



Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho” – UNESP

Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – FEIS

Departamento de Engenharia Elétrica – DEE

Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Área de Automação

“Sistemas Híbridos para Mitigação de Harmônicos: Modelagem e Estudos Experimentais”

“Tese submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – UNESP, como parte dos requisitos para obtenção do título de doutor em Engenharia Elétrica, junto ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica”.

Lídia Luciana Ravagnani

Orientador: Luís Carlos Origa de Oliveira

Ilha Solteira, Outubro de 2008



CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Sistemas Híbridos para Mitigação de Harmônicos: Modelagem e Estudos Experimentais

AUTORA: LÍDIA LUCIANA RAVAGNANI

ORIENTADOR: Prof. Dr. LUIS CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA

Aprovada como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR em ENGENHARIA ELÉTRICA pela Comissão Examinadora

Prof. Dr. LUIS CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. DALGERTI LELIS MILANESE

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. JÚLIO BORGES DE SOUZA

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira

Prof. Dr. ANTONIO CARLOS DELAIBA

Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

Prof. Dr. KLEIBER DAVID RODRIGUES

Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

Data da realização: 31 de outubro de 2008.

*“A satisfação está no esforço feito para alcançar o objetivo, e
não em tê-lo alcançado.”*
Gandhi

AGRADECIMENTOS

A Deus, especialmente.

Ao professor Luís Carlos Origa de Oliveira, pela orientação, dedicação e estímulo.

Ao professor da FEIS – UNESP, Dalgerti Lelis Milanese, pela valiosa orientação na fase inicial deste trabalho, pelas observações importantes e sugestões indispensáveis.

Ao técnico do Laboratório da Engenharia Elétrica da FEIS – UNESP, Valdemir Chaves, pela habilidade e apoio na construção dos filtros.

Ao professor Ralf Keding, da Aalborg Universitet, Dinamarca, que gentilmente disponibilizou o equipamento PSimetriQ para uso no Laboratório de Qualidade de Energia da FEIS.

Ao engenheiro do Laboratório de Qualidade de Energia Elétrica, Rodrigo Nunes de Oliveira, pelo apoio nos ensaios experimentais.

À Universidade Estadual Paulista – UNESP, que proporcionou meios para a realização deste trabalho.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – CAPES, pelo apoio financeiro a este trabalho.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	viii
LISTA DE TABELAS.....	xi
SIMBOLOGIA.....	xiii
ABREVIATURAS.....	xiv
RESUMO.....	xv
ABSTRACT.....	xvi
 CAPÍTULO 1 – ESTADO DA ARTE.....	 01
1.1 Considerações Iniciais.....	01
1.2 Legislação Brasileira sobre Harmônicos.....	04
1.3 Mitigação de Harmônicos.....	06
1.4 A Proposta da Tese.....	10
1.5 Organização da Tese.....	10
 CAPÍTULO 2 – Filtro Eletromagnético de Seqüência Zero.....	 12
2.1 Considerações Iniciais	12
2.2 Filtros Eletromagnéticos.....	12
2.3 Modelo Matemático para Análises no Domínio da Freqüência	14
2.3.1 Arranjo Eletromagnético com Núcleos Individuais.....	17
2.3.2 Arranjo Eletromagnético com Núcleo de Três Colunas.....	20
2.4 Análise da Funcionalidade como Filtro de Seqüência Zero.....	23
2.4.1 Condições Simplificadoras para o Arranjo com Núcleos Individuais.....	24

2.4.2 Condições Simplificadoras para o Arranjo com Núcleo de Três Colunas.....	26
2.5 – Considerações Finais.....	30

CAPÍTULO 3 – Modelagem para Análise de Desempenho do Sistema de Filtragem.....

3.1 Considerações Iniciais.....	31
3.2 Modelagem das Fontes Harmônicas.....	32
3.3 Transmitâncias Sequenciais.....	36
3.4 Síntese para Análise das Causas e Efeitos.....	43
3.5 Considerações Finais.....	45

CAPÍTULO 4 – Dimensionamento e Avaliação da Funcionalidade.....

4.1 Considerações Iniciais.....	46
4.2 Aspectos Teóricos.....	46
4.3 Dimensionamento e Projeto do Reator Trifásico.....	49
4.4 Ensaio de Respostas em Frequência do Protótipo.....	54
4.4.1 Materiais e Equipamentos.....	54
4.4.2 Procedimentos Experimentais.....	56
4.4.2.1 Controle da Fonte de Alimentação e Processamento de Sinais.....	57
4.4.2.2 Resposta em Frequência do Filtro Eletromagnético para Seqüência Zero.....	58
4.4.2.3 Resposta em Frequência do Filtro Eletromagnético para Seqüências Positiva e Negativa.....	59
4.5 Análise da Funcionalidade como Filtro de Seqüência Zero.....	61
4.6 Considerações Finais.....	65

CAPÍTULO 5 – Validação e Análise de Desempenho dos Modelos.....

5.1 Considerações Iniciais.....	67
5.2 Procedimentos Experimentais, Materiais e Equipamentos.....	67
5.2.1 Fonte de Alimentação e Aquisição de Dados.....	69
5.2.2 Aplicativos Computacionais para Controle e Processamento de Sinais.....	70
5.2.3 Carga Não-Linear.....	71
5.2.4 Carga Linear.....	72
5.2.5 Filtro Eletromagnético.....	73

5.2.6 Filtros Ressonantes.....	74
5.2.7 Transformador de Acoplamento.....	75
5.3 Resultados Experimentais.....	76
5.4 Validação dos Modelos.....	93
5.4.1 Filtro Eletromagnético e Carga Não-Linear.....	94
5.4.2 Arranjo Híbrido de Filtragem sob Condições Equilibradas.....	100
5.4.3 Arranjo Híbrido de Filtragem sob Condições Desequilibradas.....	106
5.5 Considerações Finais.....	112
 CAPÍTULO 6 - Aplicabilidade dos Modelos e Otimização da Filtragem Harmônica.....	 114
6.1 Considerações Iniciais.....	114
6.2 Resposta em Frequência das Transmítâncias	114
6.3 Contribuição das Fontes Harmônicas.....	119
6.4 Análise de Desempenho e Otimização da Filtragem.....	121
6.4.1 Análise no Domínio do Tempo e Validação dos Resultados do Modelo.....	123
6.4.2 Resultados com Filtros Ressonantes.....	125
6.4.3 Resultados com Filtro Híbrido.....	131
6.5 Considerações Finais.....	138
 CAPÍTULO 7 – Conclusões Finais e Propostas de Continuidade.....	 140
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	 147
 ANEXO 1 – Telas Interativas do Aplicativo Computacional.....	 150
 ANEXO 2 – Artigos Aceitos para Publicação.....	 152

LISTA DE FIGURAS

	Descrição	Pág.
Figura 1.1	Projeção de crescimento da demanda de energia elétrica.....	02
Figura 1.2	Evolução das cargas eletrônicas nos Estados Unidos.....	03
Figura 1.3	Evolução das cargas eletrônicas no Brasil.....	03
Figura 2.1	Fluxo das componentes de seqüência zero das correntes harmônicas sem filtro.....	13
Figura 2.2	Fluxo das componentes de seqüência zero das correntes harmônicas com filtro.....	13
Figura 2.3	Bobinas e acoplamentos magnéticos.....	14
Figura 2.4	Filtro eletromagnético de seqüência zero com núcleos individuais.....	18
Figura 2.5	Filtro eletromagnético com núcleo de três colunas.....	20
Figura 2.6	Circuitos seqüenciais para o arranjo com núcleos individuais.....	25
Figura 2.7	Indutâncias mútuas.....	26
Figura 2.8	Circuitos seqüenciais acoplados.....	28
Figura 2.9	Circuitos seqüenciais para o arranjo com núcleo de três colunas.....	29
Figura 3.1	Carga não-linear como fonte de corrente típica.....	34
Figura 3.2	Formas de onda típicas de tensão e corrente de um retificador com filtro c.c. indutivo.....	34
Figura 3.3	Carga não linear como fonte de tensão típica.....	35
Figura 3.4	Formas de onda típicas de corrente e tensão para um retificador com filtro c.c. capacitivo.....	35
Figura 3.5	Circuito equivalente simplificado.....	37
Figura 3.6	Circuitos seqüenciais equivalentes.....	38
Figura 3.7	Fluxo de correntes harmônicas.....	39
Figura 3.8	Circuito equivalente na freqüência f e seqüência k.....	39
Figura 3.9	Circuito equivalente reduzido considerando-se apenas o efeito da fonte de corrente.....	40
Figura 3.10	Circuito equivalente reduzido considerando-se apenas o efeito da fonte de tensão.....	41
Figura 3.11	Circuito equivalente reduzido e admitância “vista” pela fonte de alimentação.....	42
Figura 3.12	Circuito equivalente reduzido e impedância “vista” pelo barramento da carga.....	42
Figura 3.13	Causas e Efeitos.....	44
Figura 4.1	Arranjo eletromagnético.....	47
Figura 4.2	Arranjo elétrico e diagrama fasorial.....	50
Figura 4.3	Dimensões das lâminas e montagem do núcleo.....	52

Figura 4.4	Detalhe dos enrolamentos e interligações das bobinas.....	53
Figura 4.5	Megohmetro utilizado para testes de isolamento.....	53
Figura 4.6	Fotos do protótipo construído (1kVA/220V)	54
Figura 4.7	Arranjo experimental para avaliação das características do protótipo.....	56
Figura 4.8	Foto da montagem experimental para avaliação das características do protótipo.....	56
Figura 4.9	Controle da fonte de alimentação.....	57
Figura 4.10	“Template” do DasyLab.....	57
Figura 4.11	Variação da impedância de sequência zero.....	59
Figura 4.12	Variação das impedâncias de sequência positiva / negativa.....	60
Figura 4.13	Variação da relação das impedâncias de sequência positiva / negativa e de sequência zero.....	61
Figura 4.14	Arranjo experimental.....	62
Figura 4.15	Foto da montagem experimental.....	62
Figura 4.16	Correntes na carga não-linear.....	63
Figura 4.17	Formas de onda e espectro harmônico na carga.....	64
Figura 4.18	Forma de onda e espectro harmônico da tensão de alimentação.....	64
Figura 4.19	Formas de onda e espectro harmônico no filtro.....	64
Figura 4.20	Forma de onda e espectro harmônico da corrente de alimentação.....	65
Figura 5.1	Diagrama esquemático para estudos experimentais.....	68
Figura 5.2	Vista geral da plataforma de análises experimentais do LQEE e identificação dos equipamentos.....	69
Figura 5.3	Detalhamento dos equipamentos na plataforma experimental.....	70
Figura 5.4	Carga não-linear trifásica e detalhe dos retificadores.....	71
Figura 5.5	Fotos da carga não-linear trifásica e detalhe dos retificadores.....	72
Figura 5.6	Carga linear trifásica.....	72
Figura 5.7	Fotos da carga linear trifásica e do detalhe dos indutores ajustáveis.....	73
Figura 5.8	Filtro eletromagnético.....	73
Figura 5.9	Filtros ressonantes.....	74
Figura 5.10	Procedimento para ajuste de sintonia do filtro ressonante de 300Hz.....	74
Figura 5.11	Arranjo físico utilizado nos filtros ressonantes de 180Hz e 300Hz.....	75
Figura 5.12	Transformador de acoplamento.....	76
Figura 5.13	Diagrama unifilar para síntese dos experimentos.....	77
Figura 5.14	CASO 1 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador desligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 3h desligado.....	83
Figura 5.15	CASO 2 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador desligado, filtro eletromagnético desligado e filtro 3h ligado.....	84
Figura 5.16	CASO 3 - Alimentação senoidal equilibrada, com transformador de acoplamento, filtro eletromagnético e carga não-linear.....	85
Figura 5.17	CASO 4 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 3h desligado, alimentando uma carga composta.....	86
Figura 5.18	CASO 5 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético desligado e filtro 3h ligado.....	87
Figura 5.19	CASO 6 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições do sistema.....	88

Figura 5.20	CASO 6 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições nos filtros.....	89
Figura 5.21	CASO 7 - Alimentação senoidal desequilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições do sistema.....	90
Figura 5.22	CASO 7 - Alimentação desequilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições nos filtros.....	91
Figura 5.23	CASO 8 - Alimentação senoidal desequilibrada com distorção, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições do sistema.....	92
Figura 5.24	CASO 8 - Alimentação senoidal desequilibrada com distorção, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições nos filtros.....	93
Figura 5.25	Resultados simulados, componentes simétricas (referência: caso 3).....	97
Figura 5.26	Resultados simulados, componentes de fase (referência: caso 3).....	98
Figura 5.27	Resultados experimentais e simulados (referência: caso 3).....	99
Figura 5.28	Resultados simulados, componentes simétricas (referência: caso 6).....	103
Figura 5.29	Resultados simulados, componentes de fase (referência: caso 6).....	104
Figura 5.30	Resultados experimentais e simulados (referência: caso 6).....	105
Figura 5.31	Resultados simulados, componentes simétricas (referência: caso 7).....	108
Figura 5.32	Resultados simulados, componentes de fase (referência: caso 7).....	109
Figura 5.33	Resultados experimentais e simulados – FASE R.....	110
Figura 5.34	Resultados experimentais e simulados – FASE S.....	110
Figura 5.35	Resultados experimentais e simulados – FASE T.....	111
Figura 6.1	Magnitude das transmitâncias A^ω e B^ω	116
Figura 6.2	Magnitude da admitância Y_x^ω	117
Figura 6.3	Magnitude da impedância Z_y^ω	118
Figura 6.4	Comportamento das reatâncias equivalentes.....	119
Figura 6.5	Contribuições individuais das fontes harmônicas.....	121
Figura 6.6	Circuito equivalente simplificado.....	122
Figura 6.7	Circuito implementado em ambiente Pspice.....	124
Figura 6.8	Resultados simulados no Pspice e no aplicativo proposto neste trabalho...	124
Figura 6.9	Resultados simulados.....	128
Figura 6.10	Resultados simulados – componentes de fase.....	129
Figura 6.11	Resultados simulados – componentes de seqüência.....	130
Figura 6.12	Resultados simulados.....	131
Figura 6.13	Transmitâncias seqüenciais.....	134
Figura 6.14	Resultados simulados – componentes de fase.....	135
Figura 6.15	Resultados simulados – componentes seqüenciais.....	136
Figura 6.16	Resultados simulados.....	137
Figura A1.1	Entrada de dados.....	151
Figura A1.2	Visualização no tempo das formas de onda.....	151
Figura A1.3	Visualização da resposta em frequência das transmitâncias.....	151

LISTA DE TABELAS

	Descrição	Pág.
Tabela 1.1	Valores de referência global das distorções harmônicas totais (% da tensão fundamental).....	06
Tabela 1.2	Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (% da tensão fundamental).....	06
Tabela 4.1	Materiais, equipamentos e apoio computacional utilizados.....	55
Tabela 4.2	Dados experimentais obtidos para tensões e correntes de sequência zero.....	58
Tabela 4.3	Impedâncias de sequência zero.....	58
Tabela 4.4	Dados experimentais obtidos para tensões e correntes de sequência positiva e negativa	59
Tabela 4.5	Impedâncias de sequência positiva e negativa	60
Tabela 4.6	Impedâncias de sequência positiva e negativa	61
Tabela 5.1	Dados nominais da carga não-linear	71
Tabela 5.2	Dados nominais da carga linear.....	72
Tabela 5.3	Dados nominais do filtro eletromagnético.....	73
Tabela 5.4	Dados nominais dos filtros ressonantes.....	74
Tabela 5.5	Transformador de acoplamento.....	75
Tabela 5.6	Ensaio experimentais selecionados.....	77
Tabela 5.7	Sobrecarga nos ramos de filtragem.....	82
Tabela 5.8	Condições operacionais do sistema de suprimento.....	94
Tabela 5.9	Correntes harmônicas da carga não-linear.....	95
Tabela 5.10	Correntes no filtro eletromagnético – CASO 3	99
Tabela 5.11	Correntes na fonte de alimentação – CASO 3.....	100
Tabela 5.12	Correntes harmônicas na carga – CASO 6.....	100
Tabela 5.13	Correntes pelo filtro eletromagnético – CASO 6.....	105
Tabela 5.14	Correntes na fonte de alimentação – CASO 6.....	105
Tabela 5.15	Tensões no primário do transformador de acoplamento – CASO 7.....	106
Tabela 5.16	Correntes harmônicas na carga – CASO 7.....	106
Tabela 5.17	Correntes na fonte de alimentação – CASO 7.....	111
Tabela 5.18	Correntes pelo filtro eletromagnético – CASO 7.....	111
Tabela 6.1	Dados do sistema teste.....	122
Tabela 6.2	Conteúdo harmônico injetado pela carga não-linear.....	123
Tabela 6.3	Filtros ressonantes.....	125
Tabela 6.4	Desempenho da filtragem com filtros ressonantes.....	126

Tabela 6.5	Filtros ressonantes.....	132
Tabela 6.6	Filtro eletromagnético	132
Tabela 6.7	Desempenho da filtragem com filtro híbrido.....	133
Tabela 6.8	Resultados obtidos para o arranjo híbrido e convencional.....	137

SIMBOLOGIA PRINCIPAL

Símbolo	Significado
$L_{P_R}, L_{P_S}, L_{P_T}$	Indutâncias próprias das bobinas P das fases R, S e T, respectivamente.
$L_{A_R}, L_{A_S}, L_{A_T}$	Indutâncias próprias das bobinas A das fases R, S e T, respectivamente.
$L_{m_R}, L_{m_S}, L_{m_T}$	Indutâncias mútuas entre bobinas de uma mesma coluna magnética.
i_R, i_S, i_T	Correntes instantâneas nas fases R, S e T, respectivamente.
$M_{PP_{ij}}$	Indutâncias mútuas entre enrolamentos P das fases i e j, respectivamente.
$M_{AA_{ij}}$	Indutâncias mútuas entre enrolamentos A das fases i e j, respectivamente.
$M_{PA_{ij}}$	Indutância mútua entre enrolamentos P e A das fases i e j.
E, U, I, J	Valores complexos da tensão do sistema de alimentação, da tensão na carga, da corrente de alimentação e da corrente na carga não-linear, respectivamente.
I_j	Contribuição da corrente da carga J na corrente de alimentação I .
U_j	Contribuição da corrente da carga J na tensão da carga U .
I_E	Contribuição da tensão da fonte E na corrente de alimentação I .
U_E	Contribuição da tensão da fonte E na tensão da carga U .
k	Seqüência de fase.
h	Ordem harmônica.
$Z_{m+,-}$	Impedância de seqüência positiva / negativa média.
Z_{m0}	Impedância de seqüência zero média.
$A_k^\omega, B_k^\omega, Y_{ak}^\omega$ e Z_{bk}^ω	Transmitâncias harmônicas seqüenciais.
Z_f, Z_L, Z_S	Impedância equivalente do filtro, da carga e do sistema na freqüência fundamental, respectivamente.
ω	Freqüência angular da rede.

LISTA DE ABREVIATURAS

Abreviatura	Significado
ABRADEE	Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica.
CLP	Controlador Lógico Programável.
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica.
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional
TP	Transformador de Potencial.
TC	Transformador de Corrente.
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
RMS	<i>Root Means Square</i> (Valor Eficaz).
DHT	Distorção Harmônica Total.
LQEE	Laboratório de Qualidade de Energia Elétrica.
DFT	<i>Discrete Fourier Transformer</i> (Transformada Discreta de Fourier).
FP	Fator de Potência.
Fd	Fator de Deslocamento.
Conversor A/D	Conversor Analógico / Digital.
X / R	Relação entre a reatância equivalente a 60Hz e a resistência.

RESUMO

Diante do aumento expressivo de cargas não-lineares nos sistemas de energia elétrica cresce também, em proporções alarmantes, os problemas relacionados com as distorções harmônicas nas tensões e correntes.

Com vistas à mitigação das distorções harmônicas, o uso de filtros e dispositivos de compensação harmônica são as técnicas comumente utilizadas para atenuar o fluxo das principais componentes harmônicas que compõem a citada distorção. Este trabalho está particularmente direcionado para investigações relacionadas ao uso de dispositivos de filtragem de natureza passiva, compreendendo arranjos híbridos, compostos por filtros ressonantes e filtros eletromagnéticos.

Neste contexto, esta tese apresenta contribuições inéditas relacionadas com o desenvolvimento de modelos matemáticos no domínio da frequência para filtros eletromagnéticos e a generalização de metodologias para análise de desempenho baseado no comportamento das componentes harmônicas sequenciais.

O desempenho e a aderência dos modelos propostos são avaliados numa base comparativa de natureza experimental, utilizando-se um protótipo de um filtro eletromagnético de potência reduzida, construído a partir das diretrizes metodológicas oriundas das análises teóricas.

Os modelos desenvolvidos são utilizados na composição de um aplicativo computacional para análise de desempenho e otimização de projetos de sistemas de filtragem harmônica. A descrição analítica proporcionada por esta ferramenta de cálculo possibilita a investigação individualizada e sistemática do comportamento do sistema elétrico para as diferentes componentes harmônicas sequenciais. Pela investigação detalhada das contribuições individuais de cada fonte harmônica, é possível identificar ações para a escolha adequada das topologias e de outros ajustes, visando à maximização do desempenho do sistema de filtragem, tais como: a definição do número de ramos ressonantes e respectivas frequências de sintonia e a alocação adequada da potência reativa pelos ramos ressonantes.

ABSTRACT

Due to the expressive increase of non linear loads in the electric power systems it also grows, in alarming proportions, the problems related with harmonic distortions present in voltages and currents.

Aiming the mitigation of harmonic distortions, the use of filters and devices of harmonic compensation are the techniques commonly used to reduce the flow of the main harmonic components that composes the mentioned distortion. This work is particularly addressed to investigations related to the use of filtering devices of passive nature, composed by hybrid arrangements of tuned filters and electromagnetic filters.

In this context, this thesis presents unpublished contributions related with the development of mathematical models in the frequency domain for electromagnetic filters and the generalization of methodologies for performance analysis based on the behavior of the sequential harmonic components.

The performance and adherence of the proposed models are evaluated in a comparative base of experimental nature, using a prototype of an electromagnetic filter of reduced power built considering the methodological guidelines originating from the theoretical analyses.

The obtained models are used in the development of a computational application for performance analysis and optimization of projects of harmonic filtering systems. The analytical description proportioned for this calculation tool makes possible the individualized and systematic investigation of the electric system behavior for different sequential harmonic components. The detailed investigation of the individual contributions of each harmonic source, makes it is possible to identify actions for the appropriate choice of the topologies and other adjustments seeking the maximization performance of the filtering system, such as the definition of the number of resonant branches and respective syntonization frequencies and the allocation of the appropriate reactive power for the resonant branches.

CAPÍTULO 1

Estado da Arte

1.1 Considerações Iniciais

A qualidade da energia elétrica entregue aos consumidores pelas empresas distribuidoras sempre foi objeto de interesse, porém, essa qualidade estava restrita principalmente à continuidade dos serviços, ou seja, energia sem interrupções e tensões e frequência dentro de limites aceitáveis.

Nos últimos anos, o termo “Qualidade da Energia Elétrica” assumiu uma definição muito mais abrangente e está relacionado a uma série de fatores que podem afetar e/ou comprometer os serviços de suprimento elétrico, tanto sob o ponto de vista técnico quanto econômico. Neste novo contexto, qualquer desvio que possa ocorrer na magnitude, forma de onda ou frequência da tensão e/ou corrente elétrica, caracteriza uma rede elétrica com qualidade comprometida.

Para a modernização dos processos fabris, na busca pela competitividade no mercado globalizado, muitos segmentos industriais estão utilizando equipamentos tecnologicamente mais avançados em suas linhas de produção. Fabricar mais rápido exige maior produtividade e máquinas mais eficientes.

A busca de uma maior eficiência em equipamentos eletro-eletrônicos, de uma forma global, tem como resultado o desenvolvimento contínuo de dispositivos e equipamentos que apresentam um rendimento cada vez maior [01], [02], [03]. Como exemplo, pode-se citar o uso de acionadores para ajuste de velocidade em motores que promovem redução de perdas de energia de 20% a 40% com respeito aos acionadores eletromecânicos convencionais. Estes equipamentos são, em sua maioria, constituídos por estruturas chaveadas a partir de

dispositivos a estado sólido. Além disso, as próprias concessionárias de energia elétrica encorajam tais esforços, pois além de seus consumidores maximizarem seus lucros também ajudam a protelar grandes investimentos relacionados à geração, à transmissão e à distribuição de energia elétrica. A figura 1.1 ilustra a evolução da demanda de energia apresentada na “IEA World Energy Outlook 2004”, em diferentes cenários considerando-se a utilização de tecnologias mais eficientes.

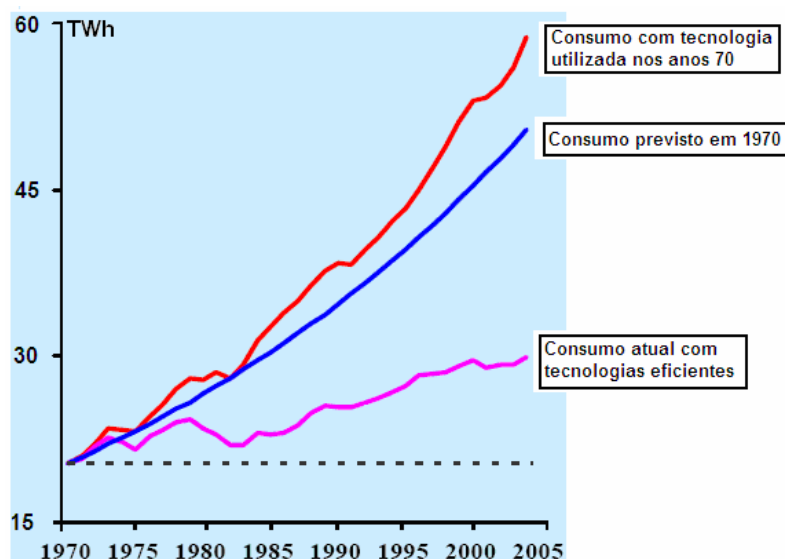


Figura 1.1 – Projeção de crescimento da demanda de energia elétrica.

De um modo geral, o uso crescente destes equipamentos é justificado porque os benefícios provenientes do seu uso são muito mais tangíveis do que os efeitos prejudiciais causados por eles. Não obstante a este fato, a proliferação da utilização de equipamentos eletrônicos, que funcionam como cargas não-lineares provocando distorções harmônicas nas correntes e tensões dos sistemas elétricos, tem sido objeto de destaque no setor elétrico mundial. A figura 1.2 ilustra a proporção de crescimento de cargas não-lineares nos Estados Unidos e a figura 1.3 mostra a estimativa equivalente para o Brasil, tomando-se por base dados disponibilizados pela Eletrobrás, Ministério de Minas e Energia e ABRADDEE (Associação Brasileira de Distribuidores de Energia Elétrica).

Neste cenário, observa-se que, de forma crescente, as correntes harmônicas geradas por consumidores tipicamente domésticos estão se somando às emitidas por complexos industriais e consumidores do setor de serviços. Estas ocorrências têm motivado sistematicamente a perda de qualidade da energia elétrica disponibilizada, trazendo importantes consequências para as empresas do setor de distribuição da energia elétrica.

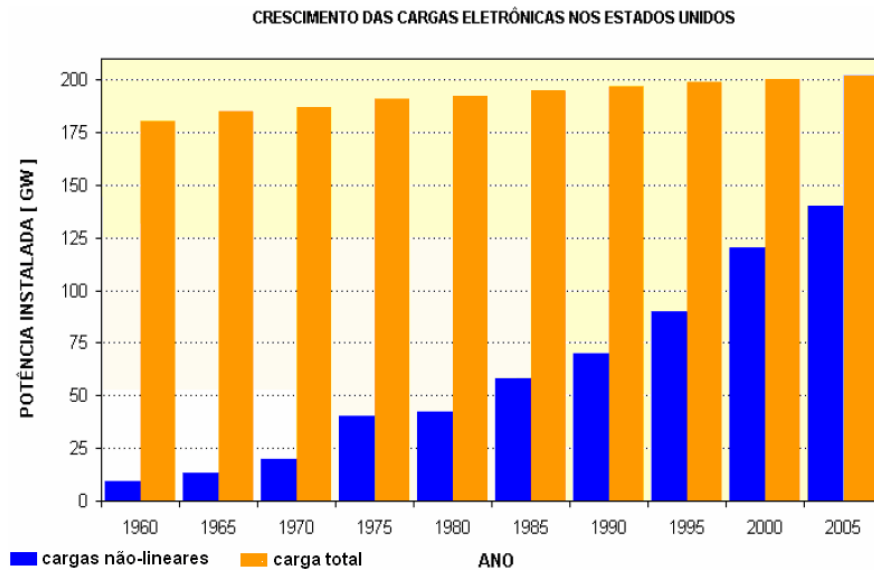


Figura 1. 2 – Evolução das cargas eletrônicas nos Estados Unidos.

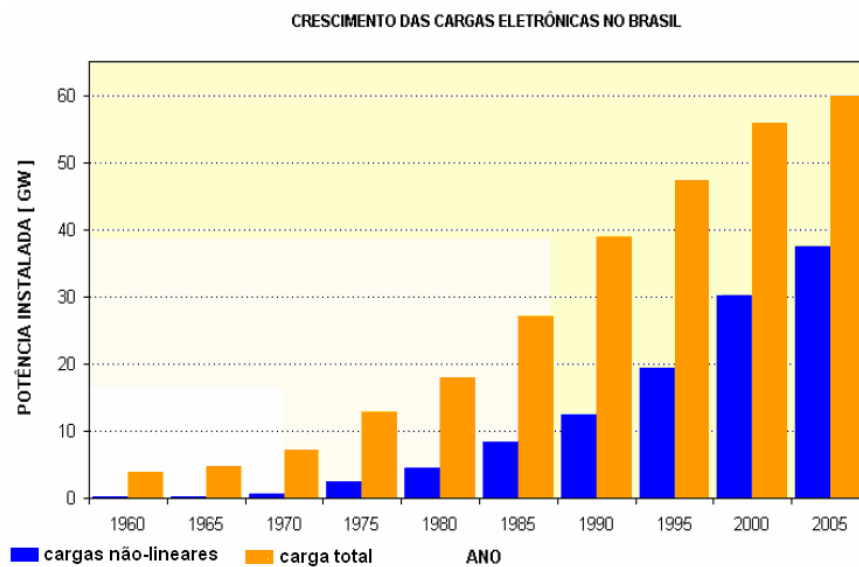


Figura 1.3 – Evolução das cargas eletrônicas no Brasil.

Existem várias razões para o aumento do interesse nas questões técnicas e econômicas relacionadas com a qualidade da energia elétrica e, dentre elas, pode-se destacar três [03], [04], [05]:

- O desenvolvimento de equipamentos e processos que, atualmente, são mais sensíveis a distúrbios de energia elétrica do que no passado. Muitos destes novos equipamentos e processos apresentam seu controle baseado em microprocessadores e dispositivos eletrônicos que são sensíveis a vários tipos de distúrbios - tais equipamentos são popularmente chamados de “cargas críticas”;

- Maior compreensão dos usuários finais com respeito às questões relacionadas à qualidade de energia elétrica, ou seja, os consumidores estão melhor informados sobre questões relacionadas às diferentes causas de interrupções de energia, e estão, de certa forma, pressionando as concessionárias, para que estas possam fornecer energia elétrica com maior qualidade;
- Interconexão de vários dispositivos em uma mesma rede de energia elétrica, onde a integração dos processos pode significar que a falha em determinados componentes da rede elétrica pode ocasionar problemas com uma amplitude maior do que se estes sistemas estivessem operando individualmente.

1.2 Legislação Brasileira sobre Harmônicos

Atualmente, devido ao agravamento das perturbações provocadas pelos harmônicos na rede elétrica, a compreensão da sua natureza e dos seus efeitos tornou-se um assunto de grande importância técnica e econômica. A distorção da tensão dos sistemas elétricos devido à presença de harmônicos tem sido agravada nos últimos tempos, pelas razões já apontadas. Este problema deve ser resolvido e não simplesmente ignorado. Para os consumidores, os harmônicos introduzem graves problemas nos equipamentos elétricos, tanto a nível imediato quanto a longo prazo. Para as concessionárias, a curto prazo, as principais consequências resumem-se no aumento das perdas elétricas no sistema e, por conseguinte, na diminuição dos lucros. A médio e longo prazos, caso nenhuma providência seja encaminhada no sentido de manter sob rígido controle os efeitos das distorções harmônicas, o maior desafio será garantir a satisfação dos clientes em um ambiente competitivo entre as empresas do setor.

Os principais efeitos nocivos dos harmônicos nos equipamentos e componentes dos sistemas elétricos são [03]:

- Avarias, falhas e mau funcionamento de aparelhos mais sensíveis ligados à rede, nomeadamente computadores, sistemas de controle comandados por microcontroladores, etc;
- Aumento nas perdas dos condutores;
- Correntes adicionais no condutor neutro, mesmo em sistemas equilibrados;
- Disparos intempestivos de alguns dispositivos de corte e proteção;
- Erros nos aparelhos de medida de energia elétrica e nos instrumentos de medição;
- Vibrações mecânicas nas máquinas elétricas;

- Aumento das perdas, saturação, ressonâncias, vibrações nos enrolamentos e redução da vida útil dos transformadores;
- Aquecimento, ruído audível, fadiga mecânica e conseqüente redução da vida útil das máquinas elétricas rotativas e acessórios mecânicos a elas acoplados;
- Redução da vida útil das lâmpadas e flutuação da intensidade luminosa (*flicker*) no caso da ocorrência de inter-harmônicos;
- Disparo indevido dos semicondutores de potência em retificadores controlados e reguladores de tensão;
- Interferência eletromagnética com equipamentos de comunicações.

