



UNIVERSIDAD NACIONAL DE LA PLATA
FACULTAD DE INGENIERÍA
Departamento de Electrotecnia

Filtros Activos de Potencia para la Compensación de Reactivo y Armónicas en Media Tensión

Ing. Victor F. Corasaniti

Tesis presentada para obtener el grado de
MAGISTER EN INGENIERÍA

Directora: Dra. María Inés Valla
Co-Directora: Ing. Maria B. Barbieri

La Plata, Agosto del 2008

*A mis padres, Víctorio y Sara,
a mis hermanos, sobrinos y demás seres queridos
y a mi novia Micaela*

RESUMEN

Esta Tesis está dedicada a la implementación de modelos de simulación y comparación en el funcionamiento, desempeño, complejidad y costos del equipamiento real de tres topologías de filtros activos para la compensación de potencia reactiva y armónicas en el nivel de media tensión de un sistema de distribución de energía eléctrica. Una de las razones por las cuales fueron desarrolladas las soluciones con filtros activos fue mitigar los problemas de los filtros pasivos. Consiste en instalar filtros que se adapten a las condiciones variables de la red y la carga, con estructuras adecuadas de convertidores estáticos y algoritmos de control eficaces, y con características de compensación “privadas” o sea compensan las distorsiones producidas solo por las cargas conectadas a dicho punto de la red.

Existen topologías puras y híbridas. En este trabajo se pone especial énfasis en la implementación de una topología activa y dos topologías híbridas, para comparar no sólo el funcionamiento y desempeño, sino también determinar la topología más conveniente desde el punto de vista de complejidad de implementación y costos. Para ello se implementa un modelo digital de red de distribución de energía eléctrica donde se realizan simulaciones con las tres topologías implementadas y se obtienen los resultados.

ABSTRACT

This Thesis is dedicated to the implementation of simulation models and comparison in the operation, performance, complexity and costs of the actual equipment of three topologies of active filters for the compensation of reactive power and harmonics in the medium voltage level of a distribution power system. One of the reasons for which were developed the solutions with active filters was to mitigate the problems of the passive filters. It consists of installing filters that adapt to the variable conditions of the network and the load, with suitable structures of static converters and effective algorithms of control, and with “private” characteristics of compensation that compensate the distortions produced by the loads connected to this point of the network.

Pure and hybrid topologies exist. In this work, special emphasis is put in the implementation of one active and two hybrid topologies, to compare not only the operation and performance, but also to determine the advisable topology from the point of view of implementation complexity and costs. For it, a digital model of network of a distribution power system is carried out where simulations with the three implemented topologies are realized and the results are obtained.

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mis directores de tesis María Inés y Beatriz por todo el tiempo, el esfuerzo y la motivación dispensadas, como así también, los conocimientos transmitidos.

También quiero agradecer la colaboración desinteresada de mis compañeros y amigos del IITREE-LAT.

El trabajo realizado en esta Tesis fue posible gracias al Instituto de Investigaciones Tecnológicas para Redes y Equipos Eléctricos- Laboratorio de Alta Tensión (IITREE-LAT) y el Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI).

CONTENIDOS

LISTA DE FIGURAS.....	XIII
LISTA DE TABLAS.....	XVII
LISTA DE SIMBOLOS	XVIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1. 1. Motivación.....	1
1. 2. Antecedentes	2
1. 3. Objetivo de la Tesis	6
1. 4. Organización de la Tesis	6
1. 5. Principales contribuciones de la Tesis.....	7
2. REDES DE DISTRIBUCIÓN	9
2. 1. Introducción	9
2. 2. Redes de distribución y calidad de energía.....	9
2. 2. 1. Composición general de una red eléctrica	10
2. 2. 2. Problemática y evolución del equipamiento.....	13
2. 3. Reactivo y armónicas.....	14
2. 3. 1. Control de Potencia Reactiva.....	16
2.3.1.1 Compensación de la carga	17
2. 3. 2. Mitigación de Armónicas	19
2. 4. Descripción de un problema real.....	21
2. 4. 1. Introducción.....	21
2. 4. 2. Detalle de la red.....	21
2. 4. 3. Presentación de Mediciones	22
2.4.3.1 Armónicas en la Tensión	22
2.4.3.2 Armónicas en la Corriente	23
2.4.3.3 Transitorios	23
2. 4. 4. SD 1	24
2.4.4.1 Características y mediciones.....	24
2.4.4.2 Resultados de las mediciones	26
2. 4. 5. SD 2	30
2.4.5.1 Características y mediciones.....	30
2.4.5.2 Resultados de las mediciones	32
2. 4. 6. SD 3	37

2.4.6.1	Características y mediciones.....	37
2.4.6.2	Resultados de las mediciones	39
2. 4. 7.	Análisis de las Mediciones	44
2.4.7.1	Régimen permanente	44
2.4.7.2	Régimen transitorio	45
2. 5.	<i>Estudios de compensación futura</i>	45
2. 5. 1.	Condición futura red de 132kV abierta	45
2.5.1.1	SD 1	47
2.5.1.2	SD 2	47
2.5.1.3	SD 3	50
2. 5. 2.	Condición futura red de 132kV cerrada.....	50
2.5.2.1	SD 1	51
2. 6.	<i>Análisis de incorporación de un filtro activo</i>	51
2. 7.	<i>Conclusiones</i>	52
3.	FILTROS DE ARMÓNICAS	54
3. 1.	<i>Introducción</i>	54
3. 2.	<i>Filtros pasivos</i>	55
3. 2. 1.	Tipos de filtros.....	55
3. 2. 2.	Filtros pasivos paralelo	58
3. 2. 3.	Resonancias	62
3. 3.	<i>Filtros activos</i>	67
3. 3. 1.	Estructura básica del filtro activo de potencia.....	68
3. 4.	<i>Topologías de los FAP</i>	74
3. 4. 1.	Filtros activos.....	76
3.4.1.1	FAP en conexión paralelo o shunt (FAPS).....	81
3.4.1.2	FAP en conexión serie	85
3.4.1.3	FAP en conexión serie-paralelo.....	86
3. 4. 2.	Filtros híbridos.....	87
3.4.2.1	FAP en serie con la línea	88
3.4.2.2	FAP en paralelo con filtro pasivo (FAPSH).....	89
3.4.2.3	FAP en serie con filtro pasivo (FAPHS)	92
3. 5.	<i>Técnicas de modulación</i>	97
3. 5. 1.	Modulación sinusoidal.....	99
3. 5. 2.	Modulación por histéresis.....	103

3. 6.	<i>Conclusiones</i>	104
4.	ESTRATEGIAS DE CONTROL DE FILTROS ACTIVOS	106
4. 1.	<i>Introducción</i>	106
4. 2.	<i>Métodos de control en el dominio del tiempo</i>	108
4. 2. 1.	Teoría de Potencia Activa y Reactiva Instantánea (p-q)	109
4.2.1.1	Sistemas trifásico sin neutro	110
4.2.1.2	Sistema trifásico con neutro.....	115
4. 2. 2.	Marco de referencia sincrónico (d-q)	119
4.2.2.1	Sincronización	122
4.2.2.2	Sistema trifásico sin neutro.....	122
4. 2. 3.	Sistemas con tensiones distorsionadas y/o desbalanceadas... 125	
4.2.3.1	Control implementado en p-q	128
4.2.3.2	Marco d-q.....	132
4. 3.	<i>Controles propuestos</i>	134
4. 3. 1.	Control implementado para el FAPS y FAPSH	134
4.3.1.1	Sistema de filtrado implementado	135
4.3.1.2	Control de corriente implementado	138
4. 3. 2.	Control implementado para el FAPHS	139
4.3.2.1	Sistema de filtrado implementado	140
4.3.2.2	Control implementado	142
4. 4.	<i>Control de la tensión de continua</i>	143
4. 5.	<i>Conclusiones</i>	145
5.	COMPENSACIÓN EN UNA SUBESTACIÓN DE DISTRIBUCIÓN. SOLUCIÓN ACTIVA	146
5. 1.	<i>Introducción</i>	146
5. 2.	<i>Descripción de la red</i>	147
5. 3.	<i>Compensación de reactivo con bancos de capacitores</i>	149
5. 3. 1.	Armónicas.....	149
5.3.1.1	Respuesta en frecuencia.....	149
5.3.1.2	Flujo de armónicas.....	151
5. 3. 2.	Resultados de las simulaciones.....	152
5.3.2.1	Carga 80 % y compensación nula.....	153
5.3.2.2	Carga 80 % y un banco 4,8 MVAr	156
5.3.2.3	Aumento de carga al 100 %.....	159

5.3.2.4	Carga 100 % y dos bancos 9,6 MVar	159
5.3.2.5	Resumen de resultados	162
5. 4.	<i>Compensación activa</i>	164
5. 4. 1.	Solución activa FAPS	164
5. 4. 2.	Modelo de simulación.....	167
5. 4. 3.	Resultados de las simulaciones.....	168
5.4.3.1	Conexión del FAPS	170
5.4.3.2	Carga 80 % y FAPS 4,8 MVar	171
5.4.3.3	Aumento de carga al 100 %.....	174
5.4.3.4	Carga 100 % y FAPS 9,6 MVar	175
5.4.3.5	Resumen de resultados	178
5.4.3.6	Resultados en el FAPS.....	180
5. 5.	<i>Conclusiones</i>	185
6.	COMPENSACIÓN EN UNA SUBESTACION DE DISTRIBUCION. SOLUCIONES HIBRIDAS.....	186
6. 1.	<i>Introducción</i>	186
6. 2.	<i>Solución híbrida paralelo-paralelo FAPSH</i>	187
6. 2. 1.	Modelo de simulación.....	188
6. 2. 2.	Resultados de las simulaciones.....	190
6.2.2.1	Carga 80 % y FAPSH 4,8 MVar	191
6.2.2.2	Conexión del FAPS	195
6.2.2.3	Aumento de carga al 100 %.....	195
6.2.2.4	Carga 100 % y FAPSH 9,6 MVar	196
6.2.2.5	Resumen de resultados	200
6.2.2.6	Resultados en el FAPSH.....	201
6. 3.	<i>Solución híbrida paralelo-serie FAPHS</i>	206
6. 3. 1.	Diseño del filtro pasivo.....	208
6. 3. 2.	Modelo de simulación.....	209
6. 3. 3.	Resultados de las simulaciones.....	210
6.3.3.1	Conexión del FAPHS	212
6.3.3.2	Carga 80 % y FAPHS 4,8 MVar	213
6.3.3.3	Aumento de carga al 100 %.....	216
6.3.3.4	Conexión del filtro pasivo de 11 ^{va}	216
6.3.3.5	Carga 100 % y FAPHS 9,6 MVar	217

6.3.3.6	Resumen de resultados	220
6.3.3.7	Resultados en el FAPHS.....	222
6. 4.	Conclusiones.....	227
7.	COMPARACIÓN DE TOPOLOGÍAS. CONCLUSIONES.	229
7. 1.	Comparación de topologías	229
7. 1. 1.	Distorsiones en el sistema.....	230
7. 1. 2.	Resumen de resultados en el sistema.....	233
7. 1. 3.	Funcionamiento de los inversores	234
7. 1. 4.	Complejidad de la implementación	236
7. 2.	Conclusiones.....	237
7. 3.	Propuestas de futuros trabajos.....	238
	REFERENCIAS.....	239
	APÉNDICES	248
A.	CÁLCULO DE BANCOS DE CAPACITORES Y FILTROS PASIVOS	248
	A1. Bancos de capacitores	248
	A2. Filtros pasivos	248
	A2.1 Filtros pasivos sintonizados	250
	A2.1.1 Cálculo de la capacidad del filtro	252
	A2.1.2 Cálculo de la inductancia del filtro	252
	A2.1.3 Determinación del Q.....	253
	A2.2 Filtros pasivos amortiguados	253
	A2.2.1 Cálculo de parámetros	253
B.	FORMAS DE ONDA DISTORSIONADAS	255
	B1. Cantidades eléctricas	255
	B2. Índices armónicos	256
	B3. Factor de potencia	257

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1: Diagrama unifilar típico de una red de distribución de energía	11
Figura 2.2: Diagrama unifilar típico de una subestación de distribución	12
Figura 2.3: Diagrama unifilar de la red de la distribuidora.....	22
Figura 2.4: Diagrama unifilar de la SD 1	24
Figura 2.5: Magnitudes registradas en la SD 1	25
Figura 2.6: Tensión en 13,2 kV	26
Figura 2.7: Corriente en 13,2 kV.....	28
Figura 2.8: Corriente en el banco 2	29
Figura 2.9: Transitorio de energización del banco 2. Tensiones fase-tierra.	30
Figura 2.10: Diagrama unifilar de la SD 2	31
Figura 2.11: Magnitudes registradas en la SD 2.....	32
Figura 2.12: Tensiones en las barras de 33 kV y 13,2 kV	33
Figura 2.13: Corriente en 33 kV.....	35
Figura 2.14: Corriente en 13,2 kV.....	36
Figura 2.15: Diagrama unifilar de la SD 3	38
Figura 2.16: Magnitudes registradas en la SD 3.....	39
Figura 2.17: Tensión de 33 kV y 13,2 kV	40
Figura 2.18: Corriente de 33 kV y 13,2 kV.....	42
Figura 2.19: Corriente en el banco	43
Figura 2.20: Transitorio de energización del banco. Tensiones fase-tierra.	44
Figura 2.21: Configuración actual de la red de 132 kV.....	46
Figura 2.22: Configuración futura de la red de 132 kV.....	46
Figura 2.23: Impedancia en función de la frecuencia en 13,2 kV del TR 1.....	48
Figura 2.24: Impedancia en función de la frecuencia en 13,2 kV del TR 1.....	49
Figura 3.1: Circuitos unifilares equivalentes de conexión de filtros pasivos.....	56
Figura 3.2: Circuito unifilar equivalente de conexión del filtro pasivo paralelo	58
Figura 3.3: Circuitos unifilares equivalentes.....	59
Figura 3.4: Variación típica del módulo de la impedancia	64
Figura 3.5: Pérdida de sintonía del filtro	64

Figura 3.6: Amplificación de las corrientes.....	66
Figura 3.7: Amplificación de la tensión.	66
Figura 3.8: FAP funcionando como fuente de corriente i_{faps}	69
Figura 3.9: Estructuras de los convertidores.....	70
Figura 3.10: Estructuras con conexión de neutro.	73
Figura 3.11: Circuitos unifilares equivalentes de conexión de filtros activos puros	78
Figura 3.12: Circuito unifilar equivalente de un UPQC.....	79
Figura 3.13: Topología FAPS.....	81
Figura 3.14: Circuito unifilar equivalente de conexión del filtro activo paralelo.....	83
Figura 3.15: Circuitos unifilares equivalentes	84
Figura 3.16: Topología FAP serie	85
Figura 3.17: Topología FAP serie-paralelo	86
Figura 3.18: Topología híbrida FAP serie con la línea.....	88
Figura 3.19: Topología híbrida FAP paralelo con fp.....	89
Figura 3.20: Circuito unifilar equivalente del filtro híbrido, FAPSH.....	89
Figura 3.21: Topología híbrida FAP serie con fp.....	92
Figura 3.22: Circuito unifilar equivalente del filtro híbrido, FAPHS.....	93
Figura 3.23: Circuitos unifilares equivalentes del filtro híbrido.....	94
Figura 3.24: Características de filtrado del FAPHS	96
Figura 3.25: Control de corriente monofásico	99
Figura 3.26: Convertidor VS-PWM	100
Figura 3.27: Modulador con portadora triangular	100
Figura 3.28: Resultado de la modulación para $m_a = 0,8$ y $m_f = 20$	101
Figura 3.29: Espectro de la modulación para $m_a = 0,8$ y $m_f = 20$	102
Figura 3.30: Control de corriente por histéresis	103
Figura 4.1: Diagrama en bloques general del control de un FAP.....	108
Figura 4.2: Sistema de referencia α - β -0.....	110
Figura 4.3: Representación espacial de la potencia imaginaria instantánea.	111
Figura 4.4: Coordenadas $[\alpha - \beta - 0]$ y $[d - q - 0]$	121
Figura 4.5: Diagrama en bloques del detector de u_{+1}	130

Figura 4.6: Diagrama de bode del filtro pasabajos utilizado.....	131
Figura 4.7: Respuesta al escalón del filtro pasabajos utilizado.....	131
Figura 4.8: Diagrama en bloques completo del control del FAPS y FAPSH.....	135
Figura 4.9: Estructura de filtrado utilizada.....	136
Figura 4.10: Obtención de p^* y q^*	137
Figura 4.11: Control de corriente por histéresis.....	139
Figura 4.12: Diagrama en bloques completo del control del FAPHS.....	139
Figura 4.13: Estructura de filtrado implementada para i_d e i_q	141
Figura 4.14: Obtención de i_d^* e i_q^*	142
Figura 5.1: Diagrama unifilar de la red modelada.....	147
Figura 5.2: Respuesta en frecuencia en 13,8 kV.....	151
Figura 5.3: Formas de onda de la tensión y la corriente en 13,8 kV.....	152
Figura 5.4: Sin compensación y 80 % de la carga.....	154
Figura 5.5: Compensación 4,8 MVAR y 80 % de la carga.....	156
Figura 5.6: Aumento de carga. Formas de onda en 13,8 kV.....	159
Figura 5.7: Compensación 9,6 MVAR y 100 % de la carga.....	160
Figura 5.8: Topología FAPS implementada.....	165
Figura 5.9: Diagrama en bloques completo del control del FAPS.....	166
Figura 5.10: Control de corriente por histéresis.....	166
Figura 5.11: Topología activa pura FAPS implementada.....	167
Figura 5.12: Formas de onda de la tensión y la corriente en 13,8 kV.....	169
Figura 5.13: Conexión del FAPS. Formas de onda en 13,8 kV.....	170
Figura 5.14: Carga 80 % y FAPS 4,8 MVAR.....	172
Figura 5.15: Aumento de carga. Formas de onda en 13,8 kV.....	174
Figura 5.16: Carga 100 % y FAPS 9,6 MVAR.....	176
Figura 5.17: Potencia activa y reactiva instantánea en el sistema.....	178
Figura 5.18: Resultados del IFTCC.....	180
Figura 5.19: Corriente del FAPS 80 % de carga.....	182
Figura 5.20: Corriente del FAPS 100 % de carga.....	183
Figura 5.21: Tensión de CC del inversor 100 % de carga.....	184

Figura 6.1: Topología FAPSH implementada	187
Figura 6.2: Topología activa híbrida FAPSH implementada.....	189
Figura 6.3: Formas de onda de la tensión y la corriente en 13,8 kV.....	191
Figura 6.4: Carga 80 % y FAPSH 4,8 MVAR	192
Figura 6.5: Conexión del FAPS. Formas de onda en 13,8 kV.....	195
Figura 6.6: Aumento de carga. Formas de onda en 13,8 kV.	196
Figura 6.7: Carga 100 % y FAPSH 9,6 MVAR	197
Figura 6.8: Potencia activa y reactiva instantánea en el sistema.	200
Figura 6.9: Resultados del IFTCC.....	202
Figura 6.10: Corriente del FAPSH 80 % de carga.....	203
Figura 6.11: Corriente del FAPSH 100 % de carga.....	204
Figura 6.12: Tensión de CC del inversor 100 % de carga	205
Figura 6.13: Topología FAPHS implementada	206
Figura 6.14: Diagrama en bloques del control del FAPHS	207
Figura 6.15: Topología activa híbrida FAPHS implementada.....	209
Figura 6.16: Conexión del FAPHS. Tensión y corriente en 13,8 kV.	211
Figura 6.17: Conexión del FAPHS. Formas de onda en 13,8 kV.....	212
Figura 6.18: Carga 80 % y FAPHS 4,8 MVAR	214
Figura 6.19: Aumento de la carga. Tensión y corriente en 13,8 kV	216
Figura 6.20: Conexión del filtro pasivo de 11 ^{va} armónica. Formas de onda en 13,8 kV.	217
Figura 6.21: Carga 100% y FAPHS 9,6 MVAR.	218
Figura 6.22: Potencia activa y reactiva en el sistema.	221
Figura 6.23: Resultados del PWM VSI.....	222
Figura 6.24: Corriente del FAPHS 80 % de carga.....	224
Figura 6.25: Corriente del FAPHS 100 % de carga.....	225
Figura 6.26: Tensión de CC del inversor 100 % de carga	226
Figura 7.1: Corrientes de línea de las 3 topologías en el sistema (13,8 kV).....	230
Figura 7.2: Tensiones de fase de las 3 topologías en el sistema (13,8 kV).....	231
Figura 7.3: Corrientes de fase inyectadas por los 3 filtros en el sistema (13,8 kV).....	234
Figura 7.4: Tensiones de CC de los 3 filtros	235

LISTA DE TABLAS

Tabla 2.1: Resumen de Distorsión Armónica de la tensión en barras de 13,2 kV	27
Tabla 2.2: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV del TR1 y TR2.....	28
Tabla 2.3: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en el banco 2	30
Tabla 2.4: Resumen de Distorsión Armónica de la tensión en barras de 33 kV y 13,2 kV	34
Tabla 2.5: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 33 kV del TR1 y TR2.....	35
Tabla 2.6: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV del TR1 y TR2.....	37
Tabla 2.7: Resumen de Distorsión Armónica de la tensión en barras de 13,2 kV y 33 kV	41
Tabla 2.8: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV y 33 kV.....	41
Tabla 2.9: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV del banco	43
Tabla 2.10: Alternativas de compensación futura	48
Tabla 3.1: Resumen de las topologías	75
Tabla 5.1: Resumen de datos de los transformadores.....	148
Tabla 5.2: Corrientes armónicas.....	148
Tabla 5.3: Resonancias en 13,8 kV	150
Tabla 5.4: Resultados y factor de potencia en 13,8 kV	162
Tabla 5.5: Verificaciones de las distorsiones en 13,8 kV.....	163
Tabla 5.6:Parámetros de diseño del FAPS.	168
Tabla 5.7:Resultados y factor de potencia en 13,8 kV	179
Tabla 6.1:Parámetros de diseño del FAPSH.....	189
Tabla 6.2:Resultados y factor de potencia en 13,8 kV	201
Tabla 6.3:Parámetros de diseño del FAPHS.....	210
Tabla 6.4:Resultados y factor de potencia en 13,8 kV	221
Tabla 7.1:Resumen de las distorsiones en 13,8 kV	232
Tabla 7.2: Verificaciones de las distorsiones de tensión en 13,8 kV.....	232
Tabla 7.3:Resumen de resultados en el sistema.....	233
Tabla 7.4: Resumen de los componentes de las topologías.....	236

LISTA DE SIMBOLOS

- APF:** del inglés “*Active Power Filter*”, Filtro Activo de Potencia.
- ASD:** del inglés “*Adjustable Speed Drives*”, Regulador de Velocidad Variable.
- AT:** *Alta Tensión.*
- BT:** *Baja Tensión.*
- CA:** Corriente Alterna.
- CC:** Corriente Continua.
- CP:** del inglés “*Custom Power*”.
- CSC:** del inglés “*Current Source Converter*”, Convertidor Alimentado por Fuente de Corriente.
- CSI:** del inglés “*Current Source Inverter*”, Inversor Alimentado por Fuente de Corriente.
- DVR:** del inglés “*Dynamic Voltage Restorer*”, Restaurador Dinámico de Tensión.
- DSP:** del inglés “*Digital Signal Processor*”, Procesador Digital de Señal.
- DSTATCOM:** del inglés “*Distribution Static Compensator*”, Compensador Estático de Distribución.
- FACTS:** del inglés “*Flexible Alternating Current Transmission Systems*”, Sistemas Flexibles de Transmisión de Corriente Alterna.
- FAP:** *Filtro Activo de Potencia.*
- FAPS:** *Filtro Activo de Potencia Shunt.*
- FAPHS:** *Filtro Activo de Potencia Híbrido Shunt.*
- FAPSH:** *Filtro Activo de Potencia Shunt Híbrido.*
- GTO:** del inglés “*Gate Turn Off Thyristor*”, Tiristor de Apagado de Puerta.
- HVDC:** del inglés “*High Voltage Direct Current*” *electric power transmission*, Sistema de Transmisión de Corriente Continua.
- IGBT:** del inglés “*Insulated Gate Bipolar Transistor*”, Transistor Bipolar de Puerta Aislada.
- IFTCC:** Inversor Fuente de Tensión Trifásico Controlado en Corriente.
- IFT PWM:** Inversor Fuente de Tensión Trifásico Controlado por Modulación de Ancho de Pulso.
- MT:** *Media Tensión.*
- PCC:** del inglés “*Point of Common Coupling*”, Punto de Acoplamiento Común.
- PLL:** del inglés “*Phase Locked Loop*”, Lazo de Enganche de Fase.

- PWM:** del inglés “*Pulse Width Modulation*”, Modulación por Ancho de Pulso.
- SAPF:** del inglés “*Shunt Active Power Filter*”, Filtro Activo de Potencia Shunt.
- SD:** Subestación de Distribución.
- SPWM:** del inglés “*Sinusoidal Pulse Width Modulation*”, Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal.
- STATCOM:** del inglés “*Static Compensator*”, Compensador Estático.
- SVM:** del inglés “*Space Vector Modulation*”, Modulación Vectorial.
- THD:** del inglés “*Total Harmonic Distortion*”, Distorsión Total Armónica.
- TPARI:** Teoría de Potencia Activa y Reactiva Instantánea.
- TR:** Transformador.
- UPFC:** del inglés “*Unified Power Flow Controller*”, Controlador Unificado de Flujo de Potencia.
- UPLC:** del inglés “*Universal Power Line Conditioner*”, Acondicionador Universal de Líneas de Potencia.
- UPQC:** del inglés “*Unified Power Quality Conditioner*”, Acondicionador Unificado de Calidad de Potencia.
- UPS:** del inglés “*Uninterruptible Power Supply*”, Fuente de Energía Ininterrumpible.
- VSC:** del inglés “*Voltage Source Converter*”, Convertidor Alimentado por Fuente de Tensión.
- VSI:** del inglés “*Voltage Source Inverter*”, Inversor Alimentado por Fuente de Tensión.

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Motivación

En la última década se ha visto un marcado incremento de las cargas conectadas a los sistemas de distribución de energía, las cuales producen un deterioro en la calidad de la energía y a su vez, también existe un aumento de cargas que son sensibles al abastecimiento de una pobre calidad de la energía.

Por ende, esto no sólo trae aparejado el mal funcionamiento y la baja eficiencia de la red eléctrica de la empresa distribuidora de energía eléctrica, sino también pérdidas económicas. Existen normativas y reglamentaciones a nivel nacional e internacional, las cuales definen y establecen los límites en diferentes factores de la energía distribuida y abastecida por las empresas distribuidoras. Dichas normativas y reglamentaciones son aplicadas por los diferentes organismos de control y en el caso de no cumplimiento de las mismas, determinan penalizaciones a dichas empresas.

Debido a lo comentado, existe un fuerte interés en mejorar dicha calidad de la energía eléctrica abastecida a los usuarios, con lo cual se establece el estudio, desarrollo y uso de equipamientos más eficientes que los utilizados tradicionalmente, como por ejemplo los filtros pasivos.

Como resultado de toda una gran evolución de la electrónica de potencia actualmente se encuentran aplicaciones industriales y también residenciales, conectadas a las redes de distribución para mejorar la calidad de la energía, conformadas a través de convertidores de potencia que mejoran la prestación, eficiencia y confiabilidad de los distintos sistemas. Para la aplicación de compensación de potencia reactiva, desbalances y armónicas, se los denomina filtros activos.

Las soluciones con filtros activos fueron desarrolladas entre otros propósitos para mitigar los problemas de los filtros pasivos. Consiste en instalar filtros que se adapten a las condiciones variables de la red y la carga, con estructuras adecuadas de convertidores estáticos y algoritmos de control eficaces.

Estas razones motivaron la realización de este trabajo el cual analiza el funcionamiento y desempeño de diferentes topologías de filtros activos implementadas para la compensación de potencia reactiva y armónicas en el nivel de media tensión de sistemas de distribución de energía eléctrica.

1. 2. Antecedentes

Desde el último cuarto del siglo pasado al sistema eléctrico se le han ido conectando cargas que no tienen un comportamiento lineal, cargas activas o pasivas no lineales, constituidas principalmente por convertidores estáticos, que han incrementado extraordinariamente la existencia de corrientes no sinusoidales con alto contenido de armónicos. En la actualidad, es un hecho bien conocido que las redes eléctricas tienen que soportar la presencia de cargas no lineales, con elevado contenido de armónicos, cuya energía de distorsión asociada no se traduce finalmente en trabajo útil, pero si provoca la aparición de problemas en la red y en las cargas conectadas a ella [Duga 76] [Arri 00] [Arri 03].

Ya no es suficiente hablar de energía activa y energía reactiva en el sentido convencional, cuyo significado estaba determinado exclusivamente por el desfase entre las componentes de las tensiones y corrientes de la frecuencia fundamental de la red, y tampoco es apropiado relacionar el factor de potencia con el coseno del ángulo de desfase entre la tensión y la corriente, es decir con el $\cos \varphi$, puesto que esto solamente es válido cuando las formas de onda de las tensiones y corrientes son sinusoidales. Es necesario considerar, además de la energía reactiva en el sentido convencional, la parte de energía que no se traduce en vatios útiles, que no queda incluida en la reactiva convencional y que es debida a la presencia de formas de onda no sinusoidales, es decir a los armónicos de tensión y corriente. Es más adecuado hablar de potencia activa, que por su carácter conservativo su concepto no admite discusiones, ya que es la que se traduce exclusivamente en vatios, y de potencia no activa, que correspondería a todas las demás posibles componentes de potencia, incluyendo la potencia reactiva convencional [Bude 27] [Fryz 31] [Akag 83] [Akag 84] [Eman 90] [Ferr 91] [Will 92] [Wata 93] [Czar 94] [Naba 96] [Akag 99] [Depe 03] [Depe 04] [Czar 04] [Akag 07].

Los armónicos son creados por diversos fenómenos pero, en la actualidad, y debido a la proliferación de los convertidores estáticos conectados directamente a la red eléctrica, son estos los principales generadores de armónicos, fundamentalmente de corriente [Task 96] [Task 01].

Estos armónicos de corriente generan a su vez armónicos de tensión, aunque circulen por impedancias lineales. Así, se ha de convenir en que los armónicos de corriente son “generados” por las cargas conectadas a la red eléctrica y que ellos a su vez ocasionan distorsión en la forma de onda de la tensión.

La presencia de armónicos en las redes eléctricas ocasiona multitud de problemas [Duga 76] [Arri 03], que pueden ser graves cuando su contenido es elevado. Todo ello hace que sea altamente recomendado evitar la inyección de estos armónicos o cancelar la presencia de los mismos.

Como se ha citado anteriormente, las cargas electrónicas, entendidas como tales aquellas que están alimentadas a través de convertidores estáticos, en gran medida, son las causantes del fuerte incremento de armónicos que se aprecia en las redes eléctricas.

La presencia de estas cargas electrónicas se da en todos los niveles de potencia, desde centenas de VA hasta algunos MVA y, aunque el problema se agrava con la magnitud de la potencia instalada, no es por ello despreciable el efecto provocado por la acumulación de muchas cargas de pequeña potencia. El problema originado ha adquirido tal importancia que normas, como la IEC 61000 [IEC 61000/00], IEEE 519 [IEEE 519/92], ENRE 99 [ENRE 99/97], ENRE 184 [ENRE 184/00], etc., establecen recomendaciones y niveles admisibles para limitar el contenido o inyección de armónicos en las redes eléctricas. Para la cuantificación del contenido de armónicos se define tanto para la forma de onda de la tensión como de la corriente, la Distorsión Armónica Total (THD), que expresa el cociente entre la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados del contenido de armónicos presentes respecto al contenido de fundamental. O sea da una idea de cuanto se aparta la forma de onda distorsionada de la sinusoidal pura. Además, las normas también establecen niveles admisibles individuales correspondientes a cada una de las armónicas.

Este tipo de cargas se caracteriza por su variabilidad en el tiempo de forma aleatoria y rápida. Por ejemplo un tipo de carga altamente distorsionante de variación rápida y aleatoria son los hornos de arco eléctrico. Además de introducir armónicos en el sistema también introducen corrientes de frecuencia por debajo de la frecuencia de red denominados subarmónicos y a su vez, también son fuentes de corrientes de frecuencia no múltiplos de la frecuencia de red denominados interarmónicos.

Por ello los métodos convencionales utilizados para hacer compensación de armónicos, que están basados en la utilización de filtros pasivos sintonizados con los armónicos supuestamente presentes, se muestran ineficaces [Gonz 87] [Arri 03] [Das 04].

La teoría convencional sobre las componentes de potencia, que es muy útil mientras el sistema eléctrico no está “contaminado” con componentes no sinusoidales,

resulta claramente insuficiente cuando hay presencia de armónicos. Es por ello por lo que teorías sobre la potencia en los sistemas eléctricos, que se desarrollaron desde principios del siglo pasado, han sido retomadas, reinterpretadas y ampliadas, sobretodo desde los años 80, para poder hacer uso práctico de ellas con objeto de medir, cancelar y evitar los daños que pueden producir los armónicos [Akag 83] [Akag 84] [Wata 93] [Naba 96] [Akag 99] [Akag 07].

Se pueden considerar dos grandes procedimientos de filtrado de armónicos, con compensación o no de la energía reactiva convencional.

- Filtrado pasivo
- Filtrado activo

Basados respectivamente en la utilización exclusivamente de componentes pasivos o bien de componentes activos.

Los filtros pasivos utilizan exclusivamente componentes pasivos para la cancelación de la energía reactiva y los armónicos [Arri 03].

En el caso de compensación de energía reactiva de carácter inductivo, como es sabido, el procedimiento consiste en la puesta en paralelo de bancos de condensadores con la carga, cuya capacidad varía de forma escalonada para adaptarse al consumo variable de energía reactiva.

Este procedimiento ha sido, y es, masivamente utilizado y de probada eficacia pero, debido a la también masiva aparición de armónicos, subarmónicos e interarmónicos en las redes eléctricas, estos sistemas convencionales de compensación han quedado afectados por su presencia.

Justamente los armónicos e interarmónicos por encima de la frecuencia de red, generados y presentes en las redes eléctricas, como son de frecuencia más elevada que la fundamental, tienen tendencia a circular por los bancos de condensadores del sistema de compensación, originando la sobrecarga de los mismos hasta extremos peligrosos que pueden llegar a resultar destructivos.

En una red de frecuencia fundamental 50 Hz, los armónicos serán múltiplos de esa frecuencia, y en la práctica los más importantes generalmente son los impares.

Si lo que se desea es compensar cierta potencia reactiva y eliminar los armónicos creados por una determinada carga no lineal, lo primero que se podría realizar es evitar la generación de dichos armónicos. Por ejemplo, en el caso de un

rectificador de 6 pulsos, sustituirlo por uno de 12 pulsos, evitando así la inyección de ciertos armónicos de magnitud considerable. Otra de las posibles soluciones es facilitar el paso de los mismos a través de caminos de baja impedancia situados en paralelo con la carga.

Para ello se instalan filtros pasivos, formados por conjuntos L-C, cuya frecuencia de resonancia coincida con la de los armónicos supuestamente presentes, y dimensionados de tal modo que sean capaces de absorber los valores de las corrientes correspondientes a cada armónico.

Este sistema se ha venido utilizando con éxito durante años y funciona correctamente mientras la red o la carga permanezcan constantes o sufran pocas alteraciones. Pero cuando hay variaciones en la carga y se incrementan las amplitudes o varían los ordenes de los armónicos debido a la presencia de otras cargas conectadas a ella, o cambia la propia estructura de la red, al cambiar la impedancia del sistema, o bien por alteraciones de los circuitos resonantes, debidas al envejecimiento de los componentes, el sistema, además de resultar ineficaz, corre riesgo de destrucción por sobrecarga o por la aparición de sobretensiones debidas a resonancias imprevistas [Arri 03] [Das 04].

Además, los filtros pasivos resultan en elementos sumideros de las armónicas existentes en otros puntos de la red de distribución distintas a las producidas en el punto de conexión del filtro. O sea resultan de carácter “solidario”. Con ello, no sólo se producen sobrecargas en el filtro sino que afectan a la propia red al cambiar la respuesta en frecuencia y el flujo de armónicas.

Para evitar estos problemas, que son característicos de los filtros pasivos, es necesario utilizar sistemas de compensación, tanto para los armónicos como para la potencia reactiva convencional, que se adapten automáticamente a las variaciones que se produzcan en cuanto a su contenido y valor, y además que resulten de carácter “privado” o sea que compensen las armónicas producidas por las propias cargas conectadas en dicho punto de la red.

A estos sistemas de compensación se les denomina Filtros Activos de Potencia (FAP), y están formados por convertidores estáticos de potencia, conectados en serie o paralelo con la carga contaminante que, mediante la medición de las corrientes reactivas y armónicas generadas por la propia carga y los algoritmos de control apropiados, actúan como fuentes de corriente o de tensión, atenúan o cancelan de forma instantánea las corrientes reactivas y armónicas y se adaptan a la variación de

los mismas [Gyug 76] [Akag 96] [Sing 99] [Acha 02] [Akag 05] [Cora 07a] [Cora 07b] [Cora 08a].

Estos FAP, además de las funciones mencionadas anteriormente, también poseen otras funciones, como son: el equilibrado de corrientes de fases y la cancelación de la corriente de neutro.

Las topologías del circuito de potencia son diversas y están basadas en sistemas activos puros o bien híbridos [Sing 99] [Akag 03]. Los primeros constan exclusivamente de convertidores estáticos, mientras que en los segundos el filtro lo compone una sección pasiva complementada con filtrado activo [Rast 95] [Chen 96] [Bhat 97] [Chen 01] [Detj 01] [Jint 03] [Jint 05] [Cora 07b] [Cora 08b]. La utilización de unos tipos u otros depende de la aplicación, potencia, etc. [Cora 08a].

En todos los casos es necesario tener una medida de las componentes de corriente o tensión que contribuyen a la potencia no activa, obtenidas a partir de las lecturas de las corrientes y tensiones en el punto de conexión de la carga (PCC).

La definición de potencia no activa, cuando las formas de onda de tensión y corriente no son sinusoidales, es un tema polémico que ha sido discutido por algunos autores tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

No obstante, independientemente del acierto de tales teorías, debe tenerse en cuenta que el objetivo final a perseguir es minimizar la corriente que debe circular por el sistema eléctrico para alimentar a las cargas que la demanden.

1. 3. *Objetivo de la Tesis*

El objetivo de esta tesis es la comparación en el funcionamiento y desempeño de las diferentes topologías de filtros activos implementadas, para la compensación de potencia reactiva y armónicas en el nivel de media tensión de un sistema de distribución de energía eléctrica, con el fin de determinar la topología más conveniente desde el punto de vista del desempeño como económico. Se implementaron una topología pura y dos topologías híbridas, que permitan concluir en la topología más conveniente en un compromiso entre ventajas y/o desventajas y los costos de su implementación.

1. 4. *Organización de la Tesis*

La tesis está organizada de la siguiente manera. En el Capítulo 2 se realiza la presentación de la problemática de la calidad de la energía en las redes de distribución de energía eléctrica, principalmente en lo que respecta a la compensación de reactivo y

armónicas; y se presenta la descripción de un problema real en una red de distribución de energía. Se presentan las formas de control de la potencia reactiva y la mitigación de armónicas. Luego, se describe la red eléctrica de distribución de energía eléctrica, se presentan y analizan las mediciones realizadas en diferentes puntos de la red que caracterizan a la misma; y se detallan los estudios realizados sobre la red que establecen el problema y definen los requerimientos de potencia reactiva a compensar. Finalmente se analiza y propone como solución la incorporación de un Filtro Activo de Potencia.

En el Capítulo 3 se presentan y analizan los diferentes tipos o topologías de filtros, pasivos y activos, utilizados para la compensación de potencia reactiva y armónicas en este tipo de redes eléctricas. Además se presentan las técnicas de modulación más utilizadas en los filtros activos. Por último, se determinan tres tipos de topologías de filtros activos a implementarse en este trabajo, las cuales son una topología pura y dos híbridas.

En el Capítulo 4 se describen los métodos de control y el sistema de control implementados para cada una de las tres topologías propuestas en el capítulo anterior.

En el Capítulo 5 se presenta la descripción del modelo de red implementado y los resultados de la compensación de la potencia reactiva y armónicas realizada a través de bancos de capacitores con el propósito de evidenciar la problemática descrita en el Capítulo 2. También se presenta la descripción de la topología de filtro activo pura implementada y los resultados de la compensación de potencia reactiva y armónicas obtenidos con la misma.

En el Capítulo 6 se presentan las descripciones de las topologías de filtros híbridas implementadas en este trabajo y los resultados de la compensación de potencia reactiva y armónicas obtenidos con la misma, en el modelo de red implementado y presentado en el capítulo 5.

Finalmente en el Capítulo 7 se presentan comparaciones en el desempeño y funcionamiento entre las tres topologías implementadas, como así también se realiza una evaluación de complejidad y costos de la implementación de las mismas, para establecer las conclusiones de la Tesis. Por último, se realizan algunas sugerencias para futuros trabajos en el tema.

1. 5. Principales contribuciones de la Tesis

La principal contribución de ésta tesis, es la implementación del modelo digital de cada una de las tres topologías de filtros activos estudiadas, analizadas y

evaluadas a través de simulaciones en un modelo digital de red de distribución de energía eléctrica.

Para la realización de dichas topologías se estudiaron con detalle: a) los problemas asociados a la compensación de potencia reactiva y distorsiones en una red de distribución de energía eléctrica real [Cora 06], b) los distintos métodos o algoritmos de control y los sistemas de control de los filtros activos, c) las distintas topologías existentes y aplicadas en la actualidad.

Con los temas analizados, primeramente se implemento un modelo digital de la red de distribución eléctrica, apto para el análisis y estudio del funcionamiento de las diferentes topologías de filtros activos a implementar. Luego se implemento la topología básica paralelo, denominada topología pura, a través de la cual se implementa una topología híbrida. Estas primeras implementaciones fueron presentadas en un Congreso Internacional, el *ISIE 2007- IEEE International Symposium on Industrial Electronics* [Cora 07a]. A su vez, dicha publicación luego fue seleccionada para ser presentada en una Revista Internacional, *in the IEEE Transaction on Industrial Electronics* [Cora 08b].

Con la experiencia ganada con las primeras topologías analizadas, se decidió implementar otro tipo de topología bastante analizada en la actualidad, dados los beneficios de una estructura de menor complejidad y menor costo. De este modo se implemento el modelo digital de dicha topología híbrida y se lo analizo y estudio conectado al modelo de la red de distribución eléctrica. Esta segunda implementación fue presentada en una Sección Especial de una Revista Internacional, *in the Special Section of the IEEE Transaction on Industrial Electronics* “Active And Hybrid Filters To Enhance Electric Power Quality” [Cora 07b].

Con el fin de comparar el funcionamiento, desempeño, complejidad y costos de las topologías implementadas y determinar la topología más conveniente para la aplicación propuesta en este trabajo, se analizaron y estudiaron las tres topologías en el mismo modelo digital de la red de distribución eléctrica, bajo las mismas condiciones de compensación de potencia reactiva y armónicas. Se obtuvieron resultados muy satisfactorios en las tres topologías. De ello, surgió la presentación en un Congreso Internacional, el *2008 IEEE Power Engineering Society General Meeting, Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century* [Cora 08a].

2. REDES DE DISTRIBUCIÓN

2.1. Introducción

En este capítulo se presenta la temática actual de la calidad de la energía en los sistemas de distribución de energía eléctrica, en lo concerniente a la compensación de reactivo y armónicas. Se describe la problemática del control de reactivo y la compensación de la carga y la mitigación de armónicas.

Se describe un problema real de necesidad de compensación de reactivo en el nivel de media tensión de una red de distribución de energía eléctrica. Se presentan los resultados de una campaña de medición de armónicas y transitorios efectuada en dicha red con el fin de obtener una caracterización de la carga para poder modelar en forma más precisa la misma y determinar las sobretensiones a las que se encontraría expuesto el equipamiento de compensación futura. Se presentan mediciones de tensiones y corrientes en el nivel de media tensión de diferentes subestaciones de distribución.

Se requieren estudios de armónicas y los resultados de los mismos son presentados. En lo que respecta, se realizan estudios de compensación futura de la red, en diferentes condiciones de funcionamiento de la misma. Se muestran los inconvenientes de realizar la compensación a través de bancos de capacitores.

Debido a ello, finalmente se realiza un análisis de compensación futura a través del equipamiento activo, más precisamente *Filtros Activos*. Dadas las características de la red y la carga, es favorable la implementación de un modelo de Filtro Activo en el nivel de media tensión, lo cual es el objeto de este trabajo.

2.2. Redes de distribución y calidad de energía

Los principales elementos de un sistema de energía eléctrico son generadores, transformadores, líneas de transmisión, cargas y equipamiento de protección y control. Estos elementos son interconectados de forma tal de permitir la generación de electricidad en los lugares mas convenientes y en la cantidad suficiente para abastecer la demanda de los clientes, transmitirla a los centros de carga y distribuir buena calidad de energía eléctrica a precios competitivos.

La calidad de energía eléctrica abastecida puede ser medida en términos de:

- Magnitud de tensión constante, por ejemplo sin huecos de tensión
- Frecuencia constante

- Factor de potencia constante
- Fases balanceadas
- Forma de onda sinusoidales, por ejemplo, sin contenido armónico
- Carencia de interrupciones
- Capacidad de soportar fallas y de recuperarse rápidamente

2. 2. 1. Composición general de una red eléctrica

Para la mayoría de los propósitos prácticos, la red de energía eléctrica puede ser dividida en cuatro partes, denominadas generación, transmisión, distribución y utilización o consumo.

La estructura física de la mayoría de los sistemas de energía eléctrica consiste de instalaciones de generación como son los distintos tipos de centrales eléctricas (hidráulicas, térmicas, nucleares, etc.), las cuales inyectan una gran cantidad de energía en una amplia red de transmisión de energía de Alta Tensión (AT). A través de dicha red de transmisión de AT se abastecen las distintas redes de distribución de energía conectadas a la misma, las cuales están conformadas por su propia red de distribución de AT y las subestaciones de distribución de Alta/Media Tensión (AT/MT). Una subestación de distribución típica abastece de uno a varios circuitos alimentadores de MT, como por ejemplo 10. Un circuito alimentador típico puede abastecer diferentes tipos de carga. Un usuario industrial mediano puede tomar el servicio desde el circuito primario del alimentador de distribución, MT, mientras que una carga industrial grande y compleja, puede conectarse al sistema de transmisión o distribución, AT. Todo el resto de los usuarios, incluyendo residenciales y comerciales, son abastecidos típicamente de los secundarios de los transformadores de Media/Baja Tensión (MT/BT), los cuales están conectados al circuito alimentador.

Las redes de distribución pueden ser clasificadas como radiales o malladas. Sin embargo, se acostumbra a operar las redes en forma radial. Se entiende que las redes radiales son menos confiables que las redes interconectadas pero los ingenieros de distribución han preferido ello porque es más simple su operación, requieren sistemas de protección más económicos.

En nuestro país, las redes eléctricas de las empresas de distribución de energía, poseen su punto de conexión o Punto de Acoplamiento Común (PCC) al sistema de transmisión de energía, por ejemplo en el nivel de 132 kV, desarrollando un próximo nivel de abastecimiento en MT, como por ejemplo 33 kV y 13,2 kV y

finalizando en una amplia red en el nivel de distribución en BT, por ejemplo en 380 V y 220 V. Los usuarios conectados a sus redes son del tipo plantas industriales en los niveles de AT y MT y los usuarios residenciales, comerciales, etc., en BT. En la Fig. 2.1 se muestra un diagrama unifilar típico de una red de distribución de energía eléctrica.

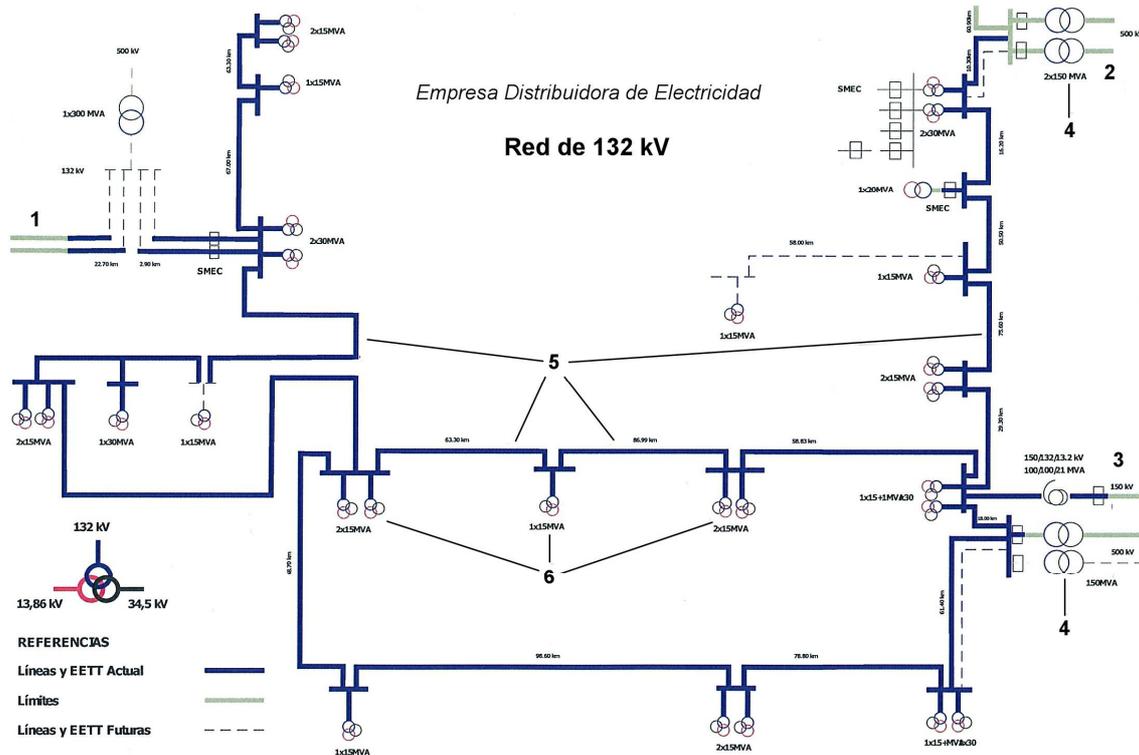


Figura 2.1: Diagrama unifilar típico de una red de distribución de energía

De la Fig. 2.1 se pueden apreciar los puntos de conexión o límites de la red de distribución con el sistema de AT, en este caso son tres y se los identifica con las líneas verdes y con los Nº 1, 2 y 3. En dichos nodos se encuentran los transformadores de 500/132 kV que vinculan al sistema de transmisión de AT con la red de distribución, identificados con los Nº 4 en la misma figura. Con líneas azules y con el Nº 5, se identifican las líneas de 132 kV de la red de distribución, las cuales vinculan los diferentes centros de transformación o subestaciones de distribución las cuales se identifican con el Nº 6. En este caso, las mismas están compuestas por uno o varios transformadores de tres arrollamientos (primario/secundario/terciario), de 132/34,5/13,8 kV, respectivamente.

En la Fig. 2.2 se presenta un diagrama unifilar típico de una subestación de distribución AT/MT.

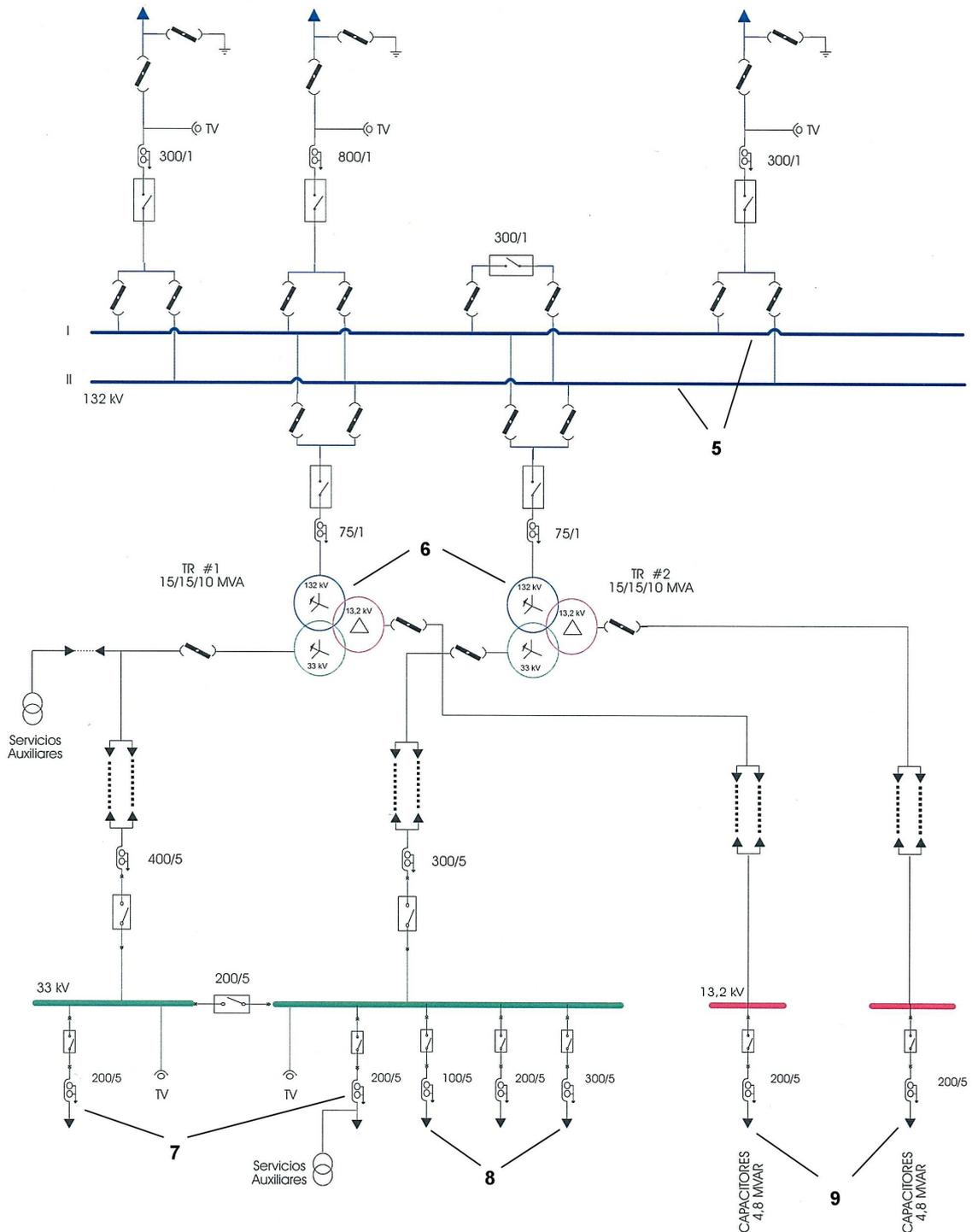


Figura 2.2: Diagrama unifilar típico de una subestación de distribución

Luego a dichos transformadores, se conectan los diferentes alimentadores de salida, como se muestran en la Fig. 2.2 identificados con el N° 7 y a través de los cuales se abastecen en forma radial las distintas cargas. Los alimentadores de salida son líneas aéreas o cables subterráneos que se conectan ya sea al nivel de 33 kV como al nivel de

13,2 kV, dependiendo del caso. También en ambos niveles o en alguno de ellos se conectan los equipos de compensación de reactivo. En este caso, se aprecia de la Fig. 2.2, que se abastecen cargas solamente desde el arrollamiento secundario de 33 kV de ambos transformadores, identificadas con el N° 8 y los bancos de capacitores para la compensación de reactivo son conectados sólo en los arrollamientos terciarios de 13,2 kV, los cuales se identifican con el N° 9.

En general, las cargas encontradas en las plantas industriales, son cargas del tipo trifásicas y de consumos elevados, mientras que las utilizadas por los usuarios residenciales y comerciales, son del tipo monofásicas con características de consumos bajos, aunque existen en gran cantidad y diversidad.

2. 2. 2. Problemática y evolución del equipamiento

En la última década se ha visto un marcado incremento en las cargas cuales son sensibles al abastecimiento de una pobre calidad de la electricidad. Algunos usuarios industriales de envergadura son dependientes críticamente sobre la alimentación ininterrumpida de la electricidad y sufren grandes pérdidas económicas como resultado incluso de lapsos menores de una baja calidad de la energía suministrada [Hing 95].

Estos factores juntos con la desregulación en curso y apertura al acceso de los mercados eléctricos, donde grandes clientes pueden comprar a un precio competitivo alta calidad de la electricidad, han propulsado a la industria de la distribución en cambios sin precedentes.

Tradicionalmente, los reactores de núcleo de hierro han sido conectados al sistema con la finalidad de consumir potencia reactiva y producir la reducción del nivel de tensión en el punto de conexión del reactor. Contrariamente, los bancos de capacitores han sido conectados para generar potencia reactiva y producir el incremento del nivel de tensión en el punto de conexión del capacitor. Cuando fue requerida regulación de tensión continua, fueron utilizadas maquinas sincrónicas las cuales se denominaron compensadores sincrónicos. Ellos generan o absorben potencia reactiva de la red dependiendo de la forma que son operados, modo de operación sobreexcitado o subexcitado, en una forma similar a los generadores sincrónicos, excepto que estos no generan potencia activa. El avance en la electrónica de potencia junto con los sofisticados métodos de control han hecho posible el desarrollo de equipos rápidos SVC

(Static Var Compensator) en los años 70 o los STATCOM (Static Compensator) en los años 90, conduciendo al desplazamiento de los condensadores sincrónicos.

Desde el punto de vista técnico, se ha evidenciado un mayor desarrollo en la incorporación de electrónica de potencia controlada en los sistemas de distribución para abastecer electricidad con alta calidad. La solución sistemática genérica considerada por las empresas distribuidoras para salvar los problemas de interrupciones y la baja calidad de energía en el nivel de un usuario, es conocido como “Custom Power” CP. Esta es la contraparte de baja tensión de lo más conocido como tecnología FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems) en los sistemas de transmisión de energía.

Aunque las iniciativas de FACTS y CP comparten la misma tecnología de base [Hing 93] [Hing 95], ellos tienen diferentes objetivos técnicos y económicos [Hing 00]. Dispositivos FACTS están pensados para niveles de transmisión mientras que dispositivos CP para niveles de distribución, en particular, en el punto de conexión de la empresa distribuidora de energía con clientes con cargas sensibles y generadores independientes. Los dispositivos FACTS se aplican principalmente sobre la confiabilidad y calidad de los flujos de potencia. Sin embargo, a través de esta tecnología, también puede realizarse regulación de tensión, balance de tensión y cancelación de armónicas.

El Filtro Activo de Potencia FAP o APF (del inglés Active Power Filter), el Compensador Estático de Distribución o DSTATCOM (del inglés Distribution Static Compensator) y el Restaurador Dinámico de Tensión o DVR (del inglés Dynamic Voltage Restorer) son los equipamientos más conocidos y utilizados en distribución. Combinan las ventajas de operación de los SVC y los compensadores sincrónicos. Para los propósitos prácticos, con el avance de la tecnología y con la caída de los costos, es esperado reemplazar los SVC por estos tipos de equipamientos mencionados.

En este capítulo se presenta la descripción de la problemática a solucionar y el estudio y análisis de la misma sobre un caso real de una red de distribución de energía eléctrica.

2. 3. Reactivo y armónicas

Algunos de los problemas de mayor interés de las empresas distribuidoras, son el perfil de tensiones en sus diferentes niveles de tensión y la distorsión armónica.

Con respecto al nivel de tensión, existe una banda limite de variación de la amplitud de la tensión de frecuencia fundamental de abastecimiento, valores máximos y

mínimos de acuerdo al nivel de tensión, la cual debe ser cumplida por la empresa distribuidora para cumplir con una dada calidad del producto técnico suministrado y no incurrir en penalizaciones por parte del organismo de control [SE 92] [EN 50160].

Una de las soluciones al control de la amplitud de la tensión de frecuencia fundamental y mejora de los perfiles de tensión en la red, es la compensación de la potencia reactiva. A su vez, al reducir la amplitud de la corriente de frecuencia fundamental circulando por la red, al compensar en parte o en la totalidad la corriente reactiva de la carga, se producen otras mejoras en la red como el aumento de la capacidad de transmisión de potencia de las líneas y transformadores, la disminución de las pérdidas, etc.. También la posibilidad de evitar penalizaciones por parte del organismo de control o sea reducir costos, ya que se le impone un valor mínimo al factor de potencia establecido por la distribuidora de energía en el PCC, el cual es usualmente el punto de intersección de responsabilidad de las empresas distribuidoras y transportistas [Camm 07].

En países industrializados, la demanda de los usuarios industriales puede alcanzar el 25 % del total de la demanda. Tradicionalmente, en términos de consumo y complejidad de operación, las cargas trifásicas correspondientes a los motores de inducción han sido el componente dominante encontrado en este tipo de instalaciones. Sin embargo, en los diferentes procesos de manufacturación actuales, se utilizan controladores asistidos por computadora y equipamiento basado en electrónica de potencia, como por ejemplo los denominados Reguladores de Velocidad Variable o ASD (del inglés Adjustable Speed Drives), con el fin de asegurar una operación libre de problemas.

Como desventaja, este tipo de equipamiento que utiliza electrónica de potencia, presentan características de carga no-lineal, con lo cual producen una corriente de consumo deformada o no-sinusoidal, inyectando corrientes armónicas en la red. Otro tipo de equipamiento utilizado en dichas instalaciones con características similares, son las denominadas Fuentes de Energía Ininterrumpibles o UPS (del inglés Uninterruptible Power Supply), las cuales contribuyen a la inyección de armónicas en la red.

Además los usuarios residenciales, comerciales, etc.; en el nivel de BT, establecen una gran variedad de cargas del tipo monofásicas, que si bien son de baja potencia, existen en gran cantidad y por ende son capaces de inyectar corrientes armónicas significantes dentro de la red de distribución. Dichas cargas están determinadas básicamente por el uso de la electrónica en los diferentes artefactos como

por ejemplo televisores, hornos microondas, lámparas de bajo consumo, computadoras, UPS, etc.

Estas cargas no-lineales mencionadas y conjuntamente con otras fuentes de armónicas, establecen el otro de los problemas de mayor interés de las empresas distribuidoras, la distorsión armónica. Produce el deterioro de la calidad de la energía, como así también establecen diferentes inconvenientes en la propia red de la distribuidora, como fallas, mal funcionamiento y aumento de pérdidas [Arri 03].

Para la empresa distribuidora de energía, uno de los factores que establecen la desmejora de la calidad de la energía, es la forma de onda de la tensión de abastecimiento, la cual se establece por el contenido armónico de la misma. Existen normativas y/o reglamentaciones, aplicadas por los organismos de control, nacionales e internacionales, las cuales definen los límites máximos de distorsión de tensión, a cumplir por la empresa distribuidora en los diferentes niveles de tensión [ENRE 184/00] [IEC 61000/00] [IEEE 519/92].

Las armónicas son generalmente eliminadas por filtros. Sin embargo, los problemas de armónicas se presentan frecuentemente conjuntamente con los problemas de la compensación de potencia reactiva, debido a las resonancias.

Por lo tanto, la compensación de la potencia reactiva y la mitigación de armónicas son dos fundamentales temas de interés, para las empresas distribuidoras de energía.

2. 3. 1. Control de Potencia Reactiva

En sistemas eléctricos de potencia, las tensiones nodales son afectadas significativamente por las variaciones de las cargas y por los cambios de topologías en las redes de transmisión. Cuando la red está operando en condiciones de alta carga el nivel de la tensión cae considerablemente y a veces el sistema colapsa. Esto causaría la operación de los reles de baja tensión y otros controles sensibles a la tensión, conduciendo a una extensa desconexión de cargas, afectando adversamente a los clientes. Por otro lado, cuando en el sistema el nivel de carga es bajo, pueden presentarse sobretensiones debido al efecto Ferranti en líneas descargadas, conduciendo a sobre-compensación capacitiva y sobre-excitación de máquinas sincrónicas. Las sobretensiones causan fallas en los equipamientos debido a la ruptura de la aislación y produce saturación magnética en transformadores, resultando en generación de armónicas no deseadas. Por consiguiente, las magnitudes de las tensiones a través de la

red no se pueden desviar significativamente de sus valores nominales si se desea alcanzar una operación eficiente y confiable del sistema.

2.3.1.1 Compensación de la carga

La compensación de la carga es el manejo de la potencia reactiva para mejorar la calidad del suministro a una carga en particular o a un grupo de cargas. Los equipamientos de compensación, tales como equipos para la corrección del factor de potencia, son usualmente instalados en los consumidores o en puntos cercanos. En compensación de la carga hay tres principales objetivos:

1. corrección del factor de potencia
2. mejora de la regulación de la tensión
3. balance de carga

La corrección del factor de potencia y el balance de carga son deseables aún cuando la tensión de alimentación es constante: esto es, aunque no haya requerimientos para mejorar la regulación de tensión. Idealmente la potencia reactiva requerida por una carga, ya sea de carácter inductivo como capacitivo, debe ser provista localmente, y no que la componente de corriente reactiva sea abastecida desde un punto de generación alejado. La mayoría de las cargas industriales tienen un factor de potencia en atraso o inductivo; o sea; absorben potencia reactiva. Por lo tanto, la corriente de carga tiende a ser más grande que aquella para abastecer sólo la potencia activa. Sólo la potencia activa es, en última instancia, útil en la conversión de energía y el exceso en la corriente de carga representa una pérdida para el consumidor, quién no sólo debe pagar por el aumento de la capacidad del cable para transportar la misma, sino también por el aumento de las pérdidas Joule en los cables de abastecimiento. Cuando los factores de potencia de las cargas son bajos, los generadores o las redes de distribución no pueden ser usadas a la capacidad o eficiencia total, y el control de la tensión a través de la red puede ser más dificultoso. Los usuarios industriales usualmente son penalizados en sus tarifas por bajo factor de potencia, incentivando a la instalación de equipos de corrección de factor de potencia.

En *regulación de tensión* las empresas de distribución de energía son generalmente limitadas por las reglamentaciones a mantener la tensión dentro de límites definidos, típicamente del orden de +/- 5% en AT, y de +/- 8% en MT y BT, promedio sobre un periodo de pocos minutos o horas [SE 92]. Más rigurosas limitaciones son

impuestas donde cargas grandes, de variación rápida, pueden causar flicker y/o caídas peligrosas de tensión y la operación de equipamiento de protección. La forma más obvia de mejorar la regulación de tensión sería reforzar el sistema aumentando el número y tamaño de las unidades generadoras y haciendo la red más interconectada. Esta solución es costosa y cuestionada severamente por factores de planeamiento medioambientales. También aumenta los niveles de cortocircuitos de la red y las capacidades requeridas por los interruptores. Es mejor aumentar el tamaño de los sistemas de transmisión y distribución de acuerdo a la demanda máxima de potencia activa y seguridad básica del abastecimiento, y controlar la potencia reactiva a través de compensadores y otros equipos los cuales pueden ser instalados más flexiblemente que las unidades generadoras, sin incrementar los niveles de cortocircuitos.

Consideraciones similares son aplicadas al *balance de cargas*. La mayoría de los sistemas de CA son trifásicos y son diseñados de forma tal que la red resulte balanceada o también llamada simétrica. Cuando dicha red de conexión o su carga no es balanceada, aún ante la presencia de cargas lineales y fuentes de tensiones balanceadas y simétricas, aparecerán componentes de corrientes de secuencias no deseadas (p.ej. componentes de secuencia negativa y cero de la frecuencia fundamental de la red). Dichas componentes pueden tener efectos indeseables, incluyendo pérdidas adicionales en motores y unidades generadoras, oscilaciones en el torque de maquinas de CA, incremento del ripple en rectificadores, mala operación de varios tipos de equipamiento, saturación de transformadores y corrientes de neutro.

El compensador ideal sería el que cumpla con:

- a. abastecer la potencia reactiva exacta requerida por la carga
- b. presentar una característica de tensión constante en sus terminales; y
- c. sea capaz de operar independiente en las tres fases.

En la práctica, uno de los factores más importantes en la elección del equipamiento de compensación es el índice de cambio de la corriente de carga, el factor de potencia, o la impedancia. Por ejemplo, un motor de inducción funcionando las 24hs. al día alimentando una carga mecánica constante (bomba), en este caso, es suficiente instalar un capacitor fijo para la corrección del factor de potencia. Por otro lado, un motor tal como los usados en los elevadores de las minas posee una carga intermitente, la cual varía de acuerdo a la carga y dirección del carro, aunque permanecerá constante por periodos de uno o dos minutos durante el trayecto. En tal caso, los capacitores de

corrección de factor de potencia deberían ser conectados y desconectados según se requiera. Un ejemplo de una carga con variación extremadamente rápido es un horno de arco eléctrico, donde el requerimiento de potencia reactiva varía incluso dentro de un ciclo, y por un corto tiempo al comienzo de la fundición, es errático y desbalanceado.

El grado de variación de la demanda de aquellas cargas o grupo de cargas, que causan fluctuaciones en la tensión de suministro, es determinado en el PCC, el cual es usualmente el punto de la red donde las áreas responsabilidad de las empresas distribuidoras y los clientes se dividen. Este punto puede ser, por ejemplo, el lado de AT de un transformador de distribución que abastece una industria.

Las cargas que requieren compensación incluyen hornos de arco, hornos de inducción, soldadoras de arco, laminadoras, excavadoras en minas, grandes motores (particularmente aquellos que arrancan y paran frecuentemente) y otras severas.

2. 3. 2. Mitigación de Armónicas

Dada una carga o conjuntos de cargas abastecidas desde un nodo de la red eléctrica, las cuales poseen características de consumo no-lineal, las mismas establecen un flujo de corrientes armónicas hacia la red de suministro eléctrico. La circulación de dichas corrientes armónicas por las diferentes impedancias de red, producen una dada distorsión de la forma de onda de la tensión de suministro, afectando la calidad de abastecimiento no sólo al resto de los usuarios conectados en dicho nodo sino a usuarios conectados en otros puntos de la red.

Además dichas corrientes armónicas pueden producir los siguientes inconvenientes:

- Amplificación de los niveles de armónicos como resultado de resonancias serie y paralelo.
- Reducción de la eficiencia en la generación de potencia, transmisión y utilización, debido al aumento de pérdidas.
- Fallas en el dieléctrico de los bancos de capacitores por perforación o sobrecarga de potencia reactiva.
- Sobrecalentamiento y fallas en los conductores neutros.
- Exceso de pérdidas y calentamiento en máquinas sincrónicas y de inducción.
- Inestabilidad dieléctrica de la aislación de los cables como resultado de sobretensiones.

- Interferencia con sistemas de telecomunicaciones.
- Errores en los medidores de energía.
- Etc.

Dependiendo de la magnitud de dichas corrientes y de las características de la red, será el nivel de distorsión de tensión alcanzado en los nodos de la red. Si dicho nivel de distorsión supera a los límites impuestos por las reglamentaciones establecidas por el organismo de control [ENRE 184/00] [ENRE 99/97] [IEC 61000/00] [IEEE 519/92], será otro de los factores que impulse a la empresa distribuidora a la solución de eliminación o atenuación de las corrientes armónicas.

Para la mitigación o atenuación de las armónicas en las redes se han utilizado tradicionalmente los filtros pasivos. Existen varias topologías, dependiendo del problema en cuestión, aunque los más utilizados son los filtros sintonizados y los filtros pasa altos. Los mismos son instalados localmente en el punto de conexión de la carga o conjuntos de carga y conectados en paralelo con la carga. Dependiendo del problema, también se pueden diseñar con el objetivo de la compensación de potencia reactiva a frecuencia industrial, transformado el banco de capacitores en un filtro.

Están compuestos por elementos pasivos, capacitores e inductores, conectados en serie en el caso de los sintonizados, de forma tal de proveer una trayectoria de baja impedancia a las corrientes armónicas de frecuencia coincidente con la frecuencia de sintonía del filtro y evitar la circulación de dichas corrientes por la red.

Algunas de las ventajas que poseen son la simplicidad, confiabilidad, eficiencia y costo. Las principales y severas desventajas son:

- compensación fija sin poder contemplar la dinámica de cambios de la carga.
- sólo filtran los valores de frecuencia de sintonía de diseño.
- variación de su sintonía de diseño con la impedancia de red, lo cual a su vez es función de la configuración del sistema.
- introduce resonancias no deseadas en el sistema.
- las posibles desviaciones de la frecuencia de sintonía por las propias variaciones de los parámetros de los componentes ante el envejecimiento.

- actúa como sumideros de corrientes armónicas existentes en otros puntos de la red, funcionando en carácter de “sumidero” de armónicas y sobrecargando al propio filtro.
- amplio tamaño de las instalaciones.

2. 4. Descripción de un problema real

2. 4. 1. Introducción

Dada la necesidad de compensación de reactivo en una red de una distribuidora de energía eléctrica y con el fin de realizar estudios de armónicas, se realizaron mediciones en distintos puntos de interés de la red. Fueron realizadas mediciones de armónicas y transitorios en tres diferentes estaciones transformadoras donde se requiere compensación de reactivo [Cora 06]. Las mediciones fueron hechas en los niveles de MT donde actualmente existe compensación de potencia reactiva tradicional en derivación a través de bancos de capacitores. A través de las variables medidas, tensiones y corrientes, se desea obtener una caracterización de la carga para la realización de los estudios de armónicas.

Los estudios de armónicas son realizados para la configuración y condición de compensación futura de la red [Cora 06]. Primeramente se analiza la compensación futura a través de compensación tradicional con banco de capacitores [Acha 02]. A través de flujos de armónicas se verifican distorsiones de tensión en diferentes puntos de la red [ENRE 184/00] y las condiciones de funcionamiento de los bancos de capacitores [IEC 60871/97].

De los resultados obtenidos con la compensación tradicional, se analizan las ventajas de la realización de la compensación con equipamiento del tipo filtros activos puros o la combinación de ellos con la compensación tradicional, filtros híbridos [Cora 06] [Bhat 98] [Sing 99] [Acha 02] [Akag 05]. Se mencionan las consideraciones a tener en cuenta en el diseño y la instalación del filtro en lo que respecta a las solicitaciones transitorias impuestas al mismo [McGr].

2. 4. 2. Detalle de la red

En la Fig. 2.3 se presenta el diagrama unifilar de la red completa de la empresa distribuidora de energía, donde se destacan con los nombres SD 1, SD 2 y SD3, las Subestaciones de Distribución (SD) de AT/MT donde se incorporará la

compensación adicional. Además se destacan con los N° 1, N° 2 y N° 3, los puntos de conexión de la red al sistema de AT a través de las estaciones de AT/MT (500/132 kV).

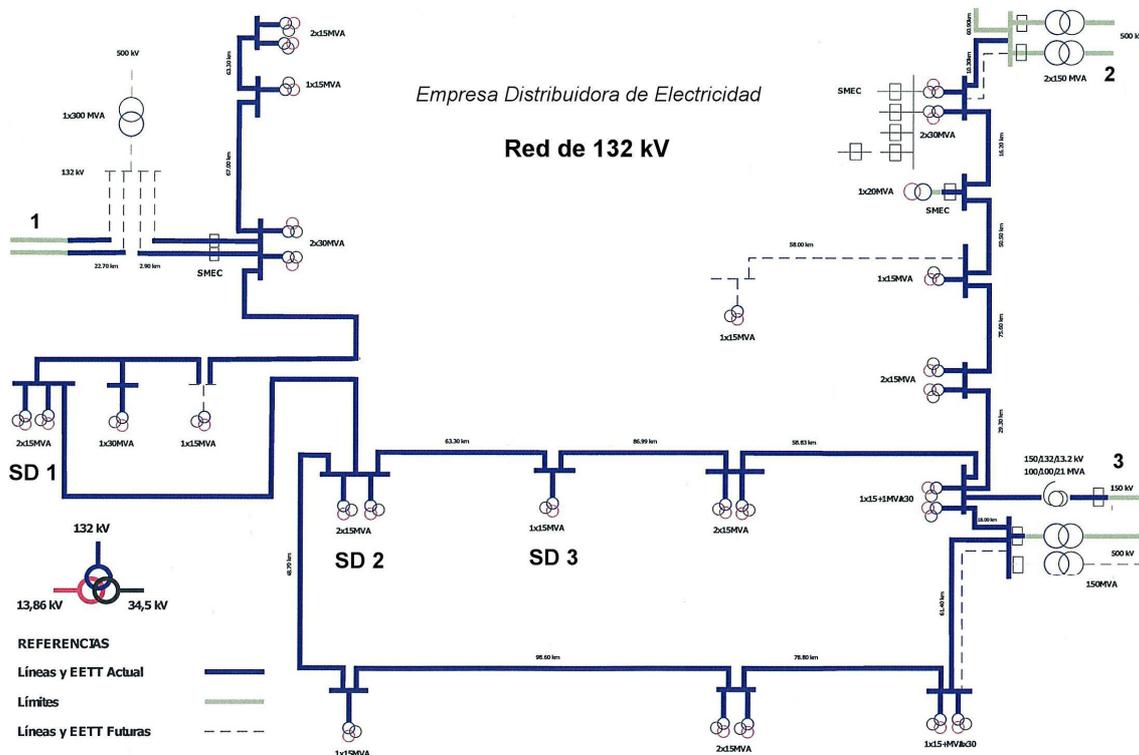


Figura 2.3: Diagrama unifilar de la red de la distribuidora

2. 4. 3. Presentación de Mediciones

Las mediciones de armónicas tuvieron por objeto verificar el grado de contaminación armónica existente en estas subestaciones, y de disponer de información de campo necesaria para los estudios.

La campaña de medición se realizó durante una semana, en las tres SD donde se incorporará la compensación adicional, indicando los niveles de armónicas de tensión y corrientes y su comportamiento a lo largo del día y la semana.

Además también fueron realizadas mediciones de conexión y desconexión de los bancos de capacitores actuales, para observar los transitorios producidos por dichas maniobras y como dichos transitorios pueden afectar al equipamiento futuro de compensación instalado en dicho punto. Se midieron tensiones y corrientes.

2.4.3.1 Armónicas en la Tensión

La información que se presenta es la siguiente:

- Perfil del THD_V (Total Harmonic Distortion) en las tensiones medidas.

- Tablas con las armónicas individuales hasta la 20^{va}. Cada armónica es ponderada por medio de los parámetros estadísticos normalmente empleados, que son el valor medio, el P₉₅ (*) y el valor máximo.

(*) *Percentil 95*, valor superado por sólo el 5 % de los registros de 10' que componen la medición; este parámetro es de suma importancia a nivel reglamentario).

En todas las Figuras y las Tablas, las armónicas son presentadas en [%] de su valor fundamental, tal como lo requiere la normativa existente [ENRE 184/00] [IEEE 519/92].

Los equipos de registro realizan las mediciones de los valores fundamentales y de armónicas ciclo a ciclo. Al cabo de 10' se obtienen los valores estadísticos de dichos registros (valor mínimo, medio y máximo). El P₉₅ se obtiene de los valores medios de 10'. Los equipos de registro realizan las mediciones de acuerdo a la norma [IEC 61000-4-7]

2.4.3.2 Armónicas en la Corriente

La información que se presenta es la siguiente:

- Perfil del THD₁ (Total Harmonic Distortion) de las corrientes medidas.
- Diagrama de barras con las armónicas individuales, representadas por medio de su P₉₅, hasta la 20^{va}.
- Tablas con las armónicas individuales hasta la 20^{va}. Cada armónica es ponderada por medio del valor medio, el P₉₅ y el valor máximo.

En todas las Figuras y las Tablas, las armónicas son presentadas en [A] eficaces, tal como lo requieren los estándares Internacionales.

2.4.3.3 Transitorios

La información que se presenta es la siguiente:

- Energización del banco: medición de las tensiones fase-tierra en la barra. En algunos casos se registraron reencendidos y sobretensiones.

Se presentan las maniobras de inserción, para observar las sobretensiones a las cuales estaría sometido el equipamiento de compensación futura.

2.4.4. SD 1

2.4.4.1 Características y mediciones

En la Fig. 2.4 se presenta el diagrama unifilar de la SD 1.

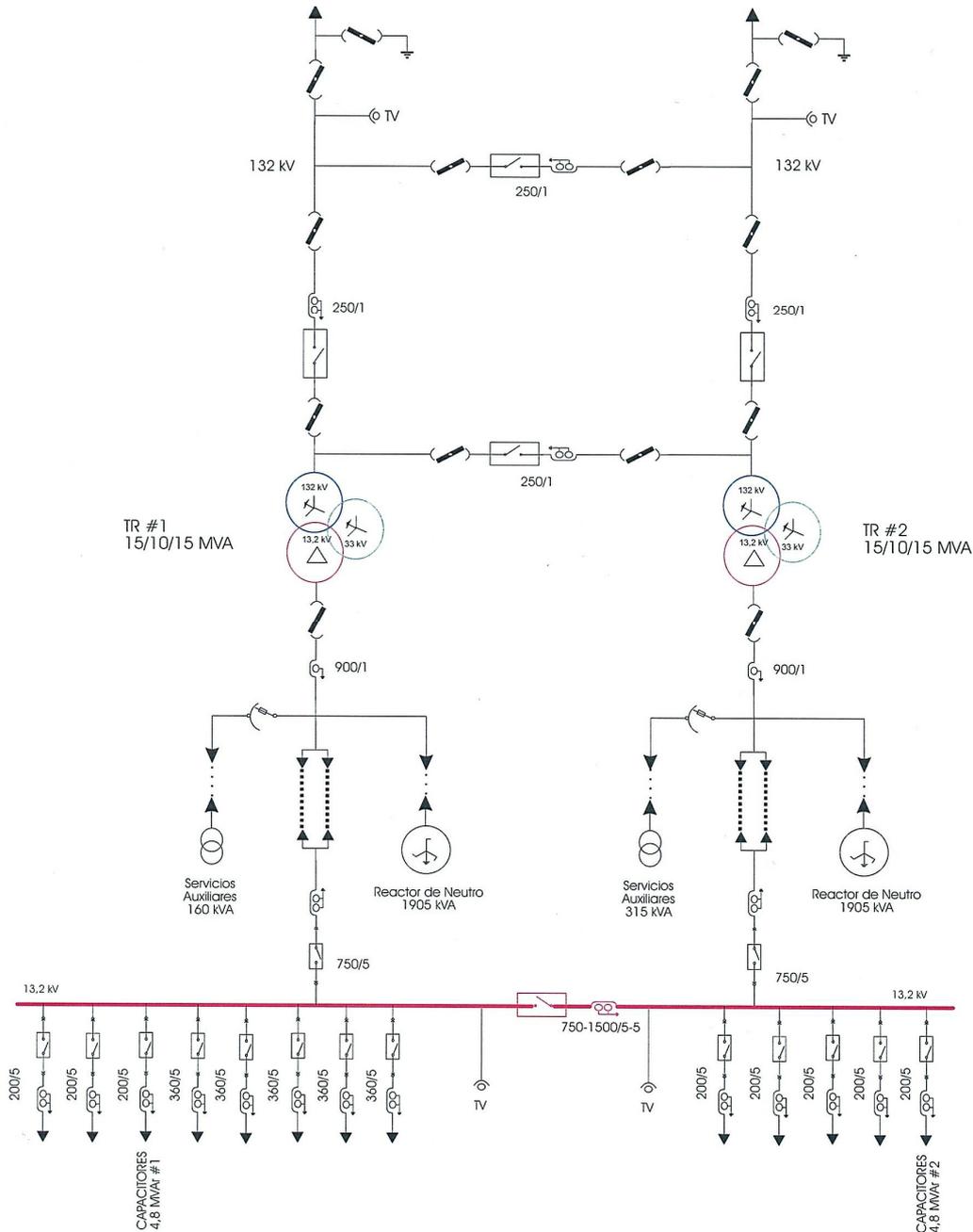


Figura 2.4: Diagrama unifilar de la SD 1

Los transformadores son de similares características, 132/34,5/13,8 kV y 15/10/15 MVA, y con conexión Yn/Yn/D. Como es de observarse, se encuentran conectados en paralelo en 13,2 kV alimentando las cargas a través de 11 alimentadores

de salida, líneas y cables de distribución. Además posee dos bancos de capacitores de 4,8 MVAR cada uno ($U_{\text{nominal}} = 13,8 \text{ kV}$), instalados directamente en ambas barras de 13,2 kV.

En la Fig. 2.5 se muestra un diagrama unifilar simplificado con las magnitudes registradas.

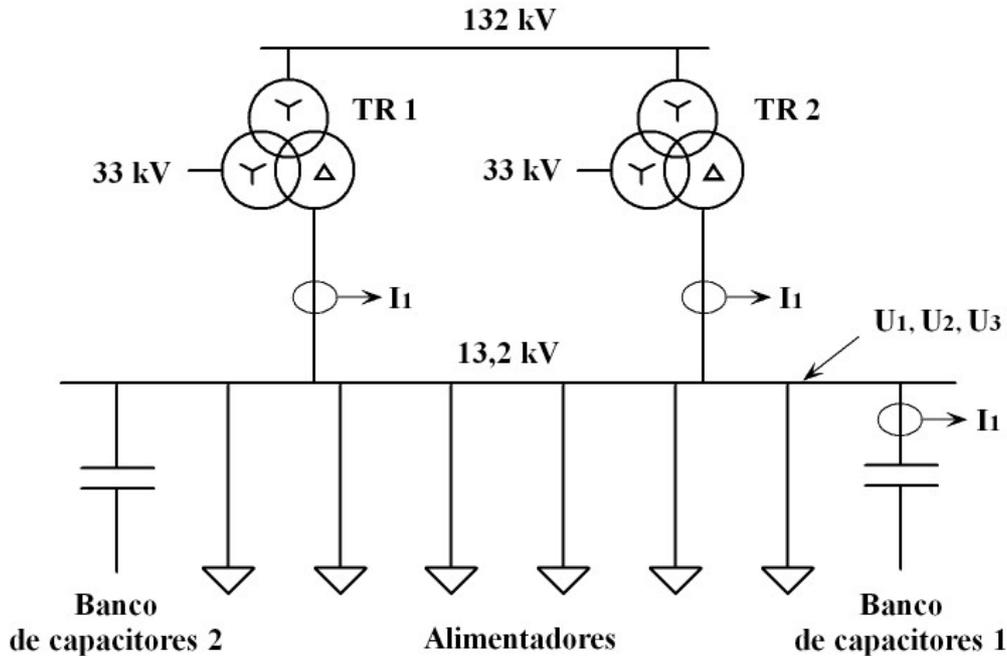


Figura 2.5: Magnitudes registradas en la SD 1

El equipo de registro de armónicas se instaló tal como se indica en la Fig. 2.5. Esto es, se midieron las tres fases de la tensión en 13,2 kV, U_1 ó U_R , U_2 ó U_S , U_3 ó U_T y una fase de la corriente, I_1 ó I_S en el transformador 1 (TR1), su análoga del transformador 2 (TR2) y la misma fase 1 ó R, de la corriente tomada por el banco de capacitores 2.

