),
    G=zeros(N2-N1+1,N2-Nu+1,3);
end
% Matriz H
if isempty(H),
    H=zeros(N2-N1+1,nb,3);
    H(:, 1, 1)=[-0.119316459944278; -0.198192607719242; -0.296064866279603];
    H(:, 1, 2)=[-0.119316459944278; -0.198192607719242; -0.296064866279603];
    H(:, 1, 3)=[-0.119316459944278; -0.198192607719242; -0.296064866279603];
end
% Vector Delta_u
if isempty(Delta_u),
    Delta_u=zeros(nb,3);
end
% Respuesta libre f
if isempty(f),

```

```

f=zeros(N2-N1+1,3);
end
% Salidas deseadas ys
if isempty(ys),
    ys=zeros(N2,3);
end
% Referencia w
if isempty(w),
    w=zeros(N2-N1+1,3);
end
% Matriz identidad
if isempty(I),
    I=eye(N2-Nu+1);
end
% Matriz HG=(lambda*I+G'*G)^-1*G'
if isempty(HG),
    HG=zeros(N2-Nu+1,N2-N1+1,3);
end
% Primera fila dT de la matriz HG=(lambda*I+G'*G)^-1*G'
if isempty(dT),
    dT=zeros(1,N2-N1+1,3);
    dT(:, :, 1)=[0.071760044684762 0.094975760888541 0.117737022265575];
    dT(:, :, 2)=[0.071760044684762 0.094975760888541 0.117737022265575];
    dT(:, :, 3)=[0.071760044684762 0.094975760888541 0.117737022265575];
end
%-----
% Pasos del algoritmo
%-----
% 1. Leer u(k) y y(k)
%-----
max_ident=500;
umbral_a=60; %umbral de corriente de la fase A
umbral_b=60; %umbral de corriente de la fase B
umbral_c=60; %umbral de corriente de la fase C
ptr=ptr+1;
for p=1:3
    Theta_new=Theta_old;
    uk(1,p)=u3(p);
    uk(2,p)=u2(p);
    uk(3,p)=u1(p);
    yk(1,p)=y3(p);
    yk(2,p)=y2(p);
    yk(3,p)=y1(p);
    uk(size_uk,p)=u_old(p);
    yk(size_yk,p)=y0(p);
%-----
% 13. Calcular la respuesta libre f
%-----
    if ptr>=max_ident+1
        i=1;
        for j=size_yk:-1:size_yk-na
            y(i,p)=yk(j,p);
            i=i+1;
        end
        for j=1:nb
            Delta_u(j,p)=uk(size_uk-j,p)-uk(size_uk-j-1,p);
        end
        f(:,p)=F(:, :, p)*y(:,p)+H(:, :, p)*Delta_u(:,p);
    end
end

```



```

%-----
% 14. Calcular la señal de referencia w
%-----
ys(1,p)=yk(size_yk,p);
for j=N1:N2
    ys(j,p)=alpha_soft*ys(j-1,p)+(1-alpha_soft)*ref(p);
end
w(:,p)=ys(N1:N2,p);
%-----
% 15. Calcular la señal de control u
%-----
if p==1
    x1=u_old(1,1)+dT(1,:,1)*(w(:,1)-f(:,1));
    if x1>=-umbral_a && x1<=umbral_a
        ua=x1;
        u_old(1,1)=ua;
    else
        ua=u_old(1,1);
    end
else
    ua=u_old(1,1);
end
if p==2
    x2=u_old(2,1)+dT(1,:,2)*(w(:,2)-f(:,2));
    if x2>=-umbral_b && x2<=umbral_b
        ub=x2;
        u_old(2,1)=ub;
    else
        ub=u_old(2,1);
    end
else
    ub=u_old(2,1);
end
if p==3
    x3=u_old(3,1)+dT(1,:,3)*(w(:,3)-f(:,3));
    if x3>=-umbral_c && x3<=umbral_c
        uc=x3;
        u_old(3,1)=uc;
    else
        uc=u_old(3,1);
    end
    ptr=max_ident+2; %condición para recalculer el GPC
    ptr=max_ident; %condición para recalculer el GPC
else
    uc=u_old(3,1);
end
end
ua=ref(1,1);
u_old(1,1)=ua;
ub=ref(2,1);
u_old(2,1)=ub;
uc=ref(3,1);
u_old(3,1)=uc;
end
end

```



## ANEXO 2.6. SCRIPT DEL ALGORITMO GPC CON IDENTIFICACIÓN EN LÍNEA

```

function [ua, ub, uc, Theta] = fcn(y0, y1, y2, y3, u1, u2, u3, ref)

%*****%
% UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA (SEDE CUENCA) %
% MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES (Oct-2010/Dic-2012) %
% CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL %
% EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA. %
%*****%
% Script: GPC02.m %
% Autor: Ing. Italo Mogrovejo P. %
% Director: MC. Ing. Ismael Minchala %
% Fecha: 31/May/2015 %
% Revisión: v1.0 (22-Jun-2015) %
% Descripción: Este script identifica la planta y genera el algoritmo - %
% GPC en línea para el inversor trifásico multinivel en cas %
% cada de 4 celdas - 9 niveles. %
%*****%