Normas internacionais relativas ao consumo de energia elétrica, tais como IEEE 519, IEC 61000 e EN 50160, limitam o nível de distorção harmônica nas tensões com os quais os sistemas elétricos podem operar, e impõem que os novos equipamentos não introduzam na rede harmônicos de corrente de amplitude superior a determinados valores [06], [07], [08], [09]. Neste contexto, destacam-se também, no cenário nacional, as ações recentemente encaminhadas pela ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica) através do PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional), fixando-se limites operacionais aceitáveis para as distorções harmônicas.

Para a avaliação dos níveis de distorções harmônicas, os sinais devem ser monitorados a partir de sistemas de medição baseados em tecnologia com microprocessadores, com capacidade de armazenamento compatível com o protocolo de medição a ser definido pela ANEEL. Para sistemas elétricos trifásicos, as medições de distorção harmônica devem ser feitas nas tensões fase-neutro para sistemas em estrela aterrados e fase-fase para as demais configurações.

O espectro harmônico a ser considerado para fins do cálculo da distorção total deve compreender uma faixa de frequências que considere desde a componente fundamental até, no mínimo, a 25ª ordem harmônica ($h_{\min} = 25$). E, quando da utilização de sinais advindos de transformador de potencial (TP) e transformador de corrente (TC), é relevante observar que estes sensores podem introduzir erros acima dos valores previstos para as condições nominais, quando das medições de frequências superiores à fundamental, podendo haver necessidade de ensaios de resposta em frequência de transformadores de potencial e transformadores de corrente. Os valores de referência para as distorções harmônicas totais devem ser iguais ou inferiores aos valores fornecidos na tabela 1.1 [10].

Tabela 1.1 – Valores de referência global das distorções harmônicas totais (% da tensão fundamental).

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão[%]
$V_N \leq 1\text{kV}$	10
$1\text{kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$	8
$13,8\text{kV} < V_N \leq 69\text{kV}$	6
$69\text{kV} < V_N \leq 138\text{kV}$	3

Devem ser obedecidos também os valores das distorções harmônicas individuais indicadas na tabela 1.2 [10].

Tabela 1.2 – Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (% da tensão fundamental).

harmônicas	h	Distorção Harmônica Individual de Tensão (%)			
		$V_N \leq 1\text{kV}$	$1\text{kV} < V_N \leq 13,8\text{kV}$	$13,8\text{kV} < V_N \leq 69\text{kV}$	$69\text{kV} < V_N \leq 230\text{kV}$
ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	12	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

1.3 Mitigação de Harmônicos

Distorções na forma de onda em sistemas de distribuição podem ser corrigidas de algumas formas diferentes, como regulações, desenvolvimento de equipamentos com baixo nível de distorção de corrente, reconfiguração da estrutura do sistema e instalação de equipamentos para supressão harmônica, utilizados em situações onde os requisitos de regulação harmônica não podem ser cumpridos.

Com vistas à mitigação das distorções harmônicas, sempre que possível, são adotadas medidas operacionais normalmente relacionadas com a adequação das cargas geradoras de harmônicos individualmente como, por exemplo, a multiplicação do número de pulsos em instalações conversoras, bem como com a alteração da topologia das redes elétricas. No

entanto, ocorre que, na maioria das vezes, tais medidas são insuficientes para garantir o funcionamento adequado do sistema e/ou atender os limites estabelecidos pelas normas e recomendações técnicas. Nestes casos, torna-se indispensável o uso de equipamentos especiais para atenuação da distorção harmônica ou para preservar as condições de operação do circuito de alimentação, tais como reduzir o nível de potência a ser especificada do transformador quando alimentar cargas não-lineares, usar o condutor neutro separado das cargas não-lineares e usar sensor de corrente no condutor neutro para interromper o condutor de fase [11].

O uso de filtros e dispositivos de compensação harmônica constitui técnicas comumente aplicadas na redução de harmônicas. Essas técnicas podem ser agrupadas em dois grandes grupos, passivos e ativos, dependendo do modo operacional, sendo que ambos são amplamente conhecidos e aplicados nos mais distintos setores da engenharia elétrica.

Os filtros ativos têm o seu princípio de funcionamento baseado no cancelamento de componentes através da geração de sinais com frequências iguais e fases opostas àsquelas produzidas pela carga e são inerentemente dispositivos adaptativos.

É reconhecido que os filtros harmônicos ativos têm inúmeras vantagens operacionais sobre os passivos. Possuem, em geral, características que permitem não só reduzir o conteúdo harmônico, mas também incorporar funções adicionais de controle para compensação da energia reativa e desbalanceamento de correntes. Ainda, eles não reduzem apenas as harmônicas de correntes selecionadas, mas atenuam todo o espectro presente, inclusive as componentes não-periódicas. Ao mesmo tempo, eles não provocam ressonâncias nocivas ao sistema de distribuição e, conseqüentemente, não causam amplificação de harmônicos. O desempenho global do filtro ativo também é praticamente independente das características operacionais do sistema de suprimento sendo, portanto, imune às alterações no carregamento e/ou reconfiguração [12].

Como desvantagens, podem ser citados a necessidade de chaveamentos rápidos para altos valores de corrente, ruídos de alta frequência associados aos chaveamentos que podem surgir e produzir interferências eletromagnéticas no ambiente elétrico situado nas proximidades do filtro ativo. Pode-se, ainda, citar o custo, limites de potência e complexidade operacional que, certamente, desaparecerão com o progresso tecnológico e com a produção em larga escala [13]. No cenário atual e, particularmente, em aplicações direcionadas para redes de distribuição de energia elétrica, seu uso é restrito a casos específicos, sobretudo por razões de natureza econômica.

Na categoria de filtros passivos, é possível identificar duas principais vertentes, os filtros ressonantes e os filtros eletromagnéticos.

Os filtros passivos ressonantes são constituídos por elementos resistivos, indutivos e capacitivos, convenientemente arranjados e especificados para oferecer baixas ou altas impedâncias à circulação de uma ou mais frequências harmônicas. Entre as principais vantagens da sua aplicação destacam-se a robustez, a alta confiabilidade operacional, a insensibilidade a surtos, a operação silenciosa e o baixo custo. Por outro lado, apresentam como desvantagens, o peso e o volume, além de interferirem no desempenho global do sistema através de ressonâncias com outros componentes do sistema [14].

Muitos trabalhos envolvendo a aplicação de filtros passivos têm sido apresentados e tratam o assunto sob diferentes enfoques. Dentre os principais aspectos abordados destacam-se os estudos e as proposições de diferentes topologias para o sistema de filtragem, bem como as respectivas metodologias de projeto [13], [14]. Um aspecto comum destes trabalhos é o procedimento adotado para a análise de desempenho e de dimensionamento. As questões mais polêmicas estão relacionadas com a degradação da eficácia do sistema de filtragem devido às componentes harmônicas da carga não filtradas e os harmônicos presentes na tensão de alimentação. Neste contexto, discutem-se métodos para a minimização dos efeitos de harmônicos singulares, bem como os procedimentos para implementá-los. Descartando os procedimentos que implicam em alterações topológicas, destacam-se três possibilidades para ajustes do desempenho da filtragem: a dessintonia dos ramos ressonantes, a sobre ou subcompensação reativa e a redistribuição da potência reativa de compensação entre os ramos [13], [15], [16]. Neste enfoque, a maioria dos trabalhos adota métodos baseados em tentativa e erro para a busca da solução mais adequada associados a simulações computacionais no domínio do tempo, o que, normalmente, requer um grande esforço computacional e um processo exaustivo de análise para diferentes condições operacionais do sistema de alimentação e da carga. Na referência [13] apresenta-se uma metodologia complementar de natureza determinística para busca da solução adequada do arranjo de filtragem, através de métodos de otimização.

Observa-se, entretanto, que para compensação de cargas não-lineares, cujo comportamento assemelha-se a uma característica do tipo fonte de tensão, mesmo com a adoção das técnicas de otimização da filtragem, normalmente não se obtém um resultado satisfatório. Os filtros ressonantes em derivação não são capazes de alterar significativamente a corrente que estes tipos de carga produzem no restante no circuito. Ao contrário, pode ocorrer até um aumento das componentes harmônicas da carga, o que confirma o seu

funcionamento como fonte de tensão [17], [18]. Nestes casos, torna-se indispensável a utilização conjunta de um filtro série, de modo a minimizar a amplificação das harmônicas, tomando-se ainda o cuidado para evitar ressonâncias com o lado de alta tensão [19].

Ainda no contexto das tecnologias passivas, destacam-se também os filtros eletromagnéticos. Estes equipamentos se baseiam exclusivamente no uso de arranjos eletromagnéticos e, portanto, dispensam o emprego de capacitores ou outros recursos. Ou seja, a distinção entre filtros eletromagnéticos e sintonizados está no fato de que apenas elementos eletromagnéticos se fazem presentes no primeiro caso. Dentro desta categoria de filtros, apresentam-se duas vertentes baseadas em diferentes princípios operacionais. A primeira está associada à sua utilização como atenuador da propagação das componentes harmônicas de sequência zero. Para esta aplicação, o princípio de funcionamento baseia-se na minimização da impedância equivalente de sequência zero do filtro através de um arranjo conveniente de enrolamentos por fase. A outra aplicação está associada à sua utilização como compensador de harmônicos e tem sido objeto de estudos mais recentes [20]. Neste caso, o princípio operacional está relacionado com o controle do nível de saturação magnética do dispositivo eletromagnético para controlar a amplitude e a defasagem das componentes harmônicas geradas, no sentido de proporcionar a compensação dos demais harmônicos presentes no sistema elétrico [21].

O filtro eletromagnético de sequência zero apresenta como vantagens o fato de usar equipamentos robustos, descartar qualquer possibilidade de ressonância com o sistema alimentador e filtrar todas as ordens harmônicas de sequência zero, e não apenas aquelas sintonizadas. Tratando-se, também, de uma alternativa de baixo custo de implantação, sua utilização combinada com ramos sintonizados pode ser uma alternativa atraente na tentativa de contornar as deficiências dos arranjos passivos citados anteriormente [22], [23].

Algumas iniciativas podem ser observadas em publicações recentes [20], [29], no sentido de resgatar o uso destes equipamentos. Os resultados apresentados são direcionados para a análise da funcionalidade dos filtros eletromagnéticos operando isoladamente. Estes resultados são discutidos sob o ponto de vista computacional, através de simulação digital apoiada em técnicas no domínio do tempo e, também, de forma experimental. Embora tais resultados sejam elucidativos e motivadores, ainda persiste a carência de modelos matemáticos mais elaborados, que combinem as vantagens oferecidas por técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência, objetivando ferramentas de cálculo mais consistentes para uma análise operacional sistematizada, com vistas ao projeto e à implementação de sistemas de filtragem híbridos.

1.4 A Proposta da Tese

Esta tese tem como proposta o estudo da operação combinada de filtros passivos sintonizados e um filtro passivo eletromagnético. Embora sendo constituída apenas por elementos passivos, o princípio operacional diferenciado de cada supressor harmônico utilizado remete este arranjo à categoria de filtro híbrido.

Nesta associação, os filtros ressonantes têm sua funcionalidade direcionada especificamente para a supressão ou atenuação de determinadas ordens harmônicas, criando para estas um caminho de baixa impedância. Por outro lado, o filtro eletromagnético, dadas suas características operacionais, oferece um caminho de baixa impedância para todas as componentes harmônicas com alta concentração de seqüência zero. Este arranjo híbrido, sob determinadas condições de geração de harmônicos, pode ser uma solução bastante atraente tanto do ponto de vista operacional como econômico.

Vislumbrando, pois, os benefícios citados, esta tese apresenta estudos teóricos, simulados e experimentais sobre o comportamento deste novo arranjo de filtragem harmônica.

Quanto à utilização de modelos matemáticos para estudos envolvendo filtros eletromagnéticos, destacam-se algumas iniciativas envolvendo técnicas no domínio do tempo, as quais, muitas vezes, não oferecem subsídios suficientes para uma análise detalhada do desempenho operacional destes equipamentos. Este fato representa uma importante limitação analítica com respeito à definição de diretrizes de projeto e de demais ajustes necessários, principalmente quando se trata de operação conjunta em arranjos híbridos de filtragem. Além disso, os trabalhos mais recentes envolvendo o uso de filtros eletromagnéticos utilizam ambientes computacionais de alto custo, restritos a modelos teóricos disponíveis em suas bibliotecas internas, e com acesso limitado a modificações e/ ou adaptações relacionadas às especificidades de uso [20]. Neste sentido, este trabalho tem como principais desafios a busca de modelos matemáticos alternativos, que incorporem as vantagens proporcionadas pelos métodos no domínio da frequência e que, de forma complementar, as técnicas no domínio do tempo venham a contribuir para o aperfeiçoamento dos processos de implementação e análise de sistemas de filtragem harmônica.

1.5 Organização da Tese

O capítulo 2 reúne as considerações teóricas e os demais desenvolvimentos

matemáticos relacionados com a proposição de um modelo para representação analítica de dispositivos eletromagnéticos, visando à funcionalidade como filtro de componentes harmônicas de seqüência zero. São consideradas duas topologias magnéticas, uma com núcleos individuais e outra com núcleo planar de três colunas, e técnicas no domínio da freqüência para definição dos modelos.

O capítulo 3 apresenta a metodologia utilizada para a avaliação de desempenho de sistemas de filtragem, concebida também a partir de técnicas no domínio da freqüência, associadas à representação da rede elétrica pelas suas componentes seqüenciais.

No capítulo 4 são abordados os principais aspectos relacionados com o dimensionamento de um dispositivo eletromagnético, com ênfase à maximização da sua funcionalidade como filtro de seqüência zero. Baseado nas premissas estabelecidas, são apresentadas as principais características do protótipo de baixa potência construído, que será utilizado na seqüência do trabalho para investigações experimentais.

O capítulo 5 é dedicado à validação e à análise de desempenho dos modelos estabelecidos nos capítulos anteriores, através da confrontação entre resultados experimentais e simulados.

No capítulo 6, apresentam-se as perspectivas de aplicação da modelagem proposta para avaliação e otimização de sistema de filtragem. Para isto, é criado um aplicativo computacional com interface interativa baseado nos modelos propostos. Nesta ótica de simulação digital, utiliza-se também um software de ampla aceitação e confiabilidade comprovada, Pspice, como base de comparação para certificação dos resultados.

Finalmente, no capítulo 7, destacam-se, resumidamente, as principais conclusões vislumbradas ao longo dos capítulos anteriores, apontando as diferentes contribuições quanto à sua originalidade e importância deste trabalho no contexto da mitigação de harmônicos. Na seqüência, são apresentadas algumas propostas de continuidade, com vistas ao aperfeiçoamento das técnicas de análise e dos modelos desenvolvidos, bem como novas sugestões envolvendo outros desdobramentos do tema.

CAPÍTULO 2

Filtro Eletromagnético de Seqüência Zero

2.1 Considerações Iniciais

Uma das formas para a atenuação da injeção de componentes harmônicas de seqüência zero nas redes elétricas de suprimento e respectivos neutros fundamenta-se no emprego de dispositivos eletromagnéticos [21]. Muito embora o reconhecimento de que esta filosofia possa originar diferentes propostas, este trabalho encontra-se direcionado ao emprego da estratégia que consiste no uso de enrolamentos eletromagnéticos interligados em zigue-zague, com os quais se obtém um dispositivo capaz de oferecer um caminho de baixa impedância para as correntes harmônicas de seqüência zero. Este arranjo foi denominado “Filtro Eletromagnético de Seqüência Zero” [21], [22].

2.2 Filtros Eletromagnéticos

Os filtros eletromagnéticos destinam-se à redução do trecho de circulação das correntes harmônicas de ordem três e seus múltiplos, sendo sua principal característica possuir, idealmente, apenas componentes de seqüência zero. Estas componentes harmônicas são predominantes em instalações elétricas cujas cargas não-lineares estão conectadas entre uma fase e o neutro, como, por exemplo, microcomputadores, iluminação fluorescente, impressoras, etc. Nestas circunstâncias, devido à presença das correntes harmônicas, há grande possibilidade de sobrecargas nos condutores neutros, o que, por sua vez, pode produzir diferenças de potencial entre o neutro e a terra, ruídos, etc. Nos transformadores, quando conectados em triângulo no primário e estrela no secundário, as componentes de seqüência

zero não se propagam pela linha primária, entretanto, ficam confinadas aos enrolamentos primário e secundário, causando sobreaquecimento no equipamento. A figura 2.1 ilustra uma instalação típica constituída por uma rede elétrica genérica, alimentando cargas monofásicas não-lineares.

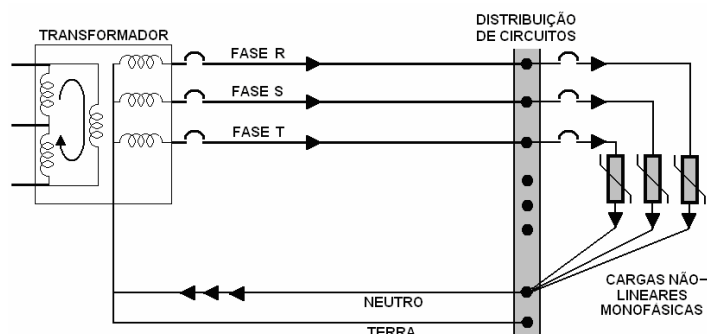


Figura 2.1 – Fluxo das componentes de seqüência zero das correntes harmônicas sem filtro.

Para atenuar a gravidade deste efeito, uma das soluções consiste na utilização de enrolamentos eletromagnéticos interligados em zigue-zague, com os quais se obtém um dispositivo capaz de oferecer um caminho de baixa impedância, que pode se tornar dominante em relação ao restante do circuito elétrico ao qual pertence o dispositivo [22].

Sua inserção no sistema se faz em paralelo com a carga não-linear ou conjunto delas. A figura 2.2 mostra a instalação típica da figura anterior, com a inclusão de um dispositivo eletromagnético funcionando como filtro de seqüência zero em paralelo com as cargas. Através deste arranjo, é possível visualizar o mecanismo de eliminação das componentes harmônicas de seqüência zero, em especial da terceira ordem harmônica, quanto à sua circulação ao longo da rede de suprimento. Como se vê, o propósito maior do filtro está em prover meios para que as mencionadas componentes harmônicas fiquem restritas ao circuito composto pela carga e o filtro propriamente dito. Em outras palavras, assim como para o caso dos filtros passivos convencionais, não há uma alteração do conteúdo harmônico produzido pela carga, mas sim, um desvio em seu caminho de circulação.

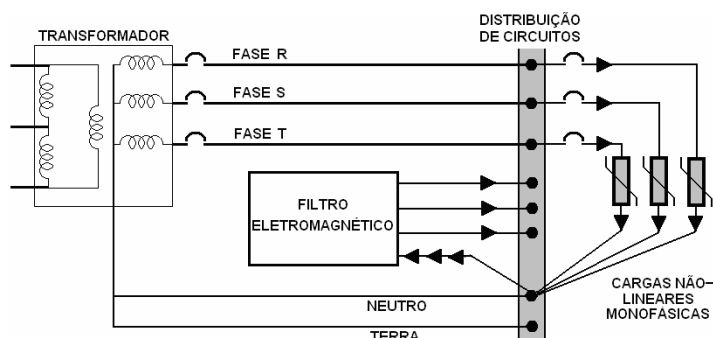


Figura 2.2 – Fluxo das componentes de seqüência zero das correntes harmônicas com filtro eletromagnético.

Os benefícios deste procedimento são notáveis e se traduzem, fundamentalmente, na redução dos níveis de corrente no condutor neutro e no alívio da carga no transformador de alimentação.

Enquanto os filtros convencionais, baseados em circuitos ressonantes, utilizam combinações R, L e C para filtrar as ordens harmônicas sintonizadas, o filtro eletromagnético, cujo princípio também é o de oferecer um caminho de baixa impedância para determinadas ordens harmônicas, se baseia na compensação interna dos harmônicos de ordem três e seus múltiplos. O filtro é constituído, por fase, de duas bobinas com o mesmo número de espiras e dispostas em um núcleo magnético comum, sendo que, neste trabalho, os enrolamentos superiores são denominados bobinas principais (P) e os inferiores, bobinas auxiliares (A). A denominação é utilizada apenas para identificar cada conjunto de bobinas, e não implica no grau de importância das mesmas. Cada bobina principal de uma fase é interligada à bobina auxiliar de outra fase, e estas conectadas ao condutor neutro, constituindo uma conexão em zigue-zague.

2.3 Modelo Matemático para Análises no Domínio da Frequência

Com vista à obtenção de um modelo matemático para representação analítica do filtro eletromagnético de sequência zero, são consideradas, inicialmente, as relações entre as tensões e correntes em três bobinas mutuamente acopladas e alimentadas através de um sistema trifásico qualquer, conforme ilustrado na figura 2.3.

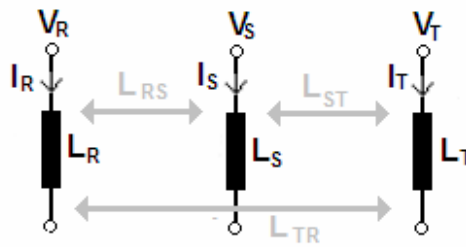


Figura 2.3 – Bobinas e acoplamentos magnéticos.

Desprezando-se os efeitos resistivos inerentes das bobinas, obtém-se a equação (2.1), que relaciona as tensões aplicadas em cada uma das bobinas e as respectivas correntes.

$$\begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_R & L_{RS} & L_{RT} \\ L_{SR} & L_S & L_{ST} \\ L_{RT} & L_{ST} & L_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_R/dt \\ di_S/dt \\ di_T/dt \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

A relação entre tensões e correntes harmônicas no domínio da frequência, tomando-se por base a frequência angular fundamental ω e a ordem harmônica genérica h , é dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_R \\ \dot{V}_S \\ \dot{V}_T \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} L_R & L_{RS} & L_{RT} \\ L_{SR} & L_S & L_{ST} \\ L_{RT} & L_{ST} & L_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_R \\ \dot{I}_S \\ \dot{I}_T \end{bmatrix}^h \quad (2.2)$$

Adotando-se uma representação compacta, a expressão (2.2) pode ser reescrita como:

$$\dot{\mathbf{V}}_{RST}^h = jh\omega \cdot \mathbf{L} \cdot \dot{\mathbf{I}}_{RST}^h \quad (2.3)$$

A fundamentação teórica que norteia o princípio de funcionamento do filtro eletromagnético abordado neste trabalho remete a uma análise no espaço matemático das componentes seqüenciais e, portanto, a modelagem deve ser direcionada para tal. Considerando-se, genericamente, a transformação linear de componentes de fase para componentes simétricas, a partir da equação (2.3), tem-se:

$$\mathbf{T} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{012} = jh\omega \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{T} \cdot \dot{\mathbf{I}}_{012} \quad (2.4)$$

Sendo a matriz de transformação dada por:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Sabendo-se que:

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ.$$

Pré-multiplicando a expressão (2.4) pela matriz de transformação inversa, vem:

$$\mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{T} \cdot \dot{\mathbf{V}}_{012} = jh\omega \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{T} \cdot \dot{\mathbf{I}}_{012} \quad (2.6)$$

Desta forma, obtém-se:

$$\dot{\mathbf{V}}_{012} = jh\omega \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{T} \cdot \dot{\mathbf{I}}_{012} \quad (2.7)$$

A partir da equação (2.7), observa-se que, genericamente, a matriz de indutâncias que descreve a relação entre as componentes seqüenciais das tensões e correntes do dispositivo

eletromagnético é determinada por:

$$\mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_R & L_{RS} & L_{RT} \\ L_{SR} & L_S & L_{ST} \\ L_{RT} & L_{ST} & L_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Admitindo-se que o dispositivo modelado seja concebido a partir de núcleos de aço-silício e opere rigorosamente dentro da região linear da curva de magnetização quando o dispositivo concebido possuir núcleo de ferro-silício, é possível considerar a igualdade apresentada na expressão 2.9.

$$L_{ij} = L_{ji} \quad (2.9)$$

Nestas condições, e a partir da equação (2.8), obtém-se a matriz de indutâncias seqüenciais dada por (2.10).

$$\mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{T} = \begin{bmatrix} L_{0p} + 2L_{0m} & L_{2p} - L_{2m} & L_{1p} - L_{1m} \\ L_{1p} - L_{1m} & L_{0p} - L_{0m} & L_{2p} + 2L_{2m} \\ L_{2p} - L_{2m} & L_{1p} + 2L_{1m} & L_{0p} - L_{0m} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Sendo:

$$L_{0p} = \frac{1}{3} \sum L_i \quad (2.11)$$

$$L_{0m} = \frac{(L_{ST} + L_{TR} + L_{RS})}{3} \quad (2.12)$$

$$L_{1p} = \frac{(L_R + \alpha L_S + \alpha^2 L_T)}{3} \quad (2.13)$$

$$L_{2p} = \frac{(L_R + \alpha^2 L_S + \alpha L_T)}{3} \quad (2.14)$$

$$L_{1m} = \frac{(L_{ST} + \alpha L_{TR} + \alpha^2 L_{RS})}{3} \quad (2.15)$$

$$L_{2m} = \frac{(L_{ST} + \alpha^2 L_{TR} + \alpha L_{RS})}{3} \quad (2.16)$$

Nestas condições, têm-se, resumidamente, as equações de síntese:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} L_{00} & L_{01} & L_{02} \\ L_{10} & L_{11} & L_{12} \\ L_{20} & L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}^h \quad (2.17)$$

Ou ainda, na forma compacta:

$$\dot{\mathbf{V}}_{012} = jh\omega \cdot \mathbf{L}_{012} \cdot \dot{\mathbf{I}}_{012} \quad (2.18)$$

Sendo $\mathbf{L}$ a matriz de indutâncias seqüenciais.

As expressões matemáticas desenvolvidas até o momento representam, de forma genérica, a relação entre as componentes seqüenciais das correntes e tensões em um dispositivo eletromagnético, como ilustrado na figura 2.3.

Os filtros eletromagnéticos de seqüência zero são dispositivos inerentemente trifásicos, e sua funcionalidade está diretamente ligada à forma de composição dos conjuntos de bobinas e, conseqüentemente, ao comportamento da sua impedância característica frente às componentes seqüenciais das tensões e correntes.

Como visto, o arranjo proposto é composto por duas bobinas idênticas, denominadas principal e auxiliar, dispostas sobre uma mesma coluna do núcleo magnético. A interligação elétrica das diferentes bobinas é efetuada no sentido de compor um sistema trifásico em estrela, composto por duas bobinas em série. A associação série é constituída por uma bobina principal, de uma coluna do núcleo, e por uma bobina auxiliar, de uma outra coluna do núcleo.

Sob o ponto de vista do meio magnético, verifica-se que, em se tratando de um arranjo trifásico, há de se conceber também duas possibilidades para sua constituição física no que se refere ao meio magnético, núcleos individuais ou núcleos trifásicos, os quais serão tratados separadamente nos item subseqüentes.

2.3.1 Arranjo Eletromagnético com Núcleos Individuais

Objetivando uma aplicação trifásica que minimize a indutância equivalente para a seqüência de fase zero, propõe-se o arranjo ilustrado na figura 2.4(a). Neste caso, tratando-se de núcleos individuais, o único acoplamento a ser considerado refere-se àquele proporcionado

por bobinas dispostas sobre um mesmo braço magnético, como ilustra a figura 2.4(b). A interconexão dos conjuntos de bobinas é apresentada na figura 2.4(c).

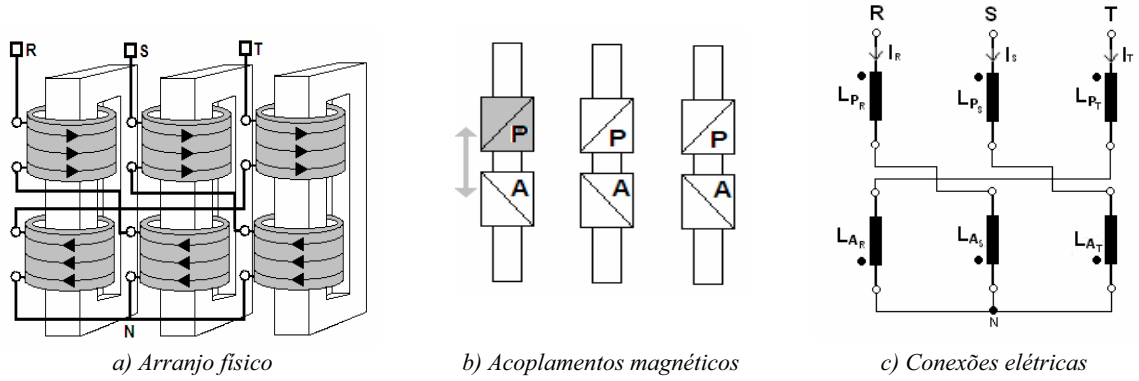


Figura 2.4 – Filtro eletromagnético de seqüência zero com núcleos individuais.

Nestas condições, obtêm-se os conjuntos de equações (2.19) e (2.20) para as correntes e tensões no conjunto de bobinas principais e auxiliares, respectivamente.

$$\begin{aligned}
 v_{P_R} &= L_{P_R} \cdot \frac{di_R}{dt} - L_{m_R} \cdot \frac{di_T}{dt} \\
 v_{P_S} &= L_{P_S} \cdot \frac{di_S}{dt} - L_{m_S} \cdot \frac{di_R}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

$$\begin{aligned}
 v_{P_T} &= L_{P_T} \cdot \frac{di_T}{dt} - L_{m_T} \cdot \frac{di_S}{dt} \\
 v_{A_R} &= L_{A_R} \cdot \frac{di_T}{dt} - L_{m_R} \cdot \frac{di_R}{dt} \\
 v_{A_S} &= L_{A_S} \cdot \frac{di_R}{dt} - L_{m_S} \cdot \frac{di_S}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

$$v_{A_T} = L_{A_T} \cdot \frac{di_S}{dt} - L_{m_T} \cdot \frac{di_T}{dt}$$

Ou, na forma matricial,

$$\begin{bmatrix} v_{P_R} \\ v_{P_S} \\ v_{P_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{P_R} & 0 & -L_{m_R} \\ -L_{m_S} & L_{P_S} & 0 \\ 0 & -L_{m_T} & L_{P_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} di_R/dt \\ di_S/dt \\ di_T/dt \end{bmatrix} \tag{2.21}$$

$$\begin{bmatrix} v_{A_R} \\ v_{A_S} \\ v_{A_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{m_R} & 0 & L_{A_R} \\ L_{A_S} & -L_{m_S} & 0 \\ 0 & L_{A_T} & -L_{m_T} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} di_R/dt \\ di_S/dt \\ di_T/dt \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

A partir da figura 2.4(c), as tensões compostas, por fase, são dadas por:

$$\begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{P_R} \\ v_{P_S} \\ v_{P_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{A_S} \\ v_{A_T} \\ v_{A_R} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Matricialmente, no domínio do tempo, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_R \\ v_S \\ v_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{P_R} + L_{A_S}) & -L_{m_S} & -L_{m_R} \\ -L_{m_S} & (L_{P_S} + L_{A_T}) & -L_{m_T} \\ -L_{m_R} & -L_{m_T} & (L_{P_T} + L_{A_R}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_R/dt \\ di_S/dt \\ di_T/dt \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Sendo:

$L_{P_R}, L_{P_S}, L_{P_T}$ – indutâncias próprias das bobinas principais das fases R, S e T, respectivamente;

$L_{A_R}, L_{A_S}, L_{A_T}$ – indutâncias próprias das bobinas auxiliares das fases R, S e T, respectivamente;

$L_{m_R}, L_{m_S}, L_{m_T}$ – indutâncias mútuas entre bobinas de um mesmo núcleo;

i_R, i_S, i_T – correntes nas fases R, S e T, respectivamente.