Se registraron armónicas en la tensión y la corriente por el período de 8 días. Durante la medición ambas barras de 13,2 kV se encontraban acopladas. Esta es la configuración normal de operación.

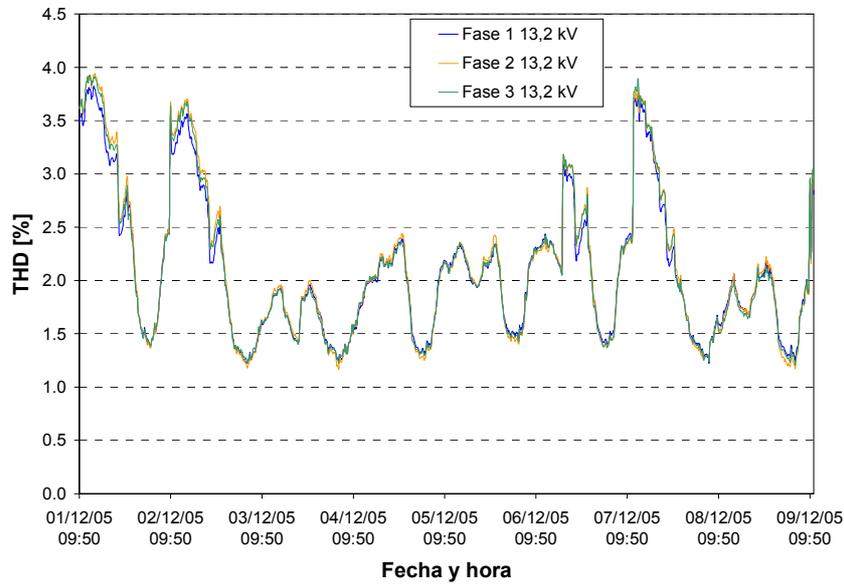
Se destaca que durante el período de medición el banco de capacitores 1 estuvo siempre fuera de servicio y el banco de capacitores 2 se encontró en servicio durante ciertos pasajes. Los momentos en que el banco 2 estuvo en servicio pueden inferirse de la medición de la distorsión de la corriente en este.

Con respecto a los transitorios se registraron las tensiones y corrientes de dos maniobras de energización y dos maniobras de desconexión en el banco de capacitores 2.

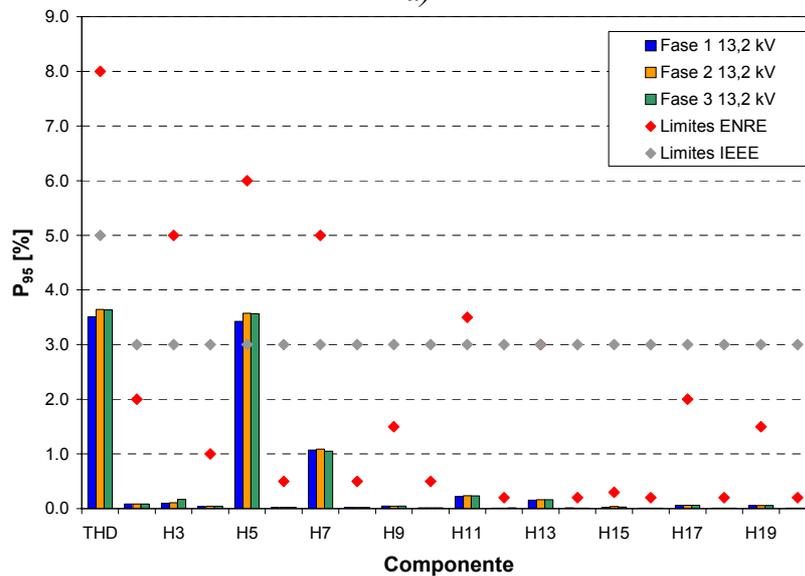
2.4.4.2 Resultados de las mediciones

I) Armónicas en la tensión

En la Fig. 2.6 se presentan los resultados de la tensión en 13,2 kV.



a)



b)

Figura 2.6: Tensión en 13,2 kV

a) Perfil de THD_V. b) P₉₅ de THD_V y Armónicas individuales

En la Fig. 2.6 (a) se muestra el perfil de THD_V en [%] del valor de frecuencia fundamental. En la Fig. 2.6 (b), el valor P₉₅ del THD_V y de las armónicas individuales, en [%] del valor de frecuencia fundamental; conjuntamente con los límites de la normativa Nacional [ENRE 184/00] e Internacional [IEEE 519/92].

En la Tabla 2.1 se muestra el resumen de la distorsión armónica de la tensión de 13,2 kV, sus valores medios, P_{95} y valores máximos; en [%] del valor de frecuencia fundamental. También se presentan los valores límites impuestos por [ENRE 184/00] y por [IEEE 519/92].

Tabla 2.1: Resumen de Distorsión Armónica de la tensión en barras de 13,2 kV

Fase 1	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	2.09	0.07	0.07	0.03	1.89	0.02	0.81	0.01	0.03	0.01	0.12	0.01	0.09	0.01	0.02	0.01	0.04	0.01	0.03	0.01
P95	3.51	0.08	0.10	0.04	3.42	0.02	1.07	0.02	0.05	0.01	0.22	0.01	0.15	0.01	0.02	0.01	0.06	0.01	0.05	0.01
Máximo	3.82	0.11	0.18	0.19	3.75	0.29	1.29	0.09	0.07	0.03	0.26	0.02	0.18	0.01	0.03	0.01	0.07	0.01	0.06	0.01

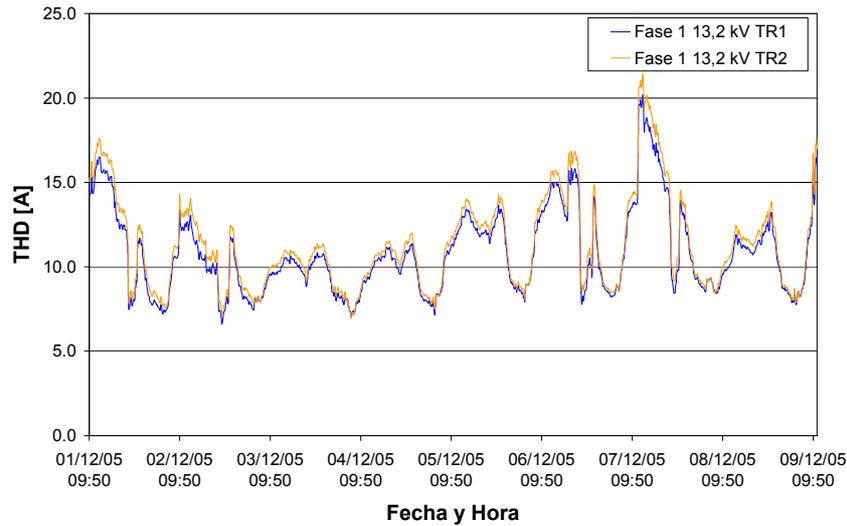
Fase 2	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	2.12	0.06	0.08	0.04	1.92	0.02	0.80	0.01	0.03	0.01	0.12	0.01	0.10	0.01	0.03	0.01	0.04	0.01	0.03	0.01
P95	3.64	0.08	0.11	0.04	3.57	0.02	1.09	0.02	0.04	0.01	0.24	0.01	0.16	0.01	0.04	0.01	0.06	0.01	0.05	0.01
Máximo	3.94	0.12	0.19	0.25	3.87	0.39	1.26	0.09	0.06	0.05	0.28	0.04	0.18	0.01	0.05	0.02	0.07	0.01	0.07	0.01

Fase 3	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	2.11	0.06	0.13	0.04	1.91	0.02	0.78	0.01	0.03	0.01	0.12	0.01	0.10	0.01	0.02	0.01	0.04	0.01	0.04	0.01
P95	3.63	0.08	0.17	0.04	3.56	0.02	1.05	0.02	0.04	0.01	0.23	0.01	0.16	0.01	0.03	0.01	0.06	0.01	0.06	0.01
Máximo	3.92	0.15	0.28	0.33	3.86	0.14	1.28	0.08	0.06	0.05	0.28	0.04	0.19	0.02	0.03	0.01	0.07	0.01	0.08	0.01

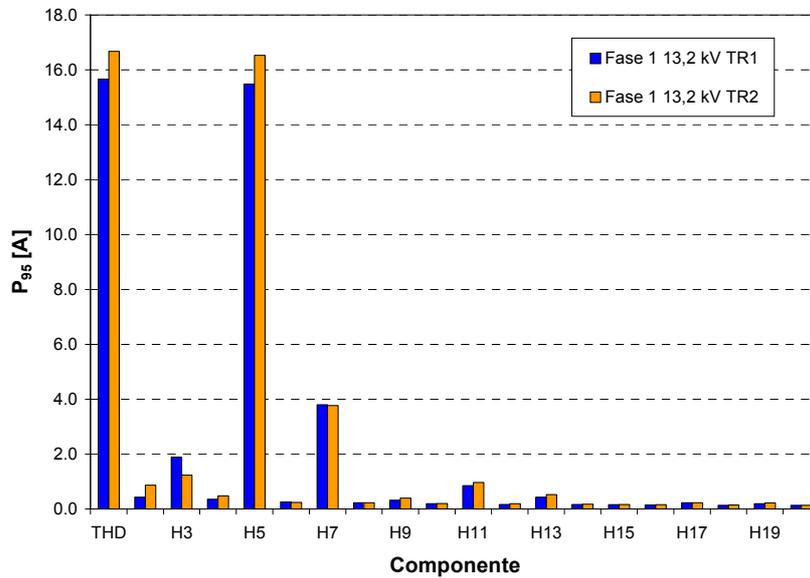
II) Armónicas en la corriente

En la Fig. 2.7 se presentan los resultados en una fase de la corriente de salida de 13,2 kV de ambos transformadores. En la Fig. 2.7 (a) se muestra el perfil de THD_I en [A] eficaces y en la Fig. 2.7 (b), el valor P_{95} del THD_I y de las armónicas individuales, también en [A] eficaces.

En la Tabla 2.2 se muestra el resumen de la distorsión armónica de la corriente de salida de 13.2 kV, sus valores medios, P_{95} y máximos; en [A] eficaces.



a)



b)

Figura 2.7: Corriente en 13,2 kV

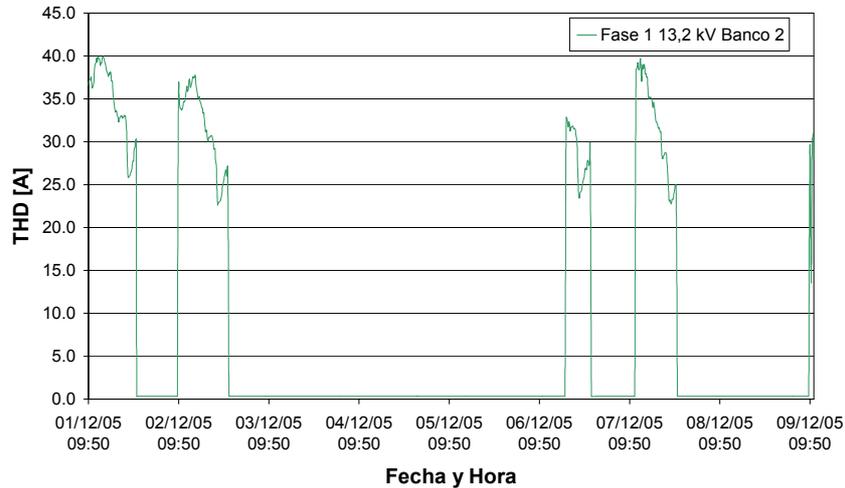
a) Perfil de THD_I, de salida del TR1 y el TR2. b) P₉₅ de THD_I y Armónicas individuales

Tabla 2.2: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV del TR1 y TR2

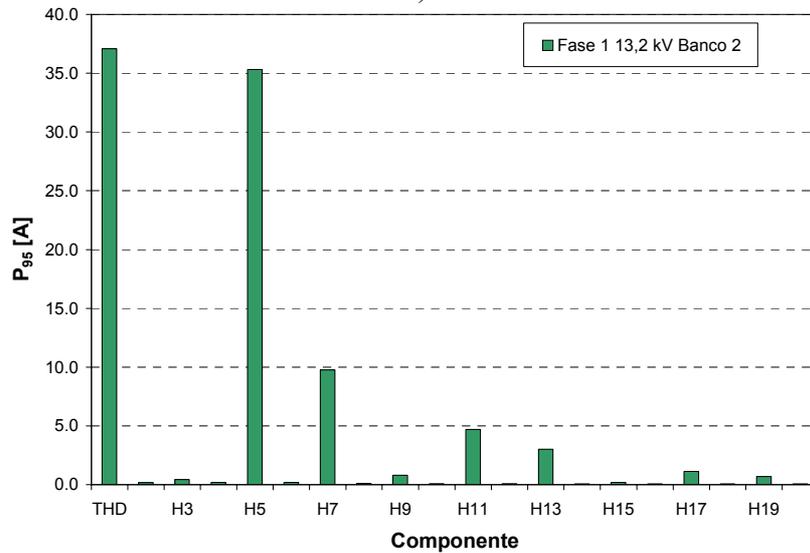
TR1	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	10.83	0.26	1.40	0.22	10.34	0.18	2.32	0.16	0.20	0.15	0.63	0.14	0.28	0.14	0.13	0.13	0.17	0.13	0.15	0.13
P95	15.66	0.43	1.89	0.36	15.48	0.26	3.80	0.23	0.32	0.20	0.85	0.17	0.44	0.16	0.15	0.15	0.23	0.14	0.20	0.14
Máximo	20.17	1.18	2.28	0.91	20.02	1.43	4.47	0.62	0.39	0.24	1.07	0.22	0.54	0.19	0.18	0.17	0.28	0.16	0.23	0.15

TR2	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	11.34	0.71	0.81	0.34	10.92	0.18	2.21	0.15	0.24	0.15	0.71	0.14	0.29	0.14	0.14	0.14	0.17	0.13	0.17	0.13
P95	16.68	0.86	1.24	0.48	16.54	0.24	3.77	0.23	0.40	0.21	0.97	0.19	0.52	0.17	0.17	0.16	0.23	0.15	0.22	0.14
Máximo	21.37	1.37	1.59	1.20	21.26	1.48	4.65	0.64	0.48	0.27	1.21	0.25	0.65	0.21	0.20	0.18	0.28	0.16	0.27	0.15

En la Fig. 2.8, se presentan los resultados en una fase de la corriente del banco de capacitores 2. En la Fig. 2.8 (a) se muestra el perfil de THD_I en [A] eficaces y en la Fig. 2.8 (b), el valor P_{95} del THD_I y de las armónicas individuales, también en [A] eficaces.



a)



b)

Figura 2.8: Corriente en el banco 2

a) Perfil de THD_I . 2b) P_{95} de THD_I y Armónicas individuales

En la Tabla 2.3 se muestra el resumen de la distorsión armónica de la corriente de 13.2 kV, sus valores medios, P_{95} y máximos; en [A] eficaces.

Tabla 2.3: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en el banco 2

TR1	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	7.76	0.08	0.12	0.08	7.13	0.07	2.21	0.06	0.19	0.06	1.00	0.05	0.64	0.05	0.08	0.05	0.25	0.05	0.17	0.05
P95	37.08	0.18	0.43	0.19	35.30	0.19	9.77	0.11	0.80	0.09	4.70	0.08	3.02	0.07	0.20	0.06	1.13	0.06	0.69	0.06
Máximo	39.96	0.24	0.71	0.36	38.37	0.56	11.24	0.21	1.03	0.18	5.65	0.12	3.88	0.08	0.32	0.08	1.92	0.07	0.91	0.06

De la Tabla 2.3, se observa el bajo valor medio del THD_I [A] dado que el banco se encontró fuera de servicio durante gran parte de la semana de medición.

III) Transitorios

En la Fig. 2.9 se presenta el transitorio de energización del banco de capacitores 2.

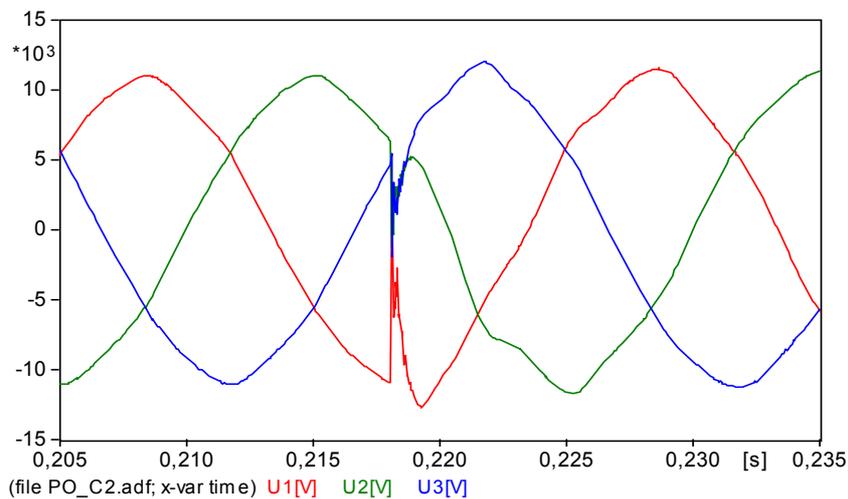


Figura 2.9: Transitorio de Energización del banco 2. Tensiones fase-tierra.

2.4.5. SD 2

2.4.5.1 Características y mediciones

En la Fig.2.10 se presenta el diagrama unifilar de la SD 2.

Ambos transformadores son de 132/34,5/13,8 kV, con conexión Yn/Yn/D y de diferentes potencias, el transformador 1 (TR1) de 15/15/10 MVA y el transformador 2 (TR2) de 30/30/30 MVA. Como es de observarse, se encuentran conectados en paralelo en 33 kV, alimentando las cargas a través de 5 alimentadores de salida, líneas y cables de distribución. En los arrollamientos de 13,2 kV no existen cargas, sólo un banco de capacitores de 4,8 MVar ($U_{nominal} = 13,8$ kV) en cada uno.

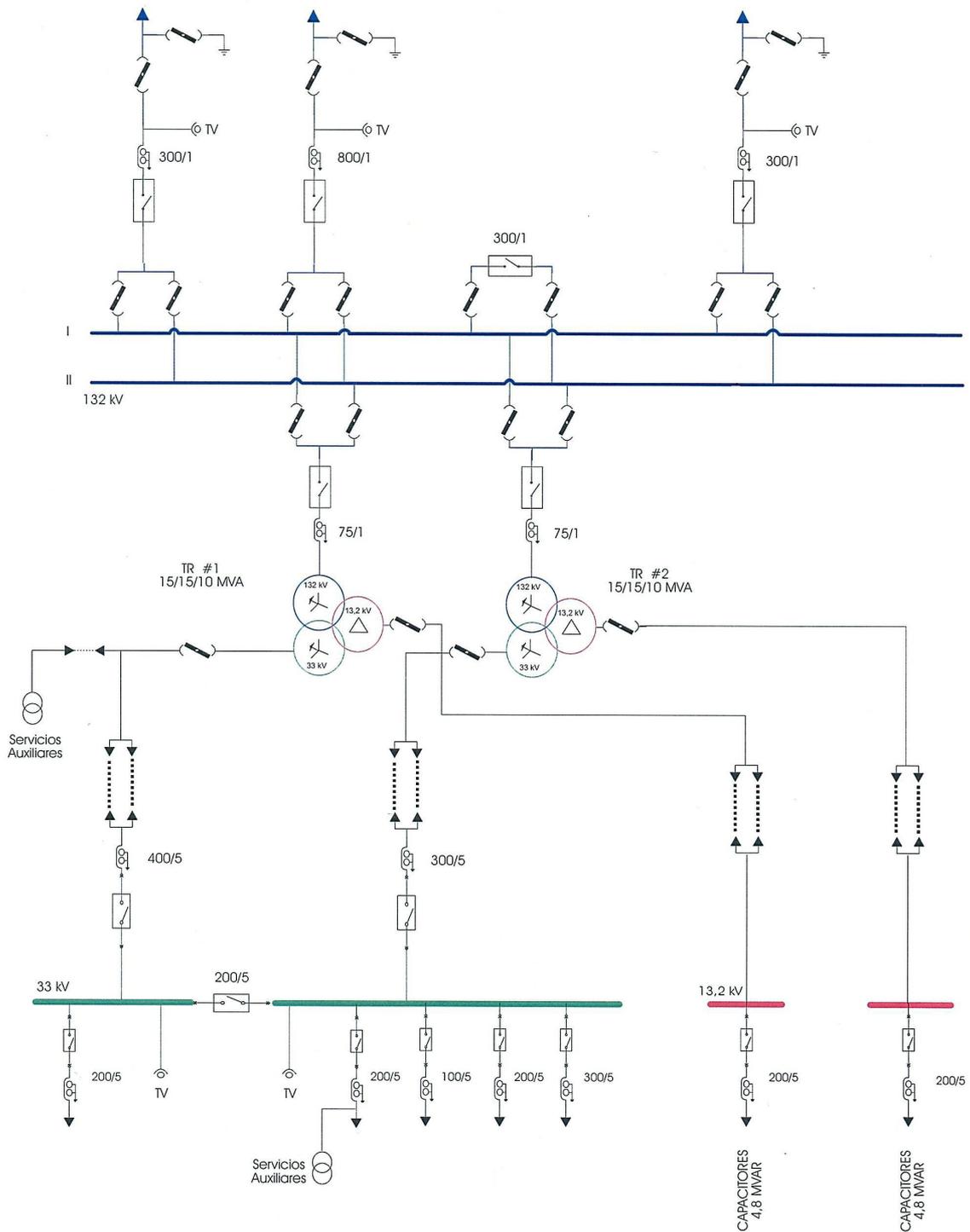


Figura 2.10: Diagrama unifilar de la SD 2

El equipo de registro de armónicas se instaló tal como se muestra en la Fig. 2.11, es decir que se midieron la tensión y la corriente en dos fases en 33 kV, U_1 ó U_R , U_2 ó U_S e I_1 ó I_R , I_2 ó I_S , respectivamente, y la tensión y la corriente en una fase, U_1 ó U_R , I_1 ó I_R , en cada uno de los bancos de capacitores.

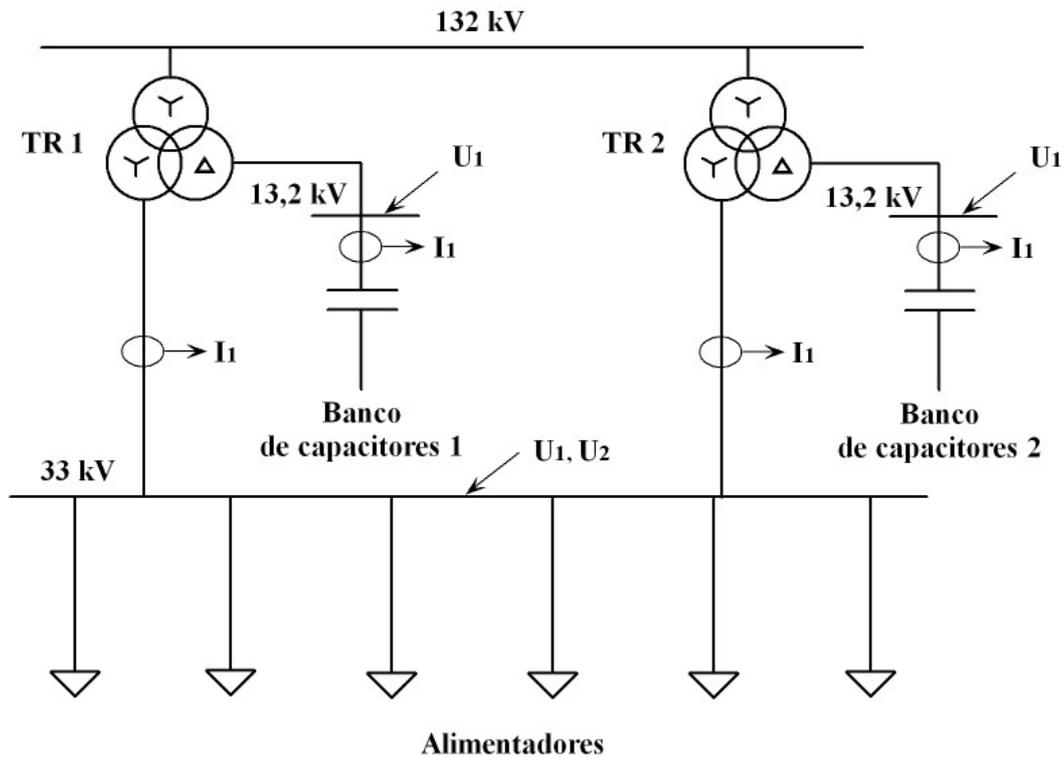


Figura 2.11: Magnitudes registradas en la SD2

Se registraron armónicas en la tensión y la corriente por el período de 7 días. Ambos bancos de capacitores se encontraron en servicio durante prácticamente toda la semana de medición.

Con respecto a los transitorios se registraron las tensiones y corrientes de una maniobra de energización y una de desconexión en ambos bancos de capacitores.

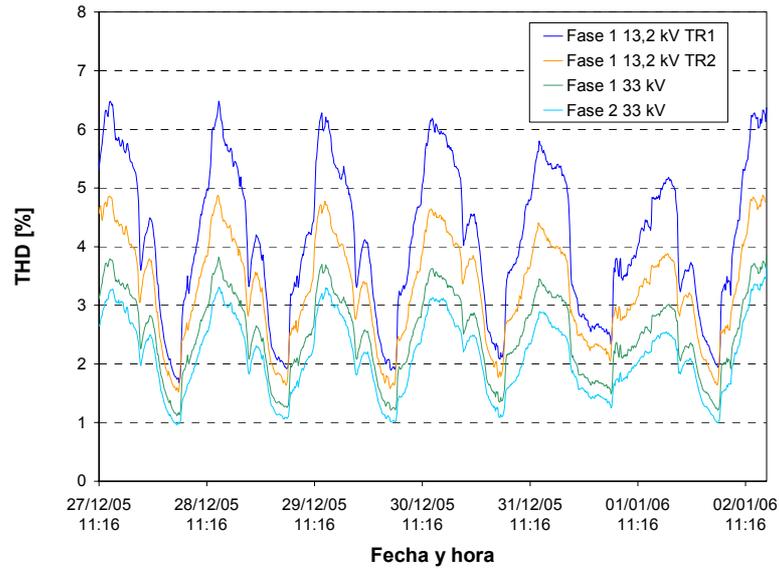
2.4.5.2 Resultados de las mediciones

I) Armónicas en la tensión

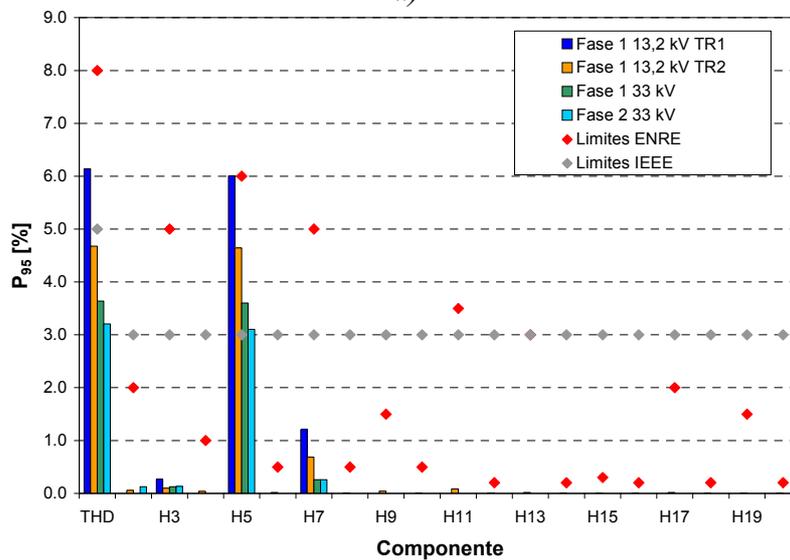
En la Fig. 2.12 se presentan los resultados de la tensión en la barra de 33 kV y en la barra de 13,2 kV.

Se presentan los resultados de la tensión en dos fases de la barra de 33 kV y de una fase de la barra de 13,2 kV de ambos transformadores, coincidentes con las tensiones en bornes de ambos bancos de capacitores.

En la Fig. 2.12 (a) se muestra el perfil de THD_V en [%] del valor de frecuencia fundamental. En la Fig. 2.12 (b), el valor P95 del THD_V y de las armónicas individuales, en [%] del valor de frecuencia fundamental; conjuntamente con los límites de la normativa Nacional [ENRE 184/00] e Internacional [IEEE 519/92].



a)



b)

Figura 2.12: Tensiones en las barras de 33 kV y 13,2 kV
 a) Perfil de THD_V . b) P_{95} de THD_V y Armónicas individuales

En la Tabla 2.4 se muestra el resumen de la distorsión armónica en las dos fases de la tensión de 33 kV y en una fase de 13,2 kV de ambos transformadores. Se presentan, sus valores medios, P_{95} y valores máximos; en [%] del valor de frecuencia fundamental. También se presentan los valores límites impuestos por [ENRE 184/00] y por [IEEE 519/92].

Tabla 2.4: Resumen de Distorsión Armónica de la tensión en barras de 33 kV y 13,2 kV

TR1 y TR2 Fase 1 33 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	2.51	0.00	0.01	0.00	2.43	0.00	0.18	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
P95	3.64	0.00	0.13	0.00	3.60	0.00	0.26	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
Máximo	6.54	0.26	0.78	0.00	6.47	0.00	0.52	0.00	0.13	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

TR1 y TR2 Fase 2 33 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	2.15	0.01	0.12	0.00	2.06	0.00	0.18	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
P95	3.21	0.13	0.13	0.00	3.10	0.00	0.26	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
Máximo	6.67	0.53	0.92	0.26	6.61	0.26	0.51	0.26	0.13	0.26	0.13	0.13	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

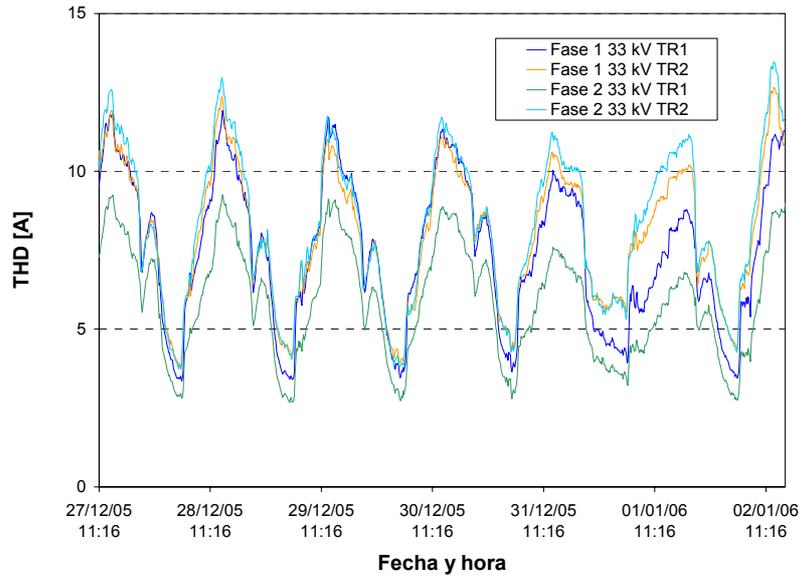
TR1 Fase 1 13,2 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	4.16	0.00	0.15	0.00	4.01	0.00	0.77	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
P95	6.14	0.00	0.27	0.00	6.01	0.00	1.20	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
Máximo	6.48	0.27	0.27	0.00	6.31	0.00	1.35	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

TR2 Fase 1 13,2 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	3.27	0.04	0.06	0.02	3.24	0.01	0.47	0.01	0.03	0.01	0.06	0.01	0.01	0.00	0.01	0.00	0.01	0.00	0.00	0.00
P95	4.68	0.06	0.10	0.04	4.64	0.02	0.68	0.01	0.04	0.01	0.09	0.01	0.02	0.01	0.01	0.01	0.02	0.01	0.01	0.00
Máximo	4.88	0.10	0.18	0.06	4.85	0.03	0.75	0.02	0.05	0.01	0.11	0.01	0.03	0.01	0.01	0.01	0.02	0.01	0.01	0.01

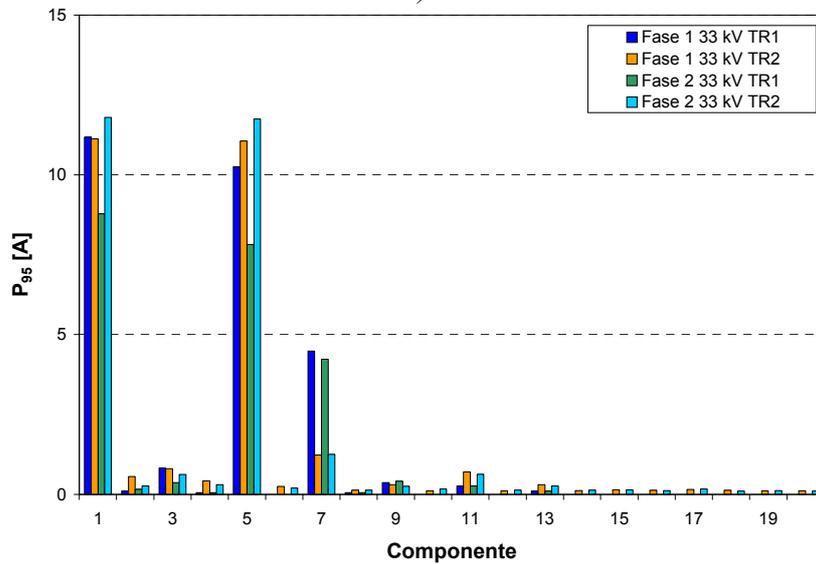
II) Armónicas en la corriente

En la Fig. 2.13, se presentan los resultados de la corriente de salida de 33 kV de ambos transformadores. En la Fig. 2.13 (a) se muestra el perfil de THD_1 en [A] eficaces y en la Fig. 2.13 (b), el valor P_{95} del THD_1 y de las armónicas individuales, también en [A] eficaces.

En la Tabla 2.5 se muestra el resumen de la distorsión armónica en dos fases de la corriente de salida de 33 kV de ambos transformadores, sus valores medios, P_{95} y máximos; en [A] eficaces.



a)



b)

Figura 2.13: Corriente en 33 kV

a) Perfil de THD_1 , en el TR1 y el TR2. b) P_{95} de THD_1 y Armónicas individuales

Tabla 2.5: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 33 kV del TR1 y TR2

TR1		THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Fase 1 33 kV																					
Medio		7.47	0.06	0.65	0.01	6.71	0.00	3.09	0.02	0.20	0.00	0.15	0.00	0.04	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
P95		11.17	0.10	0.83	0.05	10.26	0.00	4.49	0.05	0.36	0.00	0.26	0.00	0.10	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
Máximo		18.67	0.21	0.98	0.10	16.88	0.05	5.02	0.16	0.52	0.05	0.62	0.00	0.21	0.00	0.00	0.00	0.05	0.00	0.05	0.00

TR2		THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Fase 1 33 kV																					
Medio		7.86	0.41	0.57	0.34	7.75	0.18	0.51	0.11	0.18	0.10	0.39	0.10	0.19	0.10	0.12	0.11	0.12	0.11	0.10	0.10
P95		11.13	0.56	0.80	0.42	11.05	0.25	1.23	0.13	0.30	0.11	0.70	0.11	0.31	0.12	0.14	0.12	0.15	0.13	0.11	0.11
Máximo		12.66	1.17	1.33	0.91	12.55	0.29	3.03	0.27	0.71	0.43	0.88	0.15	0.43	0.15	0.16	0.13	0.17	0.14	0.13	0.12

TR1 Fase 2 33 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	5.88	0.08	0.27	0.03	5.04	0.00	2.89	0.01	0.23	0.00	0.17	0.00	0.04	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
P95	8.78	0.16	0.36	0.05	7.82	0.00	4.23	0.05	0.41	0.00	0.26	0.00	0.10	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00
Máximo	17.99	0.41	0.47	0.10	16.26	0.10	4.71	0.10	0.52	0.05	0.57	0.00	0.26	0.00	0.00	0.00	0.05	0.00	0.05	0.00

TR2 Fase 2 33 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	8.16	0.20	0.39	0.17	8.08	0.13	0.51	0.11	0.16	0.11	0.35	0.11	0.18	0.11	0.12	0.10	0.12	0.10	0.10	0.10
P95	11.80	0.26	0.62	0.30	11.75	0.20	1.25	0.13	0.25	0.17	0.63	0.14	0.26	0.13	0.14	0.12	0.17	0.11	0.12	0.11
Máximo	13.46	3.70	1.52	0.41	13.35	0.49	2.50	0.32	0.75	0.46	0.81	0.18	0.48	0.15	0.16	0.13	0.21	0.13	0.13	0.12

En la Fig. 2.14, se presentan los resultados en una fase de las corrientes de salida de 13,2 kV de ambos transformadores, coincidente con la corriente de fase en ambos bancos de capacitores. En la Fig. 2.14 (a) se muestra el perfil de THD_I en [A] eficaces y en la Fig. 2.14 (b), el valor P₉₅ del THD_I y de las armónicas individuales, también en [A] eficaces.

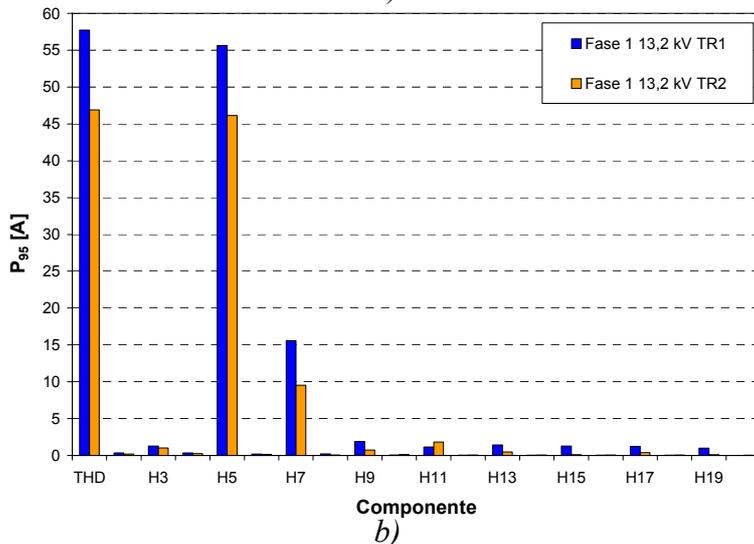
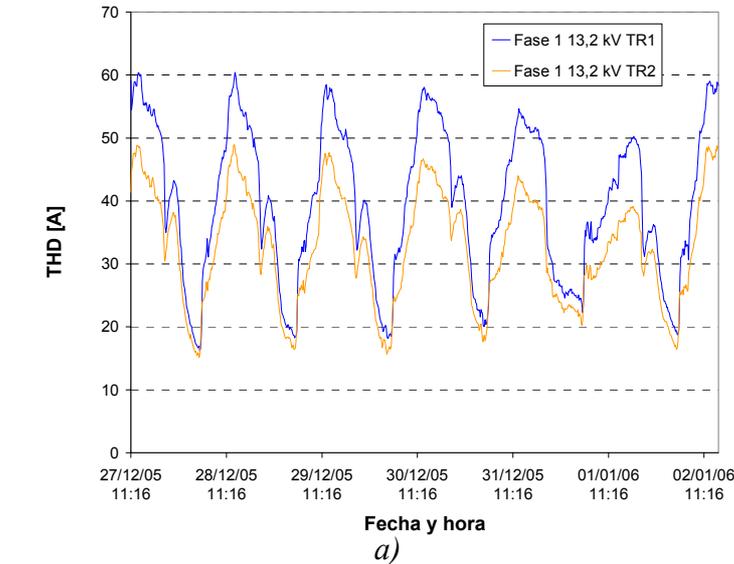


Figura 2.14: Corriente en 13,2 kV
 a) Perfil de THD_I, en el TR1 y el TR2. b) P₉₅ de THD_I y Armónicas individuales

En la Tabla 2.6 se muestra el resumen de la distorsión armónica en una fase de la corriente de 13,2 kV de ambos transformadores, sus valores medios, P₉₅ y máximos; en [A] eficaces.

Tabla 2.6: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV del TR1 y TR2

TR1 Fase 1 13,2 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	39.93	0.22	0.85	0.19	38.33	0.11	10.91	0.15	0.83	0.05	0.45	0.01	0.39	0.01	0.29	0.00	0.35	0.00	0.24	0.00
P95	57.75	0.36	1.27	0.36	55.62	0.18	15.59	0.23	1.93	0.08	1.14	0.03	1.42	0.03	1.27	0.03	1.24	0.03	0.98	0.00
Máximo	60.42	0.98	2.33	0.67	58.32	0.49	16.83	0.44	2.64	0.21	1.74	0.08	1.99	0.05	1.63	0.10	1.50	0.08	1.19	0.03

TR2 Fase 1 13,2 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	32.70	0.12	0.74	0.16	32.00	0.11	6.58	0.06	0.51	0.08	1.28	0.04	0.27	0.04	0.06	0.04	0.24	0.04	0.05	0.04
P95	46.90	0.18	1.03	0.26	46.15	0.15	9.53	0.07	0.74	0.13	1.82	0.05	0.49	0.06	0.09	0.05	0.39	0.06	0.08	0.04
Máximo	48.92	0.25	1.40	0.49	48.04	0.28	10.37	0.10	0.97	0.25	2.25	0.13	0.73	0.08	0.11	0.07	0.56	0.06	0.10	0.05

2. 4. 6. SD 3

2.4.6.1 Características y mediciones

En la Fig. 2.15 se presenta el diagrama unifilar de la SD 3.

La misma cuenta con un solo transformador de 132/34,5/13,8 kV, con conexión Yn/Yn/D y una potencia de 15/10/15 MVA. Como es de observarse, alimenta cargas tanto en los niveles de 33 kV como en 13,2 kV a través de 5 alimentadores de salida en 13,2 kV y 3 en 33 kV, líneas y cables de distribución. En este último nivel de tensión, 13,2 kV, es donde se encuentra instalado el único banco de capacitores existente en la SD de 4,8 MVar (Unominal = 13,8 kV).

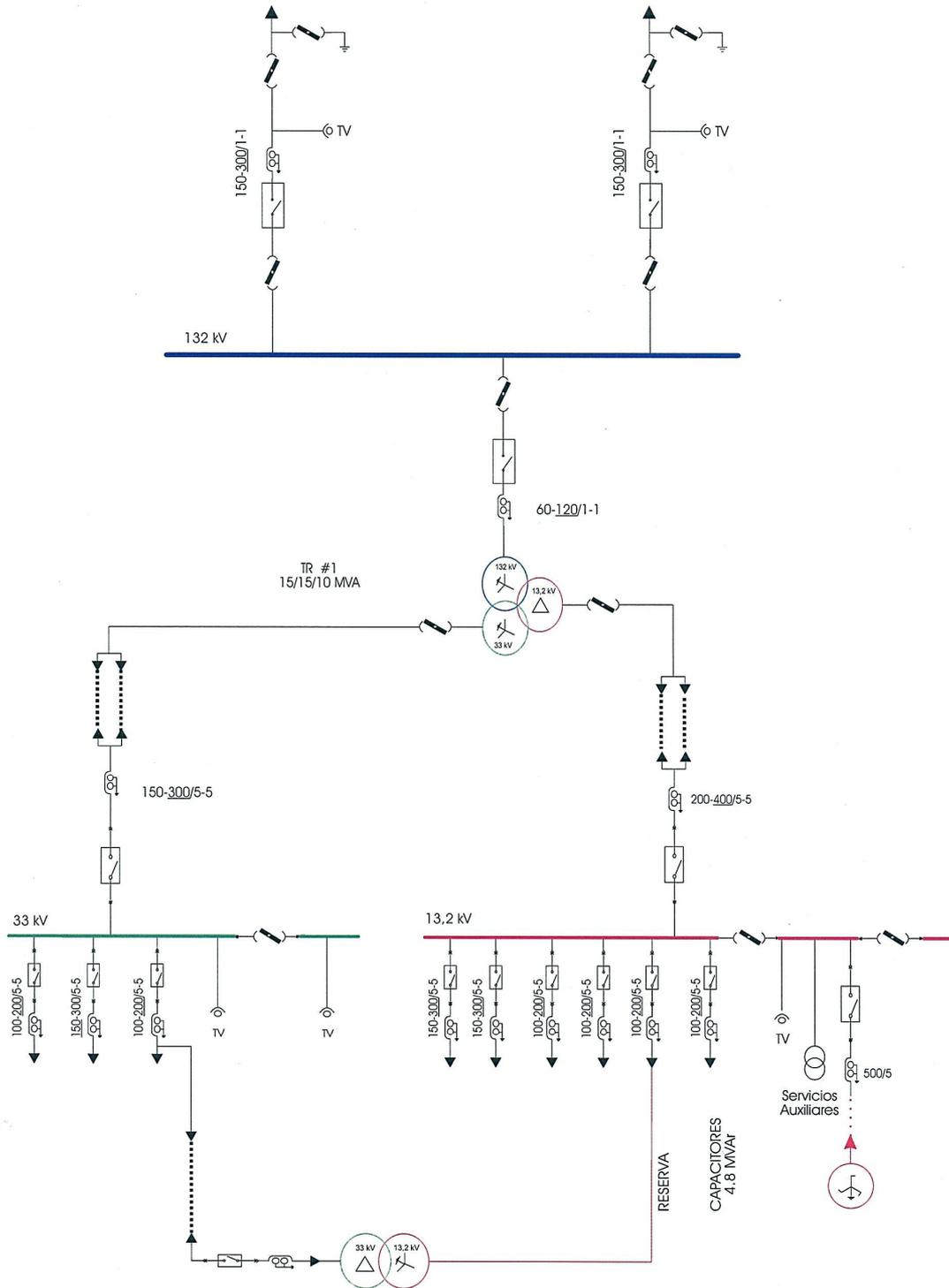


Figura 2.15: Diagrama unifilar de la SD 3

El equipo de registro de armónicas se instaló como se muestra en la Fig. 2.16.

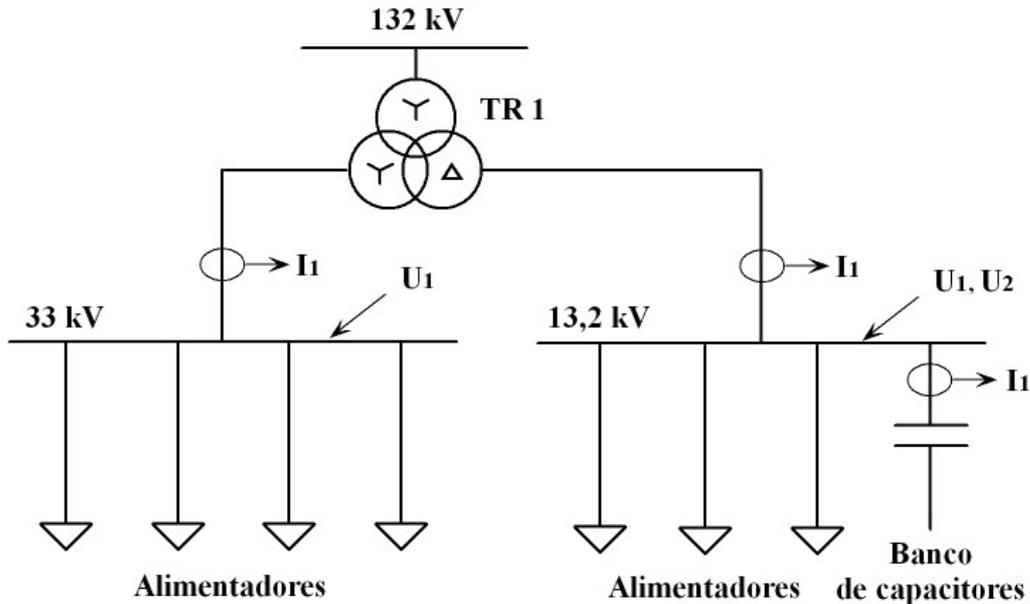


Figura 2.16: Magnitudes registradas en la SD3

Se midió una fase de la tensión y la corriente en 33 kV, U_1 ó U_R e I_1 ó I_R , respectivamente, dos fases de la tensión en 13,2 kV, U_1 ó U_R y U_2 ó U_S y una fase de la corriente total en 13,2 kV, I_1 ó I_R , y una fase, I_1 ó I_R , de la corriente en el banco de capacitores.

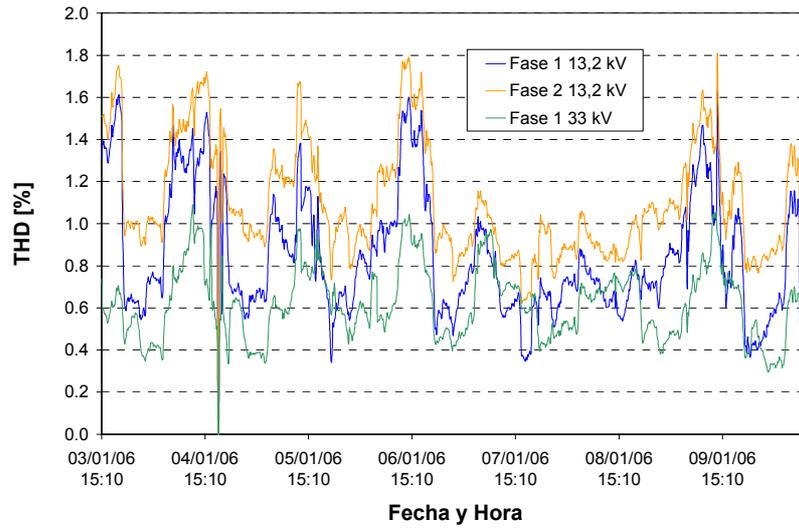
Se registraron armónicas en la tensión y la corriente por el período de 7 días. El banco de capacitores se encontró en servicio durante ciertos pasajes de la semana de medición.

Con respecto a los transitorios se registraron las tensiones y corrientes de una maniobra de energización y una de desconexión en el banco de capacitores.

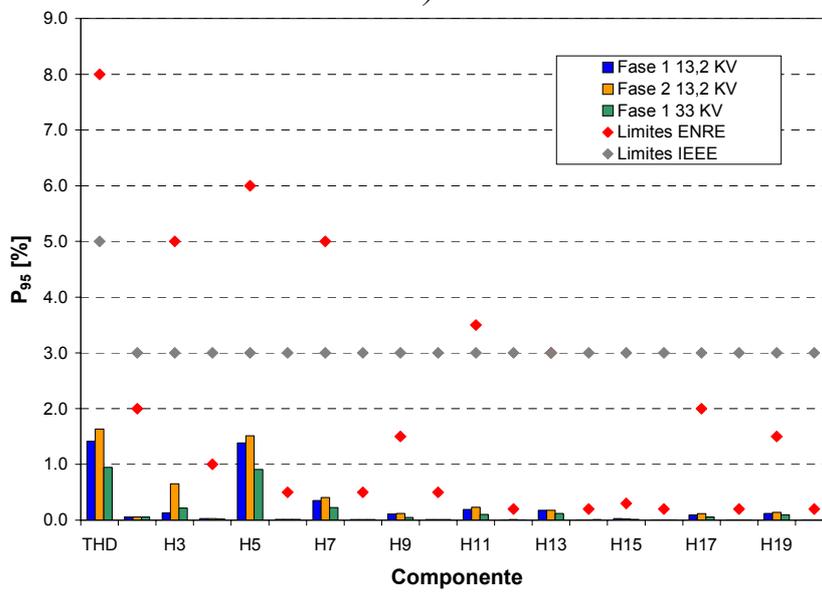
2.4.6.2 Resultados de las mediciones

I) Armónicas en la tensión

En la Fig. 2.17, se presentan los resultados en dos fases de la tensión en la barra de 13,2 kV y en una fase de la tensión en la barra de 33 kV. En la Fig. 2.17 (a) se muestra el perfil de THD_V en [%] del valor de frecuencia fundamental. En la Fig. 2.17 (b), el valor P_{95} del THD_V y de las armónicas individuales, en [%] del valor de frecuencia fundamental; conjuntamente con los límites de la normativa Nacional [ENRE 184/00] e Internacional [IEEE 519/92].



a)



b)

Figura 2.17: Tensión de 33kV y 13,2kV

a) Perfil de THD_V . b) P_{95} de THD_V y Armónicas individuales

En la Tabla 2.7 se muestra el resumen de la distorsión armónica de la tensión de 13,2 kV y 33 kV, sus valores medios, P_{95} y valores máximos; en [%] del valor de frecuencia fundamental. También se presentan los valores límites impuestos por [ENRE 184/00] y por [IEEE 519/92].

Tabla 2.7: Resumen de Distorsión Armónica de la tensión en barras de 13,2 kV y 33 kV

Fase 1 13,2 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	0.85	0.04	0.07	0.02	0.79	0.01	0.21	0.01	0.09	0.01	0.09	0.01	0.08	0.01	0.02	0.00	0.03	0.00	0.04	0.00
P95	1.41	0.05	0.13	0.03	1.38	0.02	0.35	0.01	0.11	0.01	0.19	0.01	0.18	0.01	0.03	0.01	0.09	0.01	0.12	0.00
Máximo	1.62	0.08	0.21	0.07	1.59	0.06	0.42	0.04	0.13	0.03	0.22	0.02	0.21	0.01	0.04	0.02	0.14	0.01	0.19	0.01

Fase 2 13,2 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	1.11	0.04	0.53	0.02	0.89	0.01	0.26	0.01	0.08	0.01	0.11	0.01	0.09	0.01	0.01	0.00	0.04	0.01	0.04	0.00
P95	1.63	0.05	0.65	0.03	1.51	0.02	0.41	0.01	0.12	0.01	0.23	0.01	0.17	0.01	0.02	0.01	0.11	0.01	0.14	0.01
Máximo	1.81	0.08	0.74	0.08	1.68	0.03	0.47	0.01	0.14	0.01	0.29	0.01	0.21	0.01	0.03	0.01	0.18	0.01	0.19	0.01

Fase 1 33 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Límites IEEE	5	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3	3
Límites ENRE	8	2	5	1	6	0.5	5	0.5	1.5	0.5	3.5	0.2	3	0.2	0.3	0.2	2	0.2	1.5	0.2
Medio	0.62	0.04	0.18	0.02	0.56	0.01	0.14	0.01	0.02	0.01	0.07	0.01	0.05	0.01	0.01	0.00	0.02	0.00	0.03	0.00
P95	0.95	0.06	0.22	0.02	0.91	0.01	0.23	0.01	0.05	0.01	0.10	0.01	0.12	0.01	0.01	0.01	0.06	0.01	0.10	0.00
Máximo	1.09	0.08	0.34	0.05	1.06	0.04	0.31	0.04	0.07	0.02	0.13	0.01	0.14	0.01	0.02	0.01	0.09	0.01	0.14	0.01

II) Armónicas en la corriente

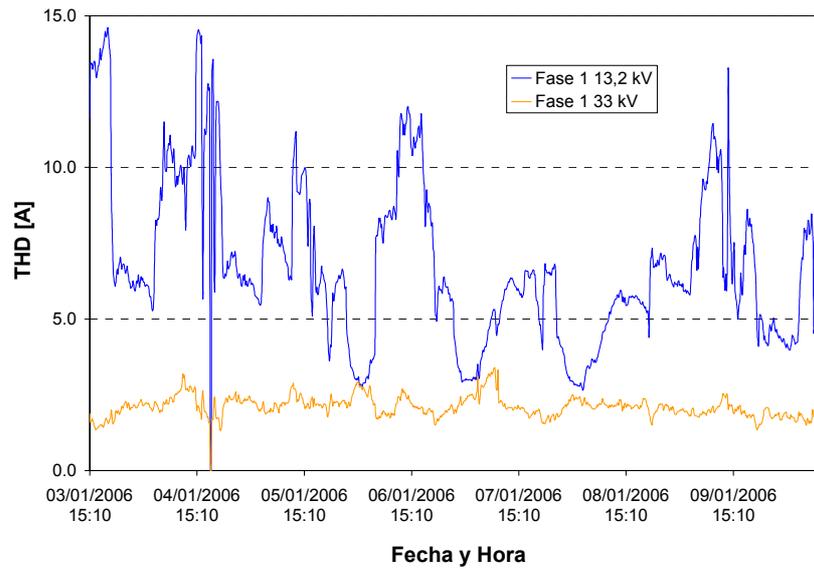
En la Fig. 2.18, se presentan los resultados en una fase de las corrientes de 13,2 kV y 33 kV de salida del transformador. En la Fig. 2.18 (a) se muestra el perfil de THD_I en [A] eficaces y en la Fig. 2.18 (b), el valor P₉₅ del THD_I y de las armónicas individuales, también en [A] eficaces.

En la Tabla 2.8 se muestra el resumen de la distorsión armónica de la corriente de 13,2 kV y 33 kV, sus valores medios, P₉₅ y máximos; en [A] eficaces.

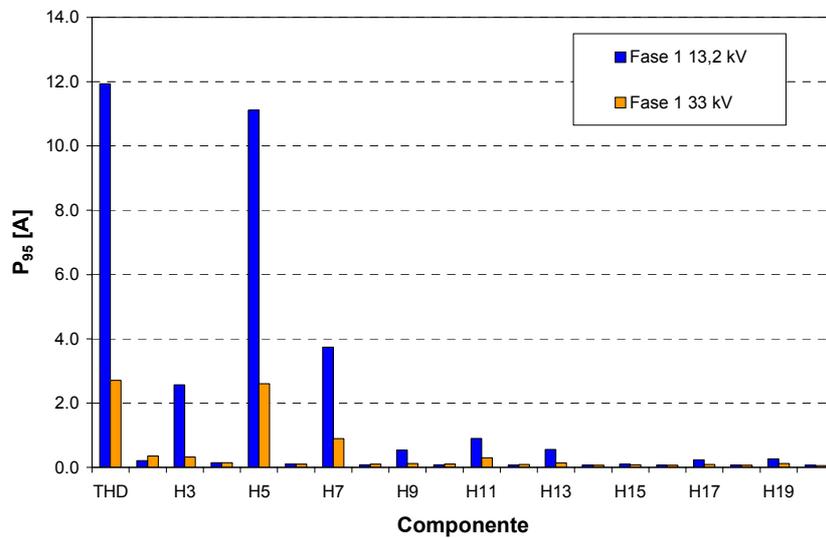
Tabla 2.8: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV y 33 kV

Fase 1 13,2 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	6.84	0.17	1.53	0.11	5.78	0.09	2.79	0.07	0.32	0.07	0.54	0.07	0.34	0.07	0.08	0.07	0.12	0.07	0.14	0.06
P95	11.94	0.21	2.57	0.14	11.11	0.11	3.74	0.08	0.54	0.08	0.90	0.07	0.56	0.07	0.10	0.07	0.23	0.07	0.26	0.07
Máximo	14.61	1.18	2.93	0.52	14.05	0.17	4.39	0.15	0.69	0.11	1.04	0.08	0.69	0.09	0.12	0.08	0.38	0.08	0.33	0.07

Fase 1 33 kV	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	2.10	0.27	0.17	0.10	1.94	0.07	0.55	0.07	0.08	0.07	0.17	0.06	0.09	0.06	0.06	0.05	0.06	0.05	0.07	0.05
P95	2.71	0.35	0.32	0.15	2.60	0.10	0.89	0.09	0.12	0.10	0.30	0.09	0.13	0.07	0.08	0.06	0.09	0.06	0.12	0.06
Máximo	3.40	0.38	0.42	0.21	3.36	0.15	1.06	0.11	0.16	0.11	0.36	0.09	0.19	0.08	0.09	0.07	0.12	0.06	0.17	0.06



a)



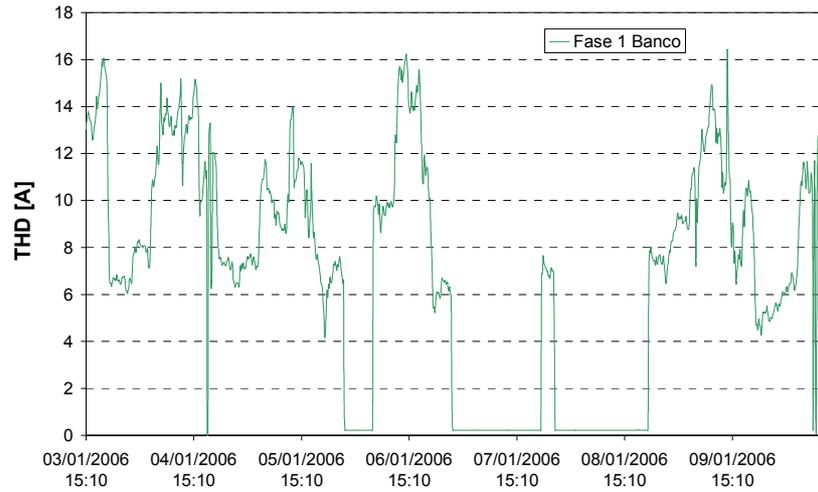
b)

Figura 2.18: Corriente de 33kV y 13,2kV

a) Perfil de THD_I . b) P_{95} de THD_I y Armónicas individuales

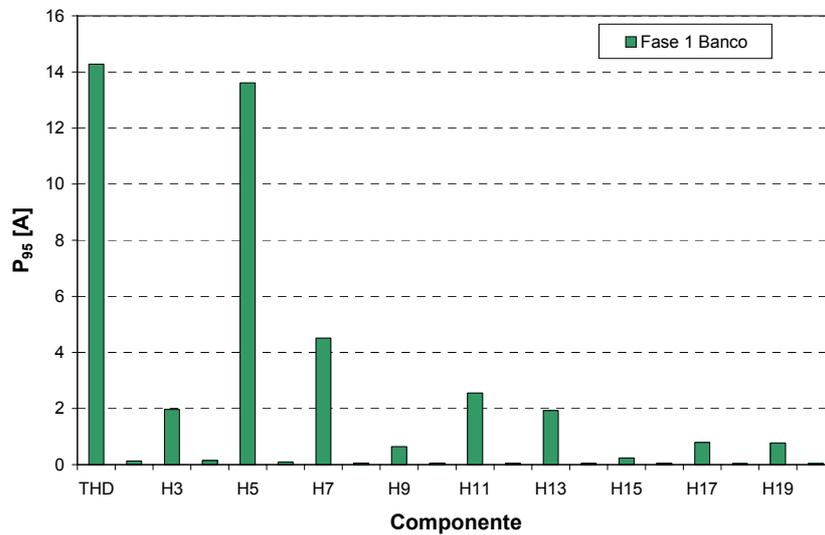
En la Fig. 2.19, se presentan los resultados en una fase de la corriente del banco de capacitores.

En la Fig. 2.19 (a) se muestra el perfil de THD_I en [A] eficaces y en la Fig. 2.19 (b), el valor P_{95} del THD_I y de las armónicas individuales, también en [A] eficaces.



Fecha y Hora

a)



Componente

b)

Figura 2.19: Corriente en el banco

a) Perfil de THD_I . b) P_{95} de THD_I y Armónicas individuales

En la Tabla 2.9 se muestra el resumen de la distorsión armónica de la corriente de 13.2 kV del banco de capacitores, sus valores medios, P_{95} y máximos; en [A] eficaces.

Tabla 2.9: Resumen de Distorsión Armónica de corriente en 13,2 kV del banco

Fase 1 13,2 kV Banco	THD	H2	H3	H4	H5	H6	H7	H8	H9	H10	H11	H12	H13	H14	H15	H16	H17	H18	H19	H20
Medio	6.81	0.09	1.18	0.08	5.93	0.06	1.99	0.05	0.29	0.04	1.29	0.04	1.09	0.04	0.13	0.04	0.28	0.04	0.33	0.03
P95	14.28	0.13	1.96	0.15	13.61	0.10	4.51	0.06	0.64	0.05	2.55	0.05	1.93	0.05	0.24	0.04	0.79	0.04	0.77	0.04
Máximo	16.38	0.25	2.44	0.56	15.76	0.26	5.98	0.12	1.01	0.09	2.78	0.07	2.18	0.08	0.30	0.05	1.14	0.04	0.91	0.04

De la Tabla 2.9, se observa el bajo valor medio del THD_I [A] dado que el banco se encontró fuera de servicio durante parte de la semana de medición.

III) Transitorios

En la Fig. 2.20 se presenta el transitorio de energización del banco de capacitores 2.

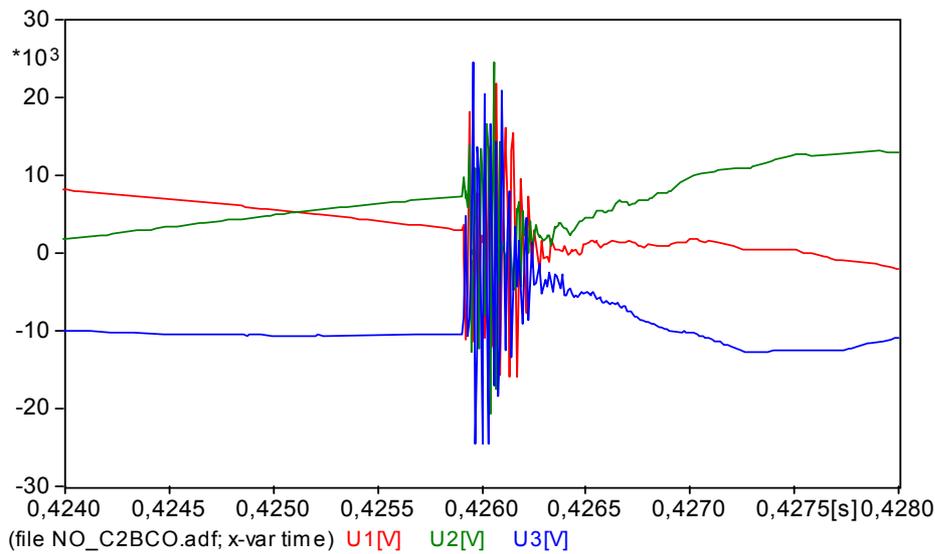


Figura 2.20: Transitorio de Energización del banco. Tensiones fase-tierra.

2. 4. 7. Análisis de las Mediciones

A continuación se realiza un resumen de las características de las tensiones y corrientes medidas en las 3 subestaciones de distribución.

2.4.7.1 Régimen permanente

Se observa, de las Figs. y Tablas, correspondientes a los resultados de las mediciones de las tensiones y corrientes, las siguientes características:

- Dependiendo de la SD, existe similar o diferente nivel de distorsión total e individual de tensión en las diferentes fases.
- Preponderancia de armónicas impares ($6k \pm 1$ con $k=1, 2, 3\dots$).
- Bajo nivel de armónicas de orden triple (3, 9, 15, 21...).
- El valor de distorsión individual de 5ta armónica es similar al THD_V , con lo cual constituye la armónica que produce mayor distorsión.
- No existen valores significativos en frecuencias elevadas.
- Existen diferencias significativas entre los valores Medios, P_{95} y Máximos.

2.4.7.2 Régimen transitorio

Debido a la posible coexistencia de la compensación tradicional con la de un filtro activo, el filtro activo está sometido a los transitorios de tensión producidos por la energización de los bancos de capacitores tradicionales instalados en la misma barra o en otra diferente [McGr].

De la Fig. 2.20 puede observarse, para una de las subestaciones transformadoras, que la magnitud alcanzada por la tensión fase-tierra en el transitorio es $\cong 2$ p.u.

Por ello se debe tener en cuenta en el diseño del filtro activo las solicitudes del mismo frente a diferentes estados transitorios.

2.5. Estudios de compensación futura

En este punto se presentan un resumen y resultados de los estudios de compensación futura realizados en la red de distribución eléctrica presentada en el punto 2.4, en la cual se realizaron las mediciones.

Se analizan algunas de las posibles configuraciones de la red eléctrica, las cuales son, red futura de 132 kV funcionando desconectada de un punto de conexión del sistema de AT (red abierta) y red futura de 132 kV funcionando conectada a los tres posibles puntos de conexión al sistema de AT (red cerrada).

2.5.1. Condición futura red de 132kV abierta

Actualmente la red de distribución de 132 kV de la distribuidora de energía eléctrica a la cual se conectan las 3 SD en estudio, funciona mallada y conectada a tres puntos del sistema de transmisión de Alta Tensión, 500 kV, como se muestra en el diagrama unifilar simplificado de la Fig. 2.21. Dichas SD en estudio se corresponden con aquellas presentadas en la Fig. 2.3, SD 1, SD 2 y SD 3 y los puntos de conexión al sistema se corresponden con los citados en la misma Fig. 2.3 con los números 1, 2 y 3.

En el futuro, la red de distribución de 132 kV requerirá funcionar en una condición de emergencia, en forma no mallada y conectada radialmente de dos de dichos puntos de 500 kV del sistema, como se muestra en la Fig. 2.22.

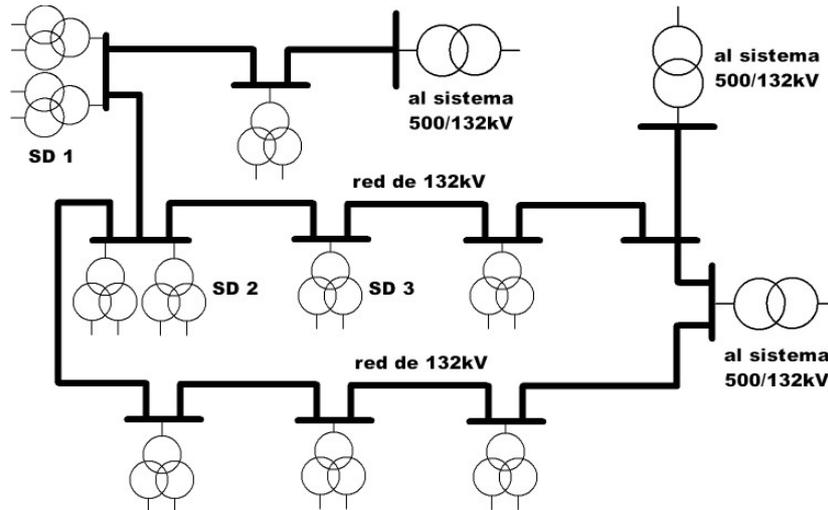


Figura 2.21: Configuración actual de la red de 132 kV.

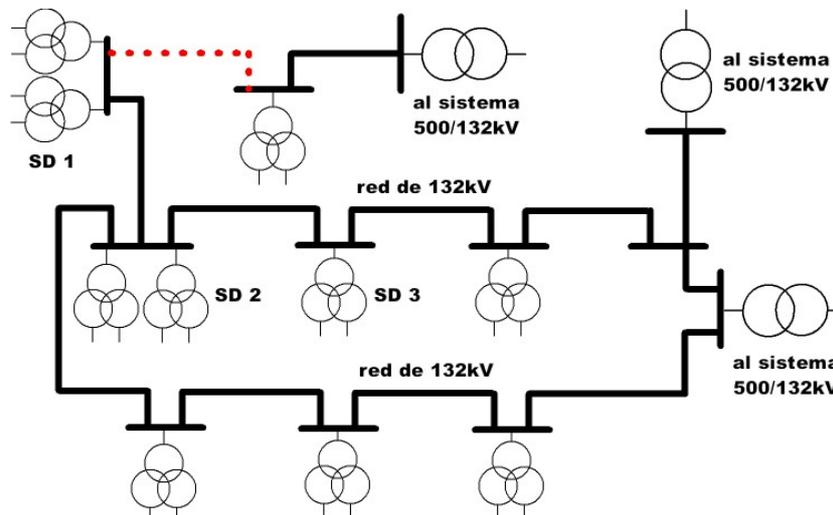


Figura 2.22: Configuración futura de la red de 132 kV.

Se observa que la SD 1, resulta la subestación más lejana de los puntos de conexión al sistema de 500 kV, la SD 2 una ubicación intermedia y la SD 3 la más cercana.

De los resultados de estudios de flujos de carga para dicha configuración futura de emergencia de la red de 132 kV [Cora 06] y teniendo en cuenta un aumento de la demanda del 7,5 % anual, surge la necesidad de mejorar el perfil de tensiones en el nivel de 132 kV, para lo cual se propone la instalación de compensación de reactivo tradicional a través de bancos de capacitores en el nivel de 13,2 kV en las 3 SD citadas anteriormente [Acha 02].

A su vez, para la condición de compensación futura, fueron necesarios la realización de estudios de armónicas [Cora 06]. Con dichos estudios se determina el efecto de la instalación de los bancos de capacitores futuros en las distorsiones de tensión en distintos puntos de la red [ENRE 184/00] y se verifican las condiciones de funcionamiento de los mismos [IEC 60871/97]. Se supuso que la condición de contaminación armónica futura, se incrementa con el mismo porcentaje de la demanda sobre la condición armónica actual medida.

2.5.1.1 SD 1

Para esta subestación, más distante del punto de conexión al sistema de AT (500 kV), se requerirán a futuro una compensación de reactivo tradicional en la barra de 13,2 kV de 9,6 MVar ($U_{\text{nominal}} = 13,8 \text{ kV}$) adicionales a los 9,6 MVar de compensación tradicional existentes correspondientes a los bancos de capacitores 1 y 2 instalados en la barra de 13,2 kV de la SD.

Los mismos se implementan con 2 módulos de 4,8 MVar ($U_{\text{nominal}} = 13,8 \text{ kV}$) conectados en paralelo con los bancos de capacitores 1 y 2. De los estudios de armónicas no se determinaron posibles condiciones de resonancias en armónicas de interés. Además las distorsiones de tensión cumplirían con los límites impuestos por [ENRE 184/00] y que los bancos de capacitores no se encontrarían sobrecargados por armónicas, según valores de [IEC 60871/97]. A partir de ello, se concluye que la compensación futura podría ser realizada con la compensación tradicional con banco de capacitores y no se requiere el diseño de los bancos de capacitores como filtros pasivos u otra alternativa con filtros activos.

2.5.1.2 SD 2

En este caso se requerirán a futuro una compensación de reactivo tradicional de 19,2 MVar adicionales a los 9,6 MVar de compensación tradicional existentes correspondientes a los bancos de capacitores conectados en los arrollamientos terciarios (13,8 kV) de los transformadores TR 1 y TR 2. Los mismos se implementan con 4 módulos de 4,8 MVar ($U_{\text{nominal}} = 13,8 \text{ kV}$). Se analizaron dos posibles alternativas de módulos de bancos conectados a cada transformador, alternativas A y B presentadas en la Tabla 2.10.

Tabla 2.10: Alternativas de compensación futura

TR	Actual	A	B
(13,8 kV)	(MVar)	(MVar)	(MVar)
TR 1	1 x 4,8	2 x 4,8	1 x 4,8
TR 2	1 x 4,8	4 x 4,8	5 x 4,8

De los estudios de armónicas surge que ambas alternativas son comparables respecto de las distorsiones y sobrecargas posibles y presentan inconvenientes debido a resonancias.

Para la alternativa A, el estudio de sensibilidad de los parámetros capacidad y/o inductancia del circuito determinó posibles condiciones de resonancias para la barra de conexión del banco de capacitores en el TR 1, en la armónica de mayor interés, 5^{ta}, para la totalidad de los bancos de capacitores conectados en cada transformador. Además, también presenta una resonancia en la 7^{ma} armónica para una cantidad dada de bancos conectados en cada transformador, diferente a la totalidad de los bancos. En la Fig. 2.23 se muestra el gráfico del módulo de la impedancia en función de la frecuencia en dicho punto de conexión del banco de capacitores para la condición actual y la futura alternativa A.

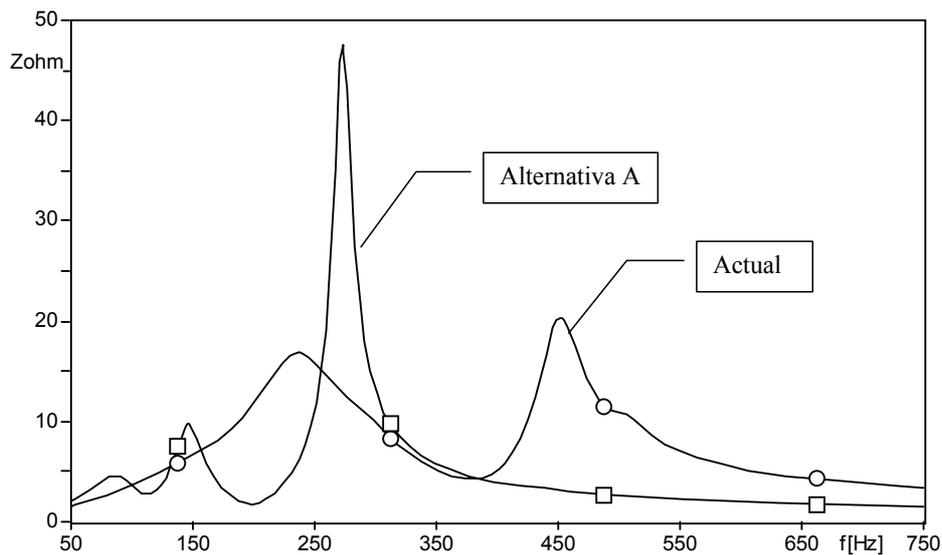


Figura 2.23: Impedancia en función de la frecuencia en 13,2 kV del TR 1. Condición actual y futura (alternativa A).

De la misma se observa la resonancia paralelo establecida próxima a los 250 Hz. para la condición de parámetros capacidad e inductancia originales del circuito.

En el caso de la alternativa B, para la barra de conexión del banco de capacitores en el TR 1, barra de 13,2 kV, produce una resonancia en la 7^{ma} armónica y se supera el límite impuesto por [ENRE 184/00] para la totalidad de los bancos de capacitores conectados en cada transformador. En la Fig. 2.24 se muestra el gráfico del módulo de la impedancia en función de la frecuencia en dicho punto de conexión del banco de capacitores para la condición actual y la futura alternativa B.

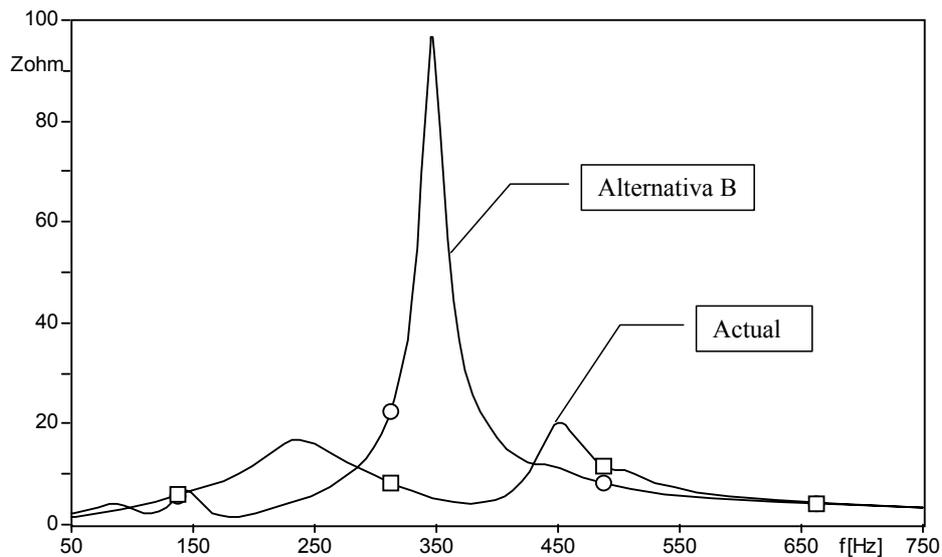


Figura 2.24: Impedancia en función de la frecuencia en 13,2 kV del TR 1. Condición actual y futura (alternativa B).

De la Fig. 2.24 se observa la resonancia paralelo establecida en los 350 Hz. o 7^{ma} armónica, para el caso de 1 banco en el TR1 y 5 bancos en el TR2 (alternativa B).

Para ambas alternativas, los bancos de capacitores no se encontrarían sobrecargados por armónicas, según valores de [IEC 60871/97], para las condiciones de parámetros capacidad e inductancia originales del circuito.

De los resultados de los estudios de armónicas se determinó que existen posibles condiciones de resonancias ante la incorporación de la compensación futura tradicional por medio de bancos de capacitores en ambas alternativas. Si bien son condiciones de funcionamiento a evitar en una red de distribución, los bancos ante dichas condiciones no resultaron sobrecargados. Además al no ser las barras propiamente de carga, sino sólo de compensación de potencia reactiva, en las mismas no se exige cumplir con los límites en las distorsiones más aún si es que dicha distorsión no se transmite a la barra de carga de 33 kV como es en este caso. A partir de ello,

también se concluye para esta subestación, que la compensación futura podría ser realizada con la compensación tradicional con banco de capacitores y no se requiere el diseño de los bancos de capacitores como filtros pasivos u otra alternativa con filtros activos.

2.5.1.3 SD 3

Para esta subestación se requerirán a futuro una compensación de reactivo en la barra de 13,2 kV de 4,8 MVAR ($U_{\text{nominal}} = 13,8 \text{ kV}$) adicionales a los 4,8 MVAR de compensación tradicional existentes. De los estudios de armónicas no se determinaron posibles condiciones de resonancias en armónicas de interés. Además las distorsiones de tensión cumplirían con los límites impuestos por [ENRE 184/00] y que los bancos de capacitores no se encontrarían sobrecargados por armónicas, según valores de [IEC 60871/97]. A partir de ello, se concluye que la compensación futura podría ser realizada con la compensación tradicional con banco de capacitores y no se requiere el diseño de los bancos de capacitores como filtros pasivos u otra alternativa con filtros activos.

2. 5. 2. Condición futura red de 132kV cerrada

También se analizó el escenario futuro, cuando la red de distribución de energía eléctrica supere la condición de emergencia y vuelva a funcionar mallada, conectada a los 3 puntos de 500 kV del sistema.

Para dicha condición se estudió sólo una de las subestaciones de distribución, la SD 1, dado que en dicha subestación la compensación de reactivo se encuentra instalada en su totalidad en la misma barra con la totalidad de la carga, barra de 13,2 kV (ver Fig. 2.4 o Fig. 2.5) y por ende las posibles distorsiones generadas en dicha barra afectarán directamente a los consumos conectados a la misma y por ende deberán ser eliminadas o atenuadas por algún equipamiento de compensación diferente.

Dado que en este caso la red se encuentra mallada, los niveles de tensión en la barra de 132 kV mejoraron y el requerimiento de compensación de reactivo en la barra de 13,2 kV es a los fines de compensación de reactivo de la carga y por ende, mejora los perfiles de tensión y condiciones de funcionamiento de la red aguas abajo de la barra de 13,2 kV.

De los resultados de estudios de flujos de carga para dicha configuración futura de la red de 132 kV y teniendo en cuenta un aumento de la demanda del 7,5 %

anual a partir de 2005, surge la necesidad de funcionar con 3 transformadores en paralelo para abastecer la demanda futura del año 2009, para lo cual se propone la utilización de los bancos de compensación de reactivo tradicional en el nivel de 13,2 kV para la mejora del factor de potencia de la carga.

A su vez, para la condición de compensación futura, fueron necesarios la realización de estudios de armónicas, para determinar el efecto de la instalación de los bancos de capacitores futuros en las distorsiones de tensión en distintos puntos de la red, [ENRE 184/00]. Se supuso que la condición de contaminación armónica futura, se incrementa con el mismo porcentaje de la demanda sobre la condición armónica actual medida.

2.5.2.1 SD 1

Para esta subestación, se requerirán a futuro una compensación de reactivo tradicional en la barra de 13,2 kV de 9,6 MVAR ($U_{\text{nominal}} = 13,8 \text{ kV}$).

Los mismos se implementan con los 2 módulos existentes de 4,8 MVAR ($U_{\text{nominal}} = 13,8 \text{ kV}$) conectados en paralelo con la carga. La implementación del modelo de red y los estudios de armónicas son presentados en el capítulo 5 en los puntos, 5.2 y 5.3, respectivamente.

De los estudios de armónicas se determinaron posibles condiciones de resonancias en armónicas de interés. Además las distorsiones de tensión no cumplirían con los límites impuestos por [ENRE 184/00]. A partir de ello, se concluye que la compensación futura no podría ser realizada con la compensación tradicional con banco de capacitores.

Dada la ventaja del equipamiento activo, de no establecer interacción con el resto del sistema y por ende no producir resonancias, la compensación futura podría ser realizada con un filtro activo con los requerimientos del abastecimiento del reactivo a frecuencia industrial y la eliminación o atenuación de las corrientes armónicas de la red en dicho punto según [ENRE 99/97].

2. 6. *Análisis de incorporación de un filtro activo*

A través de los estudios de armónicas realizados, basados en las mediciones reales de la carga, se determinó el tipo de equipamiento que es conveniente utilizar para la compensación.

Dependiendo de las posibles resonancias y de las corrientes armónicas existentes en la red, es conveniente realizar la compensación con equipamiento tradicional pasivo (banco de capacitores), con un filtro activo puro o la combinación del mismo con compensación tradicional, filtros híbridos [Bhat 97] [Sing 99] [Jint 03] [Akag 05].

Los requerimientos mínimos de capacidad de un filtro activo dependerán de la inyección de potencia reactiva a frecuencia fundamental y/o de la atenuación o eliminación de las corrientes de frecuencias armónicas de la red. Con respecto a la frecuencia de conmutación de diseño del filtro se observa que la misma no resulta elevada ya que las armónicas de interés de la carga no resultaron de frecuencias altas. Esto es favorable en lo que respecta a un diseño de altas potencias o media tensión.

2.7. Conclusiones

Como conclusiones de este capítulo, se destaca la importancia que significa para las empresas distribuidoras de energía eléctrica, el control y compensación de la potencia reactiva y la mitigación de las armónicas en las redes de distribución de energía eléctrica, no sólo para lograr un correcto y más eficiente funcionamiento, sino mantener una dada calidad de la energía establecida y exigida por los organismos de control.

La presentación del problema real de una red de distribución de energía eléctrica, estableció:

- Las diferentes configuraciones o condiciones de operación, escenarios y estados de carga, a los cuales están sujetas las redes de distribución y en los cuales deben ser capaz de funcionar correctamente.
- La necesidad de compensación de potencia reactiva en el nivel de MT de las redes de distribución.
- El constante aumento de la distorsión armónica en las redes, corroborado a través de las mediciones en el nivel de MT.
- Los problemas asociados a la compensación tradicional a través de bancos de capacitores.