%-----%
% Inicialización de vectores/matrices del GPC
%-----%
persistent Theta_old Theta_new phi_k P_old P_new ptr uk yk y u_old ...
Delta_yk K A B ai At El F1 Gz1 F Gz G1 H1 G H Delta_u f ys w I HG ...
dT size_uk size_yk na nb d nm miu N1 N2 Nu lambda alpha_soft alpha
% Puntero de iteración para identificación/control GPC
if isempty(ptr),
    ptr=0;
%-----%
% Parámetros de la planta
%-----%
na=2; %orden del polinomio denominador de la función de transferencia
nb=1; %orden del polinomio numerador de la función de transferencia
d=1; %retardo de la planta
nm=na+nb+1;
xoh=0; %retenedor de orden x
xoh=xoh+1;
%-----%
% Parámetros iniciales para el algoritmo GPC e identificación
%-----%
N1=d+xoh; %límite inferior del horizonte de predicción
N2=d+xoh+na; %límite superior del horizonte de predicción
Nu=d+xoh+na-nb; %horizonte de control
lambda=0.9; %peso futuro del control
alpha_soft=0.9; %factor de suavidad de las salidas deseadas
size_uk=nb+d+xoh+2; %tamaño del vector uk requerido para identificación y
control
size_yk=na+2; %tamaño del vector yk requerido para identificación y control
miu=1; %factor de olvido
alpha=1e6; %escalar positivo para cálculo de P_old inicial
end
%-----%
% Matrices del algoritmo GPC e identificación
%-----%
%matriz identidad de tamaño nm
Ip=eye(nm);

```

---

```

% Coeficientes del modelo anterior identificado
if isempty(Theta_old),
    Theta_old=zeros(nm,3);
end
% Coeficientes del modelo actual identificado
if isempty(Theta_new),
    Theta_new=zeros(nm,3);
end
% Entradas y salidas pasadas del modelo
if isempty(phi_k),
    phi_k=zeros(nm,3);
end
% Matriz de covarianza anterior - inicial
if isempty(P_old),
    P_old=zeros(nm,nm,3);
    P_old(:,:,1)=alpha^2*Ip;
    P_old(:,:,2)=P_old(:,:,1);
    P_old(:,:,3)=P_old(:,:,2);
end
% Matriz de covarianza actual
if isempty(P_new),
    P_new=P_old;
end
% Inicialización del vector uk
if isempty(uk),
    uk=zeros(size_uk,3);
end
% Inicialización del vector yk
if isempty(yk),
    yk=zeros(size_yk,3);
end
% Vector de las salidas actual y pasadas
if isempty(y),
    y=zeros(na+1,3);
end
% Señal de control anterior
if isempty(u_old),
    u_old=zeros(3,1);
end
% Señal diferencial de salida
if isempty(Delta_yk),
    Delta_yk=zeros(1,3);
end
% Vector K para identificación del sistema
if isempty(K),
    K=zeros(nm,3);
end
% Polinomio denominador del sistema
if isempty(A),
    A=zeros(na+2,3);
end
% Polinomio numerador del sistema
if isempty(B),
    B=zeros(nb+1,3);
end
% ai's de At
if isempty(ai),
    ai=zeros(3,na+1);
end
end

```

---

```

% Matriz At
if isempty(At),
    At=zeros(na+1,na+1,3);
    At(1:na,2:na+1,1)=eye(na);
    At(:, :, 2)=At(:, :, 1);
    At(:, :, 3)=At(:, :, 2);
end
% Matriz Ej(z^-1) completa
if isempty(E1),
    E1=zeros(N2+1,N2+1,3);
end
% Matriz Fj(z^-1) completa
if isempty(F1),
    F1=zeros(N2+1,na+1,3);
    F1(1,1,1)=1;
    F1(1,1,2)=1;
    F1(1,1,3)=1;
end
% Matriz Gj(z^-1) completa
if isempty(Gz1),
    Gz1=zeros(N2+1,N2+nb,3);
end
% Matriz Fj(z^-1)
if isempty(F),
    F=zeros(N2-N1+1,na+1,3);
end
% Matriz Gj(z^-1)
if isempty(Gz),
    Gz=zeros(N2,N2+nb,3);
end
% Matriz G1
if isempty(G1),
    G1=zeros(N2,N2,3);
end
% Matriz H1
if isempty(H1),
    if nb>0,
        H1=zeros(N2,nb,3);
    else
        H1=zeros(1,1,3);
    end
end
% Matriz G
if isempty(G),
    G=zeros(N2-N1+1,N2-Nu+1,3);
end
% Matriz H
if isempty(H),
    if nb>0,
        H=zeros(N2-N1+1,nb,3);
    else
        H=zeros(1,1,3);
    end
end
% Vector Delta_u
if isempty(Delta_u),
    if nb>0
        Delta_u=zeros(nb,3);
    else
        Delta_u=zeros(1,3);
    end
end

```

```

end
% Respuesta libre f
if isempty(f),
    f=zeros(N2-N1+1,3);
end
% Salidas deseadas ys
if isempty(ys),
    ys=zeros(N2,3);
end
% Referencia w
if isempty(w),
    w=zeros(N2-N1+1,3);
end
% Matriz identidad
if isempty(I),
    I=eye(N2-Nu+1);
end
% Matriz HG=(lambda*I+G'*G)^-1*G'
if isempty(HG),
    HG=zeros(N2-Nu+1,N2-N1+1,3);
end
% Primera fila dT de la matriz HG=(lambda*I+G'*G)^-1*G'
if isempty(dT),
    dT=zeros(1,N2-N1+1,3);
end