No domínio da frequência, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_R \\ \dot{V}_S \\ \dot{V}_T \end{bmatrix}^h = jh\omega \cdot \begin{bmatrix} (L_{P_R} + L_{A_S}) & -L_{m_S} & -L_{m_R} \\ -L_{m_S} & (L_{P_S} + L_{A_T}) & -L_{m_T} \\ -L_{m_R} & -L_{m_T} & (L_{P_T} + L_{A_R}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_R \\ \dot{I}_S \\ \dot{I}_T \end{bmatrix}^h \quad (2.25)$$

Considerando-se a equação (2.25) e tomando-se por base a expressão genérica dada em (2.17), a sua representação em função das suas componentes seqüenciais é obtida, por analogia, a partir das expressões de (2.11) a (2.16). As indutâncias seqüenciais são dadas pelas expressões de (2.26) a (2.31).

$$L_{00} = \frac{1}{3} \sum (L_{P_i} + L_{A_i} - 2L_{m_i}) \quad (2.26)$$

$$L_{11} = L_{22} = \frac{1}{3} \sum (L_{P_i} + L_{A_i} + L_{m_i}) \quad (2.27)$$

$$L_{01} = L_{10} = \frac{1}{3} [(L_{P_R} + L_{A_S} + L_{m_T}) + \alpha^2 (L_{P_S} + L_{A_T} + L_{m_R}) + \alpha (L_{P_T} + L_{A_R} + L_{m_S})] \quad (2.28)$$

$$L_{02} = L_{20} = \frac{1}{3} \left[(L_{P_R} + L_{A_S} + L_{m_T}) + \alpha(L_{P_S} + L_{A_T} + L_{m_R}) + \alpha^2(L_{P_T} + L_{A_R} + L_{m_S}) \right] \quad (2.29)$$

$$L_{12} = \frac{1}{3} \left[(L_{P_R} + L_{A_S} - 2L_{m_T}) + \alpha(L_{P_T} + L_{A_R} - 2L_{m_S}) + \alpha^2(L_{P_S} + L_{A_T} - 2L_{m_R}) \right] \quad (2.30)$$

$$L_{21} = \frac{1}{3} \left[(L_{P_R} + L_{A_S} - 2L_{m_T}) + \alpha(L_{P_S} + L_{A_T} - 2L_{m_R}) + \alpha^2(L_{P_T} + L_{A_R} - 2L_{m_S}) \right] \quad (2.31)$$

2.3.2 Arranjo Eletromagnético com Núcleo de Três Colunas

O arranjo eletromagnético utilizado neste caso é ilustrado na figura 2.5(a). Para o caso de núcleo trifásico, os diferentes caminhos magnéticos proporcionam várias formas de acoplamento. A figura 2.5(b) ilustra, para uma das bobinas, todos os acoplamentos magnéticos a serem considerados. A interconexão dos conjuntos de bobinas segue a mesma estratégia descrita no item 2.3.1.

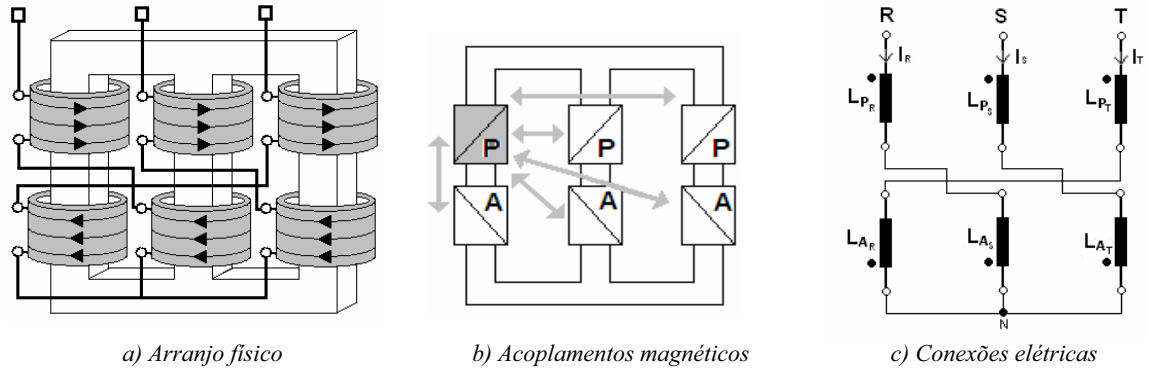


Figura 2.5 – Filtro eletromagnético com núcleo de três colunas.

As equações que regem o funcionamento deste dispositivo podem ser obtidas a partir do diagrama elétrico ilustrado na figura 2.5(c). As relações entre tensões e correntes nas bobinas principais e auxiliares são dadas pelos conjuntos de equações (2.32) e (2.33), respectivamente.

$$\begin{aligned} v_{P_R} &= L_{P_R} \cdot \frac{di_R}{dt} + M_{PA_{RS}} \cdot \frac{di_R}{dt} + M_{PA_{RT}} \cdot \frac{di_S}{dt} - L_{m_R} \cdot \frac{di_T}{dt} - M_{PP_{RS}} \cdot \frac{di_S}{dt} - M_{PP_{RT}} \cdot \frac{di_T}{dt} \\ v_{P_S} &= L_{P_S} \cdot \frac{di_S}{dt} + M_{PA_{ST}} \cdot \frac{di_S}{dt} + M_{PA_{SR}} \cdot \frac{di_T}{dt} - L_{m_S} \cdot \frac{di_R}{dt} - M_{PP_{SR}} \cdot \frac{di_R}{dt} - M_{PP_{ST}} \cdot \frac{di_T}{dt} \\ v_{P_T} &= L_{P_T} \cdot \frac{di_T}{dt} + M_{PA_{TR}} \cdot \frac{di_T}{dt} + M_{PA_{TS}} \cdot \frac{di_R}{dt} - L_{m_T} \cdot \frac{di_S}{dt} - M_{PP_{TR}} \cdot \frac{di_R}{dt} - M_{PP_{TS}} \cdot \frac{di_S}{dt} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned}
v_{A_R} &= L_{A_R} \cdot \frac{di_T}{dt} + M_{AP_{RS}} \cdot \frac{di_S}{dt} + M_{AP_{RT}} \frac{di_T}{dt} - L_{m_R} \cdot \frac{di_R}{dt} - M_{AA_{RS}} \cdot \frac{di_R}{dt} - M_{AA_{RT}} \cdot \frac{di_S}{dt} \\
v_{A_S} &= L_{A_S} \cdot \frac{di_R}{dt} + M_{AP_{SR}} \cdot \frac{di_R}{dt} + M_{AP_{ST}} \frac{di_T}{dt} - L_{m_S} \cdot \frac{di_S}{dt} - M_{AA_{SR}} \cdot \frac{di_T}{dt} - M_{AA_{ST}} \cdot \frac{di_S}{dt} \\
v_{A_T} &= L_{A_T} \cdot \frac{di_S}{dt} + M_{AP_{TR}} \cdot \frac{di_R}{dt} + M_{AP_{TS}} \frac{di_S}{dt} - L_{m_T} \cdot \frac{di_T}{dt} - M_{AA_{TR}} \cdot \frac{di_T}{dt} - M_{AA_{TS}} \cdot \frac{di_R}{dt}
\end{aligned} \tag{2.33}$$

Sendo:

L_{P_i} – indutância própria do enrolamento principal da fase i;

L_{A_i} – indutância própria do enrolamento auxiliar da fase i;

L_{m_i} – indutância mútua entre os enrolamentos principal e auxiliar da fase i;

$M_{PP_{ij}}$ – indutância mútua entre enrolamentos principais das fases i e j;

$M_{PA_{ij}}$ – indutância mútua entre enrolamentos principal e auxiliar das fases i e j;

$M_{AA_{ij}}$ – indutância mútua entre enrolamentos auxiliares das fases i e j;

i_R, i_S, i_T – correntes nas fases R, S e T, respectivamente.

Matricialmente tem-se:

$$\begin{bmatrix} v_{P_R} \\ v_{P_S} \\ v_{P_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{P_R} + M_{PA_{RS}}) & -(M_{PP_{RS}} - M_{PA_{RT}}) & -(L_{m_R} + M_{PP_{RT}}) \\ -(L_{m_S} + M_{PP_{SR}}) & (L_{P_S} + M_{PA_{ST}}) & -(M_{PP_{ST}} - M_{PA_{SR}}) \\ -(M_{PP_{TR}} - M_{PA_{TS}}) & -(L_{m_T} + M_{PP_{TS}}) & (L_{P_T} + M_{PA_{TR}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_R/dt \\ di_S/dt \\ di_T/dt \end{bmatrix} \tag{2.34}$$

$$\begin{bmatrix} v_{A_R} \\ v_{A_S} \\ v_{A_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(L_{m_R} + M_{AA_{RS}}) & -(M_{AA_{RT}} - M_{AP_{RS}}) & (L_{A_R} + M_{AP_{RT}}) \\ (L_{A_S} + M_{AP_{SR}}) & -(L_{m_S} + M_{AA_{ST}}) & -(M_{AA_{SR}} - M_{AP_{ST}}) \\ -(M_{AA_{TS}} - M_{AP_{TR}}) & (L_{A_T} + M_{AP_{TS}}) & -(L_{m_T} + M_{AA_{TR}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} di_R/dt \\ di_S/dt \\ di_T/dt \end{bmatrix} \tag{2.35}$$

Ou, no domínio da frequência, para a h -ésima ordem harmônica, têm-se as equações (2.36) e (2.37).

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{P_R} \\ \dot{V}_{P_S} \\ \dot{V}_{P_T} \end{bmatrix}^h = jh\omega \cdot \begin{bmatrix} (L_{P_R} + M_{PA_{RS}}) & -(M_{PP_{RS}} - M_{PA_{RT}}) & -(L_{m_R} + M_{PP_{RT}}) \\ -(L_{m_S} + M_{PP_{SR}}) & (L_{P_S} + M_{PA_{ST}}) & -(M_{PP_{ST}} - M_{PA_{SR}}) \\ -(M_{PP_{TR}} - M_{PA_{TS}}) & -(L_{m_T} + M_{PP_{TS}}) & (L_{P_T} + M_{PA_{TR}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_R \\ \dot{I}_S \\ \dot{I}_T \end{bmatrix}^h \tag{2.36}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{A_R} \\ \dot{V}_{A_S} \\ \dot{V}_{A_T} \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} -(L_{m_R} + M_{AA_{RS}}) & -(M_{AA_{RT}} - M_{AP_{RS}}) & (L_{A_R} + M_{AP_{RT}}) \\ (L_{A_S} + M_{AP_{SR}}) & -(L_{m_S} + M_{AA_{ST}}) & -(M_{AA_{SR}} - M_{AP_{ST}}) \\ -(M_{AA_{TS}} - M_{AP_{TR}}) & (L_{A_T} + M_{AP_{TS}}) & -(L_{m_T} + M_{AA_{TR}}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_R \\ \dot{I}_S \\ \dot{I}_T \end{bmatrix}^h \quad (2.37)$$

As tensões compostas para as fases R, S e T são obtidas a partir da expressão (2.38).

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_R \\ \dot{V}_S \\ \dot{V}_T \end{bmatrix}^h = \begin{bmatrix} \dot{V}_{P_R} \\ \dot{V}_{P_S} \\ \dot{V}_{P_T} \end{bmatrix}^h + \begin{bmatrix} \dot{V}_{A_S} \\ \dot{V}_{A_T} \\ \dot{V}_{A_R} \end{bmatrix}^h \quad (2.38)$$

Nestas condições, as equações de análise são:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_R \\ \dot{V}_S \\ \dot{V}_T \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} L_{RR} & -L_{RS} & -L_{RT} \\ -L_{SR} & L_{SS} & -L_{ST} \\ -L_{TR} & -L_{TS} & L_{TT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_R \\ \dot{I}_S \\ \dot{I}_T \end{bmatrix}^h \quad (2.39)$$

Sendo:

$$L_{RR} = L_{P_R} + L_{A_S} + M_{PA_{RS}} + M_{PA_{SR}} \quad (2.40)$$

$$L_{SS} = L_{P_S} + L_{A_T} + M_{PA_{ST}} + M_{PA_{TS}} \quad (2.41)$$

$$L_{TT} = L_{P_T} + L_{A_R} + M_{PA_{TR}} + M_{PA_{RT}} \quad (2.42)$$

$$L_{RS} = L_{m_S} + M_{PP_{RS}} + M_{AA_{ST}} - M_{PA_{TR}} \quad (2.43)$$

$$L_{SR} = L_{m_S} + M_{PP_{RS}} + M_{AA_{ST}} - M_{AP_{TR}} \quad (2.44)$$

$$L_{ST} = L_{m_T} + M_{PP_{ST}} + M_{AA_{TR}} - M_{PA_{SR}} \quad (2.45)$$

$$L_{TS} = L_{m_T} + M_{PP_{TS}} + M_{AA_{RT}} - M_{PA_{RS}} \quad (2.46)$$

$$L_{TR} = L_{m_R} + M_{PP_{TR}} + M_{AA_{RS}} - M_{PA_{ST}} \quad (2.47)$$

$$L_{RT} = L_{m_R} + M_{PP_{TR}} + M_{AA_{RS}} - M_{AP_{TS}} \quad (2.48)$$

Considerando-se a equação (2.24) e tomando-se por base a expressão genérica dada em (2.17), a representação da equação (2.39) em função das suas componentes sequenciais pode ser obtida a partir das expressões de (2.40) a (2.48). Neste caso, as indutâncias sequenciais são dadas pelas expressões de (2.49) a (2.56).

$$L_{00} = \frac{1}{3} [\sum (L_{P_i} + L_{A_i} - 2L_{m_i}) - 2M_{PP_{RS}} - 2M_{PP_{RT}} - 2M_{PP_{ST}} - 2M_{AA_{ST}} - 2M_{AA_{SR}} - 2M_{AA_{TR}} + M_{PA_{RS}} + M_{PA_{ST}} + M_{PA_{TR}} + 2M_{PA_{RT}} + 2M_{PA_{SR}} + M_{AP_{SR}} + M_{AP_{TS}} + M_{AP_{RT}} + 2M_{AP_{ST}}] \quad (2.49)$$

$$L_{11} = L_{22} = \frac{1}{3} [\sum (L_{P_i} + L_{A_i} + L_{m_i}) + M_{PP_{RS}} + M_{PP_{RT}} + M_{PP_{ST}} + M_{AA_{ST}} + M_{AA_{SR}} + M_{AA_{TR}} + M_{PA_{RS}} + M_{PA_{ST}} + M_{PA_{TR}} - M_{PA_{RT}} - M_{PA_{SR}} + M_{AP_{SR}} + M_{AP_{TS}} + M_{AP_{RT}} - M_{AP_{ST}}] \quad (2.50)$$

$$L_{01} = \frac{1}{3} [(L_{P_R} + L_{A_S} + M_{PA_{RS}} + M_{AP_{SR}} + L_{m_T} + M_{PP_{TS}} + M_{AA_{RT}} - M_{AP_{RS}}) + \alpha^2 (L_{P_S} + L_{A_T} + M_{PA_{ST}} + M_{AP_{TS}} + L_{m_R} + M_{PP_{RT}} + M_{AA_{SR}} - M_{AP_{ST}}) + \alpha (L_{P_T} + L_{A_R} + M_{PA_{TR}} + M_{AP_{RT}} + L_{m_S} + M_{PP_{RS}} + M_{AA_{ST}} - M_{PA_{RT}})] \quad (2.51)$$

$$L_{02} = \frac{1}{3} [(L_{P_R} + L_{A_S} + M_{PA_{RS}} + M_{AP_{SR}} + L_{m_T} + M_{PP_{TS}} + M_{AA_{RT}} - M_{AP_{RS}}) + \alpha (L_{P_S} + L_{A_T} + M_{PA_{ST}} + M_{AP_{TS}} + L_{m_R} + M_{PP_{RT}} + M_{AA_{SR}} - M_{AP_{ST}}) + \alpha^2 (L_{P_T} + L_{A_R} + M_{PA_{TR}} + M_{AP_{RT}} + L_{m_S} + M_{PP_{RS}} + M_{AA_{ST}} - M_{PA_{RT}})] \quad (2.52)$$

$$L_{10} = \frac{1}{3} [(L_{P_R} + L_{A_S} + M_{PA_{RS}} + M_{AP_{SR}} + L_{m_T} + M_{PP_{TS}} + M_{AA_{RT}} - M_{AP_{RS}}) + \alpha (L_{P_S} + L_{A_T} + M_{PA_{ST}} + M_{AP_{TS}} + L_{m_R} + M_{PP_{RT}} + M_{AA_{SR}} - M_{AP_{ST}}) + \alpha^2 (L_{P_T} + L_{A_R} + M_{PA_{TR}} + M_{AP_{RT}} + L_{m_S} + M_{PP_{RS}} + M_{AA_{ST}} - M_{PA_{RT}})] \quad (2.53)$$

$$L_{12} = \frac{1}{3} [(L_{P_R} + L_{A_S} + M_{PA_{RS}} + M_{AP_{SR}} - 2L_{m_T} - 2M_{PP_{TS}} - 2M_{AA_{RT}} - 2M_{AP_{RS}}) + \alpha^2 (L_{P_S} + L_{A_T} + M_{PA_{ST}} + M_{AP_{TS}} - 2L_{m_R} - 2M_{PP_{RT}} - 2M_{AA_{SR}} - 2M_{AP_{ST}}) + \alpha (L_{P_T} + L_{A_R} + M_{PA_{TR}} + M_{AP_{RT}} - 2L_{m_S} - 2M_{PP_{RS}} - 2M_{AA_{ST}} - 2M_{PA_{RT}})] \quad (2.54)$$

$$L_{20} = \frac{1}{3} [(L_{P_R} + L_{A_S} + M_{PA_{RS}} + M_{AP_{SR}} + L_{m_T} + M_{PP_{TS}} + M_{AA_{RT}} - M_{AP_{RS}}) + \alpha^2 (L_{P_S} + L_{A_T} + M_{PA_{ST}} + M_{AP_{TS}} + L_{m_R} + M_{PP_{RT}} + M_{AA_{SR}} - M_{AP_{ST}}) + \alpha (L_{P_T} + L_{A_R} + M_{PA_{TR}} + M_{AP_{RT}} + L_{m_S} + M_{PP_{RS}} + M_{AA_{ST}} - M_{PA_{RT}})] \quad (2.55)$$

$$L_{21} = \frac{1}{3} [(L_{P_R} + L_{A_S} + M_{PA_{RS}} + M_{AP_{SR}} - 2L_{m_T} - 2M_{PP_{TS}} - 2M_{AA_{RT}} + 2M_{AP_{RS}}) + \alpha (L_{P_S} + L_{A_T} + M_{PA_{ST}} + M_{AP_{TS}} - 2L_{m_R} - 2M_{PP_{RT}} - 2M_{AA_{SR}} + 2M_{AP_{ST}}) + \alpha^2 (L_{P_T} + L_{A_R} + M_{PA_{TR}} + M_{AP_{RT}} - 2L_{m_S} - 2M_{PP_{RS}} - 2M_{AA_{ST}} + 2M_{PA_{RT}})] \quad (2.56)$$

2.4 Análise da Funcionalidade como Filtro de Sequência Zero

Baseado nas modelagens desenvolvidas nos itens anteriores, pode-se concluir que, qualquer que seja a configuração do núcleo magnético, os arranjos eletromagnéticos

propostos apresentam um comportamento similar com respeito às impedâncias seqüenciais.

Visando estabelecer diretrizes para o projeto destes dispositivos, é imperativo que seja investigada, sob um ponto de vista mais realista, a dependência da indutância de seqüência zero com alguns fatores construtivos.

Como visto anteriormente, a indutância de seqüência zero tende a um valor mínimo na medida em que as bobinas principal e auxiliar possam ser consideradas similares, sob o ponto de vista das suas indutâncias próprias, e que o acoplamento magnético entre as mesmas se aproxime do ideal.

2.4.1 Condições Simplificadoras para o Arranjo com Núcleos Individuais

O conjunto de equações que representa as relações entre as componentes seqüenciais das tensões e correntes para o filtro eletromagnético é dado, genericamente, por (2.57), conforme desenvolvimento apresentado no item 2.3.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} L_{00} & L_{01} & L_{02} \\ L_{10} & L_{11} & L_{12} \\ L_{20} & L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}^h \quad (2.57)$$

Particularmente, no caso em que os núcleos magnéticos e as bobinas principais e auxiliares possuem características idênticas, é possível considerar as aproximações expressas em (2.58) e (2.59).

$$L_{P_R} = L_{P_S} = L_{P_T} = L_{A_R} = L_{A_S} = L_{A_T} = L \quad (2.58)$$

$$L_{m_R} = L_{m_S} = L_{m_T} = L_m \quad (2.59)$$

Combinando-se as expressões (2.58) e (2.59) com as expressões de (2.49) a (2.56), constata-se que as componentes fora da diagonal principal da matriz de indutâncias seqüenciais da equação (2.57) são nulas. Verifica-se ainda que, sob estas condições simplificadoras, as indutâncias da diagonal da matriz são dadas pelas equações (2.60) e (2.61).

$$L_{00} = 2(L - L_m) \quad (2.60)$$

$$L_{11} = L_{22} = 2L + L_m \quad (2.61)$$

Nestas condições, as relações entre as componentes seqüenciais de corrente e tensão passam a ser dadas pela equação (2.62).

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} 2(L-L_m) & 0 & 0 \\ 0 & (2L+L_m) & 0 \\ 0 & 0 & (2L+L_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}^h \quad (2.62)$$

Observa-se, sob o ponto de vista dos circuitos seqüenciais equivalentes, um desacoplamento total entre as componentes seqüenciais, garantindo, assim, uma investigação dos efeitos individualizados das componentes simétricas, como sugere a figura 2.6.

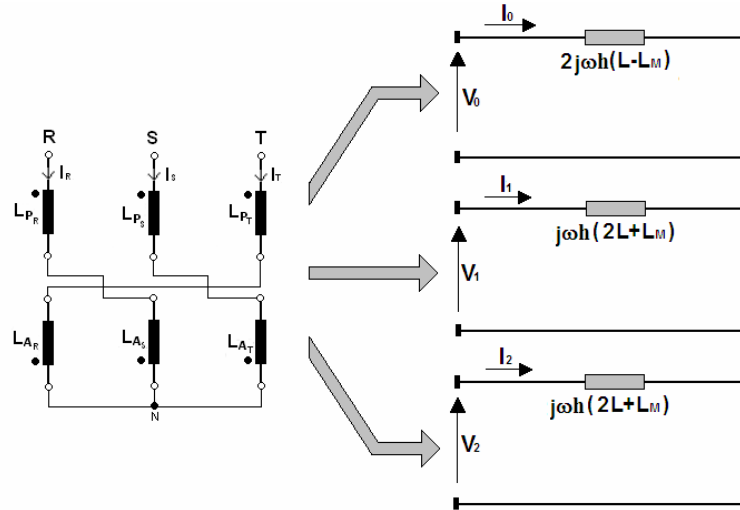


Figura 2.6 – Circuitos seqüenciais para o arranjo com núcleos individuais.

Pelas equações, é possível analisar as características operacionais do dispositivo eletromagnético como filtro de seqüência zero. Esta funcionalidade decorre do arranjo eletromagnético adotado, envolvendo a forma de conexão das bobinas principal e auxiliar de cada núcleo, bem como o acoplamento existente entre as mesmas.

Pela equação (2.62) constata-se que, na medida em que o valor da indutância mútua entre as bobinas principal e auxiliar, L_m , se aproxima do valor da indutância própria das bobinas, L , a indutância equivalente de seqüência zero tende a um valor mínimo. Como se sabe [21], [22], idealmente, estas indutâncias se relacionam conforme apresentado na equação (2.63).

$$L_m = k \cdot \sqrt{L_p \cdot L_A} \quad (2.63)$$

Sendo k o fator de acoplamento entre as bobinas, vale dizer que, para um acoplamento perfeito ($k=1$), a indutância para seqüência zero resulta nula. Nestas condições, pode-se dizer que o dispositivo proposto representa um curto-circuito para todas as correntes de seqüência zero, sendo, portanto, um filtro ideal para esta seqüência.

2.4.2 Condições Simplificadoras para o Arranjo com Núcleo de Três Colunas

Para esta análise, as simplificações adotadas se aplicam às equações de (2.49) a (2.56), que fornecem as indutâncias seqüenciais para o dispositivo baseado em um núcleo magnético de três colunas.

Considerando-se bobinas principais e auxiliares idênticas e a operação dentro da região linear da característica BxH do material magnético, têm-se as seguintes igualdades:

$$L_{P_R} = L_{P_S} = L_{P_T} = L_{A_R} = L_{A_S} = L_{A_T} = L \quad (2.64)$$

$$M_{P_{AS}T} = M_{P_{AT}S} \quad (2.65)$$

$$M_{P_{AS}R} = M_{P_{AR}S} \quad (2.66)$$

$$M_{P_{AT}R} = M_{P_{AR}T} \quad (2.67)$$

Visando a simplificação do modelo proposto no item 2.3.2, é ainda possível considerar outras simplificações baseadas na similaridade construtiva dos enrolamentos. Os aspectos geométricos e construtivos do núcleo ainda sugerem outras simplificações com respeito às indutâncias mútuas utilizadas no modelo, conforme indicado na figura 2.7.

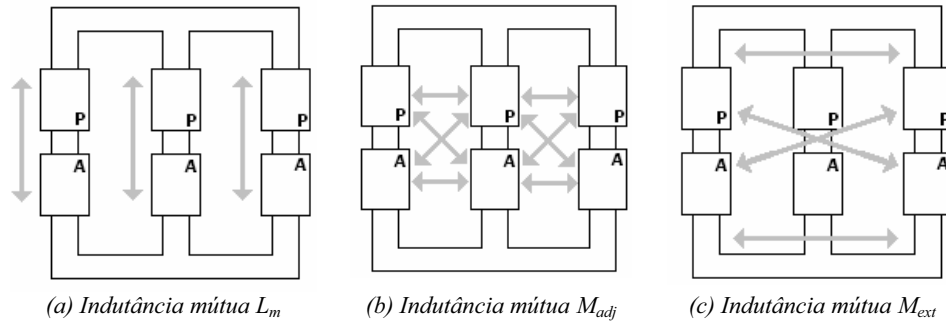


Figura 2.7 – Indutâncias mútuas.

Admitindo-se que as indutâncias mútuas entre as bobinas principal e auxiliar de uma mesma coluna magnética sejam idênticas, figura 2.7(a), tem-se:

$$L_{m_R} = L_{m_S} = L_{m_T} = L_m \quad (2.68)$$

Por outro lado, as indutâncias mútuas entre bobinas principais e auxiliares de colunas distintas e adjacentes, figura 2.7(b), também podem ser consideradas iguais, sobretudo porque, usualmente, a montagem das bobinas é realizada de forma concêntrica e os fluxos mútuos percorrem o mesmo caminho magnético. Nestas condições, pode-se considerar:

$$M_{PP_{RS}} = M_{PP_{ST}} = M_{AA_{RS}} = M_{AA_{ST}} = M_{PA_{RS}} = M_{PA_{ST}} = M_{adj} \quad (2.69)$$

As indutâncias mútuas entre bobinas principais e auxiliares de colunas distintas e externas, figura 2.7(c), são consideradas idênticas entre si, pelas mesmas razões expostas anteriormente. Ou seja:

$$M_{PP_{RT}} = M_{AA_{RT}} = M_{PA_{RT}} = M_{ext} \quad (2.70)$$

As condições simplificadoras adotadas até o momento levam em consideração apenas os aspectos relacionados com a simetria construtiva do núcleo e dos enrolamentos principal e auxiliar, sendo, portanto, tangíveis a partir de uma sistemática construtiva direcionada para tais objetivos.

As indutâncias seqüenciais calculadas a partir das expressões (2.49) a (2.56) resultam em:

$$L_{00} = 2(L - L_m) \quad (2.71)$$

$$L_{11} = L_{22} = 2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext} \quad (2.72)$$

$$L_{10} = L_{01} = \frac{1}{3}[(2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext}) + \alpha^2(2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext}) + \alpha(2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext})] \quad (2.73)$$

$$L_{20} = L_{02} = \frac{1}{3}[(2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext}) + \alpha(2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext}) + \alpha^2(2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext})] \quad (2.74)$$

Ou seja:

$$L_{10} = L_{01} = L_{20} = L_{02} = 0 \quad (2.75)$$

Considerando-se:

$$L_{12} = \frac{1}{3}[(2L - 2L_m - 2M_{ext} - 2M_{adj}) + \alpha^2(2L - 2L_m - 2M_{ext} - 2M_{adj}) + \alpha(2L - 2L_m - 4M_{adj})] \quad (2.76)$$

Tem-se:

$$L_{12} = \frac{2}{3}[-(1 + \alpha^2) \cdot (M_{ext} + M_{adj}) - \alpha(2M_{adj})] = \frac{2\alpha}{3}[M_{ext} - M_{adj}] \quad (2.77)$$

Considerando-se também:

$$L_{21} = \frac{1}{3}[(2L - 2L_m - 2M_{ext} + 2M_{adj}) + \alpha(2L - 2L_m - 2M_{ext} + 2M_{adj}) + \alpha^2(2L - 2L_m + 4M_{ext} - 4M_{adj})] \quad (2.78)$$

Tem-se:

$$L_{21} = \frac{2}{3} [-(1+\alpha).(M_{ext} - M_{adj}) - 2\alpha^2(M_{ext} - M_{adj})] = 2\alpha^2(M_{ext} - M_{adj}) \quad (2.79)$$

Observa-se que, para as simplificações adotadas, as indutâncias mútuas entre o circuito equivalente de seqüência zero e os circuitos equivalentes de seqüências positiva e negativa, L_{10} e L_{20} , são nulas. Isto garante, sob o ponto de vista de análise, que o comportamento das componentes de seqüência zero de tensão e de corrente pode ser investigado isoladamente. O mesmo não se aplica para as demais seqüências, pois ainda persiste um acoplamento entre as componentes de seqüências positiva e negativa dado pelas indutâncias L_{12} e L_{21} . A figura 2.8 ilustra os circuitos seqüenciais equivalentes e os acoplamentos citados.

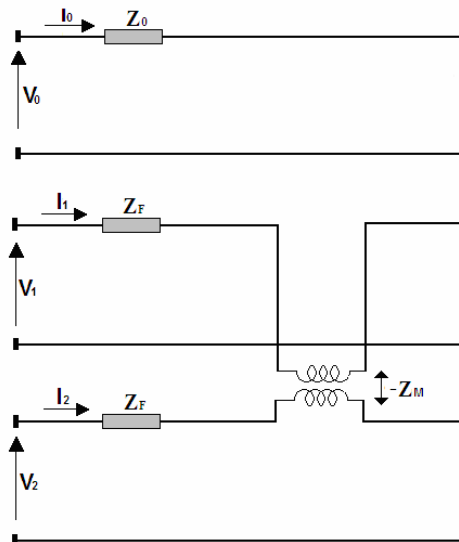


Figura 2.8 – Circuitos seqüenciais acoplados.

Esta interdependência dos circuitos de seqüências positiva e negativa decorre do fato de que a geometria planar do núcleo de três colunas implica em um desequilíbrio intrínseco entre as indutâncias mútuas das colunas adjacentes M_{adj} e das colunas externas M_{ext} .

Para um caso particular, onde novas aproximações são introduzidas, é possível obter-se circuitos seqüenciais desacoplados, favorecendo, assim, o estudo individualizado dos efeitos das diferentes componentes seqüenciais. Entretanto, qualquer simplificação adicional implica na degradação da precisão do modelo matemático. Por outro lado, a análise da funcionalidade do filtro, objetivo maior deste trabalho, depende exclusivamente da indutância equivalente de seqüência zero. Visando-se, pois, um sistema de equações mais simples, é possível admitir-se a igualdade destas indutâncias sem que a precisão numérica dos resultados globais almejados seja significativamente comprometida. Nesta ótica, admitindo-se a igualdade citada, tem-se:

$$M_{adj} = M_{ext} = M \quad (2.80)$$

E, conseqüentemente,

$$L_{12} = L_{21} = 0 \quad (2.81)$$

$$L_{11} = L_{22} = 2L + L_m + 3M \quad (2.82)$$

Nestas condições, obtêm-se as relações entre tensões e correntes seqüenciais dadas na equação (2.83).

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} 2(L-L_m) & 0 & 0 \\ 0 & 2L+L_m+3M & 0 \\ 0 & 0 & 2L+L_m+3M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix}^h \quad (2.83)$$

O sistema de equações obtido em (2.83) representa os circuitos seqüenciais desacoplados ilustrados na figura 2.9.

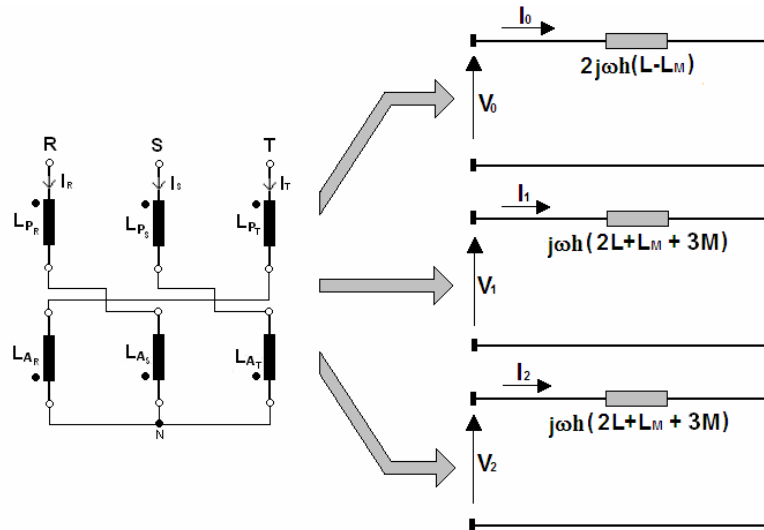


Figura 2.9 – Circuitos seqüenciais para o arranjo com núcleo de três colunas.

Pelas equações (2.83), verifica-se que a funcionalidade do dispositivo eletromagnético como filtro de seqüência zero, a exemplo do caso descrito anteriormente, está diretamente relacionada com a indutância de acoplamento entre as bobinas principais e auxiliares de uma mesma coluna magnética. A ação de filtragem das componentes de seqüência zero será tanto mais eficaz quanto melhor for este acoplamento magnético. A condição idealizada de filtragem ocorre quando o fator de acoplamento for unitário ($k=1$), ou seja, $L_m = L$.

2.5 Considerações Finais

Foram apresentadas neste capítulo as diretrizes metodológicas para a definição de um modelo analítico no domínio da frequência para filtros eletromagnéticos de seqüência zero.