Debido a ello, es que se requiere un equipamiento de compensación que se adapte a los requerimientos de potencia reactiva en MT y que no interactúe con la red ante las distintas configuraciones.

Se concluye que un equipamiento posible, es el denominado *Filtro Activo de Potencia* y es el que se analiza, estudia e implementa en este trabajo como solución a la problemática planteada.

3. FILTROS DE ARMÓNICAS

3.1. Introducción

En este capítulo se presentan los diferentes tipos de filtros utilizados para la compensación de potencia reactiva y armónicas en los sistemas de distribución de energía eléctrica.

Primeramente, se realiza una breve descripción de los filtros pasivos tradicionales, tipos de filtros y conexión, como así también el principio de funcionamiento. Luego, se presentan los filtros activos, se mencionan las principales estructuras de convertidores que se utilizan para la implementación de los mismos y las diferentes topologías existentes y utilizadas en la actualidad. Se realiza un análisis simplificado de los principios de funcionamiento sólo de aquellas topologías más utilizadas en la actualidad y las cuales son implementadas en este trabajo.

De los análisis del principio de funcionamiento se establecen las diferentes ventajas y desventajas de las topologías implementadas, con respecto a los parámetros de la red de potencia.

También, se mencionan las principales técnicas de modulación que se utilizan para el control de los convertidores que conforman los filtros activos y que han venido desarrollándose en los últimos tiempos, y se realiza una breve descripción de sólo aquellas utilizadas en los modelos implementados en este trabajo.

Finalmente, se obtienen conclusiones las cuales están relacionadas con las ventajas y desventajas de los diferentes tipos de filtros para armónicas, como así también de las diferentes topologías.

3. 2. Filtros pasivos

Como ya se comentó en el capítulo 2, los métodos tradicionales para eliminación de tensiones o corrientes armónicas y/o la compensación de potencia reactiva, están basados en la instalación de filtros pasivos.

Existen configuraciones de filtros pasivos paralelo y serie, dependiendo del problema a solucionar.

Los diseños más utilizados son filtros resonantes o sintonizados y/o amortiguados o pasa altos, conectados en paralelo con la fuente de armónicas y sintonizados a las armónicas de interés presentes en la red, permitiendo una instalación sencilla, y resultando más robustos y económicos que otras opciones más avanzadas.

En el diseño de los filtros se pueden seguir los siguientes criterios:

- Reducción de las componentes armónicas
- Gastos de funcionamiento e inversión mínimos
- Energía reactiva entregada por el filtro al sistema
- Confiabilidad, mantenimiento, etc.

3. 2. 1. Tipos de filtros

En una primera aproximación, un filtro de armónicos se puede entender como un dispositivo que presenta una severa variación de su impedancia en función de la frecuencia. Lógicamente, la inserción de estos dispositivos en el sistema de potencia modificará la respuesta frecuencia del mismo, con lo que se podrá alterar el camino de circulación de los armónicos de corriente. En base a esta concepción, los filtros de armónicos se podrán clasificar en dos categorías fundamentales:

- Filtros paralelo, presentarán baja impedancia a la frecuencia de resonancia o en un determinado rango de frecuencias. La conexión de este tipo de filtros en paralelo con la carga permitirá establecer un camino de baja impedancia para los armónicos de corriente seleccionados, evitándose así que éstos fluyan por el sistema.
- Filtros serie, que son complementarios a los anteriores, y ofrecen alta impedancia a la frecuencia de resonancia o a determinadas frecuencias. La conexión de este tipo de filtros en serie con la carga aumentará la impedancia que ofrece el sistema a los armónicos seleccionados, con lo que su amplitud se verá atenuada.

Los filtros series presentan ciertas desventajas con respecto a los filtros paralelos como ser:

- La corriente que circula por el filtro es la corriente total de la carga y deben estar aislados del potencial de tierra. Esto incrementa su costo.
- Su comportamiento a la frecuencia fundamental o industrial es inductivo, por lo que consume potencia reactiva del sistema.

Esto conduce a que en la mayoría de los casos se usan filtros paralelos, quedando reducido el uso de filtros series a casos particulares como por ejemplo en filtros de bloqueo en sistemas de control de ripple.

Cada uno de estos filtros presenta un campo de aplicación específico. Realizando un modelo simplificado de la red [Peng 01] [Task 01], en los cuales se modela a la red con una fuente de tensión U_S e impedancia de cortocircuito Z_S (inductiva pura L_S), a las cargas no-lineales, según sea su característica, mediante fuentes de corriente I_{Ch} o fuentes de tensión U_{Ch} , y al filtro a partir de su impedancia constante Z_{FP} , es posible representar a las topologías de filtrado como se muestra en la Fig. 3.1.

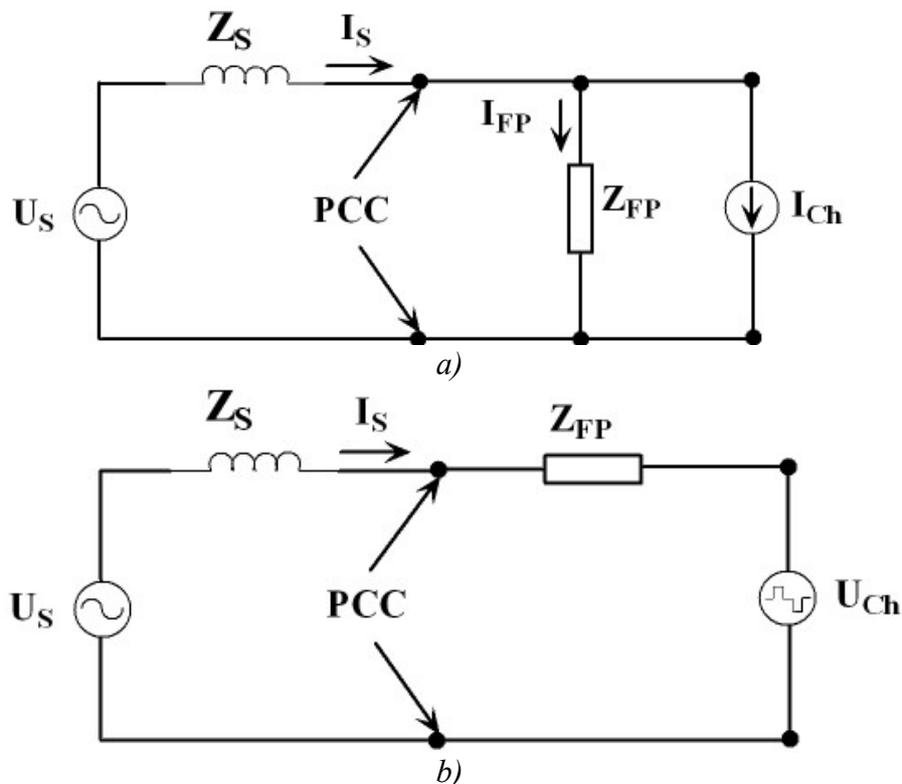


Figura 3.1: Circuitos unifilares equivalentes de conexión de filtros pasivos

a) Filtro pasivo paralelo (carga en fuente de corriente)

b) Filtro pasivo serie (carga en fuente de tensión)

En la Fig. 3.1 (a), cuando la carga no lineal tiende a imponer la corriente solicitada de la red (p ej. rectificador con inductancia en lado de continua), el uso de un filtro paralelo será la mejor opción posible. La correcta sintonización del filtro paralelo, el cual puede estar constituido por varias ramas de filtrado, permitirá que los armónicos seleccionados circulen mayoritariamente a través del mismo y no se inyecten en el sistema. La inserción del filtro paralelo disminuirá la impedancia que presenta la red a las frecuencias seleccionadas, con lo que mejorará la forma de onda de tensión en el PCC.

La Fig. 3.1 (b) muestra una topología de filtrado basada en un filtro serie, la cual es idónea para cargas no lineales que tienden a mantener constante la tensión en su punto de conexión a la red (pej. rectificador con un gran condensador en el lado de continua). La correcta sintonización del filtro serie aumentará la impedancia de la línea para las frecuencias seleccionadas, con lo que los armónicos de corriente a dichas frecuencias se verán fuertemente atenuados. La inserción del filtro serie aumentará la impedancia de la línea aguas abajo del PCC, lo cual mejorará la forma de onda de la tensión en el PCC.

Si en la Fig. 3.1 (a) se hubiese utilizado un filtro serie (en lugar de uno paralelo) es posible que la carga dejase de funcionar correctamente. La inserción de una impedancia elevada (a las frecuencias armónicas) en serie con la fuente de corriente daría lugar a una excesiva caída de tensión en extremos de dicha impedancia para las frecuencias armónicas, lo que implicaría que la forma de onda de la tensión en la carga presentaría una distorsión intolerable para el correcto funcionamiento de la misma. De la misma manera, la inserción de un filtro paralelo en el circuito de la Fig. 3.1 (b) (en lugar de uno serie) podría resultar destructivo para la carga. La inserción de una impedancia muy baja (a las frecuencias armónicas) en paralelo con la fuente de tensión de la carga disminuiría enormemente la impedancia vista por dicha carga a las frecuencias armónicas, lo cual daría lugar a la circulación de elevadas corrientes armónicas a través de la misma, pudiéndose alcanzar niveles de corriente que resultasen destructivos.

La manera más simple para conseguir una impedancia que resulte selectiva en frecuencia consiste en la utilización de ramas de filtrado pasivas basadas en circuitos resonantes L-C o sintonizados y para filtrar una banda de frecuencias consiste en filtros pasivos pasa altos [Gonz 87] [Arri 03] [Das 04].

Resulta sencillo establecer que la acción combinada de los filtros serie y paralelo mejorará las prestaciones del sistema de filtrado de armónicos. Lógicamente, en una carga no lineal en fuente de corriente, el filtro paralelo se conectará a los terminales de entrada de ésta, mientras que el filtro serie actuará como enlace entre la carga y la red. En una carga en fuente de tensión, los filtros serie y paralelo se dispondrán de una manera inversa a la anteriormente descrita, es decir, con el filtro paralelo conectado en el lado de red.

Dada las características de la carga tenidas en cuenta en el modelo de red eléctrica implementado para la simulación de las diferentes topologías de filtros implementadas en este trabajo, no se implementará ningún modelo serie de filtro, con lo cual los análisis y comparaciones a presentar son correspondientes a filtrado paralelo.

3. 2. 2. Filtros pasivos paralelo

A continuación se evalúa el efecto de estos filtros pasivos sobre el sistema de potencia. En la realidad, las cargas armónicas poseen características más cercanas a las de la representación de la Fig. 3.1 (a), o sea se comportan en gran parte como de corriente constante y se las representa con fuentes de corrientes. Por ende, el modelo de red implementado en este trabajo para la simulación de la red eléctrica de distribución y de las diferentes topologías de filtros activos posee dichas características. En la Fig. 3.2 se muestra el circuito unifilar equivalente para el análisis del filtro pasivo paralelo.

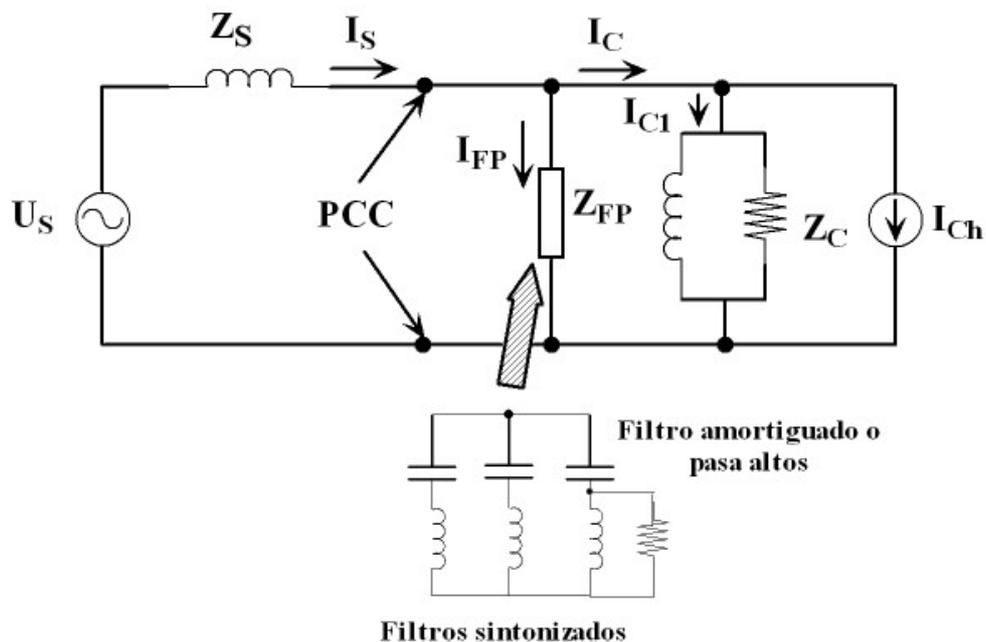


Figura 3.2: Circuito unifilar equivalente de conexión del filtro pasivo paralelo

La red es representada a través de los componentes mencionados y mostrados en la Fig. 3.1. Se desprecia la resistencia en la impedancia de cortocircuito del sistema, ya que en estos niveles de tensión la relación X/R en el PCC resulta alta, mayor a 4. Se observa de la Fig. 3.2, como se ha discriminado en la corriente de carga, el comportamiento de la corriente de componente fundamental, I_{C1} del restante de las corrientes armónicas, I_{Ch} . El consumo de frecuencia fundamental se lo modela como de impedancia constante, a través de un modelo paralelo R-L, denominado Z_C . Además, se observa que el filtro pasivo representado a través de una impedancia constante, Z_{FP} , podría estar formado por más de una rama sintonizada y también contener un filtro amortiguado o pasa altos, dependiendo del problema a solucionar. En nuestro análisis se implementará al filtro pasivo como una rama serie sintonizada o resonante L-C.

De dicho circuito unifilar equivalente, aplicando superposición de efectos, se definen los circuitos equivalentes tanto para el análisis de la componente fundamental como para las componentes armónicas, presentadas en las Figs. 3.3 (a) y (b).

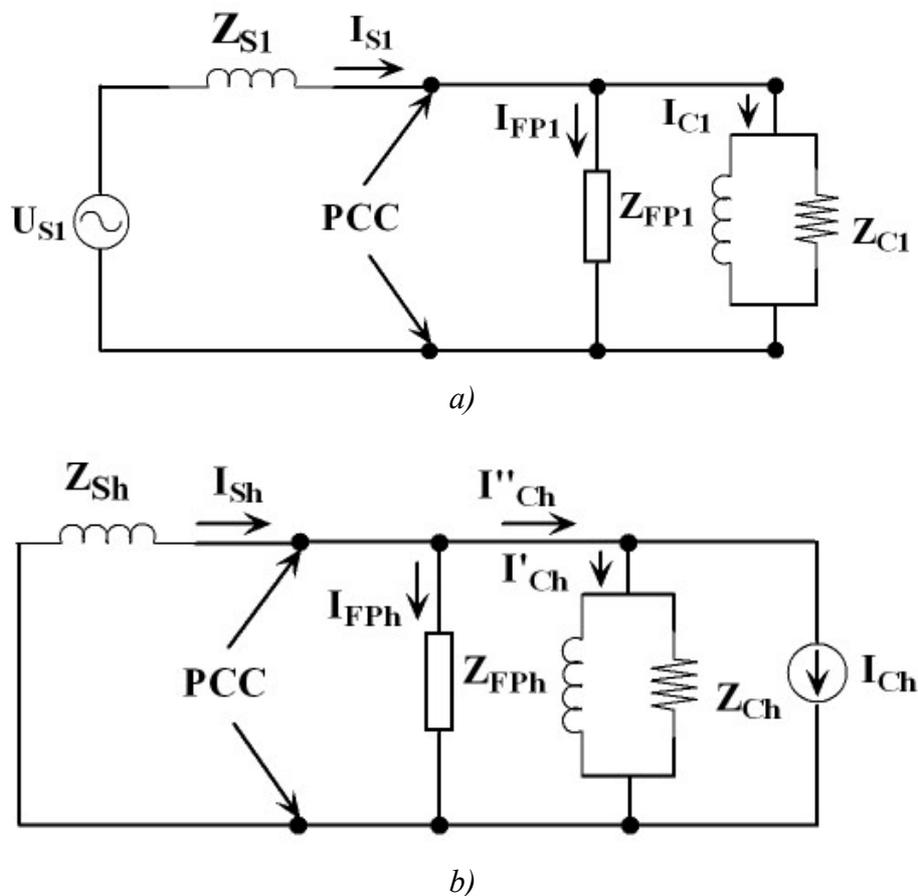


Figura 3.3: Circuitos unifilares equivalentes

a) Componente fundamental. b) Componentes armónicas.

Se observa de la Fig. 3.3 (b), que para la circulación de las componentes armónicas se supone a la red sin distorsión de tensión o sea que la distorsión en el PCC sólo está determinada por la circulación de las corrientes armónicas de la carga. De realizar el análisis para las componentes armónicas al circuito de la Fig. 3.3 (b) se obtienen las siguientes expresiones

$$Z_h = Z_{Sh} // Z_{FPh} // Z_{Ch} = \frac{Z_{Sh} \cdot Z_{Ch} \cdot Z_{FPh}}{Z_{Ch} \cdot Z_{FPh} + Z_{Sh} \cdot Z_{FPh} + Z_{Sh} \cdot Z_{Ch}} \quad (3.1)$$

$$\frac{I_{FPh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_{Sh} \cdot Z_{Ch}}{Z_{Ch} \cdot Z_{FPh} + Z_{Sh} \cdot Z_{FPh} + Z_{Sh} \cdot Z_{Ch}} \quad (3.2)$$

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_{Ch} \cdot Z_{FPh}}{Z_{Ch} \cdot Z_{FPh} + Z_{Sh} \cdot Z_{FPh} + Z_{Sh} \cdot Z_{Ch}} \quad (3.3)$$

Donde Z_h representa el módulo de la impedancia que ofrece todo el sistema a la carga y las relaciones I_{FPh} / I_{Ch} y I_{Sh} / I_{Ch} , representan las funciones de transferencia que relacionan las corrientes armónicas en el filtro y en el sistema con los de la carga. O sea, establecen la distribución de las corrientes armónicas de la carga, entre el filtro y el sistema. Dado que para las frecuencias armónicas se cumple $Z_{Ch} \gg Z_{FPh}$, entonces

$$Z_h \cong \frac{Z_{Sh} \cdot Z_{FPh}}{Z_{Sh} + Z_{FPh}} \quad (3.4)$$

$$\frac{I_{FPh}}{I_{Ch}} \cong \frac{Z_{Sh}}{Z_{Sh} + Z_{FPh}} \quad (3.5)$$

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Ch}} \cong \frac{Z_{FPh}}{Z_{Sh} + Z_{FPh}} \quad (3.6)$$

De (3.6) se observa que cuanto menor sea $|Z_{FPh}|$ para cada frecuencia armónica, menor será la distorsión de corriente en el sistema. También de dicha expresión se determina que la impedancia de la red establece un efecto significativo en el filtrado. Si $|Z_{Sh}| \gg |Z_{FPh}|$ a las frecuencias armónicas, entonces de (3.6) se observa que las corrientes armónicas no circularan por el sistema y de (3.5) que las mismas

circularán en mayor proporción por el filtro pasivo. De la misma forma de la Fig. 3.3 (b), si $|Z_{Sh}| \gg |Z_{FP_h} // Z_{Ch}|$ resulta como un circuito abierto en el PCC a las armónicas de la carga, resultando en un filtrado perfecto ya que las mismas circularán en su totalidad por el filtro pasivo y no se inyectarán en el sistema. Con lo cual, a medida que el sistema posea una menor Z_{Sh} , es decir sistemas fuertes o potencia de cortocircuito alta, el filtrado será menos eficiente.

A la frecuencia de sintonía de diseño de los filtros resonantes L-C, el $|Z_{FP_h}| = R$, ver Apéndice A. O sea, la impedancia del filtro depende del factor de calidad Q de diseño del mismo, el cual es inversamente proporcional al valor de R . Por ende, en general se trata de construir filtros con alto Q o sea bajo R , estableciendo una elevada atenuación de los armónicos seleccionados, y una estrecha banda de frecuencia. Además un bajo valor de R también establece un bajo valor de consumo de potencia activa del filtro a frecuencia fundamental. Aunque desde un punto de vista teórico esta elevada sintonización resulta factible, en la práctica será necesario disminuir el factor de calidad de dichos filtros para evitar sobretensiones destructivas en los condensadores y pérdidas de efectividad debida a las tolerancias de los componentes.

Realizando un análisis similar para el circuito equivalente correspondiente a la frecuencia fundamental, Fig. 3.3 (a), se obtienen los siguientes resultados

$$I_{FPI} = U_{SI} \cdot \frac{Z_{CI}}{(Z_{FPI} + Z_{SI}) \cdot Z_{CI} + Z_{FPI} \cdot Z_{SI}} \quad (3.7)$$

Dado que a la frecuencia fundamental se cumple $Z_{SI} \ll Z_{FPI}$, entonces

$$I_{FPI} = U_{SI} \cdot \frac{Z_{CI}}{(Z_{CI} + Z_{SI}) \cdot Z_{FPI}} \quad (3.8)$$

De (3.8) se observa que si se cumple que $Z_{SI} \ll Z_{CI}$ entonces la corriente aportada por el filtro, corriente reactiva capacitiva de compensación, no depende de la impedancia del sistema. Con lo cual, a medida que el sistema posea una menor Z_{SI} , es decir sistemas fuertes o potencia de cortocircuito alta, el aporte de potencia reactiva será más eficiente.

Por lo tanto, de los análisis del comportamiento del filtro pasivo paralelo, se concluyen resultados contrapuestos, ya que para sistemas eléctricos de distribución los

cuales posean características de sistemas fuertes o de elevada potencia de cortocircuito, el filtro pasivo se comportará bien para la compensación de potencia reactiva pero no será eficiente su funcionamiento en lo que respecta a atenuación o eliminación de armónicas.

3. 2. 3. Resonancias

El hecho de que los filtros pasivos carezcan de ningún tipo de “control” da lugar a que, una vez instalados, resulte imposible modificar sus parámetros de sintonización. O sea, se caracterizan por constituir una estructura definida, viéndose su capacidad de filtrado severamente afectada, ya que realmente el contenido de armónicas, las cargas conectadas a la red y las características de la propia red como es su potencia de cortocircuito o impedancia de la red, son imprevisiblemente variables en el tiempo. Esto se traduce en un serio inconveniente para su instalación en sistemas de potencia o distribución con condiciones cambiantes.

Así mismo, es posible que aparezcan situaciones de resonancia no deseadas entre los filtros instalados y la impedancia de línea, que pueden dar lugar a una peligrosa amplificación y propagación de los armónicos, característicos y no característicos, de tensión y de corriente, con los consiguientes problemas de sobretensiones o sobrecargas en los filtros, en la carga y en la instalación en general.

La ecuación (3.1) es la que define la variación de la impedancia paralelo en el PCC. En la mayoría de los casos las impedancias representativas son las siguientes

$$Z_{Sh} = j \cdot \omega \cdot L_S \quad (3.9)$$

$$Z_{FP_h} = j \cdot (\omega \cdot L_{FP} - 1 / \omega \cdot C_{FP}) \quad (3.10)$$

$$Z_{Ch} = j \cdot \omega \cdot R_C \cdot L_C / R_C + j \cdot \omega \cdot L_C \quad (3.11)$$

donde se considero para simplificar el análisis, al sistema sin pérdidas ($R_s = 0$), al filtro pasivo del tipo serie sintonizado LC y también sin pérdidas ($R_{FP} = 0$) y a la carga con el modelo de impedancia paralelo RL.

Reemplazando las expresiones (3.9), (3.10) y (3.11) en (3.1) y encontrando la condición de resonancia paralelo, o sea parte imaginaria nula de la impedancia (Z_h), se obtienen las siguientes expresiones para las frecuencias de resonancias del paralelo del filtro pasivo con el sistema y la carga

$$f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_F \cdot L_F}} \quad (3.12)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C_F \cdot \left(L_F + \left(\frac{L_S \cdot L_C}{L_S + L_C} \right) \right)}} \quad (3.13)$$

La frecuencia (f_{r1}) corresponde a la frecuencia de sintonía del filtro pasivo y la frecuencia (f_{r2}) corresponde al efecto no deseable de resonancia paralelo entre el filtro pasivo, el sistema y la carga, produciendo el fenómeno denominado propagación armónica. Es de observar de la comparación de las expresiones (3.12) y (3.13) que la frecuencia de resonancia (f_{r2}) siempre queda determinada por debajo de la de sintonía del filtro [Casa 02] [Casa 03]. Es por ello que en el diseño de los filtros pasivos se deben realizar detallados estudios para que dicha frecuencia f_{r2} no coincida con frecuencias armónicas correspondientes a las corrientes existentes en el sistema. Por lo tanto se suele instalar un filtro pasivo con una frecuencia de sintonía igual a la menor de las frecuencias armónicas existentes ya que sino se pueden amplificar las armónicas por resonancias o bien hacer coincidir (f_{r2}) con una frecuencia no múltiplo de la frecuencia de red o interarmonico.

La amplificación de las armónicas depende del valor de la amplitud de la impedancia (Z_h) a la frecuencia de resonancia, la cual está dada por el módulo de la parte real de la impedancia (Z_h) o resistencia equivalente del sistema y la cual es predominantemente determinada por la resistencia de carga.

En la Fig. 3.4 se muestra una variación típica del módulo de la impedancia paralelo de un sistema de distribución, sistema con pérdidas ($R_s \neq 0$), un filtro pasivo de 5^{ta} armónica con un dado factor de calidad Q o sea $R_{FP} \neq 0$, y una carga representada a través de un modelo de impedancia paralelo RL.

El envejecimiento, el deterioro y el efecto de la temperatura pueden dar lugar a que los valores de los componentes de los filtros pasivos se encuentren fuera de tolerancias, con lo que el filtro puede perder su efectividad y sintonía, pudiendo establecer nuevas resonancias paralelo produciendo la propagación armónica.

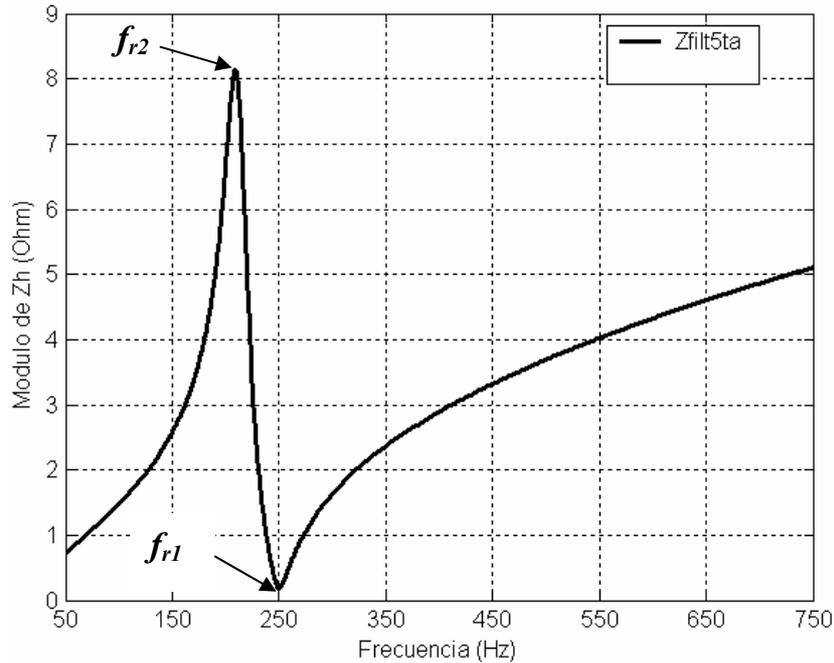


Figura 3.4: Variación típica del módulo de la impedancia

En la Fig. 3.5 se presentan las variaciones del módulo de la impedancia Z_h para el caso original del filtro de 5^{ta} armónica antes presentado (curva de trazos continuos) y otro caso donde el mismo filtro perdió sintonía a causa de la variación de sus parámetros, (-15%) de variación de L_F y C_F (curva de trazos discontinuos).

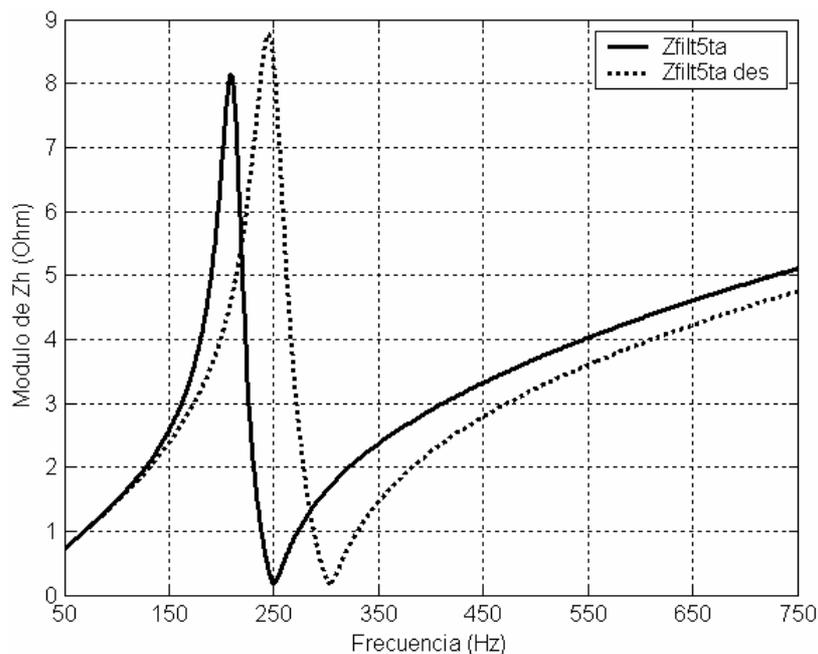


Figura 3.5: Pérdida de sintonía del filtro

El resultado demuestra que la nueva frecuencia de sintonía del filtro sintonizado (f_{r1}) se traslado de 250 Hz a 300 Hz y la frecuencia de anti- resonancia (f_{r2}) de 200 Hz a 250 Hz, o sea se ubico justamente en la frecuencia requerida de filtrado estableciendo la amplificación de las armónicas por efecto de la resonancia paralelo. Estos problemas también pueden estar dados por las distintas configuraciones del sistema, las cuales establecen la variación de la potencia de cortocircuito del sistema o sea L_S , ver (3.13).

El efecto de la pérdida de sintonía, establece que se amplifique, en este caso, la componente de 5^{ta} armónica de la corriente en el sistema y en el filtro sintonizado. De acuerdo a las ecuaciones (3.1), (3.2) y (3.3), se cumple que

$$\frac{I_{FP_h}}{I_{Ch}} = \frac{Z_h}{Z_{FP_h}} \quad (3.14)$$

$$\frac{I_{sh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_h}{Z_{sh}} \quad (3.15)$$

La relaciones (3.14) y (3.15) determinan que a la frecuencia de resonancia f_{r2} la corriente armónica coincidente con dicha frecuencia, en este caso la 5^{ta}, se amplifican en el filtro y en el sistema, estableciendo el fenómeno de resonancia paralelo. En la Fig. 3.6 se muestra el espectro de las corrientes armónicas, para un caso dado de corrientes armónicas existentes en la carga del sistema de impedancia Z_h antes analizado. Dicha figura presenta el espectro de la corriente en la carga I_{Ch} , de las corrientes en el sistema con el filtro original sin pérdida de sintonía y con pérdida de sintonía, I_{Sh} y I_{Shdes} , respectivamente y las corrientes en el filtro, con el filtro original sin pérdida de sintonía y con pérdida de sintonía, I_{FP_h} y I_{FP_hdes} , respectivamente.

Es de observarse, comparando el caso original del filtro sintonizado en 5^{ta} armónica (250 Hz), con el de pérdida de sintonía estableciéndose prácticamente en 6^{ta} armónica (300 Hz), ver Fig. 3.5, el efecto de amplificación de la 5^{ta} armónica de corriente en el sistema, I_{shdes} , y en el filtro, I_{FP_hdes} . Se determina como la suma de dichas corrientes para la 5^{ta} armónica ya no totalizan la corriente de carga, I_{ch} , como si sucede para el resto de las armónicas de corriente 7^{ma} (350Hz), 11^{va} (550Hz) y 13^{va} (650Hz).

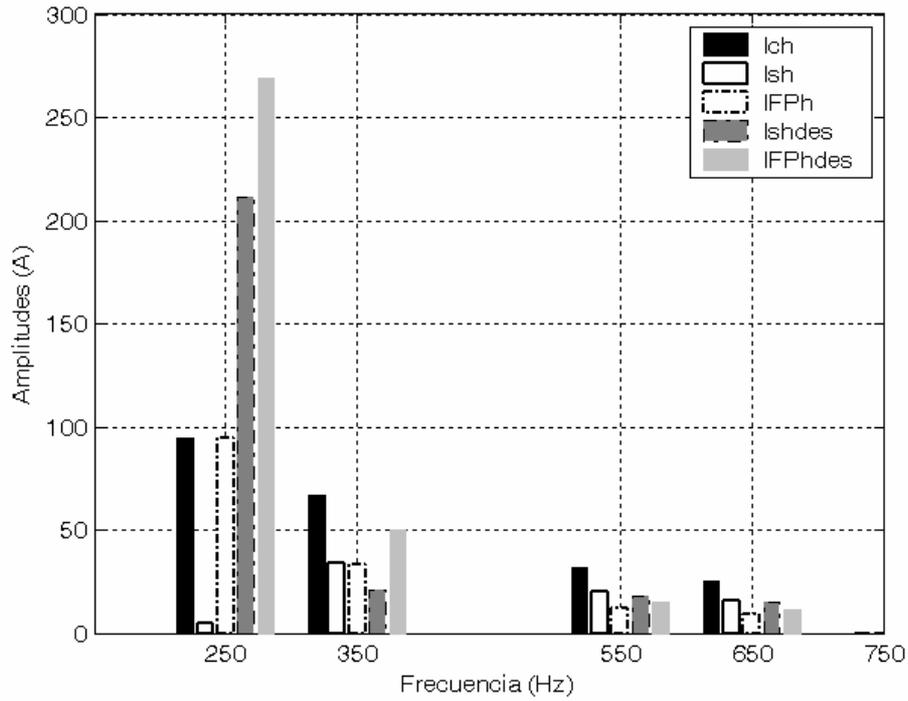


Figura 3.6: Amplificación de las corrientes.

También se presentan en la Fig. 3.7, las diferencias en el espectro de la tensión en dicho punto en la carga, para los casos del filtro original V_{Ch} y el filtro con pérdida de sintonía V_{Chdes} . Se observa el efecto indeseado de amplificación de la 5^{ta} armónica de tensión en la carga con respecto al caso del filtro original.

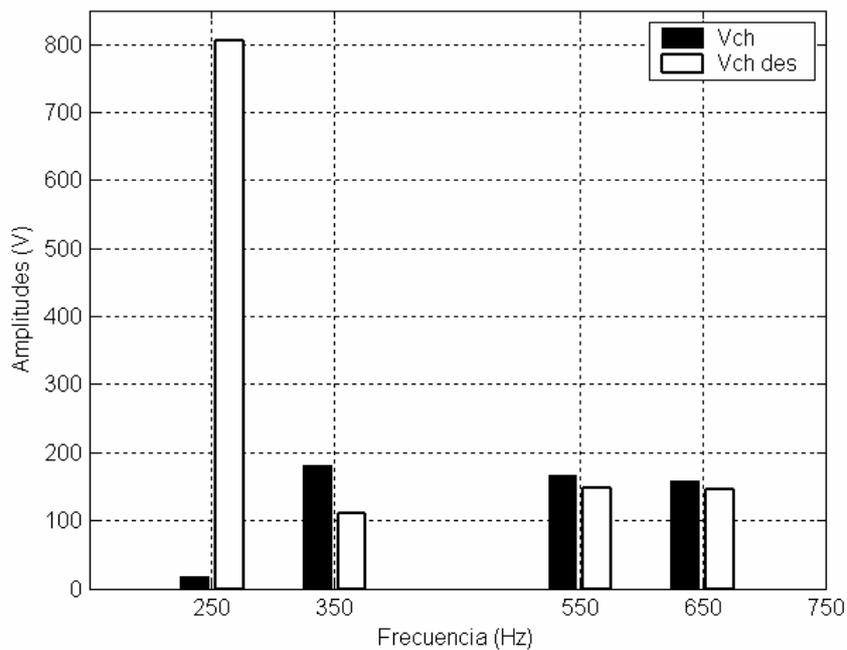


Figura 3.7: Amplificación de la tensión.

Dichas amplificaciones de las corrientes y tensiones armónicas no sólo producen la sobrecarga del filtro y la posible destrucción de sus componentes, capacitor o inductor, debido por ejemplo a fallas en el dieléctrico del capacitor por perforación o sobrecarga de potencia reactiva, sino también la propagación de las distorsiones armónicas en el resto del sistema, afectando al resto de los usuarios, como así también el correcto funcionamiento del mismo debido a las causas mencionadas en el capítulo 2 en el punto 2.3.2.

Por último, es necesario destacar que los filtros pasivos no permiten seleccionar la fuente de armónicos que debe ser filtrada, lo cual se puede traducir en una destrucción de los mismos como consecuencia de una sobrecarga originada por la inyección adicional de armónicos por parte de terceras fuentes. Además, dadas sus características de actuar como “sumidero” de armónicas existentes en otros puntos de la red, distintas a las existentes en la barra de carga donde fue instalado el mismo, no sólo afecta la circulación o flujo de armónicas en la misma sino que aumenta la probabilidad de sobrecarga del mismo.

Las soluciones con filtros activos fueron desarrolladas para mitigar los problemas de los filtros pasivos. Consiste en instalar filtros que se adapten a las condiciones variables de la red y la carga, lo cual se puede lograr a través de los *Filtros Activos de Potencia* (FAP), con estructuras adecuadas de convertidores estáticos y algoritmos de control eficaces. Además, los mismos poseen características de funcionamiento “privadas” o sea sólo compensan las armónicas producidas por la carga conectada a la propia barra de conexión del filtro.

3. 3. *Filtros activos*

Los dispositivos semiconductores electrónicos de potencia permiten el diseño de inversores que pueden actuar como fuentes de tensión (VSI-Voltage Source Inverter) o fuentes de corriente (CSI-Current Source Inverter) controlables [Moha 95] [Acha 02]. La inyección de armónicos en fase en la red mediante estos sistemas electrónicos de potencia da lugar a lo que se conoce como filtros activos. Un filtro activo es un dispositivo sumamente versátil, con el que, mediante un control adecuado, es posible conseguir que la respuesta en frecuencia del sistema de potencia sea prácticamente ideal, obteniéndose además prestaciones adicionales como son el equilibrado de las fases, o la compensación de potencia reactiva [Sing 99] [Akag 05]. Sin embargo, un filtro activo es un dispositivo relativamente complejo y costoso, más aún en

aplicaciones de gran potencia. Esto da lugar a que exista otro tipo de sistemas, conocidos como filtros híbridos, en los que los inversores de tensión o corriente trabajan en colaboración con los filtros pasivos, mejorando la respuesta en frecuencia de estos últimos [Rast 95] [Bhat 97] [Akag 03]. Las diferentes topologías serán presentadas más adelante en este capítulo.

El correcto diseño y control de los mismos, permite obtener excelentes sistemas de filtrado que utilizan inversores de baja potencia basados en topologías convencionales. Esta simplicidad en el diseño de los filtros híbridos se traduce en una reducción de su costo, lo cual les otorga una posición privilegiada en aquellos escenarios en los que la relación costo-prestaciones del filtro activo alcanza valores inaceptables.

La topología de un filtro híbrido depende del tipo de filtro pasivo utilizado, del tipo de inversor, y del tipo de carga a compensar. Tal y como se muestra en [Peng 01], combinando estas tres variables es posible obtener diferentes configuraciones de filtros híbridos.

3. 3. 1. Estructura básica del filtro activo de potencia

La estructura básica de un FAP genérico para la compensación de las corrientes armónicas y la corrección del factor de potencia está compuesta por un inversor o convertidor controlado y un bloque de control para obtener las señales deseadas de referencia y mantener la tensión del lado de continua del convertidor.

Como ya se menciono anteriormente, el FAP funciona como una fuente de corriente controlada. Para eliminar las corrientes armónicas generadas por las cargas no-lineales, el filtro activo produce corrientes armónicas de igual amplitud y fase en el punto de conexión con la carga no-lineal, PCC, tal como se muestra en la Fig. 3.8.

Los convertidores estáticos utilizados en los FAP tienen la estructura de inversores, operando en los cuatro cuadrantes, con posibilidad de transferir e intercambiar energía bidireccionalmente entre la red de CA y un elemento de almacenamiento, de tipo capacitivo o inductivo, situado en el lado de CC del convertidor.

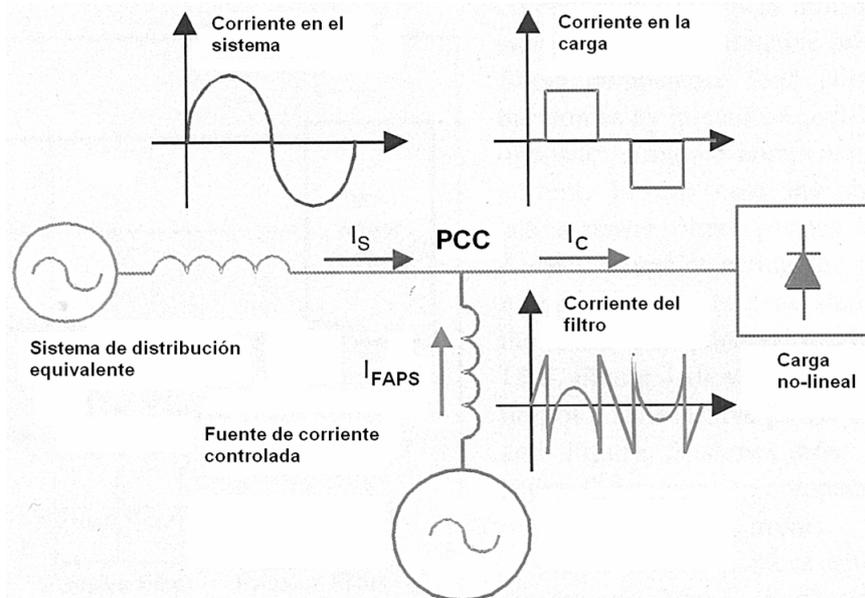


Figura 3.8: FAP funcionando como fuente de corriente I_{FAPS}

Para el caso analizado en este trabajo, sistema de 3 hilos, donde no existe la componente de secuencia cero, es importante destacar, que si la tensión impuesta por el propio sistema solo posee componente de secuencia positiva de frecuencia fundamental, U_{+1} , el FAP no requiere de otra fuente de energía interna, sólo el capacitor en el lado de CC, para la compensación de potencia reactiva, armónicas y desbalances de corrientes de frecuencia fundamental en la carga, las cuales establezcan componentes de corrientes de secuencia negativa.

Este tema y otras diferentes condiciones de funcionamiento serán mencionadas más adelante, en el punto 4.2.3 del capítulo 4, donde se analice el algoritmo de control y el método de filtrado utilizado.

Estas estructuras se pueden implementar para sistemas monofásicos o trifásicos, con o sin neutro, y en todos estos casos el convertidor estático puede actuar como fuente de tensión o fuente de corriente, según sea el elemento de almacenamiento de energía utilizado en el lado de CC o el modo de control del convertidor. Según dicho elemento, los convertidores estáticos pueden ser clasificados en dos categorías:

- Convertidores alimentados por fuentes de tensión (Voltage Source Converters VSCs) o inversores alimentados por fuentes de tensión (Voltage Source Inverters VSIs): la entrada a la barra de CC es una fuente de tensión, típicamente un capacitor y la corriente a través del mismo puede ser positiva o negativa. Esto permite que el intercambio de energía entre el lado de CC y el lado CA sea bidireccional a causa de la inversión del sentido de la corriente.

- Convertidores alimentados por fuentes de corriente (Current Source Converters CSCs) o inversores alimentados por fuentes de corriente (Current Source Inverters CSIs): la entrada a la barra de CC es una fuente de corriente, típicamente un inductor y la tensión a través del mismo puede ser positiva o negativa. Esto permite que el intercambio de energía entre el lado de CC y el lado de CA sea bidireccional a causa de la inversión de la polaridad de la tensión.

En las Figs. 3.9 (a) y (b), se representan las dos estructuras de los convertidores más utilizadas en las versiones trifásicas para redes sin neutro.

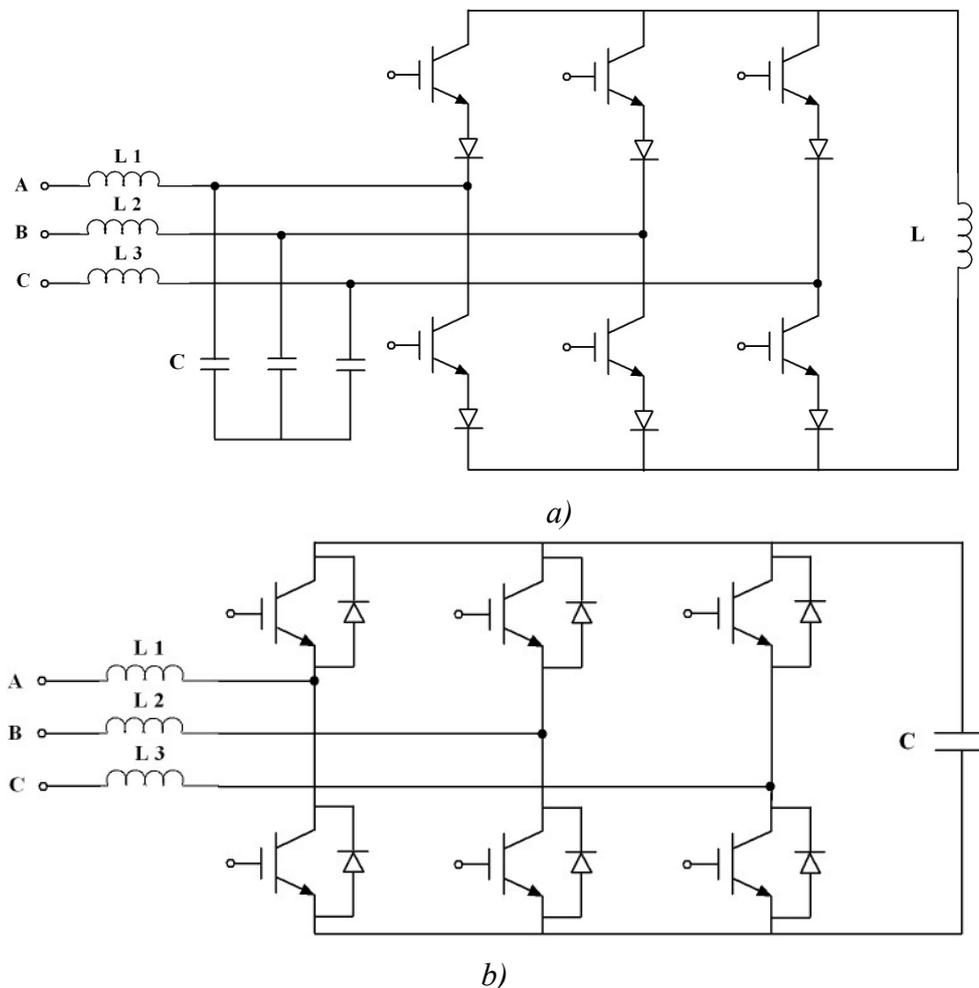


Figura 3.9: Estructuras de los convertidores.

a) Convertidor fuente de corriente. b) Convertidor fuente de tensión

Se puede observar de la Fig. 3.9 (a), que en la estructura del convertidor fuente de corriente se utiliza un diodo en serie con el propio elemento semiconductor

IGBT, para el bloqueo de la tensión inversa. Sin embargo, las configuraciones implementadas con GTO, no necesitan dicho diodo, pero están limitadas en su frecuencia de conmutación.

Por otra parte, no pueden ser usados en configuraciones multinivel, estructuras utilizadas para mejorar las prestaciones en altas potencias. Este tipo de convertidor necesita a la salida un filtro de 2° orden para conectarse al sistema (lado CA), formado por un inductor de acoplamiento y un capacitor, para poder conectar una fuente de corriente no sinusoidal (convertidor) al sistema. Ese filtro se debe comportar como un pasa-banda de modo tal de no filtrar las corrientes armónicas de relativa baja frecuencia a compensar por el convertidor y atenuar las corrientes de conmutación de alta frecuencia producidas por el convertidor.

En el convertidor de tensión, ya sea en modo de control por corriente o tensión, Fig. 3.9 (b), es necesario colocar a la salida un filtro de 1° orden formado por un simple inductor para poder conectar una fuente de tensión no sinusoidal (onda cuadrada de tensión del convertidor) al sistema en orden de evitar un alto d_i/d_t . Además, con dicho filtro se logra atenuar las altas frecuencias de conmutación establecidas por el propio convertidor, comportándose como un filtro pasa bajos, sin atenuar las corrientes armónicas a compensar afectando el rendimiento del convertidor.

En general, los convertidores fuente de tensión resultan más eficientes, de menor costo y de menor tamaño que los convertidores fuente de corriente, particularmente en términos de comparación entre el capacitor y el inductor de CC.

Por otra parte, en el caso de las estructuras VSCs, la tensión que debe soportar cada llave semiconductor es unipolar y limitada por el valor de la tensión del bus de CC. El valor pico de la corriente, la cual es bi-direccional es impuesto por la corriente del filtro activo. De esta forma un dispositivo semiconductor apropiado puede ser un IGBT con un diodo en anti-paralelo y debe estar protegido ante sobrecorrientes. Esto significa que el IGBT no necesita tener la capacidad de bloqueo inverso, brindando más flexibilidad en el diseño de los dispositivos en un compromiso entre las pérdidas de conducción y conmutación y la capacidad de cortocircuito que los IGBT de bloqueo inverso.

Por el contrario, en estructuras tipo CSCs, la corriente es uni-direccional y limitada por la fuente de CC mientras que la tensión es bipolar y su valor pico corresponde a la tensión de línea del sistema. Entonces, en este caso, un adecuado dispositivo semiconductor puede ser un GTO con la capacidad de bloqueo inverso de

tensión o un IGBT con un diodo conectado en serie, el cual debe estar protegido contra sobretensiones. Este dispositivo resulta más complejo de diseñar y fabricar, y de características ligeramente inferiores que el tradicional IGBT sin capacidad de bloqueo inverso. Actualmente los transistores IGBT poseen bajas pérdidas y pueden operar a más altas frecuencias de conmutación que los tiristores GTO.

Por lo tanto, desde este punto de vista, los VSCs fabricados con seis módulos de IGBTs son preferidos frente a CSCs los cuales necesitan seis diodos en serie, si están hechos con IGBTs o seis simétricos GTOs de altas pérdidas.

Debido a la complejidad del sistema que representa el FAP, y también a consideraciones económicas o de rentabilidad, la potencia de estos sistemas se sitúa entre decenas y centenas de kVA, en aplicaciones de BT, y en algunos MVA en instalaciones de MT, por lo que la estructura más habitual es la correspondiente a sistemas trifásicos en sus dos variantes, con y sin neutro.

Para el caso de sistemas de redes y cargas trifásicas de 3 hilos, como por ejemplo motores trifásicos, reguladores de velocidad variable trifásicos, rectificadores controlados o no controlados trifásicos, etc., una estructura de convertidor de tres ramas como las presentadas en la Fig. 3.9, es suficiente.

En el caso de redes con neutro se consideran dos alternativas:

- a) Hacer uso de un rama más, consistente en un cuarto semipunto, conectado en paralelo con las tres ramas propias del inversor trifásico.
- b) Utilizar un convertidor trifásico con la inserción del conductor de neutro en el punto medio del sistema de almacenamiento de CC (generalmente de tipo capacitivo), con control del equilibrio de tensiones o corrientes de ese punto medio.

En las Figs. 3.10 (a) y 3.10 (b), se representan los dos convertidores con conexión de neutro, para el tipo de estructura fuente de tensión.

El sistema basado en el uso de una cuarta rama en el convertidor para el neutro resulta más costoso, pero es más fácil de controlar y tiene un comportamiento excelente, y en algunos casos se puede llegar a independizar la compensación de la corriente de neutro. Además, si la carga contaminante no tiene neutro, como suele ser muy habitual en potencias medias y altas, sencillamente no se instala el convertidor de neutro ni ninguno de sus componentes, permaneciendo todo lo demás inalterado.

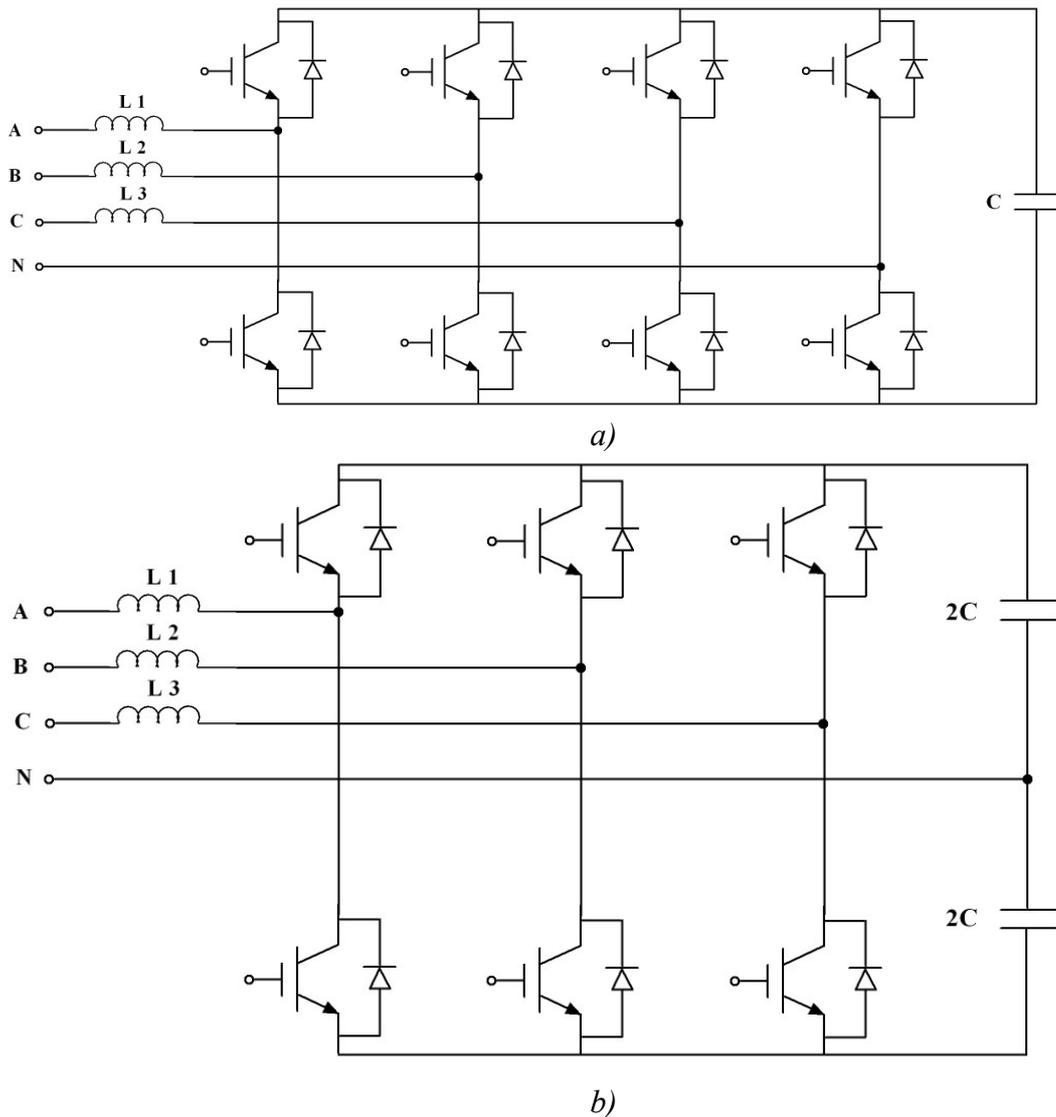


Figura 3.10: Estructuras con conexión de neutro. a) Convertidor de cuatro ramas
 b) Convertidor con punto medio en el lado de CC.

El sistema basado en la inserción del neutro en el punto medio del sistema de almacenamiento (punto medio del capacitor en la Fig. 3.10 (b)), requiere un control específico de la igualdad del reparto de tensiones en los condensadores para evitar la destrucción de los mismos, la instalación de un número de condensadores cuatro veces superior, aunque de menor tensión, para conseguir la misma capacidad y la necesidad de instalar doble número de transductores para leer la tensión total y la del punto medio de esos condensadores.

3. 4. Topologías de los FAP

Durante los últimos años se han desarrollado diferentes topologías de los FAP, [Bhat 95] [Akag 96] [Sing 99] [Jint 03] [Akag 05], estimuladas por el avance de los convertidores estáticos y por la incorporación de nuevos semiconductores de potencia, con mejores prestaciones en cuanto a valores de corriente y tensiones soportadas, facilidad en su modo de control y tiempos de conmutación reducidos. Todo ello acompañado por el impresionante desarrollo de las técnicas digitales y los dispositivos aptos para su implementación, como los procesadores digitales de señal (DSP), que han experimentado una enorme evolución.

Esto ha hecho que, desde los inicios del uso de los FAPS hasta este momento en que nos encontramos, se haya pasado de la utilización de complicados convertidores con tiristores, acompañados de los circuitos de conmutación forzada, operando a algunos cientos de hertzios, a los modernos semiconductores, generalmente basados en transistores IGBT. Estos pueden trabajar a alta frecuencia, dependiendo de la aplicación, son extremadamente robustos e incorporan, además del circuito “driver” que permite el accionamiento del dispositivo desde señales lógicas de control con aislamiento galvánico, otros circuitos, como: circuitos de protección térmica, frente a sobrecargas y frente a cortocircuito directo.

Muchas publicaciones y artículos técnicos relacionados con filtros activos han sido presentados y varios tipos de filtros activos han sido propuestos. Existen aplicaciones de filtros activos en CC y en CA. En CC, por ejemplo en el lado de continua de convertidores a tiristores en sistemas de transmisión en CC (HVDC), con el propósito de eliminar las corrientes armónicas de las líneas de transmisión de CC las cuales producen el fenómeno de interferencia telefónica. Actualmente, las aplicaciones en corriente alterna son de mayor interés y desarrollo, y es la implementada y analizada en este trabajo.

Al filtro activo utilizado para la mejora de la calidad de energía se lo puede clasificar, según los objetivos, en dos tipos: el primero es un filtro activo que ha sido instalado bajo sus propias premisas por consumidores individuales cerca de una o varias cargas que producen armónicas. El segundo es un filtro activo el cual será instalado por las empresas distribuidoras de energía en sus propias subestaciones o alimentadores de distribución. El propósito de los filtros activos instalados por los propios consumidores es el de compensar corrientes armónicas, corrientes desbalanceadas o corrientes de

secuencia negativa y flicker en la tensión. Por otro lado, el propósito de los filtros activos instalados por las empresas distribuidoras sería compensar las armónicas de la tensión en el Punto de Acoplamiento Común (PCC “Point of Common Coupling”) de los sistemas de distribución y atenuar la propagación de armónicas debido a resonancias producidas por las inductancias, de las líneas y las inductancias de dispersión de los transformadores de distribución, con los bancos de capacitores instalados para mejorar el factor de potencia [Akag 96].

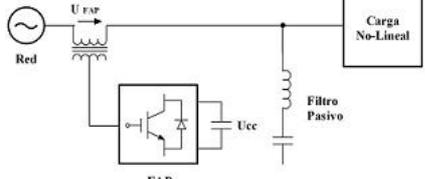
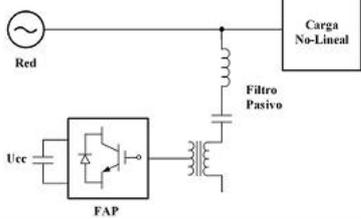
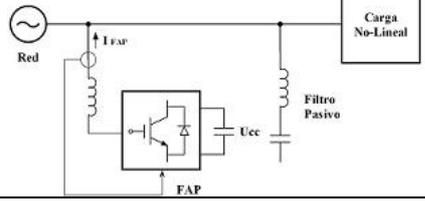
Existen soluciones puras de filtros activos y soluciones menos costosas denominadas híbridas, las cuales conforman combinaciones de filtros activos y filtros pasivos. Una posible clasificación de los FAP, según su topología y modo de inserción en la red eléctrica, es la siguiente:

- Topologías puras
 - Conexión paralelo o shunt.
 - Conexión serie.
 - Conexión serie-paralelo.
- Topologías híbridas

En la Tabla 3.1 se presenta un resumen de las topologías mencionadas y luego un esquema simplificado de las mismas.

Tabla 3.1: Resumen de las topologías

Tipo	Conexión	Denominación	Esquema
Puras	Shunt	FAPS	
	Serie	FAPSE	
	Serie-shunt	UPQC, UPLC	

Tipo	Conexión	Denominación	Esquema
Híbridas	- Activo Serie - Pasivo Shunt	FAPHSE	
	- Activo en serie con Pasivo (conjunto Shunt)	FAPHS	
	- Activo Shunt - Pasivo Shunt	FAPSH	

A continuación, se presentan brevemente las topologías mencionadas y sólo se detalla el principio de funcionamiento de aquellas topologías implementadas en este trabajo.

3. 4. 1. Filtros activos

En esencia, un filtro activo no es más que una fuente de tensión o corriente controlable que se conecta directamente, o a través de un transformador, al sistema de potencia. En la práctica, dichas fuentes se implementan mediante inversores electrónicos de potencia que trabajan en bucle cerrado para conseguir la máxima precisión en la inyección de la tensión o corriente aportada como referencia. En el enlace de red de dichos inversores, es preciso utilizar un pequeño filtro pasivo que evita que las componentes de tensión o corriente debidas a la conmutación sean inyectadas en la red. Al contrario de los filtros híbridos, un filtro activo puro debe soportar la totalidad de la tensión de la red, o la totalidad de la corriente de la carga, lo cual complica y encarece el inversor de potencia. Si se usan transformadores para el enlace del inversor a la red, el costo y las pérdidas de este dispositivo han de ser tenidas en cuenta. Este aumento en el costo de la fuente de inyección de armónicos en fase en la red va acompañado de una serie de prestaciones que no pueden ser alcanzadas por un filtro híbrido. Entre estas prestaciones adicionales se pueden destacar las siguientes:

- equilibra las corrientes de frecuencia fundamental que son suministradas por cada fase de la fuente.
- regula completamente la cantidad de potencia reactiva suministrada a la red.
- compensa corrientes armónicas en un rango más amplio de frecuencias.
- presenta una rápida respuesta dinámica, pudiendo compensar perturbaciones transitorias y no periódicas.
- con un diseño adecuado, y disponiendo de una fuente de energía en el lado de continua, puede trabajar como un sistema de alimentación ininterrumpida (UPS – Uninterruptible Power System).
- puede extender sus prestaciones de compensación hacia tareas de regulación de tensiones y control del flujo de potencia en las líneas, siendo la base los sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS – Flexible AC Transmission Systems).

Aunque los principios del filtrado activo fueron establecidos en 1976 por Gyugyi [Gyug 76], la evolución de este tipo de dispositivos se extiende hasta la fecha, investigándose en cuestiones tales como su aplicación en sistemas de transmisión de gran potencia, en sistemas de generación distribuida, en sistemas de distribución de cuatro hilos, y en redes que trabajan en condiciones adversas debido a fallas, sobrecargas, desequilibrios, contaminación, etc. [Sing 99].

Las Figs. 3.11 (a) y (b) muestran los circuitos equivalentes simplificados de un filtro activo de potencia paralelo o shunt FAPS, del inglés SAPF (Shunt Active Power Filter), a través de su modelo fuente de corriente I_{FAPS} y de un filtro activo serie FAPSE, respectivamente. En éste último, la inserción en serie con la red del convertidor en fuente tensión U_{FAPSE} se realiza generalmente mediante el uso de un transformador.

Después de lo expuesto con anterioridad en este capítulo, debe resultar sencillo entender que, mediante un control adecuado, las fuentes I_{FAPS} y U_{FAPSE} de las Figs. 3.11 se pueden comportar como impedancias prácticamente ideales, ofreciendo respectivamente una impedancia nula o infinita a determinadas frecuencias, con lo que teóricamente se podría conseguir una atenuación absoluta de los armónicos de corriente generados por la carga. Lógicamente, el comportamiento real del sistema de filtrado diferirá en cierta medida del ideal debido a las limitaciones inherentes de los convertidores y del control (máxima tensión y corriente admisible, tiempo de respuesta, etc.). Aunque el control de los filtros activos se puede realizar en el dominio de la

frecuencia, analizando la frecuencia de la perturbación armónica e inyectando selectivamente los armónicos con fase opuesta correspondientes, la elevada velocidad de respuesta de este tipo de filtros permite el diseño de sistemas que trabajan en el dominio temporal, lográndose además la compensación de perturbaciones transitorias.

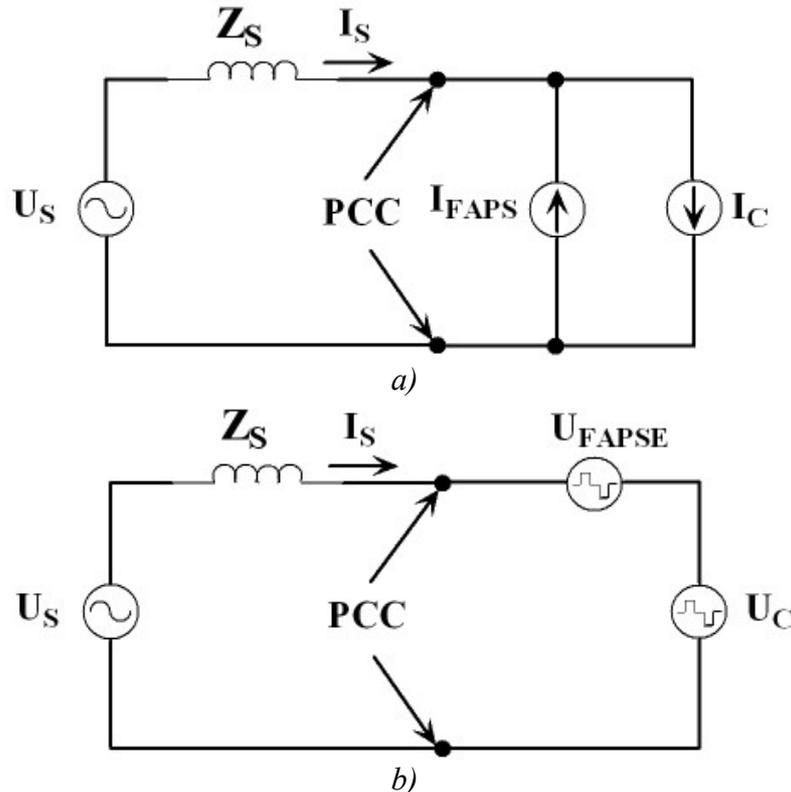


Figura 3.11: Circuitos unifilares equivalentes de conexión de filtros activos puros

a) Filtro activo paralelo (carga en fuente de corriente)

b) Filtro activo serie (carga en fuente de tensión)

La configuración de filtrado de la Figura 3.11 (b) permite, además de limitar la circulación de corrientes armónicas, aislar a la carga de las perturbaciones de tensión existentes en el lado de fuente, CA. Esta funcionalidad da lugar al dispositivo conocido como Restaurador Dinámico de Tensión (DVR), el cual, debido a su alta velocidad de respuesta, es capaz de proteger a la carga de las perturbaciones, permanentes y transitorias, que puedan aparecer en la red, como son los huecos de tensión originados por fallas fase-fase o fase-tierra en un punto relativamente cercano de la red.

La combinación de filtros activos serie y paralelo da lugar a sistemas universales de acondicionamiento con excelentes prestaciones, los cuales garantizan tanto la circulación de corrientes sinusoidales equilibradas en el lado de fuente, como la

inmunidad de la carga ante perturbaciones de red. Estos sistemas avanzados de acondicionamiento no son temas de este trabajo, entonces se muestran en forma simplificada en la Fig. 3.12.

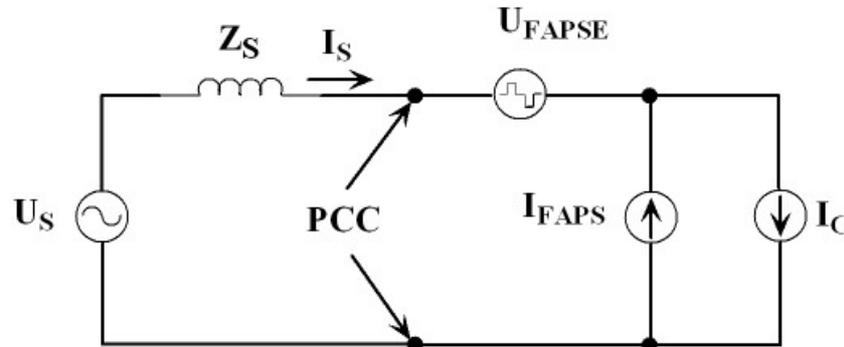


Figura 3.12: Circuito unifilar equivalente de un UPQC

El sistema de la Fig 3.12 se denomina acondicionador unificado de calidad de potencia (UPQC – Unified Power Quality Conditioner) [Fuji 98] [Mont 03]. En dicho sistema, el inversor en fuente de corriente se encargará del acondicionamiento de las corrientes de carga (cancelación de armónicos), mientras que el inversor en fuente de tensión se encargará de obstaculizar la circulación de armónicos de corriente hacia red, y de la cancelación de las armónicas de tensión en la carga.

Es necesario indicar que la inserción en la red de equipos basados en electrónica de potencia, que pueden actuar como fuentes de tensión o corriente controlables en tiempo real, da lugar al desarrollo de los modernos sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS – Flexible AC Transmission Systems). En estos sistemas, es posible aumentar la capacidad de transmisión de energía, regular la tensión en un nodo, e incrementar la estabilidad general. Hasta el momento, los inversores en fuente de tensión serie y los inversor en fuente de corriente paralelo que se mostraban en la Fig. 3.11 se han utilizado principalmente para la cancelación de las perturbaciones armónicas de la carga o de la red, sin embargo, la capacidad de dichos inversores para suministrar corrientes y tensiones controlables de frecuencia fundamental abre un nuevo campo de aplicación de los mismos. En este sentido, el inversor en fuente de corriente de la Figura 3.11 (a) se puede comportar como un compensador síncrono estático (STATCOM – Static Compensator) [Lee 03] [Yu 04] que permite regular la tensión en un nodo (PCC), mediante la inyección de corriente reactiva en el sistema de potencia. En la Figura 3.11 (a), la inyección de una corriente adelantada o retrasada 90° respecto a la tensión en el PCC no da lugar a consumo de potencia activa por parte del inversor, sin embargo, mediante dicha corriente se puede

modificar la caída de tensión en la impedancia equivalente del lado de la fuente (Z_S), la cual es predominantemente inductiva, consiguiéndose de esta forma la regulación de la tensión en el PCC. De la misma manera, el inversor en fuente de tensión de la Fig. 3.11 (b) se puede comportar como un compensador estático síncrono conectado en serie (SSSC – Static Synchronous Series Compensator) [Sen 98][Lee 04] que permite regular la potencia activa y reactiva suministrada por la fuente mediante la variación del módulo y la fase de la tensión en el PCC. Mediante el inversor en fuente de tensión de la Fig. 3.11 (b), es posible modificar el módulo y la fase de la tensión en el PCC, con lo que resulta posible regular la potencia activa y reactiva suministrada por la fuente. Lógicamente, si en el circuito de la Fig. 3.11, la potencia activa resultante en el lado de fuente no coincide con la de carga, es preciso que el inversor sea capaz de absorber o suministrar la diferencia existente.

La combinación de los dos dispositivos anteriormente descritos da lugar al sistema conocido como controlador unificado de flujo de potencia (UPFC – Unified Power Flow Controller), el cual fue propuesto por Gyugyi en 1992 [Gyug 92] y que hoy día resulta el principal exponente de los FACTS [Edri 00] [Garc 03].

Cuando el UPFC incorpora las funciones del filtrado de armónicas y acondicionamiento que se expusieron anteriormente, se consigue un sistema denominado acondicionador universal de líneas de potencia (UPLC – Universal Power Line Conditioner) [Ared 98].

Resumiendo, el UPQC es un dispositivo FACTS diseñado con el objetivo de la compensación de las perturbaciones relacionadas con las distorsiones de las formas de onda de las corrientes y tensiones o sea la compensación de las componentes de frecuencias armónicas. De ahí su denominación de Unified Power Quality Conditioner. Por ende se lo utiliza en los sistemas de distribución o plantas industriales, en los niveles de media tensión, donde las distorsiones armónicas suelen ser significativas.

El UPFC es otro dispositivo FACTS similar al UPQC, diseñado con el propósito de la compensación de las componentes de frecuencia fundamental, tales como la compensación del flujo de potencia activa y reactiva y la regulación de la tensión. De ahí su denominación de Unified Power Flow Controller. Por ende se lo utiliza en los sistemas de transmisión, en los niveles de alta tensión, donde es necesario el control del flujo de potencias.

Finalmente, el UPLC es un dispositivo FACTS el cual es diseñado con ambas funciones de los anteriores o sea compensación de las perturbaciones relacionadas con

las componentes de frecuencia fundamental y otras frecuencias como las armónicas. Si bien los valores de potencia a ser compensada resultan elevados y parecieran ser prohibitivos para el diseño de los dispositivos de este tipo de equipamiento, principalmente UPFC y UPLC, el avance en la tecnología de los semiconductores de potencia determina niveles de 100 MVA para un futuro cercano.

3.4.1.1 FAP en conexión paralelo o shunt (FAPS)

El Filtro Activo de Potencia Shunt (FAPS), es la topología más conocida y utilizada, ya que permite la cancelación de armónicas, hacer corrección del factor de potencia, equilibrar las corrientes de línea en el caso de conexión de cargas desequilibradas, cancelar la corriente de neutro de la red, en los casos de redes con neutro y tiene la capacidad de atenuar la propagación de armónicas a causa de resonancias existentes entre los filtros pasivos y la impedancia de red [Akag 96] [Sing 99] [Akag 05].

La estructura más utilizada es la basada en un convertidor de tensión, que trabaja en modo de control por corriente, la cual fue presentada en el punto anterior. En la Fig. 3.13 se muestra un diagrama unifilar de dicha estructura de convertidor conectada a la red.

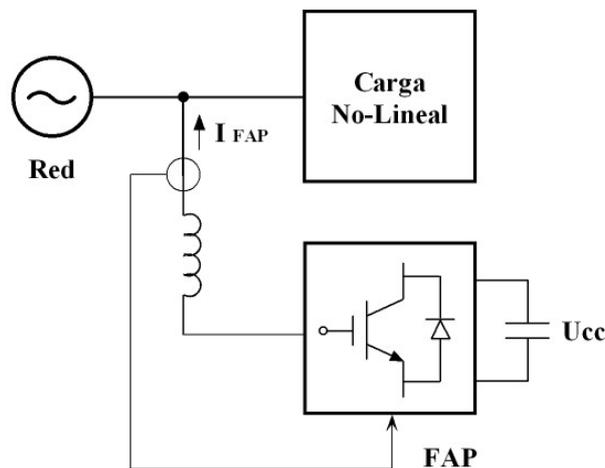


Figura 3.13: Topología FAPS

El FAP se sitúa en paralelo con la carga generadora de armónicas en el punto de conexión de la carga PCC. El principio de funcionamiento consiste en inyectar a la red, en dicho punto y en fase, las corrientes armónicas generadas en la carga, de modo que se anulen por suma de corrientes en el nodo.

Se precisa un sistema de almacenamiento de energía en CC y un convertidor estático que transfiera esta energía bidireccionalmente entre la red de CA y el lado CC del convertidor. El convertidor estático debe actuar como fuente de corriente y su estructura puede ser una de las citadas anteriormente.

Si bien los siguientes temas serán analizados y aclarados mas adelante, en el punto 4.2.3 del capítulo 4, cabe mencionar que para el algoritmo de control y el método de filtrado implementado en este trabajo, para sistemas trifásicos de 3 hilos (no existe secuencia cero), lo siguiente:

- 1) Cuando la tensión del sistema es puramente sinusoidal y balanceada, la energía asociada a las corrientes armónicas de la carga y a las corrientes de secuencia negativa debido a los desbalances de la carga, es de carácter no activo. Entonces, la potencia activa (P) requerida por el convertidor es teóricamente nula y, en la práctica, sólo hay que aportar la debida a las pérdidas en los semiconductores y otros elementos no ideales. Para ello solo basta un capacitor de almacenamiento de energía en el lado de CC del inversor.
- 2) Cuando la tensión del sistema es distorsionada y/o desbalanceada, la energía asociada a las corrientes armónicas de la carga y a las corrientes de secuencia negativa, es de carácter activo. Entonces, la potencia activa (P) requerida por el convertidor no es nula y, en la práctica, se necesita una fuente externa de energía en el lado de CC del inversor que inyecte dicha potencia o implementar una topología de filtro más compleja como por ejemplo un UPQC.

Este convertidor, que trabaja con PWM a alta frecuencia, va dotado de un sistema de control cuyo algoritmo de regulación hace un seguimiento de la corriente en la carga, determina el contenido de armónicas y genera las consignas de mando a los semiconductores para inyectar las corrientes armónicas en fase y conseguir su cancelación.

Esta variante del FAP es una de las que será considerada en el presente trabajo de tesis como topología a implementar para la aplicación planteada.

Se procede a evaluar el comportamiento de un filtro activo puro paralelo o shunt, en la compensación de las corrientes armónicas de la carga del mismo sistema de potencia presentado originalmente en la Fig. 3.2, representado en el circuito de la Fig. 3.14.

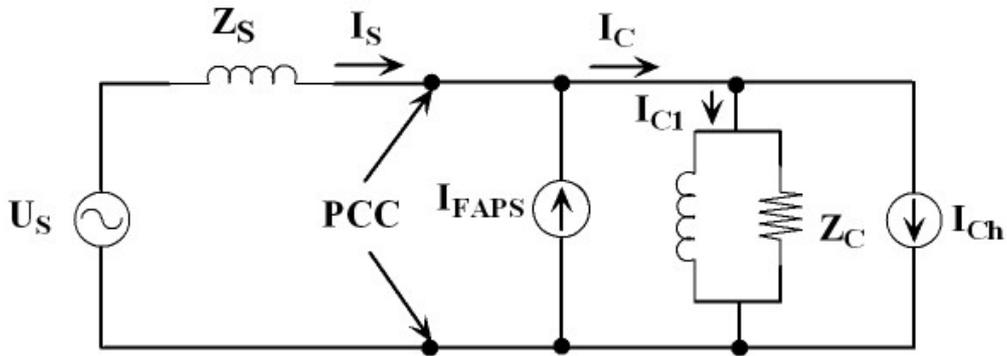


Figura 3.14: Circuito unifilar equivalente de conexión del filtro activo paralelo

En la Fig. 3.14, como se realizó anteriormente para el análisis del filtro pasivo paralelo, se ha discriminado en la corriente de carga el comportamiento de la corriente de componente fundamental, I_{C1} del restante de las corrientes armónicas, I_{Ch} . El modelo de red utilizado posee las mismas características y componentes que el tenido en cuenta en el análisis del filtro pasivo paralelo, de la Fig. 3.2.

El esquema de control del FAPS, utilizado en este trabajo, es

$$I_{FAPS} = K \cdot I_C \quad (3.16)$$

donde

K : es la función de transferencia equivalente del filtro activo.

De dicho circuito unifilar equivalente, aplicando superposición de efectos, se definen los circuitos equivalentes tanto para el análisis de la componente fundamental como para las componentes armónicas, presentadas en las Figs. 3.15 (a) y (b).

Se observa de la Fig. 3.15 (b), que para la circulación de las componentes armónicas se supone a la red sin distorsión de tensión o sea que la distorsión en el PCC sólo está determinada por la circulación de las corrientes armónicas de la carga.

Del análisis para las componentes armónicas en el circuito de la Fig. 3.15 (b) se obtiene la siguiente expresión

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_{Ch}}{Z_{Sh} + \frac{Z_{Ch}}{1 - K_h}} \quad (3.17)$$

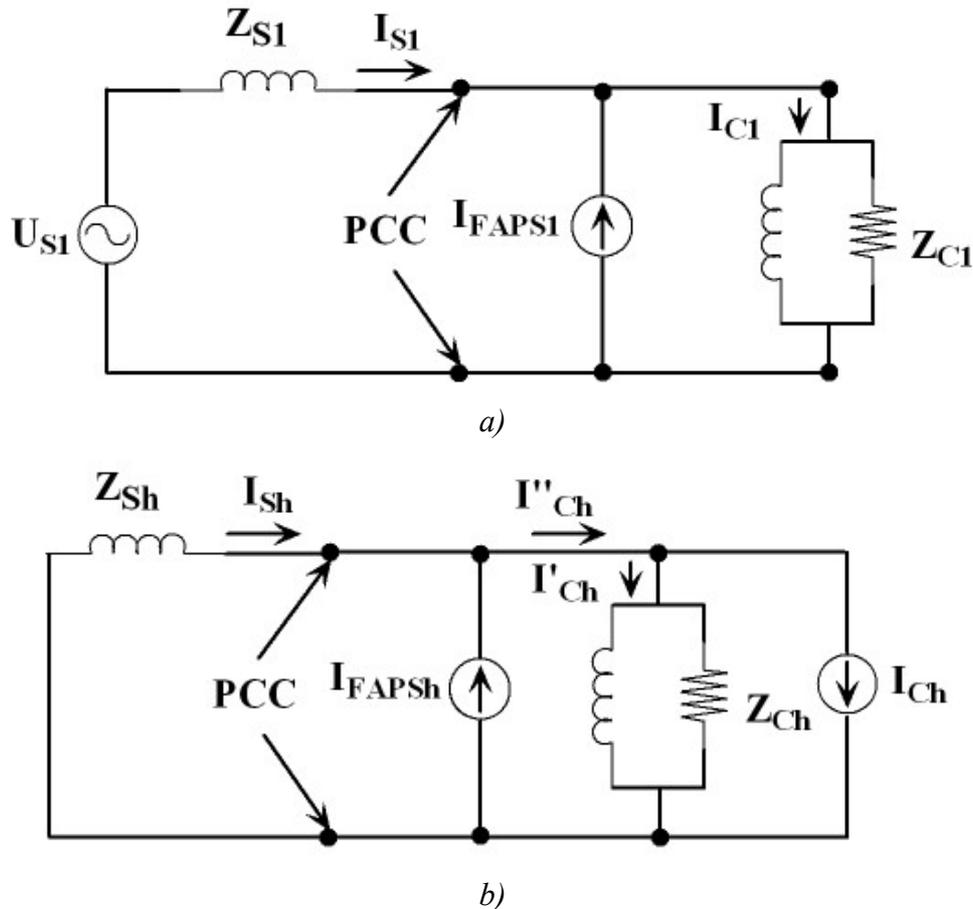


Figura 3.15: Circuitos unifilares equivalentes

a) Componente fundamental. b) Componentes armónicas.

Si se cumple que

$$\left| \frac{Z_{Ch}}{1 - K_h} \right| \gg |Z_{Sh}| \quad (3.18)$$

entonces, (3.17) y (3.18) resultan

$$I_{FAPS} = K_h \cdot I_{Ch} \quad (3.19)$$

$$I_{Sh} \approx (1 - K_h) \cdot I_{Ch} \approx 0 \quad (3.20)$$

La ecuación (3.20) establece que la corriente en el sistema resultará lo más sinusoidal posible en cuanto $1 - K_h$, se aproxime más a cero y si se cumple (3.18). Por lo tanto, (3.18) es la condición de operación requerida para un filtro activo puro paralelo. De dicha ecuación está claro, que cuanto mas se aproxime a 1 la ganancia K_h del filtro

activo puro paralelo, favorece su desempeño para los sistemas débiles o con baja potencia de cortocircuito o sea $|Z_{Sh}|$ de alto valor en el punto de conexión del filtro activo paralelo (PCC).

Realizando un análisis similar para el circuito equivalente correspondiente a la corriente reactiva de frecuencia fundamental, Fig. 3.15 (a), se obtiene el siguiente resultado

$$\frac{I_{S1r}}{I_{C1r}} = 1 - K I_r \quad (3.21)$$

La ecuación (3.21) establece que la corriente reactiva en el sistema I_{S1r} resulta lo menor posible a causa de la compensación de la corriente reactiva I_{C1r} , en cuanto $1 - K I_r$, se aproxime más a cero y si se cumple (3.18). Por ende se obtienen las mismas conclusiones que para el análisis de compensación de armónicas.

Por lo tanto, de los análisis del comportamiento del filtro activo puro paralelo, se concluye que la ganancia para distintas frecuencias del filtro activo debe ser suficiente para asegurar un mejor desempeño en la compensación de potencia reactiva y armónicas e independizar al desempeño del mismo del valor de la potencia de cortocircuito del sistema en el punto de conexión del filtro.

3.4.1.2 FAP en conexión serie

En este caso, el FAPSE, se sitúa en serie entre la red y la carga, a través de un transformador de acoplamiento, tal como se muestra en el diagrama unifilar de la Fig. 3.16, aportando la tensión necesaria para que la corriente por la línea esté desprovista de armónicas y la tensión de alimentación de la carga sea sinusoidal (compensa tensiones armónicas).

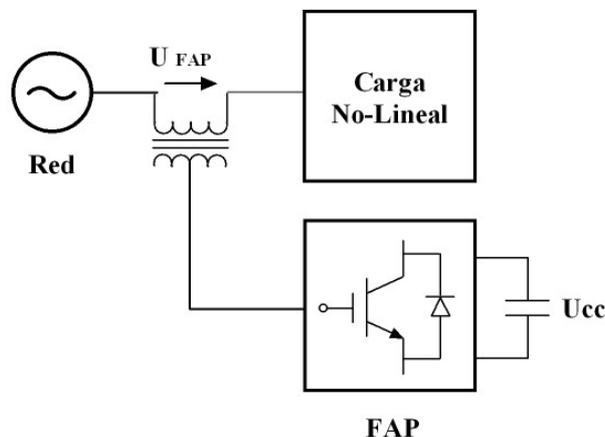


Figura 3.16: Topología FAP serie

El filtro activo serie no compensa las corrientes armónicas de la carga y el sistema actúa como una impedancia variable, cuyo valor es idealmente nulo para la componente fundamental de corriente e infinita para todas las demás componentes, con lo cual evita que las corrientes armónicas fluyan del sistema hacia la carga, garantizando que eventuales filtros pasivos ubicados en la carga no absorban dichas corrientes del resto del sistema. También se lo puede utilizar para regulación de tensión de CA, [Akag 96] o sea aportando una tensión de frecuencia fundamental o nominal del sistema.