%-----
% Pasos del algoritmo
%-----
% 1. Leer u(k) y y(k)
%-----
if size_uk>=size_yk
    max_ident=size_uk+d+10;
else
    max_ident=size_yk+d+10;
end
ptr=ptr+1;
% Esta sección deberá utilizarse cuando se incluya restricciones al algoritmo
% GPC, específicamente a la señal de control, establecido en 60A o 300V
% umbral_a=60; %umbral de corriente de la fase A
% umbral_b=60; %umbral de corriente de la fase B
% umbral_c=60; %umbral de corriente de la fase C
% umbral_a=300; %umbral de tensión de la fase A
% umbral_b=300; %umbral de tensión de la fase B
% umbral_c=300; %umbral de tensión de la fase C
% max_ident=1000; %valor que habilita el GPC a partir de t=200ms
for p=1:3
    % Esta sección deberá utilizarse cuando unicamente se presente u0, y0 e
    % internamente se respaldan las muestras anteriores
    for k=1:size_uk-1
        uk(k,p)=uk(k+1,p);
    end
    for k=1:size_yk-1
        yk(k,p)=yk(k+1,p);
    end
    uk(size_uk,p)=u_old(p);
    yk(size_yk,p)=y0(p);
    uk(1,p)=u3(p);
    uk(2,p)=u2(p);
    uk(3,p)=u1(p);
end

```

```

yk(1,p)=y3(p);
yk(2,p)=y2(p);
yk(3,p)=y1(p);
uk(size_uk,p)=u_old(p);
yk(size_yk,p)=y0(p);
end
%-----
% 2. Calcular phi(k)
%-----
if ptr>=max_ident
for p=1:3
for i=1:na
phi_k(i,p)=yk(size_yk-i-1,p)-yk(size_yk-i,p);
end
for i=1:nb+1
phi_k(na+i,p)=uk(size_uk-i-d,p)-uk(size_uk-i-d-1,p);
end
%-----
% 3. Calcular Delta_yk(k)
%-----
Delta_yk(p)=yk(size_yk,p)-yk(size_yk-1,p);
%-----
% 4. Calcular K(k)
%-----
K(:,p)=P_old(:, :, p)*phi_k(:,p)/(phi_k(:,p)'*P_old(:, :, p)*phi_k(:,p)
+miu);
%-----
% 5. Calcular Theta_new(k)
%-----
Theta_new(:,p)=Theta_old(:,p)+K(:,p)*(Delta_yk(p)-
phi_k(:,p)'*Theta_old(:,p));
%-----
% 6. Calcular P(k)
%-----
P_new(:, :, p)=(1/miu)*(Ip-K(:,p)*phi_k(:,p)')*P_old(:, :, p);
%-----
% 7. Calcular P_old(k), Theta_old(k)
%-----
P_old(:, :, p)=P_new(:, :, p);
Theta_old(:,p)=Theta_new(:,p);
%-----
% 8. Calcular A(z^-1) y B(z^-1)
%-----
A(1:na,p)=Theta_new(1:na,p);
B(:,p)=Theta_new(na+1:nm,p);
%-----
% 9. Calcular At(k)
%-----
A(2:na+1,p)=A(1:na,p);
A(1,p)=1;
A(na+2,p)=0;
for i=1:na+1
ai(p,i)=A(i,p)-A(i+1,p);
end
At(:,1,p)=ai(p,:);
%-----
% 10. Calcular Ej(z^-1), Fj(z^-1), Gj(z^-1)
%-----
for j=1:N2
F1(j+1, :, p)=At(:, :, p)*F1(j, :, p)';

```

```

E1(j+1,:,p)=E1(j,:,p);
E1(j+1,j+1,p)=F1(j,1,p);
Gz1(j+1,:,p)=Gz1(j,:,p);
for i=1:nb+1
    Gz1(j+1,j+i-1,p)=Gz1(j,j+i-1,p)+F1(j,1,p)*B(i,p);
end
end
F(:, :, p)=F1(N1+1:N2+1, :, p);
Gz(:, :, p)=Gz1(2:N2+1, :, p);
%-----
% 11. Calcular G y H
%-----
for i=1:N2
    for j=1:N2-i+1
        G1(j+i-1,i,p)=Gz(j,j,p);
    end
    if nb>0
        for j=1:nb
            H1(i,j,p)=Gz(i,i+j,p);
        end
    end
end
G(:, :, p)=G1(N1:N2, 1:N2-Nu+1, p);
%-----
% 12. Calcular la respuesta libre f
%-----
i=1;
for j=size_yk:-1:size_yk-na
    y(i,p)=yk(j,p);
    i=i+1;
end
if nb>0
    H(:, :, p)=H1(N1:N2, :, p);
    for j=1:nb
        Delta_u(j,p)=uk(size_uk-j-d,p)-uk(size_uk-j-d-1,p);
    end
end
f(:,p)=F(:, :, p)*y(:,p)+H(:, :, p)*Delta_u(:,p);
%-----
% 13. Calcular la referencia w
%-----
ys(1,p)=yk(size_yk,p);
for j=2:N2
    ys(j,p)=alpha_soft*ys(j-1,p)+(1-alpha_soft)*ref(p);
end
w(:,p)=ys(N1:N2,p);
%-----
% 14. Calcular dT (primera fila de (lambda*I+G'*G)^-1*G' y la señal de
% control u
%-----
HG(:, :, p)=(I/(lambda*I+G(:, :, p)'*G(:, :, p)))*G(:, :, p)';
dT(1, :, p)=HG(1, :, p);
end
%-----
% 15. Calcular la señal de control u
%-----
% Esta sección deberá utilizarse cuando se incluya restricciones al algoritmo
% GPC, específicamente a la señal de control, ya sea de corriente o voltaje
% x=u_old(1,1)+dT(1, :, 1)*(w(:,1)-f(:,1));
% if x>=-umbral_a && x<=umbral_a
%     ua=x;

```