Foram propostos dois modelos baseados nas componentes seqüenciais das tensões e correntes de alimentação destes dispositivos, diferenciados pelo tipo de núcleo magnético a ser utilizado na composição dos arranjos trifásicos. Para cada um dos modelos propostos, foram apresentadas as hipóteses simplificadoras consideradas aceitáveis para a precisão numérica almejada, com vistas a uma melhor interpretação das respectivas funcionalidades como filtros de componentes de seqüência zero.

De um modo geral, pode-se dizer que o principal parâmetro associado ao comportamento do dispositivo como filtro é o fator de acoplamento entre as bobinas de uma mesma coluna magnética, e que a maximização deste desempenho operacional está diretamente relacionada à concretização de acoplamentos quase perfeitos.

Destaca-se, finalmente, que a modelagem apresentada neste capítulo é uma contribuição original deste trabalho e será tomada como base para os desenvolvimentos subseqüentes a serem apresentados nos próximos capítulos.

CAPÍTULO 3

Modelagem para Análise de Desempenho do Sistema de Filtragem

3.1 Considerações Iniciais

A eficácia de um sistema de filtragem de harmônicos pode ser avaliada através de modelos computacionais para simulações no domínio do tempo ou da frequência [15]. Os modelos no domínio do tempo são baseados em um conjunto de equações diferenciais e os resultados produzidos permitem uma visualização imediata do comportamento do sistema quanto às formas de onda de tensões e correntes.

Apesar de ser uma prática muito utilizada, apresenta algumas desvantagens em estudos direcionados para o dimensionamento e a otimização do arranjo de filtragem. Esta prática não revela explicitamente as influências dos diferentes parâmetros no desempenho da filtragem, dificultando a identificação de ações para a maximização da sua funcionalidade. O processo de dimensionamento e ajuste dos parâmetros do sistema de filtragem normalmente se apóia em métodos de aproximações sucessivas na busca de um desempenho global adequado. Esta metodologia exige que a simulação seja retomada desde o início sempre que uma nova condição operacional é investigada, resultando em um grande esforço computacional e tornando o processo de dimensionamento e ajuste lento e trabalhoso [13].

Uma forma alternativa para a análise do desempenho do sistema de filtragem é através do cálculo de transmitâncias e as respectivas respostas em frequência [15], [25]. Esta metodologia está fundamentada na teoria da superposição de efeitos e é particularmente atrativa porque permite que seja investigada individualmente a influência dos diferentes parâmetros do sistema alimentador, do filtro e da carga na eficácia do filtro.

Por outro lado, permite não só investigar de forma rápida e sistemática, mas também alterar o desempenho de um filtro diante de novas condições operacionais e, ainda, revelar as possíveis causas da degradação da sua eficácia. Isto pode contribuir decisivamente para o aperfeiçoamento do projeto dos sistemas de filtragem, no sentido de manter os níveis de desempenho nos limites aceitáveis diante das diferentes condições operacionais previamente estabelecidas [13].

Objetivando compor um aplicativo computacional para suporte ao dimensionamento e à análise de desempenho de sistemas de filtragem passiva, adotou-se neste trabalho uma abordagem similar àquela apresentada em [13]. O método baseia-se, fundamentalmente, na análise da resposta em frequência das transmitâncias do circuito composto pelo sistema alimentador, pela carga não-linear equivalente e pelo sistema de filtragem.

A partir da proposta apresentada em [13], algumas adaptações e complementações se fazem necessárias. No escopo deste trabalho, a composição do arranjo híbrido é efetuada a partir de filtros ressonantes e de um filtro eletromagnético de sequência zero, o que remete, necessariamente, a uma modelagem trifásica, sob o ponto de vista das componentes sequenciais.

3.2 Modelagem das Fontes Harmônicas

Para a análise de desempenho de um sistema de filtragem harmônica, é imprescindível o conhecimento das cargas presentes no sistema elétrico, bem como de suas características de funcionamento. Tomando-se estes dados como referência, o próximo passo é a utilização de uma metodologia eficiente para a modelagem das mesmas.

As cargas elétricas podem, em geral, ser divididas em duas classes: cargas lineares e cargas não-lineares.

As cargas lineares, quando alimentadas por uma tensão senoidal, absorvem do sistema de suprimento uma corrente com a mesma característica senoidal, com amplitude dependente da própria carga, podendo apresentar algum deslocamento de fase.

As cargas não-lineares consomem uma corrente que não é senoidal, mesmo que a tensão que lhes está aplicada o seja. Para efeito de análise, estas cargas são tratadas como fontes de componentes harmônicas para o sistema CA em que estão conectadas. A corrente que consomem é, portanto, constituída por uma componente fundamental e por harmônicos cujas amplitudes e frequências dependem da própria carga.

Nos estudos de penetração harmônica e, particularmente, naqueles destinados ao dimensionamento e à avaliação de desempenho de sistemas de filtragem, as técnicas de modelagem de cargas não-lineares devem ser cuidadosamente selecionadas. Objetivando um bom projeto de filtragem, quanto melhor a representação das cargas não-lineares, maior será a qualidade e a confiabilidade dos resultados obtidos. Ainda que, reconhecidamente, os consumidores industriais, tratados individualmente, sejam os principais responsáveis pelas distorções harmônicas neste cenário de carregamento não-linear ascendente, os consumidores residenciais e comerciais, atualmente, são considerados importantes fontes de harmônicos. Naturalmente, suas contribuições para as distorções harmônicas devem ser tratadas de forma coletiva, em função da enorme quantidade de pequenas cargas não-lineares, cada vez mais presentes nos ambientes domésticos e comerciais.

O desenvolvimento de um bom modelo para a carga não-linear exige, via de regra, uma descrição detalhada do circuito da carga que, normalmente, não é fornecida pela maioria dos fabricantes, por serem informações patenteadas e/ou de propriedade intelectual dos mesmos. Por outro lado, mesmo que estes dados fossem disponibilizados, a representação destas cargas através de modelos individualizados demandaria um grande esforço computacional nos estudos de filtragem harmônica. A modelagem individualizada pode ser utilizada com sucesso apenas em estudos particularizados ou para refinamento dos projetos de filtragem envolvendo partes substancialmente menores da rede elétrica. Para contornar este obstáculo, é possível efetuar uma análise harmônica a partir da medição das formas de onda apresentadas pelas correntes absorvidas e/ou pelas tensões no barramento das cargas não-lineares.

Tradicionalmente, cargas não-lineares de natureza industrial têm sido representadas como uma fonte de corrente, o que se justifica porque as formas de onda de corrente são distorcidas ainda que as mesmas sejam alimentadas por tensões puramente senoidais. Um exemplo de fonte harmônica típica que apresenta estas características é o retificador controlado por tiristores. Este dispositivo, muito utilizado em diferentes acionamentos industriais, normalmente, possuem uma indutância no lado CC suficientemente elevada ou uma carga indutiva muito alta para garantir uma corrente contínua aproximadamente constante.

A figura 3.1(a) mostra um retificador a tiristor no qual uma indutância no lado CC suficientemente alta produz uma corrente praticamente contínua. A figura 3.2 mostra a tensão na fonte e as formas de onda da corrente do retificador. A distorção na forma de onda da corrente é resultante das operações de chaveamento dos tiristores. Devido ao conteúdo da

corrente harmônica e suas características serem menos dependentes dos parâmetros do lado CA, esta carga não-linear comporta-se, praticamente, como uma fonte de corrente. Nestas condições, sob o ponto de vista analítico, esta carga deve ser modelada como uma fonte de corrente, figura 3.1(b).

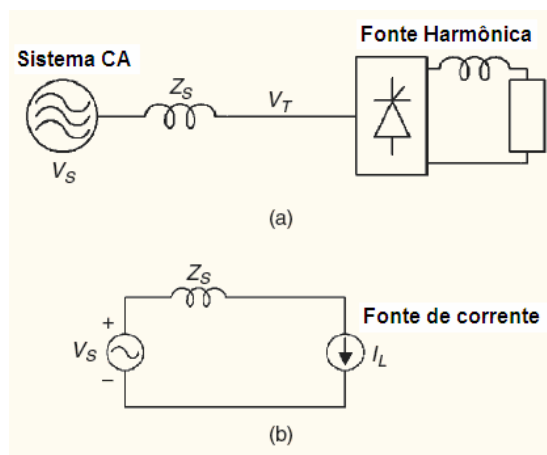


Figura 3.1 – Carga não-linear como fonte de corrente típica.

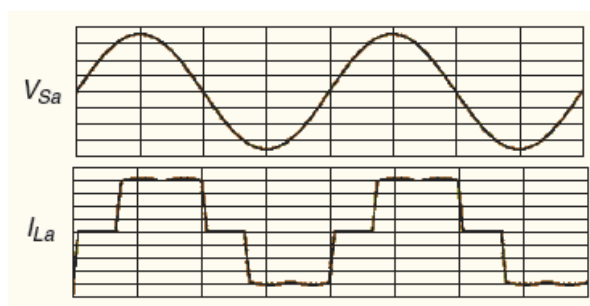


Figura 3.2 – Formas de onda típicas de tensão e corrente de um retificador com filtro c.c. indutivo.

A maioria dos equipamentos eletrônicos de uso residencial e comercial funciona com corrente contínua e destina-se a ser alimentado em corrente alternada. Conseqüentemente, o circuito de entrada desses equipamentos é habitualmente constituído por um retificador com capacitor de filtragem, podendo ou não existir um transformador para adaptar as tensões da rede elétricas. Como resultado, tem-se uma corrente de entrada muito distorcida, com baixo fator de potência e fator de deslocamento levemente capacitivo. Estas cargas são constituídas basicamente por televisores, lâmpadas fluorescentes compactas, reatores eletrônicos para lâmpadas fluorescentes tubulares, computadores, carregadores de bateria, aparelhos de segurança, etc.

O arranjo simplificado que representa este agrupamento de cargas, bem como as formas de onda típicas de tensão e corrente são ilustrados nas figuras 3.3(a) e 3.4, respectivamente. A tensão na entrada do retificador é imposta pelo capacitor do lado CC

durante o intervalo de tempo em que os diodos estiverem em condução. Neste caso, as amplitudes das componentes harmônicas da corrente são intensamente afetadas pela tensão e pela impedância no lado CA, enquanto que a tensão de alimentação do retificador é menos dependente da impedância CA. Portanto, pode-se dizer que este tipo de retificador comporta-se muito mais como uma fonte de tensão do que como fonte de corrente. A figura 3.3(b) mostra o circuito equivalente do retificador modelado como uma fonte de tensão harmônica.

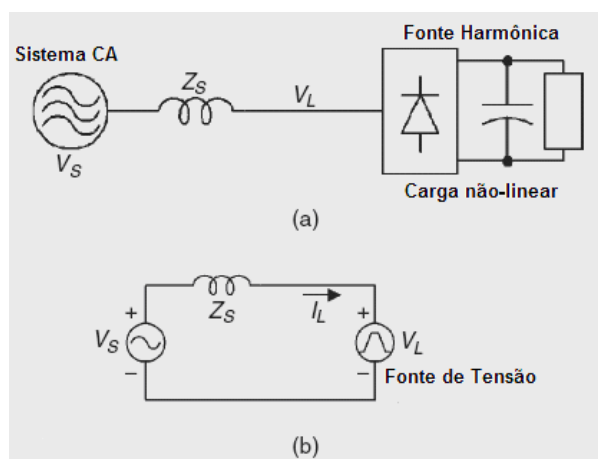


Figura 3.3 – Carga não-linear como fonte de tensão típica.

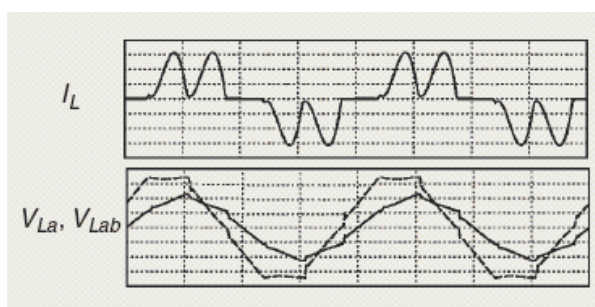


Figura 3.4 – Formas de onda típicas de corrente e tensão para um retificador com filtro c.c. capacitivo.

Modelar uma carga não-linear apenas como fonte de corrente ou tensão constante pode não ser preciso o suficiente, caso as condições de operação do sistema de alimentação variem muito em relação às condições em que o espectro harmônico da tensão ou da corrente tenha sido inicialmente determinado.

Como os sistemas de distribuição consistem, geralmente, de várias impedâncias conectadas em paralelo, ao se mudar a condição de operação do sistema de alimentação, motivadas até mesmo pela própria ação dos filtros, correntes harmônicas previamente injetadas nas barras podem sofrer mudanças significativas. Nestas condições, é indicada a representação da interdependência entre as tensões e correntes das cargas não-lineares como requisito de fidelidade para os estudos subsequentes. Neste contexto, destaca-se o uso de

modelos equivalentes de Norton, quando a carga apresentar características predominantes de fonte de corrente, modelos equivalentes de Thevenin, para características típicas de fonte de tensão, ou, ainda, uma combinação ponderada de ambas para representar um conjunto de cargas.

Pelo visto, há que se considerar o uso de modelos tanto mais precisos quanto maiores forem as amplitudes dos harmônicos gerados, bem como a sensibilidade do sistema elétrico à propagação dos mesmos. Por outro lado, considerando-se que, para a maioria das cargas não-lineares, quando a distorção harmônica total das tensões ao longo do sistema elétrico permanecer abaixo de 10%, é comum a adoção de modelos simplificados baseados apenas em fontes de corrente [25]. Considerando-se, ainda, os erros e incertezas inerentes aos processos de simulação digital, tais como apuração dos valores reais dos níveis de curto-circuito e demais impedâncias, as aproximações adotadas na modelagem de outros equipamentos que compartilham o mesmo sistema elétrico, métodos numéricos adotados, entre outros, entende-se que o uso destes modelos simplificados para as fontes harmônicas não deverão comprometer o nível de precisão almejado. Desta forma, neste trabalho, tais simplificações são adotadas visando, sobretudo, a direcionar os esforços para estudos relacionados com a modelagem e a análise de desempenho dos filtros eletromagnéticos.

3.3 Transmitâncias Seqüenciais

Como descrito anteriormente, a definição de um modelo de análise no domínio da frequência deve incorporar uma representação trifásica dos componentes da rede elétrica. Objetivando o estudo de desempenho operacional de arranjos de filtragem híbridos, compostos a partir de tecnologias passivas e destinadas à filtragem de componentes de seqüência zero, a modelagem trifásica é efetuada considerando-se as componentes simétricas das grandezas envolvidas.

Para a definição das transmitâncias seqüenciais, considerou-se o circuito equivalente simplificado ilustrado na figura 3.5. Esta configuração foi escolhida porque, em síntese, trata-se da representação básica de um ramal de distribuição de energia elétrica.

Do ponto de vista analítico, para a viabilização teórica da aplicação do princípio da superposição, os efeitos decorrentes das não-linearidades são representados pelas componentes seqüenciais das correntes e/ou tensões harmônicas. O restante do circuito é composto apenas por dispositivos lineares, e os efeitos de cada ordem harmônica são computados individualmente e integralizados a partir do princípio da superposição em cada

circuito seqüencial equivalente e, em seguida, compostos para a determinação das componentes harmônicas por fase. É prática comum admitir simetria entre as impedâncias por fase do sistema, dos filtros sintonizados e da carga. Por outro lado, como visto no capítulo 2, o filtro eletromagnético pode ser representado através de seqüências independentes, desde que sejam respeitadas as recomendações de projeto. Desta forma, os circuitos seqüenciais básicos equivalentes, representativos da operação trifásica do arranjo proposto, são ilustrados na figura 3.6.

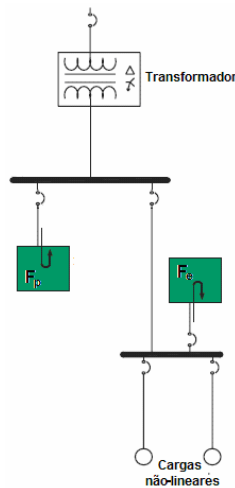
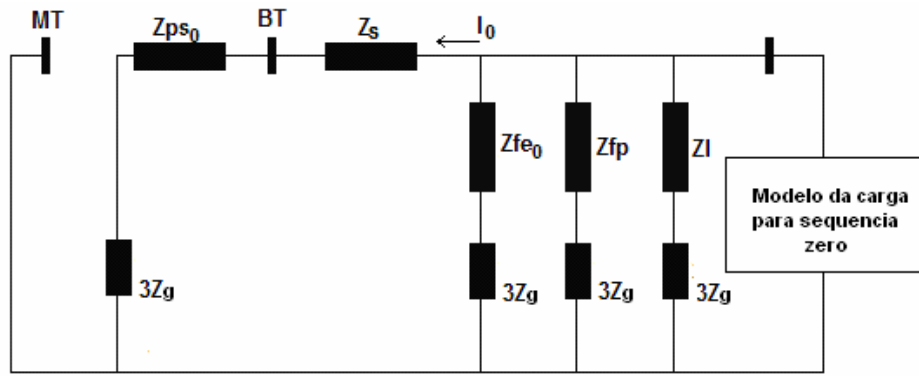


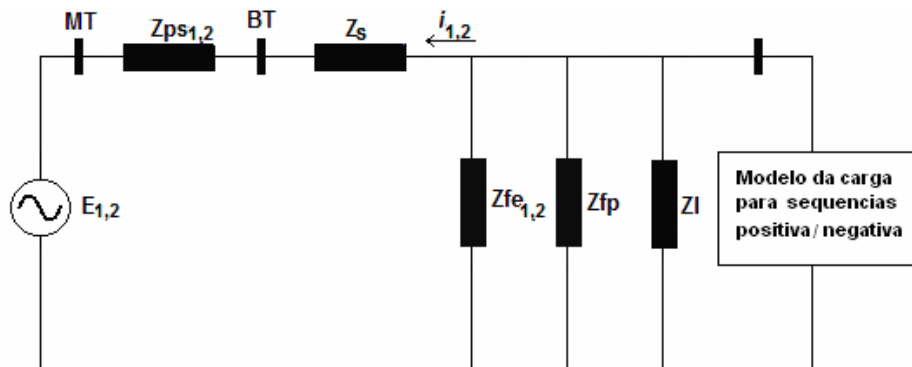
Figura 3.5 – Circuito equivalente simplificado.

Tomando-se como referência uma frequência genérica f (Hz), os símbolos Z_{ps} , Z_s , Z_l , Z_{fp} e Z_g representam, respectivamente, as impedâncias complexas equivalentes do transformador, do sistema, da carga, do filtro passivo ressonante e dos aterramentos, enquanto Z_{fe0} e $Z_{fe1,2}$ representam as impedâncias de seqüência zero e positiva/negativa do filtro eletromagnético, respectivamente. Seguindo a mesma sistemática de indexação, os símbolos E_0 , $E_{1,2}$ e U_0 , $U_{1,2}$ representam os valores complexos das tensões seqüenciais do sistema de distribuição e das tensões seqüenciais na carga, respectivamente. Os símbolos I_0 , $I_{1,2}$ e J_0 , $J_{1,2}$ denotam os valores complexos das correntes seqüenciais de alimentação e da parcela da corrente absorvida pela carga, respectivamente.

Na conexão delta/estrela, usualmente adotada para os transformadores de distribuição, o bloqueio de componentes de seqüência zero na rede de média tensão é implicitamente imposto pelo transformador. Este fato praticamente elimina qualquer possibilidade de propagação de componentes harmônicas de seqüência zero na rede de média tensão, atenuando significativamente as amplitudes das ordens harmônicas múltiplas de três.



(a) Seqüência zero



(b) Seqüências positiva e negativa

Figura 3. 6 – Circuitos seqüenciais equivalentes.

Entretanto, o fluxo destas componentes harmônicas na rede de baixa tensão pode, muitas vezes, ser intenso e, apesar de elas não se propagarem integralmente para a média tensão, circulando pelos enrolamentos do transformador, podem provocar uma sobre elevação de temperatura, reduzindo a expectativa de vida útil do equipamento, figura 3.7(a). Este fato sinaliza que os estudos de compensação ou filtragem harmônica devem ser realizados preferencialmente na rede de baixa tensão, no sentido de reduzir o fluxo de correntes harmônicas no transformador, minimizando, assim, os efeitos nocivos dos harmônicos, figura 3.7(b). Com este intuito, as análises subseqüentes destinadas à obtenção das transmitâncias harmônicas seqüenciais serão referenciadas ao barramento de baixa tensão.

Considerando-se os aterramentos ideais, pode ser obtido o circuito seqüencial simplificado referenciado à baixa tensão, conforme figura 3.8. É oportuno destacar que, sob este ponto de vista analítico, e com as condições simplificadoras impostas, os circuitos seqüenciais diferem-se apenas pelos valores das impedâncias seqüenciais do filtro eletromagnético, Z_{fek} , e pelas fontes de excitação E_k e J_k . O índice k representa a seqüência de fase considerada.

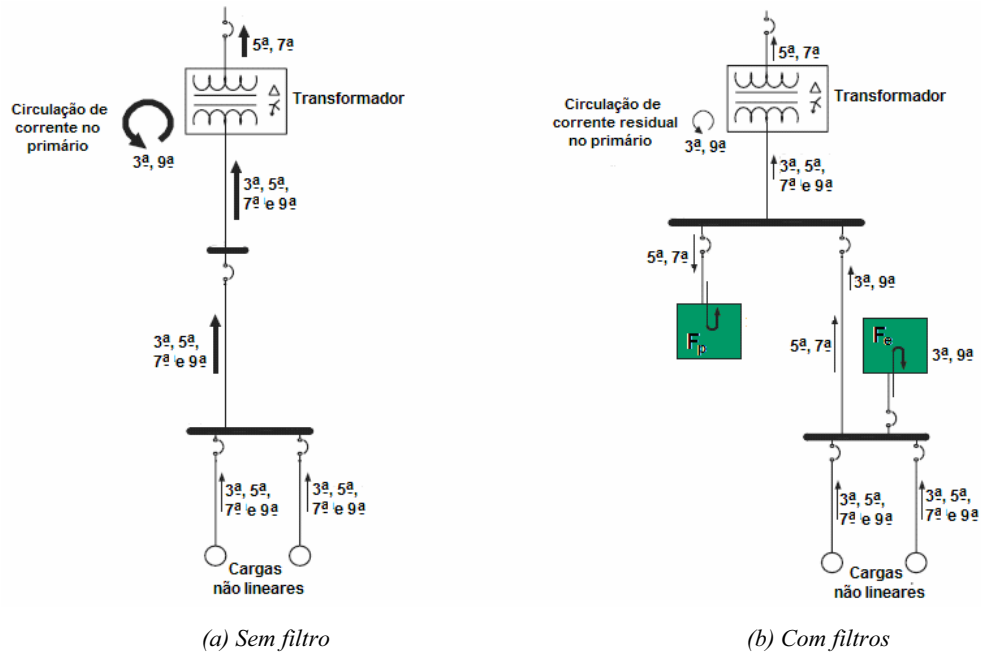


Figura 3.7 – Fluxo de correntes harmônicas.

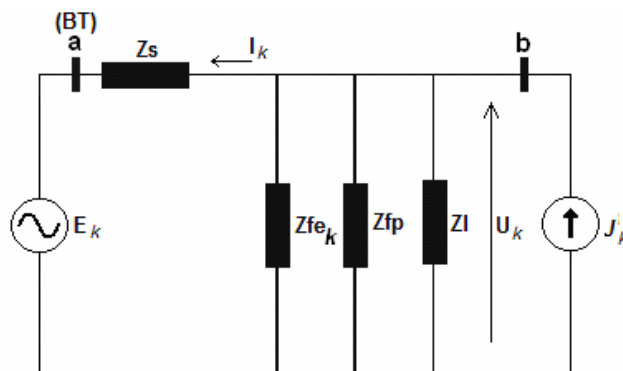


Figura 3.8 – Circuito equivalente na frequência f e sequência k .

A dependência entre a corrente de alimentação I_k , a tensão no barramento da carga U_k , a corrente de carga J_k , quando a mesma for representada por fonte de corrente, ou V_k quando representada por fonte de tensão, e a tensão do sistema de alimentação E_k pode ser expressa em termos de transmitâncias seqüenciais definidas em função dos valores das impedâncias do sistema alimentador, dos filtros e da carga.

Embora o interesse esteja direcionado para valores discretos de frequência, ou seja, componentes harmônicas com frequências $f_h = h.f$, as análises do comportamento das transmitâncias em função da frequência são realizadas na forma contínua. Este tratamento é recomendado, pois a análise discreta não contém informações sobre as frequências de ressonância do filtro com o sistema de alimentação, uma vez que as mesmas não ocorrem nas frequências harmônicas de sintonia dos filtros [15]. Estas frequências de ressonância

prejudiciais, denominadas pólos, podem estar em uma faixa de frequências harmônicas não prevista durante o projeto do filtro.

A influência do filtro para a frequência f da corrente de alimentação, associada à respectiva frequência da corrente da carga, pode ser obtida a partir do circuito reduzido de sequência k ilustrado na figura 3.9. Baseado no princípio da superposição de efeitos, apenas o efeito da corrente da carga é considerado, anulando-se a fonte de tensão.

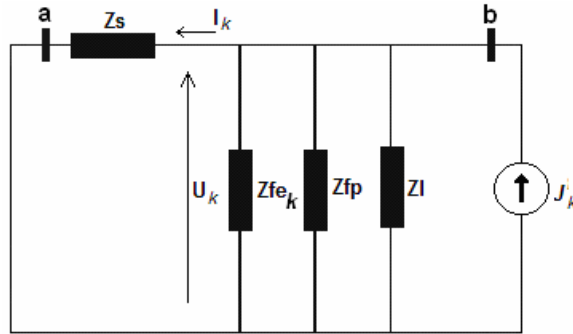


Figura 3.9 – Circuito equivalente reduzido considerando-se apenas o efeito da fonte de corrente.

As componentes no domínio da frequência da corrente J_k são determinadas genericamente pela equação (3.1).

$$J_k^\omega = \left[\frac{1}{Z_{fp}} + \frac{1}{Z_{fe}} + \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_s} \right]_k^\omega U_k^\omega \quad (3.1)$$

As componentes no domínio da frequência da tensão de alimentação da carga não-linear são dadas por:

$$U_k^\omega = Z_s^\omega \cdot J_k^\omega \quad (3.2)$$

Substituindo-se (3.2) em (3.1), obtém-se:

$$I_k^\omega = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^\omega J_k^\omega \quad (3.3)$$

Sendo:

$$Z_k^\omega = \left[\frac{Z_{fp} \cdot Z_{fek} \cdot Z_L}{Z_{fp} \cdot Z_L + Z_{fek} \cdot Z_L + Z_{fp} \cdot Z_{fek}} \right]^\omega \quad (3.4)$$

A partir das expressões (3.3) e (3.4), define-se:

$$B_k^\omega = \frac{I_k^\omega}{J_k^\omega} \quad (3.5)$$

Sendo:

$$B_k^\omega = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^\omega \quad (3.6)$$

O efeito da tensão de alimentação sobre a tensão na carga também pode ser expresso em termos de transmitâncias [15]. Baseado, portanto, no princípio da superposição, apenas o efeito da tensão de alimentação será considerado, anulando-se o efeito da fonte de corrente, conforme ilustrado na figura 3.10.

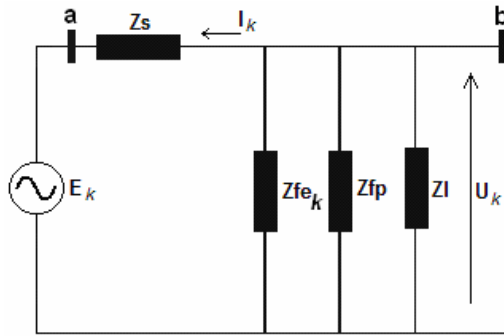


Figura 3.10 – Circuito equivalente reduzido considerando-se apenas o efeito da fonte de tensão.

A partir do circuito equivalente, tem-se:

$$I_k^\omega = \left[\frac{1}{Z_s + Z} \right]_k^\omega E_k^\omega \quad (3.7)$$

Sabendo-se que:

$$U_k^\omega = I_k^\omega \cdot Z_k^\omega \quad (3.8)$$

Substituindo-se (3.8) em (3.7), obtém-se:

$$U_k^\omega = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^\omega E_k^\omega \quad (3.9)$$

Logo, define-se:

$$A_k^\omega = \frac{U_k^\omega}{E_k^\omega} \quad (3.10)$$

Sendo:

$$A_k^\omega = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^\omega \quad (3.11)$$

Por outro lado, as distorções na corrente de alimentação podem ocorrer não apenas devido à corrente absorvida pela carga, mas também devido à distorção na tensão de alimentação do sistema de distribuição. O valor dessa contribuição depende da admitância equivalente “vista” pelo barramento de alimentação, que pode ser obtida a partir do circuito equivalente ilustrado na figura 3.11.

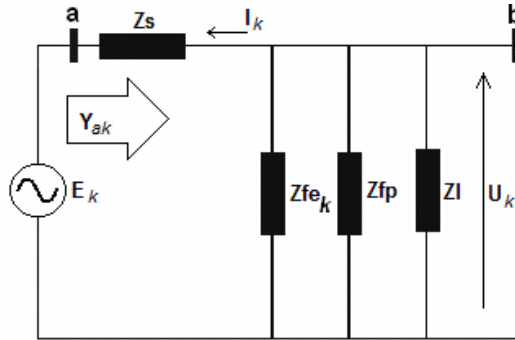


Figura 3.11 – Circuito equivalente reduzido e admitância “vista” pela fonte de alimentação.

A partir do circuito equivalente ilustrado na figura, obtém-se a equação (3.12).

$$Y_{ak}^{\omega} = \frac{I_k^{\omega}}{E_k^{\omega}} = \left[\frac{1}{Z_s + Z} \right]_k^{\omega} \quad (3.12)$$

Finalmente, o efeito das distorções da corrente de carga sobre a tensão na carga pode ser obtido a partir da impedância “vista” pelo barramento da carga, conforme a figura 3.12.

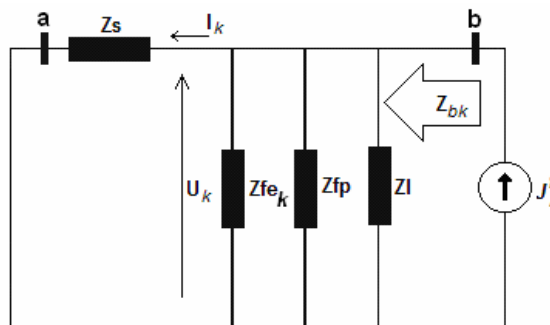


Figura 3.12 – Circuito equivalente reduzido e impedância “vista” pelo barramento da carga.

Considerando-se o circuito equivalente ilustrado na figura 3.12, obtém-se a equação (3.13).

$$Z_{bk}^{\omega} = \frac{U_k^{\omega}}{J_k^{\omega}} = \left[\frac{Z_s Z}{Z_s + Z} \right]_k^{\omega} \quad (3.13)$$

3.4 Síntese para Análise das Causas e Efeitos

Com base no comportamento das transmitâncias harmônicas seqüenciais definidas no item anterior, podem ser determinadas as principais grandezas elétricas envolvidas no processo de filtragem. Neste sentido, a análise é realizada de forma discreta, considerando-se apenas as freqüências harmônicas presentes, representadas genericamente pela ordem h . Pelo exposto anteriormente, é possível classificar as variáveis envolvidas como causas e efeitos.

Particularmente, no contexto deste trabalho, e considerando-se as cargas representadas como fontes de corrente, são admitidas como causas das distorções harmônicas, as cargas não-lineares (J) e a tensão de alimentação do sistema (E). Como consequência das excitações harmônicas citadas, apresentam-se as correntes de alimentação (I) e as tensões no barramento das cargas (U). Desta forma, a partir das causas impostas, os efeitos são determinados a partir das quatro transmitâncias harmônicas seqüenciais equivalentes.

Como visto, as componentes harmônicas seqüenciais das correntes de alimentação dependem simultaneamente de ambas as causas, ou seja, das respectivas componentes harmônicas seqüenciais da corrente da carga não-linear e da tensão de alimentação. O mesmo se aplica para o caso das componentes seqüenciais da tensão no barramento das cargas. Desta forma, os efeitos sobre a corrente total de alimentação e a tensão na carga podem ser totalizados a partir das contribuições individuais de cada uma das parcelas, conforme as equações (3.14) e (3.15).

$$I_k^h = [I_j + I_E]_k^h \quad (3.14)$$

$$U_k^h = [U_j + U_E]_k^h \quad (3.15)$$

Sendo:

I_j - contribuição da corrente da carga J na corrente de alimentação I ;

U_j - contribuição da corrente da carga J na tensão da carga U ;

I_E - contribuição da tensão da fonte E na corrente de alimentação I ;

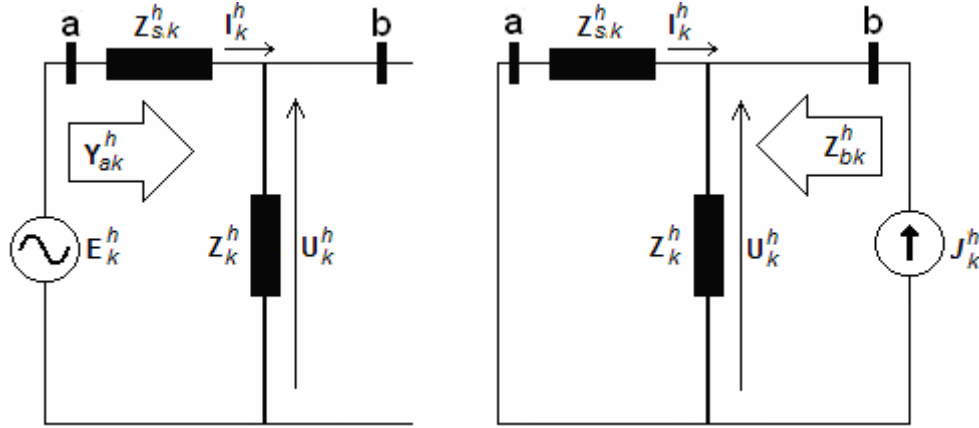
U_E - contribuição da tensão da fonte E na tensão da carga U ;

k - seqüência de fase;

h - ordem harmônica.