Hay que destacar que el convertidor está actuando como fuente de tensión, aportando el valor necesario para conseguir la impedancia deseada según el contenido de armónicas de la carga. El circuito constituido por el filtro activo serie y la carga es un sistema dual respecto al FAP paralelo, en donde la dualidad se establece por el intercambio de las posiciones serie en lugar de paralelo y por actuar como fuente de tensión en lugar de como fuente de corriente.

Esta topología no es la más utilizada, y en general se acompaña normalmente de un sistema de filtrado pasivo complementario.

3.4.1.3 FAP en conexión serie-paralelo

Esta topología es también conocida con el nombre de UPQC (Unified Power Quality Conditioner) o Acondicionador Universal de la Calidad de la Energía [Fuji 98], y es una combinación de los dos filtros anteriores, como se muestra en el diagrama unifilar de la Fig. 3.17.

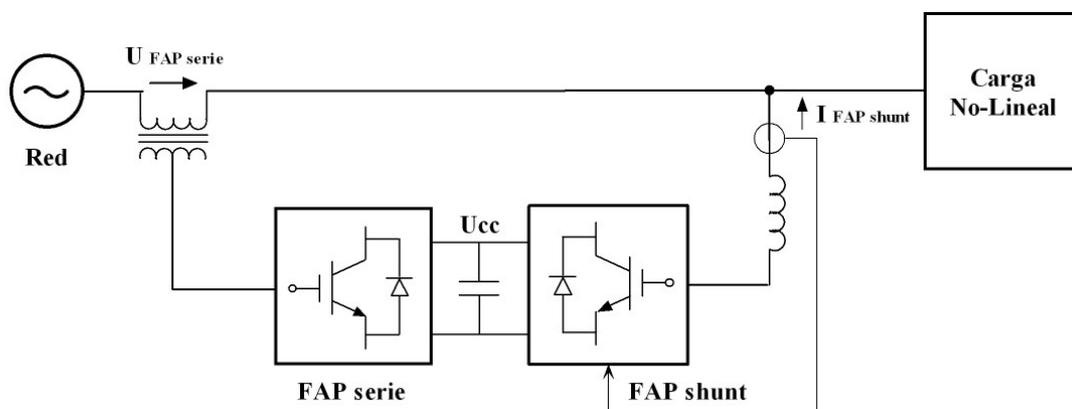


Figura 3.17: Topología FAP serie-paralelo

El filtro activo paralelo cancela las corrientes armónicas, las corrientes de secuencia negativa y puede realizar compensación de energía reactiva, mientras que el

filtro activo serie hace la función de desacoplo respecto a la red y puede realizar otras funciones, como regulación de tensión, compensación de flicker y equilibrado de fases en el punto de conexión a la red.

A esta estructura también se la llama UPFC (Unified Power Flow Controller) en su versión de gran potencia, cuando es utilizada en los sistemas de transporte de energía eléctrica, denominados FACTS (Flexible AC Transmission System), [Hing 00], [Acha 02]. Se la instala para controlar el flujo de energía activa y reactiva y contribuir a la estabilidad de la red ante cambios en el tiempo en la topología e impedancias de la misma.

3. 4. 2. Filtros híbridos

La topología de filtrado híbrido consta de un sistema de filtrado pasivo tradicional conjuntamente con un filtro activo, conectados de diferentes maneras en relación con el filtro pasivo, la cual denominamos Filtro Activo de Potencia Híbrido (FAPH). Esta combinación optimiza el sistema de cancelación pasiva, evita los problemas de resonancias entre los componentes del filtro pasivo y la impedancia de línea y permite potencias de filtrado elevadas a un costo inferior a la de una topología de filtro activo puro.

Según la conexión entre el sistema pasivo y el sistema activo, pueden considerarse las siguientes estructuras básicas:

- Combinación de filtro activo en serie con la línea y filtro pasivo en paralelo con la línea y la carga, FAPHSE.
- Combinación de filtro activo en serie con el filtro pasivo y ambos en paralelo con la carga, FAPHS.
- Combinación de filtro activo y pasivo, en paralelo con la línea y la carga, FAPSH.

En todos los casos, el filtro pasivo puede estar constituido por una o varias ramas de filtros pasivos sintonizados y también contener un filtro tipo pasa alto o amortiguado, dependiendo de las características de la carga o el problema en cuestión.

3.4.2.1 FAP en serie con la línea

En la Fig. 3.18 se presenta dicha topología híbrida. El FAP se conecta en serie con la línea y el filtro pasivo en paralelo con el FAP y la carga, la cual denominamos FAPHSE. El FAP está formado por un convertidor fuente de tensión conectado en serie con la línea a través de un transformador elevador. El secundario de este transformador se dimensiona para la totalidad de la corriente nominal de la carga, aunque la tensión que debe soportar es la debida a las componentes armónicas, mientras que es nula para la componente fundamental.

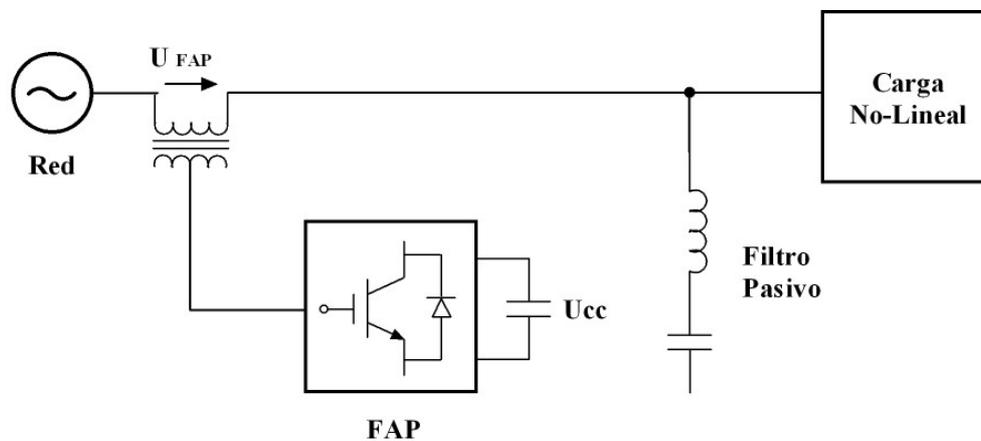


Figura 3.18: Topología híbrida FAP serie con la línea

El filtro activo se comporta como una impedancia variable situada entre la línea y la carga, de tal modo que la impedancia es nula para la componente fundamental y de carácter resistivo y elevada para las armónicas. El filtro activo actúa como un "aislador de armónicas".

Como la sección de filtro activo se instala en serie con la red, y bloquea el paso de armónicas desde y hacia ella, las armónicas generadas en la carga necesariamente circularán por el filtro pasivo. De este modo la tensión en el lado de línea del filtro activo serie es teóricamente la correspondiente a la frecuencia fundamental.

La ventaja de este sistema es que la mayor proporción de la cancelación de armónicas es realizada por el filtro pasivo y el filtro activo se dimensiona para una potencia de tan sólo el 2% al 5% de la potencia de la carga, con lo cual es menos costoso que un filtro activo puro, que debe asumir la totalidad de la potencia de cancelación.

3.4.2.2 FAP en paralelo con filtro pasivo (FAPSH)

Como se puede suponer, el sistema principal de filtrado es pasivo, sintonizado con las armónicas más bajas y de mayor contenido. En paralelo con el filtro pasivo hay un filtro activo funcionando como fuente de corriente o fuente de tensión controlado en corriente, encargado de eliminar las armónicas de frecuencias más elevadas y aquellas no compensadas por el filtro pasivo.

En la Fig. 3.19 se presenta el esquema unifilar correspondiente a dicha topología híbrida y la cual denominamos FAPSH.

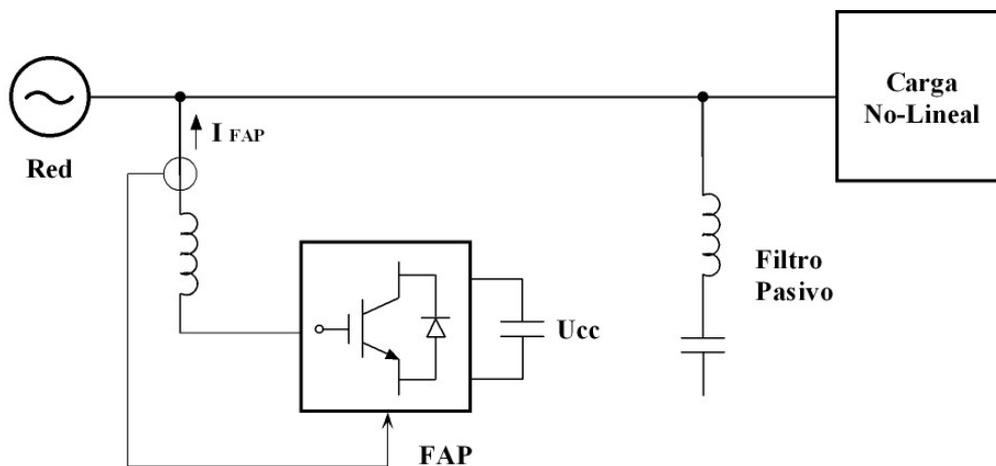


Figura 3.19: Topología híbrida FAP paralelo con FP

Esta es otra de las variantes del FAP la cual será considerada en el presente trabajo de tesis como topología a implementar para la aplicación planteada.

En la Fig. 3.20 se muestra la topología simplificada de este tipo de filtro, la cual es analizada en este trabajo. En esta figura, la fuente dependiente I_{FAPS} , representa al inversor funcionando como fuente de corriente.

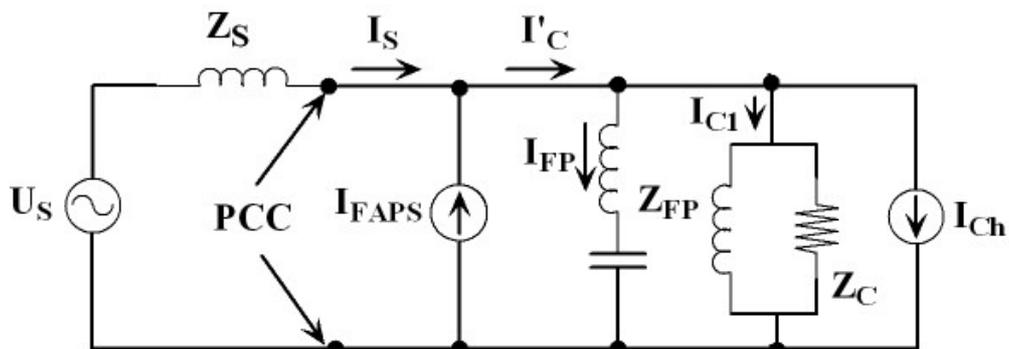


Figura 3.20: Circuito unifilar equivalente del filtro híbrido, FAPSH

La topología de la Fig. 3.20 está formada por un filtro pasivo y un filtro activo puro, ambos en paralelo con la carga y el sistema. Dicha topología híbrida se la denomina *Filtro Activo de Potencia Shunt Híbrido*, FAPSH.

En dicho sistema, la acción del filtro pasivo paralelo, Z_{FP} , se ve reforzada por un inversor fuente de corriente, I_{FAPS} , para la compensación de una carga no lineal en fuente de corriente [Akag 96] [Sing 99] [Chen 01] [Akag 05]. El control establece que $I_{FAPS} = K \times I'_C$, donde I'_C como se muestra en la Fig. 3.20, representa aquellas corrientes armónicas y reactivas no compensadas por el filtro pasivo. Con ello se conseguirá que la corriente en el sistema reduzca su distorsión y la proporción o totalidad de la componente reactiva no deseada. También, mejora la amplitud de la componente de frecuencia fundamental de la tensión en el PCC, mejorando el funcionamiento del filtro pasivo. Además, dado que el filtro activo mide I'_C para calcular la corriente a inyectar, en caso de pérdida de sintonía del filtro pasivo, las corrientes armónicas no compensadas por el mismo, serán atenuadas o eliminadas por el filtro activo.

Se observa de comparar las Fig. 3.20 y la Fig. 3.14, que esta topología se analiza en forma similar a la topología de filtro activo puro teniendo en cuenta la impedancia del filtro pasivo en paralelo con la impedancia de carga. Para el análisis de la componente de frecuencia fundamental como las componentes armónicas, también se analizan por superposición de efectos y con circuitos similares a los de la Fig. 3.15 (a) y 3.15 (b), teniendo en cuenta dicha impedancia del filtro pasivo.

De la misma forma que en todos los análisis anteriores, para la circulación de las componentes armónicas se supone a la red sin distorsión de tensión o sea que la distorsión en el PCC sólo está determinada por la circulación de las corrientes armónicas de la carga.

De realizar el análisis para las componentes armónicas se obtiene la siguiente expresión

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_{Ch} // Z_{FP_h}}{Z_{Sh} + \frac{Z_{Ch} // Z_{FP_h}}{1 - K_h}} \quad (3.22)$$

Como se cumple que $|Z_{Ch}| \gg |Z_{FP_h}|$ a las frecuencias armónicas, entonces

$Z_{Ch} // Z_{FP_h} \cong Z_{FP_h}$, con lo cual

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_{FP_h}}{Z_{Sh} + \frac{Z_{FP_h}}{1 - K_h}} \quad (3.23)$$

Si se cumple que

$$\left| \frac{Z_{FP_h}}{1 - K_h} \right| \gg |Z_{Sh}| \quad (3.24)$$

entonces, resultan

$$I_{FA} = K_h \cdot I_{Ch} \quad (3.25)$$

$$I_{Sh} \approx (1 - K_h) \cdot I_{Ch} \approx 0 \quad (3.26)$$

La ecuación (3.26) establece que la corriente en el sistema resultará lo más sinusoidal posible en cuanto $1 - K_h$, se aproxime más a cero y si se cumple (3.24). Por lo tanto, (3.24) es la condición de operación requerida para un filtro activo paralelo shunt híbrido FAPSH. De dicha ecuación está claro, que el efecto del filtro activo paralelo, a través del aumento de su ganancia K_h , favorece el desempeño del conjunto para los sistemas débiles o con baja potencia de cortocircuito o sea $|Z_{Sh}|$ de alto valor en el punto de conexión del filtro activo paralelo (PCC). Además, con un buen diseño del filtro pasivo, o sea $|Z_{FP_h}|$ lo menor posible a las frecuencias armónicas de diseño, se favorece el desempeño del FAPSH.

De comparar el circuito equivalente de la Fig. 3.20 para la componente de frecuencia fundamental con el de la Fig. 3.15 (a) correspondiente al filtro activo puro paralelo, se observa un análisis similar teniendo en cuenta una corriente total de carga dada por I'_{C1} y una impedancia equivalente de carga dada por $Z_{FP1} // Z_{C1}$, se llega a la misma expresión (3.21)

$$\frac{I_{S1r}}{I'_{C1r}} = 1 - K_{I_r} \quad (3.27)$$

La ecuación (3.27) establece que la corriente reactiva en el sistema I_{S1r} resulta lo menor posible a causa de la compensación de la corriente reactiva I'_{C1r} , en cuanto

$I-K_{Ir}$, se aproxime más a cero y si se cumple (3.24). Por ende se obtienen las mismas conclusiones que para el análisis de compensación de armónicas.

Por lo tanto, de los análisis del comportamiento del filtro activo shunt híbrido FAPSH, se concluye que la ganancia para distintas frecuencias del filtro activo debe ser suficiente para asegurar un mejor desempeño en la compensación de potencia reactiva y armónicas e independizar al desempeño del mismo del valor de la potencia de cortocircuito del sistema en el punto de conexión del filtro.

3.4.2.3 FAP en serie con filtro pasivo (FAPHS)

Este es un método similar al anterior en donde la sección correspondiente al filtro activo está situada en serie con el filtro pasivo. El filtro activo está constituido por un convertidor estático fuente de tensión conectado directamente en serie con el filtro pasivo o a través de un transformador y dicha combinación en paralelo con la carga, como se muestra en el diagrama unifilar de la Fig. 3.21, la cual denominamos FAPHS.

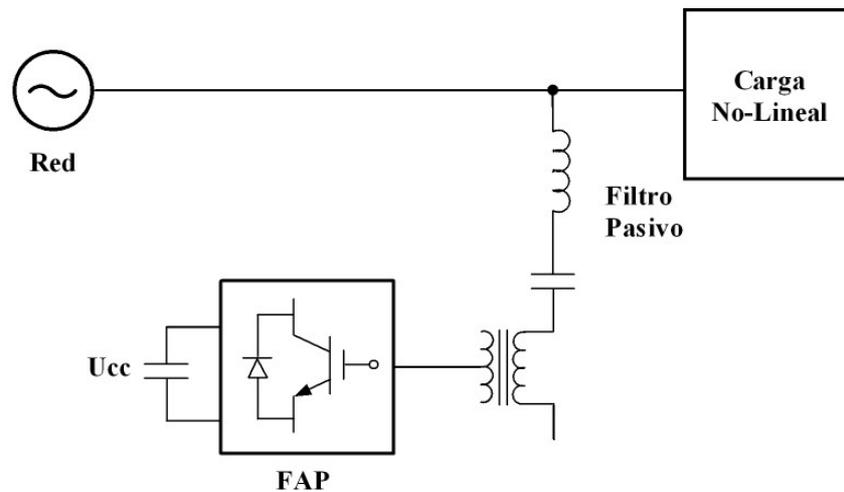


Figura 3.21: Topología híbrida FAP serie con FP

Entre todas las alternativas de compensación, las topologías híbridas que utilizan filtros pasivos y activos, resultan muy atractivas en las redes de distribución donde existe alguna compensación pasiva. En particular, esta topología híbrida paralela está ganando atención [Bhat 97] [Detj 01] [Jint 03] [Sria 03] [Akag 03] [Jint 05]. Tal combinación entre los filtros activos y pasivos permite reducir significativamente la potencia del filtro activo, puesto que su principal labor es mejorar el funcionamiento de filtrado y evitar los problemas de resonancia introducidos por los filtros pasivos. Por otra parte con un diseño adecuado del filtro pasivo y de la tecnología de los

semiconductores como por ejemplo los valores de las tensiones de diseño de los mismos, no es necesario la utilización del transformador de acoplamiento entre el filtro activo y el pasivo. De esta manera constituye una solución simple y barata para los armónicos en sistemas de distribución.

El filtro activo se comporta como una fuente de tensión variable, cuyo valor es teóricamente nulo para la frecuencia fundamental y de un valor de las componentes armónicas tal de drenar las corrientes armónicas de la carga.

El filtro activo presenta impedancia nula a la componente fundamental y variable para las componentes armónicas. Este método tiene la ventaja de que la sección de filtro activo debe soportar las corrientes de componente fundamental y armónicas que circulan por el filtro pasivo y solo las componentes armónicas de tensión proporcionales a las componentes de corrientes armónicas en la línea del sistema. La componente de frecuencia fundamental de la tensión es soportada por el filtro pasivo.

Esta variante del FAP es otra de las que será considerada en el presente trabajo de tesis como topología a implementar para la aplicación planteada.

La topología de un filtro híbrido depende del tipo de filtro pasivo utilizado, del tipo de inversor, y del tipo de carga a compensar. Tal y como se muestra en [Peng 01], combinando estas tres variables es posible obtener diferentes configuraciones de filtros híbridos.

En la Fig. 3.22 se muestra la topología simplificada de este tipo de filtro, la cual es analizada en este trabajo. La topología está formada por un filtro activo puro conectado en serie con un filtro pasivo, ambos en paralelo con la carga y el sistema. Dicha topología híbrida se la denomina *Filtro Activo de Potencia Híbrido Shunt*, FAPHS. En esta figura, la fuente dependiente U_{FAPS} , representa al inversor funcionando como fuente de tensión.

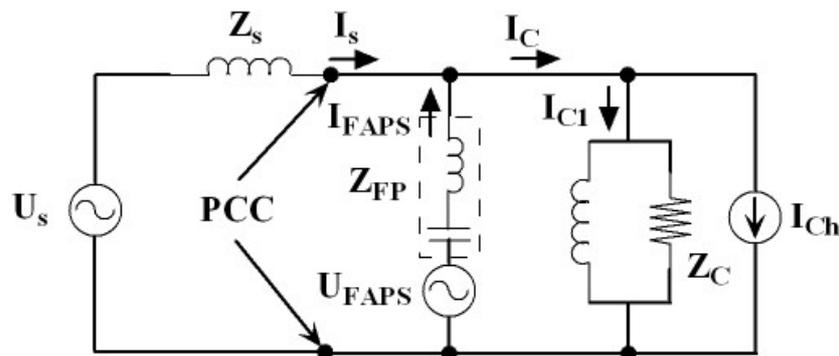


Figura 3.22: Circuito unifilar equivalente del filtro híbrido, FAPHS

En dicho sistema, la acción del filtro pasivo paralelo, Z_{FP} , se ve reforzada por un inversor funcionando como fuente de tensión, U_{FAPS} , para la compensación de una carga no lineal modelada como fuente de corriente. El filtro activo es usado sólo para compensar las corrientes armónicas mientras que las corrientes reactivas son atenuadas por el filtro pasivo. Entonces es considerado funcionando como una fuente de tensión proporcional a las corrientes armónicas de línea en el sistema, $U_{FAPS} = K_h \times I_{Sh}$, donde K_h es la ganancia del filtro activo.

En las Figs. 3.23 (a) y (b) se presentan los circuitos unifilares equivalentes del FAPHS para el análisis armónico.

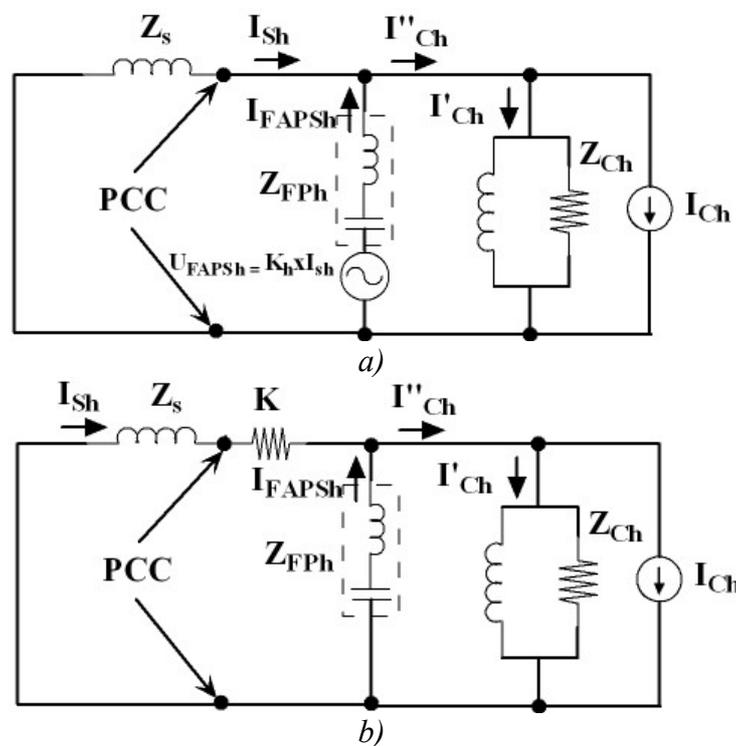


Figura 3.23: Circuitos unifilares equivalentes del filtro híbrido

a) Circuito equivalente para las componentes armónicas

b) Resistencia armónica equivalente del filtro.

El control establece que $U_{FAPS} = K_h \times I_{Sh}$, donde I_{Sh} como se muestra en la Fig. 3.23 (a), corresponde sólo a las componentes de corriente armónicas en el sistema.

Cuando ningún filtro activo es conectado ($K_h = 0$) y considerando a la tensión del sistema U_s sinusoidal pura, la relación entre las componentes armónicas de corrientes de línea del sistema y las componentes armónicas de la corriente de la carga no-lineal, resultan iguales al caso del filtro pasivo paralelo (3.3) y es igual a

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_{Ch} \cdot Z_{FP_h}}{Z_{Ch} \cdot Z_{FP_h} + Z_{Sh} \cdot Z_{FP_h} + Z_{Sh} \cdot Z_{Ch}} \quad (3.28)$$

Como en general se cumple que $Z_{Ch} \gg Z_{FP_h}$, la ecuación resulta

$$\frac{I_{Sh}}{I_{Ch}} \cong \frac{Z_{FP_h}}{Z_{Sh} + Z_{FP_h}} \quad (3.29)$$

Si la impedancia del sistema Z_{Sh} es mucho más pequeña que Z_{FP_h} , no se obtienen características de filtrado deseables. También, pueden ocurrir condiciones de resonancias a frecuencias específicas entre Z_{Sh} y Z_{FP_h} , causando el fenómeno de amplificación de armónicas mencionado en el punto 3.2.3.

Cuando el filtro activo es conectado, la relación (3.28) se transforma en

$$\frac{I_{sh}}{I_{Ch}} = \frac{Z_{Ch} \cdot Z_{FP_h}}{K_h (Z_{Ch} + Z_{FP_h}) + Z_{Sh} (Z_{Ch} + Z_{FP_h}) + Z_{Ch} \cdot Z_{FP_h}} \quad (3.30)$$

Por lo dicho anteriormente, en general se cumple que $Z_{Ch} \gg Z_{FP_h}$, la ecuación resulta

$$\frac{I_{sh}}{I_{Ch}} \cong \frac{Z_{FP_h}}{K_h + Z_{Sh} + Z_{FP_h}} \quad (3.31)$$

La ecuación (3.31) define las características de filtrado de la topología híbrida, la cual depende no sólo de la impedancia del filtro pasivo Z_{FP_h} y del sistema Z_{Sh} , sino de la ganancia K_h . Dicha ecuación demuestra que el circuito de la Fig. 3.23 (a), con las hipótesis asumidas, es equivalente al de la Fig. 3.23 (b). Esto significa que dicha fuente de tensión se comporte como una resistencia de valor K_h (Ω) en serie con Z_S que se opone al paso de los armónicos de corriente, tal como se muestra en la Fig. 3.23 (b). Si $K_h \gg |Z_{FP_h}|$ todas las corrientes armónicas inyectadas por la carga circularán por el filtro pasivo. Si $K_h \gg |Z_{Sh}|$, K_h dominará las características de filtrado. Además dicho resistor equivalente es nulo a la frecuencia fundamental.

La inclusión de esta resistencia virtual reporta las siguientes ventajas: a) se aumenta el amortiguamiento de la red a frecuencias armónicas, con lo que se disminuye el riesgo de posibles resonancias paralelo entre la impedancia inductiva de la red, L_S y la capacidad del filtro pasivo, C_{FP} , b) se hace que la característica de filtrado sea

prácticamente independiente de la impedancia de red, c) se aumenta la capacidad de absorción de armónicos del filtro pasivo paralelo, d) se mejora la forma de onda de tensión en el PCC.

La Fig. 3.24 muestra la relación de filtrado I_{sh} / I_{Ch} , aplicada a los parámetros de la red de distribución modelada en esta tesis para el estudio de las diferentes topologías de filtros y diferentes valores de K_h .

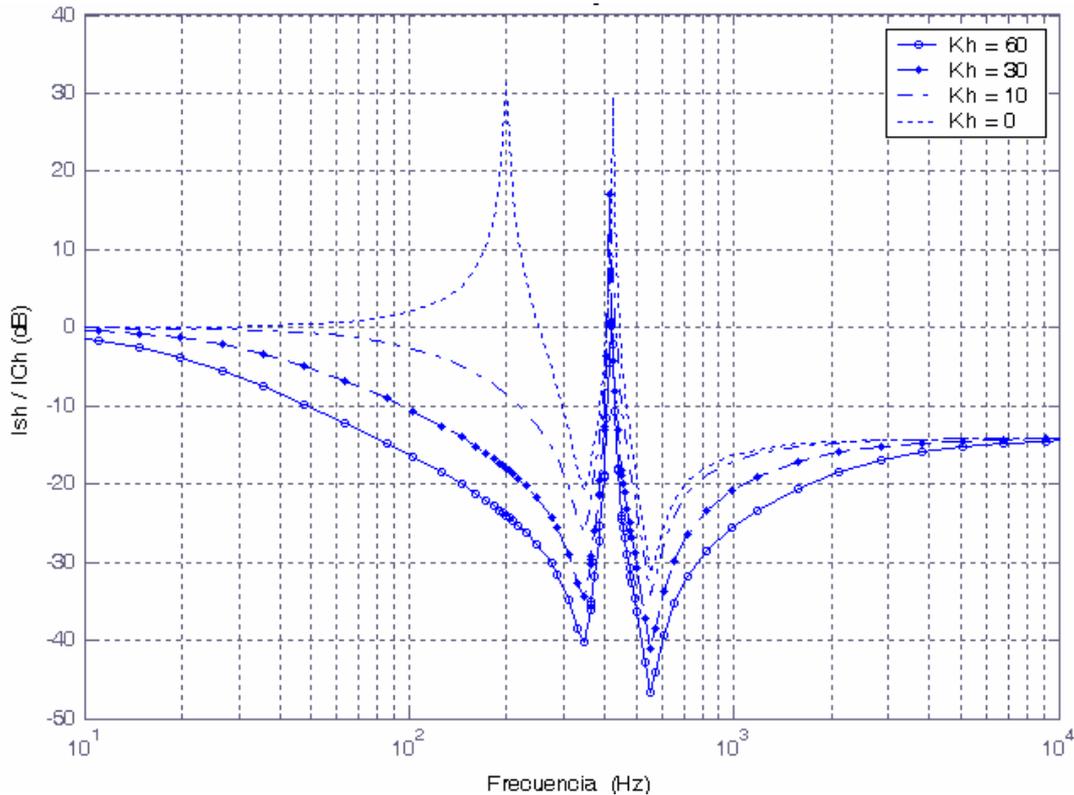


Figura 3.24: Características de filtrado del FAPHS

La Fig. 3.24 muestra las dos frecuencias de diseño de los filtros pasivos, 350 Hz y 550 Hz y cuando el filtro activo no está conectado en serie con los filtros pasivos ($K_h = 0$), el fenómeno de amplificación armónica entre 100 Hz y 400 Hz. Se observa también que cuando el filtro activo es conectado ($K_h > 0$), no se produce el fenómeno de amplificación armónica. El valor de K_h del FAPHS implementado, se obtiene de la relación U_{FAPS} / I_{sh} medida del mismo circuito modelado y se obtiene un valor de 60. El aumento en el valor de K_h podría producir un problema de inestabilidad en el sistema. Este tema no será tratado en este trabajo, aunque se debe prestar atención y analizar la estabilidad del filtro activo [Akag 07] [Sria 02].

Cuando la función de transferencia de (3.31) se compara con la mostrada en (3.6), correspondiente a la acción individual del filtro pasivo, se llega fácilmente a la

conclusión de que la respuesta en frecuencia del filtro híbrido es mejor a la del filtro pasivo paralelo.

Debido a lo mencionado en un párrafo anterior, la principal ventaja que aporta esta topología, es que el inversor resulta de muy baja potencia, ya que si bien debería funcionar con la componente de frecuencia fundamental de la corriente reactiva que aporta el filtro pasivo, la tensión que deberá aportar dicho inversor no tiene en cuenta la componente de frecuencia fundamental de la tensión la cual es soportada por el filtro pasivo.

Estos factores evidencian la idoneidad de esta topología para ser utilizada en aplicaciones filtrado activo de elevada potencia [Sria 03] [Jint 05].

En este caso, el filtro activo no compensa la componente de frecuencia fundamental, con lo cual no se realiza dicho análisis. La componente de frecuencia fundamental es aportada por los filtros pasivos, para lo cual el análisis en este caso resultará igual al realizado para la configuración híbrida FAPSH, en el punto 3.4.2.2, sólo que en este caso el diseño del filtro pasivo es el correspondiente al paralelo de dos filtros pasivos sintonizados.

3. 5. Técnicas de modulación

En un inversor en fuente de tensión, la modulación es el mecanismo empleado para sintetizar la tensión de salida del mismo. La técnica de modulación empleada en el inversor determina el aprovechamiento de los recursos de tensión de su bus de continua, la calidad y linealidad de la tensión de salida, el rizado de la corriente, las pérdidas de potencia de conmutación, etc.

Las técnicas de modulación están enfocadas en la generación de las señales de disparo de las llaves semiconductoras del convertidor a partir de las señales de referencia o consigna obtenidas del algoritmo de control, en términos de tensiones.

La mayoría de los convertidores trifásicos fuentes de tensión modulados por ancho de pulso (VS-PWM), reguladores de velocidad de los motores de CA (ASD), filtros activos, convertidores de CA/CC de alta potencia, fuentes ininterrumpibles de energía (UPS), y fuentes de energía de CA, tienen una estructura de control la cual contiene un lazo interno de control de corriente realimentado.

Consecuentemente, el funcionamiento del convertidor depende ampliamente de la estrategia de control de corriente aplicada. Por lo tanto, el control de corriente de los convertidores PWM es uno de los más importantes temas de la electrónica de

potencia moderna. En comparación con los convertidores de tensión convencionales PWM de lazo abierto, los convertidores PWM controlados en corriente (CC-PWM) poseen las siguientes ventajas:

- control instantáneo de la forma de onda de la corriente y alta exactitud;
- protección de corriente máxima;
- rechazo a la sobrecarga;
- dinámica extremadamente buena;
- compensación de los efectos debido a la variación de los parámetros de la carga (resistencia y reactancia);
- compensación de la caída de tensión en los semiconductores y tiempos muertos del convertidor;
- compensación de los cambios de la tensión de CC y del lado CA

La modificación de las condiciones de operación para las cuales fue diseñado un FAP o el modelado impreciso de sus elementos, unido a su carácter no lineal, pueden ser, entre otras, las causas de una incorrecta compensación. El controlador de la corriente de inyección debe asegurar que la corriente consumida por el FAP es la adecuada para llevar a cabo una apropiada mitigación de la corriente no activa de la carga bajo condiciones como las anteriormente descritas.

Las funciones que debe desempeñar el controlador de la corriente de inyección son las mismas independientemente de la topología inversora seleccionada: comparar la corriente de referencia para la compensación con la corriente de inyección y, en función del error, generar las señales de puerta adecuadas para el inversor.

La Fig. 3.25 muestra la estructura típica para un inversor monofásico con fuente de tensión, por control indirecto de corriente.

En el caso trifásico se puede optar por una estructura como la monofásica pero extendida a cada una de las líneas que se pretende compensar, o bien controlar simultáneamente todas las corrientes de línea [Buso 98]. En este caso es necesario realizar una transformación de las corrientes de línea a un plano complejo donde estarían descritas por las dos componentes de un único fasor de corriente.

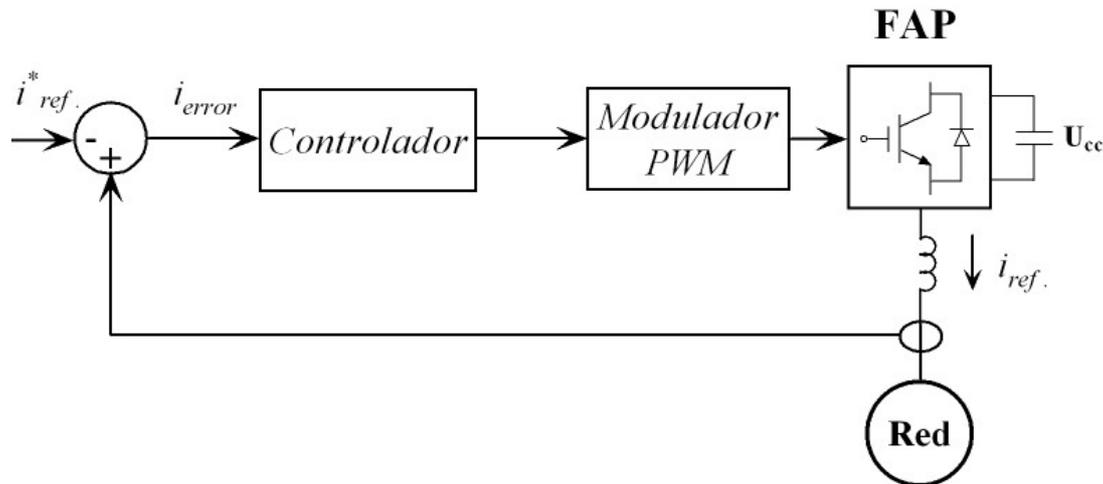


Figura 3.25: Control de corriente monofásico

La señal de salida del controlador corresponde a la tensión que el inversor debe aplicar en los extremos de la bobina de inyección para que la corriente de compensación corresponda a la corriente de referencia. Bajo este esquema, la función del modulador por anchura de pulsos (Pulse Width Modulated, PWM) es determinar los tiempos que cada uno de los dispositivos electrónicos de potencia del FAP permanece en uno de sus dos posibles estados de operación para cada intervalo de conmutación.

El control de los convertidores para que establezcan las consignas de control calculadas no es objeto del presente trabajo, por lo tanto, se mencionarán las técnicas de control de corriente para convertidores trifásicos de dos niveles más utilizadas [Buso 98], [Kazm 98], [Gree 05] y se presentarán las aplicadas a los modelos implementados. Las más utilizadas son:

- Modulación sinusoidal
- Control por Histéresis
- SVM (Space Vector Modulation)

3. 5. 1. Modulación sinusoidal

La técnica PWM es una técnica de conmutación simple para controlar convertidores. Para controlar la tensión o corriente de salida del convertidor la misma emplea una frecuencia de conmutación constante (tiempo constante de conmutación). Genera las señales de conmutación para controlar el estado de las llaves semiconductoras, cerrada o abierta (On-Off). Esto se logra comparando una señal de control de tensión con una forma de onda de una frecuencia mucho más alta que la

frecuencia fundamental del sistema. La salida del comparador controla las llaves semiconductoras. La salida de tensión o corriente del convertidor, Fig. 3.26, es de la forma de trenes de pulsos que contienen la misma frecuencia que las señales de conmutación generadas. Si la señal de control es una forma de onda sinusoidal, el método se lo denomina modulación de ancho de pulso sinusoidal (SPWM).

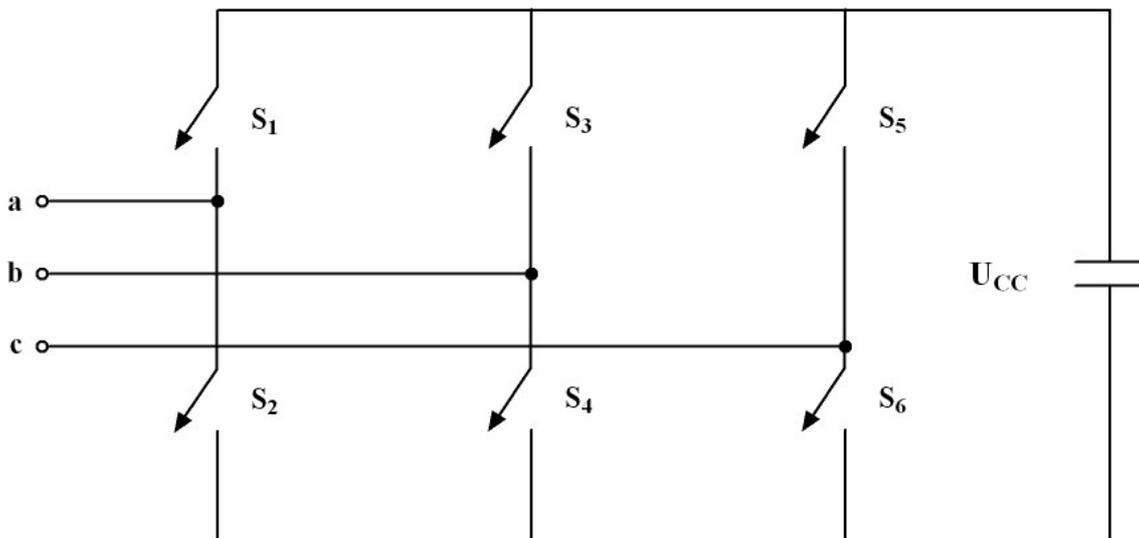


Figura 3.26: Convertidor VS-PWM

En este tipo de moduladores se compara la señal de error, denominada moduladora con una señal denominada portadora en general una onda triangular o diente de sierra, de alta frecuencia [Hava 97]. El resultado es una señal de salida de frecuencia constante con un ciclo de trabajo variable. En este caso, la estructura del controlador responde a la Fig. 3.27.

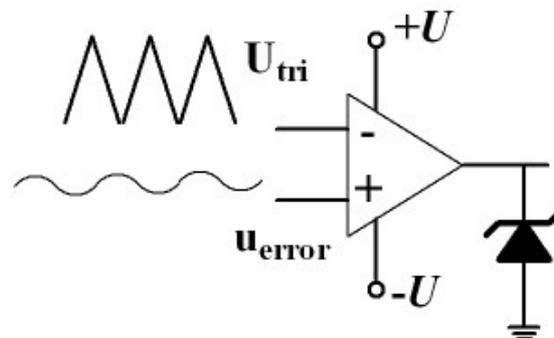


Figura 3.27: Modulador con portadora triangular

En ella se observa como la señal moduladora, una senoide pura de frecuencia f_m y amplitud U_m , se compara con una portadora triangular de frecuencia f_{tri} y

amplitud U_{tri} . En el caso de sistemas a tres hilos puede mejorarse la forma de onda de la señal de salida al incluir en la modulación el cálculo de las componentes de secuencia cero de la corriente [Hava 97]. En este tipo de modulación se definen dos índices: el índice de modulación en amplitud m_a , que es la relación entre las amplitudes de las señales moduladora y portadora (U_m / U_{tri}) y el índice de modulación en frecuencia m_f , que es la relación entre las frecuencias de la señal portadora y moduladora (f_{tri} / f_m).

La amplitud de la componente de tensión de salida deseada, con la condición que $m_a \leq 1$ y que la frecuencia de la forma de onda triangular, f_{tri} , sea mucho mayor que la frecuencia de la señal moduladora, es dada por

$$U_{ao} = m_a \cdot U_{cc} \quad (3.32)$$

Por lo tanto, el convertidor PWM se comporta como un amplificador lineal mientras la amplitud de la señal portadora sea mayor que el de la señal moduladora y su frecuencia sea mucho mayor que la de esa señal de modulación.

El convertidor PWM puede ser considerado como un amplificador de potencia lineal porque tiene la capacidad de generar tensiones o corrientes armónicas de compensación correspondientes a una pequeña señal de control.

A continuación se presenta un ejemplo de la aplicación PWM. El resultado de la comparación para un m_f pequeño y modulación por anchura de pulsos lineal ($m_a < 1$) se puede observar en la Fig. 3.28.

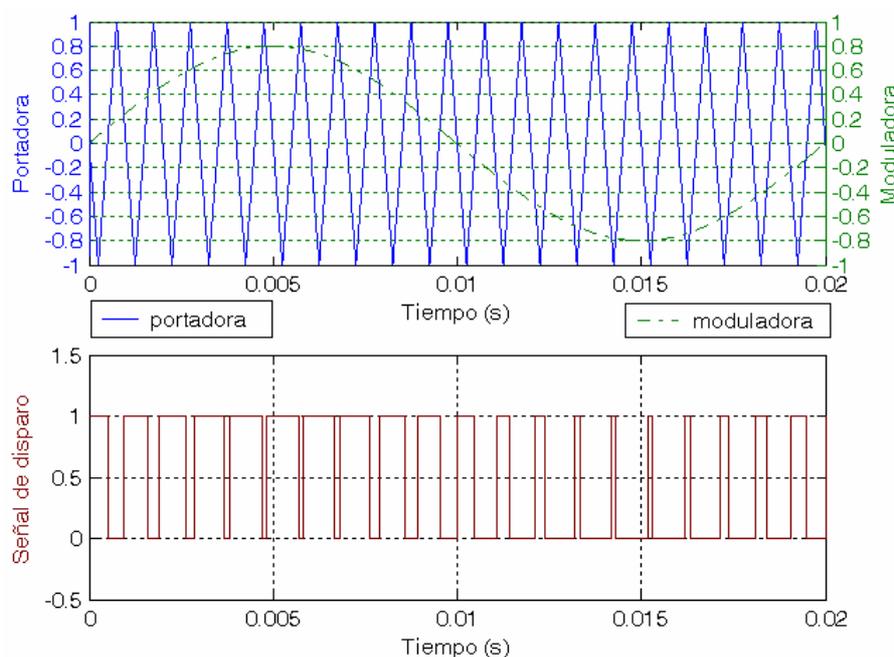


Figura 3.28: Resultado de la modulación para $m_a = 0,8$ y $m_f = 20$

En este caso, los valores en por unidad de las amplitudes son $V_m = 0.8$ y $V_{tri} = 1$, con lo cual resulta $m_a = 0.8$ y los valores de las frecuencias de las señales son, $f_m = 50$ Hz. y $f_{tri} = 1000$ Hz., con lo cual $m_f = 20$. En la Fig. 3.29 se presenta el espectro en frecuencia en función del orden de la armónica de 50 Hz., en este caso hasta el orden 100 o sea 5000 Hz.

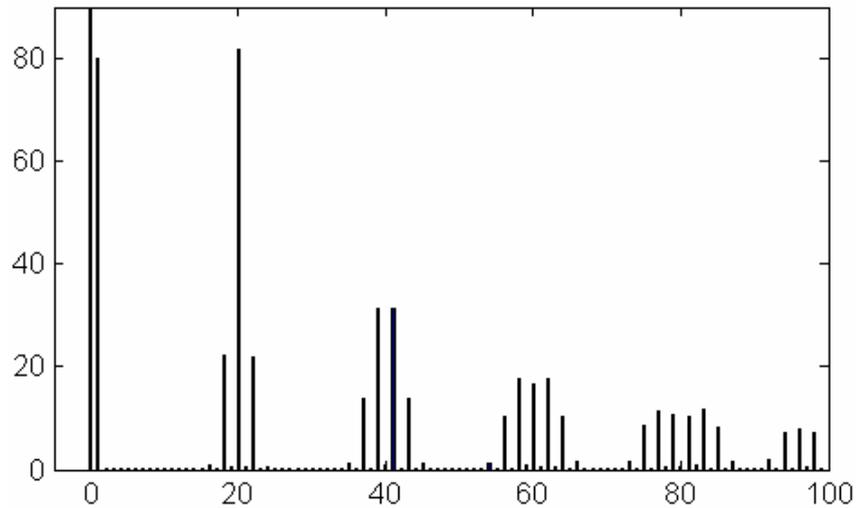


Figura 3.29: Espectro de la modulación para $m_a = 0,8$ y $m_f = 20$

La frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos del puente es f_{tri} y el ciclo de trabajo de cada una de las ramas del puente inversor en cada periodo de conmutación queda establecido por la relación entre el valor instantáneo de la señal moduladora y la amplitud de la portadora. Para evitar que la corriente de inyección presente subarmónicos de la frecuencia fundamental y/o armónicos pares, m_f debe ser un número entero e impar [Moha 95].

En determinadas circunstancias puede ser necesario aumentar la amplitud de la señal moduladora, en estos casos, cuando $m_a > 1$, el modulador operara en sobremodulación. En este modo de funcionamiento las componentes armónicas con frecuencias bien localizadas en torno a f_{tri} dejan de estarlo, cambiando la magnitud de las componentes armónicas inyectadas, y la amplitud de la componente a la frecuencia f_m deja de ser linealmente dependiente de m_a .

Con este tipo de estrategia de modulación suele controlarse cada una de las ramas del inversor por separado, denominada modulación unipolar, que permite en determinados estados de conmutación aislar al elemento almacenador de energía de la

red. Con este tipo de modulación basta una única señal de puerta para controlar los dos posibles estados de conmutación del inversor.

3. 5. 2. Modulación por histéresis

Este tipo de modulación por anchura de pulso presenta la particularidad de que la generación de la señal de control del FAP y su modulación se realizan simultáneamente y en forma directa, tal como se muestra en la Fig. 3.30.

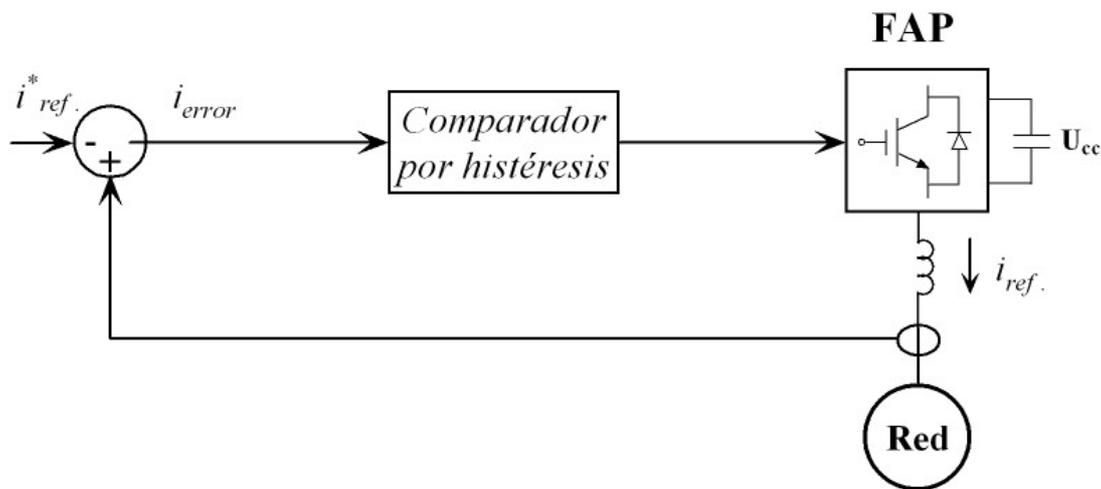


Figura 3.30: Control de corriente por histéresis

La señal de referencia, i_{ref}^* , para la compensación es comparada de forma instantánea con la señal realmente inyectada, i_{ref} . La señal de error resultante, i_{error} , es aplicada a un circuito comparador por histéresis que, dependiendo de la anchura de la banda de histéresis y del valor instantáneo de la señal de error, genera los pulsos de disparo de los dispositivos semiconductores del inversor [Moha 95]. Así, mientras que la desviación de la corriente inyectada en el sistema respecto a la corriente de referencia no supere la anchura de la banda de histéresis el inyector mantiene el estado de conmutación o sea llave cerrada (on) o llave abierta (off). La corriente inyectada en el sistema dependerá de las características del enlace de corriente empleado y de la tensión en el punto de conexión del mismo. Entre las ventajas de esta técnica de modulación está su sencilla estructura.

La frecuencia de conmutación de los dispositivos electrónicos del inversor, al emplear este tipo de modulación, es variable. Esto es debido a su dependencia de los valores instantáneos de la corriente de referencia para la compensación y de la tensión en el nivel de continua [Jeon 97].

La topología básica de este esquema de modulación y control ha experimentado notables modificaciones con el paso del tiempo. Entre estas se encuentra la realización de una banda de histéresis con anchura variable y dependiente del valor instantáneo de la tensión de salida [Zeng 00]. Esta modificación permite que la señal de control aplicada al convertidor presente una frecuencia constante debido a la aplicación de un PLL (Phase Locked Loop) [Buso 98]. También se han realizado implementaciones digitales sobre este controlador pero tiene el inconveniente de que la amplitud del rizado de la corriente de salida del FAP puede alcanzar valores elevados [Ingr 99].

3. 6. Conclusiones

Como conclusiones de este capítulo, en los que respecta a los filtros de armónicas, se enumeran las siguientes:

- Los filtros pasivos de armónicos de corriente, aunque no consiguen resultados óptimos, son una solución simple y económica. Su utilización debe ir acompañada de un estudio pormenorizado de la instalación, y no se puede garantizar su efectividad ante condiciones cambiantes en la estructura de la red y las cargas o ante envejecimientos de los componentes. En algunos casos particulares, la instalación de filtros pasivos puede llegar a ocasionar graves problemas en la red.
- Los filtros activos puros presentan excelentes prestaciones en la compensación de tensiones y corrientes. Mediante estos sistemas, no sólo se consigue reducir las perturbaciones armónicas de la red con un elevado ancho de banda y gran velocidad de respuesta, sino que también es posible actuar sobre las componentes de tensión y corriente de frecuencia fundamental, ofreciendo prestaciones adicionales como son la compensación de la potencia reactiva y el equilibrado de las fases.
- Los filtros híbridos son una solución efectiva y relativamente económica al problema de la contaminación armónica, sobre todo en aplicaciones de gran potencia. Estos filtros aprovechan las ventajas de los filtros pasivos y activos para la compensación de armónicos, obteniéndose sistemas con una buena respuesta en frecuencia de régimen permanente y transitorio que utilizan dispositivos electrónicos de potencia convencionales y económicos.

- La inclusión en la red de sistemas activos basados en electrónica de potencia, además de atenuar las perturbaciones, permite un control en tiempo real de las tensiones en los nodos y del flujo de potencia en las líneas, lo cual da lugar a los modernos sistemas flexibles de transmisión de corriente alterna (FACTS).

Con respecto a la implementación de los modelos de FAP para la compensación de reactivo y armónicas en media tensión y dadas las características de la red, de las distintas estructuras presentadas y topologías analizadas, se ha determinado lo siguiente:

- Se modela la estructura de convertidor fuente de tensión (VSC) o sea con un capacitor de almacenamiento de energía en el lado de continua y la estructura convertidor fuente de tensión controlado en corriente. Ambas estructuras son del tipo 3 ramas semipunte y poseen un inductor de acoplamiento entre el convertidor y la red.
- Se han determinado la topología del filtro activo puro conectado en paralelo FAPS y las topologías híbridas FAPSH y FAPHS. La topología FAPSH se forma con la conexión de un filtro pasivo en paralelo con el FAPS y la red, y la topología FAPHS con la conexión de un filtro pasivo en serie con un FAP y ambos en paralelo con la red.

4. ESTRATEGIAS DE CONTROL DE FILTROS ACTIVOS

4.1. Introducción

En este Capítulo se describen las estrategias de control aplicadas y utilizadas en los sistemas de control de los filtros activos, el control de corriente implementado y el control de la tensión de continua del capacitor del inversor.

Se describen más detalladamente aquellos métodos utilizados e implementados en los modelos de filtros activos diseñados en este trabajo, para la compensación de reactivo y armónicas en el nivel de MT.

El desarrollo de las señales de compensación ya sea en términos de tensiones o corrientes es la parte más importante del control de un filtro activo y afecta su grado de prestación transitorio, como así también de estado estacionario. Las técnicas de control para generar las señales de compensación son técnicas de corrección basadas en el dominio de la frecuencia o en el dominio del tiempo.

La estrategia de control en el dominio de la frecuencia para obtener las señales de referencia para la compensación está basada en el análisis de Fourier de señales distorsionadas de tensión y corriente [Mas 04]. Existen diversos métodos de implementarla como la Transformada Rápida de Fourier (FFT), la Transformada Discreta de Fourier (DFT), etc.

Usando la transformada de Fourier las componentes de armónicas a compensar son separadas de la señal contaminada de armónicas y combinada para generar las señales de disparo de las llaves. El uso de la transformada de Fourier (solución de un número de ecuaciones no lineales) tiene la desventaja que precisan una gran potencia de cálculo y poseen un tiempo de respuesta largo, ya que la señal de control se origina después de haber analizado un periodo de la señal.

Se han desarrollado otros métodos de control basados en otros principios, como la utilización de filtros de Kalman o de la transformación compleja Wavelet, los cuales no serán analizados en este trabajo.

Los métodos implementados en este trabajo, son métodos en el dominio del tiempo y corresponden a los más analizados y utilizados en la actualidad.

Los estrategias en el dominio del tiempo están basadas en la obtención de forma instantánea, de las señales de control para la compensación, de tensión o

corriente, obtenidas de las señales distorsionadas contaminadas con armónicas de nuestro sistema.

La gran ventaja de estos métodos es la elevada velocidad de respuesta ante cambios en el sistema de potencia, pudiéndose afirmar que el control del FAP se hace en tiempo real.

Existen un gran número de métodos en el dominio del tiempo, dentro de los cuales, los más utilizados y nos interesan en particular en este trabajo son:

- teoría instantánea “p-q”
- marco de referencia sincrónico “d-q”

En todos estos métodos generalmente se obtienen las corrientes de referencia de compensación, por lo que son muy aptos para la estructura de los FAP que actúan como fuente de tensión controlados en corriente en paralelo con la red.

Algunos de estos métodos consideran al sistema trifásico referido a nuevos sistemas de coordenadas de referencia, estacionarios o rotantes, lo que implica la necesidad de utilizar transformaciones entre estos sistemas de coordenadas, transformaciones a las que se les exige la no variancia de la potencia en la transformación.

Otros métodos los cuales sólo serán mencionados y no tratados en este trabajo, son el método de detección sincrónica, método basado en el flujo, filtro notch, control P-I, control por modo deslizante, etc.

Se analizan distintas condiciones de funcionamiento de los métodos, como son tensiones sin distorsión o distorsionadas en el sistema, sistemas con neutro o sin neutro, sistema balanceado o desbalanceado, etc.

Además, se presentan para cada método, el circuito de filtrado implementado para obtener las variables de referencia a compensar y el control de corriente o técnica de modulación del inversor aplicada a cada método de control y modelo implementado.

Por último, se analiza el control de la tensión del lado de corriente continua del inversor o sea la tensión del elemento de almacenamiento de energía, en este caso un capacitor.

4. 2. Métodos de control en el dominio del tiempo

En la Fig. 4.1 se presenta un esquema simplificado del bloque de control general de un FAP.

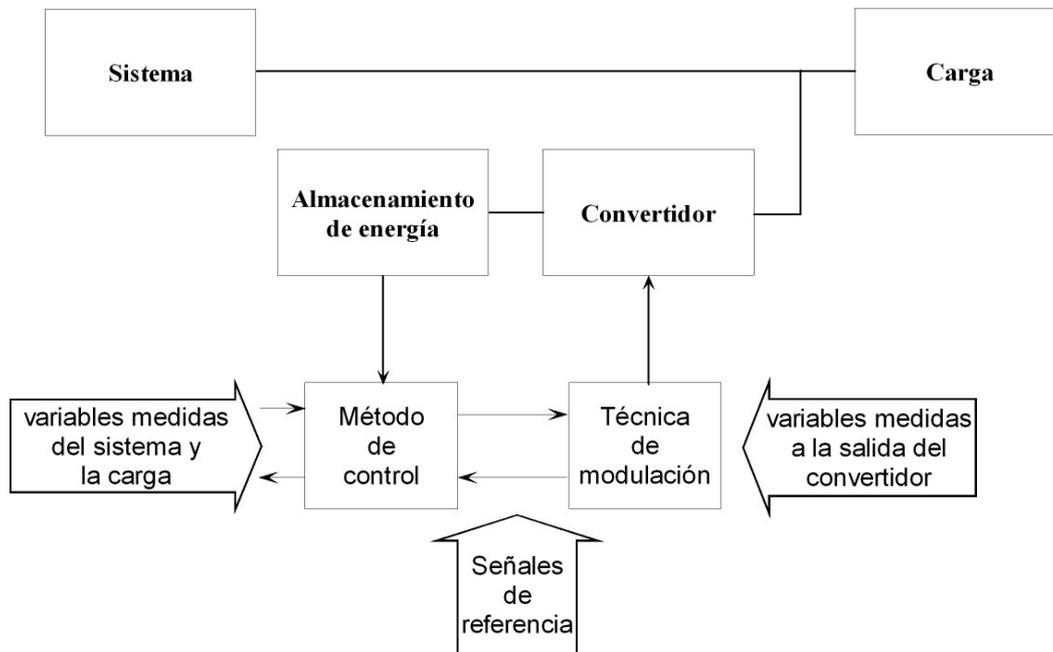


Figura 4.1: Diagrama en bloques general del control de un FAP

La estrategia de control es la parte fundamental de un filtro activo y la misma es implementada en tres etapas, [Sing 99]. En la primera etapa, las tensiones y corrientes esenciales son sensadas del sistema usando transformadores de corriente y tensión, sensores de efecto Hall, etc., con el objeto de obtener información precisa desde el sistema. En la segunda etapa, las variables de compensación basadas en los métodos de control y las configuraciones del filtro activo son obtenidas en términos de los niveles de tensiones y corrientes. En la tercera etapa del control, las señales de disparo de las llaves semiconductoras del filtro activo son generadas usando algunas de las técnicas de modulación presentadas en el capítulo 3, modulación sinusoidal PWM (Pulse Modulated Width), modulación por histéresis, etc.. El control del filtro activo es realizado usando equipamientos discretos análogos y digitales o equipamientos microelectrónicos modernos tales como procesadores digitales de señal (DSP), etc.

4. 2. 1. Teoría de Potencia Activa y Reactiva Instantánea (p-q)

La teoría instantánea “p-q” o “Teoría de Potencia Activa y Reactiva Instantánea” (TPARI), establecida por Akagi y otros en el año 1983 [Akag 83] [Akag 84], es una de las más utilizadas en el control de los FAP desde los años 90 [Akag 86] [Peng 88] [Peng 90] [Akag 90] [Ross 90] [Wata 93] [Naba 96] [Akag 99]. Ha tenido mucho auge debido a su aplicación para la eliminación de armónicas con o sin la compensación del reactivo o potencia reactiva convencional [Akag 07].

Se basa en los valores instantáneos de los sistemas trifásicos con o sin neutro y es válida para operaciones de estado estacionario o transitorias, así como para formas de onda genéricas de tensiones y corrientes.

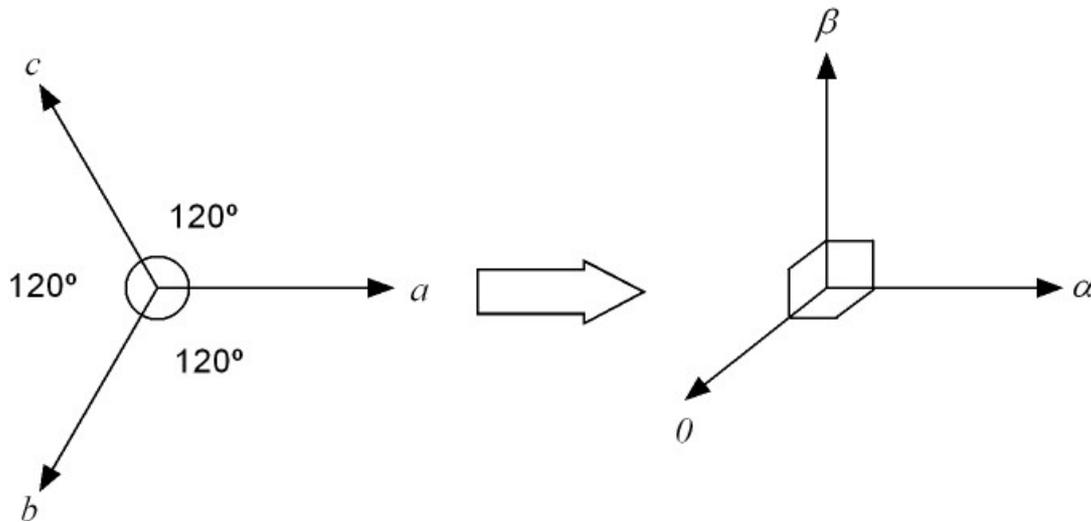
Fundamentalmente el sistema de control mide las tensiones de fase (u_{an}, u_{bn}, u_{cn}) en el PCC y las corrientes de fase (i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) en la carga y calcula las corrientes de referencia para el inversor o convertidor usando la teoría general de la potencia activa y reactiva instantánea en sistemas trifásicos [Akag 83] [Akag 84] [Wata 93].

Consiste de una transformación algebraica (transformación de Clarke) de las tensiones y corrientes trifásicas en las coordenadas $[a-b-c]$ al marco de referencia estacionario de coordenadas $[\alpha - \beta - 0]$. Primeramente las variables medidas del sistema trifásico $[a-b-c]$ son transformadas al sistema de tres ejes ortogonales $[\alpha - \beta - 0]$ a través de la transformación de Clarke, resultando (4.1a) y (4.1b).

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (4.1a)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} \quad (4.1b)$$

El sistema trifásico convencional de tensiones y corrientes, variables en el tiempo, está referido a un sistema de tres ejes a, b y c , fijos en el plano y desfasados entre si $2\pi/3$ o 120° . La transformación separa las componentes de secuencia cero, eje $[0]$, del resto de las componentes, ejes $[\alpha - \beta]$, tal como se muestra en la Fig. 4.2.

Figura 4.2: Sistema de referencia α - β -0.

4.2.1.1 Sistemas trifásico sin neutro

Comencemos por analizar el caso general de un sistema trifásico sin neutro o sea sin tener en cuenta el eje 0 , o sea las componentes homopolares u_0 e i_0 . El sistema en estudio en este trabajo, es un sistema de tres hilos con lo cual la secuencia cero no existe.

Además, analicemos el caso particular, que dicho sistema posee formas de onda de las tensiones de alimentación sinusoidales o sin distorsión y balanceadas.

La potencia instantánea se define como la suma del producto de los valores instantáneos de la tensión y la corriente de cada fase, es decir:

$$p(t) = \sum_l^n u_n(t) \cdot i_n(t) \quad (4.2)$$

Está claro que el nuevo sistema de ejes $[\alpha - \beta - 0]$ que define al sistema trifásico debe garantizar la igualdad del valor de la potencia instantánea, independientemente del sistema de ejes de referencia elegido, y por lo tanto se debe cumplir que

$$p(t) = u_a(t) \cdot i_a(t) + u_b(t) \cdot i_b(t) + u_c(t) \cdot i_c(t) = u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta \quad (4.3)$$

Como un nuevo concepto, [Akag 83], se definió un vector espacial, denominado potencia imaginaria instantánea, como producto vectorial de tensiones y corrientes, del siguiente modo

$$q(t) = u_{\alpha} \times i_{\beta} + u_{\beta} \times i_{\alpha} \quad (4.4)$$

Este vector está situado en un eje perpendicular al plano $[\alpha - \beta]$ y consta de dos sumandos, que son el producto vectorial de la tensión según un eje por la corriente según el otro eje. En una representación gráfica estos productos son vectores cuya dirección es perpendicular al plano formado por los ejes $[\alpha - \beta]$ y de sentido contrario, tal como se representa en la Fig. 4.3.

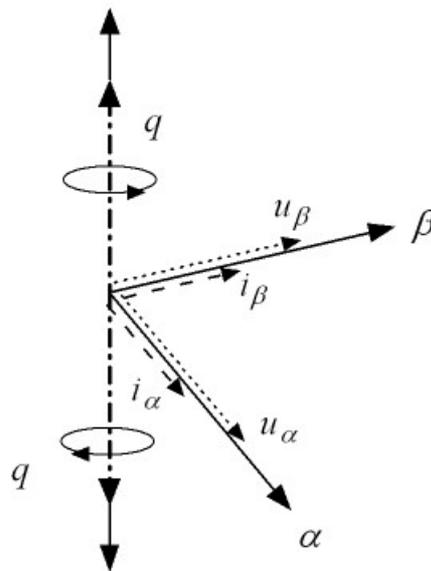


Figura 4.3: Representación espacial de la potencia imaginaria instantánea.

La potencia p se expresa en vatios [W] y es el producto de tensiones y corrientes pertenecientes a los mismos ejes, mientras que la potencia q no se suele expresar ni en [W] ni en [VA], puesto que es el producto de tensiones y corrientes situados en ejes perpendiculares distintos y se los ha definido como [VAi]. Es por esto por lo que a esta última potencia se le denomina potencia imaginaria instantánea.

Cabe aclarar, que (4.4) es aplicable también a sistemas trifásicos de 4 hilos, donde las componentes de secuencia cero establecidas por las propias tensiones y corrientes de secuencia cero y/o los desbalances en el sistema, producen el término p_o ,

formado por una componente de CC, p_{oCC} , y otra de CA, p_{oCA} , el cual contribuye a la potencia activa instantánea p , y no a la imaginaria q .

El problema es que si se requiere compensar dicha componente de potencia activa de secuencia cero p_o , el inversor deberá poseer una fuente de energía en el lado de CC, lo cual, en general, no es la finalidad en este tipo de aplicaciones de filtros activos [Wata 93]. Por ello, se propuso una modificación en la estrategia de control [Akag 99], la cual se basa en la teoría original y en la cual se establece que un filtro activo sin componentes de almacenaje de energía puede compensar completamente la corriente de neutro incluso en un sistema trifásico de cuatro hilos, incluyendo tensiones y corrientes de secuencia cero, cuando la estrategia de control propuesta basada en la teoría original modificada es aplicada.

La compensación en sistemas de 4 hilos, donde existan componentes de secuencia cero, se presentará posteriormente en este capítulo.

Luego, para el caso general de un sistema sin neutro, el conjunto de las ecuaciones (4.3) y (4.4) pueden expresarse como

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

donde

p : potencia activa instantánea

q : potencia imaginaria instantánea

Con lo que el valor de las corrientes según los ejes será

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{1}{-(u_\alpha^2 + u_\beta^2)} \cdot \begin{bmatrix} -u_\alpha & -u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{(u_\alpha^2 + u_\beta^2)} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix}$$

Estas corrientes instantáneas, según los ejes $[\alpha - \beta]$, se pueden expresar divididas a su vez en dos componentes

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Donde el significado de cada componente es el siguiente

$$\text{Corriente activa instantánea según el eje } \alpha: \quad i_{\alpha p} = \frac{u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot p \quad (4.8)$$

$$\text{Corriente reactiva instantánea según el eje } \alpha: \quad i_{\alpha q} = \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot q \quad (4.9)$$

$$\text{Corriente activa instantánea según el eje } \beta: \quad i_{\beta p} = \frac{u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot p \quad (4.10)$$

$$\text{Corriente reactiva instantánea según el eje } \beta: \quad i_{\beta q} = \frac{-u_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot q \quad (4.11)$$

La potencia instantánea según los ejes $[\alpha - \beta]$, tal como se ha expresado anteriormente, como suma de las potencias según cada eje, es

$$p = p_\alpha + p_\beta = u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta = u_\alpha \cdot (i_{\alpha p} + i_{\alpha q}) + u_\beta \cdot (i_{\beta p} + i_{\beta q}) \quad (4.12)$$

O, lo que es lo mismo

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \cdot i_\alpha \\ u_\beta \cdot i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \cdot i_{\alpha p} \\ u_\beta \cdot i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha \cdot i_{\alpha q} \\ u_\beta \cdot i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

De modo que la potencia real instantánea será

$$p = p_{\alpha} + p_{\beta} = \frac{u_{\alpha}^2}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot p + \frac{u_{\alpha} \cdot u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot q + \frac{u_{\beta}^2}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot p - \frac{u_{\alpha} \cdot u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot q \quad (4.14)$$

En donde el significado de cada sumando es el siguiente

$$\text{Potencia activa instantánea según el eje } \alpha: p_{\alpha p} = \frac{u_{\alpha}^2}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot p \quad (4.15)$$

$$\text{Potencia reactiva instantánea según el eje } \alpha: p_{\alpha q} = \frac{u_{\alpha} \cdot u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot q \quad (4.16)$$

$$\text{Potencia activa instantánea según el eje } \beta: p_{\beta p} = \frac{u_{\beta}^2}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot p \quad (4.17)$$

$$\text{Potencia reactiva instantánea según el eje } \beta: p_{\beta q} = -\frac{u_{\alpha} \cdot u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot q \quad (4.18)$$

Es decir

$$p = p_{\alpha} + p_{\beta} = p_{\alpha p} + p_{\alpha q} + p_{\beta p} + p_{\beta q} \quad (4.19)$$

De lo anterior se obtiene

$$p_{\alpha p} + p_{\beta p} = p \quad (4.20)$$

$$p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0$$

La potencia real instantánea consta de los sumandos $p_{\alpha p}$ y $p_{\beta p}$, coincide con la potencia activa del sistema trifásico y se denomina potencia activa instantánea.

Los sumandos $p_{\alpha q}$ y $p_{\beta q}$ tienen el mismo valor y signo contrario, se cancelan mutuamente y no contribuyen a la transferencia de potencia instantánea entre la fuente y la carga. Por ello a esos términos se les llama potencia reactiva instantánea y puede considerarse que es una potencia que circula entre las fases y no entre la fuente y la carga, como parecería lógico. Además para su compensación no es necesario disponer de ningún sistema de almacenamiento de energía.

El concepto de la potencia reactiva instantánea, que no hay que confundir con la potencia imaginaria instantánea q , es en realidad el más importante aportado por la teoría introducida por [Akag 83].

4.2.1.2 Sistema trifásico con neutro

Ahora tendremos en cuenta un sistema con neutro o sea la extensión de la teoría a sistemas trifásicos con neutro y con presencia de componentes homopolares o de secuencia cero de tensión y corriente. Para ello, tendremos en cuenta las expresiones completas (4.1a) y (4.1b)

Agregada a las componentes de potencia p y q , según los ejes $[\alpha - \beta]$ antes definidas, se introduce la componente de potencia, asociada al eje 0 y a los valores de las componentes homopolares de tensión y corriente, de modo que

$$p_o(t) = u_o(t) \cdot i_o(t) \quad (4.21)$$

A esa potencia se la define como potencia instantánea de secuencia cero (0) o potencia homopolar.

De modo que la expresión inicial de las potencias, aplicada a un sistema trifásico con neutro, resulta

$$\begin{bmatrix} p_{\alpha\beta} \\ q_{\alpha\beta} \\ p_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & 0 \\ u_\beta & -u_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & u_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Como se puede observar, el significado de las potencias $p_{\alpha\beta}$ y $q_{\alpha\beta}$ es exactamente el mismo que el asignado a p y q en la teoría sin componentes

homopolares, y es por eso por lo que en lo sucesivo se eliminarán los subíndices asociados a esas potencias.

En realidad es como si, a un planteamiento trifásico sin neutro, se añade un sistema monofásico independiente, que es el sistema homopolar, puesto que las componentes homopolares no afectan a las potencias definidas sobre los ejes $[\alpha - \beta]$.

De la expresión (4.22) pueden obtenerse los valores de las corrientes

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & 0 \\ u_\beta & -u_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & u_o \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \\ p_o \end{bmatrix} = \frac{1}{u_o \cdot u_{\alpha\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} u_o u_\alpha & u_o u_\beta & 0 \\ u_o u_\beta & -u_o u_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & u_{\alpha\beta}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \\ p_o \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

En donde

$$u_{\alpha\beta}^2 = u_\alpha^2 + u_\beta^2 \quad (4.24)$$

Como anteriormente, se puede expresar

$$i_o = \frac{1}{u_o} \cdot p_o \quad (4.25)$$

$$i_\alpha = i_{\alpha p} + i_{\alpha q} = \frac{1}{u_{\alpha\beta}^2} \cdot u_\alpha \cdot p + \frac{1}{u_{\alpha\beta}^2} \cdot u_\beta \cdot q \quad (4.26)$$

$$i_\beta = i_{\beta p} + i_{\beta q} = \frac{1}{u_{\alpha\beta}^2} \cdot u_\beta \cdot p + \frac{1}{u_{\alpha\beta}^2} \cdot (-u_\alpha \cdot q) \quad (4.27)$$

De modo que el significado de cada componente es

$$\text{Corriente instantánea de secuencia cero: } i_o = \frac{1}{u_o} \cdot p_o \quad (4.28)$$

$$\text{Corriente activa instantánea según el eje } \alpha: i_{\alpha p} = \frac{u_{\alpha}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot p \quad (4.29)$$

$$\text{Corriente reactiva instantánea según el eje } \alpha: i_{\alpha q} = \frac{u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot q \quad (4.30)$$

$$\text{Corriente activa instantánea según el eje } \beta: i_{\beta p} = \frac{u_{\beta}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot p \quad (4.31)$$

$$\text{Corriente reactiva instantánea según el eje } \beta: i_{\beta q} = -\frac{u_{\alpha}}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot q \quad (4.32)$$

En las expresiones anteriores se supone que la componente homopolar de tensión es distinta de cero ($u_o \neq 0$), puesto que en caso contrario es imposible calcular la matriz inversa utilizada para determinar el valor de las componentes de corriente. No obstante las expresiones de las componentes de corriente, según los ejes $[\alpha - \beta]$, son independientes del valor de u_o .

Es posible que haya componente homopolar de corriente aunque no haya componente homopolar de tensión, lo que implica que la potencia homopolar es nula. No obstante, aunque el valor de la componente homopolar de corriente resultante de las ecuaciones anteriores, como cociente de dos valores que son nulos, daría como resultado una indeterminación, hay que interpretar el resultado como que la corriente homopolar, en el sistema de ejes $[\alpha - \beta - 0]$, es directamente igual a la del sistema de ejes $[a-b-c]$, es decir

$$i_o = \frac{I}{u_o} \cdot p_o \Leftrightarrow i_{o(\alpha\beta o)} = i_{o(abc)} = i_o \quad (4.33)$$

Todo esto corrobora lo afirmado anteriormente y significa que la incorporación de la componente homopolar de tensión y corriente es considerada como si se tratara de un circuito monofásico independiente de las otras componentes.

De las expresiones anteriores se puede observar también que

$$p = u_o \cdot i_o + u_\alpha \cdot i_{\alpha p} + u_\beta \cdot i_{\beta p} = p_o + p_{\alpha p} + p_{\beta p} \quad (4.34)$$

Y también que

$$0 = u_\alpha \cdot i_{\alpha q} + u_\beta \cdot i_{\beta q} = p_{\alpha q} + p_{\beta q} \quad (4.35)$$

En donde el significado de cada componente es

Potencia activa instantánea de secuencia cero: $p_o = i_o \cdot u_o$ (4.36)

Potencia activa instantánea según el eje α : $p_{\alpha p} = \frac{u_\alpha^2}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot p$ (4.37)

Potencia reactiva instantánea según el eje α : $p_{\alpha q} = \frac{u_\alpha \cdot u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot q$ (4.38)

Potencia activa instantánea según el eje β : $p_{\beta p} = \frac{u_\beta^2}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot p$ (4.39)

Potencia reactiva instantánea según el eje β : $p_{\beta q} = -\frac{u_\alpha \cdot u_\beta}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \cdot q$ (4.40)

Significado idéntico al atribuido a estas mismas expresiones en el caso de la no presencia de la componente homopolar, ya que la presencia de esta componente es considerada como un circuito independiente y no afecta a las componentes sobre los otros ejes.

4. 2. 2. Marco de referencia sincrónico (d-q)

El marco de referencia sincrónico “d-q”, fue utilizado en el control de los FAP a principios de los 90 [Bhat 91], y también es ampliamente utilizado en la actualidad [Bhat 93] [Bhat 95] [Bhat 95a] [Ared 95] [Chen 96] [Ared 97] [Bhat 98] [Kim 99].

Este método está basado en la transformación de Park, muy utilizada en el estudio de las máquinas eléctricas, y como en el caso del método de la teoría “p-q” permite separar la secuencia cero de las demás componentes, aunque este método además nos permite separar las componentes de secuencia positiva de las de secuencia negativa.

A diferencia del método anterior, este método realiza sólo la transformación de las señales de corrientes.

Se va a hacer uso de la representación de los sistemas trifásicos, con o sin neutro, referidos a un sistema de ejes en movimiento, denominados $[d - q - \theta]$, y su aplicación a la discriminación de las corrientes activas y no activas de utilidad para el control de los FAP. Como se menciono anteriormente, la conversión entre el sistema de ejes fijos $[a - b - c]$ y el nuevo sistema de ejes en movimiento $[d - q - \theta]$, se hará a través de la transformación de Park, mediante la sincronización del sistema de ejes en movimiento, con la tensión de red como referencia, logrando hacer la discriminación de las componentes de corriente que interesan para la compensación.

Este método, denominado Sistema de Referencia Síncrono (SRS), aplicado a la compensación de energía reactiva y armónicos en los FAP, no precisa el conocimiento de las potencias instantáneas, como en los métodos desarrollados anteriormente en el control del FAPS [Naba 96] [Kim 99] [Kim 02].

Este sistema está basado en una nueva representación de un sistema trifásico de tensiones y corrientes cuyos ejes, denominados $[d - q - \theta]$, se mueven girando en el origen alrededor del eje θ . La posición del sistema de ejes $[d - q - \theta]$, respecto al sistema $[\alpha - \beta - \theta]$, está determinada por el valor del ángulo θ formado entre el eje d y el eje α .

Dadas (x_a, x_b, x_c) , tres señales eléctricas, caracterizadas por tres valores escalares función del tiempo, estas se pueden expresar en el sistema $[d - q - \theta]$, según la matriz de transformación

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [\rho(\theta)] \cdot [C] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [\rho(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

Siendo [C] la matriz de Clark ya presentada en (4.1a) o (4.1b)

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

y $[\rho(\theta)]$ la matriz de rotación del sistema de ejes $[d - q - 0]$ respecto al sistema de ejes $[\alpha - \beta - 0]$

$$[\rho(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

de tal forma que la matriz de Park tiene la siguiente expresión

$$[P] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Observando la tercera fila de las matrices correspondientes a las transformaciones de Clark (4.1a o 4.1b) y Park (4.44), que se refiere a la componente homopolar, se aprecia que es idéntica en ambas transformaciones, lo cual es debido al modo como se han definido anteriormente los ejes $[d - q - 0]$.

El eje 0 , sobre el que se sitúa la componente homopolar, es común a ambos sistemas de referencia, y sólo los ejes $[d - q]$ están girados un ángulo θ respecto a los $[\alpha - \beta]$. En la Fig. 4.4 se muestran las coordenadas $[\alpha - \beta - 0]$ y $[d - q - 0]$ con la tensión orientada según el eje d .

La obtención de dicho ángulo θ de sincronización se explicará en el siguiente punto.

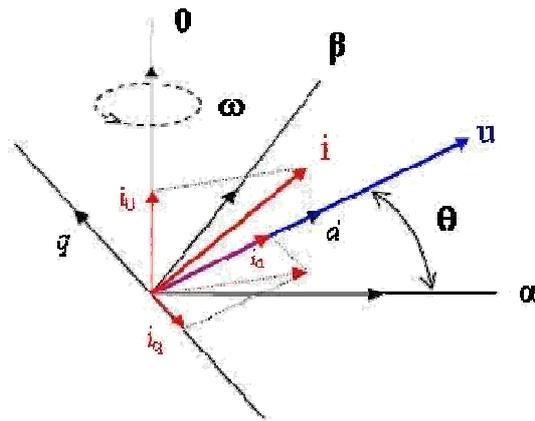


Figura 4.4: Coordenadas $[\alpha - \beta - 0]$ y $[d - q - 0]$.

Si se aplicara esta transformación a los sistemas monofásicos y trifásicos, equilibrados o no, con o sin armónicos, se observaría que las potencias instantáneas en el nuevo sistema de referencia permanecen invariantes, debido a la condición de ortonormalidad de la transformación de Park.

Por lo tanto, y dado que la exposición de estas transformaciones se hace motivada por su aplicación en la eliminación de armónicos y potencia reactiva, ambas son equivalentes para este fin, sin que esta última aporte ninguna ventaja destacable si se hace uso de la potencia instantánea para aplicar el método de compensación [Casa 02a].

No obstante, la transformación de Park, al situar al sistema eléctrico referido a un sistema de ejes móviles, cuya posición en el tiempo queda establecida mediante el conocimiento del ángulo θ , permite idear otro método de compensación si en cada momento se tiene un conocimiento de este ángulo.

A estos ejes se les aplica un proceso de sincronización, consistente en alinear el eje d del sistema móvil de coordenadas con la tensión de red y girando a la misma velocidad que está respecto a los ejes fijos.

Todas las componentes de tensión o corriente que giren a la misma velocidad que los ejes en movimiento se percibirán como valores constantes, mientras que los armónicos, y las componentes de secuencias inversas de esas tensiones y corrientes, figurarán como componentes alternas, permitiendo de este modo su discriminación a través del proceso de filtrado.

4.2.2.1 Sincronización

El proceso de obtención del ángulo θ es realizado con un circuito de lazo de enganche de fase, denominado PLL (Phase Locked Loop) el cual obtiene de la tensión del sistema, la cual puede ser desbalanceada y/o distorsionada, la frecuencia angular de la componente de tensión correspondiente a la frecuencia fundamental de secuencia positiva, ω_{+1} , o sea se sincroniza con las tensiones de secuencias positiva sinusoidales de fase [Hsie 96] [Arru 01] [Ared 03].

4.2.2.2 Sistema trifásico sin neutro

Sea ahora el sistema trifásico equilibrado de tensiones y corrientes ya definido del siguiente modo

$$\begin{aligned} u_a &= \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t) & i_a &= \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ u_b &= \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t - 2\pi / 3) & i_b &= \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t - 2\pi / 3 - \varphi) \\ u_c &= \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t + 2\pi / 3) & i_c &= \sqrt{2} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t + 2\pi / 3 - \varphi) \end{aligned} \quad (4.45)$$

Los vectores espaciales de tensión y corriente serán, respectivamente

$$u_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad i_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

De modo que

$$u_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ -\sqrt{3} \cdot U \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad i_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

En donde la componente homopolar de tensión e intensidad es nula, debido a que en todo momento es

$$u_a + u_b + u_c = 0 \quad \text{y} \quad i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4.48)$$

Aplicando la matriz de rotación a las componentes obtenidas

$$u_{dq0} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = [\rho(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ -\sqrt{3} \cdot U \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$u_{dq0} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot U \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \sin(\theta) \\ -\sqrt{3} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \sin(\theta) - \sqrt{3} \cdot U \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

$$u_{dq0} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot U \cdot \sin(\omega \cdot t - \theta) \\ -\sqrt{3} \cdot U \cdot \cos(\omega \cdot t - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.51)$$

Haciendo un desarrollo paralelo para la intensidad, se obtiene

$$i_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \cdot \cos(\theta) - \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \cdot \sin(\theta) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \cdot \sin(\theta) - \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \cdot \cos(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

De modo que

$$i_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \theta) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi - \theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

Si en las expresiones anteriores de la tensión y corriente según los ejes $[d - q - 0]$ se hace un proceso de sincronización de los ejes en movimiento, de modo que se cumpla en todo momento que

$$\cos(\omega \cdot t - \theta) = 0 \quad \text{es decir que} \quad \omega \cdot t - \theta = \frac{\pi}{2} \quad \text{o bien} \quad \theta = \omega \cdot t - \frac{\pi}{2} \quad (4.54)$$

Los valores de las componentes resultan ser

$$u_{dq0} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot U \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{y} \quad i_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\varphi) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.55)$$

El sistema trifásico ha sido simplificado considerablemente, puesto que en tensión sólo hay componente según el eje d, que resulta ser un escalar de valor constante

$$u_d = \sqrt{3} \cdot U \quad u_q = 0 \quad u_0 = 0 \quad (4.56)$$

De igual modo la corriente tiene dos componentes escalares de valor constante, según el eje d y el eje q, cuyos valores serian las proyecciones de un escalar en los ejes $[d-q]$ según el ángulo φ de desfase entre tensiones y corrientes en el sistema trifásico convencional.

$$i_d = \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad i_q = -\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\varphi) \quad i_0 = 0 \quad (4.57)$$

O sea habiendo seleccionado dicho ángulo $\theta = (\omega \cdot t - \pi/2)$, las componentes de corriente en el nuevo plano transformado $[d-q]$ se corresponden con la componente activa en el eje d y la reactiva en el eje q.