```

%         u_old(1,1)=ua;
%     else
%         ua=u_old(1,1);
%     end
%     y=u_old(2,1)+dT(1,:,2)*(w(:,2)-f(:,2));
%     if y>=-umbral_b && y<=umbral_b
%         ub=y;
%         u_old(2,1)=ub;
%     else
%         ub=u_old(2,1);
%     end
%     z=u_old(3,1)+dT(1,:,3)*(w(:,3)-f(:,3));
%     if z>=-umbral_c && z<=umbral_c
%         uc=z;
%         u_old(3,1)=uc;
%     else
%         uc=u_old(3,1);
%     end
ua=u_old(1,1)+dT(1,:,1)*(w(:,1)-f(:,1));
ub=u_old(2,1)+dT(1,:,2)*(w(:,2)-f(:,2));
uc=u_old(3,1)+dT(1,:,3)*(w(:,3)-f(:,3));

if ptr==10
    alpha_soft=0.8;
end
if ptr==40
    alpha_soft=0.7;
end
if ptr==70
    alpha_soft=0.6;
end
if ptr==100
    alpha_soft=0.5;
end
if ptr==130
    alpha_soft=0.4;
end
if ptr==160
    alpha_soft=0.3;
end
if ptr==190
    alpha_soft=0.2;
end
if ptr==220
    alpha_soft=0.1;
    ptr=219;
end
%     Esta línea de código, deberá utilizarse cuando se tenga un valor
%     constante de alpha_soft
%     ptr=max_ident;
else
ua=ref(1,1);
ub=ref(2,1);
uc=ref(3,1);
end
u_old(1,1)=ua;
u_old(2,1)=ub;
u_old(3,1)=uc;
Theta=zeros(4,3);
Theta(1,1)=Theta_new(1,1);
Theta(2,1)=Theta_new(2,1);

```

---

```
Theta(3,1)=Theta_new(3,1);
Theta(4,1)=Theta_new(4,1);
Theta(1,2)=Theta_new(1,2);
Theta(2,2)=Theta_new(2,2);
Theta(3,2)=Theta_new(3,2);
Theta(4,2)=Theta_new(4,2);
Theta(1,3)=Theta_new(1,3);
Theta(2,3)=Theta_new(2,3);
Theta(3,3)=Theta_new(3,3);
Theta(4,3)=Theta_new(4,3);
```

## ANEXO 2.7. SCRIPT DE RESULTADOS DEL GPC

```
*****%
% UNIVERSIDAD POLITECNICA SALESIANA (SEDE CUENCA) %
% MAESTRÍA EN CONTROL Y AUTOMATIZACIÓN INDUSTRIALES (Oct-2010/Dic-2012) %
% CONTROL PREDICTIVO GENERALIZADO APLICADO A UN INVERSOR MULTINIVEL %
% EN CASCADA PARA DISEÑO DE UN FILTRO ACTIVO DE POTENCIA. %
*****%
% Script: InitGPC.m %
% Autor: Ing. Italo Mogrovejo P. %
% Director: MC. Ing. Ismael Minchala %
% Fecha: 25/Ene/2015 %
% Revisión: v1.0 (22-Jun-2015) %
% Descripción: Este script muestra todos los resultados de las distintas %
% pruebas para análisis de desempeño del algoritmo GPC del %
% filtro activo de potencia. %
*****%

% Borrar pantalla y cerrar figuras
clc;
close all;

% Registros de resultados del GPC
iLengthData=length(AcInverter.time);
iResultadosGPC=AcInverter.time;
iResultadosGPC(:,2:4)=AcInverter.data;
iResultadosGPC(:,5:7)=BusCD.data;
iResultadosGPC(:,8)=IN.data;
iResultadosGPC(:,9:14)=VI.data;
iResultadosGPC(:,15:17)=ISLCA.data;
iResultadosGPC(:,18:20)=ISLCB.data;
iResultadosGPC(:,21:23)=ISLCC.data;
iResultadosGPC(:,24:26)=THDIS.data(1:iLengthData,:);
iResultadosGPC(:,27:29)=THDIL.data(1:iLengthData,:);
iResultadosGPC(:,30:31)=PQ.data;
iResultadosGPC(:,32)=FP.data;
iResultadosGPC(:,33:35)=Uabc.data;

% Inicialización de variables
iRmsIN=0;
iTHDISA=0;
iTHDISB=0;
iTHDISC=0;
iTHDILA=0;
iTHDILB=0;
iTHDILC=0;
iP=0;
iQ=0;
iFP=0;

% Cálculo promedio de los coeficientes de la planta
sizeTheta=size(iTheta.data);
Thetap=zeros(4,3);
Thetaa1=zeros(sizeTheta(1,3),3);
Thetaa2=zeros(sizeTheta(1,3),3);
Thetab1=zeros(sizeTheta(1,3),3);
Thetab2=zeros(sizeTheta(1,3),3);
for i=1:sizeTheta(1,3)-1
    Thetap=Thetap+iTheta.data(:, :, i);
```

```

Thetaa1(i,:)=iTheta.data(1,:,i);
Thetaa2(i,:)=iTheta.data(2,:,i);
Thetab1(i,:)=iTheta.data(3,:,i);
Thetab2(i,:)=iTheta.data(4,:,i);
end
Thetap=Thetap./sizeTheta(1,3);