Considerando-se, portanto, os circuitos equivalentes ilustrados na figura 3.13, e representando-se a carga não-linear como fonte de corrente, as parcelas de contribuição são

determinadas a partir das quatro transmitâncias sequenciais dadas pelas equações (3.16) a (3.19), calculadas para cada frequência harmônica de interesse, no seu respectivo circuito equivalente sequencial.



(a) Efeito da fonte de alimentação

(b) Efeito da carga não-linear

Figura 3.13 – Causas e Efeitos.

$$B_k^h = \left[\frac{I_j}{J} \right]_k^h = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^h \quad (3.16)$$

$$A_k^h = \left[\frac{U_e}{E} \right]_k^h = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^h \quad (3.17)$$

$$Y_{ak}^h = \left[\frac{I_e}{E} \right]_k^h = \left[\frac{1}{Z_s + Z} \right]_k^h \quad (3.18)$$

$$Z_{bk}^h = \left[\frac{U_j}{J} \right]_k^h = \left[\frac{Z_s \cdot Z}{Z_s + Z} \right]_k^h \quad (3.19)$$

Observa-se que, sob o ponto de vista quantitativo, as transmitâncias A_k^h e B_k^h são idênticas, entretanto apresentam significado físico distintos. A transmitância B_k^h reflete o efeito da corrente da carga (J) como uma parcela da corrente total de alimentação (I_j), enquanto que A_k^h reflete o efeito das componentes harmônicas da tensão de alimentação (E) sobre os harmônicos da tensão na carga (U_e).

As demais transmitâncias, Y_{ak}^h e Z_{bk}^h , refletem, respectivamente, os efeitos da tensão de alimentação sobre a corrente de alimentação e da corrente da carga sobre a tensão na carga.

3.5 Considerações Finais

Foi apresentada neste capítulo a metodologia a ser empregada para a avaliação do desempenho do sistema de filtragem composto por filtros eletromagnéticos e/ou ressonantes.

Destacou-se, inicialmente, a necessidade de uma representação analítica adequada para as fontes geradoras de harmônicos, com o objetivo de garantir resultados confiáveis durante os processos de ajuste dos sistemas de filtragem. A partir dos princípios operacionais envolvidos, foram discutidos as diretrizes que devem nortear a escolha das suas representações como fontes de corrente ou fontes de tensão.

É importante observar que, devido à evolução e à diversidade de cargas não-lineares nos sistemas elétricos atuais, não se descarta a possibilidade do uso de modelos mais elaborados, bem como de arranjos combinados, contendo fontes de corrente e de tensão, devidamente ponderados pelo grau de importância dos diferentes tipos de cargas não-lineares. Entretanto, considerando-se os vários desdobramentos associados ao desenvolvimento destes modelos e, principalmente, o propósito de direcionamento das atividades para estudos relacionados com a modelagem e a análise de desempenho dos filtros eletromagnéticos, optou-se pelo uso de modelos simplificados.

Particularmente, foram utilizados modelos onde a representação das cargas não-lineares é feita apenas por fontes de corrente constantes. Tal motivação se deve ao fato de que, para a maioria das possíveis aplicações em sistemas reais, os níveis harmônicos nas tensões de alimentação estão abaixo de 10%, que é o limite recomendado para o uso desta representação. Além disto, outros erros e incertezas no processo de simulação, principalmente aqueles ligados à representação dos demais componentes elétricos, podem sobrepujar os desvios ocasionados pela simplificação adotada.

Tomando-se por base o princípio da superposição de efeitos associado à técnica de representação da rede pelos seus circuitos equivalentes seqüenciais, foram definidas quatro transmitâncias harmônicas que relacionam as principais grandezas elétricas envolvidas no processo. Esta metodologia permite identificar, de forma inequívoca, as contribuições individuais de cada excitação harmônica, sejam elas provenientes do sistema alimentador ou das cargas não-lineares. Desta forma, esta metodologia, aliada à modelagem proposta para representação dos filtros eletromagnéticos apresentada no capítulo 2, formam um poderoso instrumento analítico para definição de topologias, ajustes e avaliação de desempenho, etapas indispensáveis no estabelecimento das diretrizes-bases de um projeto de sistema de filtragem que atenda requisitos técnicos e econômicos pré-estabelecidos.

CAPÍTULO 4

Dimensionamento e Avaliação da Funcionalidade

4.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo são apresentados os procedimentos para o dimensionamento do protótipo de um filtro eletromagnético de seqüência zero. A construção deste protótipo tem por principal finalidade disponibilizar uma versão em baixa potência do dispositivo enfocado nesta tese para estudos experimentais das suas características operacionais, bem como para avaliar a sua funcionalidade como filtro de correntes harmônicas.

Visando, pois, tais objetivos e considerando, ainda, a disponibilidade e os limites operacionais dos equipamentos do Laboratório de Qualidade de Energia da FEIS- UNESP, optou-se pela construção de um protótipo de aproximadamente 1kVA / 220V.

4.2 Aspectos Teóricos

O arranjo eletromagnético utilizado na concepção dos filtros eletromagnéticos de seqüência zero é ilustrado na figura 4.1(a). É constituído, fundamentalmente, por duas bobinas idênticas, denominadas principal e auxiliar, dispostas sobre uma mesma coluna do núcleo magnético. A associação série é composta pela bobina principal, conectada diretamente a uma das fases do sistema alimentador, e em oposição de fase a uma bobina auxiliar de outro ramo magnético do núcleo. A interligação do conjunto de bobinas é efetuada em zigue-zague, compondo um sistema trifásico aterrado [20].

Baseado no modelo teórico proposto no capítulo 2, é possível identificar os principais

aspectos que regem a funcionalidade do dispositivo eletromagnético como filtro de componentes de seqüência zero. Para tanto, algumas simplificações foram adotadas e, sob o ponto de vista qualitativo, foram estabelecidas algumas premissas visando à maximização da funcionalidade desejada para nortear o dimensionamento e a construção do protótipo.

As simplificações citadas estão diretamente associadas à similaridade construtiva dos enrolamentos, às simetrias do núcleo e à linearidade do meio magnético. É oportuno destacar que, mesmo se admitindo condições construtivas idealizadas, a geometria planar do núcleo de três colunas ainda implica em um desequilíbrio intrínseco para algumas indutâncias mútuas [20], que não comprometem os objetivos almejados neste capítulo.

Considerando-se, portanto, as indutâncias próprias, L , idênticas, as indutâncias mútuas entre bobinas de uma mesma coluna, L_m , idênticas e as indutâncias mútuas entre bobinas de colunas distintas, M , também idênticas, as equações teóricas podem ser sintetizadas, com destaque apenas para os principais parâmetros que regem a funcionalidade do arranjo magnético como filtro de seqüência zero.

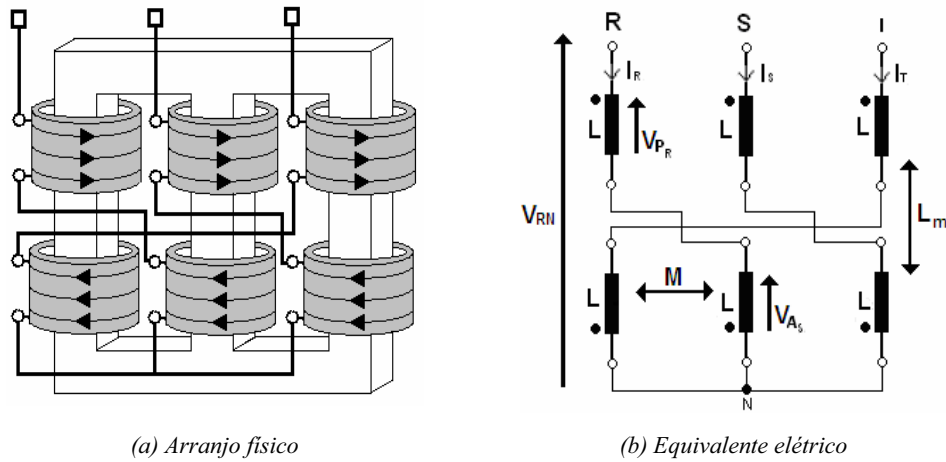


Figura 4.1 - Arranjo eletromagnético.

Pela figura 4.1(b), as tensões fase-neutro compostas para as diferentes fases podem ser consideradas idênticas. Particularmente, no domínio da frequência, a tensão entre a fase R e o neutro, para a h -ésima ordem harmônica é, genericamente, dada por (4.1).

$$\dot{V}_{RN_h} = \dot{V}_{P_{Rh}} + \dot{V}_{A_{Sh}} \quad (4.1)$$

As tensões nas bobinas individuais são dadas pelas equações (4.2) e (4.3).

$$\dot{V}_{P_{Rh}} = j\omega h [L\dot{I}_{R_h} - L_m\dot{I}_{T_h} + M(\dot{I}_{R_h} - \dot{I}_{T_h})] \quad (4.2)$$

$$\dot{V}_{A_{Sh}} = j\omega h [L\dot{I}_{R_h} - L_m\dot{I}_{S_h} + M(\dot{I}_{R_h} - \dot{I}_{S_h})] \quad (4.3)$$

Considerando-se que as correntes de alimentação contenham apenas componentes de seqüência positiva de ordem harmônica h , tem-se (4.4).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{R_h} \\ \dot{I}_{S_h} \\ \dot{I}_{T_h} \end{bmatrix} = \dot{I}_h \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha^2 \\ \alpha \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Sendo: $\alpha = 1 \angle 120^\circ$.

Combinando-se (4.1), (4.2), (4.3) e (4.4), obtêm-se as tensões de seqüências positiva, em função das indutâncias próprias e mútuas do dispositivo eletromagnético, conforme equação (4.5). Resultados similares são obtidos para as componentes de seqüência negativa, uma vez que se trata de um equipamento estático.

$$V_h^{1,2} = j\omega h \cdot [2L + L_m + 3M] \cdot I_h^{1,2} \quad (4.5)$$

Admitindo-se, agora, correntes de alimentação contendo apenas componentes de seqüência zero de ordem harmônica h , tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{R_h} \\ \dot{I}_{S_h} \\ \dot{I}_{T_h} \end{bmatrix} = \dot{I}_h \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Combinando-se (4.1), (4.2), (4.3) e (4.6), obtêm-se as tensões de seqüências zero, em função das indutâncias próprias e mútuas do dispositivo eletromagnético (4.7).

$$V_h^0 = 2j\omega h \cdot [L - L_m] \cdot I_h^0 \quad (4.7)$$

Definem-se como fatores de acoplamento os coeficientes entre bobinas de uma mesma coluna e de colunas distintas, k_i e k_e , respectivamente, dados nas expressões (4.8) e (4.9).

$$L_m = k_i \cdot L \quad (4.8)$$

$$M = k_e \cdot L \quad (4.9)$$

Considerando-se os fatores de acoplamento entre bobinas definidos em (4.8) e (4.9), e combinando-se com as equações (4.5) e (4.6), obtêm-se (4.10) e (4.11).

$$V_h^{1,2} = j\omega h L \cdot [2 + k_i + 3k_e] \cdot I_h^{1,2} \quad (4.10)$$

$$V_h^0 = 2j\omega hL.[1 - k_i].I_h^0 \quad (4.11)$$

Estas expressões, ainda que tenham sido obtidas a partir das condições simplificadoras citadas anteriormente, ilustram claramente os princípios operacionais do dispositivo como filtro de seqüência zero. Particularmente, por (4.8), é possível concluir que, independente da ordem harmônica das correntes, a indutância equivalente para a seqüência zero pode resultar nula quando o fator de acoplamento magnético k_i entre as bobinas de uma mesma coluna magnética for unitário.

4.3 Dimensionamento e Projeto do Reator Trifásico

Além dos aspectos relacionados com o nível de potência a ser processado e a tensão nominal estabelecidos anteriormente, há de se considerar ainda os demais aspectos construtivos necessários para atingir a funcionalidade almejada, ou seja, filtro eletromagnético. Desta forma, é imperativo que o projeto contemple algumas particularidades topológicas que minimizem a impedância equivalente para correntes de seqüência zero.

Baseado no modelo teórico simplificado apresentado no capítulo 2, verifica-se que a indutância equivalente de seqüência zero tende a um valor mínimo na medida em que as bobinas principal e auxiliar sejam similares, sob o ponto de vista das suas indutâncias próprias, e que o acoplamento magnético entre as mesmas se aproxime do ideal.

No que se refere à similaridade das indutâncias próprias, é importante que o dispositivo opere na região linear do meio magnético, no sentido de minimizar os efeitos diferenciados da saturação magnética em função da disposição física das bobinas no núcleo magnético planar. Do ponto de vista do dimensionamento e do projeto é, portanto, recomendável a fixação de uma densidade de fluxo máxima abaixo do nível de saturação do material ferromagnético a ser utilizado. Nestas condições, foram adotadas as seguintes premissas para o dimensionamento do protótipo:

Potência nominal: 1kVA;

Tensão nominal: 220V, 60 Hz;

Densidade de fluxo máxima: 11300 Gauss;

Núcleo magnético: chapas de aço-silício;

Arranjo magnético: três colunas (núcleo envolvido – “core type”);

Enrolamentos: duas bobinas por coluna magnética;

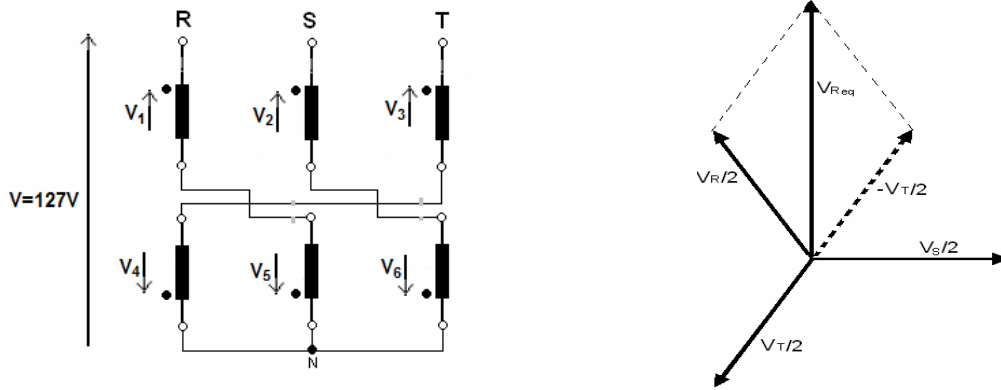
Fio: 0,5mm².

A partir do arranjo elétrico ilustrado na figura 4.2 (a), e admitindo-se uma alimentação trifásica simétrica, verifica-se que as tensões aplicadas em cada uma das bobinas, consideradas idênticas, são dadas por:

$$\dot{V}_1 = -\dot{V}_5 = \frac{\dot{V}_R}{2} \quad (4.12)$$

$$\dot{V}_2 = -\dot{V}_6 = \frac{\dot{V}_S}{2} \quad (4.13)$$

$$\dot{V}_3 = -\dot{V}_4 = \frac{\dot{V}_T}{2} \quad (4.14)$$



(a) Equivalente elétrico

(b) Diagrama fasorial

Figura 4.2 - Arranjo elétrico e diagrama fasorial.

A partir das equações (4.12) a (4.14), as tensões equivalentes compostas, associadas aos respectivos fluxos magnéticos por coluna são dadas por:

$$\dot{V}_{Req} = \dot{V}_1 + \dot{V}_4 = \frac{\dot{V}_R}{2} - \frac{\dot{V}_T}{2} \quad (4.15)$$

$$\dot{V}_{Seq} = \dot{V}_2 + \dot{V}_5 = \frac{\dot{V}_S}{2} - \frac{\dot{V}_R}{2} \quad (4.16)$$

$$\dot{V}_{T_{eq}} = \dot{V}_3 + \dot{V}_6 = \frac{\dot{V}_T}{2} - \frac{\dot{V}_S}{2} \quad (4.17)$$

Considerando-se o diagrama fasorial da figura 4.2 (b), obtém-se o valor do módulo da tensão equivalente, para cada uma das fases.

$$V_{eq} = \sqrt{3} \cdot \frac{V}{2} = \sqrt{3} \cdot \frac{127}{2} \cong 110 \text{ V} \quad (4.18)$$

Para o dimensionamento da secção transversal do núcleo magnético, adotou-se a recomendação para o projeto de transformadores trifásicos apresentada na referência [24].

$$N_{eq} = \frac{V_{eq}}{A} \cdot \frac{10^8}{4,44 \cdot B_m \cdot f} \quad (4.19)$$

Considerando-se $f = 60 \text{ Hz}$ e densidade de fluxo $B_m = 11300 \text{ Gauss}$, obtém-se a expressão (4.20) para o cálculo do número de espiras da bobina equivalente em função da seção transversal do núcleo magnético.

$$N_{eq} = \frac{33,5 V_{eq}}{A} (V / \text{espiras}) \quad (4.20)$$

Para lâminas padronizadas, e considerando-se a existência de um único enrolamento, a referência [24] recomenda o uso da expressão (4.21) para o cálculo da seção transversal do núcleo em função da potência elétrica processada por fase.

$$A = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{S_0}{f}} (cm^2) \quad (4.21)$$

Para a potência trifásica nominal projetada de 1kVA, obtém-se a seção transversal projetada a partir da expressão (4.22).

$$A = 7,5 \cdot \sqrt{\frac{1000/3}{60}} = 17,7 cm^2 \quad (4.22)$$

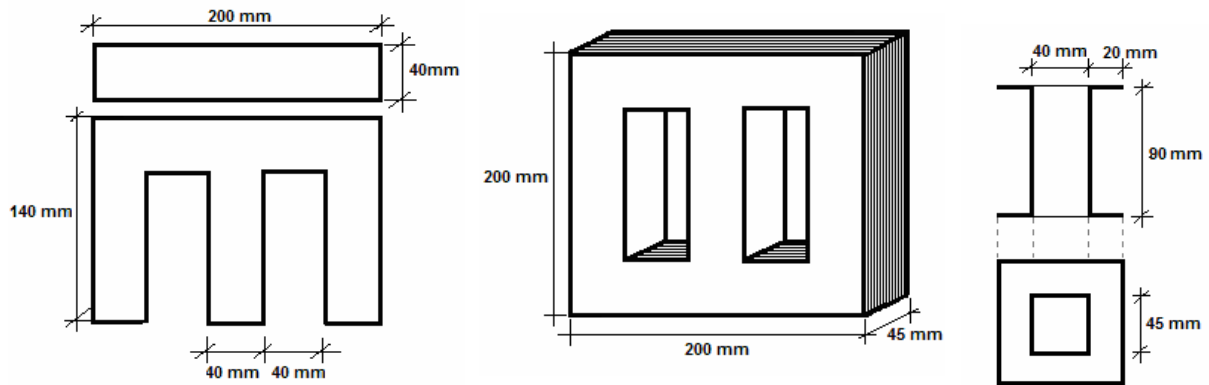
A lâmina utilizada é de aço-silício 6HS-400 TFE, e tem as dimensões apresentadas na figura 4.3(a).

A montagem final do núcleo é ilustrada na figura 4.3(b) e a área física real resultante é obtida por:

$$A = 4,5\text{cm} \times 4,0\text{ cm} = 18\text{ cm}^2 \quad (4.23)$$

Pela equação (4.19), tem-se:

$$N_{eq} \cong 205 \text{ espiras} \quad (4.24)$$



(a) Chapas magnéticas

(b) Montagem

(c) Carretel

Figura 4.3 – Dimensões das lâminas e montagem do núcleo.

O número real de espiras é calculado pela expressão (4.25) e, fisicamente, as bobinas são construídas tomando-se como fôrma o carretel ilustrado na figura 4.3 (c).

$$N_{real} = \frac{2}{\sqrt{3}} N_{eq} = 237 \text{ espiras / bobina} \quad (4.25)$$

Baseado nas premissas adotadas para o projeto, bem como nas aproximações impostas pelas dimensões comerciais das lâminas padronizadas, a potência real por fase que pode ser processada é estimada a partir da expressão (4.26), ou seja:

$$S_{real} (VA) = \left(\frac{A_{real}}{7,5} \right)^2 \cdot f = 345,3 \quad (4.26)$$

Nestas condições, a corrente nominal é dada por:

$$I_{nom} (A) = \frac{3S_{real}}{\sqrt{3} \cdot V_L} = 2,7 \quad (4.27)$$

Como visto no capítulo referente ao desenvolvimento do modelo teórico, a otimização da funcionalidade do dispositivo eletromagnético como filtro para correntes de seqüência zero depende, principalmente, da maximização do acoplamento magnético entre as bobinas principal e auxiliar de um mesmo braço magnético. Neste sentido, visando obter o melhor acoplamento possível, na montagem das bobinas, além da adoção de enrolamentos concêntricos, utilizou-se, ainda, uma técnica construtiva especial, na qual cada espira é composta pelos condutores de cada um dos enrolamentos justapostos, como mostra a figura 4.4.

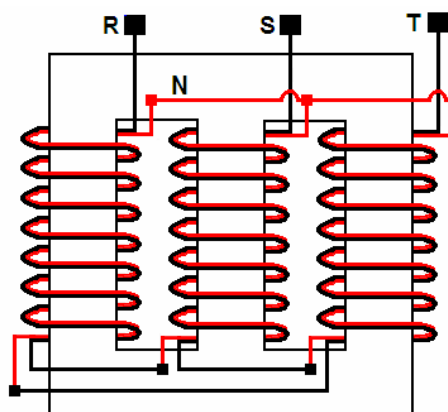


Figura 4.4 – Detalhe dos enrolamentos e interligações das bobinas.

Esta característica construtiva suscita cuidados com respeito à suportabilidade do isolamento entre as bobinas justapostas, que estão submetidas a uma diferença de potencial compatível com a tensão de linha. Com o intuito de assegurar o funcionamento adequado do arranjo proposto, foi realizada uma avaliação do nível de isolamento entre bobinas utilizando-se o megôhmetro ilustrado na figura 4.5. A suportabilidade registrada foi superior a 1kV, atendendo, assim, as expectativas quanto à segurança operacional do equipamento.



Figura 4.5 – Megôhmetro utilizado para testes de isolamento.

Por outro lado, no que se refere às indutâncias equivalentes de seqüências positiva e negativa, é desejável que as mesmas sejam maximizadas para que a interferência do filtro no sistema seja mínima. Por se tratar de um componente intrinsecamente indutivo, o fator preponderante neste aspecto refere-se à manutenção do fator de potência do sistema próximo ao seu valor original após a instalação do filtro. Afortunadamente, as impedâncias equivalentes do filtro para seqüências positiva e negativa normalmente apresentam altos valores e ainda crescem com o aumento da frequência. A figura 4.6 mostra fotos do protótipo do filtro eletromagnético construído.

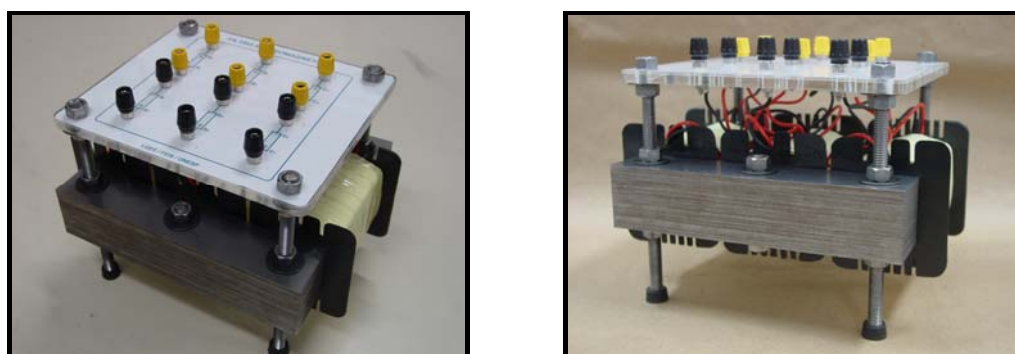


Figura 4.6 – Fotos do protótipo construído (1kVA/220V).

4.4 Ensaio de Respostas em Frequência do Protótipo

Com o objetivo de investigar o comportamento do protótipo do filtro eletromagnético dimensionado e construído conforme os critérios descritos anteriormente, foram realizadas medições a fim de se verificar a eficácia do filtro. Este objetivo foi alcançado através de comparações entre as medições com injeção de tensões de seqüência zero e positiva. Salienta-se que não foram realizadas medições com tensões de seqüência negativa, visto que, nesta situação, o protótipo comporta-se exatamente da mesma forma que o de seqüência positiva.

4.4.1 Materiais e Equipamentos

Os procedimentos experimentais para levantamento das características operacionais supracitadas foram viabilizados a partir dos materiais e equipamentos disponíveis no Laboratório de Qualidade de Energia Elétrica da FEIS- UNESP.

Utilizou-se uma fonte de alimentação trifásica programável em conjunto com um

gerador de harmônicos, a partir dos quais foi possível definir as amplitudes, ângulos de fase e frequência para cada uma das tensões fase-neutro, de forma independente. Um sistema de aquisição de dados foi utilizado para captar as formas de onda das tensões e correntes de alimentação, o qual foi previamente calibrado, tomando-se como referência os sinais captados em um equipamento padrão. Também foi utilizada na montagem uma resistência auxiliar para controlar o nível de corrente, uma vez que todas as tensões de excitação foram fixadas na amplitude nominal de projeto do dispositivo eletromagnético. As especificações básicas dos principais equipamentos estão listadas na tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Materiais, equipamentos e apoio computacional utilizados.

	Sistema de aquisição de dados : Wavebook 16 IOtech ; Conversão A/D 1.0 MHz em 16 bits; 8 canais simultâneos (S&H).
	Ponteiras de Corrente: Classe de precisão 2% - 40Hz a 3Khz Probe AC/10 1mA a 10A - sensibilidade 100mV/A Probe AC/100 1A a 100A - sensibilidade 10mV/A
	Transdutores de Tensão: Classe de precisão 0.1% - 500Khz WBK61 – IoTech - 200:1
	Gerador e analisador de harmônicos : HGA - Harmonic Generator Analyser /California Instruments Fonte de Alimentação Trifásica programável : AC Power Source / California Instruments / modelo 6000L ; 6 kVA ;0-400V ;45Hz a 5 kHz; interfaceamento GPIB.
	Software de processamento de sinais: DasyLab 4.0[®], National Instruments Software de controle da fonte e gerador de harmônicos: CIGUI[®] – California Instruments Graphical User Interface

4.4.2 Procedimentos Experimentais

Com o objetivo de investigar o comportamento das impedâncias de sequência zero e seqüências positiva e negativa do filtro eletromagnético, bem como o nível de acoplamento obtido, o arranjo experimental ilustrado na figura 4.7 foi implementado. A montagem laboratorial pode ser visualizada na figura 4.8.

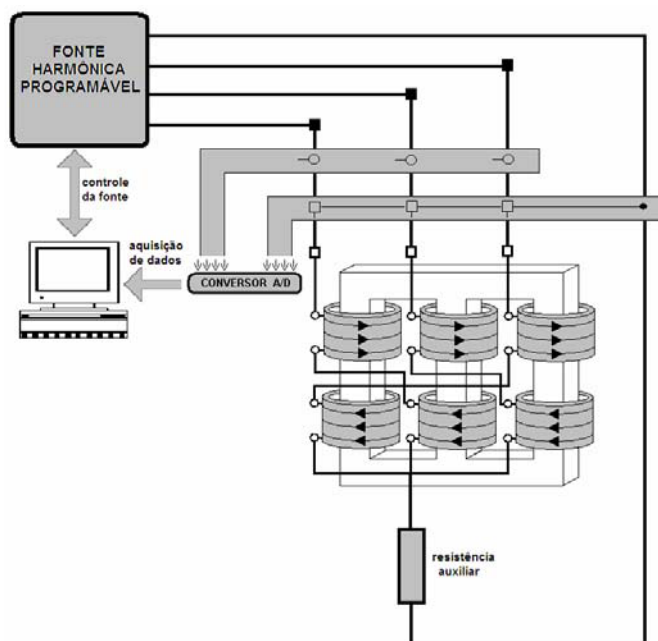


Figura 4.7 - Arranjo experimental para avaliação das características do protótipo.

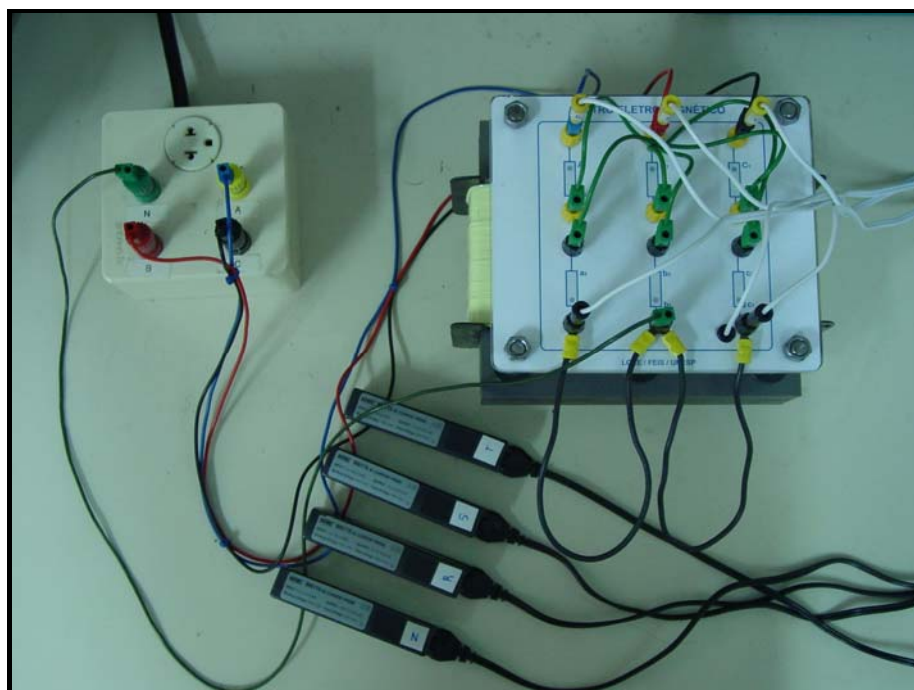


Figura 4.8 - Foto da montagem experimental para avaliação das características do protótipo.

4.4.2.1 Controle da Fonte de Alimentação e Processamento de Sinais

Para o controle da fonte de alimentação e do gerador de harmônicos, utilizou-se o aplicativo disponibilizado pela Califórnia Instruments, GUI-HGA[®], através do qual é possível definir, a partir de um ambiente computacional interativo, as condições operacionais desejadas. A figura 4.9 ilustra a tela do aplicativo citado.

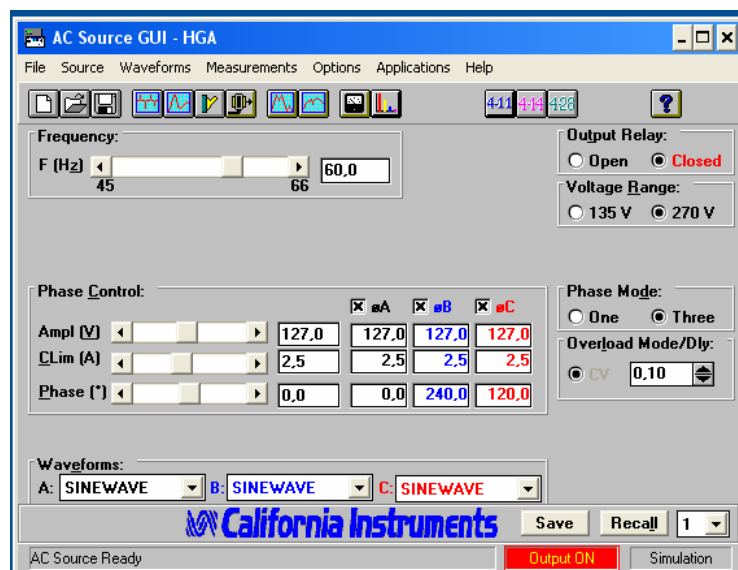


Figura 4.9 – Controle da fonte de alimentação.

Para a aquisição de dados, foi utilizado o software de processamento de sinais “Dasylab[®]”, da National Instruments. A partir deste aplicativo, é possível definir o número de canais a serem digitalizados, as condições operacionais dos conversores A/D e os demais processamentos dos sinais captados. A figura 4.10 ilustra o “template” implementado para a aplicação descrita neste capítulo.