Como comprobación, y aunque el método de compensación no estará basado en la determinación de la potencia, se puede determinar la misma en los ejes $[d-q]$ y verificar su coincidencia con la calculada con el método de la potencia reactiva instantánea

$$p = u \cdot i = \begin{bmatrix} u_d & u_q & u_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot U & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\varphi) \\ -\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\varphi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

$$p = 3 \cdot U \cdot I \cdot \cos(\varphi) \quad (4.59)$$

$$q = |u_d \cdot i_q - u_q \cdot i_d| \quad (4.60)$$

$$q = |\sqrt{3} \cdot U \cdot (-\sqrt{3} \cdot I \cdot \sin(\varphi)) - 0 \cdot (\sqrt{3} \cdot I \cdot \cos(\varphi))| = 3 \cdot U \cdot I \cdot \sin(\varphi) \quad (4.61)$$

A continuación se aplicaran las transformaciones al caso más general, el cual tiene en cuenta un sistema con neutro o sea existen componentes de secuencia cero u homopolares y donde tanto las tensiones como las corrientes presentan distorsión o sea existen tensiones y corrientes armónicas y son desequilibradas.

4. 2. 3. Sistemas con tensiones distorsionadas y/o desbalanceadas

Las ecuaciones de las potencias para el caso general de un sistema trifásico de 4 hilos, en el cual existen componentes de tensiones y corrientes de secuencia positiva, negativa y cero, a la frecuencia fundamental y armónicas son presentadas a continuación.

Las ecuaciones generales relacionando las potencias instantáneas en la Teoría p-q y la teoría de las componentes simétricas (también llamada Componentes de Fortescue) son válidas en estado estacionario. Sin embargo, estas ecuaciones generales son fundamentales en la aclaración de características importantes de la Teoría p-q las cuales son válidas incluso durante estados transitorios.

Las expresiones de las potencias resultantes son las siguientes:

$$p_{OCC} = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{on} \cdot I_{on} \cdot \cos(\phi_{on} - \delta_{on}) \quad (4.62)$$

$$p_{CC} = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\phi_{-n} - \delta_{-n}) \quad (4.63)$$

$$q_{CC} = \sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+n} \cdot I_{+n} \cdot \text{sen}(\phi_{+n} - \delta_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{-n} \cdot I_{-n} \cdot \text{sen}(\phi_{-n} - \delta_{-n}) \quad (4.64)$$

$$p_{OCA} = \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{\substack{n=1 \\ m \neq n}}^{\infty} 3 \cdot V_{om} \cdot I_{on} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{om} - \delta_{om}) \right] + \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{om} \cdot I_{on} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{om} + \delta_{om}) \right] \right\} \quad (4.65)$$

$$\begin{aligned}
p_{CA} = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) \right] + \right. \\
& + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) \right] + \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) \right] + \\
& \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \cos((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) \right] \right\} \quad (4.66)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
q_{CA} = & \left\{ \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} 3 \cdot V_{+m} \cdot I_{+n} \cdot \text{sen}((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{+m} - \delta_{+n}) \right] + \right. \\
& + \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq n}}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{-m} \cdot I_{-n} \cdot \text{sen}((\omega_m - \omega_n)t + \phi_{-m} - \delta_{-n}) \right] + \\
& + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{+m} \cdot I_{-n} \cdot \text{sen}((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{+m} + \delta_{-n}) \right] + \\
& \left. + \sum_{m=1}^{\infty} \left[\sum_{n=1}^{\infty} -3 \cdot V_{-m} \cdot I_{+n} \cdot \text{sen}((\omega_m + \omega_n)t + \phi_{-m} + \delta_{+n}) \right] \right\} \quad (4.67)
\end{aligned}$$

donde

p_{0CC} , p_{CC} , q_{CC} : valores medios o de CC de las respectivas potencias de secuencia cero, activa y reactiva instantáneas.

p_{0CA} , p_{CA} , q_{CA} : valores oscilatorios o de CA de las respectivas potencias de secuencia cero, activa y reactiva instantáneas.

V_{0n} e I_{0n} : son las componentes de tensión y corriente de secuencia cero y de orden armónico n.

ϕ_{0n} y δ_{0n} : son los ángulos de fase de la corriente de carga de secuencia cero respecto de la tensión de secuencia cero y el ángulo de fase de la tensión de secuencia cero.

V_{+n} y I_{+n} : son las componentes de tensión y corriente de secuencia positiva y de orden armónico n.

ϕ_{+n} y δ_{+n} : son los ángulos de fase de la corriente de carga de secuencia positiva respecto de la tensión de secuencia positiva y el ángulo de fase de la tensión de secuencia positiva.

V_{-n} y I_{-n} : son las componentes de tensión y corriente de secuencia negativa y de orden armónico n.

ϕ_{-n} y δ_{-n} : son los ángulos de fase de la corriente de carga de secuencia negativa respecto de la tensión de secuencia negativa y el ángulo de fase de la tensión de secuencia negativa.

ω_m y ω_n : son las frecuencias de las tensiones y corrientes de carga de ordenes de armónico m y n.

Estas expresiones genéricas de las potencias aclaran las relaciones entre las potencias convencionales y los conceptos de la potencia activa y reactiva instantánea. Por ejemplo, se puede apreciar en (4.63) que uno de los términos de p_{CC} es la bien conocida expresión de potencia activa de frecuencia fundamental ($P = 3.V.I.\cos \phi$) y el término correspondiente a la potencia reactiva de frecuencia fundamental ($Q = 3.V.I.\sin \phi$) es parte de q_{CC} en (4.64). Todos los armónicos de tensión y corriente pueden contribuir al valor medio de las potencias p_{CC} y q_{CC} , si ellos son de la misma frecuencia y tienen la misma secuencia (positiva o negativa), tal como se muestra en (4.63) y (4.64). Además, la presencia de más que una frecuencia armónica y/o componentes de secuencia también producen p_{CA} y q_{CA} , de acuerdo a lo establecido en (4.66) y (4.67).

Por otra parte, la potencia de secuencia cero, $p_o = p_{oCC} + p_{oCA}$, dada por la suma de (4.62) y (4.65), siempre tiene asociada la parte alterna u oscilante p_{oCA} con la parte continua o valor medio p_{oCC} . Por lo tanto, si se requiere que un compensador elimine la parte alterna p_{oCA} , el compensador debe ser capaz también de generar la parte

del valor medio p_{oCC} , a diferencia de la compensación de las partes alternas de p y q , p_{CA} y q_{CA} , las cuales pueden ser compensadas por separado.

4.2.3.1 Control implementado en p-q

Para el control de un filtro activo a través de la teoría p-q se tienen en cuenta dos aspectos:

- 1) La estrategia de la *potencia instantánea constante en el sistema* que provee una potencia activa constante en el sistema, incluso con tensiones en el sistema desbalanceadas y/o distorsionadas.
- 2) La estrategia de la *corriente sinusoidal en el sistema* que provee corrientes sinusoidales en el sistema, incluso con tensiones en el sistema desbalanceadas y/o distorsionadas.

En ambas estrategias, la corriente total de secuencia 0 u homopolar, puede ser compensada, ya que la misma es tratada en forma independiente del resto de las componentes de secuencia.

Lo que es imposible satisfacer es ambas condiciones simultáneamente: *corrientes sinusoidales* y *potencia constante* en el sistema, si las tensiones son distorsionadas y/o desbalanceadas en el sistema [Ared 97] [Salm 06].

En un principio la teoría de la potencia reactiva instantánea fue desarrollada para sistemas trifásicos de tres hilos y con tensiones balanceadas y sin distorsión armónica. Con ello se lograba el objetivo de una potencia instantánea constante en el sistema y con factor de potencia unitario, la cual se corresponde con la potencia activa demandada por la carga, y a su vez, con una forma de onda de corriente puramente sinusoidal en el sistema. Así se lograba que el sistema abastezca el mínimo valor de corriente posible. Esto es comprobable, observando la ecuación (4.63) ya que si la tensión del sistema es puramente sinusoidal y balanceada, o sea sin componentes de frecuencia distintas a la fundamental y sin componentes de secuencia distintas a la positiva, no establece valor medio de p ni de q , por más que si existan dichas componentes de corrientes en la carga y entonces en el filtrado implementado, sólo si se filtran los valores correspondientes a la secuencia positiva de frecuencia fundamental y así se generan correctamente las corrientes de referencia correspondientes al resto de componentes no deseadas en el sistema.

En el caso de aplicación práctica presentado en este trabajo se requiere que las corrientes en el sistema resulten sin distorsión o sinusoidales, por lo tanto, para este caso de tensiones distorsionadas y/o desbalanceadas el control es implementado para lograr la estrategia de compensación 2). Además, los resultados establecen que si bien la potencia activa instantánea no resulta constante, presenta un pequeño ripple o parte oscilatoria.

Cuando las tensiones de la red medidas son distorsionadas y/o desbalanceadas, conteniendo tensiones armónicas y/o desbalances a la frecuencia fundamental, las corrientes de compensación calculadas por el método de la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea (p-q) originalmente propuesta, no compensarán correctamente las armónicas. Esto es debido a que la presencia de las mismas componentes armónicas o componentes de secuencia negativa de frecuencia fundamental, en la tensión del sistema y la corriente de la carga, contribuyen a los valores medios de p y q calculados con la TPARI, según (4.63) y (4.64) los cuales con el método de filtrado implementado, ver 4.3.1, no formarían parte de las componentes de p^* y q^* de referencia y por ende de las corrientes de referencia a ser sintetizadas por el inversor, con lo cual no serían compensadas por el filtro.

Para solucionar dicho inconveniente, previamente a la aplicación del método de control original, ver punto 4.2.1, es deseable obtener tensiones puramente sinusoidales y de secuencia positiva, en lugar de las directamente medidas desde el sistema, las cuales al ser distorsionadas y/o están compuestas de diferentes frecuencias y secuencias [Ared 97]. El ángulo de fase y la frecuencia de la componente fundamental de secuencia positiva de la tensión (u_{+1}) deben ser determinados exactamente por el detector. Con el fin que el filtro activo compense la potencia reactiva de frecuencia fundamental de la carga, el filtro activo debe producir corrientes de alterna (i_{+1}) a 90° de las componentes de tensión (u_{+1}), sino el mismo producirá potencia activa.

Luego la salida del PLL, $\omega_{u_{+1}}$, se introduce en otro bloque denominado generador de senos (i_{+1}) detector de tensión de frecuencia fundamental de secuencia positiva (u_{+1}), tal como se muestra en la Fig. 4.5, con el cual se determina la amplitud correcta de (u_{+1}).

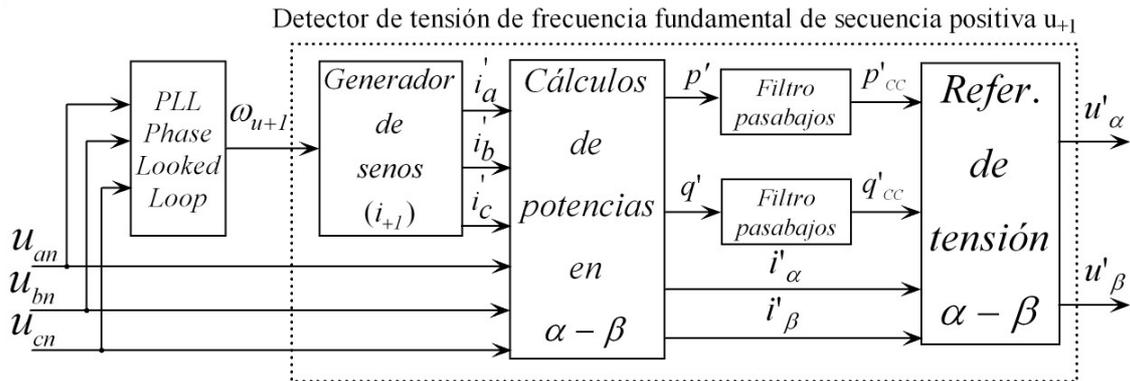


Figura 4.5: diagrama en bloques del detector de u_{+1} .

Como es de observarse, ω_{u+1} es usado como la entrada al generador de ondas senoidales el cual produce tres señales auxiliares (i'_a i'_b i'_c) las cuales son usadas como corrientes de frecuencia fundamental de secuencia positiva en todo el detector. Los ángulos de fase y las amplitudes de dichas señales de corriente no son importantes, excepto que sean de igual amplitud y mantengan entre las mismas 120° de desfase.

Nuevamente, el detector de tensión utiliza el algoritmo basado en la teoría de la potencia instantánea en el marco $[\alpha - \beta]$, antes definido. Sin embargo, aquí se consideran los valores medios de la potencia activa p'_{cc} y de la potencia imaginaria q'_{cc} , los cuales se obtienen a partir de los filtros pasabajos, tal como se muestra en la Fig. 4.5.

El filtrado es implementado con filtros pasabajos de 1º orden con una constante de tiempo $T_s = 32$ mseg., que corresponde a un ancho de banda de aproximadamente $\Delta f_0 = 5$ Hz. La función de transferencia implementada es

$$T(s) = \frac{1}{32e^{-3} \cdot s + 1}$$

En la Fig. 4.6 se muestra el diagrama de bode de dicho filtro pasabajos, amplitud y fase, y en la Fig. 4.7 la respuesta al escalón.

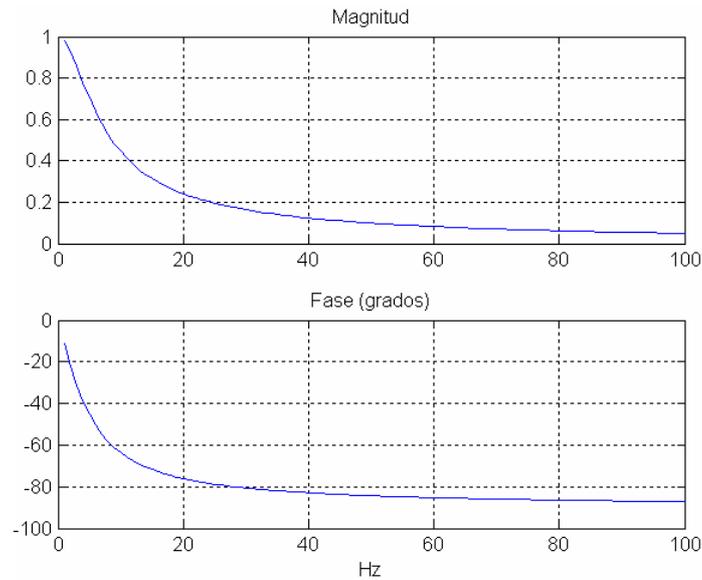


Figura 4.6: Diagrama de Bode del filtro pasabajos utilizado.

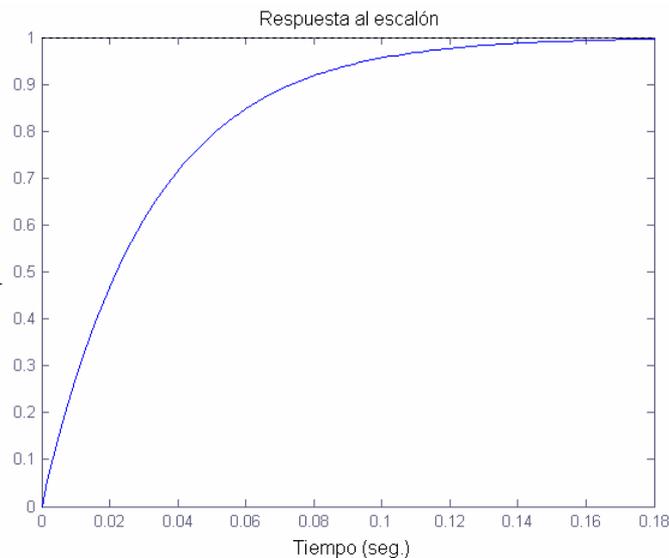


Figura 4.7: Respuesta al escalón del filtro pasabajos utilizado.

Los valores medios de las potencias p'_{CC} y q'_{CC} están sólo compuestos de las tensiones de frecuencia fundamental de secuencia positiva u_{+1} , debido a que las corrientes auxiliares (i'_a i'_b i'_c) están también compuestas por las componentes de frecuencia fundamentales de secuencia positiva. En este caso, las influencias de las tensiones de frecuencia fundamental de secuencia negativa y armónicas aparecerán en las altas frecuencias de p' y q' .

El bloque “Refer. de tensión $\alpha - \beta$ ” calcula

$$\begin{bmatrix} u'_{\alpha} \\ u'_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{i'_{\alpha}{}^2 + i'_{\beta}{}^2} \cdot \begin{bmatrix} i'_{\alpha} & i'_{\beta} \\ i'_{\beta} & -i'_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p'_{CC} \\ q'_{CC} \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

Finalmente, los valores instantáneos de las tensiones fundamentales de secuencia positiva (u'_{an} u'_{bn} u'_{cn}), son determinados en el bloque de transformación inversa $\alpha - \beta$, sin errores en el ángulo de fase y amplitud, como

$$\begin{bmatrix} u'_{an} \\ u'_{bn} \\ u'_{cn} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u'_{\alpha} \\ u'_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

Luego, dichas tensiones (u'_{an} u'_{bn} u'_{cn}) son las señales de entrada a los cálculos de (4.1a) y conjuntamente con (4.1b), determinan las potencias p^* y q^* según (4.5).

Así, el filtro activo controla el manejo de las corrientes de carga como si estuviera conectado a un sistema de tensiones balanceadas y sinusoidales. En este caso, si p_{CA} , $q = q_{CC} + q_{CA}$, son compensadas por el filtro activo, las corrientes en el sistema resultan sinusoidales, balanceadas y compuestas sólo por la parte activa de la corriente de frecuencia fundamental de secuencia positiva de la carga que está en fase con u_{+1} .

Cabe aclarar, por lo visto en el punto 4.2.3, que si la tensión del sistema posee una componente de secuencia negativa de frecuencia fundamental y la carga es desbalanceada y genera corrientes de secuencia negativa de frecuencia fundamental, este tipo de filtro necesita una fuente de energía externa en el lado de CC del inversor para compensar la secuencia negativa o una topología diferente tipo UPQC. En el caso de no contener la tensión del sistema una componente de secuencia negativa de frecuencia fundamental y si la carga poseer dicha componente de secuencia negativa de frecuencia fundamental debido al desbalance de carga, este filtro puede compensar dicha componente sólo con el capacitor en el lado de CC del inversor.

4.2.3.2 Marco d-q

En este caso, además de la presencia de desequilibrio de tensión y corrientes, se añade la presencia de armónicos de ambos tipos.

El proceso a seguir en este caso es el siguiente:

- a) Determinar la componente fundamental y armónicos mediante el desarrollo en serie de Fourier de las formas de onda de tensión.
- b) Aplicar la transformación de Fortescue para la determinación de las componentes simétricas de la componente fundamental y armónicos.
- c) Determinar las componentes según los ejes $[\alpha - \beta - 0]$.
- d) Aplicar la matriz de rotación referida a la componente fundamental.

Siguiendo dicho proceso se obtiene

$$u_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot U_{+n} \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot U_{-n} \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \varphi_{-n})$$

$$u_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} \cdot U_{+n} \cdot \cos(\omega_n \cdot t + \varphi_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot U_{-n} \cdot \cos(\omega_n \cdot t + \varphi_{-n}) \quad (4.70)$$

$$u_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot U_{0n} \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \varphi_{0n})$$

de forma similar para las corrientes

$$i_{\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \gamma_{-n})$$

$$i_{\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} \cdot I_{+n} \cdot \cos(\omega_n \cdot t + \gamma_{+n}) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot I_{-n} \cdot \cos(\omega_n \cdot t + \gamma_{-n}) \quad (4.71)$$

$$i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot I_{0n} \cdot \sin(\omega_n \cdot t + \gamma_{0n})$$

Aplicando la matriz de rotación a las componentes de corriente obtenidas, y haciendo que el ángulo de rotación este referido a la componente de secuencia positiva de las componentes simétricas y haciendo que

$$\theta = \omega_{+1} \cdot t - \frac{\pi}{2} \text{ entonces } \sin(\theta) = -\cos(\omega_{+1} \cdot t) \text{ y } \cos(\theta) = \sin(\omega_{+1} \cdot t) \quad (4.72)$$

Se obtiene

$$i_{dq0} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dCC} + i_{dCA} \\ i_{qCC} + i_{qCA} \\ i_{0CC} + i_{0CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dCC} \\ i_{qCC} \\ i_{0CC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{dCA} \\ i_{qCA} \\ i_{0CA} \end{bmatrix} \quad (4.73)$$

En las expresiones anteriores, si el proceso de sincronización se hace con la frecuencia y el sentido de giro correspondiente al sistema de secuencia positiva o directa de las tensiones, se puede afirmar que

- Las componentes continuas de corriente según los ejes $[d - q]$ son debidas exclusivamente a las componentes de secuencia directa de las corrientes de frecuencia fundamental.
- Las componentes alternas de corriente según los ejes $[d - q]$ son debidas a las componentes de secuencia inversa de las corrientes y a los armónicos.
- La componente homopolar de corriente no tiene componente continua.

De tal modo que el valor de dichas componentes son

$$i_{dCC} = i_{dCC+1} = \frac{I_{+1}}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\varphi_{+1} - \gamma_{+1}) \quad (4.74)$$

$$i_{qCC} = i_{qCC+1} = -\frac{I_{+1}}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\varphi_{+1} - \gamma_{+1}) \quad (4.75)$$

$$i_{0CC} = 0 \quad (4.76)$$

4. 3. Controles propuestos

4. 3. 1. Control implementado para el FAPS y FAPSH

La Fig. 4.8 muestra el diagrama en bloques completo del control implementado para el FAPS y el FAPSH, donde se implemento como método de control el de la TPARI.

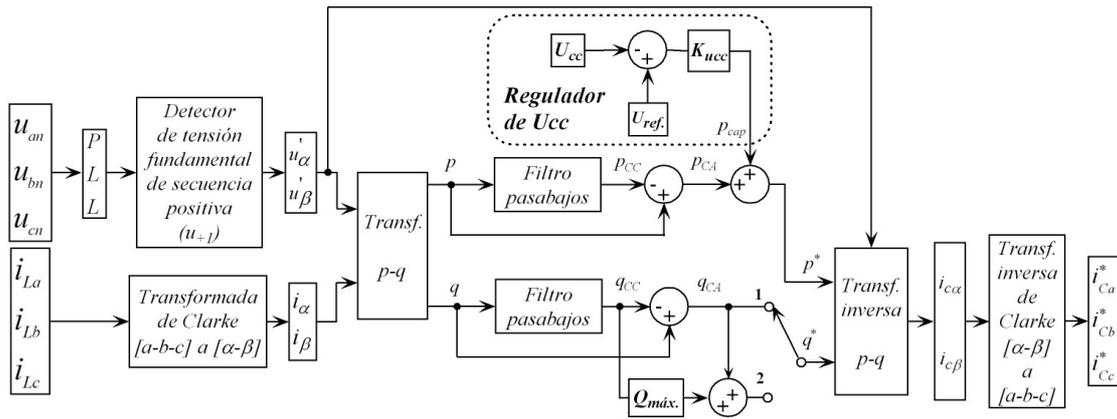


Figura 4.8: Diagrama en bloques completo del control del FAPS y FAPSH

4.3.1.1 Sistema de filtrado implementado

En el caso general de un sistema con neutro y cargas no lineales, p , q y p_o poseen componentes de continua CC y de alterna CA, resultando (4.77a), (4.77b) y (4.77c)

$$P_o = P_{oCC} + P_{oCA} \quad (4.77a)$$

$$P = P_{CC} + P_{CA} \quad (4.77b)$$

$$q = q_{CC} + q_{CA} \quad (4.77c)$$

donde

p_{oCC}, p_{CC}, q_{CC} : valores medios o CC de las respectivas potencias instantáneas.

p_{oCA}, p_{CA}, q_{CA} : valores oscilatorios o CA de las respectivas potencias instantáneas.

Como ya se estableció anteriormente, el sistema en estudio es un sistema de 3 hilos con lo cual la potencia de secuencia cero no existe, entonces en lo sucesivo se consideran sólo p y q , obtenidas tal como se muestra en la Fig. 4.8.

Para el caso que el sistema trifásico posee las tensiones ideales o sea sin distorsión y sin desbalances, compuesta solo por la componente de secuencia positiva de frecuencia fundamental, U_{+1} , y las cargas distorsionadas y/o desbalanceadas, o sea compuestas por componentes de diferentes secuencias y frecuencias, entonces el valor medio de la potencia activa instantánea (p_{CC}) es igual a tres veces la potencia activa por fase mientras que el valor medio de la potencia imaginaria instantánea (q_{CC}) es igual a tres veces la potencia reactiva por fase o potencia reactiva convencional.

$$p_{CC} = P = 3 \cdot U_{+1ef\ fase} \cdot I_{+1ef\ fase} \cdot \cos\varphi \quad (4.78a)$$

$$q_{CC} = Q = 3 \cdot U_{+1ef\ fase} \cdot I_{+1ef\ fase} \cdot \sen\varphi \quad (4.78b)$$

Las componentes de CA de ambas potencias instantáneas corresponden a la contribución de las corrientes armónicas y de las componentes de secuencia negativa de los desbalances de las corrientes de carga.

Para el caso general de distorsión y desbalances, de las tensiones y corrientes, las expresiones fueron presentadas en el punto 4.2.3.

Como se vio en el punto 4.2.3.1, de acuerdo a la estrategia, la red debería abastecer el valor de CC de la potencia activa, estrategia 1, aunque resultarían las corrientes no sinusoidales en el sistema. En el caso de la otra estrategia 2, la red debería abastecer corrientes sinusoidales en el sistema, aunque resultaría una potencia activa instantánea no constante sino con una parte oscilatoria o de alterna.

En este trabajo, se adopta la estrategia 2 o sea la de mantener las corrientes sinusoidales en el sistema.

Entonces, luego las potencias activa e imaginaria instantánea, p y q , son filtradas utilizando filtros pasa bajos, tal como se muestra en la Fig. 4.9, de forma tal de separar ambas componentes de CC y CA, para luego calcular los valores de las potencias de referencias requeridos p^* y q^* . El diseño de los filtros es el mismo a los utilizados en el detector de secuencia positiva presentado en el punto anterior, 4.2.3.1.

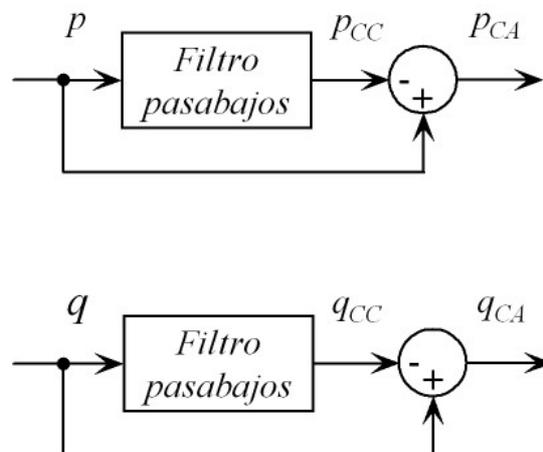


Figura 4.9: Estructura de filtrado utilizada.

Luego se tiene en cuenta para la conformación del valor de referencia p^* , el valor de potencia activa, p_{Cap} , a absorber de la red, necesario para mantener constante la tensión de CC del capacitor debido a las pérdidas de conmutación del inversor, tal como se muestra en la Fig. 4.10.

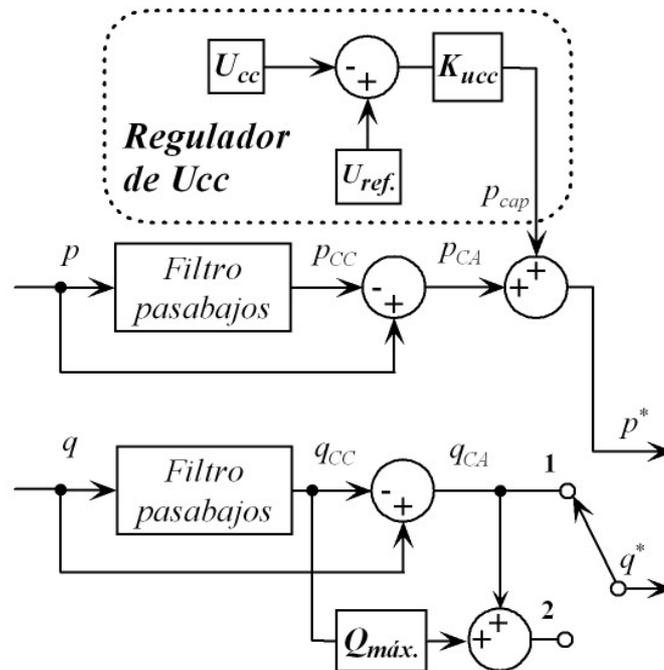


Figura 4.10: Obtención de p^* y q^* .

Dependiendo del problema, puede ser que sea necesario sólo la compensación de las componentes de CA de p y q , p_{CA} y q_{CA} , o sea las componentes oscilatorias correspondientes a las armónicas. También, podría ser que además de los valores de CA antes mencionados, se requiera la compensación de parte o la totalidad del valor medio de q , q_{CC} , o potencia reactiva convencional de frecuencia fundamental. Debido a ello es que se implementan diferentes opciones de selección de las componentes de q a compensar, tal como se muestra en la Fig. 4.10, para determinar la potencia imaginaria de referencia q^* .

De la misma puede observarse las dos posibilidades de compensación de q que se implementaron, según la opción que se seleccione:

- Opción 1: se compensa sólo la parte oscilatoria de q .
- Opción 2: se compensa la parte oscilatoria y un valor medio de q , $Q_{máx.}$, el cual está limitado por la potencia de diseño del FAP.

La opción 2 se requiere en casos donde el valor de reactivo de frecuencia fundamental demandado por la carga es superior al del diseño del filtro activo o en el caso de topologías híbridas, superior al de diseño de ambos filtros pasivo y activo. En esos casos el filtro activo compensará hasta dicho valor, mejorando el factor de potencia en el sistema sin llegar a compensar totalmente la potencia reactiva o lograr factor de potencia unitario.

En nuestro caso, se analiza la aplicación del FAP, donde se requiere compensar hasta un valor medio dado de la potencia imaginaria instantánea q , conjuntamente con la totalidad de los valores oscilatorios o de CA de ambas potencias, p_{CA} y q_{CA} , con lo cual se utiliza la opción 2 para ambas topologías FAPS y FAPSH. La única diferencia en el control es el valor de $Q_{m\acute{a}x}$ seleccionado para cada una.

A partir de p^* y q^* , los valores de las corrientes de consigna o referencia, $i_{c\alpha}$ e $i_{c\beta}$, o consigna en el marco $[\alpha - \beta]$ resultan según (4.6)

$$\begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha} & u_{\beta} \\ u_{\beta} & -u_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p^* \\ q^* \end{bmatrix} \quad (4.79)$$

Realizando la transformación inversa de (4.1b), o sea del plano $[\alpha - \beta]$ al plano $[a-b-c]$, y sin tener en cuenta la componente homopolar, se obtienen las corrientes de fase instantáneas de consigna o referencia (i_{ca}^* i_{cb}^* i_{cc}^*) para el inversor

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (4.80)$$

4.3.1.2 Control de corriente implementado

Una vez obtenidas a través del método de control las corrientes de referencias o consigna (i_{ca}^* i_{cb}^* i_{cc}^*), se comparan dichas corrientes de referencias, con las corrientes medidas en la salida del inversor (ver Fig. 5.1) y las señales de error resultante son las entradas a una banda de error de corriente. Dicho lazo de control de corriente implementado resulta un controlador por histéresis o banda de histéresis. Dichas señales de salida de la histéresis son las señales de disparo de las llaves

semiconductoras del inversor. En la Fig. 4.11 se muestra un diagrama del control de corriente mencionado.

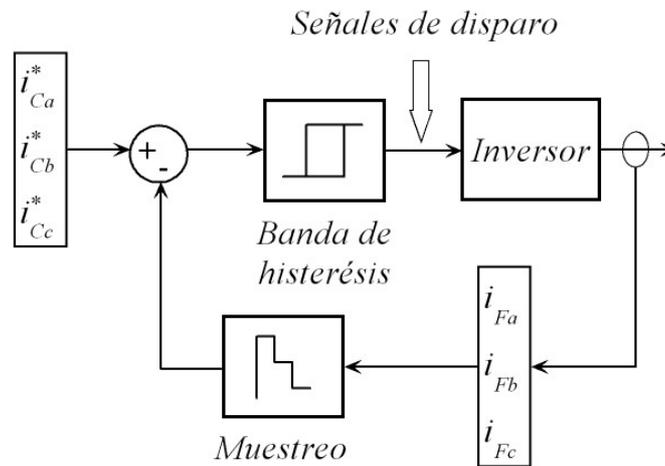


Figura 4.11: Control de corriente por histéresis.

Las corrientes de salida a través del inductor de acoplamiento es muestreada a una frecuencia fija, con el fin de limitar la máxima frecuencia de conmutación del inversor, ya que el control por histéresis establece una frecuencia de conmutación no constante y la cual varía con el valor de la banda de histéresis adoptada. Con el muestreo se logra una frecuencia media de salida de aproximadamente 10 kHz.

4.3.2. Control implementado para el FAPHS

En la Fig. 4.12 se presenta el diagrama del control implementado para el FAPHS.

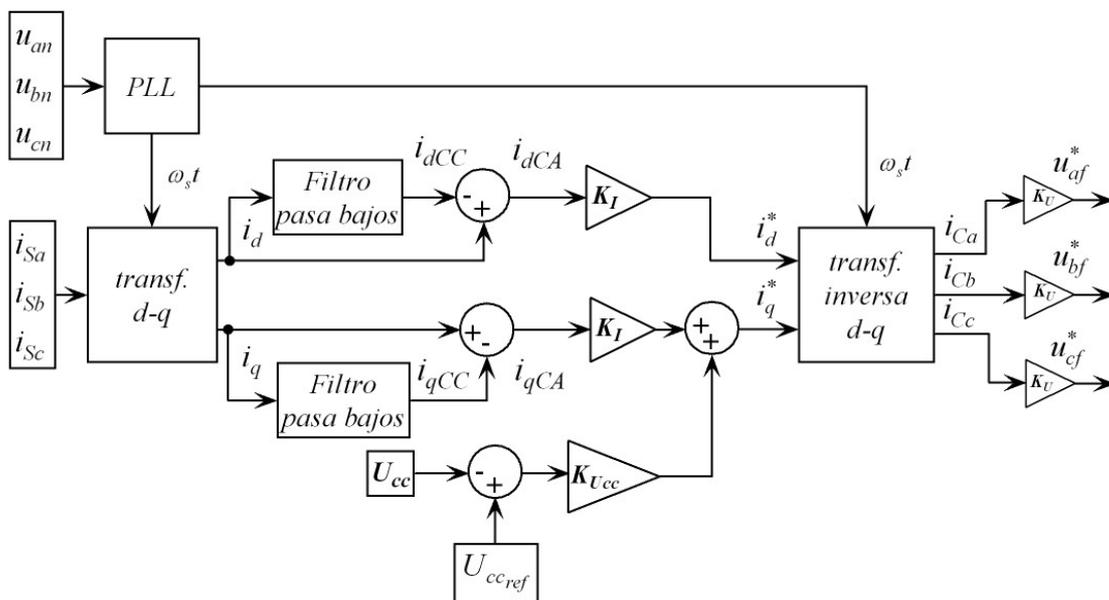


Figura 4.12: Diagrama en bloques completo del control del FAPHS

4.3.2.1 Sistema de filtrado implementado

En este caso las señales de corriente son transformadas a un marco de referencia rotante y sincrónico $[d - q - 0]$, para luego obtener las señales de referencia y compensación.

El sistema de control mide las corrientes en las tres fases del sistema ($i_{Sa} i_{Sb} i_{Sc}$), las tensiones trifásicas del sistema ($u_{an} u_{bn} u_{cn}$) y la tensión de CC del inversor para construir las referencias de tensión para el inversor o convertidor.

Primero, las corrientes en las tres fases del sistema ($i_{Sa} i_{Sb} i_{Sc}$) son transformadas usando el marco rotante $[d-q-0]$ sincrónico con la componente de secuencia positiva de la tensión de fase de frecuencia fundamental. Entonces si se reemplaza en [P] (4.44) por $\theta = (\omega_s t - \pi/2)$ la matriz de transformación a utilizar resulta

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\omega_s \cdot t) & \sin(\omega_s \cdot t - 2\pi/3) & \sin(\omega_s \cdot t + 2\pi/3) \\ \cos(\omega_s \cdot t) & \cos(\omega_s \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega_s \cdot t + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \\ i_{Sc} \end{bmatrix} \quad (4.81)$$

donde

$\omega_s t$: ángulo de fase de la componente de frecuencia fundamental de secuencia positiva de la tensión del sistema.

Dicha frecuencia angular ω_s es obtenida a partir del lazo de enganche de fase PLL (Phase Locked Loop), antes mencionado (ver 4.2.2.1).

Esta transformación, en el plano $[d - q - 0]$, establece que las componentes activa y reactiva instantánea de la corriente son representadas por las componentes en el eje directo d y en el eje en cuadratura q , respectivamente, denominadas i_d e i_q .

El sistema bajo estudio es de tres fases donde la secuencia cero puede ser despreciada, en consecuencia sólo son consideradas las componentes i_d e i_q . Como fue mencionado anteriormente, las corrientes activas y reactivas pueden ser también separadas en sus componentes de CC y CA.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{dCC} \\ i_{qCC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{dCA} \\ i_{qCA} \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

Las componentes de CC o valor medio de las corrientes activas y reactivas, i_{dCC} e i_{qCC} , corresponden a las componentes de frecuencia fundamental (50 Hz.) de

secuencia positiva de las corrientes activas y reactiva, mientras que las componentes de CA de ambas corrientes, i_{dCA} e i_{qCA} , corresponden a la contribución de las componentes activas y reactivas armónicas.

Es deseable que la red abastezca sólo el valor de CC de la corriente activa instantánea mientras que su valor de CA, así como toda la corriente reactiva instantánea, sea suministrada por el FAPHS. Considerando la corriente reactiva, el valor de CC es provisto por el filtro pasivo mientras que el inversor provee una tensión de CA para atenuar las armónicas.

Luego, como en el método anterior, a través de un proceso de filtrado se separan las componentes requeridas de las corrientes activas y reactivas instantáneas en cada uno de los ejes y se generan las referencias para el modulador PWM.

$$\begin{bmatrix} i_{dCA} \\ i_{qCA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{dCC} \\ i_{qCC} \end{bmatrix} \quad (4.83)$$

Las corrientes instantáneas en eje directo e imaginario, i_d e i_q , son filtradas con la misma estructura de filtrado que se implemento para filtrar las potencias en el diseño del FAPS, tal como se muestra en la Fig. 4.13, de forma tal de separar ambas componentes de CC y CA, para luego calcular los valores de las corrientes de referencias requeridos.

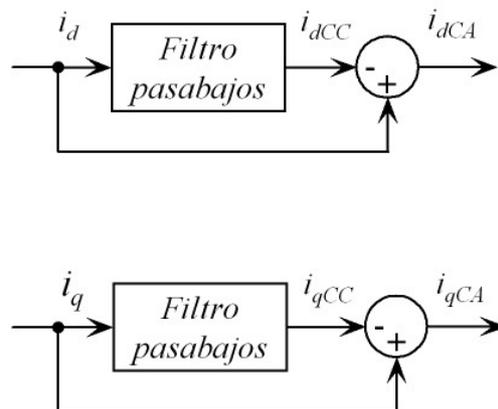


Figura 4.13: Estructura de filtrado implementada para i_d e i_q .

El filtrado es implementado con los mismos filtros pasabajos de 1° orden utilizados en el diseño del control del FAPS y que fue presentado en el punto 4.3.1.1.

Una vez obtenidas las componentes oscilatorias de i_d e i_q , las mismas son amplificadas por una ganancia K_I para obtener las referencias del inversor de potencia.

Además de proporcionar las corrientes armónicas, el sistema de control debe mantener la tensión de CC del inversor para garantizar su operación correcta. Esto significa controlar el flujo de potencia activa en el inversor de potencia. Es importante notar que ninguna corriente activa de frecuencia fundamental circula a través del filtro pasivo LC. El control de la tensión de CC se obtiene controlando el valor de CC de la corriente reactiva (i_{qCC}) como se muestra en la Fig. 4.14, donde se presenta el esquema de obtención de las corrientes de referencia o de consigna, i_d^* e i_q^* .

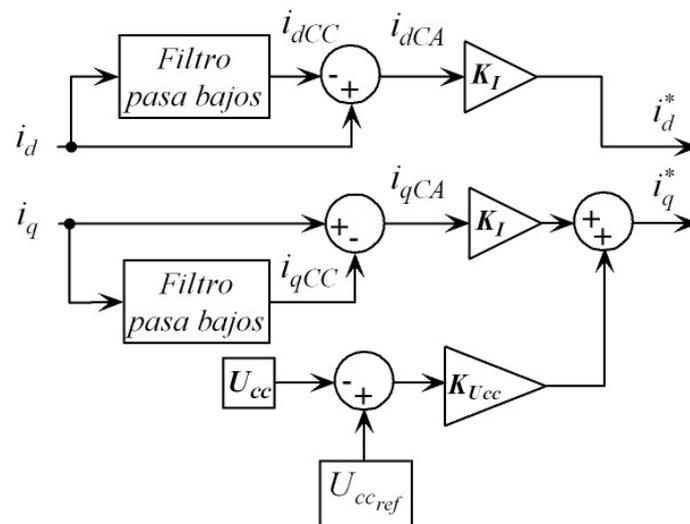


Figura 4.14: Obtención de i_d^* e i_q^* .

Luego realizando la transformación inversa del plano $[d-q-0]$ al plano $[a-b-c]$, se obtienen las señales de corrientes de referencia o consigna para la compensación

$$\begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega_S \cdot t) & \cos(\omega_S \cdot t) \\ \sin(\omega_S \cdot t - 2\pi/3) & \cos(\omega_S \cdot t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_S \cdot t + 2\pi/3) & \cos(\omega_S \cdot t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (4.84)$$

4.3.2.2 Control implementado

Cada componente de corriente es amplificada por una ganancia K_U la cual corresponde a la ganancia de tensión del inversor,

$$\begin{bmatrix} u_{af}^* \\ u_{bf}^* \\ u_{cf}^* \end{bmatrix} = K_u \cdot \begin{bmatrix} i_{Ca}^* \\ i_{Cb}^* \\ i_{Cc}^* \end{bmatrix} \quad (4.85)$$

El valor de ganancia total K_h mencionado en el punto 3.4.2.3 se corresponde con la ganancia total del FAPHS, la cual se presenta en el diagrama en bloques completo del control, en la Fig. 4.12 y esta dada por

$$K_h = K_I \cdot K_U \quad (4.86)$$

$$K_U = K_{PWM}$$

donde

K_I : es la ganancia del lazo de corrientes, igual a 20.

K_U : es la ganancia del PWM, igual a 3.

Las señales resultantes (u_{af}^* , u_{bf}^* , u_{cf}^*) es la referencia de tensión producida por el control y son las señales de entrada al circuito PWM. Luego, las señales de salida del PWM resultan en las señales de disparo del inversor y deben ser sintetizadas por el inversor de potencia.

4. 4. Control de la tensión de continua

La función de este elemento del controlador es garantizar que el FAP esté en disposición de compensar las perturbaciones de forma adecuada mediante el mantenimiento de la carga del condensador [Hsu 96] [Wu 96].

La energía almacenada por el condensador en el instante de tiempo t se puede expresar como

$$E_{CC}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{CC}^2(t) \quad (4.87)$$

Siendo

C : la capacidad del capacitor de compensación en el lado de CC.

U_{CC} : la tensión aplicada al capacitor.

Si $U_{CC}^*(t)$ es la tensión de referencia para el capacitor, la energía perdida por el capacitor a lo largo de un ciclo de la componente fundamental de la red será

$$\Delta E_{CC}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{CC}^{*2} - \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{CC}^2(t)$$

$$\Delta E_{CC}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left(U_{CC}^{*2} - U_{CC}^2(t) \right) \quad (4.88)$$

$$\Delta E_{CC}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot \left(U_{CC}^* + U_{CC}(t) \right) \cdot \left(U_{CC}^* - U_{CC}(t) \right)$$

Teniendo en cuenta que la variación de la tensión en el capacitor ΔU_{CC} durante un ciclo de la frecuencia fundamental de la red es pequeña $U_{CC} + u_{CC}(t) \cong 2 \cdot U_{CC}^*$, la ecuación (4.82) puede aproximarse a

$$\Delta E_{CC}(t) \approx C \cdot U_{CC}^* \left(U_{CC}^* - U_{CC}(t) \right) \quad (4.89)$$

Esta variación de carga en el capacitor debe ser compensada mediante el consumo de corriente a la frecuencia fundamental y en fase con la onda de tensión para no introducir consumo de potencia reactiva. Por tanto, la variación de energía del condensador debe ser compensada mediante

$$\Delta E_{CC}(t) = \int_0^T U_a \cdot \text{sen} \omega t \cdot I_C \cdot \text{sen} \omega t \cdot dt \quad (4.90)$$

Siendo

U_a : el valor pico de la tensión en el punto de conexión o PCC.

I_C : la amplitud de la corriente consumida por el FAP para compensar las pérdidas.

T : la mitad del periodo de la señal de 50Hz (10 ms).

Despejando el valor de I_C resulta

$$I_C = \frac{2}{T \cdot U_a} \cdot \Delta E_{CC} \quad (4.91)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones (4.83) y (4.85), el control empleado para mantener la carga del capacitor es de tipo proporcional, a través de una constante K de valor

$$K = \frac{2 \cdot C \cdot U_{CC}}{T \cdot U_a} \quad (4.92)$$

4. 5. Conclusiones

Las principales conclusiones obtenidas en este Capítulo son que los métodos de control en el dominio del tiempo son de mayor aplicación y efectividad que los métodos en el dominio de la frecuencia. La gran ventaja de estos métodos es la elevada velocidad de respuesta ante cambios en el sistema de potencia, pudiéndose afirmar que el control se hace en tiempo real.

La teoría instantánea “p-q” o “Teoría Generalizada de la Potencia Activa y Reactiva Instantánea”, establecida por Akagi y otros, es la adoptado para el diseño de los modelos FAPS y FAPSH. Permite una forma simple de separar las componentes no deseadas o a compensar, a través del diseño de un sencillo circuito de filtrado.

El marco de referencia sincrónico “d-q” utilizado en el control de los FAP a principios de los 90, es el seleccionado para el diseño del modelo FAPHS. También, permite una forma simple de separar las componentes no deseadas o a compensar, a través del diseño de un sencillo circuito de filtrado.

La técnica de modulación implementada para el caso del diseño del FAPS y el FAPSH es el control de corriente por histéresis. Este presenta muy buenas prestaciones, es robusto y es de sencilla implementación.

Para el caso del diseño del FAPHS el control a implementar resulta el sinusoidal PWM (SPWM), el cual ha sido ampliamente utilizado y analizado.

5. COMPENSACIÓN EN UNA SUBESTACIÓN DE DISTRIBUCIÓN. SOLUCIÓN ACTIVA

5.1. Introducción

En este capítulo se describe el modelo de red implementado para la simulación de la subestación de distribución real y se presentan los resultados obtenidos con la compensación tradicional a través de bancos de capacitores y la compensación con la topología activa pura denominada Filtro Activo de Potencia Shunt, FAPS.

Se presentan los parámetros asociados a cada uno de los componentes de la red implementada y se describe el FAPS implementado conjuntamente con los parámetros de los componentes utilizados en el modelo.

Para ambos tipos de compensación analizados, se presentan los resultados obtenidos en la barra de 13,8 kV del sistema, aguas arriba de la instalación del equipamiento de compensación, y para analizar el comportamiento de los diferentes equipamiento de compensación frente a las variaciones de la demanda, se tienen en cuenta dos estados de carga y compensación de reactivo.

Con respecto a los estados de carga se tiene en cuenta una carga inicial del 80 % del total de la demanda de consumo industrial o frecuencia 50 Hz. con el correspondiente 80 % de distorsión de corriente armónica y luego un aumento de la demanda del restante 20 % con el correspondiente 20 % restante de distorsión armónica, para completar el total de la demanda. Para dichos estados de carga se tienen en cuenta dos módulos de compensación de reactivo, que son 4,8 MVar y 9,6 MVar.

El modelo digital trifásico completo de la red y de la topología activa pura, es implementado en MATLAB/Simulink Power System Blockset (PSB).

Los resultados que se presentan son las formas de onda de tensión y corriente, como así también los factores de distorsión armónica asociados a las mismas. Además se presentan los resultados de las potencias activa y reactiva medidas en el sistema, con los cálculos de la potencia aparente y en los casos de interés la potencia de distorsión. También, se calculan el factor de potencia total y el factor de desplazamiento, obtenido con cada tipo de compensación.

Los estudios, análisis y modelado de la red y la topología FAPS fueron fuentes de tres publicaciones presentadas en congresos y revistas internacionales, [Cora 06] [Cora 07a] [Cora 08b].

5.2. Descripción de la red

En la Fig. 5.1 se muestra un diagrama unifilar del modelo de red adoptado para el estudio de la configuración futura (red cerrada en 132 kV) de la SD 1, presentado en el capítulo 2 en 2.5.2 y el cual se utiliza para el análisis del funcionamiento y desempeño de los modelos de las topologías de filtros activos implementadas.

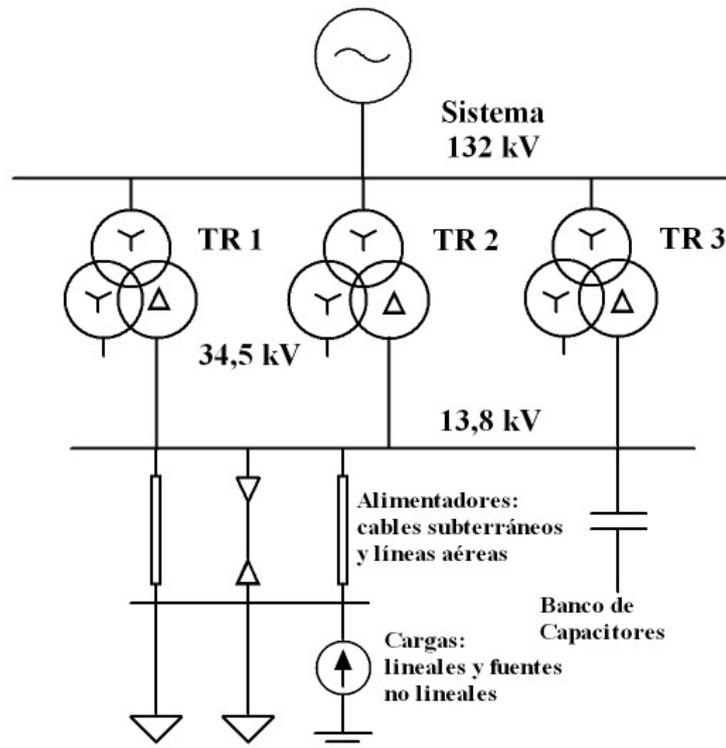


Figura 5.1: Diagrama unifilar de la red modelada

Como se muestra en la Fig. 5.1, los transformadores se encuentran conectados en paralelo en 13,8 kV, donde se conecta la compensación tradicional de reactivo a través de bancos de capacitores. No existen cargas ni compensación en el nivel de 34,5 kV.

El sistema es representado por una fuente ideal de tensión en 132 kV al cual se conectan tres transformadores, TR 1, TR 2 y TR 3, de similares características. Los parámetros de los transformadores se resumen en la Tabla 5.1, donde se presentan los datos nominales de la potencia y tensión de cada arrollamiento, como así también las resistencias y reactancias, ambas de secuencia directa entre los distintos arrollamientos.

Tabla 5.1: Resumen de datos de los transformadores

Potencia nominal			Tensión nominal			Tipo de Conexión	Resistencia de secuencia directa (*)			Reactancia de secuencia directa (*)		
Arrollamientos												
S1 (MVA)	S2 (MVA)	S3 (MVA)	U1 (kV)	U2 (kV)	U3 (kV)		R 1-2 (%)	R 1-3 (%)	R 2-3 (%)	X 1-2 (%)	X 1-3 (%)	X 2-3 (%)
15	10	15	132	34,5	13,86	YN/YNO/d11	0.65	0.57	0.54	10,42	16,88	5,63
15	10	15	132	34,5	13,86	YN/YNO/d11	0.65	0.57	0.54	10,28	16,67	5,96
15	10	15	132	34,5	13,86	YN/YNO/d11	0.65	0.57	0.54	10,42	16,88	5,63

(*) en por ciento de los valores nominales del arrollamiento 1 ($S_1=15$ MVA).

A los fines del análisis del comportamiento de los modelos de las distintas topologías de filtros activos a simular y para la simplificación del modelo de red, no fue necesario modelar al transformador como tal, sino que se modela a través de una reactancia equivalente a la potencia de cortocircuito en 13,8 kV. La potencia de cortocircuito en 13,8 kV es aproximadamente 200 MVA.

Basados en estudios de flujos de carga y armónicas realizados sobre la red [Cora 06], la carga total futura considerada en 13,8 kV es 29.3 MVA con un $\cos \varphi = 0.8$ y con el contenido armónico presentado en la Tabla 5.2.

Tabla 5.2: Corrientes armónicas

i_h	i_5	i_7	i_{11}	i_{13}
Amperes pico	74.9	54	24.5	18.7

A partir de dicho contenido armónico, se calcula el factor THD (Total Harmonic Distortion) de Distorsión Total Armónica de la corriente de carga, ver Apéndice B, dado por

$$THD_I(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100 \cong 5.4 \quad (5.1)$$

donde

I_h : son los valores eficaces de las corrientes armónicas.

I_1 : es el valor eficaz de la componente de frecuencia fundamental (50 Hz.)

La carga de frecuencia fundamental futura fue modelada a través de un modelo de impedancia constante paralelo R-L, donde la demanda de potencia activa es

representada a través de una resistencia constante R y la correspondiente a la potencia reactiva por medio de una inductancia constante L . Debido a ello, el modelo resulta de impedancia constante y las potencias de demanda varían con el cuadrado de la tensión.

La carga no lineal futura correspondiente a las corrientes armónicas presentadas en la Tabla 5.2, es modelado con fuentes de corrientes sinusoidales de amplitudes y frecuencias asociadas a cada armónica.

Con el fin de mejorar el factor de potencia en la barra de 13,8 kV del sistema, la compensación de reactivo de 9,6 MVAR resultará en un $\cos \varphi = 0.94$ en 13,8 kV, el cual es el objetivo del compensador propuesto.

5. 3. Compensación de reactivo con bancos de capacitores

Se realiza la compensación de reactivo con compensación tradicional a través de bancos de capacitores. Los mismos son modelados por medio de una capacidad constante C , conectada en paralelo con la carga. Se tienen en cuenta 2 módulos de 4,8 MVAR de compensación para el escenario futuro, 4,8 MVAR para un nivel menor de demanda futura en la SD y la conexión de ambos módulos de 4,8 MVAR para completar el módulo total necesario de 9,6 MVAR para la demanda máxima futura.

Los incrementos porcentuales de la tensión en el nivel de 13,8 kV resultan

$$\frac{\Delta U}{U}(\%) \cong \frac{Q_C}{S_{CC}} \times 100 \quad (5.2)$$

donde

Q_C : es la potencia reactiva del banco de capacitores (MVAR).

S_{CC} : es la potencia de cortocircuito en el PCC (MVA).

Considerando $Q_C = 4,8$ MVAR and $Q_C = 9,6$ MVAR, resultan los incrementos porcentuales de 2,4 % y 4,8 %, respectivamente.

5. 3. 1. Armónicas

5.3.1.1 Respuesta en frecuencia

La interacción entre la capacidad equivalente del banco de capacitores y la inductancia de cortocircuito equivalente de la red, da lugar a resonancias paralelo en la barra de 13,8 kV de la SD, a las frecuencias aproximadas a

$$f_r = f \sqrt{\frac{S_{cc}}{Q_c}} \quad (5.3)$$

donde

f_r : es la frecuencia de resonancia paralelo (Hz).

f : es la frecuencia fundamental o industrial de la red (50 Hz).

Considerando $Q_C = 4,8$ MVar y $Q_C = 9,6$ MVar, resultan los valores presentados en la Tabla 5.3.

Tabla 5.3: Resonancias en 13,8 kV

Q_c (MVar)	f_r (Hz.)	Orden de armónica
4,8	323	≈ 7
9,6	230	≈ 5

La expresión (5.3) es una expresión aproximada la cual establece las frecuencias aproximadas para un circuito simple paralelo entre una capacidad C, equivalente a los bancos de capacitores y una inductancia L, equivalente a la inductancia de cortocircuito de la red. No tiene en cuenta el efecto del modelado de la carga, ya sea las impedancias de los cables y líneas, como las impedancias de las propias cargas. Por lo tanto, estos valores son confirmados a través de la obtención de la respuesta en frecuencia en la barra de 13,8 kV del modelo completo de la SD propuesto para las simulaciones (Fig. 5.1). Los resultados se presentan en la Fig. 5.2, conjuntamente con el caso sin ninguna compensación $Q_C = 0$, para observar el efecto en la respuesta en frecuencia del sistema con la instalación de los módulos de bancos de capacitores.

De la figura se observa como varía la respuesta en frecuencia de la red con la incorporación de ambos módulos de bancos de capacitores. Se observan las frecuencias de resonancias paralelo que se establecen con la incorporación de los bancos de capacitores. Es evidente que en ambos casos las frecuencias de resonancias se encuentran cercanas a las corrientes armónicas más importantes tales como la 5^{ta} (250 Hz) y 7^{ma} (350 Hz).

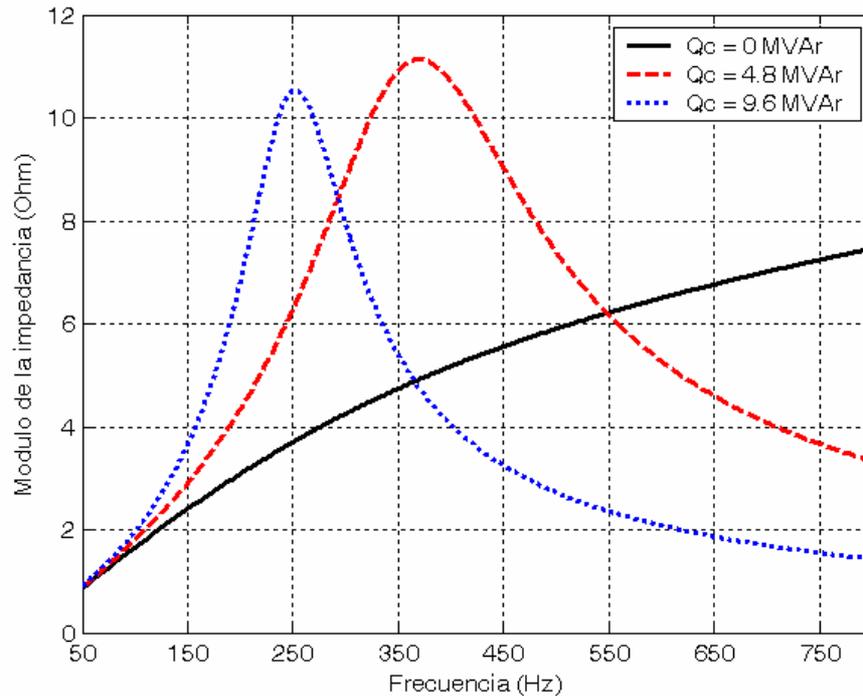


Figura 5.2: Respuesta en frecuencia en 13,8 kV

5.3.1.2 Flujo de armónicas

Considerando las características de la carga mencionadas anteriormente se realizaron flujos de armónicas para ambos niveles de compensación de reactivo.

Los flujos de armónicas se realizan resolviendo el estado estacionario del modelo de red antes descrito, donde se tiene en cuenta el establecimiento del flujo de la componente fundamental de 50 Hz. a partir de la fuente de tensión de 132 kV y el consumo del modelo de carga a dicha frecuencia y la circulación de armónicas a partir de las fuentes sinusoidales de corriente de frecuencias y amplitudes correspondientes a las armónicas de la Tabla 5.2. Dado el valor de la componente de frecuencia fundamental de la tensión impuesto en el punto de conexión de la carga, surge el valor de la componente de frecuencia fundamental de la corriente. Por lo tanto, la circulación de las corrientes armónicas en la red determina las distorsiones de tensión y corriente en los diferentes puntos de la misma, referidas a los valores de las componentes de frecuencia fundamental en dichos puntos.

Se consideró un escalón de carga o variación de la demanda. Inicialmente la carga y la distorsión armónica corresponden al 80 % del total de la demanda en 13,8 kV. Luego se incorpora un banco de capacitores de 4,8 MVar para la compensación de dicho 80 % de la carga. Luego se incrementa la demanda y la distorsión, en el 20 % restante del total de la demanda, totalizando el 100 % de la carga. Finalmente se conecta

el último banco de 4,8 MVAR, totalizando los 9,6 MVAR finales para la compensación del 100 % de la carga.

5.3.2. Resultados de las simulaciones

En la Fig. 5.3 se presentan las formas de onda de la tensión y la corriente de una fase en la barra de 13,8 kV en el sistema o sea aguas arriba de la instalación de los bancos, para los instantes de incremento de la carga y conexión de los bancos de capacitores.

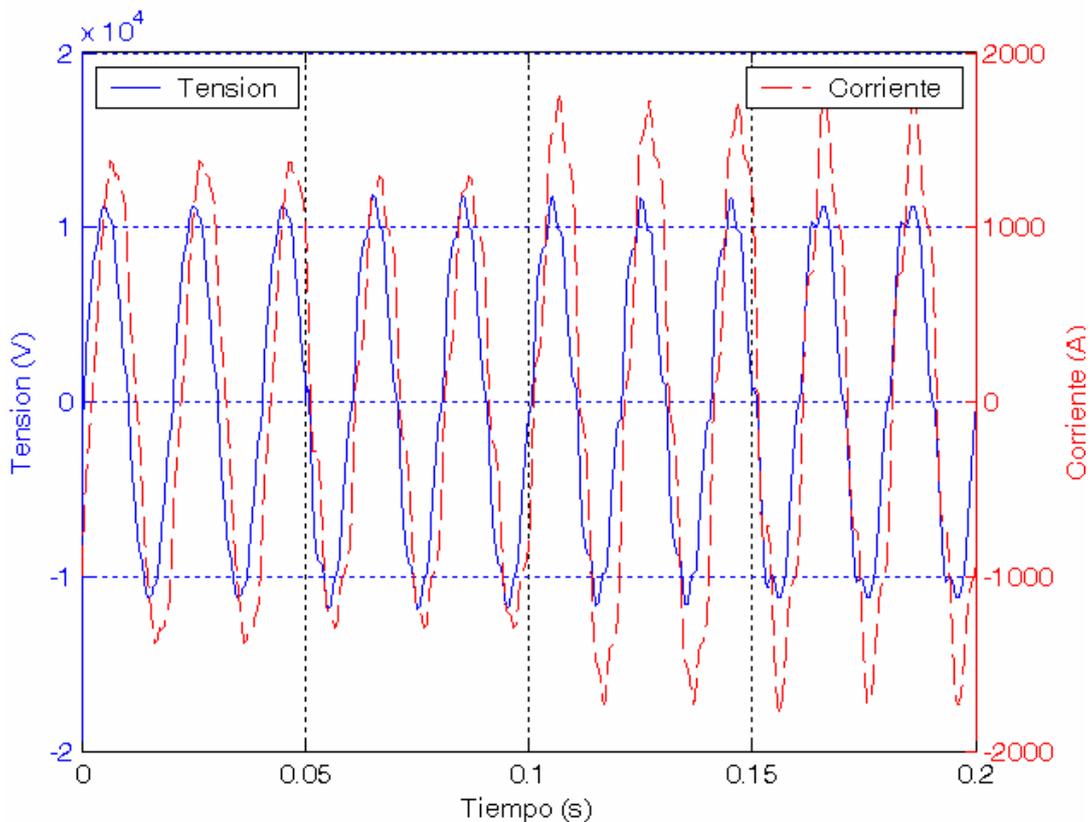


Figura 5.3: Formas de onda de la tensión y la corriente en 13,8 kV

Inicialmente, $t \leq 0,05$ seg., la carga de frecuencia fundamental y la distorsión de corriente armónica es de aproximadamente el 80 % del máximo, manteniendo la relación de distorsión con los valores de frecuencia fundamental y no existe compensación ($Q_C = 0$ MVAR). Por lo tanto, la carga equivale a $S_{i80\%} = 23,4$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i80\%} = 18,7$ MW, $Q_{i80\%} = 14$ MVAR) y las amplitudes de las corrientes armónicas son el 80 % de los presentados en la Tabla 5.2. En $t = 0,05$ seg. se conecta el primer banco de capacitores ($Q_C = 4,8$ MVAR) y en $t = 0,1$ seg. se produce el incremento de aproximadamente el 20 % restante de la carga y de la distorsión armónica, equivalentes a $S_{i20\%} = 5,9$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i20\%} = 4,7$ MW,

$Q_{i20\%} = 3,5$ MVar) estableciendo el total de la carga y de la distorsión. La carga final corresponde a la demanda máxima en 13,8 kV, lo que equivale a $S_{i100\%} = 29,3$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i100\%} = 23,4$ MW, $Q_{i100\%} = 17,6$ MVar) y la distorsión armónica corresponde a las amplitudes de corrientes de la Tabla 5.2. Finalmente en $t = 0.15$ seg. se conecta el otro banco logrando la totalidad de la compensación ($Q_C = 9,6$ MVar).

De forma tal de observar las distorsiones en cada uno de los estados de carga y compensación presentados en la Fig. 5.3, se presentan a continuación los resultados de las distorsiones de la tensión y corriente en 13,8 kV, como así también los resultados de los valores fundamentales y potencias obtenidos de las simulaciones, para los diferentes niveles de carga y de compensación de reactivo.

5.3.2.1 Carga 80 % y compensación nula

En la Fig. 5.4 (a) se muestran nuevamente una ampliación de las formas de onda de la tensión y la corriente en la barra de 13,8 kV del sistema, para el instante $t < 0.05$ seg. ($Q_C = 0$ MVar) y en la Fig. 5.4 (b) se presentan los contenidos armónicos de dichas formas de onda, conjuntamente con los valores de las componentes de frecuencia fundamental y los THD (%).

Se observa, de los resultados el valor eficaz de la tensión de fase de frecuencia fundamental en la barra de 13,8 kV de $U_{1ef} = 7905$ kV o sea aproximadamente 0.99 p.u.

Con los resultados obtenidos de la simulación, se calculan los valores de las potencias, en la barra de 13,8 kV del sistema, a través de la ecuaciones definidas por [IEEE 98] y presentadas en el Apéndice B.

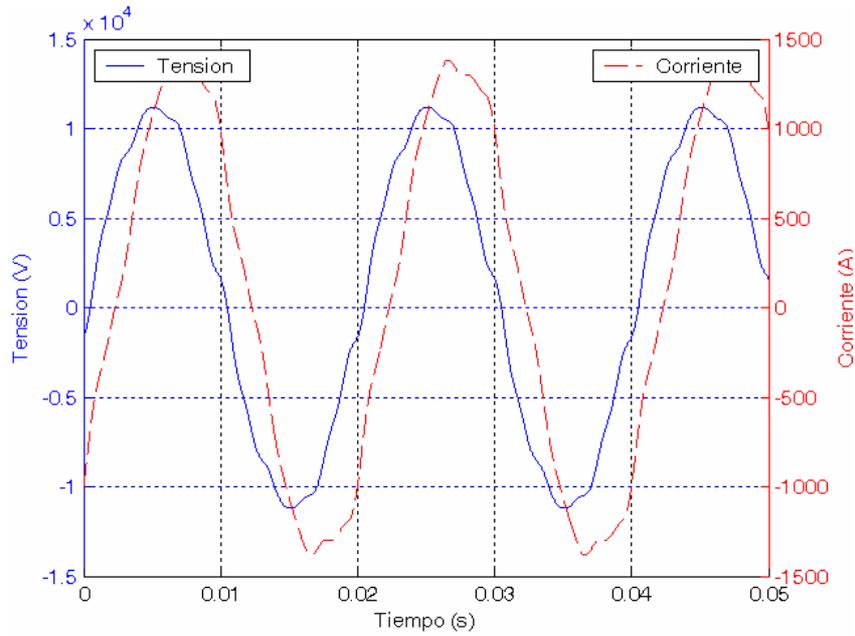
La potencia aparente, S , está dada por

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (5.4)$$

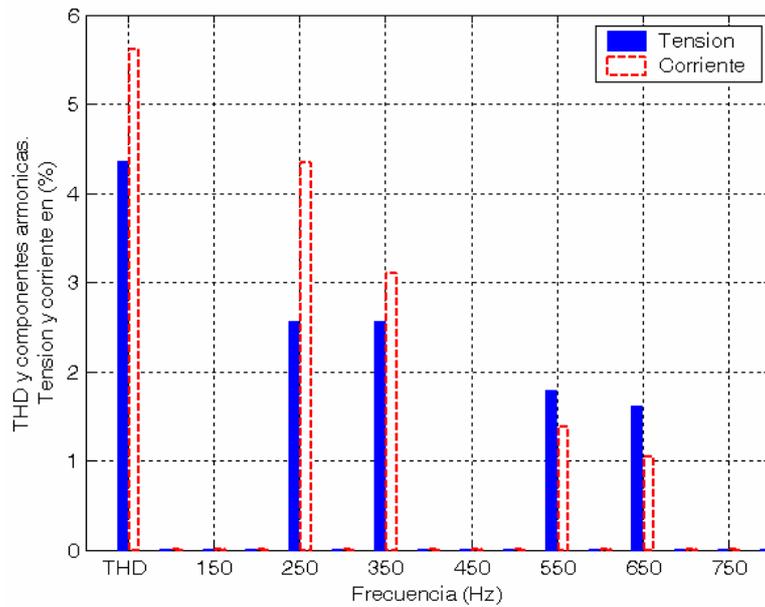
$$S = 3 \cdot 7905 \cdot \sqrt{1 + (4,36 / 100)^2} \cdot 979.4 \cdot \sqrt{1 + (5,61 / 100)^2} \cong 23,3 MVA$$

La potencia activa instantánea, $P(t)$, se calcula de la siguiente manera

$$P(t) = u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c \quad (5.5)$$



a)



■	Fundamental = 1.118e+004 peak (7905 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 4.36%
▤	Fundamental = 1385 peak (979.4 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 5.61%

b)

Figura 5.4: Sin compensación y 80 % de la carga

a) Formas de onda en 13,8 kV. b) Contenido armónico.

El valor medio de $P(t)$, se obtiene de calcular a través del análisis del espectro en frecuencia de $P(t)$, la componente de continua. Dicho resultado coincide con el cálculo definido por [IEEE 98], ver Apéndice B, dado por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (5.6)$$

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\theta_h - \delta_h) = \sum_{h=1}^{\infty} P_h = 18,8 \text{ MW}$$

donde T es el periodo de la señal de frecuencia fundamental 50 Hz (20 mseg.).

La potencia reactiva instantánea, $Q(t)$, se calcula con la siguiente expresión

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (u_{bc} \cdot i_a + u_{ca} \cdot i_b + u_{ab} \cdot i_c) \quad (5.7)$$

El valor medio de $Q(t)$, se obtiene de la misma forma que el valor medio de $P(t)$, midiendo la componente de continua del espectro en frecuencia de $Q(t)$. Dicho resultado coincide con el cálculo definido por [IEEE 98] (Apéndice B), dado por

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \text{sen}(\theta_h - \delta_h) = 13,7 \text{ MVar} \quad (5.8)$$

Se puede calcular la potencia de distorsión, D , definida en el Apéndice B, como

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(23,3 \cdot 10^6)^2 - (18,8 \cdot 10^6)^2 - (13,7 \cdot 10^6)^2} \cong 1 \cdot 10^6 \quad (5.9)$$

El factor de potencia total, según [IEEE 98], ver Apéndice B, resulta

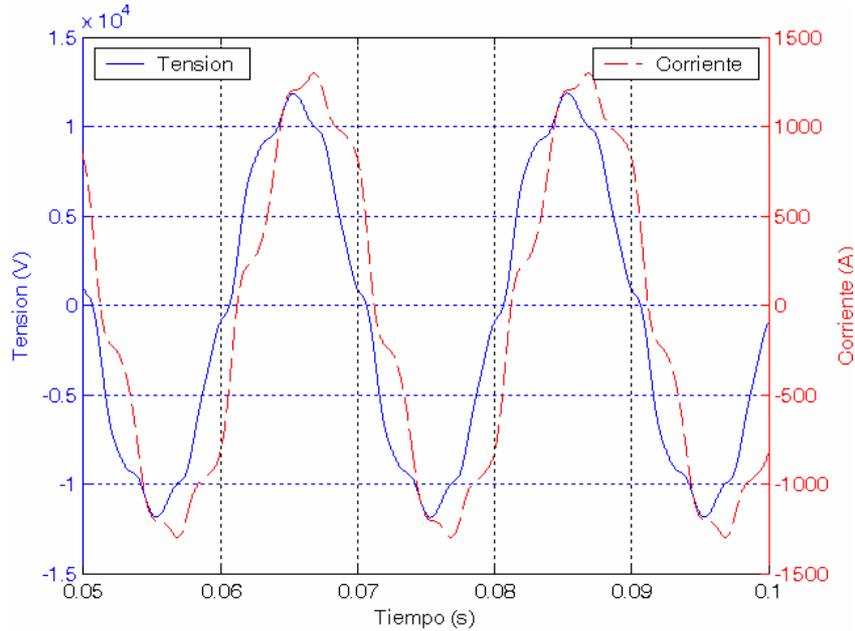
$$\cos \theta = \frac{P}{3 \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{1 + (\text{THD}_V / 100)^2} \sqrt{1 + (\text{THD}_I / 100)^2}} \quad (5.10)$$

$$\cos \theta \approx \frac{P_1}{3 \cdot V_1 \cdot I_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THD}_V / 100)^2} \sqrt{1 + (\text{THD}_I / 100)^2}} \quad (5.11)$$

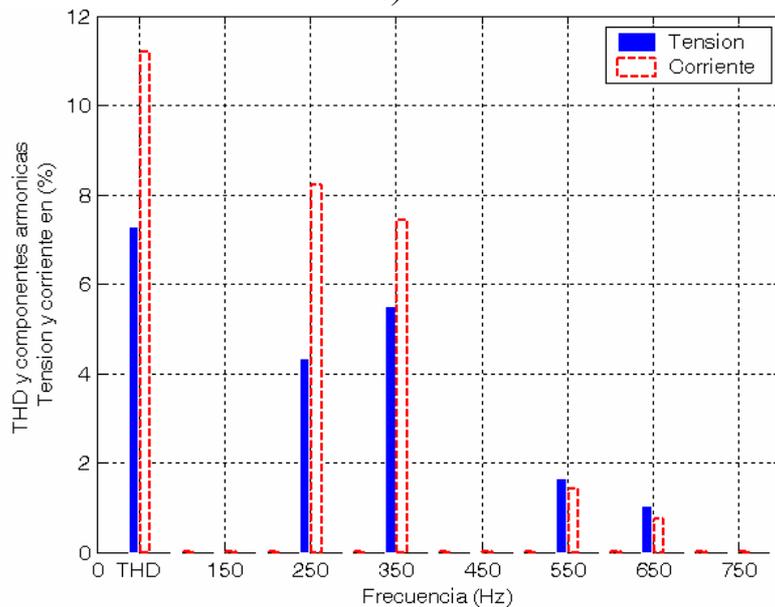
$$\cos \theta = \cos \varphi \cdot f_d = 0,81 \cdot 0,99 = 0,8$$

5.3.2.2 Carga 80 % y un banco 4,8 MVar

Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el 80 % de la carga y $Q_C = 4,8$ MVar, se presentan en la Fig. 5.5 (a). El contenido armónico de dichas formas de onda, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental y el THD, se presentan en la Fig. 5.5 (b).



a)



■	Fundamental = 1.143e+004 peak (8083 rms)
	Total Harmonic Distortion (THD) = 7.28%
■	Fundamental = 1268 peak (896.7 rms)
	Total Harmonic Distortion (THD) = 11.20%

b)

Figura 5.5: Compensación 4,8 MVar y 80 % de la carga.

a) Formas de onda en 13,8 kV. b) Contenido armónico.

De los resultados de la Fig. 5.5 (b), se observa como mejoró el nivel de tensión en la barra de 13,8 kV debido a la compensación con la conexión de un banco de capacitores, aumentando a $U_{1ef} = 8033$ kV o sea aproximadamente 1 p.u. y como disminuyó el valor eficaz de la corriente de fase de 979,4 Amp. para el caso sin compensación de reactivo a 896,7 Amp. para el caso de conexión de un banco. También se observa como aumentaron las distorsiones de tensión y corriente, tanto en los armónicos individuales como en el valor de THD, el cual aumento de 4,36 % del caso inicial sin compensación ($Q_c = 0$ MVar) a 7,28 % en el caso de la tensión y de 5,61 % del caso inicial sin compensación ($Q_c = 0$ MVar) a 11,2 % en el caso de la corriente.

El aumento de las distorsiones demuestra el problema de la resonancia paralelo próxima a la 7^{ma} armónica o 350 Hz, mencionada anteriormente en el punto 5.3.1.1, que se establece con la conexión de un banco de capacitores,. Se observa de la Fig. 5.5 (b), que las mayores distorsiones tensión se establecen en dicha frecuencia.

Con los resultados presentados, se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (5.12)$$

$$S = 3 \cdot 8083 \cdot \sqrt{1 + (7,28 / 100)^2} \cdot 896,7 \cdot \sqrt{1 + (11,2 / 100)^2} \cong 21,9 MVA$$

Luego con los valores medios de las potencias activa y reactiva instantánea, P y Q , obtenido de los resultados de la simulación, los cuales están compuesto por las componentes de frecuencia fundamental y las componentes armónicas, dados por

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\theta_h - \delta_h) \cong 19,6 MW \quad (5.13)$$

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sen(\theta_h - \delta_h) \cong 9,36 MVar \quad (5.14)$$

Se puede calcular la potencia de distorsión D , como

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(21,9 \cdot 10^6)^2 - (19,6 \cdot 10^6)^2 - (9,36 \cdot 10^6)^2} \cong 3 \cdot 10^6 \quad (5.15)$$

Se observa con respecto al caso anterior que al conectar el banco de capacitores aumentan las distorsiones y por ende la potencia distorsionante D .

Además, la potencia reactiva compensada por el banco de capacitores, se calcula con la siguiente expresión

$$Q_C(4,8 \text{ MVar}) = \left(\frac{V_I(4,8 \text{ MVar})}{V_I(0 \text{ MVar})} \right)^2 \cdot Q(0 \text{ MVar}) - Q(4,8 \text{ MVar}) \quad (5.16)$$

$$Q_C(4,8 \text{ MVar}) = \left(\frac{8083}{7905} \right)^2 \cdot 13,7 \text{ MVar} - 9,36 \text{ MVar} \cong 5 \text{ MVar}$$

donde

$V_I(0 \text{ MVar})$: es el valor eficaz de tensión de frecuencia fundamental, previo a la compensación (kV).

$V_I(4,8 \text{ MVar})$: es el valor eficaz de tensión de frecuencia fundamental, posterior a la compensación, en este caso de 4,8 MVar (kV).

$Q(0 \text{ MVar})$: es el valor de potencia reactiva, previa a la compensación (MVar).

$Q(4,8 \text{ MVar})$: es el valor de potencia reactiva, posterior a la compensación, en este caso de 4,8 MVar (MVar).

Al ser modelada la carga con un modelo de impedancia constante, el consumo de potencia reactiva de la misma varía con el valor de tensión al cuadrado, aplicado a la misma. Esta expresión tiene en cuenta dicho efecto.

Los valores de $V_I(0 \text{ MVar})$ y $Q(0 \text{ MVar})$, son los correspondientes al 80 % de carga y compensación nula, ver 5.3.1.3.1. Como es de observarse la compensación resulta aproximadamente los 4,8 MVar.

El factor de potencia total resulta

$$\cos \theta = \frac{P}{3 \cdot V_I \cdot I_I \cdot \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (5.17)$$

$$\cos \theta \approx \frac{P_I}{3 \cdot V_I \cdot I_I} \cdot \frac{I}{\sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (5.18)$$

$$\cos \theta = \cos \varphi \cdot f_d = 0.9 \cdot 0.99 = 0.89$$

5.3.2.3 Aumento de carga al 100 %

En este caso, en la Fig. 5.6, sólo se presentan las formas de onda de la tensión y corriente en 13,8 kV, para observar el transitorio de aumento de la carga. No se realiza ningún análisis de distorsiones, ya que los análisis que interesan son para los estados finales de compensación de $Q_C = 4,8$ MVar con el 80 % de carga y $Q_C = 9,6$ MVar con el 100 % de carga.

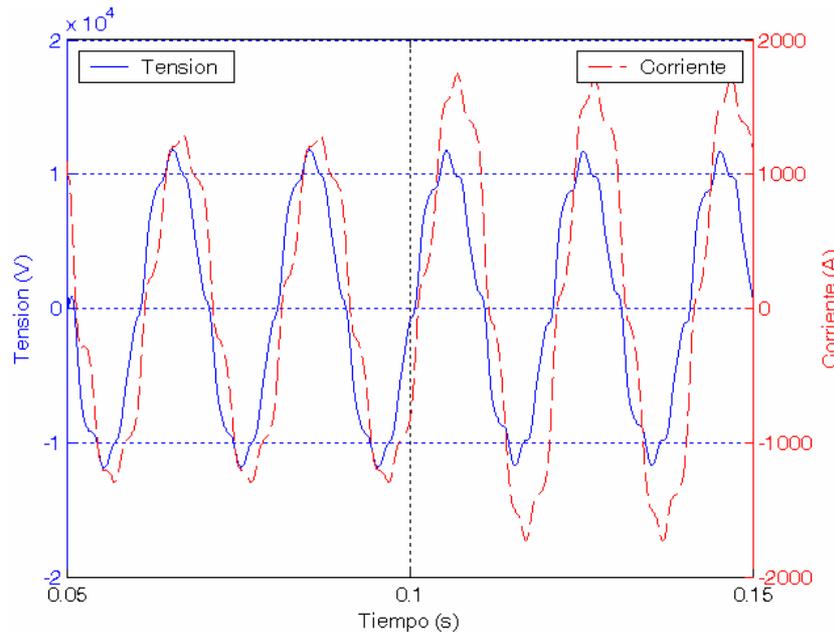
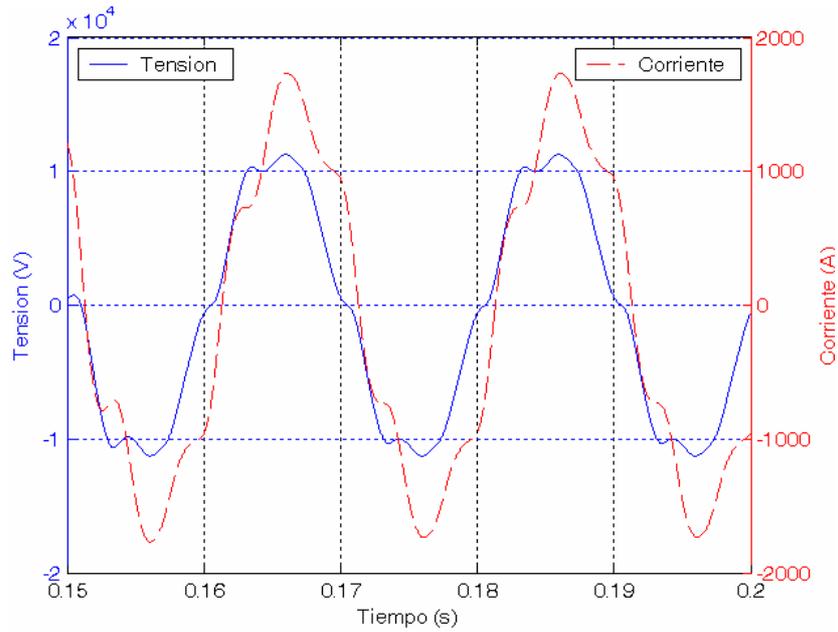


Figura 5.6: Aumento de carga. Formas de onda en 13,8 kV.

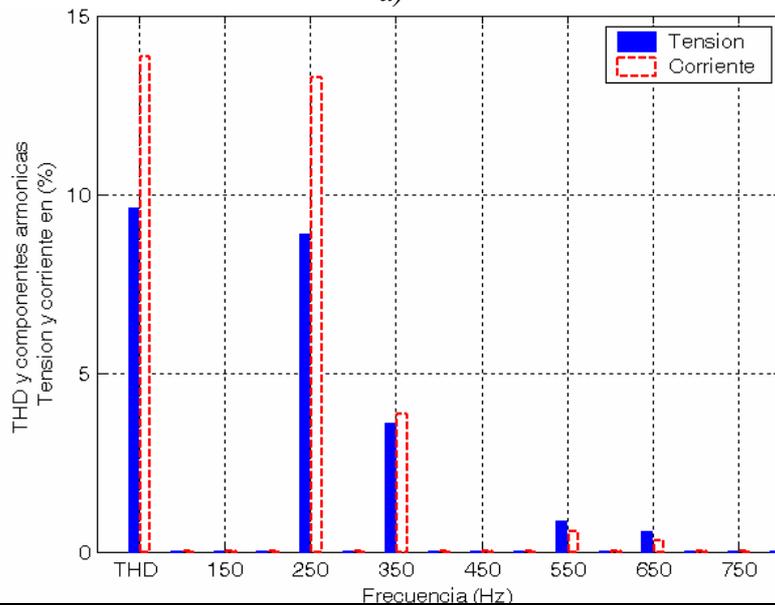
De dicha Fig. 5.6, se observa como aumenta la amplitud de la corriente en el sistema debido al aumento de la carga y como decae la amplitud de la tensión debido a que el valor de reactivo de compensación del banco de capacitores sigue siendo el mismo que para el 80 % de carga o sea $Q_C = 4,8$ MVar. Las distorsiones en la corriente y la tensión aumentan dado el aumento del 20 % de la distorsión.