% Cálculo promedio de la corriente en el neutro, THD% de corrientes en la
fuente, potencia activa, potencia reactiva y factor de potencia
for i=5833:iLengthData
    iRmsIN=iRmsIN+RMSIN.data(i,1);
    iTHDISA=iTHDISA+THDIS.data(i,1);
    iTHDISB=iTHDISB+THDIS.data(i,2);
    iTHDISC=iTHDISC+THDIS.data(i,3);
    iTHDILA=iTHDILA+THDIL.data(i,1);
    iTHDILB=iTHDILB+THDIL.data(i,2);
    iTHDILC=iTHDILC+THDIL.data(i,3);
    iP=iP+PQ.data(i,1);
    iQ=iQ+PQ.data(i,2);
    iFP=iFP+FP.data(i,1);
end
iRmsIN=iRmsIN/(iLengthData-5832);
iTHDISA=0.01*iTHDISA/(iLengthData-5832);
iTHDISB=0.01*iTHDISB/(iLengthData-5832);
iTHDISC=0.01*iTHDISC/(iLengthData-5832);
iTHDILA=0.01*iTHDILA/(iLengthData-5832);
iTHDILB=0.01*iTHDILB/(iLengthData-5832);
iTHDILC=0.01*iTHDILC/(iLengthData-5832);
iP=iP/(iLengthData-5832);
iQ=iQ/(iLengthData-5832);
iFP=iFP/(iLengthData-5832);

% Registro de resultados en una hoja de excel
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iTHDIS
A,'TEST02fff','D18');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iTHDIS
B,'TEST02fff','E18');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iTHDIS
C,'TEST02fff','F18');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iTHDIL
A,'TEST02fff','D19');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iTHDIL
B,'TEST02fff','E19');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iTHDIL
C,'TEST02fff','F19');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iRmsIN
,'TEST02fff','C22');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iP,'TE
ST02fff','D22');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iQ,'TE
ST02fff','E22');

```

```

xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',iFP,'T
EST02fff','G22');
xlswrite('D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\iResultadosTHD.xlsx',Thetap
,'TEST02fff','I22');

% Gráficas de resultados del GPC y respaldo en disco duro de la PC

% AC INVERTER
figure(1);
subplot(3,1,1);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,2),'b');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del MLI, salida AC, Fase A');
axis([0 1 -400 400]);
grid on;
subplot(3,1,2);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,3),'b');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del MLI, salida AC, Fase B');
axis([0 1 -400 400]);
grid on;
subplot(3,1,3);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,4),'b');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del MLI, salida AC, Fase C');
axis([0 1 -400 400]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\AcInverter.fig');

% BUS CD
figure(2);
subplot(3,1,1);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,5),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del MLI, salida CD, Fase A');
axis([0 1 200 600]);
grid on;
subplot(3,1,2);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,6),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del MLI, salida CD, Fase B');
axis([0 1 200 600]);
grid on;
subplot(3,1,3);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,7),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Respuesta del MLI, salida CD, Fase C');
axis([0 1 200 600]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\BusCD.fig');

```

```

% CORRIENTE EN EL NEUTRO
figure(3);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,8),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Corriente en el Neutro');
axis([0 1 -10 10]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\IN.fig');

% VOLTAJES Y CORRIENTES DE FASE
figure(4);
subplot(3,1,1);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,9),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,12),'b');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Voltaje y Corriente de la Fase A');
grid on;
subplot(3,1,2);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,10),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,13),'b');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Voltaje y Corriente de la Fase B');
grid on;
subplot(3,1,3);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,11),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,14),'b');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Voltaje y Corriente de la Fase C');
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\VIFases.fig');
figure(5);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,9),'y');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,10),'m');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,11),'c');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,12),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,13),'g');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,14),'b');
legend('Vs_A','Vs_B','Vs_C','Is_A','Is_B','Is_C');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Voltajes y Corrientes de Fase del Sistema Trifásico');
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\VI.fig');

% CORRIENTES DE LA FUENTE, CARGA Y COMPENSACIÓN
figure(6);
subplot(3,1,1);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,15),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,16),'b');

```

```

plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,17),'k');
legend('Isa','ILa','Ica');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Corrientes Is, IL, Ic de la Fase A');
axis([0 1 -20 20]);
grid on;
subplot(3,1,2);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,18),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,19),'b');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,20),'k');
legend('Isb','ILb','Icb');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Corrientes Is, IL, Ic de la Fase B');
axis([0 1 -20 20]);
grid on;
subplot(3,1,3);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,21),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,22),'b');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,23),'k');
legend('Isc','ILc','Icc');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Corrientes Is, IL, Ic de la Fase C');
axis([0 1 -20 20]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\ISLC.fig');

% THD DE CORRIENTES EN LA FUENTE Y EN LA CARGA
figure(7);
subplot(3,1,1);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,24),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,27),'b');
legend('THD Isa','THD ILa');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('THD en Is e IL de la Fase A');
axis([0 1 0 20]);
grid on;
subplot(3,1,2);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,25),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,28),'b');
legend('THD Isb','THD ILb');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('THD en Is e IL de la Fase B');
axis([0 1 0 20]);
grid on;
subplot(3,1,3);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,26),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,29),'b');
legend('THD Isc','THD ILc');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');

```

```

title('THD en Is e IL de la Fase C');
axis([0 1 0 20]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\THD.fig');