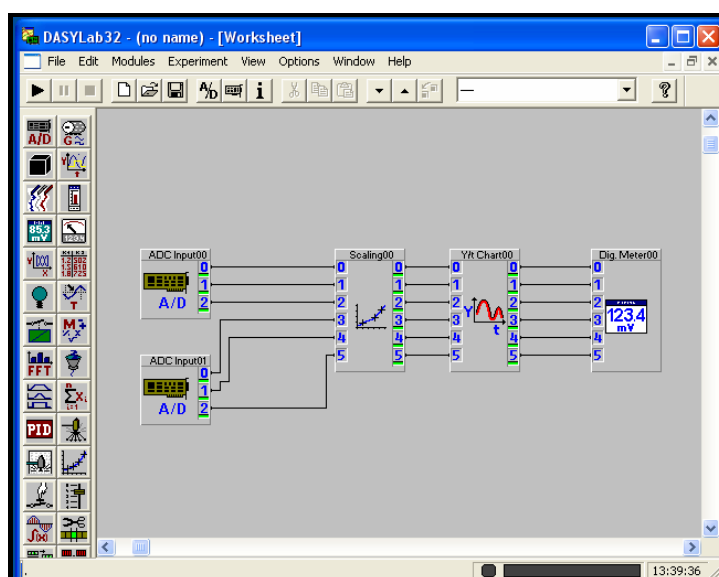


Figura 4.10 – “Template” do Dasylab.

4.4.2.2 Resposta em Frequência do Filtro Eletromagnético para Seqüência Zero

O experimento foi realizado aplicando-se, inicialmente, sobre o dispositivo eletromagnético uma tensão controlada de seqüência zero para diferentes frequências harmônicas. Para cada ordem harmônica investigada, foi realizada uma série de quinze medições consecutivas nas três fases, e, em seguida, foram calculadas as médias entre as medidas e entre as fases. Os resultados são apresentados na tabela 4.2.

Tabela 4.2 - Dados experimentais obtidos para tensões e correntes de seqüência zero.

h	TENSÕES			CORRENTES			
	Fase R (mV)	Fase S (mV)	Fase T (mV)	Fase R (mA)	Fase S (mA)	Fase T (mA)	Neutro (mA)
1	755,61	737,47	717,67	690,82	228,94	222,31	210,05
2	750,15	765,31	704,57	690,56	229,33	222,52	210,62
3	755,51	787,57	687,40	693,38	229,40	222,67	210,71
4	740,55	838,90	670,66	692,37	229,24	222,97	210,72
5	751,16	818,73	686,67	693,80	229,36	222,76	210,56
6	746,40	858,96	674,82	691,23	229,51	222,73	210,85
7	740,92	864,43	670,75	691,40	229,30	222,44	210,64
8	736,75	881,13	676,42	691,91	229,22	222,59	210,68
9	732,89	886,76	686,03	691,69	229,16	222,27	210,59
10	734,11	887,62	694,29	692,86	228,63	222,28	210,45

As respectivas impedâncias foram obtidas a partir de (4.28).

$$Z_0^h = \frac{V_0^h}{I_0^h} \quad (4.28)$$

Os resultados obtidos estão ilustrados na tabela 4.3 e na figura 4.11, e mostram o comportamento da impedância de seqüência zero em função das ordens harmônicas investigadas.

Tabela 4.3 - Impedâncias de seqüência zero.

H	Fase R (Ω)	Fase S (Ω)	Fase T (Ω)	Média (Ω)
1	3,30	3,32	3,42	3,34
2	3,27	3,44	3,35	3,35
3	3,29	3,54	3,26	3,36
4	3,27	3,68	3,26	3,40
5	3,23	3,76	3,18	3,39
6	3,25	3,86	3,20	3,44
7	3,23	3,89	3,18	3,43
8	3,21	3,96	3,21	3,46
9	3,20	3,99	3,26	3,48
10	3,21	3,99	3,30	3,50

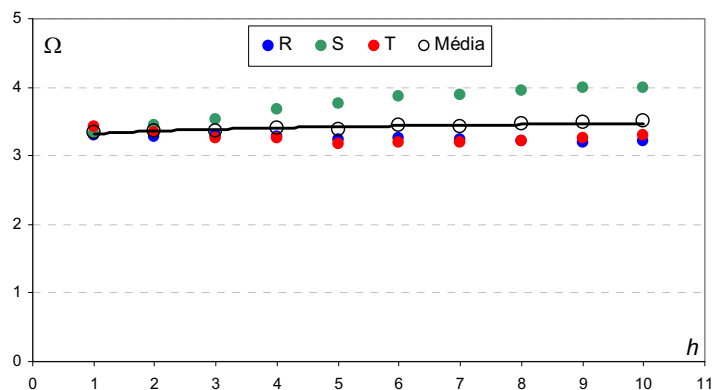


Figura 4.11 – Variação da impedância de seqüência zero.

Observa-se, pela curva de tendência, uma característica ligeiramente crescente com o aumento da frequência. Um aspecto importante observado no experimento é a defasagem desprezível entre as tensões e as respectivas correntes. Este fato sugere que o valor da impedância corresponde praticamente à parcela resistiva das bobinas na associação série de cada fase, fato este que confirma o bom acoplamento entre as bobinas principal e auxiliar de uma mesma coluna magnética. Também é razoável admitir que, nestas condições, a variação da impedância com a frequência seja dependente dos resíduos da indutância total equivalente e dos efeitos pelicular e de proximidade sobre o valor das resistências dos enrolamentos.

4.4.2.3 Resposta em Frequência do Filtro Eletromagnético para Seqüências Positiva e Negativa.

Em seguida, foi realizado um novo experimento, aplicando-se agora, sobre o filtro eletromagnético, tensões controladas de seqüência positiva e/ou negativa para diferentes frequências harmônicas. Novamente, para cada ordem harmônica investigada, foi realizada uma série de quinze medições consecutivas nas três fases, e, em seguida, foram calculadas as médias entre as medidas e entre as fases. Os resultados são apresentados na tabela 4.4.

Tabela 4.4 - Dados experimentais obtidos para tensões e correntes de seqüência positiva e negativa.

h	TENSÕES			CORRENTES			
	Fase R (V)	Fase S (V)	Fase T (V)	Fase R (mA)	Fase S (mA)	Fase T (mA)	Neutro (mA)
1	125,89	126,83	127,47	32,43	29,56	40,12	58,99
2	126,13	126,77	127,36	24,67	25,17	30,14	59,99
3	126,21	126,85	127,32	21,85	19,89	26,44	58,50
4	126,10	126,83	127,39	20,85	17,84	23,99	57,55
5	126,27	126,84	127,31	18,35	17,82	21,38	58,58
6	126,14	126,93	127,38	17,29	16,81	19,64	58,39
7	125,79	126,80	127,33	18,33	14,12	18,51	56,90
8	126,22	126,71	127,10	15,13	15,58	17,10	58,79
9	125,15	127,11	127,50	15,49	14,11	16,25	59,30
10	125,50	126,54	127,10	16,80	11,86	15,31	56,76

Como previsto teoricamente, as impedâncias de seqüência positiva e negativa apresentam valores substancialmente maiores que as impedâncias de seqüência zero, salientando-se ainda que, neste caso, a variação com a freqüência incorpora também os efeitos indutivos, como pode ser visto na tabela 4.5 e na figura 4.12.

Tabela 4.5 – Impedâncias de seqüência positiva e negativa.

h	Fase R (kΩ)	Fase S (kΩ)	Fase T (kΩ)	Média (kΩ)
1	3,88	4,29	3,18	3,78
2	5,11	5,04	4,23	4,79
3	5,78	6,38	4,82	5,66
4	6,05	7,11	5,31	6,16
5	6,88	7,12	5,95	6,65
6	7,29	7,55	6,49	7,11
7	6,86	8,98	6,88	7,57
8	8,34	8,13	7,43	7,97
9	8,08	9,01	7,85	8,31
10	7,47	10,67	8,30	8,81

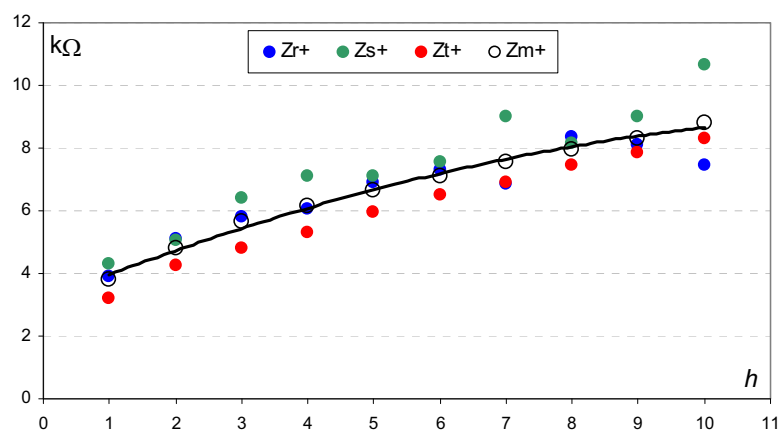


Figura 4.12 – Variação das impedâncias de seqüência positiva / negativa.

As respectivas impedâncias foram obtidas a partir de (4.29).

$$Z_{1,2}^h = \frac{V_{1,2}^h}{I_{1,2}^h} \quad (4.29)$$

E, finalmente, a partir dos dados obtidos nas medições efetuadas, foi possível estabelecer uma comparação entre o comportamento da impedância de seqüência positiva e a de seqüência zero, tabela 4.6 e figura 4.13.

Tabela 4.6 – Impedâncias de seqüência positiva e negativa.

h	Z_{m+} / Z_{m0}
1	1131,0
2	1429,7
3	1681,5
4	1808,3
5	1960,6
6	2069,3
7	2205,5
8	2302,9
9	2387,3
10	2517,2

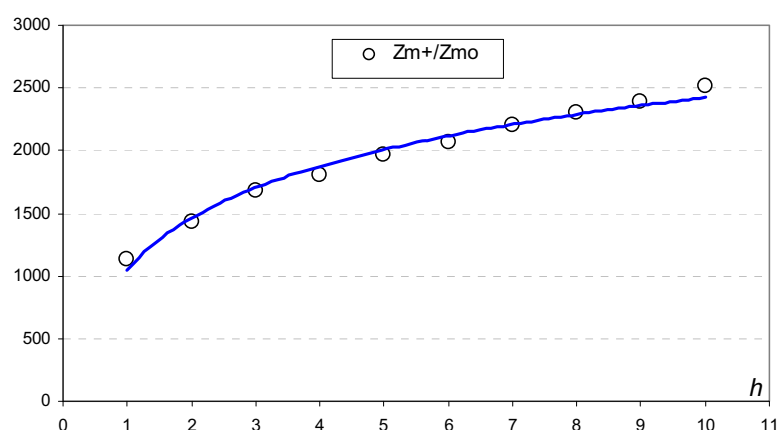


Figura 4.13 – Variação da relação das impedâncias de seqüência positiva / negativa e de seqüência zero.

Pode-se constatar que, na frequência fundamental, 60Hz, as impedâncias de seqüência positiva e zero se relacionam na razão de aproximadamente 1000, figura 4.13. Observa-se também que esta relação aumenta com a frequência, chegando a cerca 2500 vezes para a 10ª ordem harmônica. Esta característica garante a eficácia do filtro de seqüência zero projetado, na medida em que atende simultaneamente os principais requisitos pré-estabelecidos, quais sejam, apresentar uma baixa impedância para as correntes de seqüência zero e mínima interferência sobre o comportamento do sistema sob condições equilibradas na frequência fundamental.

4.5 Análise da Funcionalidade como Filtro de Seqüência Zero

A atuação do dispositivo como filtro de harmônicos é investigada neste item. Para isto, alimenta-se uma carga não-linear constituída por três retificadores monofásicos de onda completa tipo ponte com filtro capacitivo. Este tipo de carga foi escolhido por representar a maioria das fontes de alimentação das principais cargas residenciais e comerciais e por

apresentar um conteúdo característico com altas amplitudes de componentes harmônicas múltiplas de três. O arranjo experimental utilizado é ilustrado nas figuras 4.14 e 4.15.

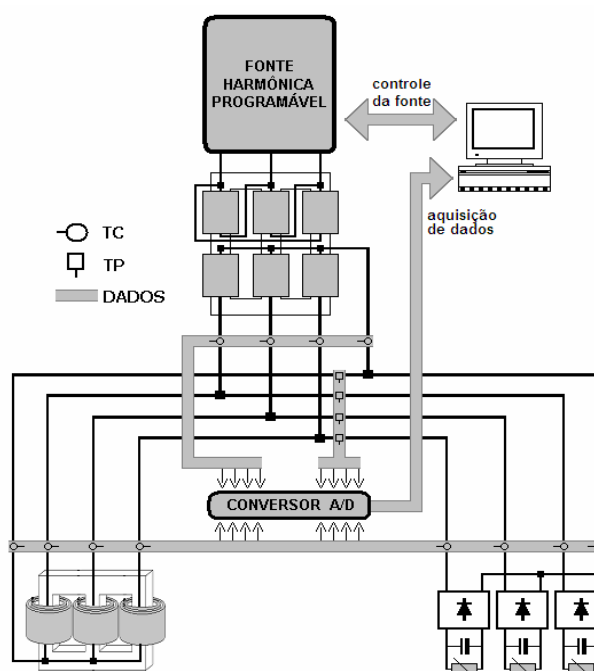


Figura 4.14 - Arranjo experimental.

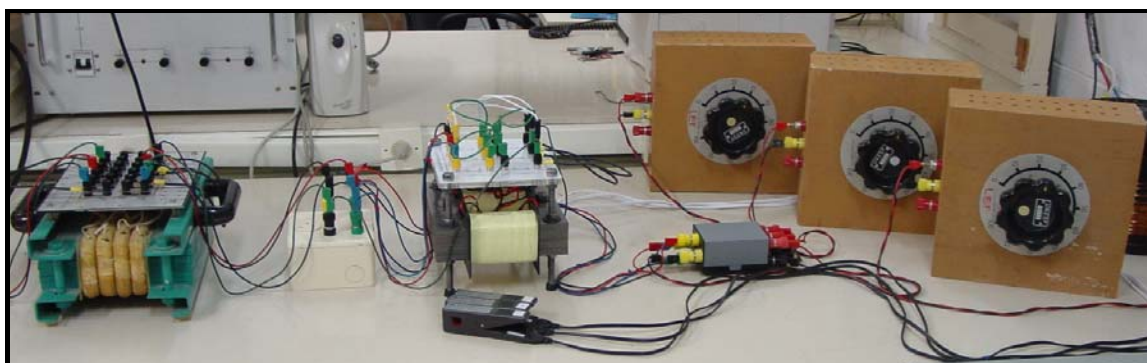


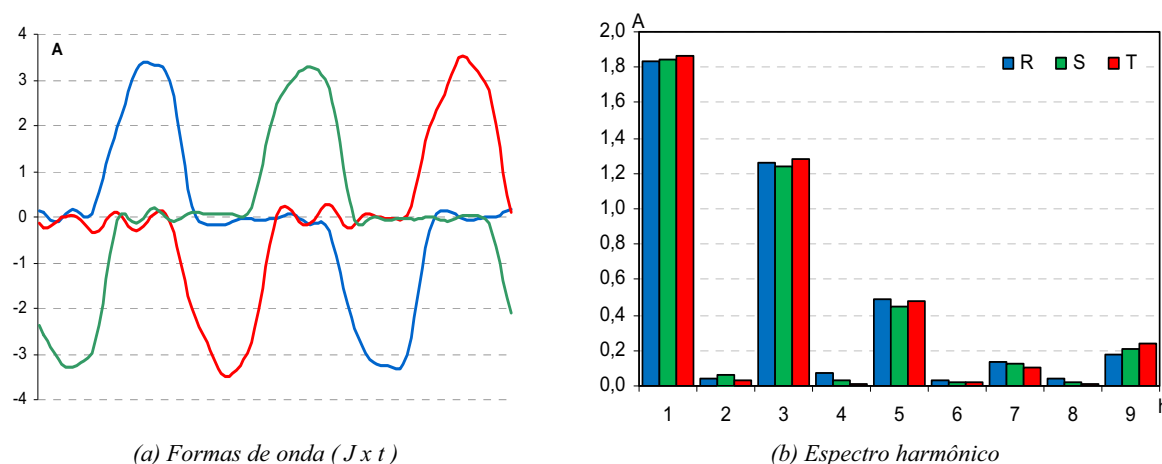
Figura 4.15 - Foto da montagem experimental.

Neste ensaio, a fonte de alimentação programável descrita anteriormente, foi novamente utilizada, agora no sentido de garantir a integridade do experimento quanto à influência da distorção harmônica do sistema de alimentação da concessionária. O sistema de tensão trifásico definido pela fonte de alimentação é praticamente ideal, com distorções abaixo de 0,1% e desequilíbrios inferiores a 0,05%. Desta forma, é possível admitir a carga não-linear como sendo praticamente a única fonte geradora de harmônicos do sistema.

Como se sabe, o processo de filtragem está baseado em um divisor de correntes, como ilustrado na figura 4.14. Portanto, a eficácia do sistema de filtragem está diretamente

associada à relação das impedâncias do sistema de suprimento e do filtro. Objetivando, pois, uma melhor visualização da atuação do dispositivo de filtragem, um transformador de potência nominal de 3 kVA foi utilizado para adequar o nível de curto-circuito do barramento da fonte de alimentação a valores compatíveis com a demanda da carga utilizada.

A figura 4.16 ilustra as correntes trifásicas na carga, bem como os respectivos espectros harmônicos. Verifica-se que, mesmo com a utilização da fonte de alimentação programável, persistem pequenos desequilíbrios entre os harmônicos gerados em cada uma das fases, o que induz ao aparecimento de resíduos destes em componentes seqüenciais não previstos pela teoria clássica [20]. Estes podem ser atribuídos a assimetrias entre as impedâncias do filtro, da carga e do transformador, as quais não apenas afetam a distribuição seqüencial dos harmônicos característicos, mas também promovem o aparecimento de outras ordens harmônicas adicionais. Outro aspecto relevante neste contexto está relacionado com a deterioração da qualidade da tensão de alimentação. Uma vez constatada a origem dos mesmos, é possível, ainda, encaminhar as análises do comportamento dos harmônicos no contexto seqüencial, sem prejuízo das conclusões, sobretudo sob o ponto de vista qualitativo.

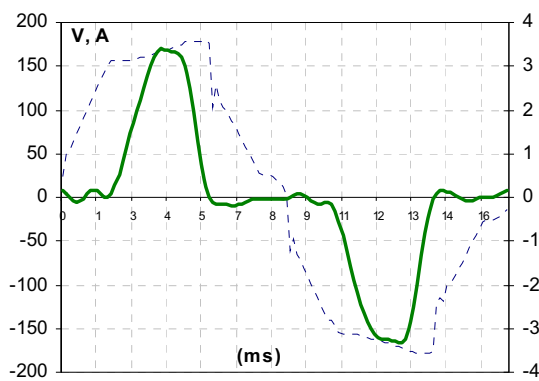


(a) Formas de onda ($J \times t$)

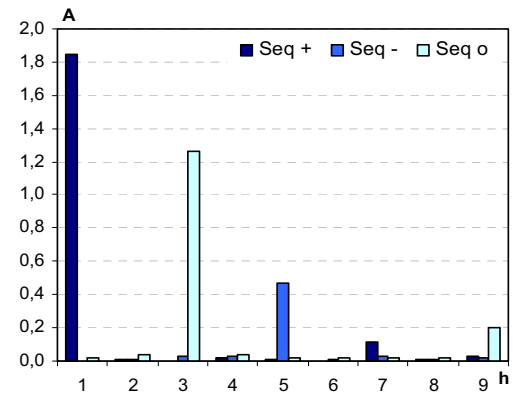
(b) Espectro harmônico

Figura 4.16 - Correntes na carga não-linear.

Objetivando uma análise sob o ponto de vista das componentes seqüenciais, optou-se pela representação de apenas uma das fases e do espectro harmônico das componentes seqüenciais. A figura 4.17(a) ilustra as formas de onda da tensão e da corrente na fase R da carga e a figura 4.17(b), o espectro harmônico das correntes. Observa-se que, para as condições operacionais impostas, os valores eficazes e a distorção harmônica total obtidos foram 1,6A e 75,2%, respectivamente.



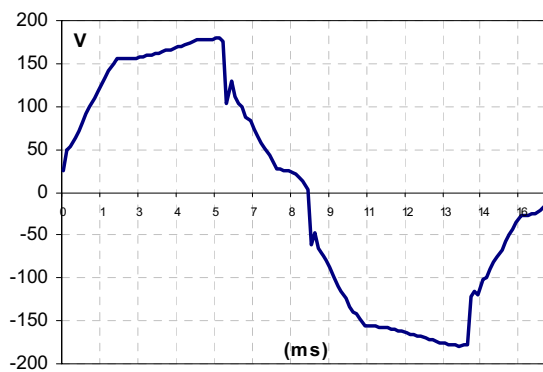
(a) RMS da corrente: 1,6A; PICO: 3,6A



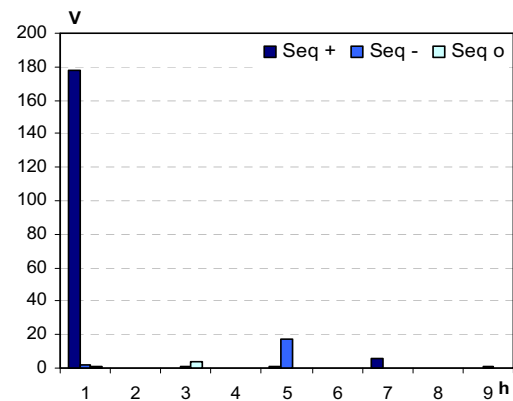
(b) DHT da corrente: 75,2%

Figura 4.17 - Formas de onda e espectro harmônico na carga.

Como complementação, apresenta-se também, na figura 4.18, a tensão resultante no barramento de alimentação sob a ação do filtro.



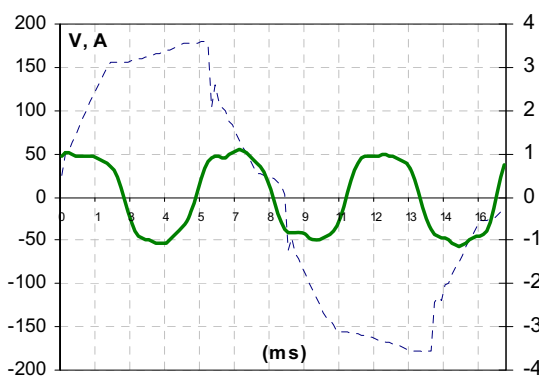
(a) RMS da tensão: 127,8V; PICO: 180V



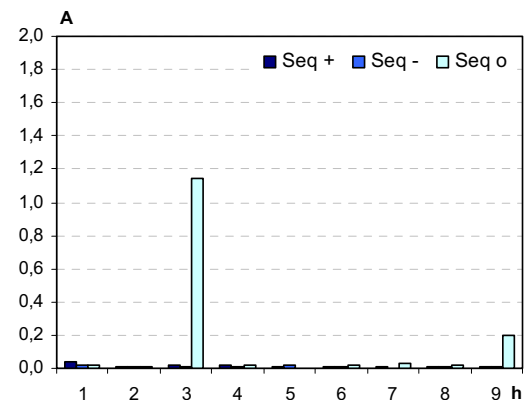
(b) DHT da tensão: 11,4%

Figura 4.18 - Forma de onda e espectro harmônico da tensão de alimentação.

A corrente absorvida pelo filtro eletromagnético é ilustrada na figura 4.19. O valor eficaz e o de pico são 0,8A e 1,4A, respectivamente.



(a) RMS da corrente: 0,8A; PICO: 1,4A

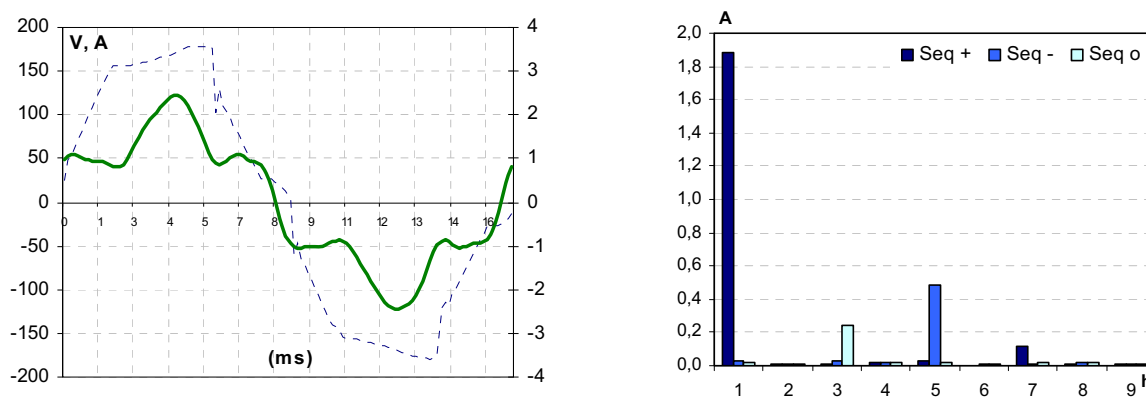


(b) Espectro harmônico da corrente

Figura 4.19 - Formas de onda e espectro harmônico no filtro.

Como esperado, a corrente pelo filtro é praticamente constituída pela terceira ordem harmônica, a qual, nas condições de simetria preconizadas, possui apenas componentes de seqüência zero.

Sob a ação do filtro eletromagnético, a distorção harmônica total da corrente no barramento do transformador fica substancialmente reduzida, ou seja, de 75,2% para 29,5%, figura 4.20. Como pode ser observado, tal fato se deve exclusivamente à acentuada atenuação das componentes harmônicas múltiplas de três, notadamente a terceira e a nona, que sofreram reduções de 81% e 100%, respectivamente. Naturalmente, a distorção harmônica remanescente se deve às demais componentes que possuem seqüências de fase positiva ou negativa.



(a) RMS da corrente: 1,4A; PICO: 2,7^a

(b) DHT da corrente: 29,5%

Figura 4.20 - Forma de onda e espectro harmônico da corrente de alimentação.

O desempenho do dispositivo eletromagnético como filtro de seqüência zero pode ser considerado satisfatório, uma vez que cerca de 90% da corrente de terceira ordem harmônica foi desviada pelo filtro. Por outro lado, no que se refere às componentes de seqüências positiva e negativa, verifica-se uma interferência desprezível do filtro. Este fato permite concluir que, apesar de ser um dispositivo com característica indutiva, o mesmo praticamente não altera as amplitudes destas correntes e tampouco o fator de potência global visto pela fonte.

4.6 Considerações Finais

Visando estabelecer procedimentos e orientação de projeto, foram investigadas as principais características operacionais do protótipo, no sentido de maximizar a funcionalidade

desejada. Neste contexto, foi construído um protótipo de baixa potência a partir do qual foi investigado o comportamento das suas impedâncias seqüenciais equivalentes.

Constatou-se uma tendência ligeiramente crescente da impedância de seqüência zero com o aumento da freqüência. Neste caso, destaca-se que a otimização do acoplamento magnético entre bobinas de uma mesma coluna, obtida através do processo construtivo recomendado, propiciou uma característica praticamente resistiva para esta impedância. A variação da impedância com a freqüência é dependente dos resíduos da indutância total equivalente, bem como dos efeitos pelicular e de proximidade sobre o valor das resistências dos enrolamentos.

Como previsto teoricamente, as impedâncias de seqüência positiva e negativa apresentaram valores substancialmente maiores que as impedâncias de seqüência zero. Neste caso, é importante destacar que a variação das impedâncias com a freqüência incorpora também os efeitos indutivos. Particularmente, no protótipo utilizado neste trabalho, a relação entre as componentes de seqüências positiva e zero situa-se entre 1000 e 2500 vezes maior para a faixa de freqüência investigada.

O desempenho do dispositivo eletromagnético como filtro harmônico também foi investigado experimentalmente. Os resultados demonstraram sua eficácia na filtragem de componentes harmônicas múltiplas de três, freqüentemente citadas em trabalhos similares como tendo forte concentração de seqüência zero. Por outro lado, constatou-se também a interferência desprezível do dispositivo para as demais componentes seqüenciais.

CAPÍTULO 5

Validação e Análise de Desempenho dos Modelos

5.1 Considerações Iniciais

Neste capítulo, as análises propostas são direcionadas para a validação dos modelos matemáticos propostos nos capítulos 2 e 3 deste trabalho. Inicialmente, apresenta-se uma breve descrição dos procedimentos experimentais, incluindo a descrição simplificada dos materiais e equipamentos utilizados. Vários experimentos são realizados no intuito de ilustrar as principais características operacionais dos sistemas de filtragem harmônica, bem como suas dependências com alguns parâmetros do sistema elétrico como um todo. Para efeito de verificação da aderência entre resultados experimentais e simulados através do modelo proposto neste trabalho, optou-se pela apresentação de apenas alguns casos específicos, evitando-se, assim, possíveis redundâncias. Os casos selecionados para esta finalidade são os mais representativos e garantem uma boa generalidade no tocante à validação dos modelos propostos. Basicamente, foram considerados dois arranjos de filtragem distintos. O primeiro tem por objetivo focar a investigação sobre o desempenho específico do modelo proposto para o filtro eletromagnético. E, em seguida, utiliza-se um sistema de filtragem híbrido contendo um filtro eletromagnético e um filtro ressonante, visando à investigação do desempenho do modelo proposto sob uma ótica mais abrangente.

5.2 Procedimentos Experimentais, Materiais e Equipamentos

Como plataforma para o desenvolvimento das análises experimentais, montou-se o

sistema elétrico apresentado, em síntese, na figura 5.1. O sistema é composto por uma carga não-linear variável, uma carga linear variável, um filtro eletromagnético, um filtro ressonante, alternadamente sintonizado na 3ª e 5ª ordens, um transformador de acoplamento e uma fonte de alimentação programável. Os diferentes equipamentos são acionados individualmente através de contadores, no sentido de prover as diferentes configurações a serem investigadas.

O controle da aquisição de dados e da fonte programável, bem como o processamento dos sinais captados, são feitos através de um microcomputador a partir de aplicativos computacionais disponíveis no Laboratório de Qualidade de Energia Elétrica (LQEE) da FEIS-UNESP. Entre eles, destacam-se o DasyLab para controle da aquisição de dados, o CIGUI para controle da fonte de alimentação e a Planilha Excel para processamento de sinais.

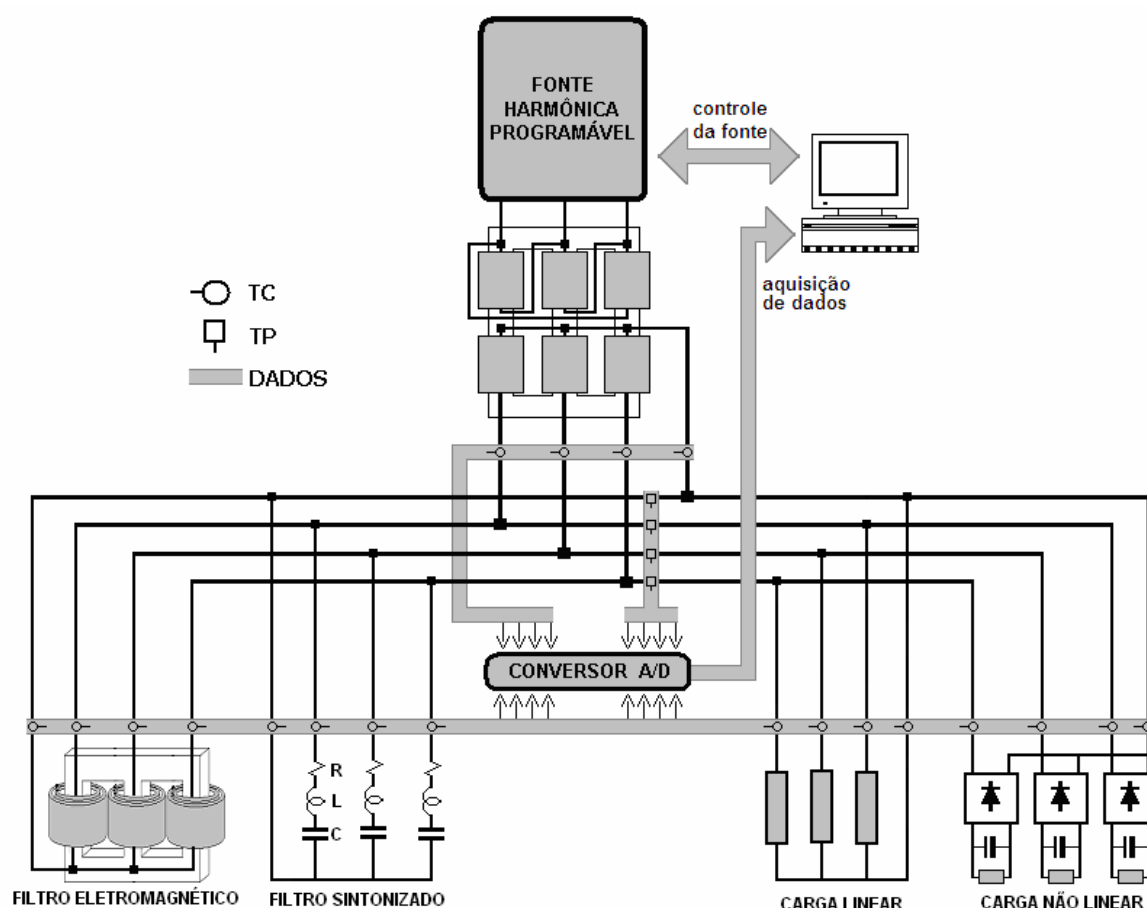


Figura 5.1 - Diagrama esquemático para estudos experimentais.