5.3.2.4 Carga 100 % y dos bancos 9,6 MVar

Para $Q_C = 9,6$ MVar y el 100 % de la carga, los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, se presentan en la Fig. 5.7 (a). El contenido armónico de dichas formas de onda, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental y el THD, se presentan en la Fig. 5.7 (b).



a)



■	Fundamental = 1.137e+004 peak (8040 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 9.64%
■	Fundamental = 1596 peak (1129 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 13.84%

b)

Figura 5.7: Compensación 9,6 MVar y 100 % de la carga.

a) Formas de onda en 13,8 kV. b) Contenido armónico.

De los resultados de la Fig. 5.7 (b), se observa el nivel de tensión en la barra de 13,8 kV debido a la compensación, de $U_{1ef} = 8040$ kV o sea aproximadamente 1 p.u. y como disminuyó el valor eficaz de la corriente de fase a 1129 Amp. para el caso de conexión de los 2 bancos de compensación. También se observa como aumentaron las distorsiones de tensión y corriente, con respecto al caso inicial sin compensación

($Q_c = 0$ MVar) y 80 % de carga, tanto en los armónicos individuales como en el valor de THD, aumentando a 9,64 % en el caso de la tensión y a 13,84 % en el caso de la corriente.

El aumento de las distorsiones demuestra el problema de la resonancia paralelo próxima a la 5^{ta} armónica o 250 Hz mencionada anteriormente en el punto 5.3.1.1, que se establece con la conexión de dos bancos de capacitores. Se observa de la Fig. 5.7 (b), que las mayores distorsiones de corriente y tensión se establecen en dicha frecuencia.

Con los resultados presentados se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (5.19)$$

$$S = 3 \cdot 8040 \cdot \sqrt{1 + (9,64 / 100)^2} \cdot 1129 \cdot \sqrt{1 + (13,84 / 100)^2} \cong 27,6 MVA$$

Luego con los valores medios de las potencias activa y reactiva instantánea, P y Q , obtenido de los resultados de la simulación, los cuales están compuesto por las componentes de frecuencia fundamental y las componentes armónicas, dados por

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\theta_h - \delta_h) \cong 25,5 MW \quad (5.20)$$

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sen(\theta_h - \delta_h) \cong 9,8 MVar \quad (5.21)$$

Se puede calcular la potencia de distorsión D , como

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(28,2 \cdot 10^6)^2 - (25,5 \cdot 10^6)^2 - (9,8 \cdot 10^6)^2} \cong 4 \cdot 10^6 \quad (5.22)$$

Se observa con respecto al caso de un sólo banco conectado y 80 % de carga, ver (5.15), que al conectar el segundo banco de capacitores aumentan las distorsiones y por ende la potencia distorsionante D .

Además, se determina la potencia reactiva compensada por los 2 bancos de capacitores, de igual forma que en el caso anterior, como

$$Q_C(9,6 \text{ MVar}) = \left(\frac{V_1(9,6 \text{ MVar})}{V_1(0 \text{ MVar})} \right)^2 \cdot Q(0 \text{ MVar}) - Q(9,6 \text{ MVar}) \quad (5.23)$$

$$Q_C(9,6 \text{ MVar}) = \left(\frac{8040}{7696} \right)^2 \cdot 17,65 \text{ MVar} - 9,8 \text{ MVar} = 9,4 \text{ MVar}$$

Como es de observarse la compensación es aproximadamente los 9,6 MVar. Se menciono anteriormente de donde surgen los valores de $V_1(0 \text{ MVar})$, $Q(0 \text{ MVar})$, $V_1(9,6 \text{ MVar})$, $Q(9,6 \text{ MVar})$, ver (5.16). Los valores de $V_1(0 \text{ MVar})$ y $Q(0 \text{ MVar})$ no pueden obtenerse en está simulación ya que corresponden a los valores de 100 % de carga y sin compensación ($Q_c = 0 \text{ MVar}$). Los mismos son obtenidos de otra simulación no presentada y fueron presentados en la Tabla 5.4.

El factor de potencia total resulta

$$\cos \theta = \frac{P}{3 \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{1 + (\text{THD}_V / 100)^2} \sqrt{1 + (\text{THD}_I / 100)^2}} \quad (5.24)$$

$$\cos \theta \approx \frac{P_I}{3 \cdot V_1 \cdot I_1} \cdot \frac{I}{\sqrt{1 + (\text{THD}_V / 100)^2} \sqrt{1 + (\text{THD}_I / 100)^2}} \quad (5.25)$$

$$\cos \theta = \cos \varphi \cdot f_d = 0,94 \cdot 0,98 = 0,92$$

5.3.2.5 Resumen de resultados

En la Tabla 5.4. se presenta un resumen de todos los resultados de los valores antes mencionados obtenidos de las simulaciones en la barra de 13,8 kV del sistema o sea aguas arriba de la instalación de los bancos, para cada uno de los estados de carga y compensación.

Tabla 5.4: Resultados y factor de potencia en 13,8 kV

Carga	Q _c (MVar)	P (MW)	Q (MVar)	V ₁ (kV)	THD _V (%)	I ₁ (A)	THD _I (%)	cos θ	cos φ
S _{i80%}	0	18,8	13,7	7905	4,36	979,4	5,61	0,8	0,81
	4,8	19,6	9,36	8083	7,28	896,7	11,2	0,89	0,9
S _{i100%}	0 (*)	23,4	17,65	7696	5,66	1269	5,43	0,79	0,8
	9,6	25,5	9,77	8040	9,64	1129	13,84	0,92	0,94

(*) Cómo se menciono anteriormente, se presenta además los resultados de otro caso no analizado en las simulación anterior, como es para el 100 % de carga,

$S_{i100\%}$, con $Q_C = 0$ MVar, resultado que se utilizó anteriormente y posteriormente se realizan comparaciones con otras topologías.

De la Tabla 5.4 se observa a causa de la compensación, tanto para el 75 % como para el 100 % de la carga, como se reduce la potencia reactiva en el sistema, mejorando así el valor de $\cos \theta$ y como mejora el nivel de tensión de frecuencia fundamental V_1 en la barra de 13,8 kV del sistema, con la compensación de parte de la corriente reactiva. Además, dadas las resonancias establecidas por los bancos y la red, las mismas determinan el aumento de las distorsiones en la tensión y la corriente, con el aumento de la compensación y las cuales se ven reflejados en los THD_V y THD_I . También, debido a ello, se observa en los casos con compensación de potencia reactiva, como influye el factor de distorsión, reduciendo el $\cos \theta$ respecto del factor de desplazamiento, $\cos \varphi$.

En la Tabla 5.5, se resumen los resultados de las distorsiones de tensión tanto para los armónicos individuales como el THD_V en 13,8 kV, sólo para los casos de 100 % de carga y para ambos módulos de compensación 4,8 MVar y 9,6 MVar. El caso de 100 % carga y 4,8 MVar no se presentó en los resultados anteriores. Dichas distorsiones, se las verifica con los establecidos por las normativas en Argentina [ENRE 184/00] y las de la IEEE [IEEE 519/92].

Tabla 5.5: Verificaciones de las distorsiones en 13,8 kV.

Tensiones armónicas	Q_c (MVar)			Límites ENRE	Límites IEEE
	0	4,8	9,6		
U_5 (%)	3,29	5,47	8,88	6	3
U_7 (%)	3,32	7,48	3,61	5	3
U_{11} (%)	2,37	2,3	0,86	3,5	3
U_{13} (%)	2,14	1,42	0,56	3	3
THD (%)	5,66	9,65	9,64	8	5

De la Tabla se observa como con la conexión de uno o ambos bancos de capacitores, aumentan las distorsiones de tensión con respecto al caso sin compensación, debido básicamente al aumento de las distorsiones en las frecuencias armónicas correspondientes a las frecuencias de resonancias paralelo establecidas con uno o ambos bancos de compensación.

En ambos casos se superan los niveles de distorsión individuales y el THD establecidos por el ENRE. Es de observarse que los límites establecidos en Argentina (ENRE) son muchos menos exigentes que aquellos establecidos por la norma norteamericana (IEEE), donde sí, se ven superados los niveles individuales para más de una armónica y el THD.

Debido a lo mencionado, debe ser considerado un equipamiento diferente para la compensación de reactivo.

5. 4. Compensación activa

El objetivo principal del equipamiento activo a implementar es la compensación de reactivo y la eliminación de corrientes armónicas en el nivel de MT de una de las subestaciones de distribución, SD 1, modelo de red el cual se ha descrito en el punto 5.2. Se pretende realizar la misma compensación de potencia reactiva de 4,8 MVAR y 9,6 MVAR realizada con los bancos de capacitores, aunque adicionando la compensación de armónicas.

En este Capítulo se presenta una de las topologías más utilizadas, la topología activa pura, denominada FAPS donde toda la compensación es realizada por un filtro activo conectado en paralelo con el sistema y la carga.

De los resultados de las mediciones presentados en el Capítulo 2, se concluye un bajo nivel, tanto en la tensión como en la corriente, de 3^{ra} armónica o de orden triple (3, 9, 15, 21...). Además, dada la característica de la red, la cual no posee conductor de neutro en el punto de conexión del equipamiento de compensación (arrollamientos en triángulo de los transformadores de la SD 1), una de las estructuras de convertidor suficiente y más conveniente a implementar, es la estructura trifásica de tres ramas presentadas en el Capítulo 3.

En el Capítulo 6, se presentan y analizan el comportamiento de las topologías híbridas implementadas y presentadas en el Capítulo 3, denominadas FAPSH y FAPHS.

5. 4. 1. Solución activa FAPS

En la Fig. 5.8, se presenta una estructura general del FAPS implementado.

El mismo consiste de un Inversor Fuente de Tensión trifásico Controlado en Corriente (IFTCC) conectado a la red a través de un inductor de acoplamiento y un transformador. El inductor de acoplamiento podría ser no considerado si la inductancia de dispersión del transformador es suficiente para limitar las corrientes de conmutación

a niveles aceptables. Además, las frecuencias de conmutación o ripple producidas por el inversor son fuertemente filtradas con un filtro paralelo pasa altos amortiguado de segundo orden, conectado a la salida del transformador del FAPS, en el PCC. Con ello, el mismo deriva las corrientes de altas frecuencias del PCC [Arri 03].

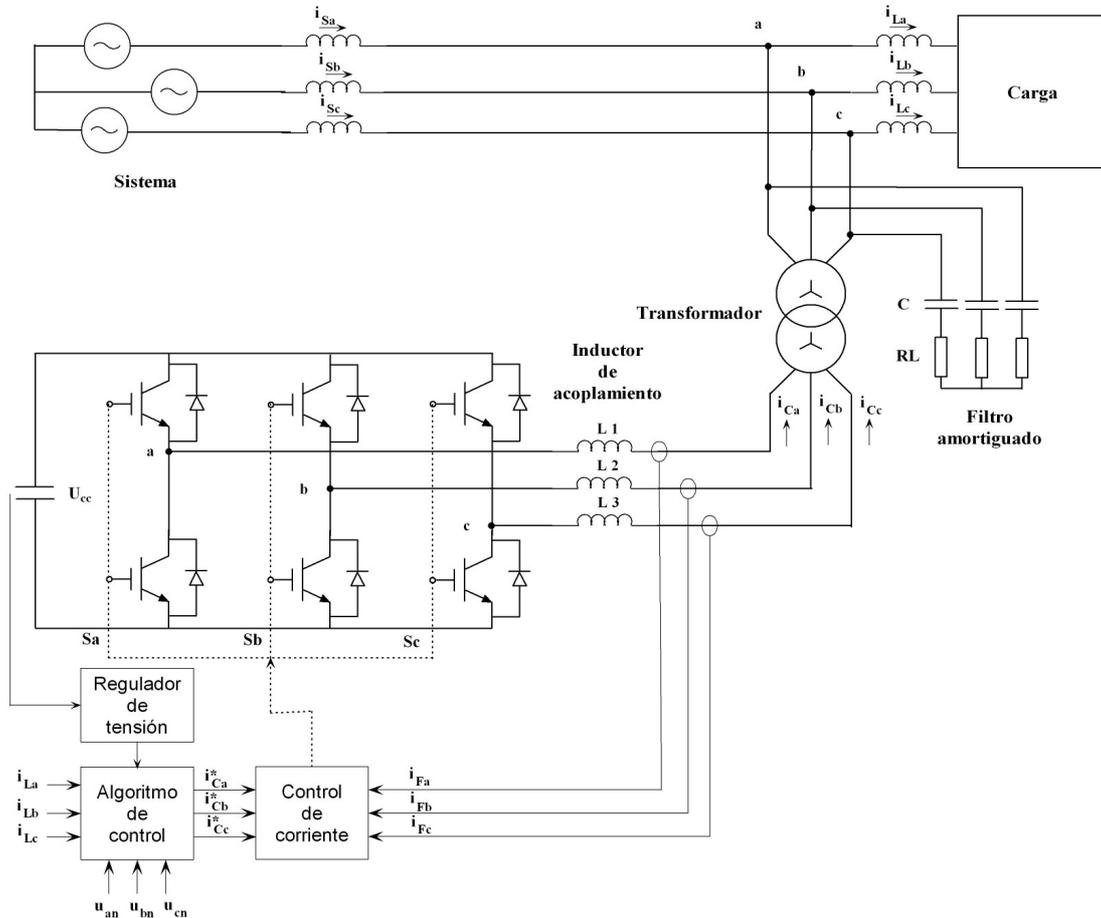


Figura 5.8: Topología FAPS implementada

Las referencias de corriente del IFTCC son generadas por el sistema de control basado en la teoría de la potencia reactiva instantánea (ver 4.2.1). Entonces el análisis del FAPS es dividido en dos principales secciones: el IFTCC y el bloque de control para obtener las corrientes deseadas y mantener la tensión de continua del IFTCC.

El IFTCC es un inversor fuente de tensión estándar de dos niveles con IGBTs. El lazo de corriente implementado es un controlador por histéresis.

Para ser capaz de producir dicha corriente de compensación, el sistema de control, presentado nuevamente en la Fig. 5.9, debe generar las corrientes de referencias (i_{Ca}^* , i_{Cb}^* , i_{Cc}^*) a través del algoritmo de control (ver 4.2.1).

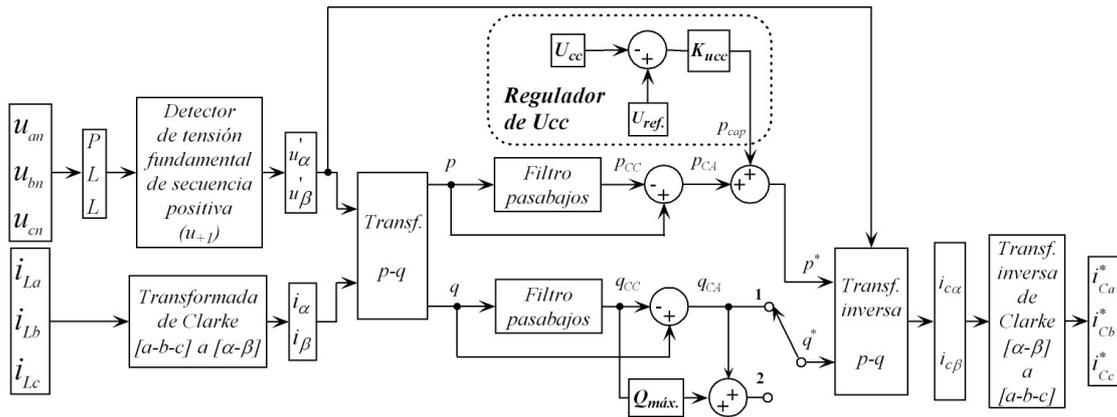


Figura 5.9: Diagrama en bloques completo del control del FAPS

Luego a través de comparar dichas corrientes de referencias, con las corrientes medidas en la salida del IFTCC (i_{Fa} i_{Fb} i_{Fc}), resultan las señales de error a través del lazo de corriente implementado (controlador por histéresis), determinando las señales de disparo de las llaves semiconductoras del inversor, tal como se muestra nuevamente en la Fig. 5.10.

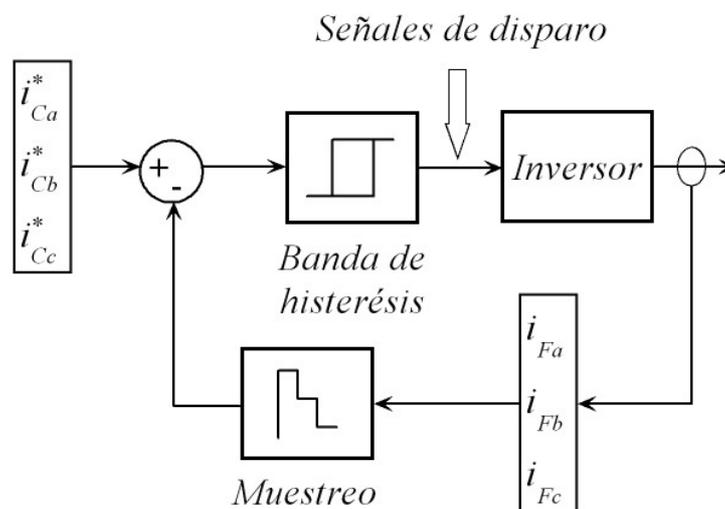


Figura 5.10: Control de corriente por histéresis.

Como se observa de la Fig. 5.10, la corriente de salida a través del inductor de acoplamiento es muestreada a una frecuencia fija con el fin de limitar la máxima frecuencia de conmutación del inversor. El valor de la inductancia resulta de un compromiso entre el filtrado de las altas frecuencias producidas por la conmutación del convertidor y admitir un alto di/dt sobre el inductor que permitan la compensación de las corrientes armónicas a ser atenuadas o eliminadas en el sistema [Bhat 98].

El lado de CC del convertidor está formado sólo con un capacitor con un valor apropiado. La capacidad es calculada de forma tal de mantener un bajo ripple de la tensión de CC, aproximadamente 2 %. El valor de la tensión de CC de diseño es tal que el convertidor pueda suministrar las derivadas temporales de la corriente demandadas por las armónicas a ser compensadas. Entonces cuando más altas sean las armónicas requeridas al FAPS, más alto es el nivel de tensión necesario en el lado de CC, y más alta es la tensión de bloqueo requerida a los IGBTs de potencia y más alta es la frecuencia de conmutación necesaria para el seguimiento de las corrientes de referencia. La tensión de CC es controlada con un controlador proporcional el cual modifica la potencia activa de referencia en el convertidor.

Finalmente el transformador de acoplamiento adapta los niveles de tensión de la red de potencia (13,8 kV) al nivel de tensión alterna obtenido del IFTCC con 6,5 kV del lado CC. El diseño del transformador resulta de 13,8 kV/2,3 kV. A su vez, este transformador provee filtrado adicional de las frecuencias de conmutación.

5. 4. 2. Modelo de simulación

Un esquema de la topología activa pura implementada y conectada al modelo de red adoptado y presentado en la Fig. 5.2 del capítulo 5, se presenta en la Fig. 5.11.

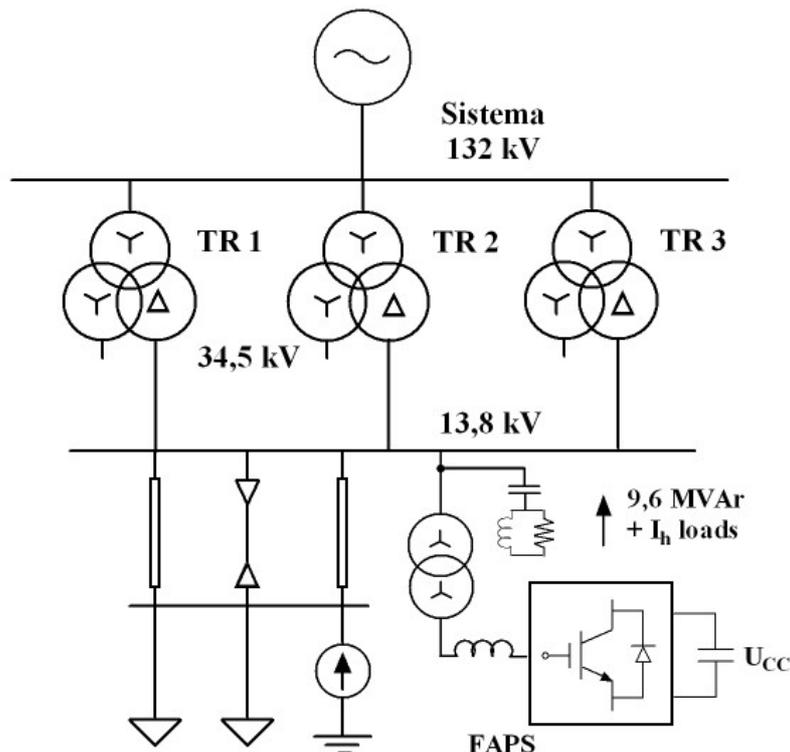


Figura 5.11: Topología activa pura FAPS implementada.

En este caso toda la compensación es realizada por el FAPS. Las corrientes armónicas son totalmente provistas por el mismo, mientras que la compensación de reactivo es limitada a 4,8 MVA_r para el 80 % de la carga y 9,6 MVA_r para el 100 % de la carga, valor el cual es el objetivo del compensador para obtener un aceptable factor de potencia ($\cos \theta$) en las barras de 13,8 kV del sistema y limitar la corriente entregada por el FAPS.

En la Tabla 5.6, se presentan los parámetros de diseño del FAPS. Se muestran los parámetros del Inversor (IFTCC), del filtro amortiguado conectado en el PCC (13,8 kV) y los del transformador de acoplamiento al sistema.

Tabla 5.6: Parámetros de diseño del FAPS.

Topología activa pura					
Inversor		Filtro amortiguado		Transformador de acoplamiento	
U_{cc} (V)	6500	R (Ω)	30	S (MVA)	15
C (μF)	7500	C (μF)	3,53	U_1 / U_2 (kV)	2,3 / 13,8
L (mH)	0,5	L (mH)	3,18	X (%)	10
		f_c (Hz)	1500	$L_{2,3kV}$ (mH)	0,112

De la Fig. 5.9 se puede observar la opción de selección de la potencia reactiva a compensar. Para este caso, la opción es la posición de la llave en 2 y con un límite máximo del valor medio de q , $Q_{m\acute{a}x.}$, equivalente a la potencia reactiva de frecuencia fundamental a compensar de 4,8 MVA_r y de 9,6 MVA_r. Por lo tanto se compensarán dichos valores medios más toda la parte oscilatoria de la potencia reactiva instantánea debida a las armónicas.

Para analizar el comportamiento del modelo de filtro implementado ante las variaciones de la carga, se simularon los mismos escalones de carga simulados para la compensación con bancos de capacitores. Inicialmente la carga y la distorsión armónica corresponden al 80 % del total de la demanda y luego, permaneciendo el FAPS conectado se aumentan, la demanda y la distorsión, en el restante 20 % y luego se aumenta el límite de compensación de potencia reactiva de frecuencia fundamental del FAPS a 9,6 MVA_r.

5. 4. 3. Resultados de las simulaciones

En la Fig. 5.12 se presentan las formas de onda de la tensión y la corriente de una fase en la barra de 13,8 kV en el sistema o sea aguas arriba de la instalación del

FAPS, para los instantes de incremento de la carga y compensación de 4,8 MVar y 9,6 MVar.

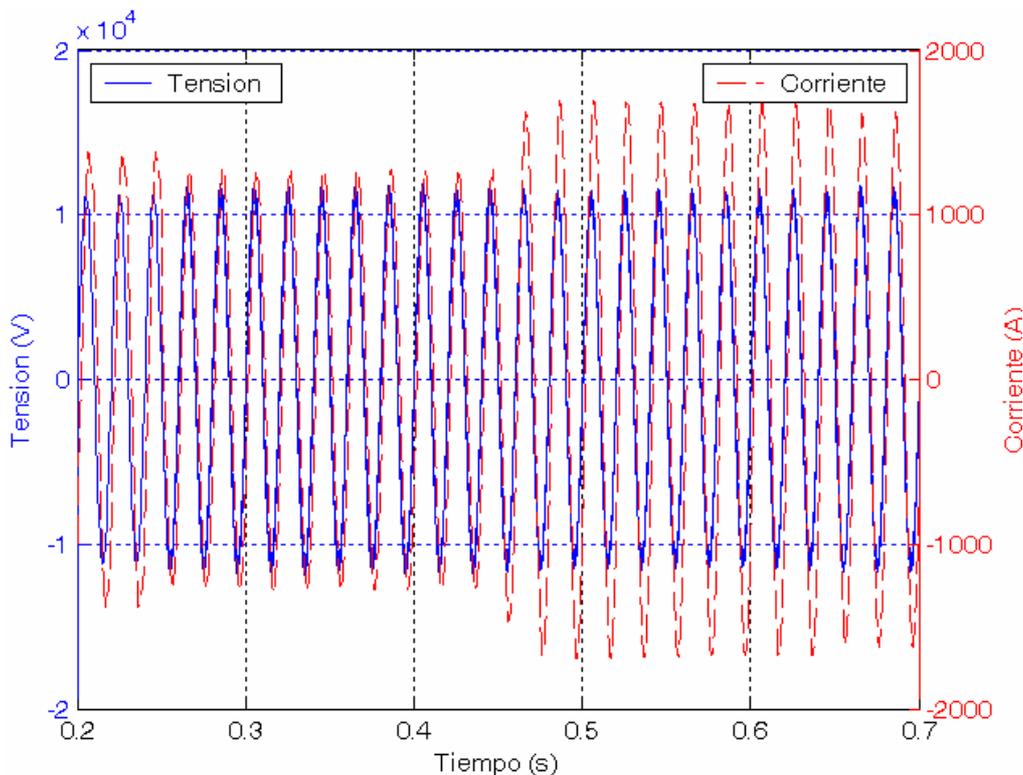


Figura 5.12: Formas de onda de la tensión y la corriente en 13,8 kV.

Inicialmente, $t \leq 0,25$ seg., la carga de frecuencia fundamental y la distorsión de corriente armónica es de aproximadamente el 80 % del máximo, manteniendo la relación de distorsión con los valores de frecuencia fundamental y no existe compensación ($Q_C = 0$ MVar). Por lo tanto, la carga equivale a $S_{i80\%} = 23,4$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i80\%} = 18,7$ MW, $Q_{i80\%} = 14$ MVar) y las amplitudes de las corrientes armónicas son el 80 % de los presentados en la Tabla 5.2.

En $t = 0,25$ seg. se conecta el FAPS compensando además de la totalidad de las armónicas producidas por la carga, un valor de potencia reactiva de frecuencia fundamental (50 Hz) de $Q_C = 4,8$ MVar. En $t = 0,45$ seg. se produce el incremento del 20 % restante de la carga y de la distorsión armónica, equivalentes a $S_{i20\%} = 5,9$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i20\%} = 4,7$ MW, $Q_{i20\%} = 3,5$ MVar) estableciendo el total de la carga y distorsión en 13,8 kV, lo que equivale a $S_{i100\%} = 29,3$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i75\%} = 23,4$ MW, $Q_{i100\%} = 17,6$ MVar) y la distorsión armónica corresponde a las amplitudes de corrientes de la Tabla 5.2.

Por ende, en $t = 0.25$ seg., se observa como aumenta la amplitud de la tensión, ya que debido a la compensación de potencia reactiva se produce la reducción de la caída de tensión. Además se observa cuando aumenta la demanda en $t = 0.45$ seg. debido al aumento de la amplitud de la corriente teniendo como consecuencia la reducción de la amplitud de la tensión. Debido al aumento de la carga, en $t = 0.65$ seg. el FAPS comienza a compensar 4,8 MVar más o sea totalizando 9,6 MVar además de la totalidad de las armónicas. De ahí que se reduce nuevamente la amplitud de la corriente de carga y aumenta la amplitud de la tensión.

5.4.3.1 Conexión del FAPS

En la Fig. 5.13, se presenta una ampliación de la Fig. 5.12 en el instante de conexión de FAPS, $t = 0.25$ seg.

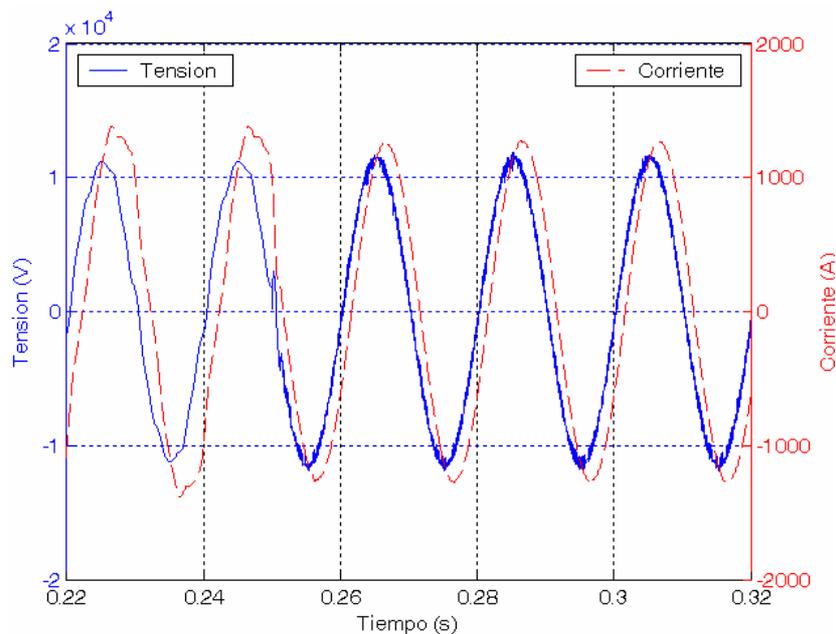


Figura 5.13: Conexión del FAPS. Formas de onda en 13,8 kV.

Se observa como se reduce el valor máximo de la corriente en el sistema, debido a la compensación de la potencia reactiva de 50 Hz. y como las formas de onda de la tensión y corriente resultan prácticamente sinusoidales debido a la compensación de armónicas, cuando el FAPS es conectado en $t = 0,25$ seg. También, cuando el FAPS está conectado o sea a partir de $t = 0.25$ seg., se puede observar un pequeño ripple de alta frecuencia en la tensión de fase. Como se menciono anteriormente, la corriente de salida a través del inductor del acoplador se muestrea en una frecuencia fija para limitar la máxima frecuencia de la conmutación del inversor. Con ello resultó un ripple de alta frecuencia en la tensión de salida del inversor con un valor medio de aproximadamente

igual a 10 kHz. Dicho ripple es difícil de filtrar sin afectar las corrientes a compensar. Por lo tanto, dificulta el diseño del filtro pasa altos conectado en el PCC.

De forma tal de visualizar los resultados de cada uno de los estados de carga y compensación presentados en la Fig. 5.12, se presentan a continuación los resultados de las distorsiones de la tensión y corriente en 13,8 kV, como así también los resultados de los valores fundamentales y potencias obtenidos de las simulaciones, para los diferentes niveles de carga y de compensación de reactivo.

5.4.3.2 Carga 80 % y FAPS 4,8 MVAR

Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el instante previo de conexión del FAPS o sea $Q_C = 0$ MVAR son iguales a las analizadas para la compensación con bancos de capacitores y carga 80 % presentadas en las Fig. 5.4 (a) y 5.4 (b). Por lo tanto, todos los resultados ya fueron presentados y resumidos en la Tabla 5.4.

Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el 80 % de carga y cuando el FAPS se encuentra conectado y compensando una potencia reactiva de $Q_C = 4,8$ MVAR y armónicas, se presentan en la Fig. 5.14 (a). El contenido armónico de dichas formas de onda, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental y el THD, se presentan en la Fig. 5.14 (b).

De los resultados de la Fig. 5.14 (b), se observa como aumentó el nivel de tensión en la barra de 13,8 kV debido a la compensación cuando se encuentra el FAPS conectado con respecto a la condición inicial $Q_C = 0$ MVAR y 80 % de carga (ver Tabla 5.4), de $U_{1ef} = 7905$ kV a $U_{1ef} = 8084$ kV y la distorsión total armónica en la tensión disminuyó de 4,36 % a 0,56 %. También se presenta el valor eficaz de la corriente de fase, el cual disminuyó de 979,4 Amp. a 897,4 Amp., con una distorsión que disminuyó de 5,61 % al 0,49 %. Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónicas de orden 50. En la Fig. 5.14 (b) sólo son presentadas las componentes armónicas hasta las de orden 15.

Además, con el fin de determinar el efecto de las armónicas de altas frecuencias, introducidas por el proceso de conmutación del inversor, se calcularon los THD hasta la frecuencia de 12 kHz, los cuales resultan para la tensión de 1,27 % y para la corriente de 0,5 %. De los resultados se observa que el ripple de alta frecuencia establecido no afecta significativamente las distorsiones totales.

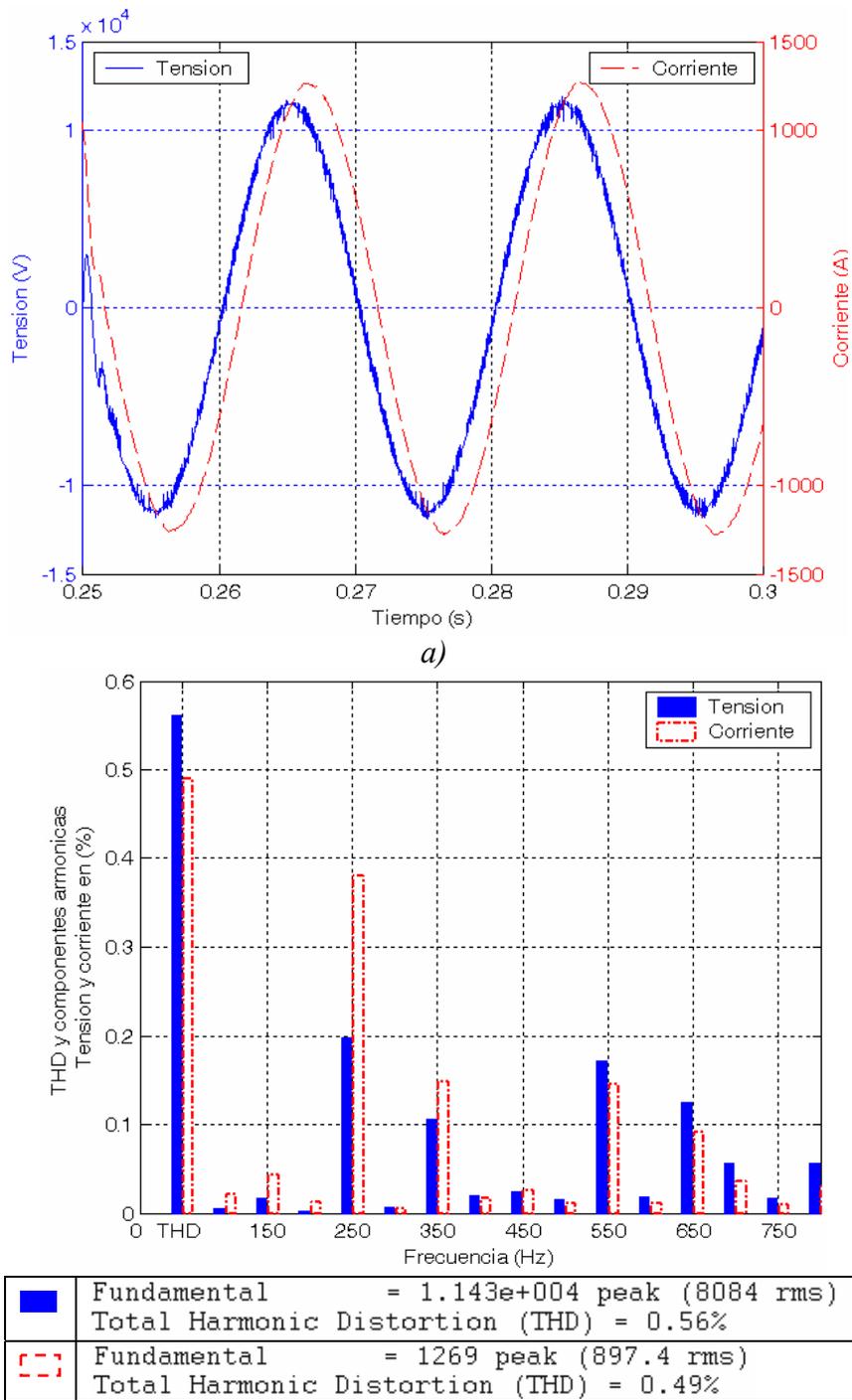


Figura 5.14: Carga 80 % y FAPS 4,8 MVar.

a) Formas de onda en 13,8 kV b) Contenido armónico.

Con los resultados presentados, se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (5.26)$$

$$S = 3 \cdot 8084 \cdot \sqrt{1 + (0,56 / 100)^2} \cdot 897,4 \cdot \sqrt{1 + (0,49 / 100)^2} \cong 21,8 MVA$$

Los cálculos de las potencias activa y reactiva instantánea, utilizados en los métodos de control de las distintas topologías de filtros activos implementadas para calcular la potencia de compensación, se basan en métodos de control que utilizan la teoría p-q y el marco d-q.

Para que los valores calculados de $P(t)$ y $Q(t)$ resulten compatibles con los calculados en las diferentes topologías de filtro activos, en este caso de la topología FAPS, los valores de $P(t)$ y $Q(t)$, fueron calculados con la teoría p-q (ver 4.2.1), a través de las expresiones (4.1 a), (4.1 b) y (4.5).

Luego como en los casos anteriores, el valor medio tanto de $P(t)$ como de $Q(t)$, se obtienen de calcular a través del análisis del espectro en frecuencia de $P(t)$ y $Q(t)$, la componente de continua, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt = 19.7 MW \quad (5.27)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) \cdot dt = 9.3 MVar \quad (5.28)$$

Además, se determina la potencia reactiva compensada por el FAPS, con la misma expresión aplicada a los casos con bancos de capacitores, ver (5.16), dada por

$$Q_C(4.8 MVar) = \left(\frac{V_I(4.8 MVar)}{V_I(0 MVar)} \right)^2 \cdot Q(0 MVar) - Q(4.8 MVar) \quad (5.29)$$

$$Q_C(4.8 MVar) = \left(\frac{8084 \cdot 10^3}{7905 \cdot 10^3} \right)^2 \cdot 13,7 MVar - 9,3 MVar \cong 5 MVar$$

Como es de observarse, la compensación es de aproximadamente 4,8 MVar. Los valores de $V_I(0 MVar)$ y $Q(0 MVar)$ son los correspondientes a 80 % de carga y $Q_c = 0 MVar$, y fueron presentados en la Tabla 5.4.

También se verifica, el factor de potencia total, $\cos \theta$, como

$$\cos \theta = \frac{P}{3 \cdot V_I \cdot I_I \cdot \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (5.30)$$

$$\cos \theta \approx \frac{P_I}{3 \cdot V_I \cdot I_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (5.31)$$

$$\cos \theta = \cos \varphi \cdot f_d = 0.9 \cdot 1 = 0.9$$

5.4.3.3 Aumento de carga al 100 %

En este caso, en la Fig. 5.15, sólo se presentan las formas de onda de la tensión y corriente en 13,8 kV, para observar el transitorio de aumento de la carga. No se realiza ningún análisis de distorsiones, ya que los análisis que interesan son para los estados finales de compensación de $Q_C = 4,8$ MVar con el 80 % de carga y $Q_C = 9,6$ MVar con el 100 % de carga.

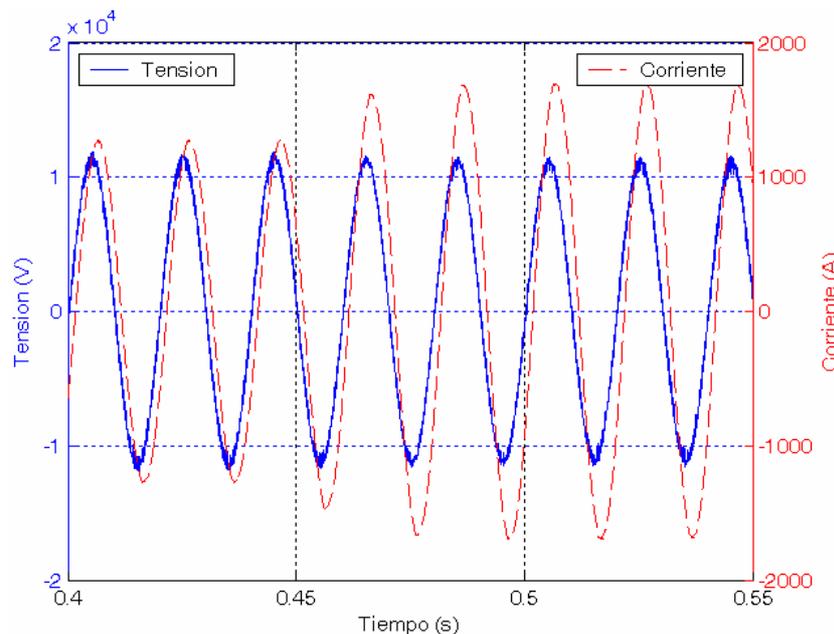


Figura 5.15: Aumento de carga. Formas de onda en 13,8 kV.

De dicha Fig. 5.15, se observa como aumenta la amplitud de la corriente en el sistema debido al aumento de la carga y como decae la amplitud de la tensión debido a que el valor de la potencia reactiva de compensación del FAPS sigue siendo el mismo que para el 80 % de carga o sea $Q_C = 4,8$ MVar. Las distorsiones en la corriente y la tensión, se mantienen con el aumento de la distorsión, dado que el FAPS siempre

compensa la totalidad de las armónicas, por ende el aumento del 20 % de la distorsión es compensada por el FAPS.

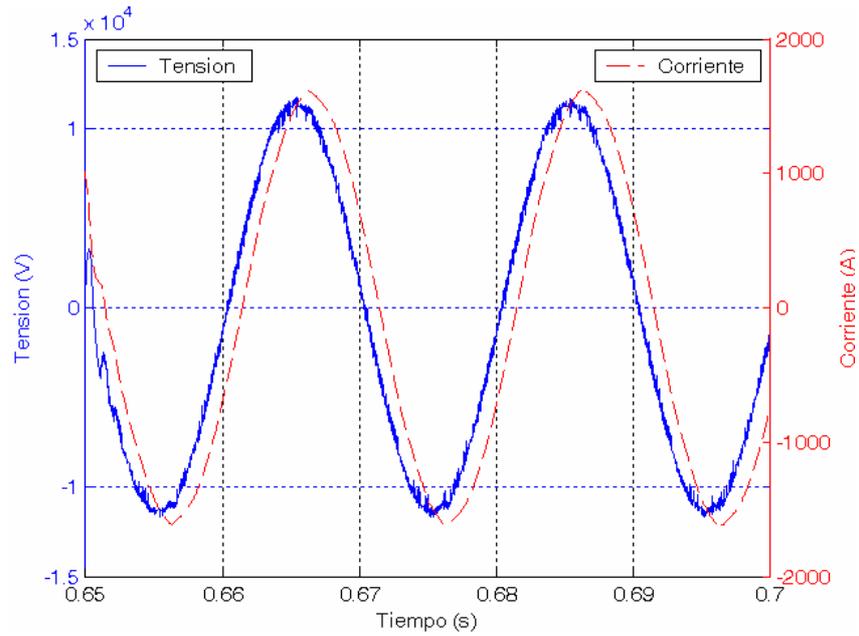
5.4.3.4 Carga 100 % y FAPS 9,6 MVar

A continuación se presentan los resultados para el 100 % de la demanda, y el FAPS compensado 9,6 MVar de potencia reactiva de frecuencia fundamental más las armónicas, condición final de la Fig. 5.12 después del transitorio de aumento del 20 % de carga. La carga final corresponde a la demanda máxima en 13,8 kV, lo que equivale a $S_{i100\%} = 29,3$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i100\%} = 23,4$ MW, $Q_{i100\%} = 17,6$ MVar). También la distorsión de corriente armónica aumento en el 25 % restante de su máximo, manteniendo la relación de distorsión con los valores de frecuencia fundamental.

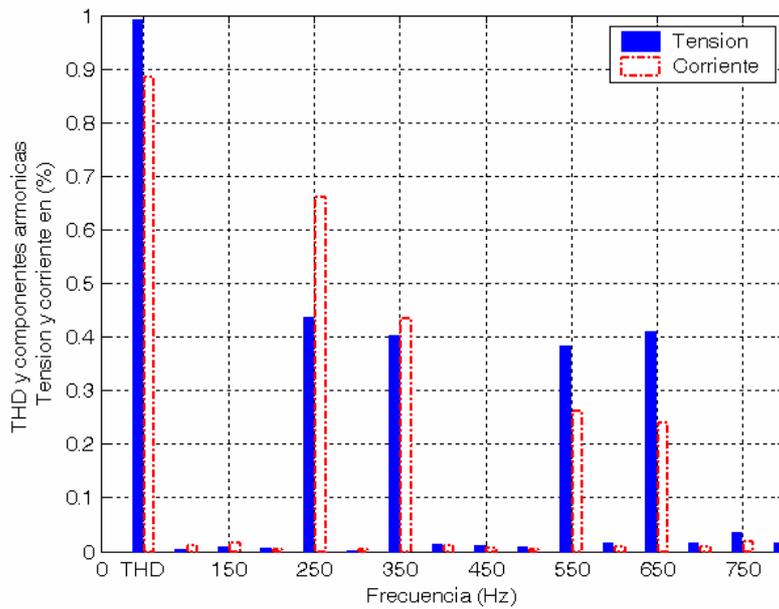
Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el 100 % de carga y el FAPS compensando $Q_C = 9,6$ MVar y armónicas, se presentan en la Fig. 5.16 (a). El contenido armónico de dichas formas de onda, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental y el THD, se presentan en la Fig. 5.16 (b).

De los resultados de la Fig. 5.16 (b), se observa el nivel de tensión en la barra de 13,8 kV debido a la compensación del FAPS, $U_{1ef} = 8039$ kV aproximadamente 1 p.u. y la distorsión total armónica en la tensión resulta de 0,99 %. También se presenta el valor eficaz de la corriente de fase de 1131 Amp., con una distorsión que resulto de 0,89 %. Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónicas de orden 50. En la Fig. 5.16 (b) sólo son presentadas las componentes armónicas hasta las de orden 15.

Además, con el fin de determinar el efecto de las armónicas de altas frecuencias, introducidas por el proceso de conmutación del inversor, se calcularon los THD hasta la frecuencia de 12 kHz, los cuales resultan para la tensión de 1,39 % y para la corriente de 0,9 %. De los resultados se observa que el ripple de alta frecuencia establecido no afecta significativamente las distorsiones totales.



a)



■	Fundamental = 1.137e+004 peak (8039 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 0.99%
■	Fundamental = 1599 peak (1131 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 0.89%

b)

Figura 5.16: Carga 100 % y FAPS 9,6 MVar.

a) Formas de onda en 13,8 kV b) Contenido armónico.

Con los resultados presentados, se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (5.32)$$

$$S = 3 \cdot 8039 \cdot \sqrt{1 + (0,88 / 100)^2} \cdot 1130 \cdot \sqrt{1 + (0,87 / 100)^2} \cong 27,3 MVA$$

Luego como en los casos anteriores, el valor medio tanto de $P(t)$ como de $Q(t)$, se obtienen de calcular a través del análisis del espectro en frecuencia de $P(t)$ y $Q(t)$, calculadas a través de la teoría p-q, la componente de continua, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt = 25,6 MW \quad (5.33)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) \cdot dt = 9,45 MVar \quad (5.34)$$

Se puede calcular la potencia de distorsión D , como

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(27,3 \cdot 10^6)^2 - (25,6 \cdot 10^6)^2 - (9,45 \cdot 10^6)^2} \cong 0,8 \cdot 10^6 \quad (5.35)$$

Se observa de los resultados con la compensación realizada por el FAPS comparándola con los resultados de los bancos de capacitores, como disminuyeron las distorsiones, ver Fig. 5.7 y por ende la potencia distorsionante D , ver (5.22).

Si se comparan dichos factores de distorsión con aquellos correspondientes al mismo nivel de compensación de reactivo de 9,6 MVar, aunque realizado con bancos de capacitores (Fig. 5.7), se observa que el THD para la tensión de 9,64 % y el THD para la corriente de 13,84 %, los mismos han sido fuertemente reducidos.

Además, se determina la potencia reactiva compensada por el FAPS, con la misma expresión aplicada a los casos anteriores, dada por

$$Q_C(9,6 MVar) = \left(\frac{V_I(9,6 MVar)}{V_I(0 MVar)} \right)^2 \cdot Q(0 MVar) - Q(9,6 MVar) \quad (5.36)$$

$$Q_C(9,6 MVar) = \left(\frac{8039 \cdot 10^3}{7696 \cdot 10^3} \right)^2 \cdot 17,65 MVar - 9,45 MVar = 9,8 MVar$$

Como es de observarse, la compensación es aproximadamente los 9,6 MVar. Los valores de $V_1(0 \text{ MVar})$ y $Q(0 \text{ MVar})$ no pueden obtenerse en esta simulación ya que corresponden a los valores de 100 % de carga y sin compensación ($Q_c = 0 \text{ MVar}$). Los mismos son obtenidos de otra simulación no presentada y fueron presentados en la Tabla 5.4.

También se verifica el factor de potencia total, $\cos\theta$, como

$$\cos\theta = \frac{P}{3 \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{1 + (\text{THD}_V / 100)^2} \sqrt{1 + (\text{THD}_I / 100)^2}} \quad (5.37)$$

$$\cos\theta \approx \frac{P_1}{3 \cdot V_1 \cdot I_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\text{THD}_V / 100)^2} \sqrt{1 + (\text{THD}_I / 100)^2}} \quad (5.38)$$

$$\cos\theta = \cos\varphi \cdot f_d = 0.94 \cdot 1 = 0.94$$

5.4.3.5 Resumen de resultados

En la Fig. 5.17 se muestran las formas de onda de la potencia activa y reactiva instantánea en la barra de 13,8 kV en el sistema.

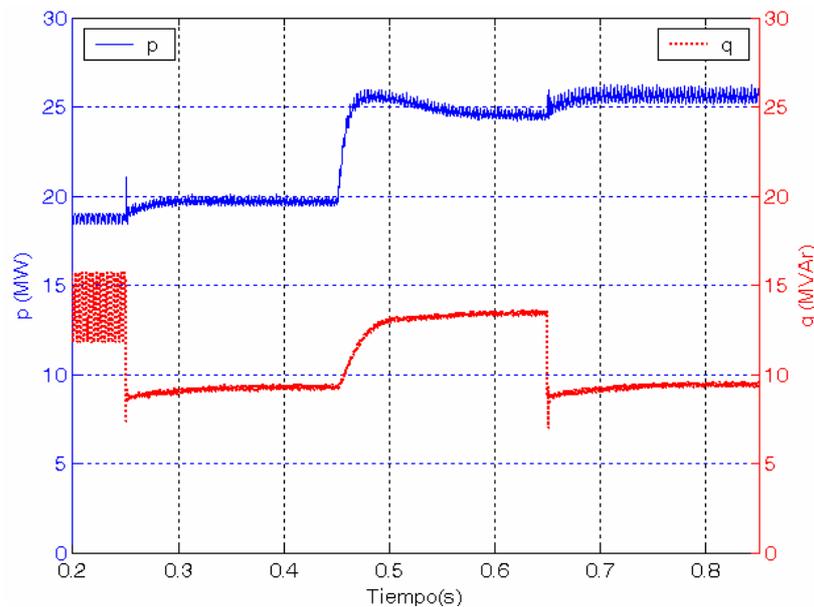


Figura 5.17: Potencia activa y reactiva instantánea en el sistema.

Se observa la variación de las potencias cuando se conecta el FAPS en $t = 0.25 \text{ seg.}$, cuando se produce el aumento del 20 % de la demanda en $t = 0.45 \text{ seg.}$ y cuando el FAPS comienza a compensar el límite máximo de potencia reactiva, en

$t = 0.65$ seg. Se produce un aumento de la potencia activa instantánea en el sistema debido al aumento de la tensión en el PCC, dado que un valor menor de corriente fluye desde el sistema dada la compensación de potencia reactiva. Además, la potencia activa instantánea posee una parte oscilante, la cual corresponde a la 6^{ta} armónica (300Hz.) debidas a las corrientes armónicas de orden 5^{ta} de secuencia negativa y de orden 7^{ma} de secuencia positiva y la tensión de secuencia positiva de frecuencia fundamental.

La compensación de reactivo es presentada en la potencia imaginaria. En $t = 0.25$ seg., la componente de CC es reducida en aproximadamente 4,8 MVAR que es el límite de compensación del FAPS para el 80 % de carga, mientras que la componente de CA debida a las armónicas, es prácticamente cancelada. En $t = 0.45$ seg., se observa como se produce el aumento del 20 % del total de la demanda, tanto la componente de frecuencia fundamental como la distorsión, a través de la variación de la potencia activa como de la potencia reactiva instantánea. En $t = 0.65$ seg., la componente de CC es reducida en aproximadamente 4,8 MVAR, los cuales totalizan los 9,6 MVAR de potencia reactiva de compensación que es el límite máximo de compensación del FAPS para el 100 % de carga, mientras que la componente de CA debida a las armónicas, sigue siendo prácticamente cancelada.

En la Tabla 5.7 se presentan los resultados de los valores obtenidos de las simulaciones en la barra de 13,8 kV en el sistema, para el estado de carga del 80 % con $Q_C = 4,8$ MVAR y para el 100 % de carga y $Q_C = 9,6$ MVAR. Los casos sin compensación para los estados de carga 80 % y 100 % no son presentados en esta Tabla, ya que son los mismos a los presentados en la Tabla 5.4.

Tabla 5.7: Resultados y factor de potencia en 13,8 kV

Carga	Q_C (MVAR)	P (MW)	Q (MVAR)	V_1 (kV)	THD _v (%)	I_1 (A)	THD _i (%)	cos θ	cos φ
$S_{i80\%}$	4,8	19,7	9,3	8084	0,56	897,4	0,49	0,9	0,9
$S_{i100\%}$	9,6	25,6	9,45	8039	0,99	1131	0,89	0,94	0,94

De la Tabla 5.7 se observa como aumenta el $\cos\theta$ en el sistema debido a la compensación con el FAPS y como disminuyen las distorsiones con respecto a los resultados con los bancos de capacitores, ver Tabla 5.4. También se presentó el factor de desplazamiento, $\cos\varphi$ (ver Apéndice B) para ver como afectan los armónicos al factor de potencia total. Como era de esperarse en este caso dada las bajas distorsiones no resulta afectado el mismo.

5.4.3.6 Resultados en el FAPS

En lo que respecta a los resultados en el IFTCC, en la Fig. 5.18 (a) y (b) se muestran las formas de onda de la corriente de una de las fases inyectada por el FAPS en el PCC (13.8 kV) y la tensión de CC del inversor.

De la Fig. 5.18 (a) y (b) se observa el transitorio de variación de las mismas cuando se conecta el FAPS en el PCC, $t = 0.25$ seg., el transitorio que se produce por el aumento de la demanda en $t = 0.45$ seg. y por último la variación que produce el aumento de compensación de potencia reactiva por parte del FAPS, en $t = 0.65$ seg.

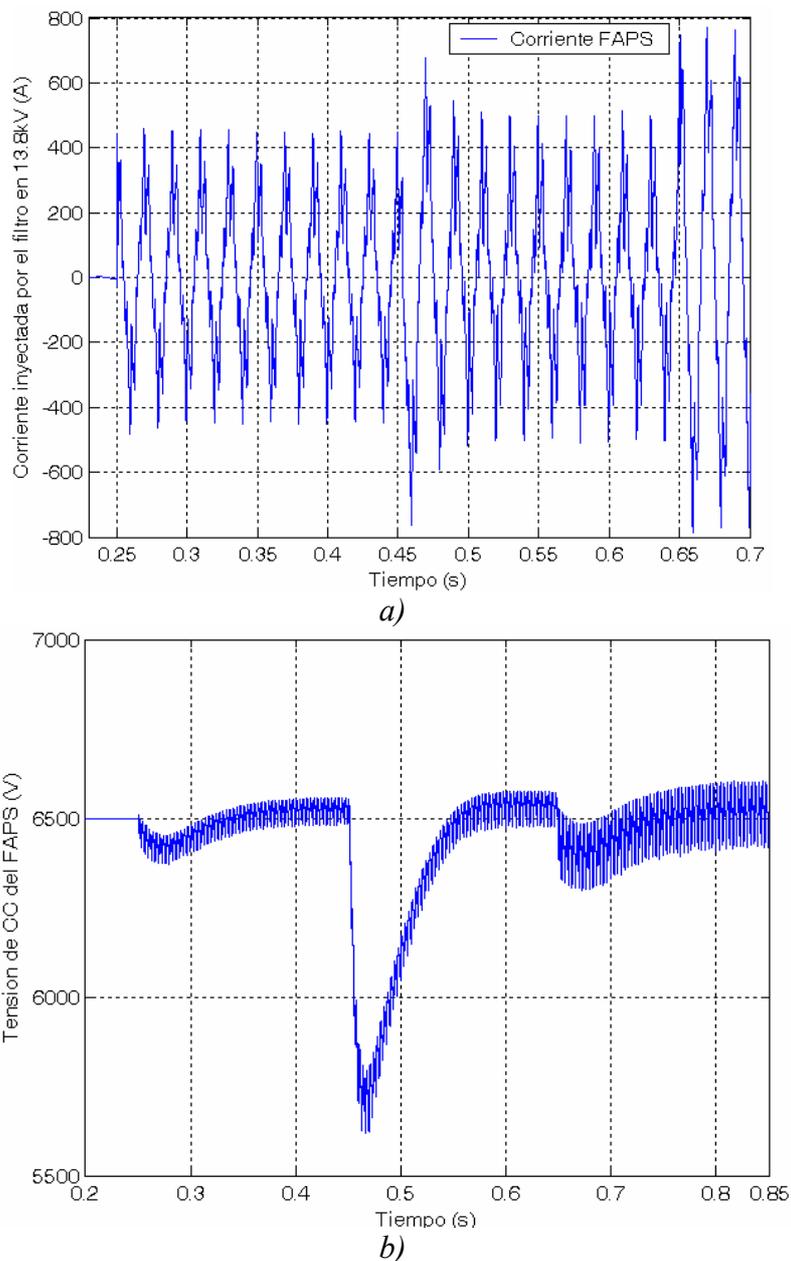


Figura 5.18: Resultados del IFTCC.

a) Corriente inyectada en el PCC (13.8 kV). b) Tensión de CC.

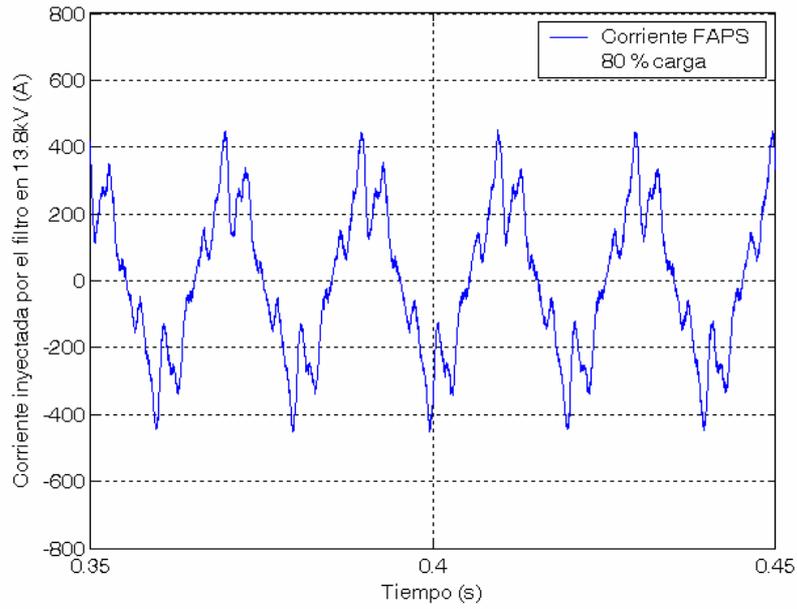
Se aprecia la forma de onda de la corriente del filtro, Fig. 5.18 (a), que la misma está compuesta fuertemente por una componente de frecuencia fundamental (50Hz), correspondiente a la potencia reactiva de compensación y el resto de componentes armónicas y un pequeño ripple dado por la frecuencia de conmutación del inversor. También se aprecia que produce un leve aumento de la amplitud de la corriente del filtro en $t = 0.45$ seg., debido al aumento de compensación de armónicas de la carga y no de la potencia reactiva de compensación. En $t = 0.65$ seg., se observa como aumenta la amplitud de dicha corriente, prácticamente al doble de la amplitud inicial, debido al aumento del doble de la compensación de la potencia reactiva.

En lo que respecta a la forma de onda de la tensión de CC del inversor, Fig. 5.18 (b), se observa que la barra de continua es previamente cargada a 6,5 kV. Se aprecia el comportamiento transitorio de la tensión de CC la cual presenta una caída leve en el instante de conexión del FAPS, $t = 0,25$ seg., y sufre una caída de aproximadamente el 15 % cuando se produce el aumento de carga del 80 % al 100 %, en $t = 0,45$ seg., aunque se reestablece alrededor de su valor medio de 6,5 kV en aproximadamente 100 mseg. Luego en $t = 0.65$ seg. vuelve a presentar una leve caída debido al aumento de la compensación de reactivo. Además, la misma presenta una oscilación la cual es debida a la componente de CA de la potencia activa instantánea.

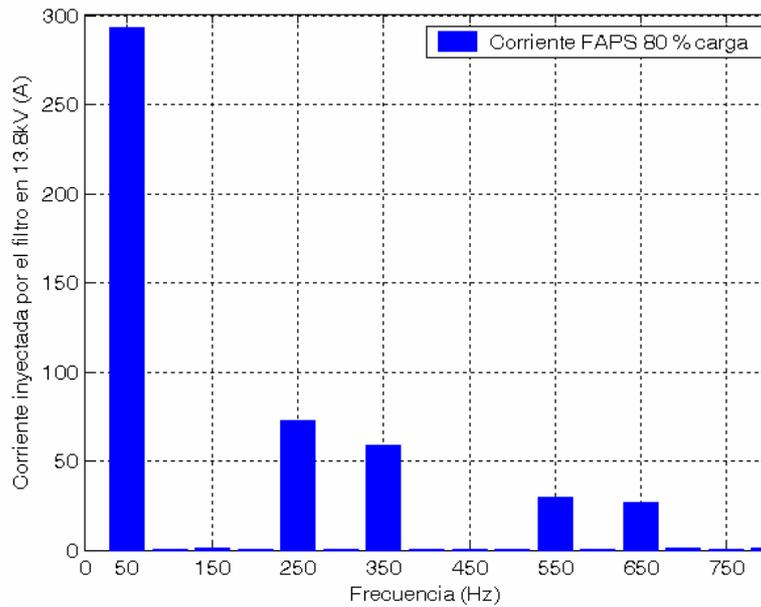
Ninguno de estos transitorios en la tensión de CC del inversor, afectan el correcto funcionamiento y desempeño del FAPS.

A continuación, para un mejor detalle de los resultados antes mencionados, se presentan nuevamente las formas de onda con las correspondientes diagramas con los contenidos armónicos de las mismas.

En la Fig. 5.19 (a), se presenta nuevamente el resultado de la formas de onda de la corriente inyectada por el FAPS para el estado final de compensación para el 80 % de carga y en la Fig. 5.19 (b) su contenido armónico, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental.



a)

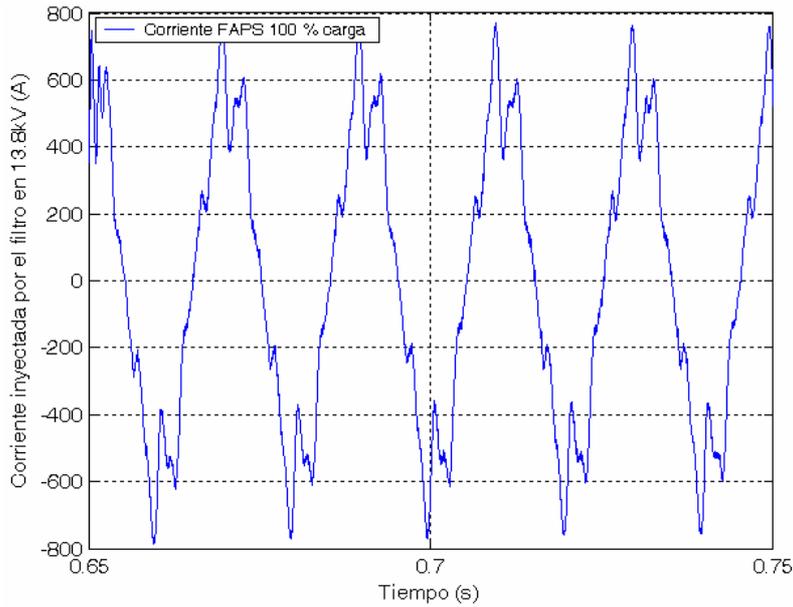


b)

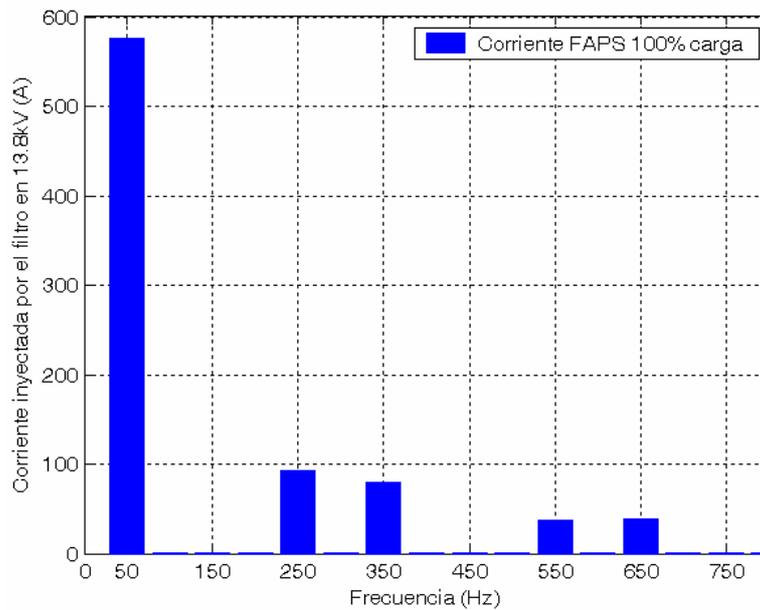
Figura 5.19: Corriente del FAPS 80 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

Los mismos resultados de la corriente inyectada por el FAPS para el estado final de compensación para el 100 % de carga, se presentan en las Figs. 5.20 (a) y (b).



a)



b)

Figura 5.20: Corriente del FAPS 100 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

De las Figs. 5.19 y 5.20 (b) se observa las componentes en frecuencia de la corriente inyectada por el filtro. La mismas poseen la componente de frecuencia fundamental, 50 Hz y las componentes de frecuencias armónicas producidas por la carga 5^{ta} (250 Hz), 7^{ma} (350 Hz), 11^{va} (550 Hz) y 13^{va} (650 Hz). También se observa de comparar ambas Figuras como se duplica la componente de frecuencia fundamental debido a que se duplica la potencia reactiva a compensar, de 4,8 MVar a 9,6 MVar, y

también como aumentan las amplitudes de las componentes, en la misma proporción que el aumento de distorsión en la carga.

En la Fig. 5.21 (a), se presenta nuevamente el resultado de la formas de onda de la tensión de CC sólo para el estado final de compensación para el 100 % de carga y en la Fig. 5.21 (b) su contenido armónico.

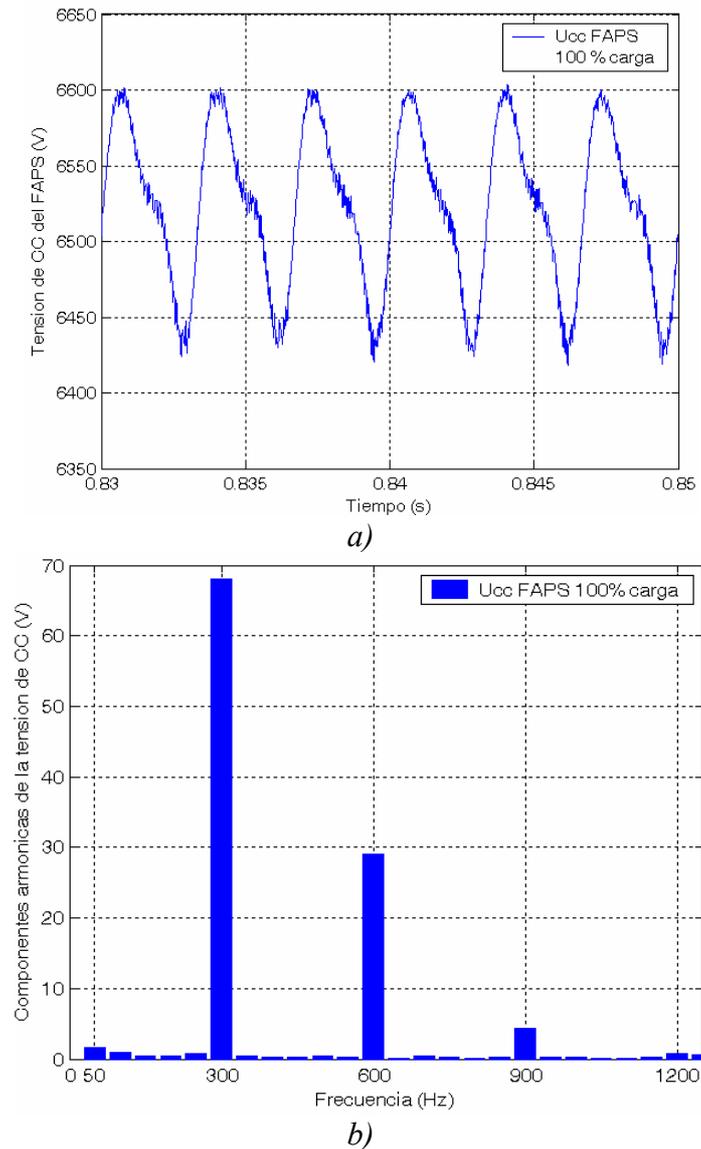


Figura 5.21: Tensión de CC del inversor 100 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

En la Fig. 5.21 (b), se observan las componentes dominantes de 6^{ta} armónica (300Hz.) y sus múltiplos, debida a la componente de CA de la potencia activa instantánea.

5. 5. Conclusiones

Como conclusiones de este capítulo se menciona que se evidenció el problema de la compensación de potencia reactiva en la SD con la solución a través de bancos de capacitores. La conexión de uno o dos bancos de capacitores y la red, establecen resonancias paralelo entre los mismos y la red, en frecuencias armónicas críticas coincidentes con las corrientes armónicas de la carga. Ello determina elevadas distorsiones de tensión y corriente en el PCC, las cuales superan los niveles permitidos por la normativa Nacional e Internacional y además pueden afectar a los propios bancos de capacitores y otros elementos de la red, debido a la propagación de armónicas dada la amplificación de tensiones armónicas, además sobrecargas y fallas de operación.

Se presentó el diseño de la topología pura, a través de la implementación del modelo de un Filtro Activo de Potencia Shunt, denominado FAPS.

- La misma es analizada y evaluada en la compensación de la SD y establece resultados satisfactorios de compensación de potencia reactiva y armónicas en el nivel de MT.
- El FAPS presenta muy buenas respuesta dinámica ante los transitorios de carga y funciona correctamente en estado estacionario.
- Puede realizar un amplio control del reactivo a compensar, a través del ajuste en el control del propio FAPS, ya que toda la potencia reactiva de compensación es aportada por el mismo.
- Este modelo de FAPS implementado, es una excelente solución cuando las características de la carga establecen que puede ser modelada como fuente de corriente.

6. COMPENSACIÓN EN UNA SUBESTACION DE DISTRIBUCION. SOLUCIONES HÍBRIDAS

6.1. Introducción

En este capítulo se describen los modelos implementados asociados a las topologías híbridas y se presentan los resultados obtenidos de la compensación con dichas topologías.

Las topologías híbridas son las correspondientes a la del filtro activo de potencia en paralelo con un filtro pasivo, denominada FAPSH y la del filtro activo de potencia en serie con dos filtros pasivos y ambos en paralelo con la carga, denominada FAPHS. Se detallan los parámetros de los componentes utilizados en la implementación de ambos modelos.

Para ambos tipos de compensación, se presentan los resultados obtenidos en la barra de 13,8 kV del sistema, aguas arriba de la instalación del equipamiento de compensación, y para analizar el comportamiento de los diferentes equipamiento de compensación frente a las variaciones de la demanda, se tienen en cuenta dos estados de carga y compensación de reactivo.

Con respecto a los estados de carga se tiene en cuenta una carga inicial del 80 % del total de la demanda de consumo industrial o frecuencia 50 Hz. con el correspondiente 80 % de distorsión de corriente armónica y luego un aumento de la demanda del restante 20 % con el correspondiente 20 % restante de distorsión armónica, para completar el total de la demanda. Para dichos estados de carga se tienen en cuenta dos módulos de compensación de reactivo, que son 4,8 MVar y 9,6 MVar para ambas topologías FAPSH y FAPHS.

El modelo digital trifásico completo de la red y las diferentes topologías híbridas son implementadas en MATLAB/Simulink Power System Blockset (PSB).

Los resultados que se presentan son las formas de onda de tensión y corriente, como así también los factores de distorsión armónica asociados a las mismas. Además se presentan los resultados de las potencias activa y reactiva medidas en el sistema, con los cálculos de la potencia aparente y en los casos de interés la potencia de distorsión. También, se calculan el factor de potencia total y el factor de desplazamiento, obtenido con cada tipo de compensación.

Los estudios, análisis y modelado de las topologías híbridas FAPSH y FAPHS fueron fuente de las siguientes publicaciones presentadas en una revista internacional, [Cora 07b] [Cora 08b].

En este Capítulo, se presentan y analizan el comportamiento de las topologías híbridas presentadas en el capítulo 3, denominada FAPSH (ver 3.4.2.2), la cual aprovecha la existencia de un banco de capacitores en el punto de compensación y el cual es convertido en un filtro pasivo. La misma es una variante del modelo FAPS y parte de la compensación es efectuada por el filtro activo y otra parte por el filtro pasivo.

Otra topología del tipo híbrida, la cual está teniendo mucho auge debido a que utiliza un filtro activo de menor potencia, es la denominada FAPHS (ver 3.4.2.3). En este caso el filtro activo es conectado en serie con dos filtros pasivos y todo el conjunto es conectado en paralelo con la red y la carga.

6. 2. Solución híbrida paralelo-paralelo FAPSH

Esta topología es implementada con el mismo modelo de FAPS presentado en el capítulo 5 y la conexión en paralelo con el mismo, de un filtro pasivo. Dicha variante se muestra en la Fig. 6.1. Con el fin de evitar posibles resonancias entre el banco de capacitores y la inductancia equivalente de la red, es que se transforma al banco de capacitores en un filtro pasivo.

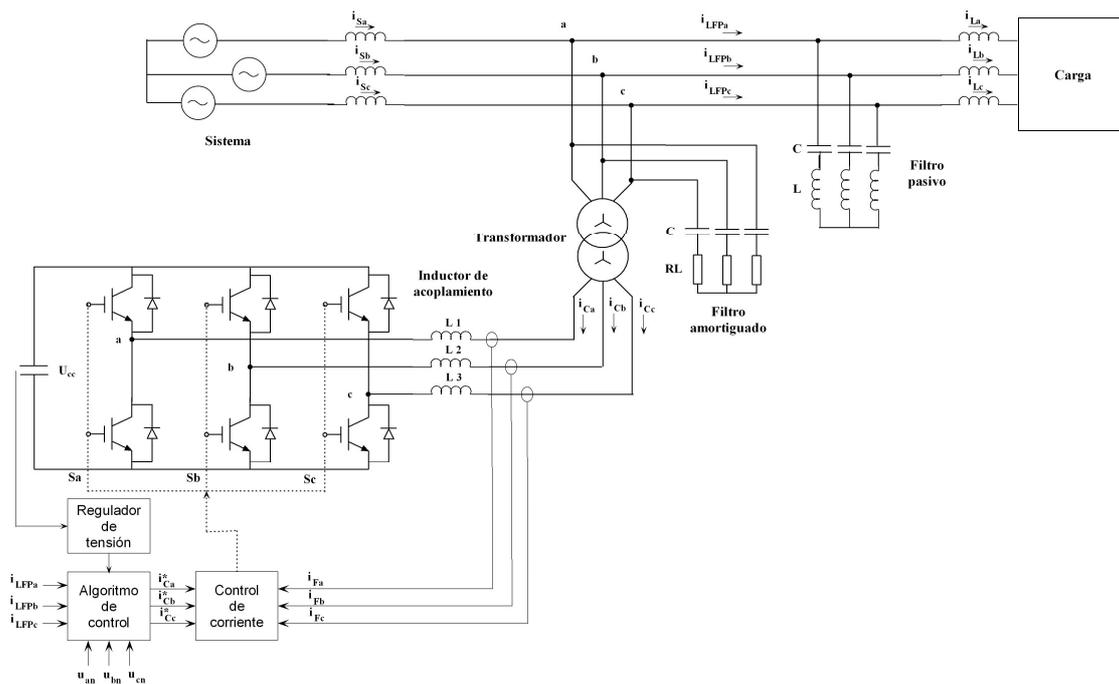


Figura 6.1: Topología FAPSH implementada

El criterio de diseño del filtro pasivo se basa en la utilización del banco de capacitores existente en la SD convirtiéndolo en un filtro del tipo sintonizado con la conexión serie de un inductor. La frecuencia de sintonía del filtro se corresponde con la menor frecuencia armónica de interés existente en las corrientes de la carga, o sea la 5^{ta} armónica, 250 Hz.

Dicho filtro pasivo provee 4,8 MVAR de potencia reactiva de compensación y entonces el FAPS suministra menor corriente o se podría lograr una mayor compensación de potencia reactiva con el mismo FAPS, logrando incrementar aún más el $\cos \varphi$ en la carga.

Con respecto a la atenuación de armónicas el FAPS proporciona las corrientes armónicas que no son atenuadas o compensadas por el filtro pasivo. O sea, las corrientes medidas y utilizadas en el sistema de control del FAPS para determinar las referencias de corriente a compensar, son las correspondientes a la demanda total dada por el filtro pasivo y la carga, tal como se muestra en al Fig. 6.1, denominadas i_{LFP} .

A diferencia del modelo FAPS en la topología pura, en este caso al funcionar con menor corriente el FAPS, se logra mantener el mismo valor de ripple de la tensión de continua, utilizando una capacidad de menor valor del lado de continua del inversor. Además al ser el FAPS de menor potencia, también el diseño del transformador de acoplamiento resultó de menor potencia.

6. 2. 1. Modelo de simulación

Un esquema de la topología activa híbrida implementada y conectada al modelo de red adoptado y presentado en el capítulo 5 (Fig. 5.2), se presenta en la Fig. 6.2.

Con respecto al diseño del FAPS, el mismo es igual al presentado en el capítulo 5 para la topología pura, en el punto 5.4.1. A diferencia del modelo FAPS de la topología pura, en este caso al funcionar con menor corriente el FAPS, se logra mantener el mismo valor de ripple de la tensión de continua, utilizando una capacidad de menor valor del lado de continua del inversor, reduciéndose de 7500 μ F a 3000 μ F.

En la Tabla 6.1, se presentan los parámetros de diseño del FAPS y del filtro pasivo. Se muestran los parámetros del Inversor (IFTCC), del filtro amortiguado conectado en el PCC y los del transformador de acoplamiento al sistema.

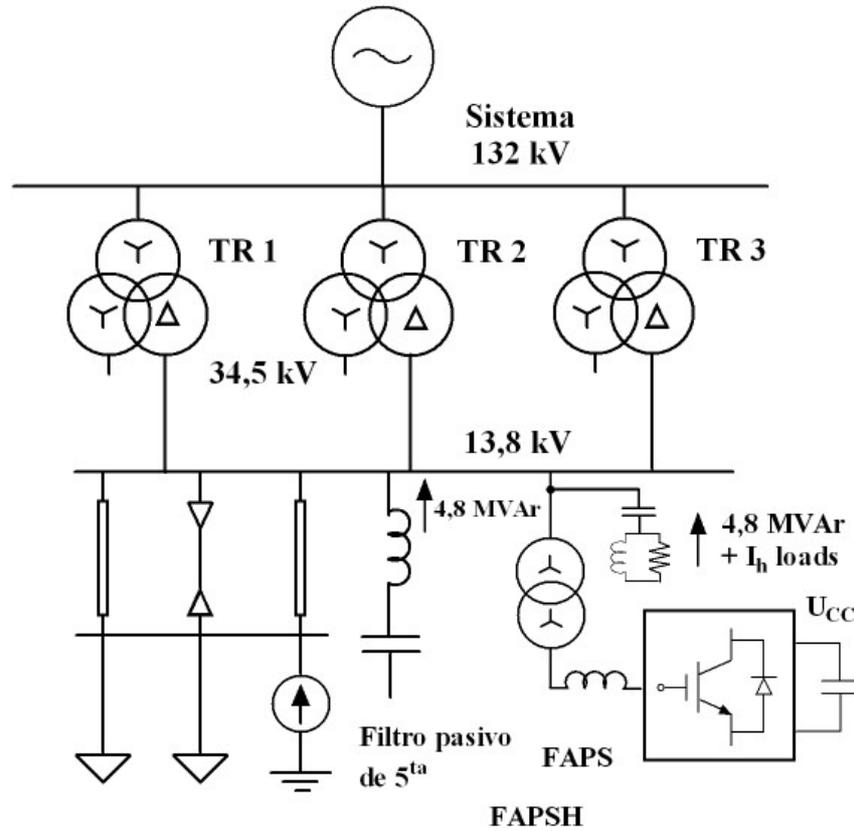


Figura 6.2: Topología activa híbrida FAPSH implementada.

Tabla 6.1: Parámetros de diseño del FAPSH.

Inversor		Filtro amortiguado		Transformador de acoplamiento		Filtro pasivo			
$U_{cc} (V)$	6500	$R (\Omega)$	30	$S (MVA)$	10	$Q_c (MVar)$	4,8	$C (\mu F)$	80.23
$C (\mu F)$	3000	$C (\mu F)$	3,53	$U_1/U_2 (kV)$	2,3/13,8	$f_s (Hz)$	250	$L (mH)$	5.05
$L (mH)$	0,5	$L (mH)$	3,18	$X (\%)$	10	$R (ohm)$	0.176		
		$f_c (Hz)$	1500	$L_{2.3kV} (mH)$	0,168				

El diagrama en bloques del control y el control de corriente asociado al modelo del FAPSH implementado, son los mismos que los implementados para el FAPS, presentados en el capítulo 5 en las Fig. 5.9 y la Fig. 5.10, respectivamente. La diferencia se establece en las corrientes medidas del sistema y utilizadas en el control, las cuales en este caso son las que totalizan los consumos de la carga y la del filtro pasivo, tal como se muestra en la Fig. 6.1 (i_{FPa} i_{FPb} i_{FPc}) y no sólo las de la carga (i_{La} i_{Lb} i_{Lc}) para el caso del FAPS. Por ende, el filtro activo además de suministrar la corriente reactiva de frecuencia fundamental, aporta todas aquellas armónicas de la carga no filtradas por el filtro pasivo.

En este caso, con respecto al valor de potencia reactiva instantánea a compensar, también se selecciona la opción de la llave en la posición 2. Lo que cambia es el límite máximo del valor medio de q , $Q_{máx.}$, equivalente a la potencia reactiva de frecuencia fundamental a compensar, que en este caso es de 4,8 MVar. Por lo tanto se compensará dicho valor medio más toda la parte oscilatoria de la potencia reactiva instantánea debida a las armónicas.

6. 2. 2. Resultados de las simulaciones

Como en los análisis hechos para la topología pura, la carga inicial corresponde al 80 % de la demanda máxima en 13,8 kV, lo que equivale a $S_{i80\%} = 23,4$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i80\%} = 18,7$ MW, $Q_{i80\%} = 14$ MVar). También la distorsión de corriente armónica es 80 % de su máximo, manteniendo la relación de distorsión con los valores de frecuencia fundamental. Primeramente se conecta el filtro pasivo compensando el 80 % de carga, luego permaneciendo el filtro pasivo conectado, se conecta el FAPS compensando un $Q_C = 4,8$ MVar más las armónicas que no son compensadas por el filtro pasivo. Por último, se produce el incremento del 20 %, alcanzando el 100 % de la carga. El FAPS se conecta antes del incremento de carga para observar el comportamiento del mismo frente a los transitorios de cambio de carga.

En la Fig. 6.3 se presentan las formas de onda de la tensión y la corriente de una fase en la barra de 13,8 kV en el sistema o sea aguas arriba de la instalación del FAPSH (FAPS y filtro pasivo), para los instantes de incremento de la carga y compensación de 4,8 MVar y 9,6 MVar.

El filtro pasivo es conectado en $t = 0.15$ seg.. De la Fig. 6.3, se observa el transitorio de conexión del filtro y como se reduce la amplitud la corriente en el sistema debido a la compensación de reactivo. En $t = 0.25$ seg. se conecta el FAPS, con lo cual se vuelve a reducir la amplitud de la corriente y mejora el nivel de tensión. Además, se observa como aparece un pequeño ripple en la tensión debido a la alta frecuencia de conmutación producida por el inversor. En $t = 0.45$ seg. se produce el transitorio de aumento del 20 % del total de la carga, observándose debido a ello el aumento de la amplitud de la corriente y la caída de la tensión.