% POTENCIA ACTIVA, REACTIVA Y FACTOR DE POTENCIA
figure(8);
subplot(2,1,1);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,30),'r');
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,31),'b');
legend('Potencia Activa','Potencia Reactiva');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Potencias Instantáneas Activa y Reactiva');
axis([0 1 -2e3 4e3]);
grid on;
subplot(2,1,2);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,32),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Factor de Potencia');
axis([0 1 0.85 1.05]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\PQFP.fig');

% SEÑALES DE CONTROL ua, ub, uc
figure(9);
subplot(3,1,1);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,33),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Señal de control ua de la Fase A');
axis([0 1 -40 40]);
grid on;
subplot(3,1,2);
hold on;
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,34),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Señal de control ub de la Fase B');
axis([0 1 -40 40]);
grid on;
subplot(3,1,3);
plot(iResultadosGPC(:,1),iResultadosGPC(:,35),'r');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Señal de control uc de la Fase C');
axis([0 1 -40 40]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\Uabc.fig');

% IDENTIFICACIÓN DE LA PLANTA a1, a2, b1, b2
figure(10);
subplot(4,1,1);
hold on;
plot(iTheta.time,Thetaa1(:,1),'r');

```



---

```

plot(iTheta.time,Thetaa1(:,2),'b');
plot(iTheta.time,Thetaa1(:,3),'g');
legend('Fase A','Fase B','Fase C');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Coeficiente a1 del modelo de la planta');
axis([0 1 -1.2 -0.8]);
grid on;
subplot(4,1,2);
hold on;
plot(iTheta.time,Thetaa2(:,1),'r');
plot(iTheta.time,Thetaa2(:,2),'b');
plot(iTheta.time,Thetaa2(:,3),'g');
legend('Fase A','Fase B','Fase C');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Coeficiente a2 del modelo de la planta');
axis([0 1 -0.3 0.2]);
grid on;
subplot(4,1,3);
hold on;
plot(iTheta.time,Thetab1(:,1),'r');
plot(iTheta.time,Thetab1(:,2),'b');
plot(iTheta.time,Thetab1(:,3),'g');
legend('Fase A','Fase B','Fase C');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Coeficiente b1 del modelo de la planta');
axis([0 1 0 0.3]);
grid on;
subplot(4,1,4);
hold on;
plot(iTheta.time,Thetab2(:,1),'r');
plot(iTheta.time,Thetab2(:,2),'b');
plot(iTheta.time,Thetab2(:,3),'g');
legend('Fase A','Fase B','Fase C');
xlabel('Tiempo');
ylabel('Amplitud');
title('Coeficiente b2 del modelo de la planta');
axis([0 1 -0.1 0.1]);
grid on;
saveas(gcf,'D:\resp #3257\disco h\respaldo\Mis
documentos\Maestria\Maestria15012013\ModelosFinales\Test02fff\iTheta.fig');

```



---

---

## BIBLIOGRAFÍA

- Abdalla, I. I., Rama, K., & Perumal, N. (2011). *Cascaded Multilevel Inverter Based Shunt Active Power Filter in Four-Wire Distribution System*. Paper, Universiti Teknologi PETRONAS, Department of Electrical and Electronic Engineering, Tronoh, Malaysia.
- Abdeldjebarl, B., & Khier, B. (2008). *Generalized Predictive Control: Application of the Induction Motor*. International Conference on Smart Manufacturing Application, Department of Engineering, Ferhat Abbas University, Setif, Algeria, Gyeonggi-do, Korea.
- Acosta, J., Rodríguez, C., & Romero, A. (2009). *Análisis, Diseño e Implementación de un Restaurador Dinámico de Voltaje (DVR) Basado en un Convertidor Trifásico PWM con Modulación Sinusoidal Controlado por un DSP*. Tesis de Ingeniería en Electricidad Especialización Electrónica y Automatización Industrial, Escuela Superior Politécnica del Litoral, Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación, Guayaquil, Ecuador.
- Acuna, P. (2011). *An Active Power Filter Implemented with Multilevel Single-Phase NPC Converters*. Universidad de Concepcion, Department of Electrical Engineering, Concepcion.
- Aguilera, R. P., Quevedo, D. E., Vázquez, S., & Franquelo, L. G. (2013). *Generalized Predictive Direct Power Control for AC/DC Converters*. University of Newcastle, School of Electrical Engineering & Computer Science, Newcastle, Australia.
- Akella, A., Saini, R., & Sharma, M. (2008). *Social, economical and environmental impacts of renewable energy systems*. National Institute of Technology, Electrical Engineering Department. Jamshedpur, India: Elsevier Ltd.
- Amini, J. (2011a). *Flying Capacitor Multilevel Inverter Based Shunt Active Power Filter with Trifling Susceptibility to Divisional Voltages Deregulation*. Islamic Azad University - Abhar Branch, Engineering Faculty, Abhar.
- Amini, J. (2011b). *High Performance Shunt Active Power Filter Based on Flying Capacitor Multilevel Inverter Using Multi-Stage  $\Sigma\Delta$  Modulator*. Islamic Azad University - Abhar Branch, Engineering Faculty, Abhar.

- 
- Barcenas Barcenas, E. (2002). *Análisis y Desarrollo de un Inversor Multinivel*. Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Departamento de Ingeniería Electrónica, Cuernavaca, Morelos, México.
- Breton, A. (2003). *Diseño y Construcción de un Inversor Trifásico Multinivel de Cuatro Etapas para Compensación Armónica y de Reactivos*. Pontificia Universidad Católica de Chile, Escuela de Ingeniería, Santiago, Chile.
- Camacho, E., & Bordons, C. (2004). *Model Predictive Control* (Segunda ed.). Sevilla, España: Springer.