A figura 5.2 apresenta uma visão geral da implementação física da plataforma de ensaio descrita, bem como a identificação dos seus principais componentes.

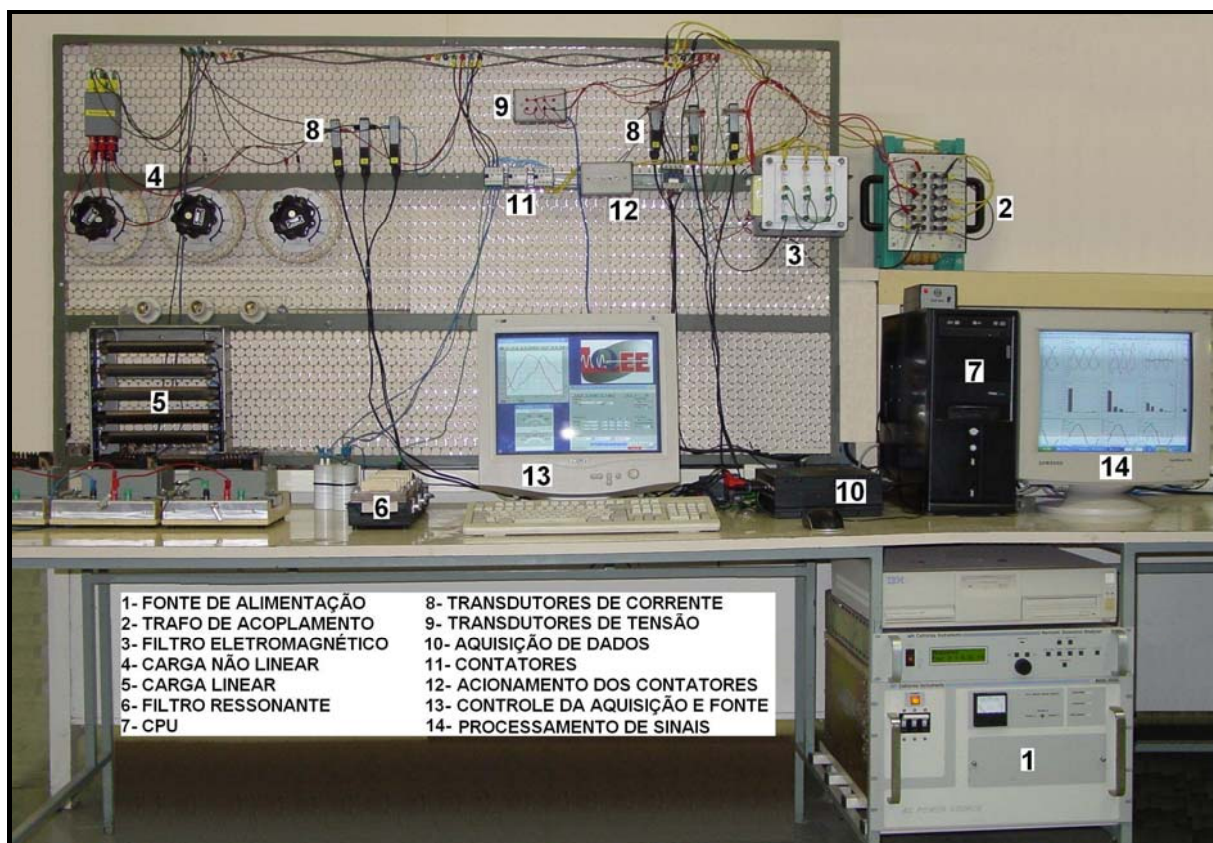


Figura 5.2 – Vista geral da plataforma de análises experimentais do LQEE e identificação dos equipamentos.

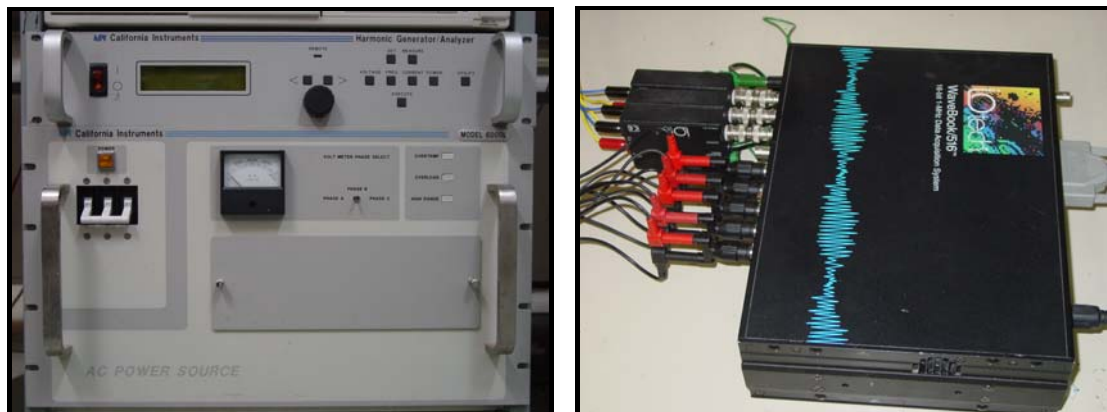
5.2.1 Fonte de Alimentação e Aquisição de Dados

A fonte de alimentação programável, descrita em capítulos anteriores, foi novamente utilizada, agora no sentido de garantir o isolamento do experimento quanto à influência da distorção harmônica do sistema de alimentação da concessionária, figura 5.3(a).

Com o uso deste equipamento, é possível assegurar um sistema de alimentação trifásico praticamente ideal, com distorções abaixo de 0,1% e desequilíbrios inferiores a 0,05% [27]. Nestas condições, e ainda considerando-se a classe de precisão dos equipamentos de medida, garante-se que a carga não-linear instalada seja, praticamente, a única fonte geradora de harmônicos do sistema. Por outro lado, o uso deste equipamento permite a imposição, sob total controle do usuário, de diferentes níveis de distorções harmônicas e/ou desequilíbrios, quando necessários para o experimento em pauta.

O sistema de aquisição de dados utilizado dispõe de 8 canais simultâneos com resolução de 12 bits e taxa de amostragem máxima de 1Mhz, figura 5.3(b). No arranjo ilustrado, três canais são permanentemente utilizados para amostragem de tensões, e são

conectados diretamente aos respectivos transdutores e, alternadamente, registram as tensões primárias e secundárias no transformador de acoplamento. Os demais canais são utilizados alternadamente para captação das diferentes correntes de interesse.



(a) Fonte programável

(b) Sistema de aquisição de dados

Figura 5.3 - Detalhamento dos equipamentos na plataforma experimental.

5.2.2 Aplicativos Computacionais para Controle e Processamento de Sinais

Para o controle da fonte de alimentação, utilizou-se o aplicativo disponibilizado pela Califórnia Instruments, CIGUI-HGA[®], através do qual é possível definir, a partir de um ambiente computacional amigável, as condições operacionais desejadas. Podem ser fixadas diferentes condições de assimetria entre fases, tanto em amplitudes como em ângulos de fase, as quais podem, ainda, ser aplicadas individualmente para cada componente harmônica do sinal das tensões de alimentação.

Para o controle da aquisição de dados, foi utilizado o aplicativo “Dasylab[®]”, da National Instruments. A partir deste aplicativo, é possível definir o número de canais a serem digitalizados, as condições operacionais dos conversores A/D, e os demais processamentos dos sinais captados pelos conversores analógico/digital disponíveis no equipamento IOtech-516, descrito no capítulo 4.

Para o processamento dos sinais, utilizou-se um aplicativo desenvolvido no contexto deste trabalho, na forma de planilhas eletrônicas no ambiente Excel, com o objetivo de efetuar a Transformada Discreta de Fourier (DFT) e extrair o valor eficaz, considerando-se um ciclo de cada sinal amostrado, obtido a partir da média de 30 ciclos consecutivos. Os sinais são processados tomando-se por base uma taxa de 128 amostras por ciclo, assim fixadas pelo sistema de aquisição de dados. Destaca-se que este padrão de amostragem garante a recuperação adequada, dentro da classe de precisão dos equipamentos de medida e demais

transdutores, de frequências harmônicas de até 900 Hz, ou seja, até a 15ª ordem harmônica, tomando-se por base a frequência de 60Hz.

5.2.3 Carga Não-Linear

Os propósitos deste trabalho estão direcionados, principalmente, para o desenvolvimento de modelos e análises funcionais de filtros eletromagnéticos. Como visto nos capítulos anteriores, o princípio básico de funcionamento desses filtros está diretamente relacionado ao seu comportamento frente às diferentes formas de excitação, no que tange à sua distribuição seqüencial, apresentando, notadamente, uma baixa impedância para as componentes de seqüência zero.

Como se sabe, existem inúmeras possibilidades para composição de uma carga não-linear trifásica. Neste sentido, e com vistas a destacar o desempenho operacional dos filtros eletromagnéticos, optou-se por um arranjo de cargas não-lineares com expressiva concentração de harmônicos de seqüência zero. Para tanto, adotou-se uma carga trifásica não-linear composta a partir de três retificadores monofásicos construídos na topologia em ponte, alimentando cargas resistivas variáveis, com filtragem capacitiva, cujos dados encontram-se destacados na tabela 5.1. A figura 5.4 ilustra o arranjo utilizado, seguido de fotografias do aspecto final de montagem bem como de detalhes dos retificadores, figura 5.5.

Tabela 5.1 – Dados nominais da carga não-linear.

Potência nominal máxima (kVA)	1
Capacitores de filtragem no lado CC (μF)	330
Resistência no lado CC (Ω)	0 a 750

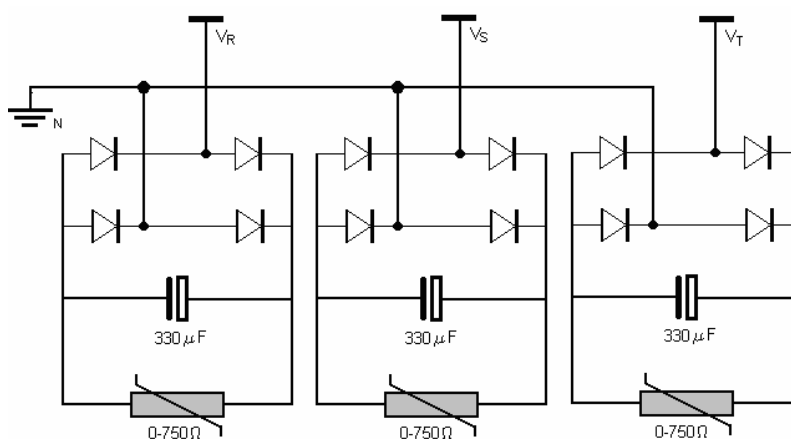
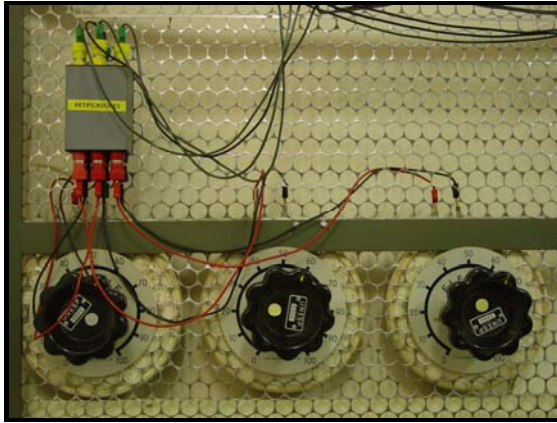
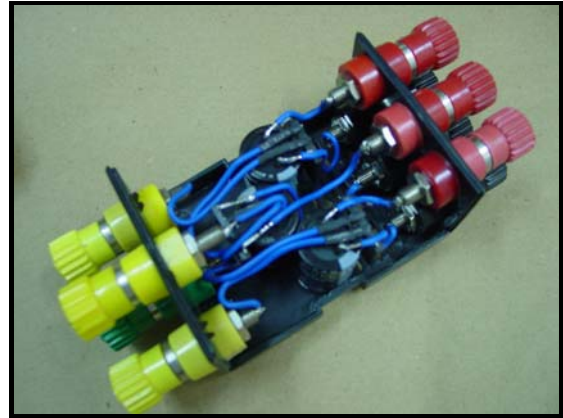


Figura 5.4 – Carga não-linear trifásica e detalhe dos retificadores.



(a) Arranjo trifásico da carga não-linear



(b) Detalhe das pontes retificadoras

Figura 5.5 – Fotos da carga não-linear trifásica e detalhe dos retificadores.

5.2.4 Carga Linear

Adotou-se como carga linear um arranjo trifásico composto por três circuitos monofásicos independentes com resistores e indutores, figura 5.6. Para garantir a característica de linearidade desejada para esta carga, foram utilizados indutores com entreferro. O dispositivo montado permite ajuste contínuo do valor da indutância total através da variação no comprimento do entreferro. Na tabela 5.2 são apresentados os dados nominais da carga, e na figura 5.7 é possível visualizar a montagem trifásica utilizada, bem como o detalhe de ajuste da indutância equivalente do reator.

Tabela 5.2 – Dados nominais da carga linear.

Potência nominal (kVA)	0,4
Fator de potência	0,83
Indutância total por fase (mH)	180
Resistência total por fase (Ω)	100

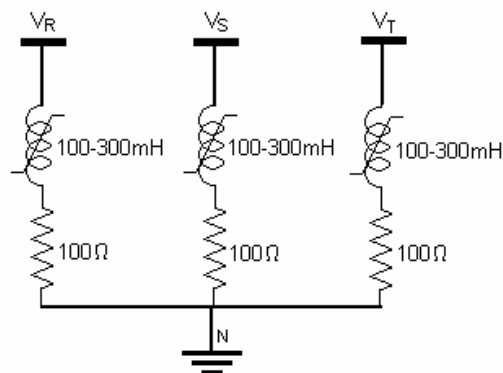
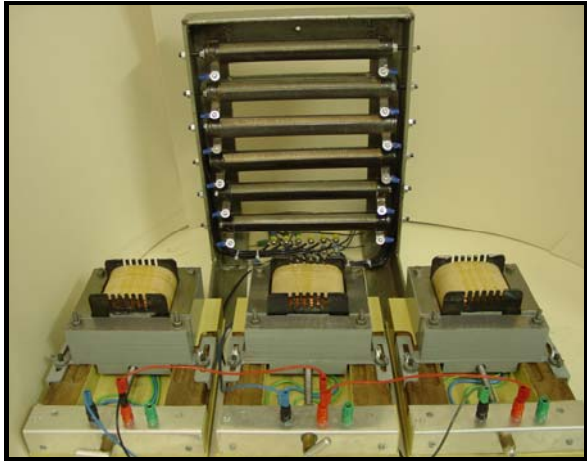
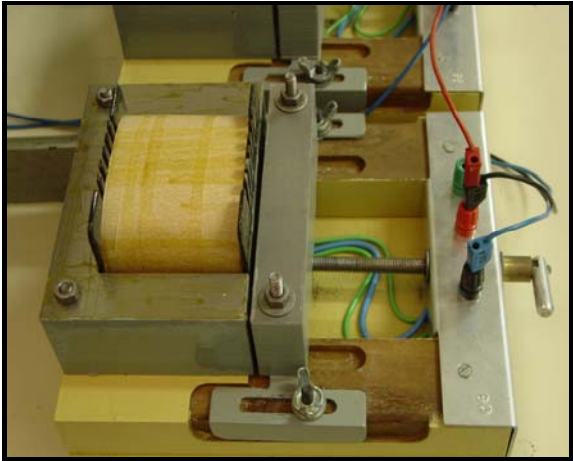


Figura 5.6 – Carga linear trifásica.



(a) Arranjo trifásico da carga linear



(b) Detalhe do reator ajustável

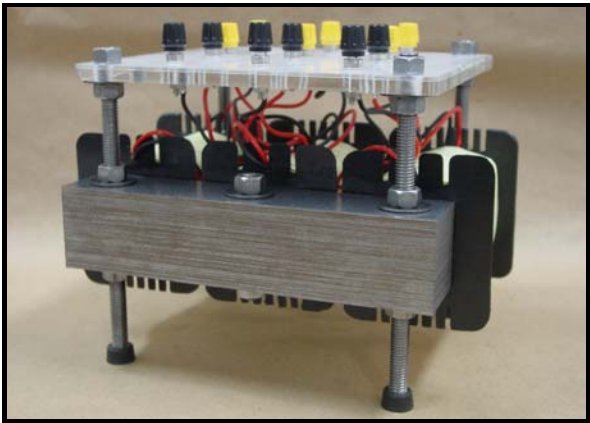
Figura 5.7 – Fotos da carga linear trifásica e do detalhe dos indutores ajustáveis.

5.2.5 Filtro Eletromagnético

Para os ensaios experimentais, utilizou-se o protótipo projetado segundo os critérios estabelecidos no capítulo 4. Na tabela 5.3 constam os dados nominais obtidos a partir de medições realizadas no protótipo construído. Os detalhes finais da montagem do equipamento podem ser visualizados na figura 5.8.

Tabela 5.3 – Dados nominais do filtro eletromagnético.

Potência nominal de projeto (kVA)	1
Tensão nominal de projeto (V)	220
Indutância própria das bobinas (mH)	270
Relação X/R das bobinas	445
Fator de acoplamento entre bobinas de uma mesma coluna	0,9994
Fator de acoplamento entre bobinas de colunas distintas	0,70



(a) Filtro eletromagnético



(b) Painel frontal de conexões

Figura 5.8 – Filtro eletromagnético.

5.2.6 Filtros Ressonantes

Os filtros ressonantes são constituídos por arranjos de indutores variáveis e capacitores fixos associados em série, figura 5.9. Foram construídos dois filtros ressonantes, sintonizados nas frequências de 180Hz e 300Hz, respectivamente. A sintonia é obtida a partir do ajuste do comprimento do entreferro dos indutores.

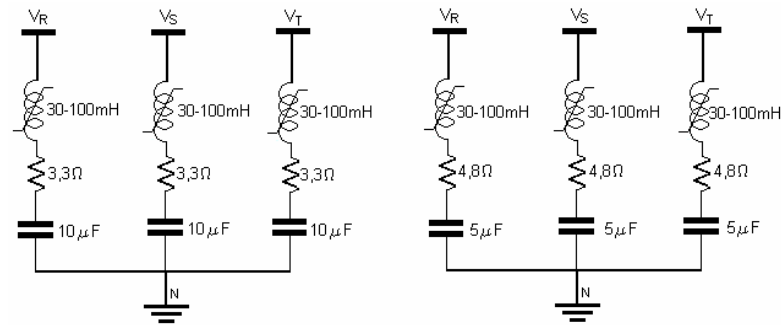
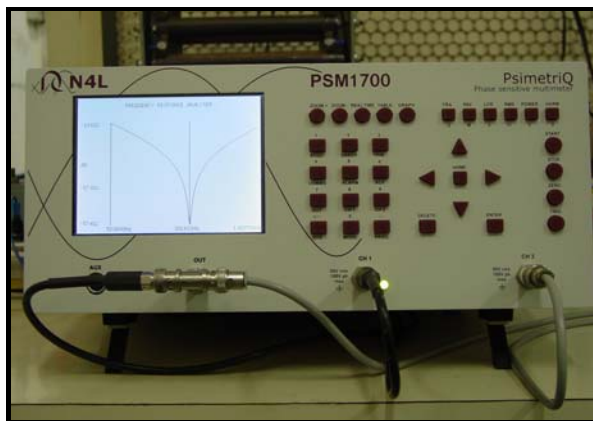
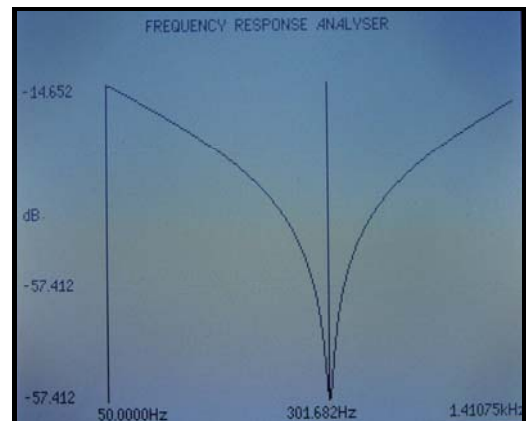


Figura 5.9 - Filtros ressonantes.

Para o controle de ajuste da sintonia, utilizou-se um equipamento que realiza a varredura em frequência da impedância equivalente do filtro. A título de ilustração, apresenta-se o equipamento citado e a resposta em frequência para o filtro ressonante sintonizado em 300Hz, figura 5.10.



(a) PsimetriQ – modelo 1700 – N4L



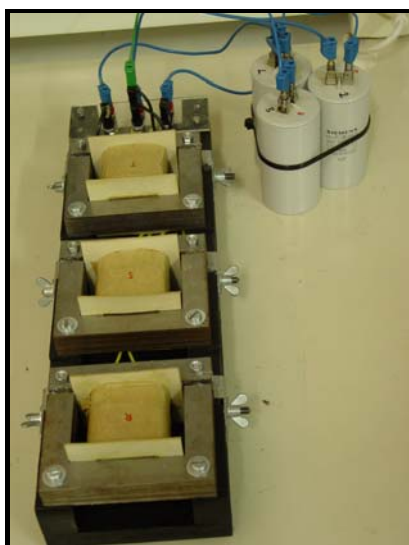
(b) Resposta em frequência do filtro 3h

Figura 5.10 – Procedimento para ajuste de sintonia do filtro ressonante de 300Hz.

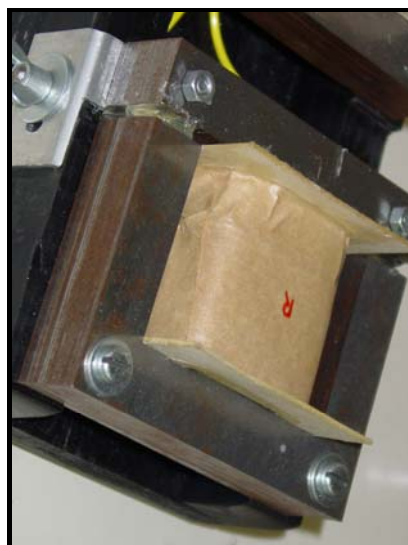
A tabela 5.4 fornece os dados nominais dos filtros ressonantes utilizados no experimento e a figura 5.11 mostra o arranjo trifásico de um dos filtros sintonizados, bem como o detalhe do mecanismo de ajuste de entreferro.

Tabela 5.4 – Dados nominais dos filtros ressonantes.

Sintonia	L (mH)	C(μF)	Fator de Qualidade
180 Hz	78,1	10	27
300 Hz	56,7	5	22



(a) Arranjo trifásico do filtro ressonante



(b) Detalhe do indutor ajustável

Figura 5.11 – Arranjo físico utilizado nos filtros ressonantes de 180Hz e 300Hz.

5.2.7 Transformador de Acoplamento

Este equipamento é utilizado com o intuito de prover uma topologia semelhante àquela apresentada no capítulo 3, relativamente a um sistema de distribuição típico. Como visto, a funcionalidade dos filtros paralelos, sejam eles de natureza eletromagnética ou ressonante, depende fundamentalmente do nível de curto-circuito do barramento onde são instalados. Desta forma, considerando-se as limitações de potência do protótipo construído, este transformador também tem por finalidade compatibilizar o nível de curto-circuito do barramento com as potências nominais dos filtros construídos. Na figura 5.12, ilustra-se o equipamento utilizado e, na tabela 5.5, são apresentados seus dados nominais e a conexão empregada.

Tabela 5.5 – Transformador de acoplamento.

Potência (kVA)	3
Tensão primária máxima (V)	220
Dispersão (%)	20
Conexão	Triângulo / Estrela

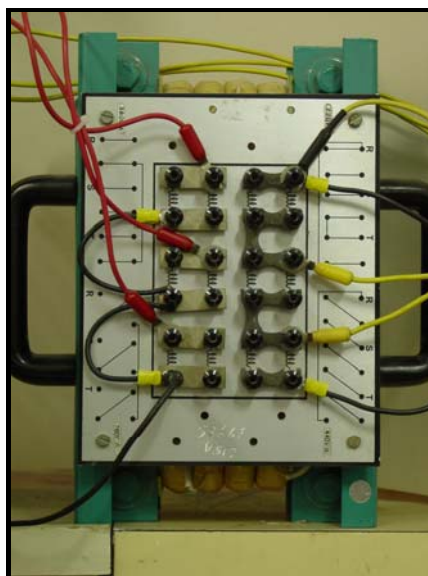


Figura 5.12 – Transformador de acoplamento.

5.3 Resultados Experimentais

Vários resultados foram obtidos durante os processos de ajuste e avaliação de desempenho dos sistemas de filtragem harmônica. Na busca de uma apresentação mais sintética e elucidativa, são apresentados a seguir apenas alguns resultados, nos quais se procura destacar e ilustrar os princípios operacionais de um sistema composto por cargas lineares, não-lineares e pelos filtros abordados neste trabalho, figura 5.13 e tabela 5.6.

No **Caso 1**, figura 5.14, apresenta-se os resultados colhidos alimentando-se a uma carga total composta pela carga não-linear e pela linear, descritas nos itens 5.2.3 e 5.2.4, respectivamente. Foi instalado também o filtro eletromagnético, descrito em 5.2.5, com a finalidade de desviar o fluxo das componentes de seqüência zero da corrente da carga total, minimizando sua circulação através da fonte de alimentação. Como se sabe, o princípio de funcionamento de um sistema de filtragem paralelo consiste, basicamente, em oferecer idealmente um caminho com impedância substancialmente menor do que a oferecida pelo sistema de suprimento. É possível estabelecer, portanto, uma relação entre a potência nominal do equipamento de filtragem e o nível de curto-circuito apresentado pelo sistema de suprimento. Particularmente, com o uso do filtro eletromagnético, é desejável que sua impedância de seqüência zero seja muito menor, se comparado à impedância de mesma seqüência apresentada pelo sistema alimentador. Neste equipamento, como visto anteriormente, a impedância de seqüência zero está diretamente associada ao fator de

acoplamento entre bobinas de uma mesma coluna magnética.

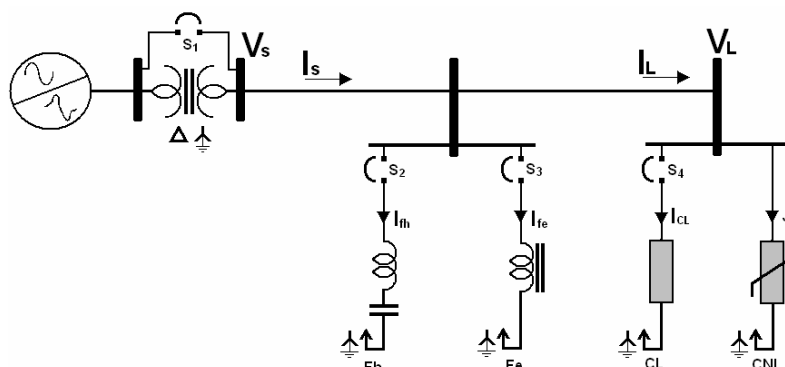


Figura 5.13 - Diagrama unifilar para síntese dos experimentos.

Tabela 5.6 – Ensaios experimentais selecionados.

CASO	CHAVES		OBJETIVOS E CONDIÇÕES OPERACIONAIS NOS ENSAIOS
01 Figura 5.14	S1	FECHADA	Observar a dependência da eficácia do sistema de filtragem paralelo composto por um filtro eletromagnético com o nível de curto-circuito do sistema alimentador, considerando-se uma carga composta por parcelas linear e não-linear.
	S2	ABERTA	
	S3	FECHADA	
	S4	FECHADA	
02 Figura 5.15	S1	FECHADA	Observar a dependência da eficácia do sistema de filtragem paralelo composto por um filtro ressonante na terceira harmônica com o nível de curto-circuito do sistema alimentador, considerando-se uma carga composta por parcelas linear e não-linear.
	S2	FECHADA	
	S3	ABERTA	
	S4	FECHADA	
03 Figura 5.16	S1	ABERTA	Verificar isoladamente o desempenho operacional do filtro eletromagnético, sob condições simétricas e sem distorções harmônicas na fonte de alimentação, admitindo-se a presença do transformador de acoplamento e apenas uma carga não-linear.
	S2	ABERTA	
	S3	FECHADA	
	S4	ABERTA	
04 Figura 5.17	S1	ABERTA	Analisar o desempenho do sistema de filtragem com um filtro eletromagnético, atuando em um sistema com nível de curto-circuito compatível com a potência nominal do filtro, com o objetivo de estabelecer uma base de comparação com o arranjo equivalente composto por filtro ressonante na terceira harmônica.
	S2	ABERTA	
	S3	FECHADA	
	S4	FECHADA	
05 Figura 5.18	S1	ABERTA	Analisar o desempenho do sistema de filtragem com um filtro ressonante na terceira ordem, atuando em um sistema com nível de curto-circuito compatível com a potência nominal do filtro, com o objetivo de estabelecer uma base de comparação com o arranjo equivalente composto por filtro eletromagnético.
	S2	FECHADA	
	S3	ABERTA	
	S4	FECHADA	
06 Figuras 5.19 e 5.20	S1	ABERTA	Analisar o desempenho do sistema de filtragem híbrido composto por um filtro ressonante na quinta ordem e um filtro eletromagnético, atuando em um sistema elétrico com nível de curto-circuito compatível com o arranjo de filtragem, em condições operacionais simétricas e com cargas equilibradas.
	S2	FECHADA	
	S3	FECHADA	
	S4	FECHADA	
07 Figuras 5.21 e 5.22	S1	ABERTA	Analisar o desempenho do sistema de filtragem híbrido, com um filtro ressonante na quinta ordem e um filtro eletromagnético, em um sistema elétrico com nível de curto-circuito compatível com o arranjo de filtragem, em condições operacionais assimétricas do sistema de suprimento e com cargas equilibradas.
	S2	FECHADA	
	S3	FECHADA	
	S4	FECHADA	
08 Figuras 5.23 e 5.24	S1	ABERTA	Analisar o desempenho do sistema de filtragem híbrido, com um filtro ressonante na quinta ordem e um filtro eletromagnético, um sistema elétrico com nível de curto-circuito compatível, em condições operacionais assimétricas do sistema de suprimento e com distorção de quinta harmônica.
	S2	FECHADA	
	S3	FECHADA	
	S4	FECHADA	

Idealmente, ou seja, admitindo-se uma perfeita simetria entre as diferentes bobinas e acoplamentos magnéticos perfeitos entre bobinas de uma mesma coluna magnética, obtém-se uma reatância de sequência zero teoricamente nula. Neste sentido, a impedância de sequência zero oferecida pelo filtro é determinada apenas pela resistência elétrica equivalente dos condutores. Como visto no capítulo 4, os esforços construtivos foram direcionados para a maximização do acoplamento, chegando a valores da ordem de 0,999. Desta forma, considerando-se a relação X/R imposta pelo condutor adotado no processo, estima-se que a impedância equivalente seja praticamente de natureza resistiva com valor aproximado de $1,2\ \Omega$. Nestas condições de projeto, alimentando-se o sistema composto pela carga total e pelo filtro eletromagnético diretamente através da fonte de alimentação, os resultados obtidos no experimento indicam uma distorção harmônica total média na corrente absorvida pela carga da ordem de 92%, figura 5.14(d), enquanto que a corrente de alimentação colhida junto à fonte denota valores médios de distorção de aproximadamente 86%, figura 5.14(h). Estes resultados demonstram uma atuação muito discreta do sistema de filtragem, reduzindo a distorção harmônica média em apenas 6%. Esta atenuação está diretamente ligada à redução das componentes de ordem múltiplas de três, uma vez que as mesmas apresentam forte concentração na sequência zero, entretanto, a relação desfavorável entre as impedâncias do sistema e do filtro corrobora para a ineficácia da filtragem.

Os resultados experimentais referenciados como **Caso 2** são ilustrados na figura 5.15. Foram obtidos considerando-se as mesmas condições operacionais descritas no caso anterior, substituindo-se apenas o filtro eletromagnético por um ressonante na frequência de 180Hz (3ª ordem). Valem, portanto, as mesmas observações gerais feitas com relação às expectativas operacionais do sistema de filtragem em paralelo, ou seja, a divisão de corrente total da carga entre o sistema e o filtro se processa na razão inversa ao valor da impedância oferecida pelos mesmos. Entretanto, este caso trata de um filtro sintonizado na 3ª ordem e, portanto, a análise é direcionada apenas para esta componente harmônica. Este é um aspecto que o diferencia fundamentalmente dos princípios operacionais de um filtro eletromagnético. Apesar de o filtro eletromagnético apresentar impedância reduzida para todos os harmônicos de sequência zero, a operação com um filtro ressonante na 3ª ordem poderia ser similar ao caso anterior, uma vez que esta componente apresenta a maior amplitude entre as componentes de sequência zero. Mas, a relação X/R do filtro eletromagnético comparada ao fator de qualidade do filtro ressonante, que conduz a resistências equivalentes de $1,2\ \Omega$ e $3,3\ \Omega$, respectivamente, faz com que o desempenho do filtro ressonante seja inferior ao do filtro eletromagnético. Neste caso, face ao nível de curto-circuito apresentado pela fonte de alimentação, a drenagem da

componente de terceira ordem fica substancialmente prejudicada. Além disso, a redução da componente fundamental da corrente da fonte, motivada pela elevação do fator de potência proporcionada pelo montante de reativos acrescentado pelos capacitores do filtro, acaba por produzir uma elevação na distorção harmônica média total, passando de 92%, figura 5.15(d), para 96%, figura 5.15(h).