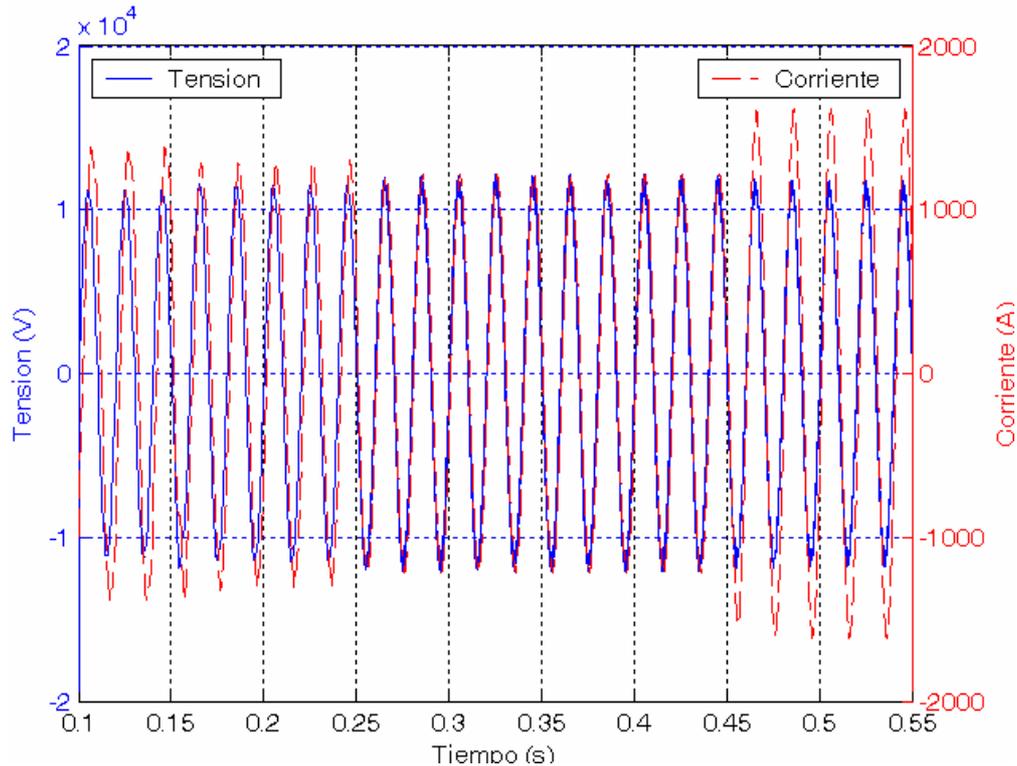


Figura 6.3: Formas de onda de la tensión y la corriente en 13,8 kV.

Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el instante previo de conexión del filtro pasivo o sea $Q_C = 0$ MVar son iguales a las analizadas para la compensación con bancos de capacitores y carga 80 % presentadas en las Figs. 5.4 (a) y (b). Por lo tanto, todos los resultados ya fueron presentados y resumidos en la Tabla 5.4.

6.2.2.1 Carga 80 % y FAPSH 4,8 MVar

Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el 80 % de carga y para el estado final con el filtro pasivo conectado o sea $Q_C = 4,8$ MVar, previo a la conexión del FAPS, se presentan en la Fig. 6.4 (a). El contenido armónico de dichas formas de onda, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental y el THD, se presentan en la Fig. 6.4 (b).

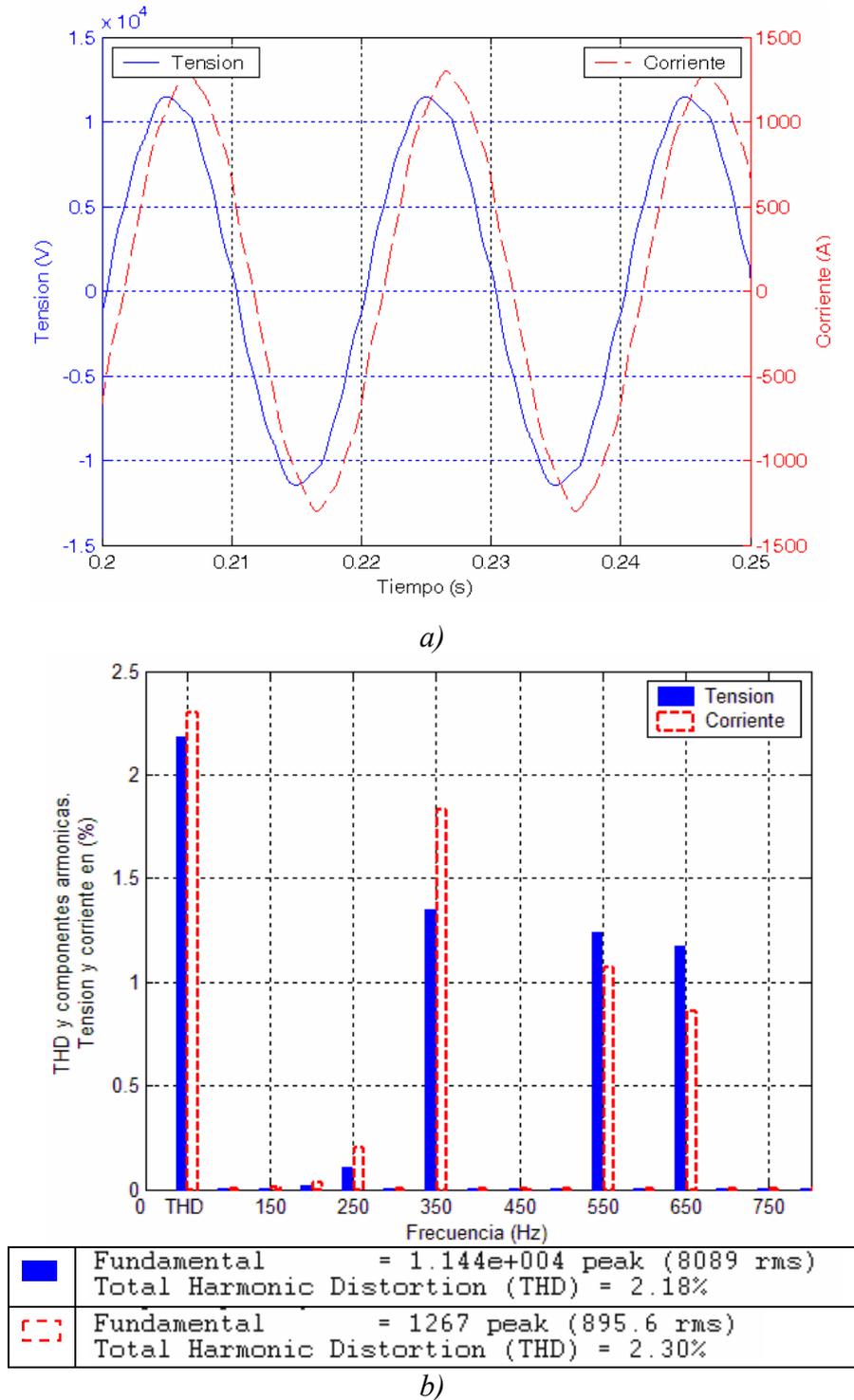


Figura 6.4: Carga 80 % y FAPSH 4,8 MVar

a) Formas de onda en 13,8 kV. b) Contenido armónico.

De los resultados de la Fig. 6.4 (b), y observando los presentados en el capítulo en la Tabla 5.4 para el caso 80 % de carga y sin compensación, se observa como aumenta el nivel de tensión de frecuencia fundamental debido a la compensación en la barra de 13,8 kV previa a la conexión del FAPS de $U_{1ef} = 7905$ kV a $U_{1ef} = 8089$ kV y la distorsión como disminuye debido al filtrado de la 5^{ta} armónica, por

parte del filtro pasivo, de 4,36 % a 2,18 %. También se observa como disminuyen el valor eficaz de la corriente de fase de 979,4 Amp. a 895,6 Amp. y la distorsión de 5,61 % a 2,3 %. Es de observar de ambos espectros de la tensión y la corriente que la armónica más atenuada es la 5^{ta} debido al diseño del filtro pasivo con dicha frecuencia de sintonía. Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónicas de orden 50. En la Fig. 6.4 (b) sólo son presentadas las componentes armónicas hasta las de orden 15.

En este caso, al no encontrarse conectado el filtro activo, no se cálculo el efecto de las armónicas de altas frecuencias, en el THD.

Además si se comparan los resultados de compensación de $Q_C = 4,8$ MVar y 80 % de carga realizada con banco de capacitores, Tabla 5.4 del capítulo 5 y estos realizados con el filtro pasivo, se observan como disminuyen las distorsiones.

Con los resultados presentados, se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (6.1)$$

$$S = 3 \cdot 8089 \cdot \sqrt{1 + (2,18 / 100)^2} \cdot 895,6 \cdot \sqrt{1 + (2,3 / 100)^2} \cong 21,7 MVA$$

Como en el caso del FAPS, para que los valores calculados de $P(t)$ y $Q(t)$ resulten compatibles con los calculados en las diferentes topologías de filtro activos, en este caso de la topología FAPSH, los valores de $P(t)$ y $Q(t)$, fueron calculados con la teoría p-q (ver 4.2.1), a través de las expresiones (4.1 a), (4.1 b) y (4.5).

Luego como en los casos anteriores, el valor medio tanto de $P(t)$ como de $Q(t)$, se obtienen de calcular a través del análisis del espectro en frecuencia de $P(t)$ y $Q(t)$, la componente de continua, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt = 19,7 MW \quad (6.2)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) \cdot dt = 9,16 MW \quad (6.3)$$

Se puede calcular la potencia de distorsión D , como

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(21,7 \cdot 10^6)^2 - (19,7 \cdot 10^6)^2 - (9,16 \cdot 10^6)^2} = 0,91 \cdot 10^6 \quad (6.4)$$

Se observa con la compensación realizada por el filtro pasivo, comparándola con los resultados de los bancos de capacitores con respecto al mismo caso de 80 % carga y 4,8 MVar de compensación, como disminuyeron las distorsiones, ver Fig. 5.5 y por ende la potencia distorsionante D, ver (5.15).

Además, se determina la potencia reactiva compensada por el filtro pasivo. De igual forma que en los casos anteriores, se calcula como

$$Q_{C(4.8MVar)} = \left(\frac{V_I(4.8MVar)}{V_I(0MVar)} \right)^2 \cdot Q(0MVar) - Q(4.8MVar) \quad (6.5)$$

$$Q_{C(4.8MVar)} = \left(\frac{8089 \cdot 10^3}{7905 \cdot 10^3} \right)^2 \cdot 13,7MVar - 9,16MVar = 5,2MVar$$

Como es de observarse, la compensación es 5,2 MVar. Es algo superior debido a que el valor de la tensión de frecuencia fundamental es algo superior a la nominal y por ende el filtro pasivo aporta más reactivo. Los valores de $V_I(0 \text{ MVar})$ y $Q(0 \text{ MVar})$ son los correspondientes a 80 % de carga y $Q_c = 0 \text{ MVar}$, y fueron presentados en la Tabla 5.4.

El factor de potencia total, $\cos\theta$, se calcula como

$$\cos\theta = \frac{P}{3 \cdot V_I \cdot I_I \cdot \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.6)$$

$$\cos\theta \approx \frac{P_I}{3 \cdot V_I \cdot I_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.7)$$

$$\cos\theta = \cos\varphi \cdot f_d = 0,9 \cdot 1 = 0,9$$

Seguidamente se conecta el FAPS, permaneciendo el filtro pasivo conectado, para aportar los 4,8 MVar y armónicas necesarias de compensación cuando se conecte el restante 20 % del total de la demanda.

6.2.2.2 Conexión del FAPS

En este caso, en la Fig. 6.5, sólo se presentan las formas de onda de la tensión y corriente en 13,8 kV, para observar el transitorio de conexión del FAPS estando conectado el filtro pasivo. No se realiza ningún análisis de distorsiones, ya que los análisis que interesan son para los estados finales de compensación de $Q_C = 4,8$ MVAR con el 80 % de carga y $Q_C = 9,6$ MVAR con el 100 % de carga.

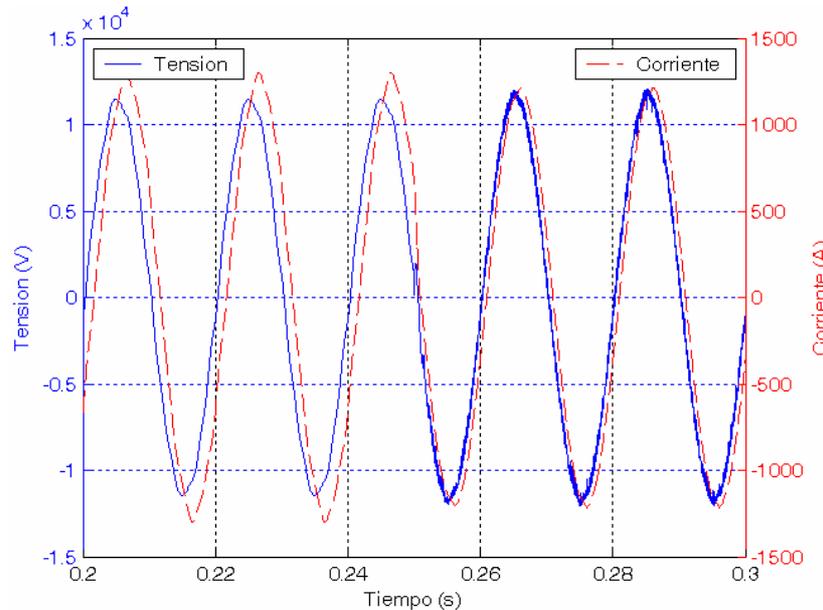


Figura 6.5: Conexión del FAPS. Formas de onda en 13,8 kV.

De dicha Fig. 6.5, se observa como disminuye la amplitud de la corriente en el sistema y las distorsiones en la corriente y la tensión, a partir del instante de conexión del FAPS, $t = 0,25$ seg., debido a la compensación de potencia reactiva y armónicas por parte del mismo. Además se observa el pequeño ripple en la tensión impuesto por la frecuencia de conmutación del inversor.

A continuación, se produce el aumento del 20 % restante del total de la demanda, permaneciendo el filtro pasivo y el FAPS conectado.

6.2.2.3 Aumento de carga al 100 %

En este caso, en la Fig. 6.6, sólo se presentan las formas de onda de la tensión y corriente en 13,8 kV, para observar el transitorio de aumento de carga con el FAPS y el filtro pasivo conectado. No se realiza ningún análisis de distorsiones, como se comentó en el punto anterior

De dicha Fig. 6.6, se observa como aumenta la amplitud de la corriente en el sistema debido al aumento de la carga. Las distorsiones en la corriente y la tensión se mantienen con el aumento de la distorsión dado que el FAPS siempre compensa la totalidad de las armónicas que no son compensadas por el filtro pasivo, por ende el aumento del 20 % de la distorsión es compensada por el FAPS. En el análisis del siguiente punto se presentan los resultados más detallados de las distorsiones.

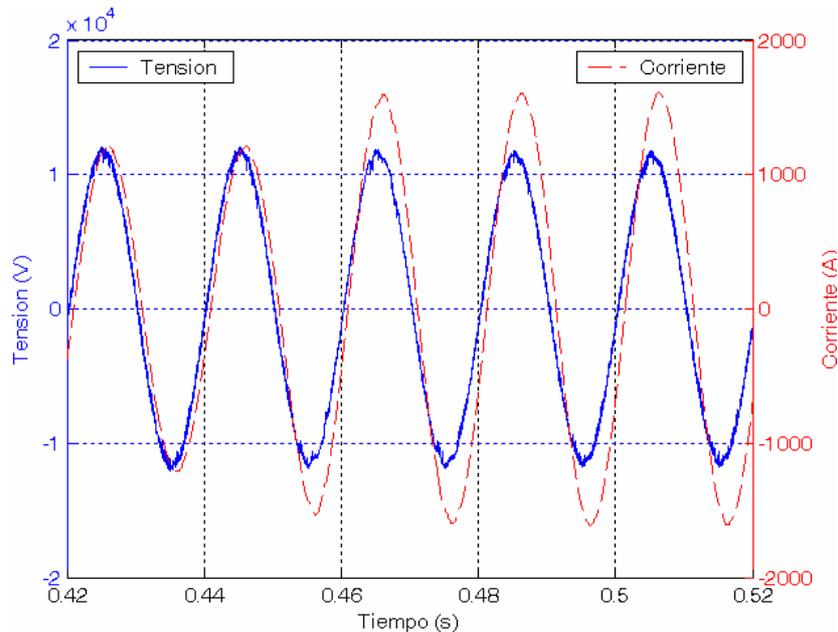


Figura 6.6: Aumento de carga. Formas de onda en 13,8 kV.

6.2.2.4 Carga 100 % y FAPSH 9,6 MVar

En la Fig. 6.7 se presentan las formas de onda de la tensión y la corriente de una fase en la barra de 13,8 kV en el sistema o sea aguas arriba de la instalación del filtro pasivo y del FAPS, para el estado final de compensación del filtro pasivo y el FAPS.

De la Fig. 6.7, se observa como la corriente distorsionada en el sistema resulta prácticamente sinusoidal y se reduce su valor máximo, después que el FAPS es conectado, produciéndose la compensación de armónicas y de potencia reactiva a 50 Hz. Por ende, se observa como aumenta la amplitud de la tensión debido a la reducción de la caída de tensión. También, se puede observar un pequeño ripple de alta frecuencia en la tensión de fase. De la misma manera que se menciono para el FAPS, dicho ripple es difícil de filtrar sin afectar las corrientes a compensar ya que las armónicas a compensar están cerca de las frecuencias de conmutación las cuales

producen dicho ripple y tienen un valor medio de 10 kHz. Por lo tanto, dificulta el diseño del filtro pasa altos conectado en el PCC.

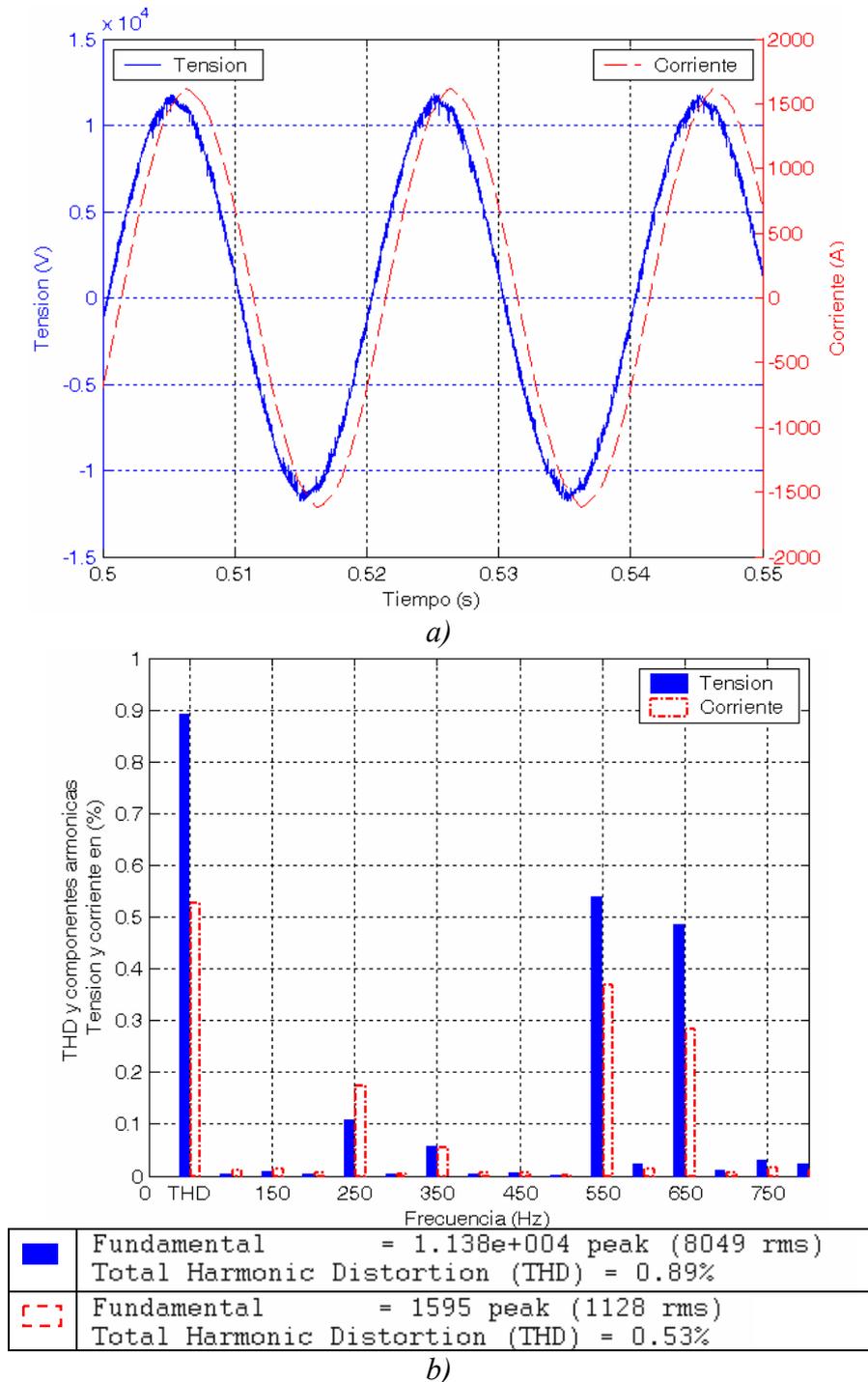


Figura 6.7: Carga 100 % y FAPSH 9,6 MVar
 a) Formas de onda en 13,8 kV. b) Contenido armónico.

De los resultados de la Fig. 6.7 (b), se observa el nivel de tensión en la barra de 13,8 kV debido a la compensación del filtro pasivo y del FAPS, $U_{1ef} = 8049$ kV aproximadamente 1 p.u. y la distorsión total armónica en la tensión resulta de 0,89 %. También se presenta el valor eficaz de la corriente de fase de 1128 Amp., con una distorsión que resulto de 0,53 %. Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónicas de orden 50. En la Fig. 6.7 (b) sólo son presentadas las componentes armónicas hasta las de orden 15.

Además, con el fin de determinar el efecto de las armónicas de altas frecuencias, introducidas por el proceso de conmutación del inversor, se calcularon los THD hasta la frecuencia de 12 kHz, los cuales resultan para la tensión de 1,24 % y para la corriente de 0,55 %. De los resultados se observa que el ripple de alta frecuencia establecido no afecta significativamente las distorsiones totales.

Además si se comparan los resultados de compensación de $Q_C = 9,6$ MVar y 100 % de carga realizada con el banco de capacitores, Tabla 5.4 y estos realizados con el FAPSH, se observan como disminuyen fuertemente las distorsiones. Con los resultados presentados, se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (6.8)$$

$$S = 3 \cdot 8049 \cdot \sqrt{1 + (0,89 / 100)^2} \cdot 1128 \cdot \sqrt{1 + (0,53 / 100)^2} \cong 27,2 MVA$$

Luego como en los casos anteriores, el valor medio tanto de $P(t)$ como de $Q(t)$, se obtienen de calcular a través del análisis del espectro en frecuencia de $P(t)$ y $Q(t)$, la componente de continua, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt = 25,6 MW \quad (6.9)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) \cdot dt = 9,2 MW \quad (6.10)$$

Se puede calcular la potencia de distorsión D , como

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(27,2 \cdot 10^6)^2 - (25,6 \cdot 10^6)^2 - (9,2 \cdot 10^6)^2} \cong 1,4 \cdot 10^6 \quad (6.11)$$

Se observa con la compensación realizada por la topología híbrida FAPSH, comparándola con los resultados de los bancos de capacitores presentados en el capítulo 5, con respecto al mismo caso de 100 % carga y 9,6 MVar de compensación, como disminuyeron las distorsiones, ver Fig. 5.7 y por ende la potencia distorsionante D , ver (5.22). Además comparándola también con la topología pura FAPS, las distorsiones son similares, ver Fig. 5.16 y por ende también la potencia distorsionante D , ver (5.35).

Además, se determina la potencia reactiva compensada por el filtro pasivo y el FAPS, de igual forma que en los casos anteriores, se calcula como

$$Q_{C(9.6MVar)} = \left(\frac{V_{I(9.6MVar)}}{V_{I(0MVar)}} \right)^2 \cdot Q_{(0MVar)} - Q_{(9.6MVar)} \quad (6.12)$$

$$Q_{C(9.6MVar)} = \left(\frac{8050 \cdot 10^3}{7696 \cdot 10^3} \right)^2 \cdot 17,65MVar - 9,2MVar \cong 10MVar$$

Como es de observarse, la compensación es de aproximadamente 9,6 MVar. Es algo superior debido a que el valor de la tensión de frecuencia fundamental es algo superior a la nominal y por ende el filtro pasivo aporta más reactivo. Los valores de $V_{I(0MVar)}$ y $Q_{(0MVar)}$ no pueden obtenerse en esta simulación ya que corresponden a los valores de 100 % de carga y sin compensación ($Q_c = 0$ MVar). Los mismos son obtenidos de otra simulación no presentada y fueron presentados en la Tabla 5.4.

El factor de potencia total, $\cos\theta$, se calcula como

$$\cos\theta = \frac{P}{3 \cdot V_I \cdot I_I \cdot \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.13)$$

$$\cos\theta \approx \frac{P_I}{3 \cdot V_I \cdot I_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.14)$$

$$\cos\theta = \cos\varphi \cdot f_d = 0.94 \cdot 1 = 0.94$$

6.2.2.5 Resumen de resultados

En la Fig. 6.8 se muestran las formas de onda de la potencia activa y reactiva instantánea en la barra de 13,8 kV en el sistema. Se observa la variación de las mismas cuando se conecta el filtro pasivo en $t = 0.15$ seg., cuando se conecta el FAPS en $t = 0.25$ seg. y cuando se produce el aumento del 20 % de la demanda, en $t = 0.45$ seg., con el filtro pasivo y el FAPS conectados.

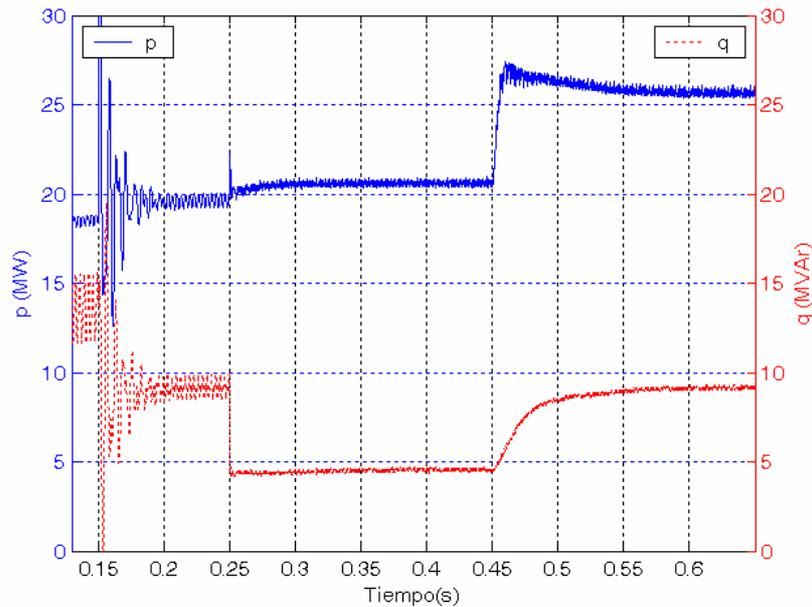


Figura 6.8: Potencia activa y reactiva instantánea en el sistema.

En $t = 0.15$ seg. se conecta el filtro pasivo. Inicialmente se observa el transitorio de conexión del mismo y luego como disminuye el valor de la potencia reactiva instantánea debido a la compensación del valor medio de la potencia reactiva en aproximadamente los 4,8 MVAR y también se compensa parte del valor oscilatorio. En $t = 0.25$ seg., estando el filtro pasivo conectado, se conecta el FAPS. Inicialmente se observa un aumento de la potencia activa instantánea en el sistema debido al aumento de la tensión en el PCC, dado que un valor menor de corriente fluye desde el sistema dada la compensación de la potencia reactiva. Además se observa como disminuye nuevamente el valor de la potencia reactiva instantánea debido a la compensación del valor medio de la potencia reactiva en aproximadamente los 4,8 MVAR máximo para el FAPS y también como se compensa prácticamente todo el valor oscilatorio. En $t = 0.45$ seg. se produce el aumento del 20 % del total de la demanda, tanto en el valor medio como en la distorsión de p y q . Se observa el transitorio de aumento de la potencia activa instantánea y la potencia reactiva instantánea, estando el FAPSH conectado. En

total la componente de CC de la potencia reactiva instantánea es reducida en aproximadamente los 9,6 MVar, mientras que la componente de CA debida a las armónicas, es prácticamente cancelada.

En la Tabla 6.2 se presentan los resultados de los valores obtenidos de las simulaciones en la barra de 13,8 kV en el sistema, para el estado de carga del 80 % y 100 % y cuando el filtro pasivo y el FAPS se encuentran conectados ($Q_C = 4,8$ MVar y $Q_C = 9,6$ MVar). Los casos sin compensación para los estados de carga 80 % y 100 % no son presentados en esta Tabla, ya que fueron presentados en la Tabla 5.4.

Tabla 6.2: Resultados y factor de potencia en 13,8 kV

Carga	Q_C (MVar)	P (MW)	Q (MVar)	V_1 (kV)	THD _v (%)	I_1 (A)	THD _i (%)	cos θ	cos ϕ
$S_{i80\%}$	4,8	19,7	9,16	8089	2,18	895,6	2,3	0,9	0,9
$S_{i100\%}$	9,6	25,6	9,2	8049	0,89	1128	0,53	0,94	0,94

De la Tabla 6.2 se observa como aumenta el $\cos\theta$ en el sistema debido a la compensación. También se presento el factor de desplazamiento, $\cos\phi$ (ver Apéndice B) para ver como afectan los armónicos al factor de potencia total. Como era de esperar, al ser las distorsiones bajas, no tiene efecto.

6.2.2.6 Resultados en el FAPSH

En lo que respecta a los resultados en el IFTCC, en la Fig. 6.9 (a) y (b) se muestran las formas de onda de la corriente de una de las fases inyectada por el FAPS en el PCC (13.8 kV) y la tensión de CC del inversor.

De la Fig. 6.9 (a) y (b) se observa el transitorio de variación de las mismas cuando se conecta el FAPS en el PCC, $t = 0.25$ seg. y el transitorio que se produce por el aumento de la demanda en $t = 0.45$ seg.

Se aprecia la forma de onda de la corriente del filtro, Fig. 6.9 (a), que la misma está compuesta fuertemente por una componente de frecuencia fundamental (50Hz), correspondiente a la potencia reactiva de compensación y el resto de componentes armónicas y un pequeño ripple dado por la frecuencia de conmutación del inversor. También se aprecia que produce un leve aumento de la amplitud de la corriente del filtro en $t = 0.45$ seg., debido al aumento de armónicas de la carga las cuales el filtro compensa y no de la potencia reactiva de compensación.

En lo que respecta a la forma de onda de la tensión de CC del inversor, Fig. 6.9 (b), se observa el comportamiento transitorio de la tensión de CC en el instante de conexión del FAPS, $t = 0,25$ seg., y cuando se produce el aumento de carga, $t = 0,45$ seg., y su restablecimiento alrededor de su valor medio de 6,5 kV con una oscilación debida a la componente de CA de la potencia activa instantánea.

Ninguno de estos transitorios en la tensión de CC del inversor, afectan el correcto funcionamiento y desempeño del FAPSH.

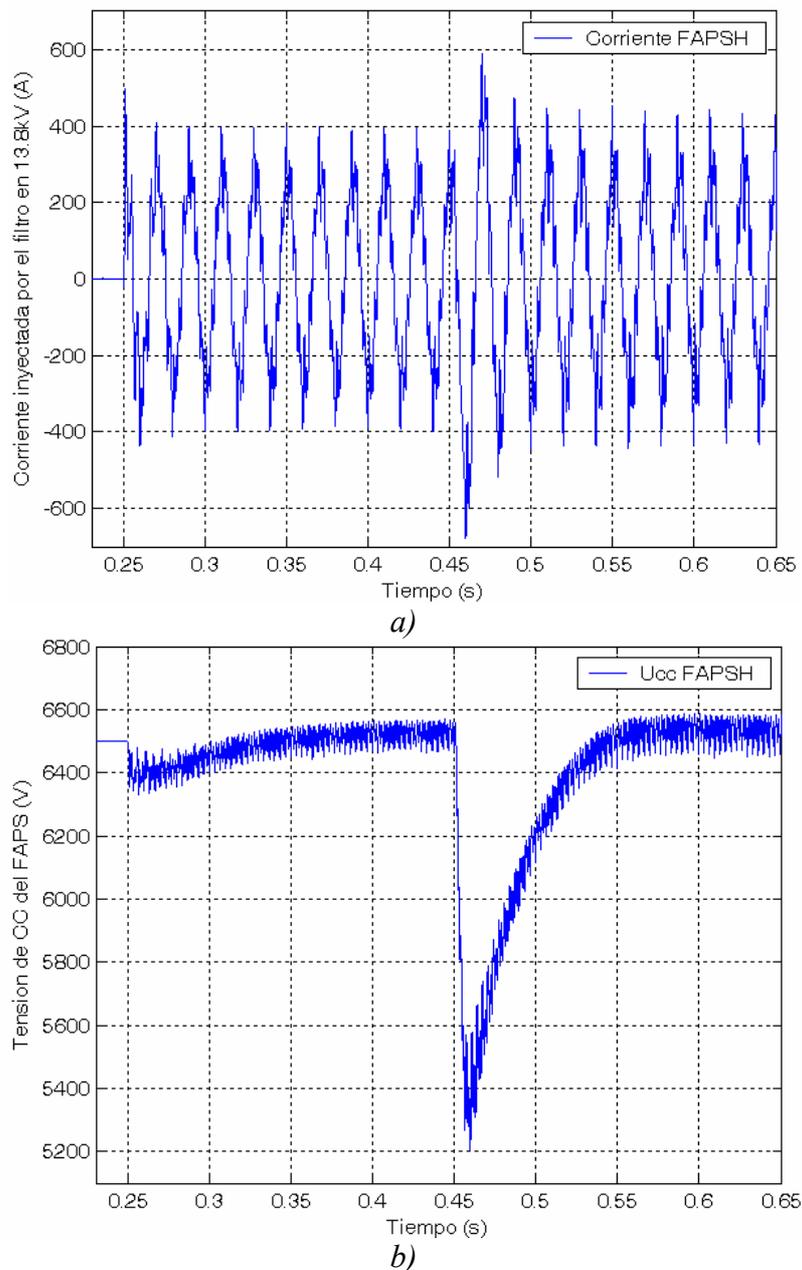
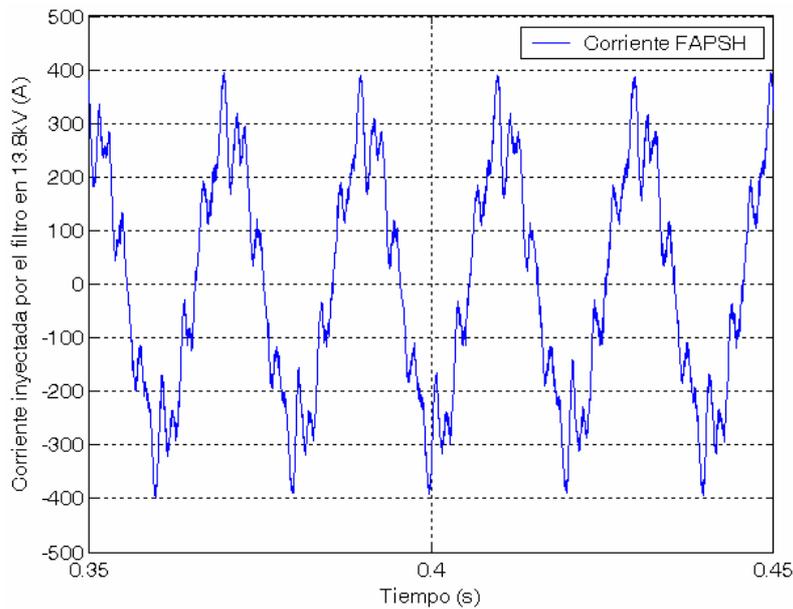


Figura 6.9: Resultados del IFTCC.

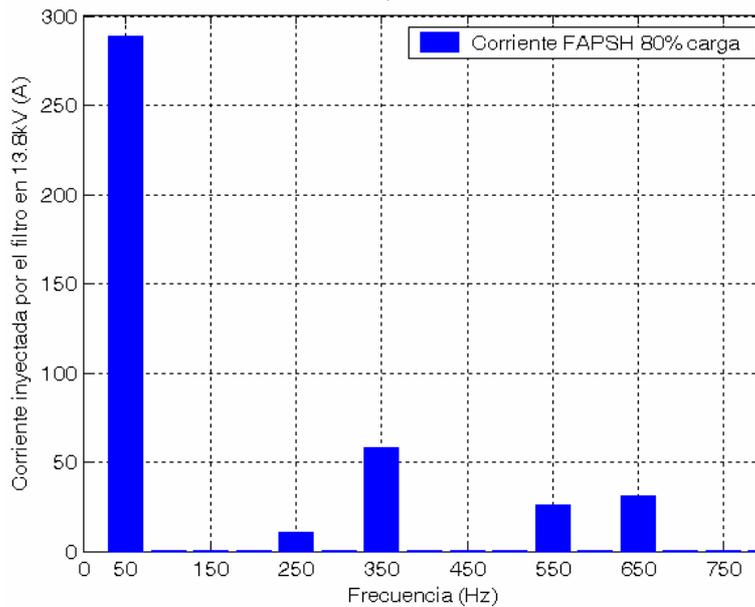
a) Corriente inyectada en el PCC (13.8 kV). b) Tensión de CC.

A continuación, para un mejor detalle de los resultados antes mencionados, se presentan nuevamente las formas de onda con las correspondientes diagramas con los contenidos armónicos de las mismas.

En la Fig. 6.10 (a), se presenta nuevamente el resultado de la formas de onda de la corriente inyectada por el FAPSH para el estado final de compensación para el 80 % de carga y en la Fig. 6.10 (b) su contenido armónico, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental.



a)

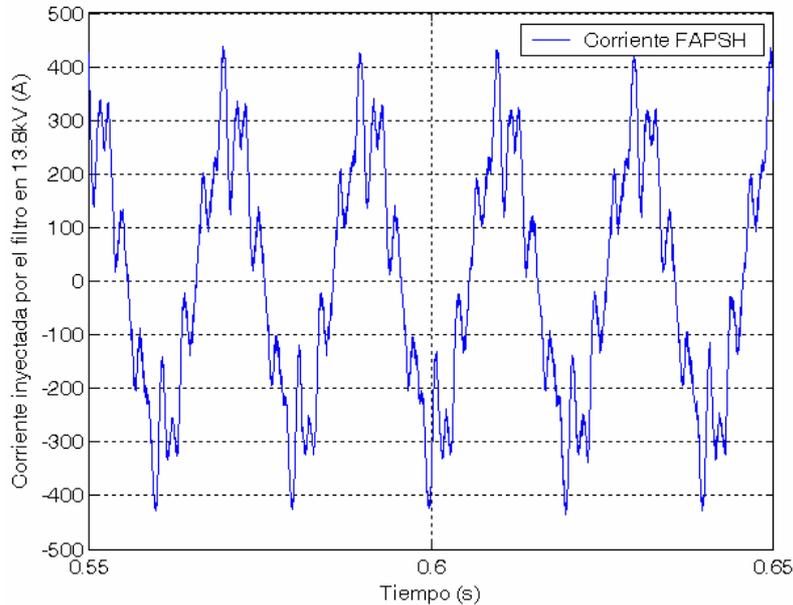


b)

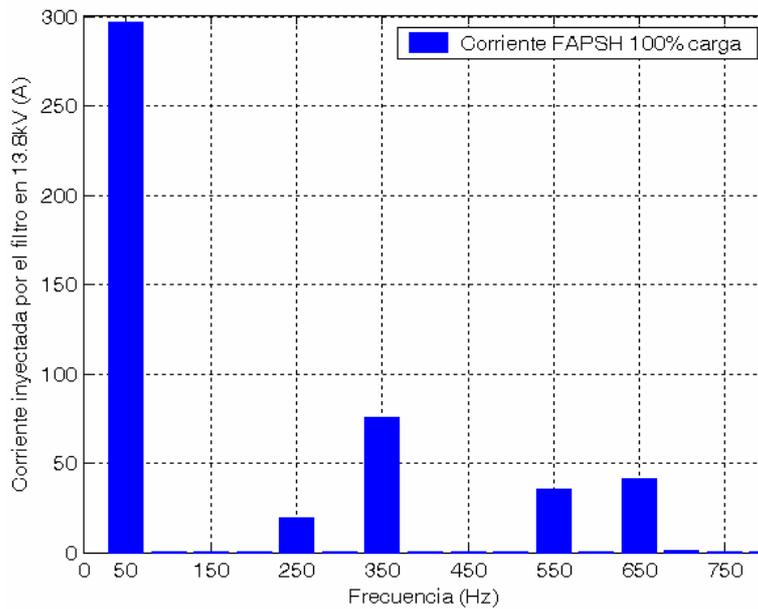
Figura 6.10: Corriente del FAPSH 80 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

Los mismos resultados de la corriente inyectada por el FAPHS para el estado final de compensación para el 100 % de carga, se presentan en las Figs. 6.11 (a) y (b).



a)



b)

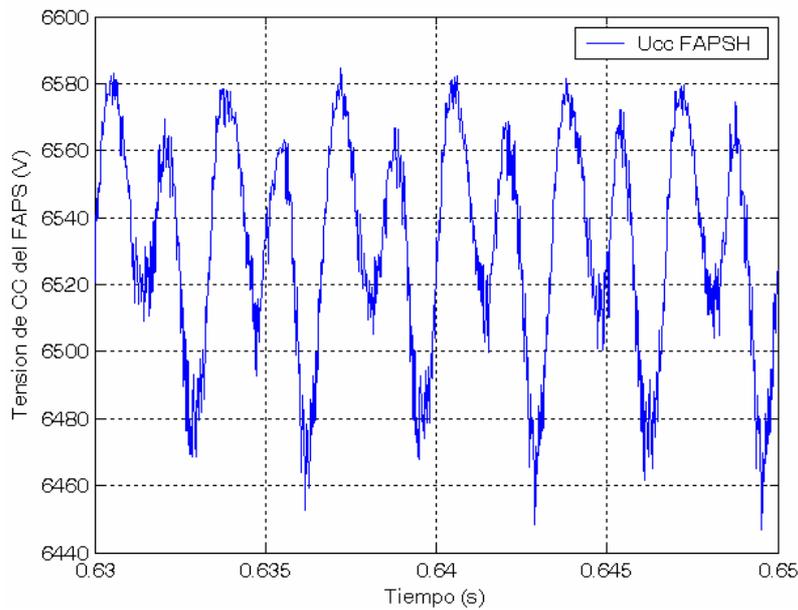
Figura 6.11: Corriente del FAPSH 100 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

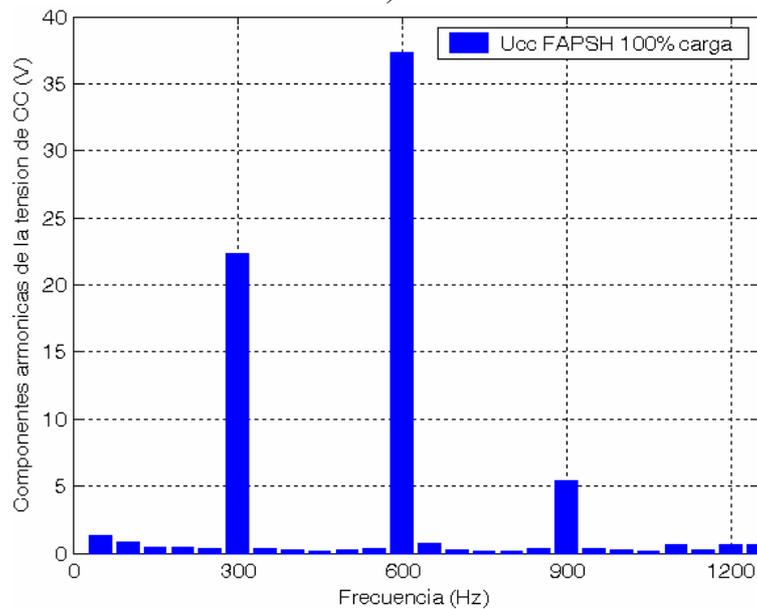
De las Figs. 6.10 y 6.11 (b) se observa las componentes en frecuencia de la corriente inyectada por el FAPS. La mismas poseen la componente de frecuencia fundamental, 50 Hz y las componentes de frecuencias armónicas producidas por la carga 5^{ta} (250 Hz), 7^{ma} (350 Hz), 11^{va} (550 Hz) y 13^{va} (650 Hz). También se observa de

comparar ambas Figs., como aumentan las amplitudes de las componentes armónicas debido al aumento de distorsión en la carga y prácticamente se mantiene el valor de la componente de frecuencia fundamental de 50 Hz ya que la compensación de potencia reactiva de frecuencia fundamental sigue siendo la misma.

En la Fig. 6.12 (a), se presenta nuevamente el resultado de la formas de onda de la tensión de CC sólo para el estado final de compensación para el 100 % de carga y en la Fig. 6.12 (b) su contenido armónico.



a)



b)

Figura 6.12: Tensión de CC del inversor 100 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

En la Fig. 6.12 (b), se observan las componentes dominantes de 6^{ta} armónica (300Hz.) y sus múltiplos, debida a la componente de CA de la potencia activa instantánea. En este caso, con respecto a la topología pura FAPS, prepondera la componente de 600 Hz. frente a la de 300 Hz. en la tensión de CC debido a las componentes armónicas de 11^{va} y 13^{va} armónica, ya que el filtro pasivo compensa en gran parte la componente de 5^{ta} armónica y parte de la 7^{ma}, las cuales, establecen la componente de 6^{ta} armónica en la potencia activa instantánea.

6.3. Solución híbrida paralelo-serie FAPHS

En la Fig. 6.13, se presenta la estructura general del Filtro Activo de Potencia Híbrido Shunt (FAPHS) implementado.

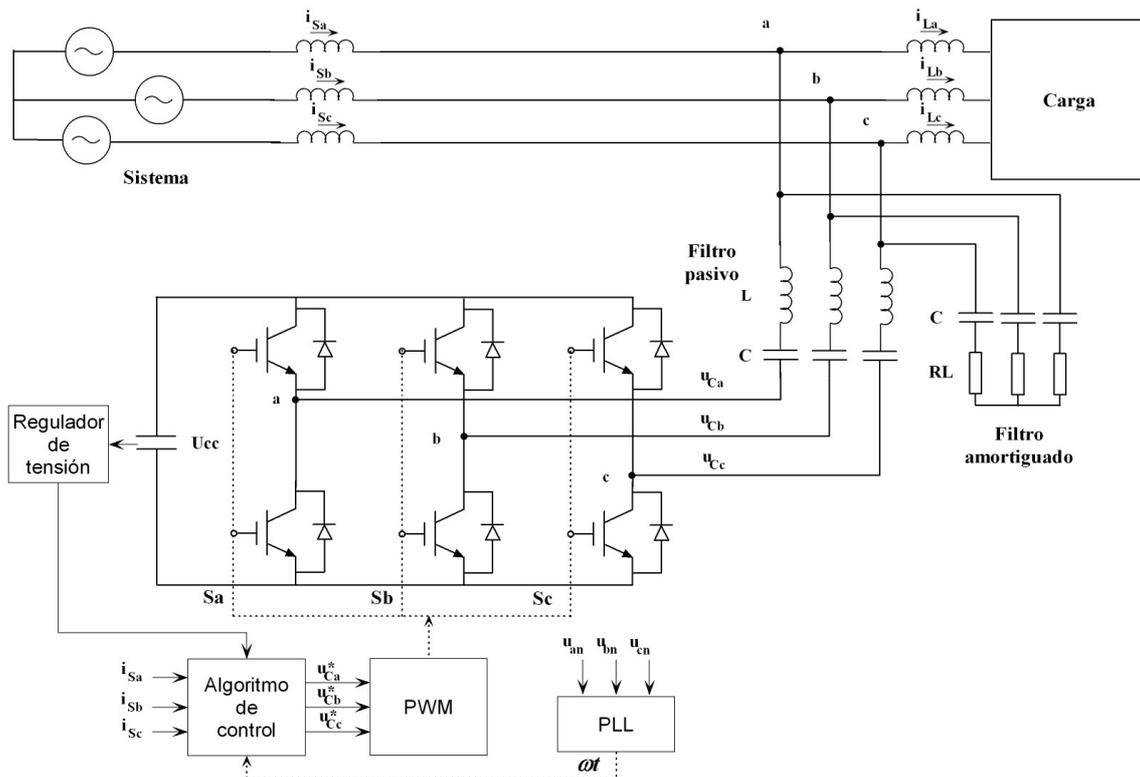


Figura 6.13: Topología FAPHS implementada

Consiste de un Inversor Fuente de Tensión (IFT) trifásico controlado por modulación de ancho de pulso (PWM) conectado en serie con uno o más filtros pasivos. Los mismos se conectan directamente a la red sin la necesidad de un transformador de acoplamiento. El filtro pasivo consiste de un simple filtro LC por fase sintonizado a cierta frecuencia armónica. Básicamente, el filtro activo de potencia actúa como una

fuente de tensión controlada, la cual fuerza a que las corrientes de línea del sistema sean sinusoidales.

El IFT PWM es un inversor fuente de tensión estándar de dos niveles con IGBTs usando una modulación sinusoidal estándar con una frecuencia portadora de 10 kHz.

El inversor es conectado al PCC a través del filtro pasivo sin transformador de acoplamiento.

Las referencias de tensión para el IFT son generadas por el sistema de control, el cual nuevamente se presenta en la Fig. 6.14, y está basado en la medición de las corrientes de línea del sistema y transformadas al plano rotante sincrónico con la secuencia positiva de las tensiones de fase o transformada $[d-q-0]$ (ver 4.2.2) y un lazo cerrado de control de la tensión de CC.

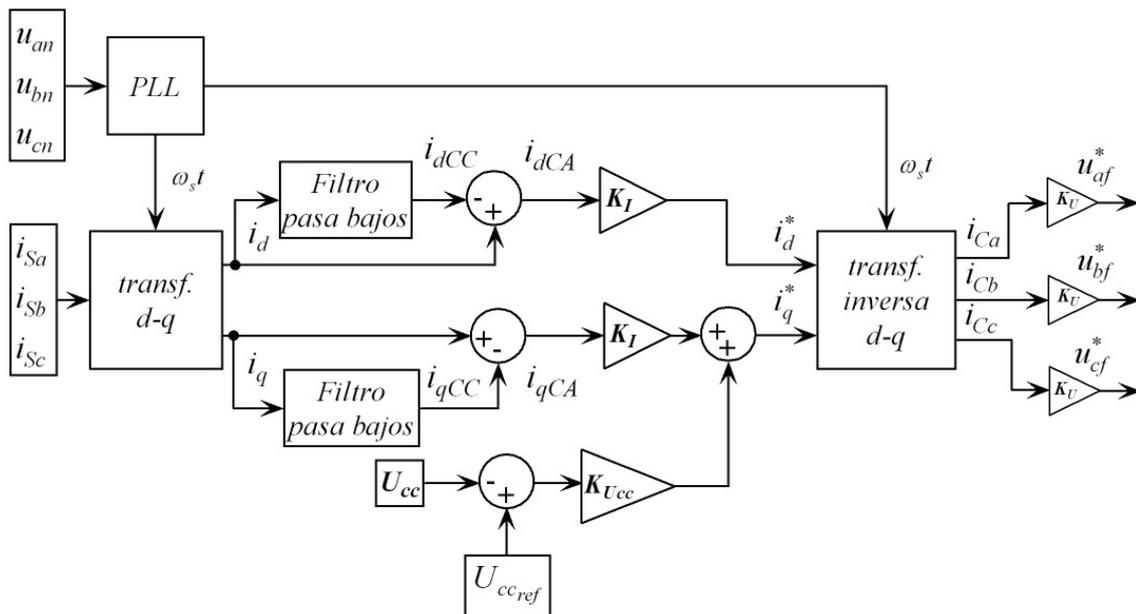


Figura 6.14: Diagrama en bloques del control del FAPHS

Además de proporcionar las corrientes armónicas, el sistema de control debe mantener la tensión de CC del IFT PWM para garantizar su operación correcta. Esto significa controlar el flujo de potencia activa en el inversor de potencia. Es importante notar que ninguna corriente activa de frecuencia fundamental circula a través del filtro LC. El control de la tensión de CC se obtiene controlando el valor de CC de la corriente reactiva.

El lado de CC del convertidor está formado sólo con un capacitor con un valor apropiado. La capacidad es calculada de forma tal de mantener un bajo ripple de la tensión de CC, aproximadamente 2 %. El valor de la tensión de CC de diseño es tal que el convertidor pueda suministrar las derivadas temporales de la corriente demandadas por las armónicas a ser compensadas. Entonces cuando más altas sean las armónicas requeridas al FAPS, más alto es el nivel de tensión necesario en el lado de CC, y más alta es la tensión de bloqueo requerida a los IGBTs de potencia y más alta es la frecuencia de conmutación necesaria para el seguimiento de las corrientes de referencia. El filtro activo puede generar y regular la tensión de CC del capacitor sin ninguna fuente de abastecimiento externo o circuito especial de arranque. La tensión de CC es controlada con un controlador proporcional. Los valores de diseño del inversor son: $U_{CC} = 1500 \text{ V}$ y $C = 5000 \text{ uF}$.

6.3.1. Diseño del filtro pasivo

El filtro pasivo tiene dos funciones principales: la compensación de reactivo y absorber las corrientes armónicas generadas por la carga. Dado que la carga de la SD es variable, es necesario tener dos niveles de compensación de reactivo. La ecuación (3.6), ver capítulo 3, sugiere que el filtro pasivo debe tener la impedancia más baja posible a las frecuencias armónicas 5^{ta}, 7^{ma}, 11^{va} y 13^{va} para lograr buenas características de filtrado. Pero la implementación de 4 filtros pasivos resultaría de un gran tamaño y costoso. Entonces, son propuestos dos filtros pasivos sintonizados a la 7^{ma} y 11^{va} armónicas para proveer también 4,8 MVar y 9,6 MVar, respectivamente. Las razones fundamentales para dicha selección son:

- El filtro LC sintonizado a la 7^{ma} y 11^{va} frecuencias armónicas es de menor tamaño y costo que dos sintonizados a las 5^{ta} y 7^{ma} frecuencias armónicas.
- El filtro sintonizado a la 11^{va} frecuencia armónica presenta menor impedancia a la 13^{va} frecuencia armónica que otro sintonizado a la 7^{ma} frecuencia armónica.

Los dos niveles de potencia reactiva a compensar definen la capacidad, C_F , de ambos filtros. Entonces, definida la potencia reactiva de compensación (Q_C), la frecuencia armónica de sintonía (f_r), y un factor de calidad típico (Q), de cada filtro pasivo, los valores de C_F (mF), L_F (mH), y R_F (Ω) son calculados por

$$Q_c (\text{MVar}) = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U^2 \cdot C_F \quad (6.15)$$

$$f_r (\text{Hz}) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_F \cdot C_F}} \quad (6.16)$$

$$Q = \frac{X_o}{R_F} \quad (6.17)$$

donde f es la frecuencia nominal del sistema (Hz.), U es la tensión nominal del sistema (kV) y X_o es la reactancia del inductor o capacitor a la frecuencia de sintonía (Ω).

6.3.2. Modelo de simulación

Un esquema de la topología activa híbrida implementada y conectada al modelo de red adoptado y presentado en la Fig. 5.2 del capítulo 5, se presenta en la Fig. 6.15.

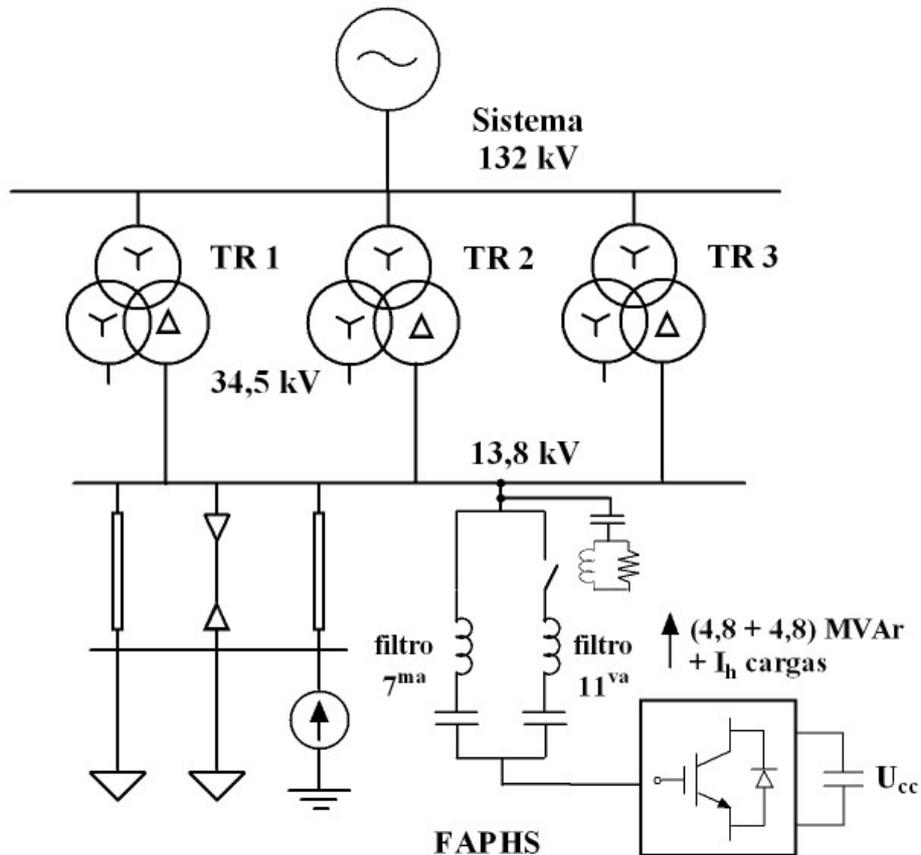


Figura 6.15: Topología activa híbrida FAPHS implementada.

En este caso la compensación de reactivo a frecuencia fundamental o corrientes reactivas es realizada por los filtros pasivos y el filtro activo se encarga de la compensación de las corrientes armónicas. Existen dos niveles de compensación de reactivo, 4,8 MVAR implementados con la conexión del filtro pasivo de 7^{ma} y 4,8 MVAR provistos con la conexión del filtro pasivo de 11^{va}, totalizando los 9,6 MVAR el cual es el objetivo del compensador para obtener un aceptable factor de potencia ($\cos \phi$) en la barra de 13,8 kV del sistema.

En la Tabla 6.3, se presentan los parámetros de diseño del FAPHS. Se muestran los parámetros del Inversor y de los filtros pasivos.

Tabla 6.3: Parámetros de diseño del FAPHS.

Inversor		Filtro pasivo de 7 ^{ma}				Filtro pasivo de 11 ^{va}			
$U_{cc} (V)$	1500	$Q_c (MVAR)$	4,8	$C_F (\mu F)$	80,2	$Q_c (MVAR)$	4,8	$C_F (\mu F)$	80,2
$C (\mu F)$	3000	$f_r (Hz)$	350	$L_F (mH)$	2,57	$f_r (Hz)$	550	$L_F (mH)$	1,04
$f_{PWM} (kHz)$	10	Q	45	$R_F (ohm)$	0,125	Q	45	$R_F (ohm)$	0,08

Como es de observarse en esta topología se redujo notablemente el valor de la tensión de continua de diseño del FAP. Esto es debido a que la compensación de potencia reactiva de frecuencia fundamental es proporcionada por los filtros pasivos. Entonces el FAP no necesita generar una componente de tensión de frecuencia fundamental en su salida del valor de la tensión de fase del sistema, sólo genera las tensiones armónicas proporcionales a las corrientes de línea medidas. Con ello, el valor necesario de la fuente de tensión continua del inversor, relacionado con el valor pico de fase de la tensión de salida del inversor, es mucho menor. En cambio, por el FAP, circulan tanto las corrientes de frecuencia fundamental correspondientes a la potencia reactiva de compensación y las corrientes armónicas, pero obviamente la potencia del FAP se ve notablemente reducida dado que no genera la componente de potencia reactiva de frecuencia industrial.

6. 3. 3. Resultados de las simulaciones

De la misma forma que en los análisis realizados para las topologías anteriores, para analizar el comportamiento del modelo de filtro híbrido implementado ante las variaciones de la carga, se simuló un escalón de carga. Inicialmente la carga y la distorsión armónica corresponden al 80 % del total de la demanda y luego se aumentan, la demanda y la distorsión, en el restante 20 %.

La carga inicial corresponde al 80 % de la demanda máxima en 13,8 kV, lo que equivale a $S_{i80\%} = 23,4$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i80\%} = 18,7$ MW, $Q_{i80\%} = 14$ MVar). También la distorsión de corriente armónica es 80 % de su máximo, manteniendo la relación de distorsión con los valores de frecuencia fundamental.

En la Fig. 6.16 se presentan las formas de onda de la tensión y la corriente de una fase, en la barra de 13,8 kV del sistema o sea aguas arriba de la conexión del FAPHS, instantes previos y posteriores a la conexión del FAPHS y las variaciones de la carga y la compensación.

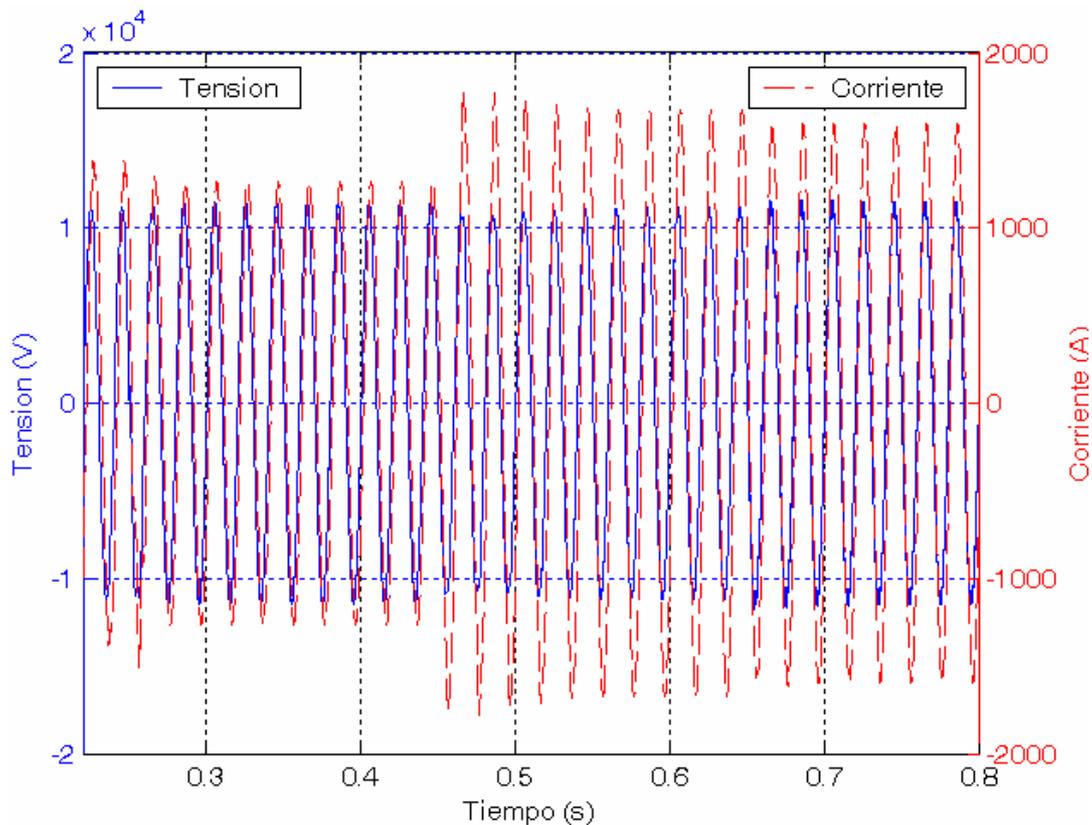


Figura 6.16: Conexión del FAPHS. Tensión y corriente en 13,8 kV.

A los $t = 0,25$ seg. el filtro híbrido es conectado a través del filtro pasivo sintonizado de 7^{ma} armónica, mientras permanece desconectado el filtro pasivo sintonizado de 11^{va} armónica. Con esta configuración el FAPHS provee una compensación de potencia reactiva de 4,8 MVar más las armónicas de las corrientes de línea del sistema. A los $t = 0,45$ seg. se produce el aumento del 20 % del total de la carga y por ende aumenta la amplitud de la corriente y decrece la amplitud de la tensión. Por último, a los $t = 0,65$ seg. se conecta el filtro pasivo sintonizado de 11^{va} armónica proveyendo 4,8 MVar más de compensación de reactivo y armónicas con lo cual vuelve a decrecer la amplitud de corriente y aumenta la amplitud de la tensión.

6.3.3.1 Conexión del FAPHS

En la Fig. 6.17, se presenta una ampliación de la Fig. 6.16 en el instante de conexión de FAPHS con el primer filtro pasivo de compensación de potencia reactiva y armónicas de la carga.

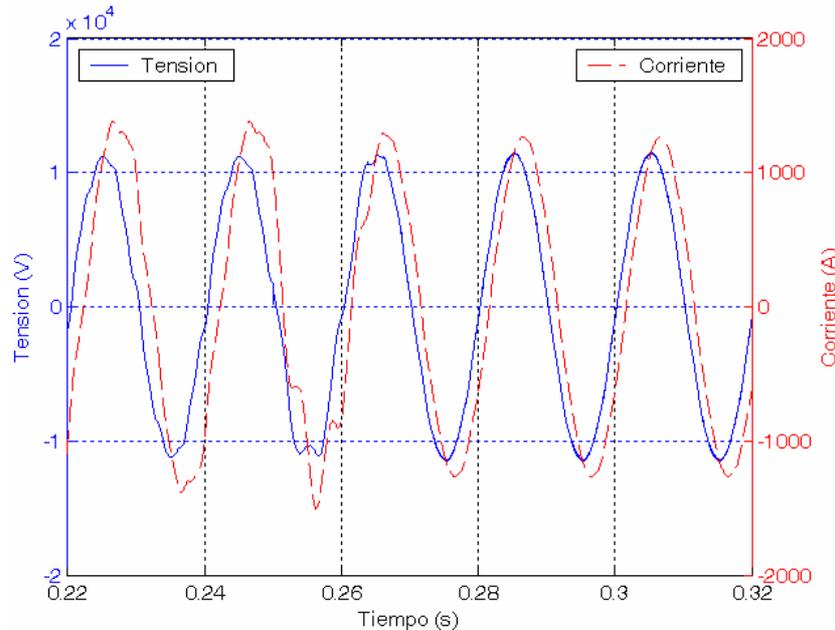


Figura 6.17: Conexión del FAPHS. Formas de onda en 13,8 kV.

Durante la conexión del filtro se observa el transitorio en ambas ondas de tensión y corriente con una duración menor de dos ciclos de la frecuencia fundamental. Después del transitorio son vistas claramente las ventajas del FAPHS. Se observa como se reduce el valor máximo de la corriente en el sistema, debido a la compensación de la potencia reactiva a 50 Hz, cuando el FAPHS es conectado en $t = 0,25$ seg. También, cuando el FAPHS está conectado o sea a partir de $t = 0,25$ seg., se puede observar como las formas de onda de la tensión y corriente resultan prácticamente sinusoidales, disminuyendo las distorsiones debido a la compensación de armónicas. A diferencia de las topologías anteriores, resulta un ripple de alta frecuencia en la tensión de fase despreciable.

De forma tal de visualizar los resultados de cada uno de los estados de carga y compensación presentados en la Fig. 6.16, se presentan a continuación los resultados de las distorsiones de la tensión y corriente en 13,8 kV, como así también los resultados de los valores fundamentales y potencias obtenidos de las simulaciones, para los diferentes niveles de carga y de compensación de reactivo.

Los resultados para $Q_C = 0$ MVar son iguales a las analizadas para la compensación con bancos de capacitores y carga 80 % presentadas en el capítulo 5, en las Fig. 5.4 (a) y 5.7 (b). Además, todos los resultados ya fueron presentados y resumidos en la Tabla 5.4 de dicho capítulo.

6.3.3.2 Carga 80 % y FAPHS 4,8 MVar

Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el estado final cuando el FAPHS se encuentra conectado o sea $Q_C = 4,8$ MVar se presentan en la Fig. 6.18 (a). El contenido armónico de dichas formas de onda, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental y el THD, se presentan en la Fig. 6.18 (b).

De los resultados de la Fig. 6.18 (b), y los presentados en la Tabla 5.4 para la compensación con bancos de capacitores, se observa como aumento el nivel de tensión en la barra de 13,8 kV debido a la compensación cuando se encuentra el FAPHS conectado, de $U_{1ef} = 7905$ kV a $U_{1ef} = 8095$ kV y la distorsión total armónica en la tensión disminuye de 4,36 % a 0,48 %. También se presenta el valor eficaz de la corriente de fase, el cual disminuye de 979,4 Amp. a 892,5 Amp., con una distorsión que disminuye de 5,61 % al 0,54 %. Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónicas de orden 50. En la Fig. 6.18 (b) sólo son presentadas las componentes armónicas hasta las de orden 15.

Además, con el fin de determinar el efecto de las armónicas de altas frecuencias, introducidas por el proceso de conmutación del inversor, se calcularon los THD hasta la frecuencia de 12 kHz, los cuales resultan para la tensión de 0,5 % y para la corriente de 0,54 %. De los resultados se observa que el ripple de alta frecuencia establecido no afecta significativamente las distorsiones totales.

Con los resultados presentados, se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (6.18)$$

$$S = 3 \cdot 8095 \cdot \sqrt{1 + (0,48 / 100)^2} \cdot 892,5 \cdot \sqrt{1 + (0,54 / 100)^2} \cong 21,7 MVA$$

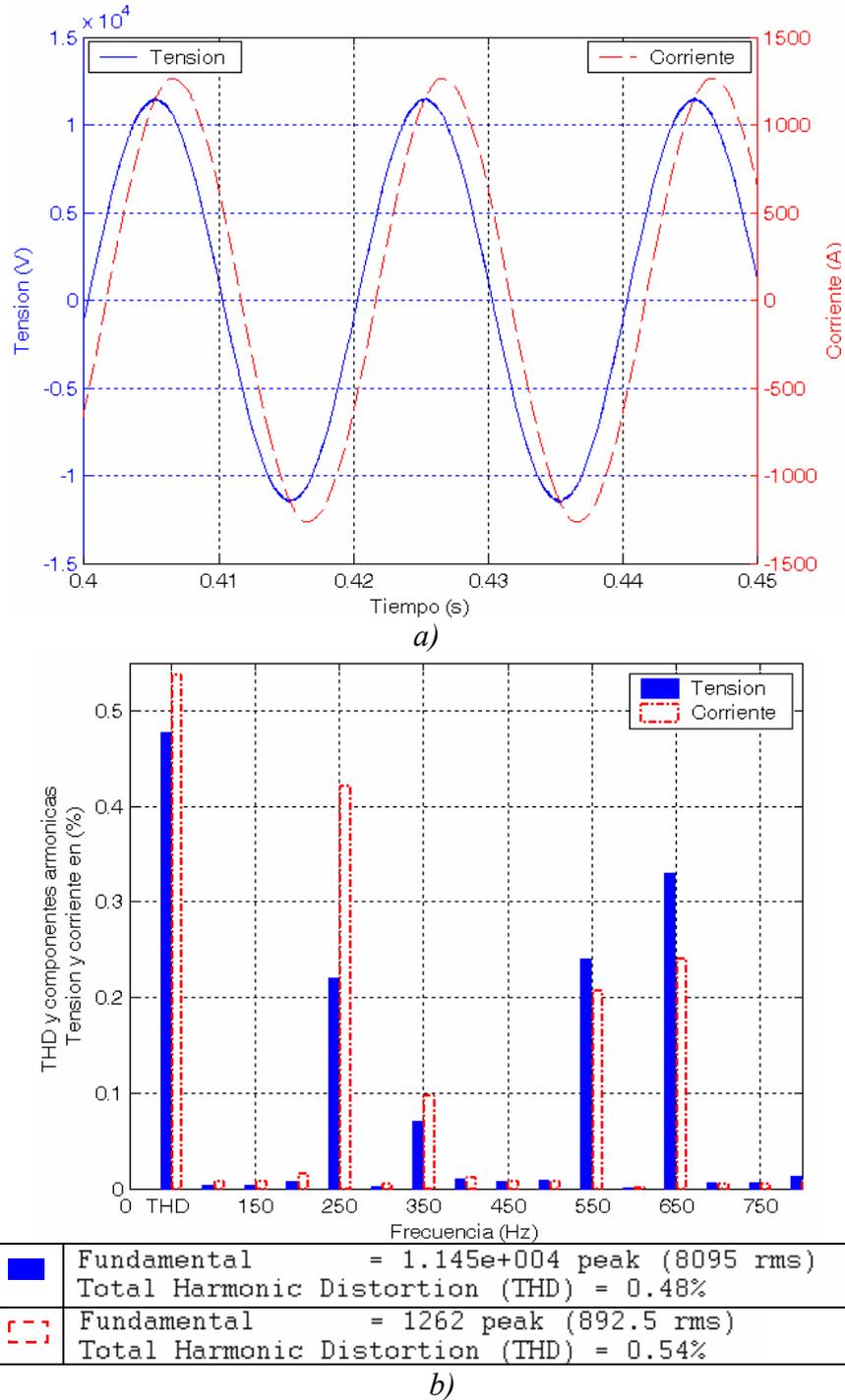


Figura 6.18: Carga 80 % y FAPHS 4,8 MVar

a) Formas de onda en 13,8 kV. b) Contenido armónico.

En este caso, para que los valores calculados de $P(t)$ y $Q(t)$ resulten compatibles con los calculados en la topología FAPHS, los valores de $P(t)$ y $Q(t)$, fueron calculados con la teoría d-q (ver 4.2.2), a través de las expresiones (4.58) y (4.60).

Luego como en los casos anteriores, el valor medio tanto de $P(t)$ como de $Q(t)$, se obtienen de calcular a través del análisis del espectro en frecuencia de $P(t)$ y $Q(t)$, la componente de continua, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt = 19,7 MW \quad (6.19)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) \cdot dt = 9 MW \quad (6.20)$$

Además, se determina la potencia reactiva compensada por el FAPHS, con la misma expresión aplicada a los casos anteriores, dada por

$$Q_{C(4,8MVar)} = \left(\frac{V_{I(4,8MVar)}}{V_{I(0MVar)}} \right)^2 \cdot Q_{(0MVar)} - Q_{(4,8MVar)} \quad (6.21)$$

$$Q_{C(4,8MVar)} = \left(\frac{8095 \cdot 10^3}{7905 \cdot 10^3} \right)^2 \cdot 13,7 MVar - 9 MVar = 5,3 MVar$$

Como es de observarse, la compensación es 5,3 MVar. Es algo superior debido a que el valor de la tensión de frecuencia fundamental es algo superior a la nominal y por ende el filtro pasivo aporta más reactivo. Los valores de $V_{I(0 MVar)}$ y $Q_{(0 MVar)}$ son los correspondientes a 80 % de carga y $Q_c = 0$ MVar, y fueron presentados en la Tabla 5.4.

El factor de potencia total, $\cos \theta$, se calcula como

$$\cos \theta = \frac{P}{3 \cdot V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.22)$$

$$\cos \theta \approx \frac{P_I}{3 \cdot V_1 \cdot I_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.23)$$

$$\cos \theta = \cos \varphi \cdot f_d = 0,91 \cdot 1 = 0,91$$

A continuación se presentan los resultados cuando se produce el aumento del 20 % restante del total de la demanda, permaneciendo el FAPHS conectado.

6.3.3.3 Aumento de carga al 100 %

En la Fig. 6.19 se presentan las formas de onda de la tensión y la corriente de una fase en la barra de 13,8 kV en el sistema, instantes previos y posteriores al aumento del 20 % restante del total de la carga, equivalentes a $S_{i20\%} = 5,9$ MVA con un $\cos \varphi = 0,8$ ($P_{i20\%} = 4,7$ MW, $Q_{i20\%} = 3,5$ MVar). También la distorsión de corriente armónica aumento en el 20 % restante de su máximo, manteniendo la relación de distorsión con los valores de frecuencia fundamental.

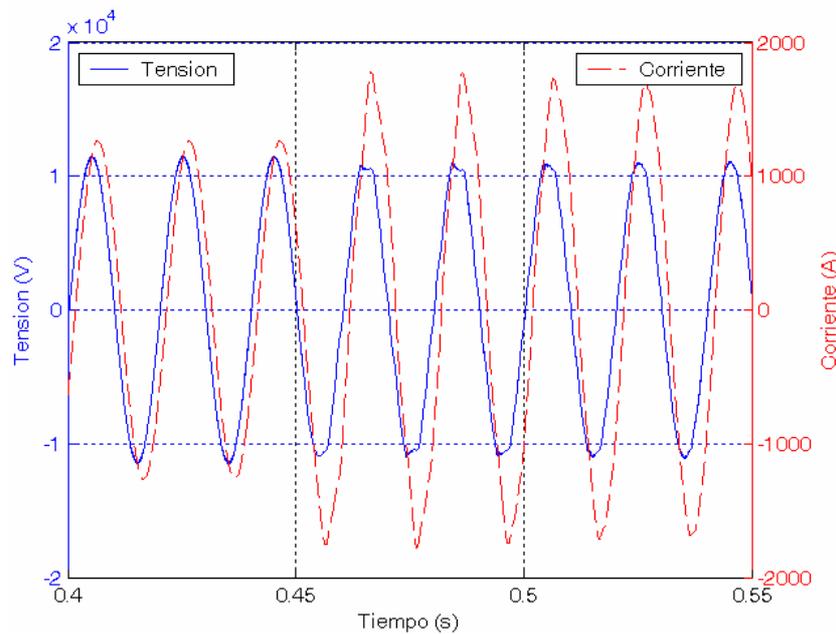


Figura 6.19: Aumento de la carga. Tensión y corriente en 13,8 kV

En $t = 0,45$ seg. se produce el aumento de la demanda. Inmediatamente después puede observarse el transitorio de aumento del valor de la componente fundamental de la corriente de línea en 13,8 kV y su distorsión armónica. Como consecuencia de ello, se produce una pequeña disminución en el valor de la amplitud de la tensión. Durante el transitorio, la tensión presenta alguna distorsión y después del transitorio de 3 ciclos aproximadamente el FAPHS atenúa las armónicas.

6.3.3.4 Conexión del filtro pasivo de 11^{va}

Debido al incremento de la demanda y el consecuente aumento de la potencia reactiva, en $t = 0,65$ seg. se conecta el filtro pasivo de 11^{va} armónica. En la Fig. 6.20 se presentan las formas de onda de la tensión y la corriente de una fase en la barra de 13,8 kV en el sistema, instantes previos y posteriores a la conexión del filtro pasivo.

La Fig. 6.20 muestra como se reduce la amplitud de la corriente fundamental y aumenta la amplitud de la tensión dada la compensación de reactivo después de la conexión del filtro pasivo de 11^{va} armónica. Como consecuencia, se observa como el desfase entre la tensión y la corriente es reducido.

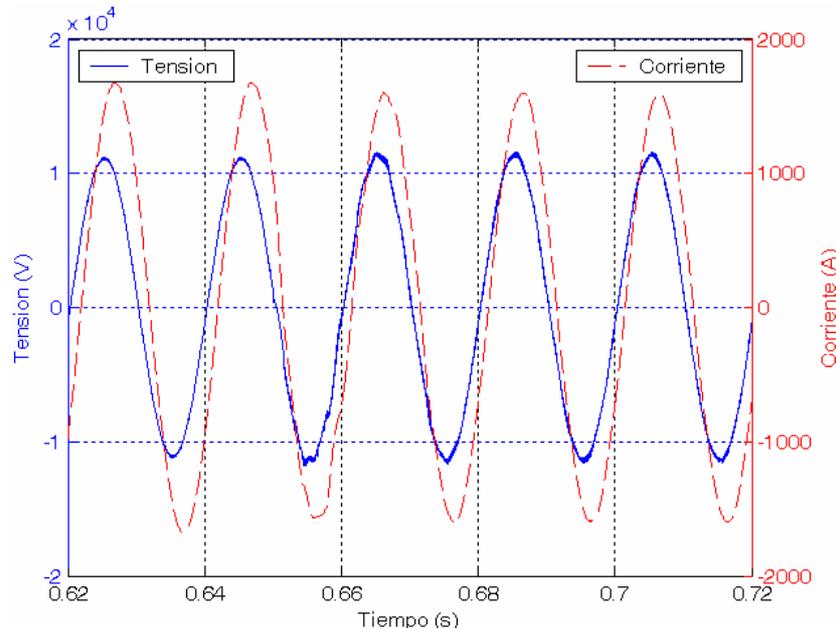


Figura 6.20: Conexión del filtro pasivo de 11^{va} armónica.

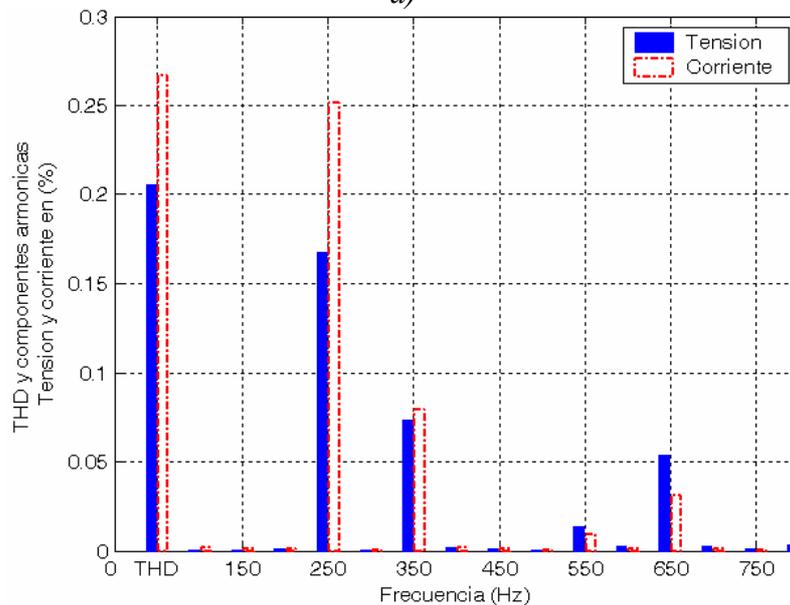
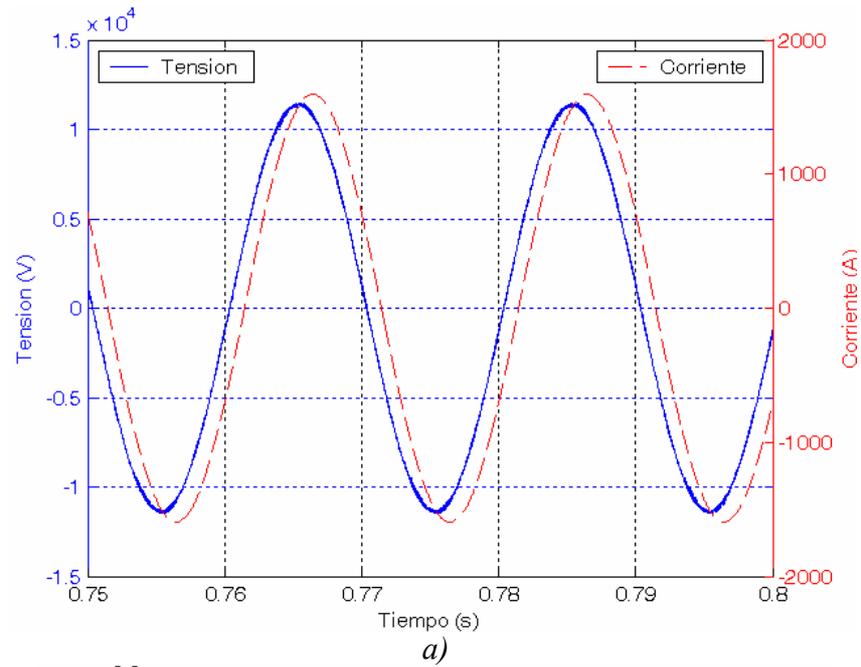
Formas de onda en 13,8 kV.

6.3.3.5 Carga 100 % y FAPHS 9,6 MVar

Los resultados de las formas de onda de la corriente y la tensión en la barra de 13,8 kV del sistema, para el estado final o sea con el 100 % de la demanda y finalizado el transitorio de conexión del filtro pasivo de 11^{va} armónica, se presentan en la Fig. 6.21 (a). El contenido armónico de dichas formas de onda, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental y el THD, se presentan en la Fig. 6.21 (b).

De los resultados de la Fig. 6.21 (b), se observa el nivel de tensión en la barra de 13,8 kV debido a la compensación del FAPHS, $U_{1ef} = 8054$ kV, aproximadamente 1 p.u. y la distorsión total armónica en la tensión resulta de 0,21 %. También se presenta el valor eficaz de la corriente de fase de 1126 Amp., con una distorsión que resulto de 0,27 %. Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónica de orden 50. Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónicas de orden 50. En la Fig. 6.21 (b) sólo son presentadas las componentes armónicas hasta las de orden 15.

Además, con el fin de determinar el efecto de las armónicas de altas frecuencias, introducidas por el proceso de conmutación del inversor, se calcularon los THD hasta la frecuencia de 12 kHz, los cuales resultan para la tensión de 0,3 % y para la corriente de 0,27 %. De los resultados se observa que el ripple de alta frecuencia establecido no afecta significativamente las distorsiones totales.



■	Fundamental = 1.139e+004 peak (8054 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 0.21%
- - - ■	Fundamental = 1593 peak (1126 rms) Total Harmonic Distortion (THD) = 0.27%

b)

Figura 6.21: Carga 100% y FAPHS 9,6 MVar.

a) Formas de onda en 13,8 kV. b) Contenido armónico.

Si se comparan dichos factores de distorsión con aquellos correspondientes al mismo nivel de compensación de reactivo de 9,6 MVar, aunque realizado con bancos de capacitores (Fig. 5.7), se observa que el THD para la corriente de 13,84 % y el THD para la tensión de 9,64 %, los mismos han sido fuertemente reducidos. Además, si se compara con las otras 2 topologías analizadas, los resultados de las distorsiones son menores en este caso.