- Chidrawar, S., & Patre, B. (2008). *Generalized Predictive Control and Neural Generalized Predictive Control*. College of Engineering and Institute of Engineering And Technology . Nanded: Leonardo Journal of Sciences.
- Corcau, J., & Constantinache, P. (2008). *Modeling and Control of High Power Inverter*. University of Craiova, Faculty of Electrotechnics, Craiova.
- Correa, P., Pacas, M., & Rodríguez, J. (2007). *Predictive Torque Control for Inverter-Fed Induction Machines*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 2, German Service for Academic Interchange (DAAD), Recife, Brasil.
- Cortés, P. (2007). *Control Predictivo de Convertidores Estáticos de Potencia*. Presentacion Power Point, Universidad Técnica Federico Santa María, Departamento de Electrónica, Temuco, España.
- Cortés, P., Kazmierko, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., & Rodríguez, J. (2008). *Predictive Control in Power Electronics and Drives*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 12, Chilean National Fund of Scientific and Technological Development, Valparaíso, Chile.
- Defaÿ, F., Llor, A. M., & Fadel, M. (2008). *A Predictive Control With Flying Capacitor Balancing of a Multicell Active Power Filter*. Université de Toulouse, Laboratory, Toulouse, Francia.
- Derakhshanfar, M. (2010). *Analysis of Different Topologies of Multilevel Inverters*. Chalmers University of Technology, Division of Electric Power Engineering, Göteborg, Sweden.

- 
- 
- Ding, B. C. (2010). Generalized Predictive Control. En B. C. Ding, *Modern Predictive Control* (Primera ed., pág. 286). China: Taylor and Francis Group.
- Dixon, J., Moran, L., Rodríguez, J., & Domke, R. (2005). *Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review*. Survey, Universidad Católica de Chile, Departamento de Ingeniería Eléctrica, Santiago, Chile.
- Estrada García, J. A. (2009). *Modulador PWM en FPGA para un Inversor Multinivel en Cascada*. Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Departamento de Ingeniería Electrónica, Cuernavaca, Morelos, México.
- Gaiceanu, M. (2007). *Inverter Control for Three-Phase Grid Connected Fuel Cell Power System*. 5ta International Conference-Workshop.
- Garrido, S. (1999). *Identificación, Estimación y Control de Sistemas No-Lineales mediante RGO*. Tesis Doctoral, Universidad Carlos III de Madrid, Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Leganés.
- Geethalakshmi, B., & DelhiBabu, K. (2011). *An Advanced Modulation Technique for the Cascaded Multilevel Inverter Used As A Shunt Active Power Filter*. Pondicherry Engineering College and Power Grid Corporation of India, Department of Electrical and Electronics Engineering, Pondicherry, India.
- Guo, W., Wang, W., & Qiu, X. (2008). *An Improved Generalized Predictive Control Algorithm Based on PID*. International Conference on Intelligent Computation Technology and Automat, College of Information & Control, Nanjing University of Information Science and Technology.
- Han, Y., & Xu, L. (2011). *Design and Implementation of a Robust Predictive Control Scheme for Active Power Filters*. University of Electronic Science and Technology of China, Department of Power Electronics, School of Mechatronics Engineering, Chengdu, China.
- He, Y., & Liu, P. (2010). *A Design Method of Hybrid Cascade Multilevel Structure for Active Power Filter Application in Moderate-Voltage Grid*. Xi'an Jiaotong University, School of Electrical Engineering, Xi'an, China.

- 
- 
- Jiménez, O. L. (2012). *Estudio de Técnicas de Modulación para el Inversor Multinivel en Cascada Híbrido (Simétrico-Asimétrico)*. Tesis de Maestría en Ciencias en Ingeniería Electrónica, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Departamento de Ingeniería Electrónica, Cuernavaca, Morelos, México.
- Junfei, H., Zhang, L., & Watkins, S. (2008). *Active Power Filtering by a Flying-Capacitor Multilevel Inverter with Capacitor Voltage Balance*. University of Leeds, UK, School of Electronics and Electrical Engineering.
- Junling, C., Ping, W., Yaohua, L., & Yonggang, C. (s.f.). *A Novel Control Method of Active Power Filter using Five-level Cascaded Inverter*. Chinese Academic of Science, Institute of Electrical Engineering, Beijing.
- Junling, C., Yaohua, L., Ping, W., Zhizhu, Y., & Zuyi, D. (2008). *A Closed-Loop Selective Harmonic Compensation with Capacitor Voltage Balancing Control of Cascaded Multilevel Inverter for High-power Active Power Filters*. Institute of Electrical Engineering, Chinese Academic of Science, Beijing, China.
- Junling, C., Zhizhu, Y., Ping, W., & Yaohua, L. (2008). *Capacitor Voltage Balancing Control of Cascaded Multilevel Inverter for High-power Active Power Filters*. Paper, Shanghai Power Transmission and Distribution Co. Ltd., Institute of Electrical Engineering, Chinese Academic of Science, Beijing, China, Nanjing, China.
- Karuppanan, P., & Mahapatra, K. (2010). *A Novel SRF Based Cascaded Multilevel Active Filter for Power Line Conditioners*. Paper, National Institute of Technology, Department of Electronics and Communication Engineering, Rourkela, India.
- Karuppanan, P., & Mahapatra, K. (2011). *Cascaded Multilevel Inverter based Active Filter for Power Line Conditioners using Instantaneous Real-Power Theory*. Paper, National Institute of Technology, Department of Electronics and Communication, Rourkela, India.
- Kouro, S., Cortés, P., Ammann, U., & Rodríguez, J. (2009). *Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, Universidad Técnica Federico Santa María, Valparaíso, Chile.

- 
- 
- Limon, D. (2002). *Control Predictivo de Sistemas no Lineales con Restricciones: Estabilidad y Robustez*. Universidad de Sevilla, Escuela Superior de Ingenieros, Sevilla.
- Madhukar, W., & Agarwal, P. (2010a). *Use of Multilevel Inverter for Elimination of Harmonics in High Voltage Systems*. Paper, Indian Institute of Technology Roorkee, Department of Electrical Engineering, Roorkee, India.
- Madhukar, W., & Agarwal, P. (2010b). *Comparison of Control Strategies for Multilevel Inverter based Active Power Filter used in High Voltage Systems*. Institute of Technology Roorkee-India, Electrical Engineering Department, Roorkee, India.
- Marks, J., & Green, T. (2002). *Predictive Transient-Following Control of Shunt and Series Active Power Filters*. Paper, College of Science, Technology and Medicine, Department of Electrical and Electronic Engineering, London.
- Marulanda, J. J.; Rodríguez, J. (2008). *Control por Histeresis de la Corriente en los Filtros Activos de Potencia*. Universidad Tecnológica de Pereira, Facultad de Ingenierías, Pereira.
- Miret, J., Castilla, M., Matas, J., Guerrero, J. M., & Vázquez, J. C. (2009). *Selective Harmonic-Compensation Control for Single-Phase Active Power Filter With High Harmonic Rejection*. University of Catalonia, Spanish Ministry of Science and Technology, Barcelona.
- Naumanen, V. (2010). *Multilevel Converter Modulation Implementation and Analysis*. Tesis Doctoral, Lappeenranta University of Technology, Department of Electrical Engineering, Lappeenranta, Finland.
- Nordvall, A. (2011). *Multilevel Inverter Topology Survey*. Chalmers University of Technology, Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, Göteborg, Sweden.
- Pigazo, A. (2004). *Método de Control de Filtros Activos de Potencia Paralelo Tolerante a Perturbaciones de la Tensión de Red*. Tesis Doctoral en Ciencias Físicas, Universidad de Cantabria, Departamento de Electrónica y Computadores, Santander, España.

- 
- 
- Ramírez, J., & Bedoya, A. (2008). *Diseño y Simulación de un Sistema de Filtro Activo Híbrido para la Supresión de Armónicos en un Sistema de Conversión AC/DC*. Universidad Tecnológica de Pereira, Facultad de Ingeniería y Ciencias de la Computación, Pereira.
- Ramírez, S. (2004). *Estudio del Filtro Activo Serie para Regulación de Tensión y Control de Corrientes Armónicas*. Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, Cuernavaca.
- Rashid, M. (2004). *Electrónica de Potencia. Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones* (Tercera ed.). México: Pearson - Educación.
- Rodríguez, J., & Cortés, P. (2012). *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives* (Primera ed.). Valparaíso, Chile: John Wiley & Sons.
- Rodríguez, J., Pontt, J., Silva, C., Correa, P., Lezana, P., Cortés, P., y otros. (2007). *Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 1, Chilean Research Fund CONICYT, Valparaíso, Chile.
- Round, S., & Mohan, N. (1993). *Comparison of frequency and time domain neural network controllers for an active power filter* (Vol. 2). Proc. Ind. Electron.
- Ruíz, J. M., & Ortíz, F. H. (2007). *Metodologías para Identificar Fuentes Armónicas en Sistemas Eléctricos*. Tesis de Ingeniería Eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira, Facultad de Ingeniería Eléctrica Electrónica de Física y Ciencias de la Computación, Pereira.
- Santos, T., Pinto, J., Neves, P., Goncalves, D., & Afonso, J. (2009). *Comparison of Three Control Theories for Single-Phase Active Power Filters*. University of Minho, Industrial Electronics Department, Guimaraes.
- Shi, J., Jiang, Q., Cao, Z., Zhou, H., & Yang, Y. (2012). *Design Method of PID-Type Model Predictive Iterative Learning Control Based on the Two-Dimensional Generalized Predictive Control Scheme*. 12th International Conference on Control, Automation, Robotics & Vision, Department of Chemical & Biochemical Engineering School of Chemistry & Chemical Engineering, Xiamen University, Guangzhou, China.



- 
- 
- Verne, S. A. (2012). *Control Predictivo del Convertidor Multinivel con Enclavamiento por Diodos y sus Aplicaciones en Media Tensión*. Tesis Doctoral, Universidad Nacional de la Plata, Facultad de Ingeniería, La Plata.
- Waware, M., & Agarwal, P. (2010). *Use of Multilevel Inverter for Elimination of Harmonics in High Voltage Systems*. Indian Institute of Technology Roorkee, Department of Electrical Engineering, Roorkee, India.
- Yingjie, H., Jinjun, L., Jian , T., Zhaoan, W., & Yunping, Z. (2011). *Deadbeat Control with a Repetitive Predictor for Three-Level Active Power Filters*. Paper, Xi'an Jiaotong University, School of Electrical and Electronic Engineering, Xi'an, China.
- Zheng, T. (Ed.). (2010). *Model Predictive Control* (Primera ed.). Rijeka, Croacia: Sciyo.
- Zhou, L., & Qu, D. (2006). *Study of Generalized Predictive Control Scheme and Algorithm Based on Artificial Neural Network*. International Conference on Information Acquisition, Math & Information College, Ludong University, Weihai, Shandong, China.