Con los resultados presentados, se obtienen los siguientes valores de potencias en la barra de 13,8 kV

$$S = 3 \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = 3 \cdot V_I \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot I_I \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2} \quad (6.24)$$

$$S = 3 \cdot 8054 \cdot \sqrt{1 + (0,21 / 100)^2} \cdot 1126 \cdot \sqrt{1 + (0,27 / 100)^2} \cong 27,2 MVA$$

Luego como en los casos anteriores, el valor medio tanto de $P(t)$ como de $Q(t)$, se obtienen de calcular a través del análisis del espectro en frecuencia de $P(t)$ y $Q(t)$, la componente de continua, dada por

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt = 25,6 MW \quad (6.25)$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T Q(t) \cdot dt = 9,1 MW \quad (6.26)$$

Se puede calcular la potencia de distorsión D , como

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(27,2 \cdot 10^6)^2 - (25,6 \cdot 10^6)^2 - (9,1 \cdot 10^6)^2} \cong 1,4 \cdot 10^6 \quad (6.27)$$

Se observa con la compensación realizada por el FAPHS con 9,6 MVar, como disminuyeron las distorsiones y por ende la potencia distorsionante D , la cual dio un resultado comparable con los resultados de las otras topologías analizadas para 100% de carga y 9,6 MVar de compensación.

Además, se determina la potencia reactiva compensada por el FAPHS, con la misma expresión aplicada a los casos anteriores, dada por

$$Q_{C(9,6MVar)} = \left(\frac{V_{I(9,6MVar)}}{V_{I(0MVar)}} \right)^2 \cdot Q_{(0MVar)} - Q_{(9,6MVar)} \quad (6.28)$$

$$Q_{C(9,6MVar)} = \left(\frac{8054 \cdot 10^3}{7696 \cdot 10^3} \right)^2 \cdot 17,65MVar - 9,1MVar \cong 10MVar$$

Como es de observarse, la compensación es aproximadamente los 9,6 MVar. Los valores de $V_{I(0 MVar)}$ y $Q_{(0 MVar)}$ son los correspondientes a 100% de carga y $Q_c = 0 MVar$, y fueron presentados en el capítulo 5, en la Tabla 5.4.

El factor de potencia total, $\cos\theta$, se calcula como

$$\cos\theta = \frac{P}{3 \cdot V_I \cdot I_I \cdot \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.29)$$

$$\cos\theta \approx \frac{P_I}{3 \cdot V_I \cdot I_I} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \cdot \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \quad (6.30)$$

$$\cos\theta = \cos\varphi \cdot f_d = 0.94 \cdot 1 = 0.94$$

6.3.3.6 Resumen de resultados

En la Fig. 6.22 se muestran las formas de onda de la potencia activa y reactiva instantánea en la barra de 13,8 kV en el sistema. Se observa la variación de las mismas cuando se conecta el FAPHS en $t = 0.25$ seg. con el primer filtro pasivo, cuando se produce el aumento del 20 % de la demanda con el FAPHS aún conectado en $t = 0.45$ seg. y cuando se conecta el segundo filtro pasivo en $t = 0.65$ seg.

Se observan los transitorios ya sea de conexión del FAPHS con sólo el filtro pasivo de 7^{ma} armónica en $t = 0.25$ seg., como el del incremento de carga en $t = 0.45$ seg. y el de conexión del filtro pasivo de 11^{va} armónica en $t = 0.65$ seg. Se ve un aumento de la potencia activa instantánea en el sistema en $t = 0.25$ seg. debido al aumento de la tensión en el PCC, dado que un valor menor de corriente fluye desde el sistema debido la compensación de reactivo. Además, el análisis de la potencia activa instantánea presenta una parte oscilante, debidas a las armónicas.

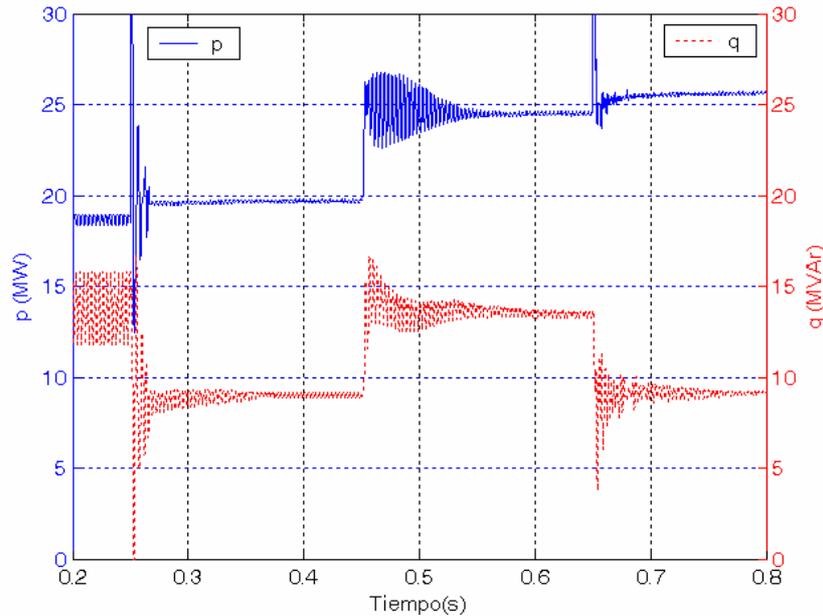


Figura 6.22: Potencia activa y reactiva en el sistema.

La compensación de reactivo es presentada en la potencia imaginaria. En $t = 0.25$ seg., la componente de CC es reducida en aproximadamente 4,8 MVAR que es el valor de compensación del filtro pasivo de 7^{ma} armónica del FAPHS, mientras que la componente de CA debida a las armónicas, es prácticamente cancelada. En $t = 0.45$ seg. se observan los incrementos de carga en p y q con los transitorios correspondientes y en $t = 0.65$ seg. la componente de CC es reducida en aproximadamente los 4,8 MVAR que es el valor de compensación del filtro pasivo de 11^{va} armónica del FAPHS, mientras que la componente de CA debida a las armónicas, es prácticamente cancelada.

En la Tabla 6.4 se presentan los resultados de los valores obtenidos de las simulaciones en la barra de 13,8 kV en el sistema, para el estado de carga del 80 % y 100 % y cuando el FAPHS se encuentra conectado ($Q_C = 4,8$ MVAR y $Q_C = 9,6$ MVAR). Los casos sin compensación para los estados de carga 80 % y 100 % no son presentados en esta Tabla, ya que son los mismos a los presentados en la Tabla 5.4.

Tabla 6.4: Resultados y factor de potencia en 13,8 kV

Carga	Q_C (MVAR)	P (MW)	Q (MVAR)	V_1 (kV)	THD _v (%)	I_1 (A)	THD _i (%)	cos θ	cos ϕ
$S_{i80\%}$	4,8	19,7	9	8095	0,48	892,5	0,54	0,91	0,91
$S_{i100\%}$	9,6	25,6	9,1	8054	0,21	1126	0,27	0,94	0,94

De la Tabla 6.4 se observa como aumenta el $\cos\theta$ en el sistema debido a la compensación. También se presento el factor de desplazamiento, $\cos\phi$

(ver Apéndice B) para ver como afectan los armónicos al factor de potencia total. Como era de esperar no tiene efecto ya que la distorsión fue compensada por el FAPHS.

6.3.3.7 Resultados en el FAPHS

En lo que respecta a los resultados en el IFT PWM, en la Fig. 6.23 se muestran las formas de onda de una de las fases de la corriente inyectada por el FAPHS en el PCC y la tensión de CC del inversor.

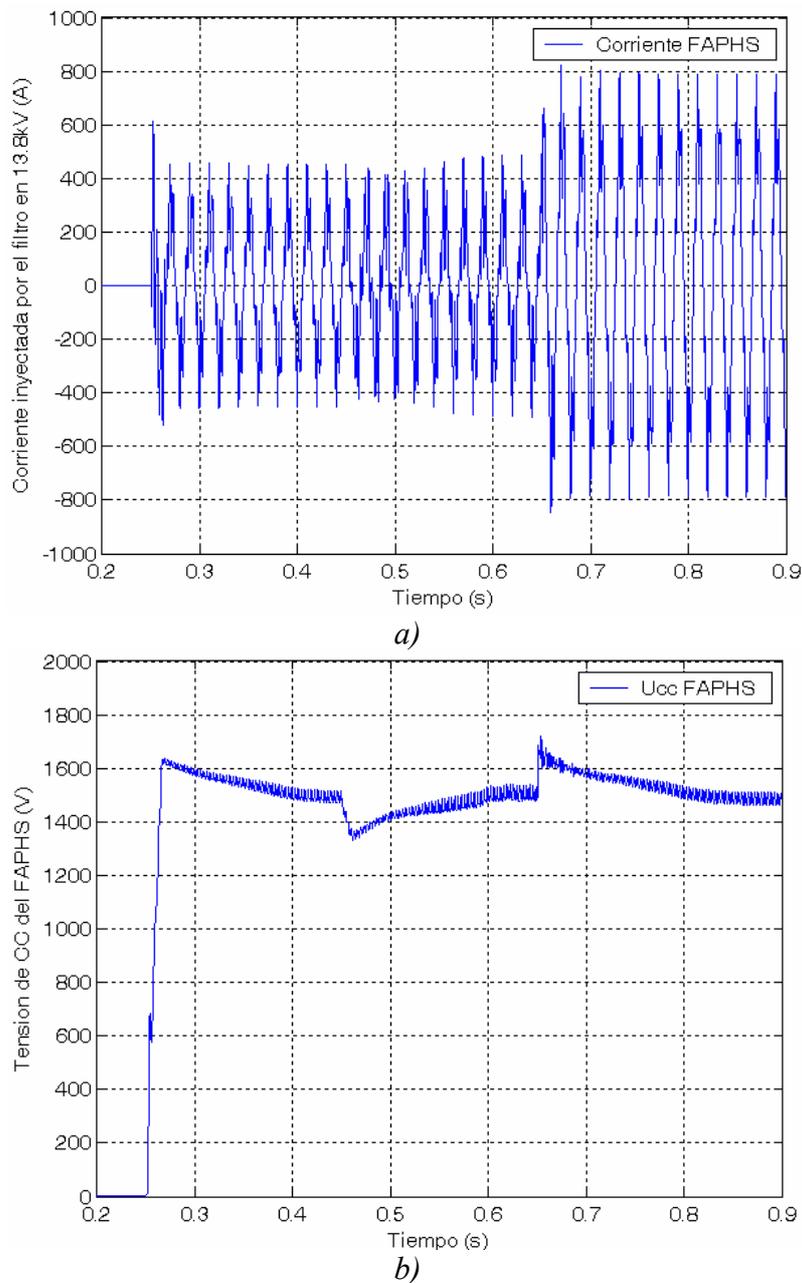


Figura 6.23: Resultados del PWM VSI.

a) Corriente inyectada en el PCC (13.8 kV). b) Tensión de CC.

Se observa la variación de las mismas cuando se conecta el FAPHS en $t = 0.25$ seg., cuando se produce el aumento del 20 % de la demanda con el FAPHS aún conectado en $t = 0.45$ seg. y cuando se conecta el filtro pasivo de 11^{va} armónica en $t = 0.65$ seg.

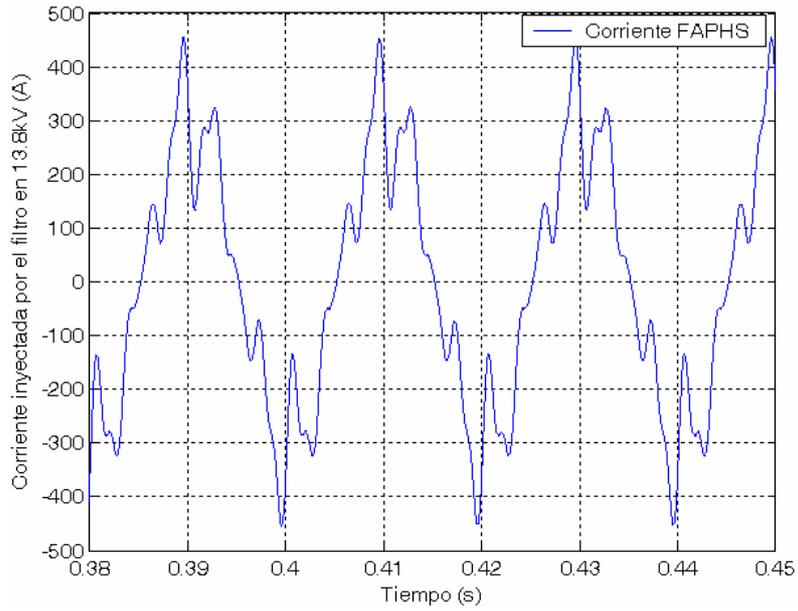
En la Fig. 6.23 (a) se observa la variación inicial en $t = 0.25$ seg. de la forma de onda de corriente de fase inyectada en el PCC cuando se conecta el FAPHS a la red compuesta por el valor de corriente de 50 Hz inicialmente correspondiente a los 4,8 MVAR de compensación de reactivo, las armónicas de corriente no compensadas por el filtro pasivo de 7^{ma} armónica y un pequeño ripple dado por la frecuencia de conmutación del inversor. En $t = 0.45$ seg. se observa el aumento de la corriente inyectada por el FAPHS debido al aumento de la distorsión de la carga.

Se aprecia el aumento de la amplitud en $t = 0.65$ seg. dado por la conexión del segundo filtro pasivo de 4,8 MVAR. En la Fig. 6.23 (b), se observa el comportamiento transitorio de la tensión de CC, la cual a diferencia de la topología FAPS y FAPSH, no necesita ninguna inicialización de la tensión de la barra de CC. La tensión de CC se inicia con tensión nula y se establece en el valor de referencia de 1500 V en menos de 2 ciclos. Cuando se produce el aumento de carga, en $t = 0.45$ seg., la misma presenta una leve caída que se reestablece rápidamente, aproximadamente en 150 mseg. y cuando se conecta el segundo filtro pasivo, en $t = 0.65$ seg., se produce un leve aumento de la tensión de CC. En todos los casos se observa su restablecimiento alrededor de su valor medio de 1,5 kV con una oscilación debida a la componente de CA de la potencia activa instantánea.

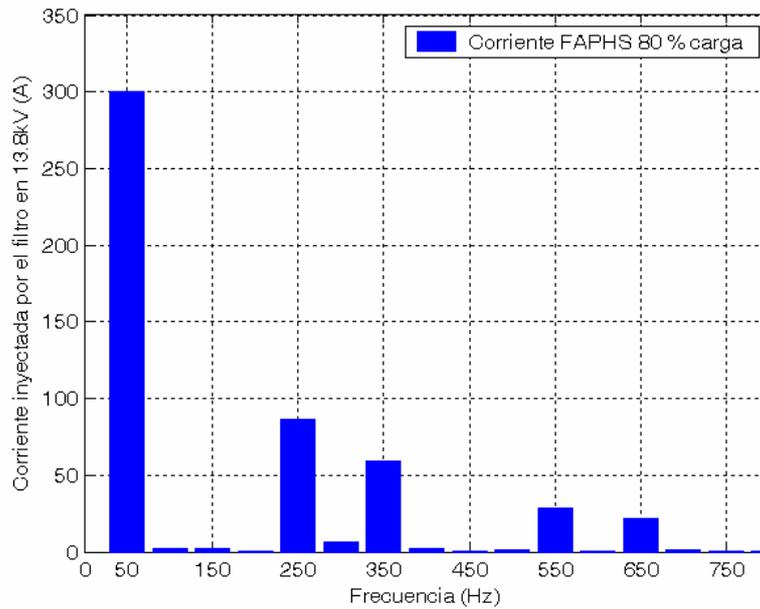
Ninguno de estos transitorios en la tensión de CC del inversor, afectan el correcto funcionamiento y desempeño del FAPS.

A continuación, para un mejor detalle de los resultados antes mencionados, se presentan nuevamente las formas de onda con las correspondientes diagramas con los contenidos armónicos de las mismas.

En la Fig. 6.24 (a), se presenta nuevamente el resultado de la formas de onda de la corriente inyectada por el FAPHS para el estado final de compensación para el 80 % de carga y en la Fig. 6.24 (b) su contenido armónico, conjuntamente con el valor de la componente de frecuencia fundamental.



a)

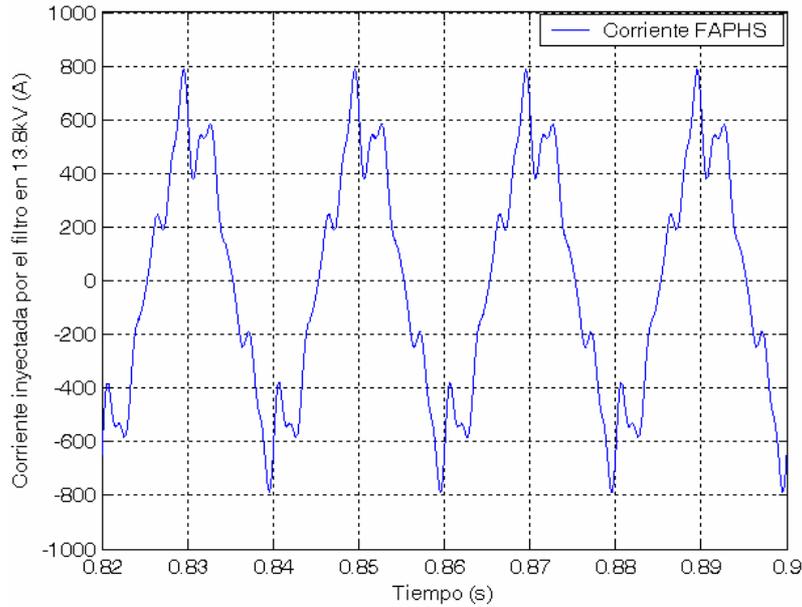


b)

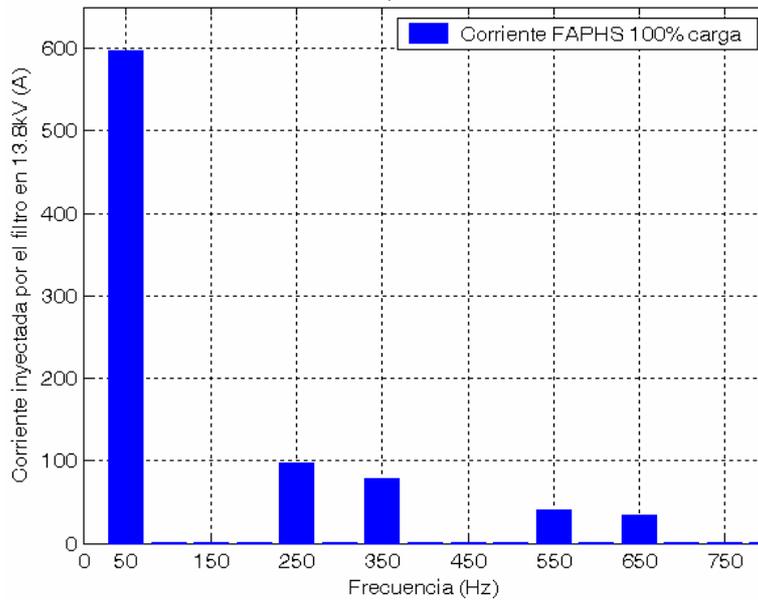
Figura 6.24: Corriente del FAPHS 80 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

Los mismos resultados de la corriente inyectada por el FAPHS para el estado final de compensación para el 100 % de carga, se presentan en las Figs. 6.25 (a) y (b).



a)



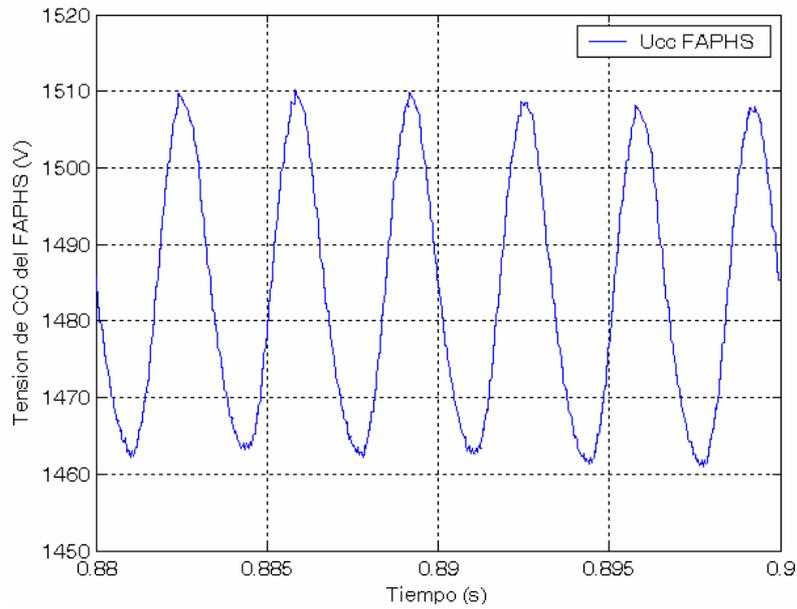
b)

Figura 6.25: Corriente del FAPHS 100 % de carga

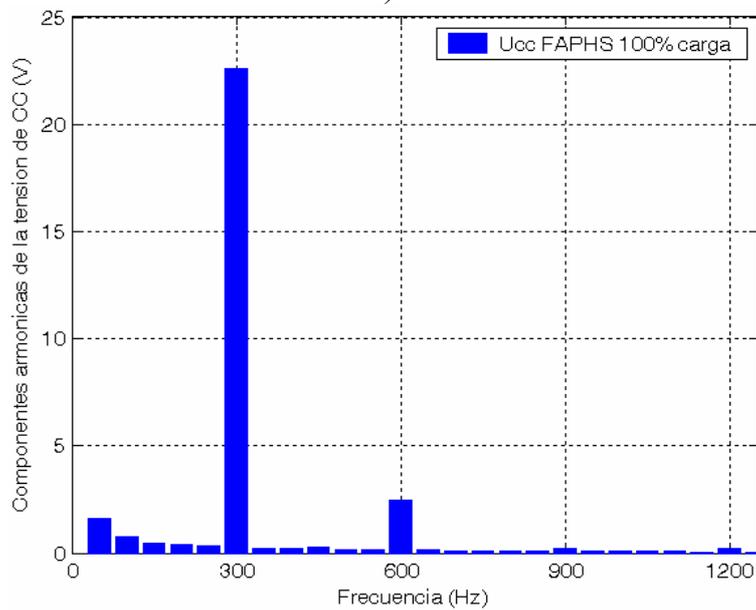
a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

De las Figs. 6.24 y 6.25 (b) se observa las componentes en frecuencia de la corriente inyectada por el FAPHS. La mismas poseen la componente de frecuencia fundamental, 50 Hz y las componentes de frecuencias armónicas 5^{ta} (250 Hz), 7^{ma} (350 Hz), 11^{va} (550 Hz) y 13^{va} (650 Hz), no compensadas por los filtros pasivos. También se observa de comparar ambas Figuras, como aumentan las amplitudes de las componentes de frecuencia fundamental, se duplican en amplitud y las armónicas, debido al aumento de la compensación de potencia reactiva a causa del aumento del reactivo de la carga y el aumento de la distorsión en la carga.

En la Fig. 6.26 (a), se presenta nuevamente el resultado de la formas de onda de la tensión de CC sólo para el estado final de compensación para el 100 % de carga y en la Fig. 6.26 (b) su contenido armónico.



a)



b)

Figura 6.26: Tensión de CC del inversor 100 % de carga

a) Formas de onda. b) Contenido armónico.

En la Fig. 6.26 (b), se observan las componentes dominantes de 6^{ta} armónica (300Hz.) y sus múltiplos, debida a la componente de CA de la potencia activa instantánea.

6. 4. Conclusiones

Como conclusiones de este capítulo se menciona que se presentaron los diseños de los modelos implementados de dos topologías híbridas, FAPSH y FAPHS, con el fin de reducir la potencia de diseño del filtro activo de la topología pura y por ende los costos del equipamiento de compensación.

Topología FAPSH

- Surge de la utilización del modelo de un FAPS presentado en el capítulo 5, aunque diseñado de menor potencia, y con la idea de aprovechamiento de un banco de capacitores, existente en la SD.
- La reducción de potencia del FAPS es significativa comparada con la topología pura, debido a que ambos funcionan conectados a la tensión de red, pero en este caso la corriente nominal de diseño es menor ya que la potencia de compensación se ve reducida por la compensación aportada por el filtro pasivo.
- La topología FAPSH es analizada y evaluada en la compensación de la SD y establece resultados satisfactorios de compensación de reactivo y armónicas en el nivel de MT.
- Al reducir la potencia nominal de diseño, las pérdidas por conmutación son menores en el FAP y por ende, en el diseño surge un menor valor de la capacidad del lado continua del inversor, favoreciendo la reducción de los costos.
- El FAPSH presenta muy buenas respuestas dinámicas ante los transitorios de carga y funciona correctamente en estado estacionario.
- Además, puede realizar un cierto control del reactivo a compensar, a través del ajuste en el control del propio FAPS o del nivel de compensación establecido por la conexión o desconexión del filtro pasivo.
- Este modelo de FAPS implementado, es una excelente solución cuando las características de la carga establecen que puede ser modelada como fuente de corriente.

Topología FAPHS

- Surge de la utilización del modelo de un FAP similar al presentado en el capítulo 5, aunque con un funcionamiento diferente del FAP o sea un diseño del sistema de control distinto, y conectado en serie con un filtro pasivo. Dicho equipamiento es conectado en paralelo con la red y la carga.
- La reducción de potencia del FAP es muy significativa comparada con ambas topologías pura e híbrida analizadas anteriormente, FAPS y FAPSH, debido a que en este caso el FAP no funciona conectado a la tensión de red, o sea la componente fundamental de tensión es soportada por el filtro pasivo.
- La misma es analizada y evaluada en la compensación de la SD y establece resultados satisfactorios de compensación de reactivo y armónicas en el nivel de MT.
- Al reducir significativamente la potencia nominal de diseño, las pérdidas por conmutación son menores en el FAP y por ende, en el diseño surge una capacidad de menor valor del lado de CC del inversor, favoreciendo la reducción de los costos.
- El FAPHS presenta muy buena respuesta dinámica ante los transitorios de carga y funciona correctamente en estado estacionario. En este caso, sólo dos niveles de control de reactivo a compensar son posibles y los mismos son establecidos por el diseño de los filtros pasivos.
- Este modelo de FAPHS implementado, es una excelente solución cuando la carga posee ciertas características de impedancia.

7. COMPARACIÓN DE TOPOLOGÍAS. CONCLUSIONES.

7.1. Comparación de topologías

En este capítulo, se realiza una comparación del funcionamiento y comportamiento de todas las topologías implementadas, a través de los resultados presentados en los capítulos anteriores.

Las topologías a comparar son:

- Topología pura FAPS: filtro activo conectado en paralelo con la carga y el sistema (presentada en el capítulo 5).
- Topología híbrida FAPSH: filtro activo y pasivo, ambos conectados en paralelo con la carga y el sistema (presentada en el capítulo 6).
- Topología híbrida FAPHS: filtro activo conectado en serie con filtros pasivos y dicho arreglo en paralelo con la carga y el sistema (presentada en el capítulo 6).

El caso de estudio modelado es el mismo presentado en el punto 5.2 del capítulo 5 y corresponde a la compensación de potencia reactiva y armónicas en el nivel de media tensión de la subestación de distribución.

En este caso se comparan los resultados correspondientes a la compensación del 100 % de carga y distorsión armónica, donde cada topología realiza la compensación de 9,6 MVar de potencia reactiva y la totalidad de las armónicas.

Las variables a comparar son:

- Distorsiones en el sistema.
 - Tensión y corriente en la barra de 13,8 kV.
- Funcionamiento de los inversores
 - Corrientes de fase inyectadas por el inversor en 13,8 kV.
 - Tensión de CC del inversor.

Además se realiza un resumido detalle de los elementos que componen cada topología, con el fin de un simple análisis de costo de cada topología.

La comparación del funcionamiento de las tres topologías FAPS, FAPSH y FAPHS, generó una publicación, la cual fue aprobada para ser presentada en un congreso internacional [Cora 08a].

7. 1. 1. Distorsiones en el sistema

Inicialmente se considera la compensación en estado estacionario. Las tensiones de fase y corrientes de línea son aguas arriba de los distintos filtros, en 13,8 kV.

En la Fig. 7.1 (a) y (b), se presentan las formas de onda de las corrientes de línea y su contenido armónico, respectivamente, para el estado final de 100 % y 9,6 MVar de compensación de potencia reactiva y armónicas.

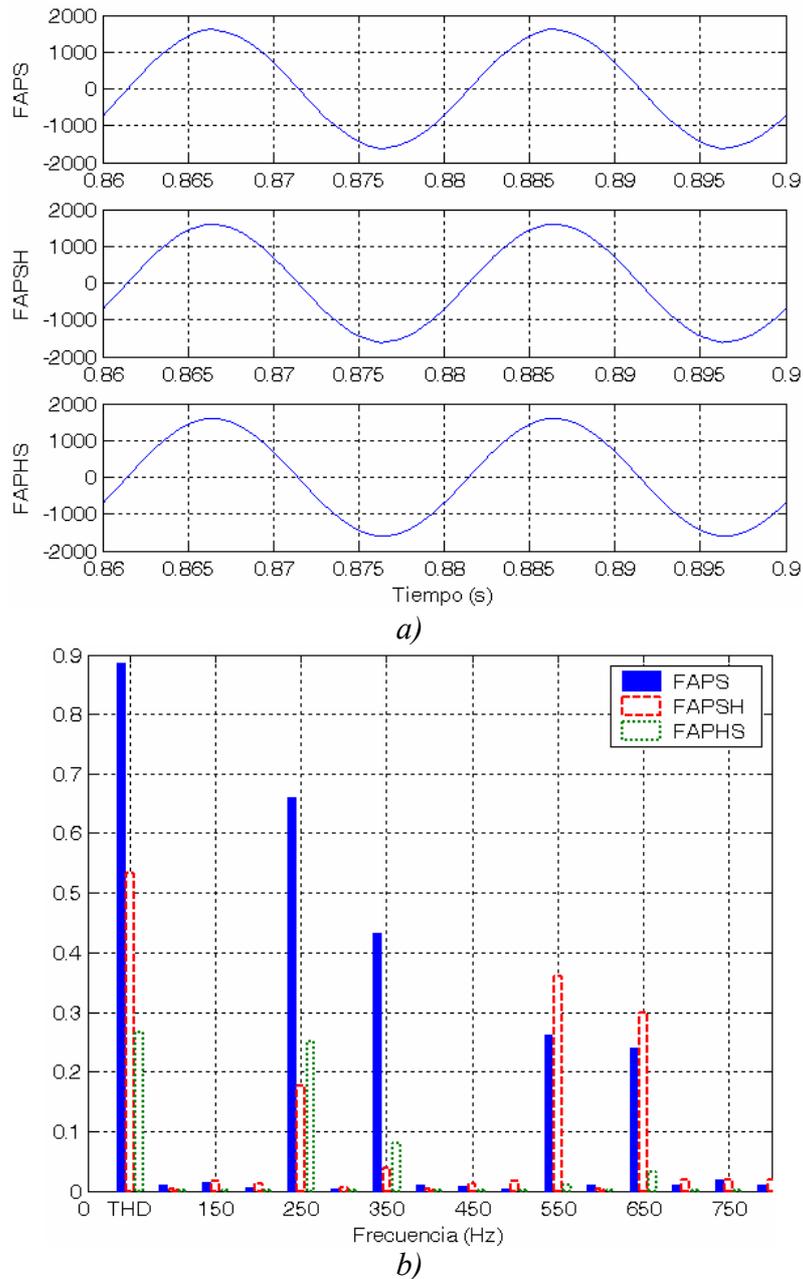


Figura 7.1: Corrientes de línea de las 3 topologías en el sistema (13,8 kV)

a) Formas de onda. b) Contenidos armónico (%).

En la Fig. 7.2 (a) y (b), se presentan las formas de onda de las tensiones de fase y su contenido armónico, respectivamente, para el estado final de 100 % y 9,6 MVar de compensación de potencia reactiva y armónicas.

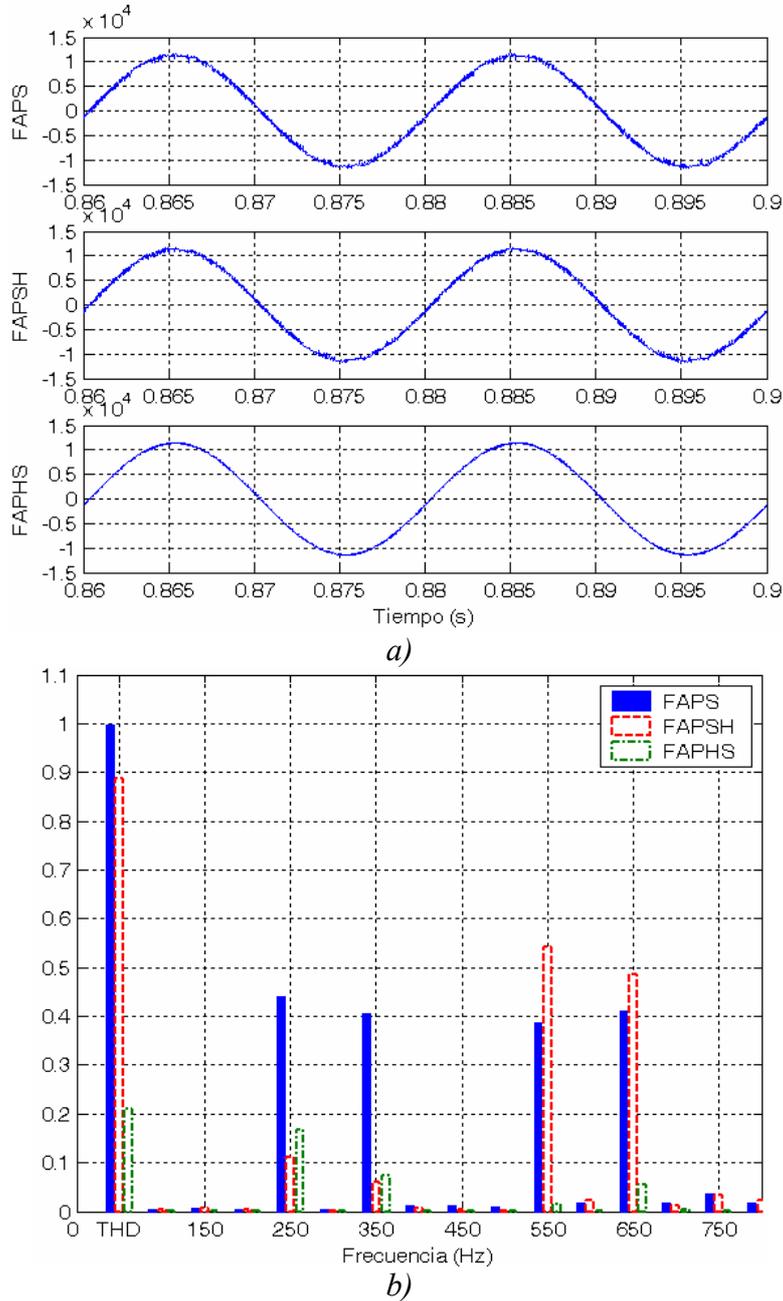


Figura 7.2: Tensiones de fase de las 3 topologías en el sistema (13,8 kV)

a) Formas de onda. b) Contenidos armónico (%).

Los contenidos armónicos y el THD, son presentados en (%) de la componente fundamental (50 Hz). Ambos THD de tensión y corriente han sido calculados considerando hasta las componentes armónicas de orden 50. En las Figs. 7.1 y 7.2 (b) sólo son presentadas las componentes armónicas hasta las de orden 15.

De los resultados de la Figs. 7.1 (a) y (b), se observa que el desempeño de las 3 topologías produce bajos valores de distorsiones individuales de armónicas y THD_i . El menor THD_i lo establece la topología FAPHS y en la mayoría de las distorsiones individuales presenta similares o menores valores.

De los resultados de la Figs. 7.2 (a) y (b), se observa que el desempeño de las 3 topologías produce bajos valores de distorsiones individuales de armónicas y THD_v . El menor THD_v lo establece la topología FAPHS y en la mayoría de las distorsiones individuales presenta similares o menores valores. En el valor del THD_v están contempladas las contribuciones de armónicas de más altas frecuencias no presentadas en la Fig. 7.2 (b).

En la Tabla 7.1 se presenta un resumen de las distorsiones de la tensión y la corriente establecido por cada topología.

Tabla 7.1: Resumen de las distorsiones en 13,8 kV

Carga	Q_c (MVar)	Topología	V_1 (kV)	THD_v (%)	I_1 (A)	THD_i (%)
$S_{i100\%}$	9,6	FAPS	8039	0,99	1131	0,89
		FAPSH	8049	0,89	1128	0,53
		FAPHS	8054	0,21	1126	0,27

En la Tabla 7.2, se resumen los resultados de las distorsiones de tensión tanto para los armónicos individuales como el THD_v en 13,8 kV, establecido por cada topología. Dichas distorsiones, se las verifica con los establecidos por las normativas en Argentina [ENRE 184/00] y las de la IEEE [IEEE 519/92].

Tabla 7.2: Verificaciones de las distorsiones de tensión en 13,8 kV.

Carga	Q_c (MVar)	Tensiones armónicas	FAPS	FAPSH	FAPHS	Límites ENRE	Límites IEEE
$S_{i100\%}$	9,6	U_5 (%)	0,43	0,11	0,17	6	3
		U_7 (%)	0,4	0,07	0,07	5	3
		U_{11} (%)	0,39	0,53	0,02	3,5	3
		U_{13} (%)	0,41	0,49	0,05	3	3
		THD (%)	0,99	0,89	0,21	8	5

De los resultados de la Tabla 7.2, se observa que el desempeño de las 3 topologías establece que las distorsiones no superan los valores límites impuestos por

las normas, encontrándose muy por debajo de los mismos, más aún en el caso de la topología FAPHS la cual presenta similares o menores distorsiones individuales que las topologías FAPS y FAPSH.

7. 1. 2. Resumen de resultados en el sistema

En la siguiente Tabla 7.3 se presenta un resumen de los resultados de cada una de las tres topologías analizadas, diseñadas y comparadas con los casos sin compensación y la compensación realizada a través de los bancos de capacitores.

Se comparan las distintas topologías, para los diferentes estados de carga y compensación, ya sea para el 80 % de carga y $Q_C = 4,8$ MVar de compensación de potencia reactiva y armónicas y para el 100 % y $Q_C = 9,6$ MVar de compensación de potencia reactiva y armónicas.

Tabla 7.3: Resumen de resultados en el sistema

Carga	Topología	Q_C (MVar)	P (MW)	Q (MVar)	V_1 (kV)	THD _V (%)	I_1 (A)	THD _I (%)	cos θ	cos φ
$S_{i80\%}$	Ninguna	0	18,8	13,7	7905	4,36	979,4	5,61	0,8	0,81
	Capacitores	4,8	19,6	9,36	8083	7,28	896,7	11,2	0,89	0,9
	FAPS		19,7	9,3	8084	0,56	897,4	0,49	0,9	0,9
	FAPSH (*)		19,7	9,16	8089	2,18	895,6	2,3	0,9	0,9
	FAPHS		19,7	9	8095	0,48	892,5	0,54	0,91	0,91
$S_{i100\%}$	Ninguna	0	23,4	17,65	7696	5,66	1269	5,43	0,79	0,8
	Capacitores	9,6	25,5	9,77	8040	9,64	1129	13,84	0,92	0,94
	FAPS		25,6	9,45	8039	0,99	1131	0,89	0,94	0,94
	FAPSH		25,6	9,2	8049	0,89	1128	0,53	0,94	0,94
	FAPHS		25,6	9,1	8054	0,21	1126	0,27	0,94	0,94

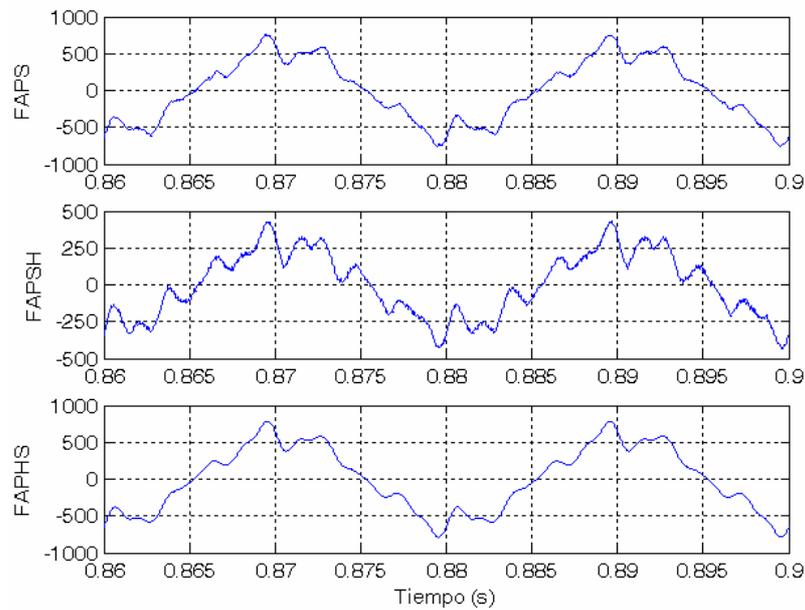
(*) Se considero conectado sólo el filtro pasivo de dicha topología. Si se quieren mejorar las distorsiones, conectar sólo el FAPS compensado los 4,8 MVar más las armónicas y los resultados serían los mismos a la de la topología FAPS.

Si bien las tres topologías analizadas establecieron resultados muy aceptables y similares, para ambos estados de carga y compensación, se concluye de observar y comparar de la Tabla 7.3, como la topología FAPHS establece los menores valores de distorsiones de corriente y tensión en el sistema, como así también la menor amplitud de corriente de línea en el sistema, barra de (13,8 kV), y por ende también, el mejor nivel de tensión en dicha barra. Además, si bien es una diferencia no significativa, la topología FAPHS es la que estableció un menor valor de potencia reactiva de frecuencia

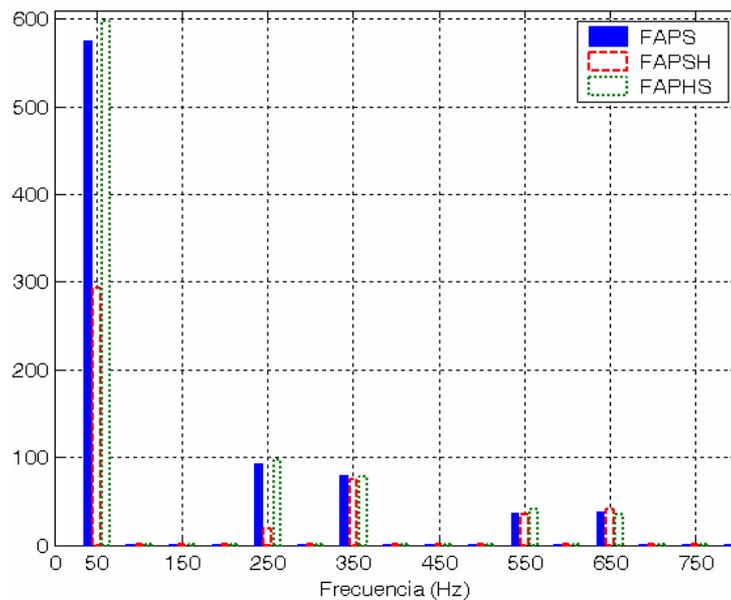
fundamental en el sistema o sea una mejor compensación de potencia reactiva. Dicho efecto, no tiene una significativa variación en el valor del $\cos \theta$, el cual resulta en el factor de potencia requerido de 0,94 en dicha barra para el 100 % de la carga.

7. 1. 3. Funcionamiento de los inversores

En la Fig. 7.3 (a) y (b), se presentan las formas de onda y contenido armónico, de las corrientes de fase de los 3 filtros inyectadas en el sistema (13,8 kV), para el estado final de 100 % y 9,6 MVar de compensación de potencia reactiva y armónicas.



a)



b)

Figura 7.3: Corrientes de fase inyectadas por los 3 filtros en el sistema (13,8 kV)

a) Formas de onda. b) Contenidos armónico (A).

Los resultados de la Fig. 7.3 (a) y (b), muestran que la componente fundamental corresponde a 4,8 MVar en el caso de la topología FAPSH y 9,6 MVar en los casos de las topologías FAPS y FAPHS. Las componentes armónicas son aquellas requeridas por la carga en el caso del FAPS y FAPHS, mientras que la FAPSH sólo provee aquellas armónicas que no son compensadas por el filtro pasivo y por ende presenta una forma de onda y contenido armónico, diferente a las otras topologías.

El comportamiento transitorio de las distintas topologías es evaluado principalmente a través de la tensión de CC ya que no existen disturbios significativos en las tensiones y corriente de línea. En la Fig. 7.4 (a), se presentan las formas de onda de las tensiones de CC de los tres filtros. En la Fig. 7.4 (b) sus contenidos armónicos.

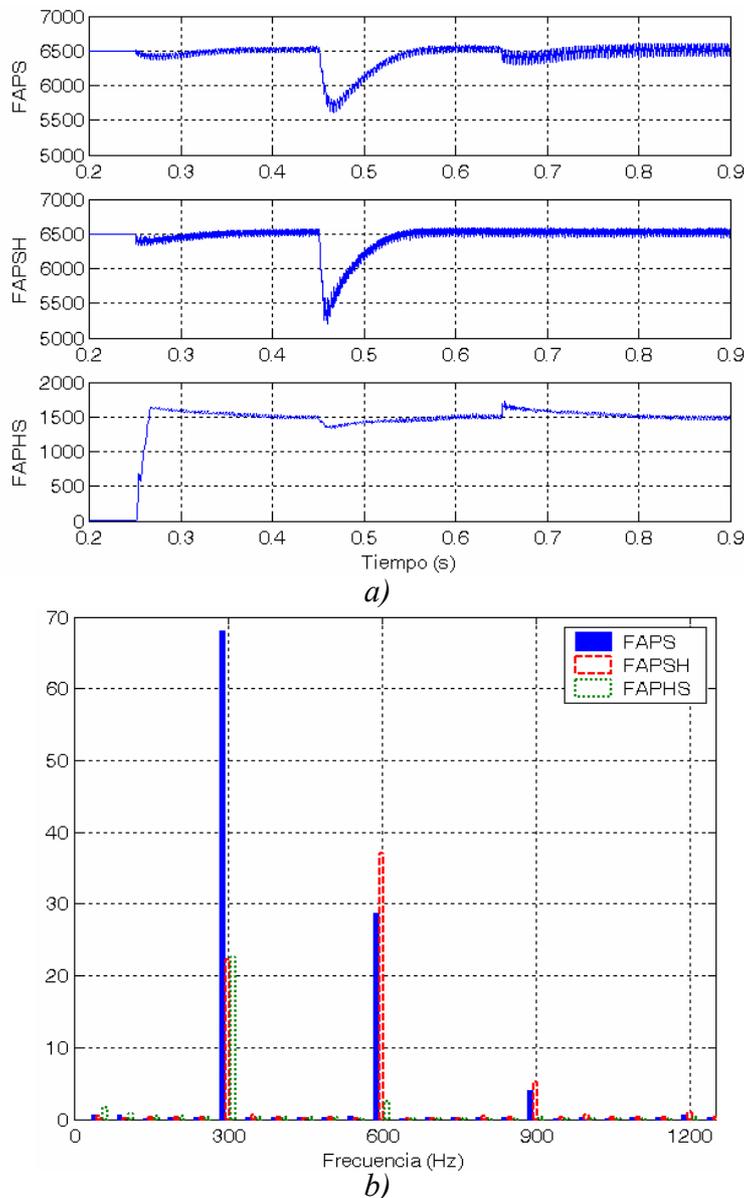


Figura 7.4: Tensiones de CC de los 3 filtros
a) Formas de onda. b) Contenidos armónico (V).

Las topologías FAPS y FAPSH presentan disturbios similares. En ambos casos la barra de CC es previamente cargada a 6500 V y presenta una caída leve cuando el filtro se conecta en $t = 0.25$ seg. Cuando la carga es incrementada del 80 % al 100 %, en $t = 0.45$ seg., la tensión de CC sufre una caída de tensión de alrededor del 15 %, aunque se reestablece en menos de 100 mseg. En el caso del FAPS, en $t = 0.65$ seg., presenta un pequeña variación la cual es debida a la variación de potencia reactiva de compensación inyectada por el mismo de 4,8 MVar a 9,6 MVar. La topología FAPHS no necesita la inicialización de la tensión de CC. La misma comienza con la tensión nula y en menos de 2 ciclos establece su valor de referencia de 1500 V. El incremento de la demanda ($t = 0.45$ seg.) provoca también una caída de la tensión, en este caso de aproximadamente del 10 %, la cual es prontamente recuperada, mientras que la conexión del segundo filtro pasivo ($t = 0.65$ seg.) establece un pequeño incremento de la tensión, aproximadamente del 13 %.

Ninguno de los disturbios afecta el desempeño de los filtros en las tres topologías.

La Fig. 7.4 (b) muestra la componente dominante de 6^{ta} armónica y sus múltiplos. Esto corresponde a las CA de la potencia activa instantánea. En el caso de la topología FAPSH, predomina la de 12^{va} armónica debido a la atenuación por parte del filtro pasivo de casi la totalidad de la 5^{ta} armónica y parte de la 7^{ma}. Observando la componente de 300 Hz, los filtros de las tres topologías, establecen similares amplitudes de ripple con respecto al valor nominal de la tensión de CC, entre el 1 % y 1.5 %.

Las tres topologías presentan muy buenos desempeños.

7.1.4. Complejidad de la implementación

Con respecto a la complejidad y cantidad de componentes que componen cada topología, en la Tabla 7.4 se resumen los requerimientos de las tres topologías.

Tabla 7.4: Resumen de los componentes de las topologías.

Componentes		FAPS	FAPSH	FAPHS	
Inversor	IGBT rating	$S = \sqrt{3} / 2 \times U_{cc} \times I_{pico}$ (MVA)	26	15	1
		Corriente (A pico) = I pico	4600	2600	800
	Capacitor de CC	Tensión (V) = U_{cc}	6500	6500	1500
		C (uF)	7500	3000	3000
Inductor de acoplamiento		si	si	no	
Transformador de conexión al sistema (MVA)		1 x 15	1 x 10	no	
Filtro pasivo (MVar)		no	1 x 4,8	2 x 4,8	
Filtro de ripple		si	si	si	

En la Tabla 7.4 se presenta la expresión que define la potencia de diseño o rating del inversor. La misma está dada por

$$S = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{cc} \cdot I_{pico} \quad (7.1)$$

donde

U_{cc} : es el valor de la tensión de CC de diseño del inversor (V).

I_{pico} : es el valor pico o máximo de la corriente de fase del filtro (A).

De dicha Tabla es de observarse la principal ventaja del tipo de topología FAPHS en comparación con las otras dos, la cual radica en una cuestión de costos de diseño del inversor en lo que respecta a la potencia de diseño. Resultan llaves semiconductoras o IGBT de bajos valores de tensión y corriente de diseño y a su vez de características comerciales actuales. Para esta aplicación, surge una potencia de diseño o rating del inversor del FAPHS de 1 MVA, mientras que para las topologías FAPS y FAPSH, surgen 26 MVA y 15 MVA, respectivamente. También se ve reflejada una disminución en el costo, comparada con la otras dos topologías, en que resulta un capacitor de CC de menor valor y tensión.

Además, dicha topología FAPHS, si bien requiere de dos filtros pasivos, dichos costos se ven compensados con el hecho de que la misma no utiliza ni inductor de acoplamiento, ni un transformador de conexión al sistema de considerable potencia.

Todas las topologías requieren filtro de ripple a la salida.

7.2. Conclusiones

Las conclusiones de esta Tesis surgen de comparar los diseños de las tres topologías implementadas, FAPS, FAPSH y FAPHS, en lo que respecta a resultados, componentes de diseño, complejidad y costos.

- La topología FAPHS es la que presentó los mejores resultados de compensación de potencia reactiva y distorsiones, en el nivel de media tensión de una subestación de distribución de energía.
- La topología FAPHS resulta ser la de menor costo
 - Presenta un diseño del inversor con una potencia significativamente menor.

- Necesita menor número de componentes de potencia, como lo es el transformador de conexión.
- En el diseño surge un apreciable menor valor de la capacidad y de la tensión del lado CC del inversor, favoreciendo la reducción de los costos.
- Con la modificación del sistema de control de la topología FAPHS, adicionando como referencia una componente de tensión de frecuencia fundamental de salida del inversor, se podría lograr una compensación de potencia reactiva continua, como en el caso de las topologías FAPS y FAPSH y no la establecida por el diseño de los filtros pasivos, la cual resulta ser discontinua dada por valores fijos o escalones. Con ello, se aumenta la potencia de diseño de la topología, características distintivas de la misma comparadas con las otras.
- Debido a la potencia de diseño del inversor y la necesidad de un transformador de potencia en la conexión al sistema, la topología FAPS y FAPSH son de mayor costo.

7.3. Propuestas de futuros trabajos

- Implementar y analizar un modelo con una estructura adecuada para la compensación de armónicas de orden tres y sus múltiplos (3^{ra} armónicas).
- Implementar y analizar un modelo con estructura multinivel aplicable al sistema de distribución analizado.

Referencias

- [Acha 02] E. Acha, V.G. Agelidis, O. Anaya-Lara, T.J.E. Miller, *Power Electronic Control in Electrical Systems*. Newnes Power Engineering Series, 2002.
- [Akag 83] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae. “Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits,” *IPEC'83 International Power Electronics Conference*, Tokyo, Japan, 1983, pp. 1375-1386.
- [Akag 84] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components” *IEEE Transactions on Industrial Applications*, May/June 1984, Vol.2 , pp. 625-630.
- [Akag 86] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, “Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters” *IEEE Transactions on Industrial Applications*, May/June 1986, Vol. 22, pp. 460–465.
- [Akag 90] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae, “Analysis, design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters,” *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Jan./Feb. 1990, Vol. 26, pp. 93-98.
- [Akag 96] H. Akagi, “New trends in active filters for improving power quality” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, pp. 1312-1322, Nov/Dec 1996.
- [Akag 99] H. Akagi, S. Ogasawara, H. Kim, “The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach” *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting*. October 1999, Vol. 1, pp. 431-439.
- [Akag 03] H. Akagi, S. Srianthumrong and Y. Tamai, “Comparisons in circuit configuration and filtering performance between hybrid and pure shunt active filters,” 2003, in *Proceedings IEEE Industry Applications Conference*, pp. 1195-1202.
- [Akag 05] H. Akagi, “Active Harmonic Filters,” 2005, in *Proceedings of the IEEE*, Vol. 93, Issue 12, pp. 2128-2141.
- [Akag 07] H. Akagi, E. Watanabe and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, IEEE Press Series on Power Engineering, 2007.
- [Ared 95] M. Aredes, H. Watanabe “New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters” *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, July 1995, pp. 1649-1656.

- [Ared 97] M. Aredes, J. Häfner, K. Heumann. "Three-phase four-wire shunt active filter control strategies" *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, March 1997, pp. 311-318.
- [Ared 98] M. Aredes, K. Heumann, and E. H. Watanabe, "An universal active power line conditioner", 1998, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, pp. 545-551.
- [Ared 03] M. Aredes, L. F.C. Monteiro, J. M. Miguel, "Controls Strategy for Serie and Shunt Active Filters," in *Proceedings IEEE Bologna PowerTech Conference*, June 2003, Bologna, Italy, Vol. 1, pp. 1-6.
- [Arri 00] J. Arrillaga, N.R. Watson, and S. Chan, *Power System Quality Assessment*, Wiley & Sons, Chichester, England, 2000.
- [Arri 03] J. Arrillaga, N. R. Watson. *Power System Harmonics*. Second Edition. John Wiley & Sons Ltd., 2003.
- [Arru 01] L.N. Arruda, S.M. Silva, B.J.C. Filho, "PLL structures for Utility Connected Systems," in *Proceedings IEEE/IAS'01*, 2001, pp. 2655-2660.
- [Bhat 91] S. Bhattacharya, D.M. Divan and B. Banerjee "Synchronous frame harmonic isolator using active series filter" in *Proceedings European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Florence, Italy, 1991, pp. 30-35.
- [Bhat 93] S. Bhattacharya, D. M. Divan, and B. B. Banerjee "Control, reduction of terminal voltage total harmonic distortion (THD) in a hybrid series active, parallel passive filter system" in *Proceedings IEEE PESC'93*, 1993, pp. 779-786.
- [Bhat 95] S. Bhattacharya, D.M. Divan, B. Banerjee, "Active filter solutions for utility interface". *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vol. 1, July 1995, pp. 53-63.
- [Bhat 95a] S. Bhattacharya, and D. M. Divan "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system" *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95*. October 1995, Vol. 3, pp. 2531-2540.
- [Bhat 97] S. Bhattacharya, P. Cheng, & D. M. Divan, "Hybrid Solutions for Improving Passive Filter Performance in High Power Applications," 1997, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, pp. 732-747.
- [Bhat 98] S. Bhattacharya, T.M. Frank, D.M. Divan, and B. Banerjee, "Active Filter System Implementation", in *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 47-63, September/October, 1998.

- [Bude 27] C. I. Budenau. *Reactive and fictitious powers*. Inst. Romain de l'Energie, Bucharest, Rumania, 1927 (In Romanian).
- [Buso 98] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli. "Comparison of current control techniques for active filter applications" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, October 1998, pp. 722-729.
- [Camm 07] CAMESA. Los Procedimientos - Anexo 4: Control de Tensión y Despacho de Potencia Reactiva. 2007.
- [Casa 02] G. Casaravilla, A. Salvia, C. Briozzo and E. Watanabe, "Selective Active Filter Applied to an Arc Furnace Adjusted to Harmonic Emission Limitations," 2002, in *Proceedings IEEE PES Latin America T&D Conference*, Brazil.
- [Casa 02a] G. Casaravilla, A. Salvia, C. Briozzo and E. Watanabe, "Control strategies of selective harmonic current shunt active filter," 2002, in *Proceedings IEE Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 149, No. 2, pp. 689-694.
- [Casa 03] G. Casaravilla, Tesis de Doctorado en Ingeniería Eléctrica: "Filtros Activos Selectivos De Corrientes Armónicas," 2003, *Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República Oriental del Uruguay*.
- [Chen 96] P. T. Cheng, S. Bhattacharya, and D. M. Divan, "Hybrid solutions for improving passive filter performance in high power applications," in *Proceedings IEEE APEC'96*, 1996, pp. 911-917.
- [Chen 01] L. Chen and A. von Jouanne, "A Comparison and Assessment of Hybrid Filter Topologies and Control Algorithms," 2001, *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC 32nd Annual*, Vol. 2, pp. 565-570.
- [Cora 06] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. Arnera and M. I. Valla, "Load characterization in Medium Voltage of an Electric Distribution Utility Related to Active Filters", 2006, in *Proceedings IEEE PES TDC'06*. ISBN: 1-4244-0288-3.
- [Cora 07a] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. Arnera and M. I. Valla, "Reactive and Harmonics Compensation in a Medium Voltage Distribution Network With Active Filters," 2007, in *Proceedings IEEE ISIE'07*, pp. 2510-2515. ISBN: 1-4244-0755-9.
- [Cora 07b] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. Arnera and M. I. Valla, "Hybrid Active Filter to Compensate Reactive and Harmonics in a Medium Voltage Distribution Network," 2007, *IEEE Transactions on Industrial Electronics Special Section on "Active and Hybrid Filters to Enhance Electric Power Quality"*, en revisión.

- [Cora 08a] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. Arnera and M. I. Valla, "Comparison of Active Filters Topologies in Medium Voltage Distribution Power Systems," 2008, in *Proceedings IEEE PES General Meeting*. ISBN: 978-1-4244-1906-7.
- [Cora 08b] V. F. Corasaniti, M. B. Barbieri, P. Arnera and M. I. Valla, "Active Filters for Reactive and Harmonics Compensation in a Distribution Network," 2008, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, en revisión.
- [Czar 94] L. S. Czarnecki, "Misinterpretations of some power properties of electric circuits," 1994, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 9, N° 4, pp. 1760-1769.
- [Czar 04] L. S. Czarnecki, "On some misinterpretations of the instantaneous reactive power p-q theory," 2004, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, N° 3, pp. 828-836.
- [Das 04] J.C. Das, "Passive Filters-Potentialities and Limitations," 2004, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, N° 1, pp. 232-241.
- [Depe 03] M. Depenbrock, V. Staudt, "A theoretical investigation of original and modified instantaneous power theory applied to fourwire systems," 2003, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, N° 4, pp. 1160-1167.
- [Depe 04] M. Depenbrock, V. Staudt, H. Wrede, Concerning "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory," 2004, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, N° 4, pp. 1151-1152.
- [Detj 01] D. Detjen, J. Jacobs, R. W. De Doncker, and H. Mall "A new hybrid filter to dampen resonances and compensate harmonic currents in industrial power systems with power factor correction equipment". *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, November 2001, pp. 821-827.
- [Duga 76] R. C. Dugan, M F. McGranaghan and H. Wayne Beaty. *Electrical Power Systems Quality*. McGraw-Hill, New York, 1976.
- [Edri 00] A. Edris, "FACTS technology development: an update," 2000, *IEEE Power Engineer Review*, Vol. 20, pp. 4-9.
- [Eman 90] A. E. Emanuel, "Powers in nonsinusoidal situations-a review of definitions and physical meaning," 1990, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 5 , N° 3, pp. 1377-1389.
- [EN 50160] European Standard EN 50160. *Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems*. 1995.
- [ENRE 99/97] Anexo a la Resolución ENRE 99/97. Base Metodológica para el Control de la Emisión de Perturbaciones. Etapa 2.

[ENRE 184/00] Anexo a la Resolución ENRE 184/2000. Base Metodológica para el Control de la Calidad del Producto Técnico. Etapa 2.

[Ferr 91] A Ferrero, G. Superti-Furga, "A new approach to the definition of power components in three-phase systems under nonsinusoidal conditions," 1991, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 40 , N° 3, pp. 568-577.

[Fryz 31] Active, reactive and apparent power in non-sinusoidal systems. *Przelad Elecktrot*, N° 7, 1931, Pages: 193-203. (In Polish).

[Fuji 98] H. Fujita and H. Akagi, "The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters," 1998, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, pp. 315-322.

[Garc 03] P. Garcia, A. Garcia, "Detailed analysis and experimental results of the control system of a UPFC," 2003, in *Proceedings of the IEE Gener. Transmis. Distrib.*, Vol. 150, pp. 147-154.

[Gonz 87] D. A. González and J. C. McCall, "Design of filters to reduce harmonic distortion in industrial power systems," 1987, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-23, pp. 504-512.

[Gree 05] T. C. Green, J.H. Marks. "Control techniques for active power filters" *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, March 2005, Vol. 152, No. 2, pp. 369-381.

[Gyug 76] L. Gyugyi and E. C. Strycula, "Active ac power filters," 1976, in *Proceedings of the IEEE Industry Applications Annual Meeting*, Vol. 19-c, pp. 529-535.

[Gyug 92] L. Gyugyi, "Unified power flow control concept for flexible AC transmission systems," 1992, in *Proceedings of the IEE Conference*, Vol. 139, No. 4, pp. 323-331.

[Hava 97] A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo, "Simple analytical and graphical tools for carrier based PWM methods" 1997, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 2, pp. 1462-1471.

[Hing 93] N.G. Hingorani, Flexible AC Transmission Systems, *IEEE Spectrum*, Vol. 30, No. 4, pp. 41-48, April 1993.

[Hing 95] N.G. Hingorani, Introducing Custom Power *IEEE Spectrum*, Vol. 32, No. 6, pp. 41-48, June 1995.

[Hing 00] N.G. Hingorani and L. Gyugyi, *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., New York, 2000.

- [Hsie 96] G. Hsieh, and J.C. Hung, "Phase-locked loop techniques – a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, N° 6, 1996, pp. 609-615.
- [Hsu 96] C. Y. Hsu and H. Y. Wu, "A new single-phase active power filter with reduced energy-storage capacity," 1996, *IEE Proceedings-Electronics Power Applications*, Vol. 143, N°1, pp. 25-30.
- [IEC 60871/97] IEC 60871-1. "Shunt Capacitors for A.C. Power Systems Having a Rated Voltage Above 1kV. Part 1: General - Performance, testing and rating - Safety Requirements - Guide for installation and operation".
- [IEC 61000/00] *Electromagnetic compatibility (EMC)*.
- [IEC 61000/02] IEC 61000-4-7. *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto.*
- [IEEE 519/92] IEEE Std.519-1992. *Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.*
- [IEEE 98] IEEE- PES TP-125-0, "Tutorial on Harmonics Modeling and Simulation". 1998, *IEEE Power Engineering Society Task Force on Harmonics Modeling and Simulation. IEEE Power Engineering Society Harmonics Working Group.*
- [Ingr 99] D. M. E. Ingram and S. D. Round, "A fully digital hysteresis current controller for an active power filter," 1999, *International Journal of Electronics*, Vol. 86, No. 10, pp. 1217-1232.
- [Jeon 97] S. G. Jeong and M. H. Woo, "DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control," 1997, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 3, pp. 329-336.
- [Jint 03] P. Jintakosonwit, H. Akagi, H. Fujita and S. Ogasawara, "Improving passive filter compensation performance with active techniques". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 1, February 2003, pp. 161-170.
- [Jint 05] P. Jintakosonwit, H. Akagi, H. Fujita and S. Ogasawara, "A 6.6-kV transformerless shunt hybrid active filter for installation on a power distribution system," 2005, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 893-900.
- [Kazm 98] M. P. Kazmierkowski, L. Malesani. "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 5, October 1998, pp. 691-703.

- [Kim 99] H. Kim, H. Akagi, "The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames" *Power Electronics and Drive Systems Conference, 1999. PEDS '99 Hong Kong*. July 1999, pp. 422-427.
- [Kim 02] H. Kim, F. Blaabjerg, B. Bak-Jensen, J. Choi, "Instantaneous power compensation in three-phase systems by using p-q-r theory". 2002, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 5, pp. 701-710.
- [Lee 03] C. K. Lee, J. S. K. Leung, S. Y. R. Hui, H. S. -H. Chung, "Circuit-level comparison of STATCOM technologies," 2003, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, pp. 1084-1092.
- [Lee 04] S. Lee, H. Kim, S. -K. Sul, and F. Blaabjerg, "A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory," 2004, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, pp. 814-827.
- [Mas 04] A. M. Massoud, S.J. Finney, B. W. Williams. "Review of harmonic current extraction techniques for an active power filter". *IEEE 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power*. September 2004, pp. 154-159.
- [McGr] M. McGranaghan, "Active Filter Design and Specification for Control of Harmonics in Industrial and Commercial Facilities", *Electrotek Concepts, Inc*, Knoxville TN, USA. Disponible en: www.dranetz-bmi.com/pdf/activeFilter.pdf
- [Moha 95] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications, and Design*, 2nd edition, John Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [Mont 03] L.F.C. Monteiro, M. Aredes, and J.A. Moor Neto, "A control strategy for unified power quality conditioner," 2003, in *Proceedings of the IEEE International Symposium Industrial Electronics*, Vol. 1, pp. 391-396.
- [Naba 96] A. Nabae and T. Tanaka, "A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits," 1996, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, N° 3, pp. 1238-1243.
- [Peng 88] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A novel harmonic power filter," in *Proceedings IEEE PESC'88*, 1988, pp. 1151-1159.
- [Peng 90] F. Z. Peng, H. Akagi, and A. Nabae, "A study of active power filters using quad-series voltage-source PWM converters for harmonic compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan 1990, Vol. 5, pp. 9-15.
- [Peng 01] F. Z. Peng, "Harmonic sources and filtering approaches," 2001, *IEEE Industrial Applications Magazine*, Vol. 7, pp. 31-37.

- [**Rast 95**] M. Rastogi, N. Mohan, and A. A. Edris, “Hybrid-active filtering of harmonic currents in power systems,” 1995, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, pp. 1994-2000.
- [**Ross 90**] L. Rossetto and P. Tenti, “Using AC-fed PWM converters as instantaneous reactive power compensators,” in *Proceedings IEEE PESC’90*, 1990, pp. 855-861.
- [**Salm 06**] P. Salmerón, R. S. Herrera, “Distorted and Unbalanced Systems Compensation Within Instantaneous Reactive Power Framework,” 2006, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 21, No. 3, pp. 1655-1662.
- [**SE 92**] Secretaría de Energía. Contratos de Concesión de los Servicios de Distribución Eléctrica del Área Metropolitana de Buenos Aires, Argentina. Subanexo 4. 1992.
- [**Sen 98**] K. K. Sen, “SSSC-static synchronous series compensator: theory, modelling, and application”, 1998, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, pp. 241-246.
- [**Sing 99**] B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra, “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement,” 1999, *IEEE Transactions on Industry Electronics*, Vol. 46, No. 5, pp. 960-971.
- [**Sria 03**] S. Srianthumrong, H. Akagi. “A Medium-Voltage Transformerless AC/DC Power Conversion System Consisting of a Diode Rectifier and a Shunt Hybrid Filter” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 3, May/June 2003, pp. 874-882.
- [**Task 96**] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, “The modeling and simulation of the propagation of harmonics in electric power networks-Part I: Concepts, models and simulation techniques,” 1996, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 11, N° 1, pp. 452-465.
- [**Task 01**] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, “Characteristics and Modeling of Harmonic Sources-Power Electronic Devices” 2001, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, N° 4, pp. 791-800.
- [**Wata 93**] E.H. Watanabe, R.M. Stephan and M. Aredes, “New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads,” 1993, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 8, No. 2, pp. 697-703.
- [**Will 92**] J. L. Willems, “A New Interpretation of the Akagi-Nabae Power Components for Nonsinusoidal Three-Phase Situations,” 1992, *IEEE Transactions on Instruments Measurements*, Vol. 41 , N° 4, pp. 523-527.

[Wu 96] J. C. Wu and H. L. Jou, "Simplified control method for the single-phase active power filter," 1996, *IEE Proceedings-Electronics Power Applications*, Vol. 143, N° 3, pp. 219-223.

[Yu 04] Q. Yu, P. Li, W. Liu, and X. Xie, "Overview of STATCOM technologies", in *Proceedings of the IEEE International Conference Elect. Utility Dereg. Restruct. and Power Tech.* (DRPT'2004), Vol. 2, pp. 647-652.

[Zeng 00] J. Zeng, L. Jiao, Y. Ni, S. Chen, "A novel hysteresis current controller for active power filter with constant switching frequency" 2000, *3rd IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference IPEMC2000*, Vol. 2, pp. 692-697.

Apéndices

A. Cálculo de bancos de capacitores y filtros pasivos

A1. Bancos de capacitores

Cuando se requiere un dado valor de compensación de potencia reactiva a frecuencia fundamental, Q_C , el valor de la capacidad equivalente por fase de diseño de los bancos de capacitores, C_{eq} , se calcula a través de la siguiente expresión

$$Q_C = I^2 \cdot X_{C_{eq}} = \frac{U_L^2}{X_{C_{eq}}} = \frac{U_L^2}{\frac{1}{\omega \cdot C_{eq}}} = \omega \cdot U_L^2 \cdot C_{eq} \quad (\text{A.1})$$

$$Q_C = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_L^2 \cdot C_{eq}$$

siendo

Q_C : potencia reactiva trifásica de frecuencia fundamental requerida en (MVar).

f : frecuencia fundamental nominal del sistema en (Hz).

U_L : tensión eficaz nominal de línea de frecuencia fundamental del sistema en (kV).

C_{eq} : capacidad equivalente por fase del banco de capacitores en (μF).

De donde, C_{eq} , está dado por

$$C_{eq} = \frac{Q_C}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_L^2} \quad (\text{A.2})$$

En general la conexión utilizada para los bancos de capacitores es en triángulo, en lugar de la conexión estrella, ya que en la conexión estrella se requeriría aumentar 3 veces la capacidad por fase para obtener el mismo módulo de capacidad equivalente en conexión triángulo.

A2. Filtros pasivos

Los filtros pasivos están formados por componentes pasivos como capacitores, inductores y resistores. Estos componentes se conectan de forma tal de atenuar el flujo

de ciertas órdenes de armónicas por el sistema o de proporcionar una trayectoria en derivación de circulación de ciertas órdenes de armónicas a través de ellos.

Existen filtros series o paralelos. A su vez los filtros series y paralelos pueden ser del tipo sintonizados o amortiguados. Los filtros series y paralelos sintonizados son solamente efectivos en valores de frecuencias cercanas a la frecuencia de sintonización de los mismos. Los filtros amortiguados tienen un más amplio ancho de banda y atenúan casi todas las armónicas por encima de su frecuencia de sintonía o de corte.

En este trabajo sólo se diseñaran filtros para el funcionamiento en paralelo y del tipo sintonizados para ciertos ordenes de armónicas y amortiguados o pasa altos para la atenuación de componentes de alta frecuencia asociadas al ripple del filtro activo.

Existen dos parámetros básicos de diseño a ser considerados antes de la selección de los valores de R , L y C . Estos son el factor de calidad “ Q ” y la desviación relativa de frecuencia “ δ ”.

Factor de calidad

El factor de calidad determina la agudeza de la sintonización o una medida del grado de selectividad con respecto a las frecuencias de sintonía de diseño. En el caso de filtros sintonizados el “ Q ” se define como

$$Q = \frac{X_o}{R} \quad (\text{A.3})$$

siendo

Q : factor de calidad del filtro.

X_o : reactancia inductiva o capacitiva del filtro a la frecuencia de resonancia(Ω).

R : resistencia del filtro (Ω).

Con respecto a este factor, los filtros pueden ser del tipo de Q alto (filtros sintonizados) con un típico valor entre 30 y 60 presentando una baja impedancia a una frecuencia determinada o ellos pueden ser del tipo de Q bajo (filtros amortiguados o pasa altos) los cuales se encuentran entre 0.5 y 5, presentando una impedancia baja sobre un ancho rango de frecuencias. Cuanto mayor sea el Q de un filtro más selectivo será el filtro o sea impedirá cada vez más la absorción de corrientes armónicas diferentes a la de sintonía.

Desviación de la frecuencia de sintonía

El grado de de-sintonización o pérdida de sintonía de un filtro con respecto a su frecuencia nominal de diseño es representado por el factor “ δ ”. Este factor incluye

varios efectos como a) variaciones en la frecuencia fundamental de alimentación, b) variaciones en las capacidades e inductancias del filtro causadas por el envejecimiento y la temperatura y c) de-sintonización inicial debido a las tolerancias de fabricación de los componentes.

La expresión que define a dicho factor, en por unidad de la frecuencia de sintonía nominal es

$$\delta = \frac{(\omega - \omega_n)}{\omega_n} \quad (\text{A.4})$$

siendo

ω_n : frecuencia nominal de sintonía (rad./seg.).

También “ δ ” es frecuentemente expresado en función de los componentes del filtro como

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (\text{A.5})$$

siendo

f_n : frecuencia nominal del sistema (Hz).

L_n : inductancia nominal de diseño del filtro (mH).

C_n : capacidad nominal de diseño del filtro (μF).

$\Delta f, \Delta L, \Delta C$: variaciones respecto de los valores nominales.

En este trabajo no se tuvo en cuenta el efecto de de-sintonización o desviación de la frecuencia, a través del factor “ δ ”, en el diseño del filtro.

A2.1 Filtros pasivos sintonizados

Un filtro pasivo sintonizado es un simple circuito RLC serie sintonizado a la frecuencia de una armónica. La impedancia característica del filtro está dada por

$$Z(\omega) = R + j \cdot \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \quad (\text{A.6})$$

siendo

R : resistencia de diseño del filtro (Ω).

L : inductancia de diseño del filtro (mH).

C : capacidad de diseño del filtro (μF).

ω : frecuencia angular (rad/seg).

La frecuencia de sintonía de diseño del filtro se obtiene de

$$\omega \cdot L = \frac{1}{\omega \cdot C} \Rightarrow \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2 \cdot \pi \cdot f_r \quad (\text{A.7})$$

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (\text{A.8})$$

A la frecuencia de resonancia, f_r , la impedancia Z se reduce a

$$Z(\omega) = R + j \left(\omega_r \cdot L - \frac{1}{\omega_r \cdot C} \right) = R \quad (\text{A.9})$$

Luego

$$X_o = \omega_r \cdot L = \frac{1}{\omega_r \cdot C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (\text{A.10})$$

Diseño del filtro pasivo sintonizado

El tamaño de un filtro es definido como la potencia reactiva que el mismo puede abastecer a la frecuencia fundamental del sistema. Esto es substancialmente igual a la potencia reactiva fundamental abastecida por los capacitores. El tamaño total de todas las ramas de un filtro está determinado por los requerimientos de la potencia reactiva de la fuente de armónicas y cuanto de este requerimiento puede ser abastecido por el sistema.

Por lo tanto, como ya se presento en (A.1), la potencia reactiva de salida de un banco de capacitores está dada por

$$Q_C = I^2 \cdot X_{Ceq} = \frac{U_L^2}{X_{Ceq}} \quad (\text{A.11})$$

Con la presencia del inductor serie del filtro, sin tener en cuenta ninguna resistencia serie en el filtro, la misma está dada por

$$Q_{Cf} = I^2 \cdot (X_C - X_L) = \left(\frac{U_L}{Z} \right)^2 \cdot (X_C - X_L) = \frac{U_L^2}{(X_C - X_L)^2} \cdot (X_C - X_L) \quad (\text{A.12})$$

$$Q_{Cf} = \frac{U_L^2}{X_C - X_L}$$

Luego, dado

$$h^2 = \left(\frac{f_r}{f}\right)^2 \Rightarrow X_L = \frac{X_C}{h^2} \quad (\text{A.13})$$

reemplazando (A.13) en (A.12)

$$Q_{Cf} = \frac{U_L^2}{X_C - \frac{X_C}{h^2}} = \frac{U_L^2}{X_C \left(1 - \frac{1}{h^2}\right)} = \frac{h^2}{h^2 - 1} \cdot \frac{U_L^2}{X_C} = \frac{h^2}{h^2 - 1} \cdot Q_C \quad (\text{A.14})$$

O sea la presencia del inductor serie en el filtro aumenta la potencia de salida reactiva del capacitor. Esto es debido a que la caída de tensión en el inductor, U_{Lf} , se suma a la tensión del capacitor, U_{Cf} , estableciendo

$$U_{Cf} = U + U_{Lf} = U + I \cdot X_{Lf} = U + \left[\frac{U}{(X_C - X_L)} \right] \cdot j \cdot \omega \cdot L_f = \frac{h^2}{h^2 - 1} \cdot U_{Cf} \quad (\text{A.15})$$

A2.1.1 Cálculo de la capacidad del filtro

En nuestro caso, el cálculo de la capacidad equivalente del filtro se ha realizado sin tener en cuenta la presencia del reactor, dejando un margen de mayor compensación por parte del banco de capacitores. Por lo tanto, la capacidad equivalente por fase del filtro se determina utilizando la expresión (A.2), la cual es

$$C_{eq} = \frac{Q_C}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_L^2} \quad (\text{A.16})$$

A2.1.2 Cálculo de la inductancia del filtro

Habiendo calculado al capacidad equivalente del filtro y conociendo la frecuencia de sintonía de diseño del mismo, el valor de la inductancia se obtiene despejando de la expresión (A.8) el valor de L , resultando

$$L = \frac{I}{f_r^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot C_{eq}} \quad (\text{A.17})$$

A2.1.3 Determinación del Q

Con alguno de los valores ya determinados de L o C_{eq} , y habiendo definido el factor de calidad Q de diseño del filtro, a través de la expresión (A.3) se determina el valor de la R del filtro, resultando

$$R = \frac{X_o}{Q} = \frac{\omega_r \cdot L}{Q} = \frac{I}{\omega_r \cdot C_{eq} \cdot Q} \quad (\text{A.18})$$

En el diseño y cálculo del valor de R , se debe tener en cuenta la resistencia serie de pérdidas del inductor del filtro.

A2.2 Filtros pasivos amortiguados

Existen varios tipos de filtros amortiguados, como los de 1º orden, 2º orden, 3º orden y del tipo C . En este trabajo se diseñara y utilizará uno de 2º orden.

Diseño del filtro pasivo amortiguado

Cuando se diseña un filtro amortiguado el factor de calidad Q es elegido para determinar la mejor característica sobre la banda de frecuencia requerida y no hay un valor óptimo de Q como en el caso de los filtros sintonizados.

A2.2.1 Cálculo de parámetros

El comportamiento de los filtros amortiguados ha sido descrito en [Arri 03] con la ayuda de dos parámetros

$$f_r = \frac{I}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R} \quad (\text{A.19})$$

$$m = \frac{L}{R^2 \cdot C} \quad (\text{A.20})$$

siendo

f_r : frecuencia de corte de diseño del filtro (Hz).

R : resistencia de diseño del filtro (Ω).

C : capacidad de diseño del filtro (μF).

L : inductancia de diseño del filtro (mH).

m : valores típicos entre 0.5 y 2.

Con el factor m se determina una alta admitancia del filtro sobre un rango amplio de frecuencias.

El procedimiento de diseño es el siguiente. Con un dado valor de frecuencia de corte, f_r , de diseño del filtro y un valor de capacidad, C , seleccionado, se determina R . Luego, según la respuesta del filtro requerida, es seleccionado el factor m , de donde se calcula la L .

B. Formas de onda distorsionadas

B1. Cantidades eléctricas

Cuando existen armónicas de estado estacionario, las tensiones y corrientes instantáneas pueden ser representadas por las series de Fourier de la siguiente forma

$$\begin{aligned} v(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} v_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot V_h \cdot \text{sen}(h\omega_0 t + \theta_h) \\ i(t) &= \sum_{h=1}^{\infty} i_h(t) = \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_h \cdot \text{sen}(h\omega_0 t + \delta_h) \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

donde por simplicidad los términos de corriente continua son ignorados, V_h e I_h son los valores eficaces o rms de las tensiones y corrientes de orden de armónico h , respectivamente y $\omega_0 = 2\pi f_0$ es la frecuencia angular de frecuencia fundamental.

La potencia instantánea es definida como

$$p(t) = v(t) \cdot i(t) \quad (\text{B.2})$$

y el valor medio de $p(t)$ en un periodo T es definido como

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (\text{B.3})$$

Sustituyendo las expresiones de (B.1) en (B.2) y haciendo uso de las relaciones ortogonales para las funciones sinusoidales, se puede demostrar que

$$P = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos(\theta_h - \delta_h) = \sum_{h=1}^{\infty} P_h \quad (\text{B.4})$$

De (B.4) se observa que cada armónico contribuye al valor medio de la potencia. No hay contribución al valor medio de tensiones y corrientes de distintas frecuencias. El valor medio generado por los armónicos usualmente es muy pequeño comparado con el valor medio de potencia fundamental.

Se demuestra que, aplicando las relaciones ortogonales, los valores eficaces de (B.1) son

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \\
 I_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}
 \end{aligned}
 \tag{B.5}$$

La potencia aparente es dada por

$$S = V_{rms} \cdot I_{rms} \tag{B.6}$$

Una definición ampliamente aceptada para la potencia aparente es

$$S = P^2 + Q^2 + D^2 \tag{B.7}$$

donde Q es la potencia reactiva definida como

$$Q = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \text{sen}(\theta_h - \delta_h) \tag{B.8}$$

y D es definido como la potencia de distorsión los cuales se corresponden con los productos de las tensiones y corrientes de diferentes frecuencias existentes en (B.1).

Cuando no existen las armónicas en (B.6), S es igual a $V_1 I_1$ o sea la potencia aparente convencional a frecuencia fundamental y la misma es definida a través de las expresiones de potencia como

$$(V_1 I_1)^2 = P_1^2 + Q_1^2 \tag{B.9}$$

donde Q_1 está dada para $h = 1$ en (B.8) como

$$Q_1 = V_1 \cdot I_1 \cdot \text{sen}(\theta_1 - \delta_1) \tag{B.10}$$

la cual resulta la potencia reactiva de frecuencia fundamental.

B2. Índices armónicos

En análisis de armónicos existen importantes índices utilizados para describir los efectos de los armónicos en los componentes de los sistema de energía.

Los índices más usados comúnmente son

$$\begin{aligned}
 THD_V &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \\
 THD_I &= \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1}
 \end{aligned}
 \tag{B.11}$$

el cual es denominado como Factor de Distorsión Total Armónico (THD Total Harmonic Distortion) aplicado tanto para la forma de onda de la tensión como de la corriente. Define la relación del valor eficaz de las componentes armónicas y el valor eficaz de la componente fundamental, generalmente expresado en %. Similarmente, también se definen los factores de distorsión armónicos individuales de orden h para tensiones y corrientes como V_h / V_1 e I_h / I_1 , respectivamente.

Además, cuando las formas de onda de tensión y corriente contienen armónicos, se pueden demostrar las siguientes relaciones

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= V_1 \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \\
 I_{rms} &= I_1 \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}
 \end{aligned}
 \tag{B.12}$$

B3. Factor de potencia

Por definición el factor de potencia total, $\cos\theta$, para cualquier tipo de formas de onda sinusoidales o no sinusoidales, por ejemplo distorsionadas debido a las armónicas, se define como

$$\text{fp}_{total} = \cos\theta = \frac{P}{S}
 \tag{B.13}$$

donde P es la potencia media debida a las componentes de frecuencia fundamental y a las componentes armónicas, definida en (B.4).

Utilizando las expresiones (B.6) y (B.12) se llega a

$$\cos\theta = \frac{P}{V_1 \cdot I_1 \cdot \sqrt{1 + (THD_V / 100)^2} \sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}}
 \tag{B.14}$$

En la mayoría de los casos sólo una parte pequeña de P es contribuida por los armónicos y la distorsión total armónica de tensión suele ser pequeña también, en general menor al 10%. Así (B.14) puede ser expresada como

$$\begin{aligned} \cos \theta &\approx \frac{P_1}{V_1 \cdot I_1} \cdot \frac{I}{\sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \\ \cos \theta &= \cos \varphi \cdot \frac{I}{\sqrt{1 + (THD_I / 100)^2}} \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

de donde se observa que el factor de potencia total $\cos \theta$ es igual al producto del factor de potencia convencional de frecuencia fundamental sin armónicos, denominado factor de potencia de desplazamiento $\cos \varphi$, por otro factor, que sí reemplazamos de (B.11) el THD_I y se desarrolla dicha ecuación, se llega a

$$\cos \theta = \cos \varphi \cdot \frac{I_1}{I_{rms}} = \cos \varphi \cdot f_d \quad (\text{B.16})$$

donde dicho factor dado por el cociente I_1 / I_{rms} se lo denomina factor de potencia de distorsión f_d .

De (B.16) se concluye que el factor de potencia total para formas de onda distorsionadas es menor que el factor de potencia convencional o factor de potencia de desplazamiento. De ello se concluye que los armónicos también afectan dicho factor y que al requerir mejorar el factor de desplazamiento donde existen formas de onda distorsionadas, se debe también disminuir la distorsiones de las formas de onda.