O **Caso 3** retrata uma condição operativa onde se procura destacar a operação do filtro eletromagnético atuando em um sistema elétrico com nível de curto-circuito compatível com o protótipo construído. Para isto, adotou-se apenas a carga não-linear descrita no item 5.2.3, alimentada através de uma fonte de tensão equilibrada e livre de distorções harmônicas, conectada ao sistema através do transformador de acoplamento apresentado no item 5.2.7. A presença do transformador visa exclusivamente a compatibilizar o nível de curto-circuito do sistema alimentador com a potência nominal do protótipo. Apesar da fixação de tensões equilibradas pela fonte programável, as assimetrias intrínsecas do transformador de acoplamento provocam pequenos desequilíbrios entre as tensões secundárias que alimentam a carga. Além disso, as quedas de tensão nas reatâncias de dispersão, produzidas pelas correntes não-senoidais absorvidas pela carga, introduzem harmônicos nas tensões secundárias, que passam a apresentar uma distorção harmônica total da ordem de 11%, figura 5.16(b). Nestas condições operacionais, apesar dos pequenos desequilíbrios gerados pelas assimetrias impostas pelos diversos componentes instalados, é possível constatar, de forma inequívoca, a atuação do filtro eletromagnético, reduzindo sensivelmente a taxa de distorção harmônica média na corrente de alimentação de 74,5% para 30,3%, figuras 5.16(d) e (h), respectivamente. A redução de aproximadamente 60% na taxa de distorção média se deve, exclusivamente, à filtragem das componentes de seqüência zero, notadamente concentradas nas ordens harmônicas múltiplas de três. Particularmente, na terceira harmônica da corrente da carga, com aproximadamente 1,3A, menos de 0,3A é suprido pela fonte e o restante circula através do filtro eletromagnético. Este caso é um experimento escolhido como referência nas análises-testes de aderência do modelo teórico, que serão apresentadas na seqüência deste capítulo.

Os **Casos 4 e 5** referem-se a condições operacionais similares àquelas descritas nos casos 1 e 2, respectivamente. Particularmente, nestes experimentos considerou-se o uso do transformador de acoplamento para compatibilizar o nível de curto-circuito do sistema alimentador com as potências nominais do filtro eletromagnético e do ressonante de terceira ordem. A ação dos dispositivos de filtragem pode ser constatada na figura 5.17, utilizando-se o filtro eletromagnético e na 5.18, com o uso do filtro ressonante. A redução média nas

distorções harmônicas na corrente de alimentação proporcionada pelo filtro eletromagnético foi de aproximadamente 54%, enquanto que no uso do filtro ressonante a redução observada foi de, no máximo, 30%. Tais fatos se devem ao melhor desempenho do filtro eletromagnético, devido, não só ao seu maior espectro de filtragem, mas, sobretudo, pela sua eficácia notadamente superior na filtragem da componente de terceira ordem. Há de se considerar, entretanto, a necessidade de compensação reativa no arranjo de filtragem composto apenas pelo filtro eletromagnético, caso este seja um requisito almejado.

Considerando-se o bom desempenho observado no caso anterior, quando da aplicação do filtro eletromagnético como alternativa a um filtro ressonante de terceira ordem, optou-se por investigar o desempenho de um arranjo de filtragem híbrido. Os resultados subseqüentes foram obtidos a partir desta topologia, que visa a aglutinar as vantagens oferecidas por um filtro eletromagnético, com seu amplo espectro de filtragem envolvendo todas as componentes harmônicas de seqüência zero, e por um filtro ressonante sintonizado na menor freqüência harmônica de seqüência positiva ou negativa presente no sistema. Para esta composição de filtragem adotou-se, então, o filtro eletromagnético e o filtro ressonante na quinta ordem harmônica (300 Hz), cujas características foram apresentadas no item 5.2.6.

O **Caso 6**, ilustrado nas figuras 5.19 e 5.20, retrata as características operacionais desta topologia híbrida de filtragem, onde se observa uma substancial redução das distorções médias nas correntes de alimentação em aproximadamente 73%, passando de 43% para 11,5%, conforme figuras 5.19(d) e (f), respectivamente. Diante dos bons resultados colhidos, vislumbra-se a utilização mais extensiva desta topologia híbrida, a partir da inclusão de outras unidades ressonantes, razão pela qual este caso também foi selecionado para fins de teste de aderência dos modelos teóricos. Nesta linha de ação, e visando aos possíveis desdobramentos desta topologia, optou-se por investigar experimentalmente com maiores detalhes o comportamento deste arranjo sob condições operacionais adversas, envolvendo distorções harmônicas e desequilíbrios na fonte de alimentação.

Para o **Caso 7**, figuras 5.21 e 5.22, foi considerada uma condição operacional com desequilíbrio acentuado nas tensões primárias de alimentação, com vistas à avaliação dos impactos sobre o desempenho da filtragem, figuras 5.21(g) e (h). O fator de desequilíbrio imposto nas tensões de alimentação, para este caso, foi da ordem de 11%. Pela análise dos espectros, constata-se uma distorção harmônica total média na corrente absorvida pela carga da ordem de 43,3%, figura 5.21(d), e uma distorção harmônica total média na corrente de alimentação de aproximadamente 13,9%, figura 5.21(f), representando, portanto, uma redução na distorção harmônica total de 68%. Através dos espectros harmônicos apresentados nas

figuras, observa-se que o filtro eletromagnético desviou cerca de 85% da corrente harmônica de terceira ordem presente na carga e 100% da de nona ordem harmônica, além dos resíduos de correntes harmônicas de sequência zero de ordens diversas, originárias das condições assimétricas de operação. O filtro ressonante absorveu cerca de 77% da corrente harmônica de quinta ordem presente na carga, que, em conjunto com a ação do filtro eletromagnético, praticamente elimina a contribuição deste harmônico na distorção total resultante. Tomando-se por base o valor eficaz da corrente absorvida pela carga, pela comparação entre os casos 6 e 7, que retratam condições operacionais simétricas e assimétricas, respectivamente, é possível constatar um aumento percentual das parcelas de corrente que circulam pelos diferentes ramos de filtragem de 2,4% para o filtro eletromagnético e 4,5% no ramo ressonante, tabela 5.7. Este fato demonstra a influência do sistema alimentador sobre os filtros e representa uma solicitação adicional a ser considerada nos procedimentos de dimensionamento dos mesmos. Particularmente, o aumento porcentual da corrente pelo filtro eletromagnético se deve ao espalhamento da componente de sequência zero em praticamente todo o espectro harmônico gerado pela carga, motivado pelo desequilíbrio imposto na tensão. Conseqüentemente, este conteúdo harmônico adicional de sequência zero também é absorvido pelo filtro eletromagnético, elevando o valor eficaz da corrente drenada. Este caso também foi selecionado como referência para análise de desempenho dos modelos teóricos.

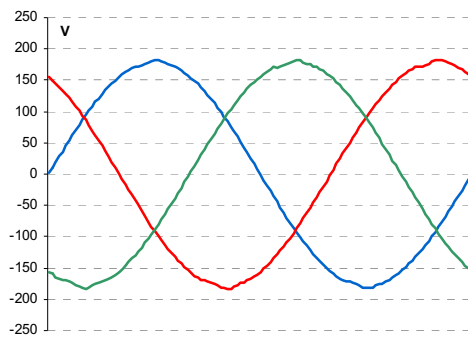
Finalmente, o **Caso 8**, ilustrado nas figuras 5.23 e 5.24, retrata uma condição operativa mais abrangente, onde foram considerados, simultaneamente, desequilíbrio e distorção harmônica nas tensões primárias de alimentação, figuras 5.23(g) e (h). Objetivando investigar possíveis causas de degradação da filtragem e/ou sobrecargas nos diferentes filtros, a distorção harmônica na tensão de alimentação foi imposta a partir de duas componentes harmônicas, notadamente uma terceira harmônica de sequência zero, e uma quinta harmônica de sequência negativa. Estas componentes foram escolhidas porque representam a maior probabilidade de sobre-excitação dos diferentes ramos de filtragem do sistema híbrido, já que, individualmente, estão diretamente relacionadas com a principal frequência de filtragem do filtro eletromagnético, ou seja, 180 Hz, e com a frequência de sintonia do filtro ressonante, ou seja, 300 Hz. Os resultados demonstram, mais uma vez, a eficácia do sistema de filtragem, reduzindo as distorções totais médias de 43% para 18%, figuras 5.23(d) e (f), respectivamente, representando, portanto, uma redução de aproximadamente 58%. Na comparação com o caso 6, representativo das condições operacionais idealizadas, e, novamente tomando-se por base o valor eficaz médio da corrente na carga, constata-se aumentos sistemáticos nos valores eficazes das correntes pelos filtros. Embora tenha sido

imposta uma componente de terceira harmônica de seqüência zero nas tensões de alimentação, seu efeito foi substancialmente atenuado pelo transformador de acoplamento devido à conexão empregada, triângulo no primário e estrela no secundário, a qual, como se sabe, representa um bloqueio natural para as componentes de seqüência zero. Desta forma, o reflexo sobre o carregamento do filtro eletromagnético foi relativamente pequeno chegando, em média, a 3,8% e se justifica pelas mesmas razões expostas anteriormente. Por outro lado, observa-se uma substancial elevação do valor eficaz médio entre as fases R, S e T, atingindo patamares superiores a 10%. Tal ocorrência se deve, principalmente, à excitação em 300 Hz, de seqüência negativa, introduzida pela fonte de tensão, elevando o valor eficaz médio da corrente pelo filtro ressonante em mais de 50% . Os resultados mostram, portanto, que para o sistema elétrico típico investigado nestes estudos experimentais, a sensibilidade dos ramos de filtragem ressonantes frente às distorções harmônicas presentes na rede de alimentação é muito elevada.

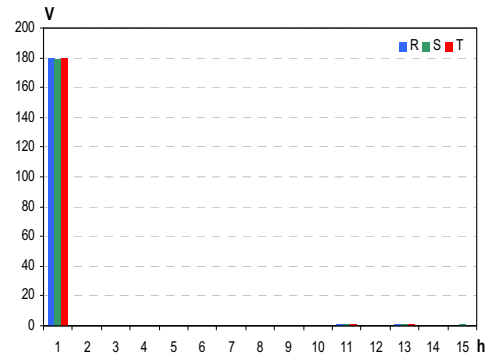
Neste sentido, é recomendável que vários estudos sejam encaminhados durante a fase de dimensionamento da filtragem híbrida, sobretudo com relação às sobrecargas dos filtros ressonantes decorrentes das condições operacionais no ponto de acoplamento.

Tabela 5.7 – Sobrecarga nos ramos de filtragem.

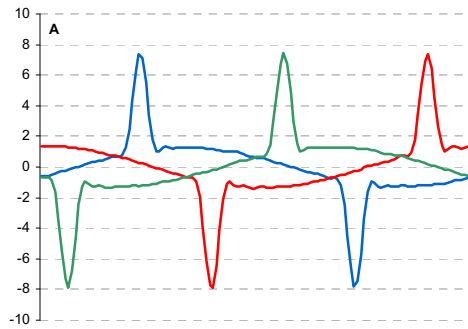
	Carga	Filtro eletromagnético			Filtro ressonante		
	RMS	RMS	% I_{carga}	$\Delta\%$	RMS	% I_{carga}	$\Delta\%$
Alimentação primária							
Equilibrada	1,70	0,49	28,8	-	0,38	22,0	-
Desequilibrada	1,49	0,44	29,5	2,4	0,34	23,0	4,5
Desequilibrada + Distorcida	1,47	0,44	29,9	3,8	0,43	29,0	13,2



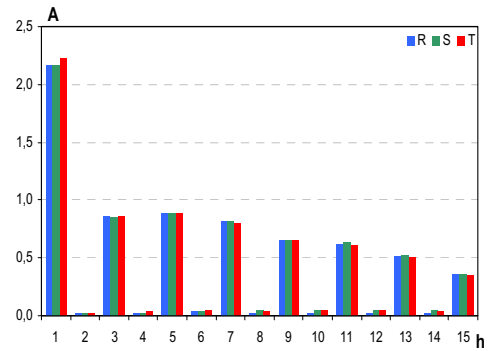
(a) V_L [RMS(V): 127,1; 126,7; 127,0]



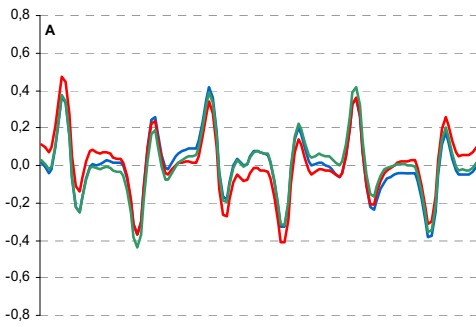
(b) V_L [DHT(%): 0,7; 0,8; 0,8]



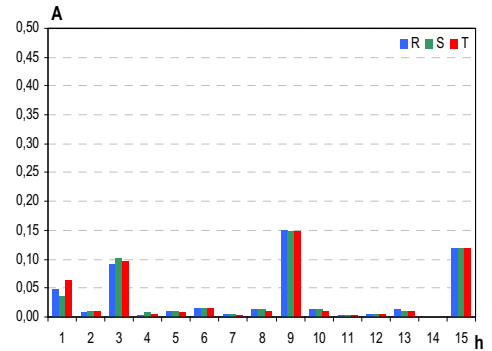
(c) I_L [RMS(A): 2,0; 2,1; 2,1]



(d) I_L [DHT(%): 92,6; 91,9; 90,8]



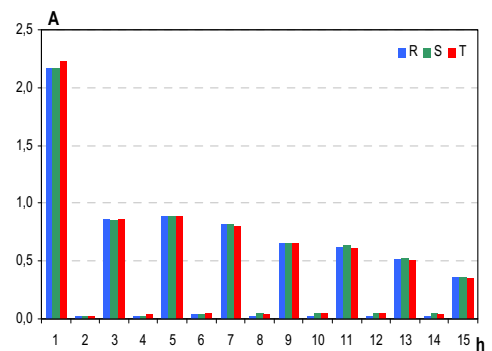
(e) I_{fe} [RMS(A): 0,16; 0,16; 0,16]



(f) I_{fe}

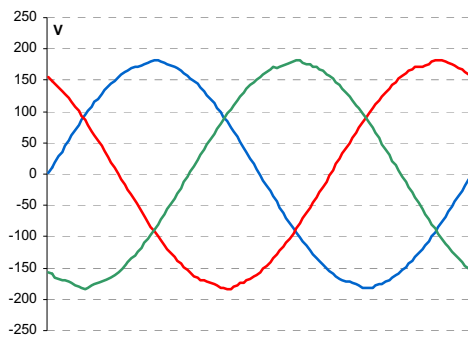


(g) I_s [RMS(A): 2,0; 2,0; 2,1]

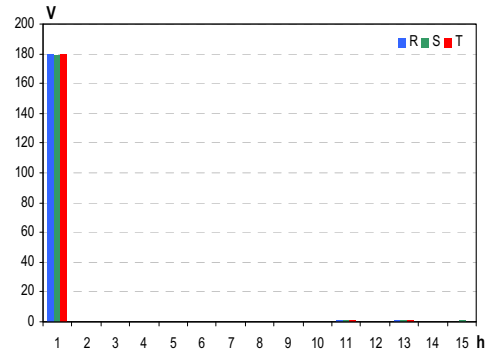


(h) I_s [DHT(%): 87,3; 87,5; 84,5]

Figura 5.14 – CASO 1- Alimentação senoidal equilibrada, transformador desligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 3h desligado.



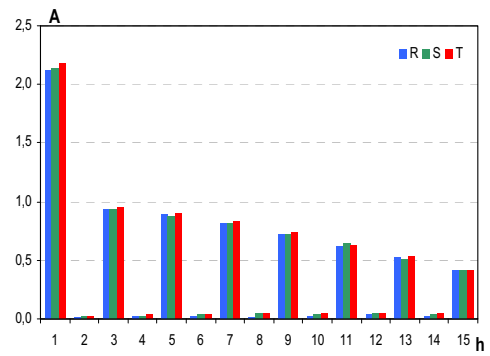
(a) V_L [RMS(V): 127,1; 126,7; 127,0]



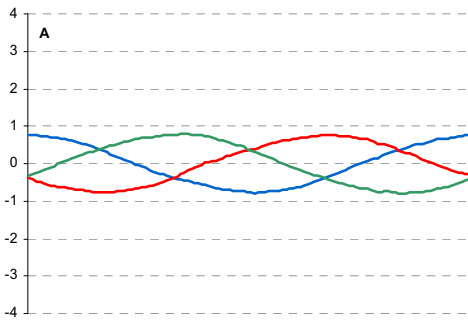
(b) V_L [DHT(%): 0,7; 0,8; 0,8]



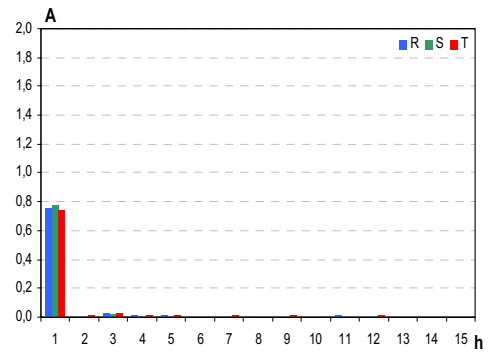
(c) I_L [RMS(A): 2,0; 2,1; 2,1]



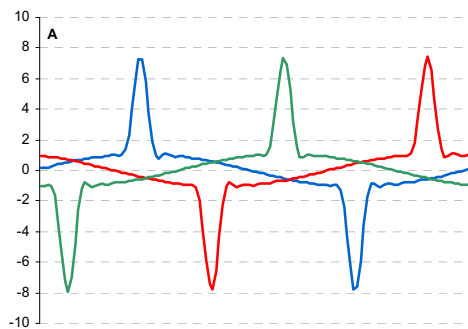
(d) I_L [DHT(%): 92,6; 91,9; 90,8]



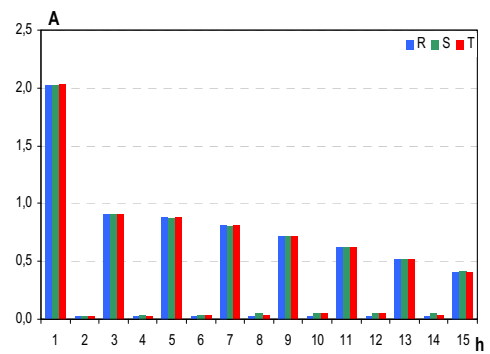
(e) I_{th3} [RMS(A): 0,54; 0,55; 0,53]



(f) I_{th3}

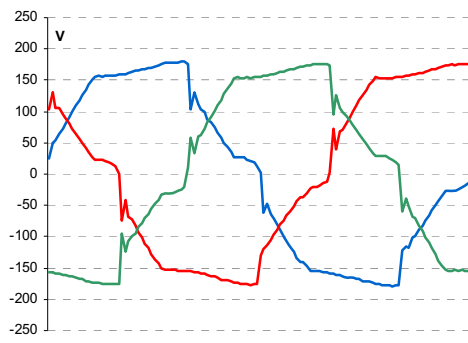


(g) I_s [RMS(A): 1,9; 1,9; 2,0]

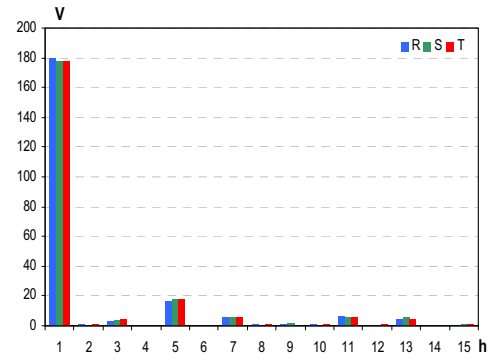


(h) I_s [DHT(%): 95,9; 96,5; 95,6]

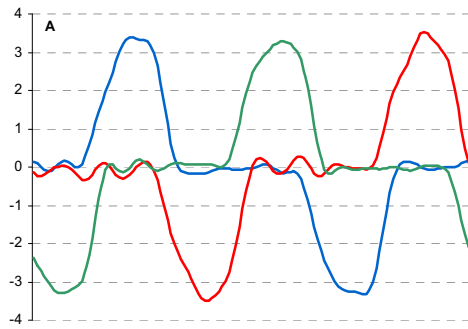
Figura 5.15 – CASO 2- Alimentação senoidal equilibrada, transformador desligado, filtro eletromagnético desligado e filtro 3h ligado.



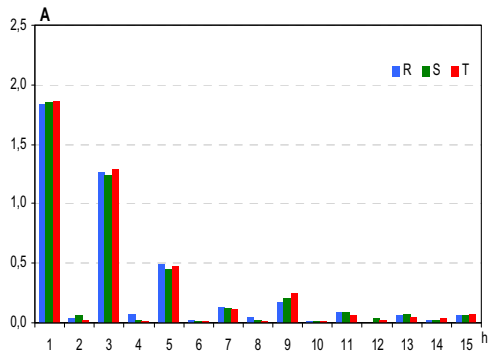
(a) V_L [RMS(V): 127,8; 126,4; 126,4]



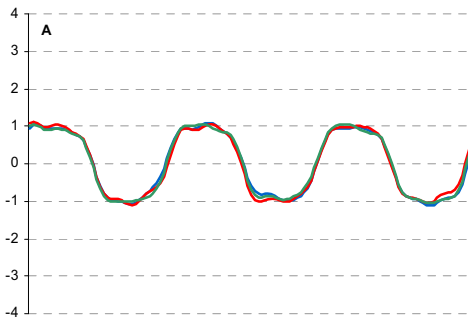
(b) V_L [DHT(%): 11,4; 11,9; 11,9]



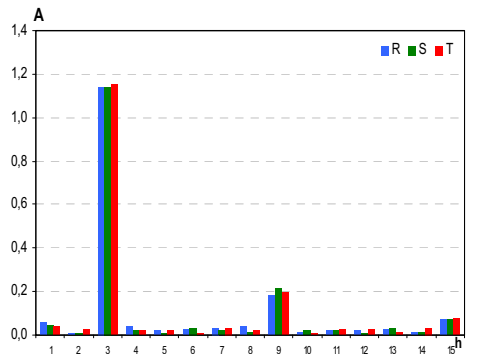
(c) I_L [RMS(A): 1,6; 1,6; 1,6]



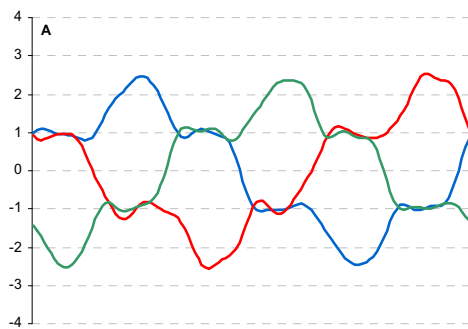
(d) I_L [DHT(%): 75,2; 73,1; 75,1]



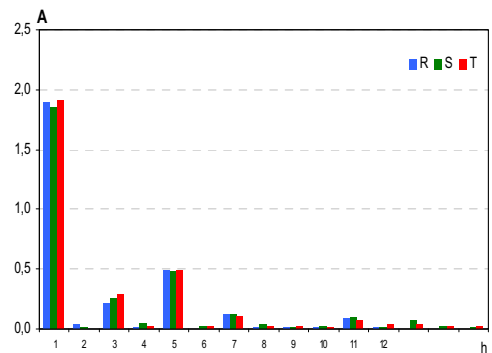
(e) I_{fe} [RMS(A): 0,82; 0,83; 0,83]



(f) I_{fe}

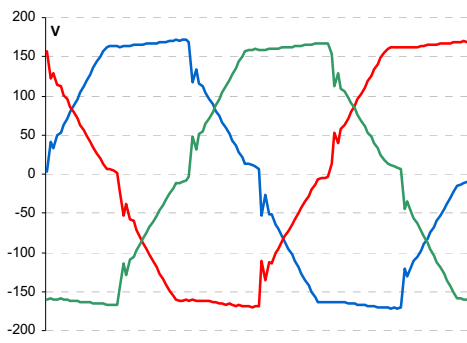


(g) I_s [RMS(A): 1,4; 1,4; 1,4]

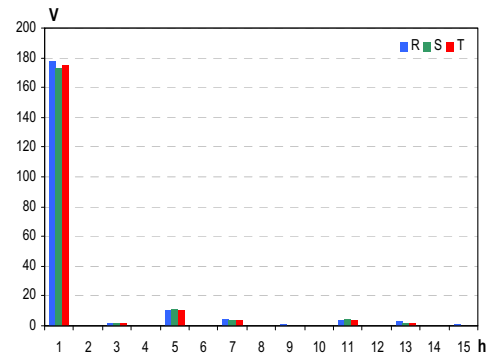


(h) I_s [DHT(%): 29,5; 30,9; 30,4]

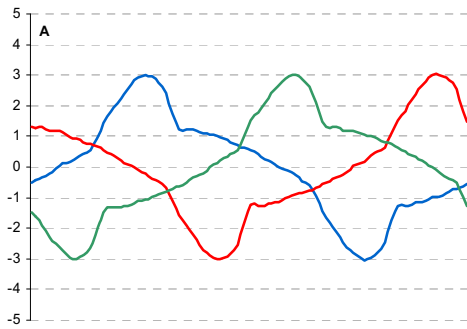
Figura 5.16 – CASO 3- Alimentação senoidal equilibrada, com transformador de acoplamento, filtro eletromagnético e carga não-linear.



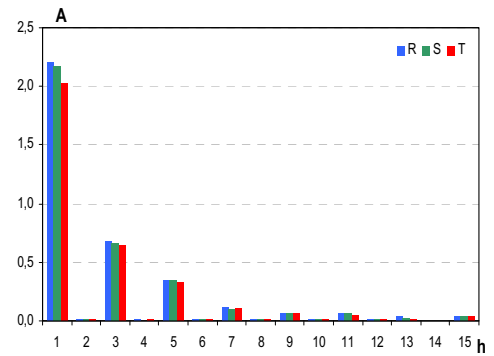
(a) V_L [RMS(V): 126,0; 122,8; 124,4]



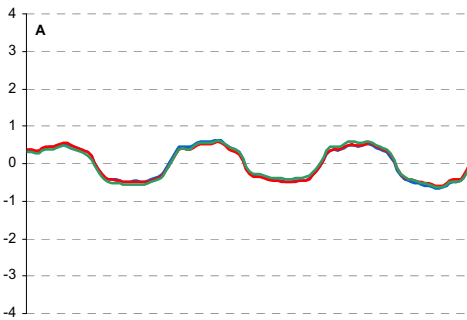
(b) V_L [DHT(%): 7,2; 7,7; 7,3]



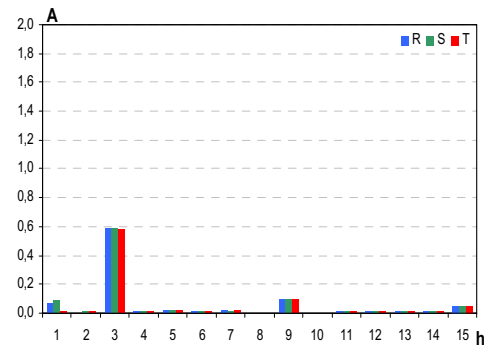
(c) I_L [RMS(A): 1,6; 1,6; 1,6]



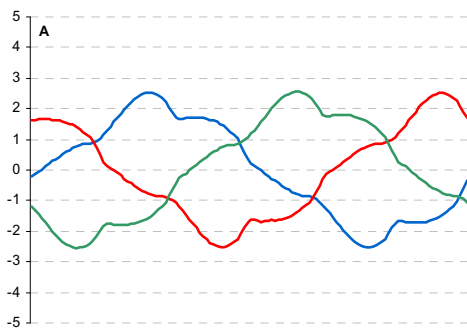
(d) I_L [DHT(%): 34,6; 32,9; 34,4]



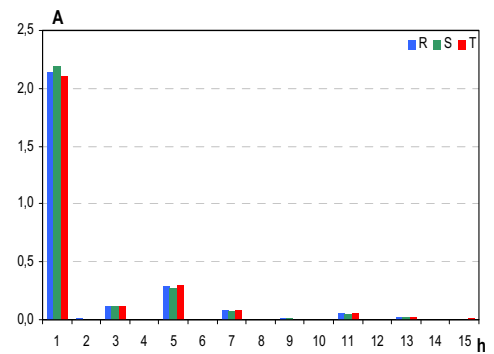
(e) I_{fe} [RMS(A): 0,43; 0,43; 0,42]



(f) I_{fe}

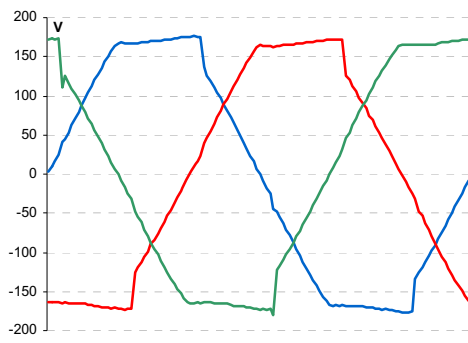


(g) I_s [RMS(A): 1,5; 1,6; 1,5]

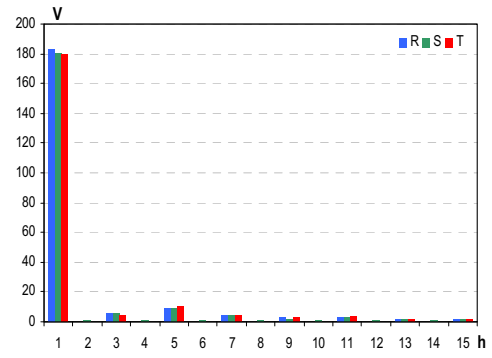


(h) I_s [DHT(%): 15,6; 14,7; 16,1]

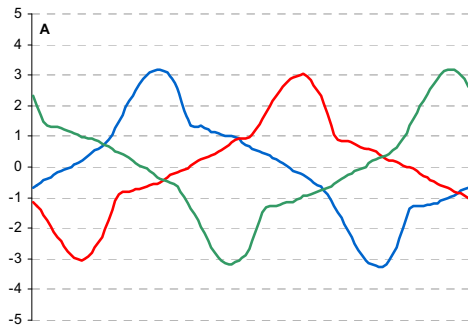
Figura 5.17 – CASO 4- Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 3h desligado, alimentando uma carga composta.



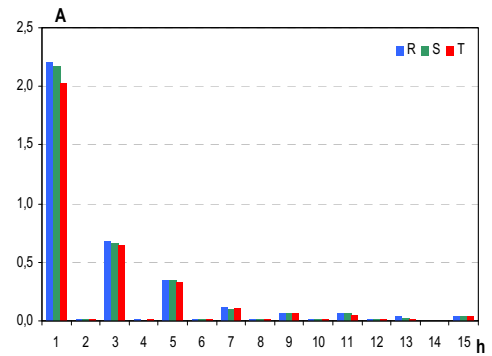
(a) V_L [RMS(V): 130,1; 127,9; 127,4]



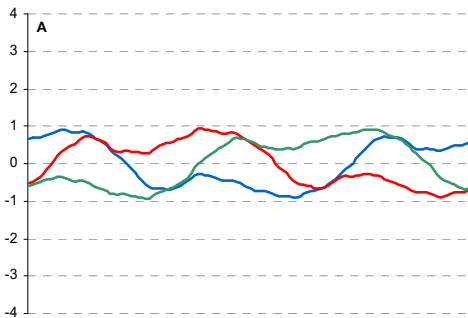
(b) V_L [DHT(%): 7,0; 7,5; 7,4]



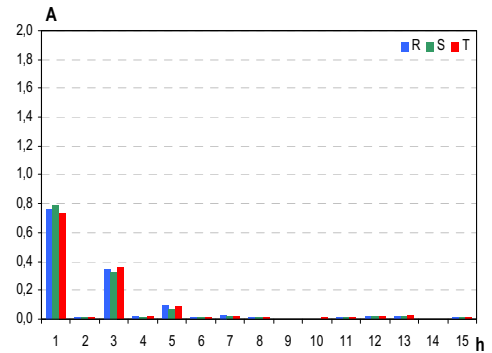
(c) I_L [RMS(A): 1,7; 1,6; 1,5]



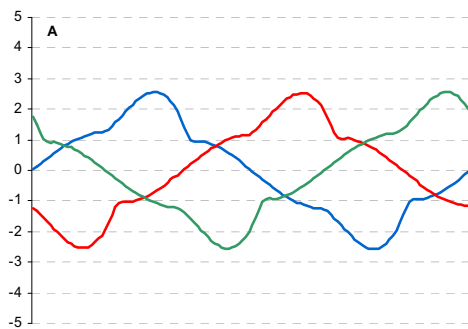
(d) I_L [DHT(%): 34,9; 34,9; 36,3]



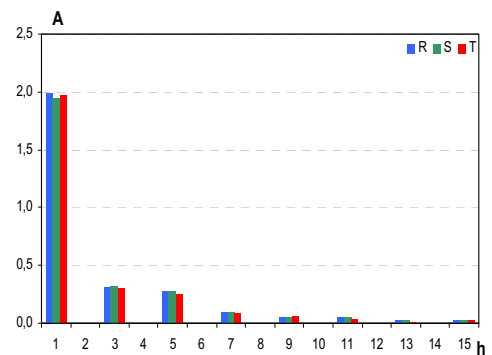
(e) I_{fh3} [RMS(A): 0,60; 0,61; 0,58]



(f) I_{fh3}

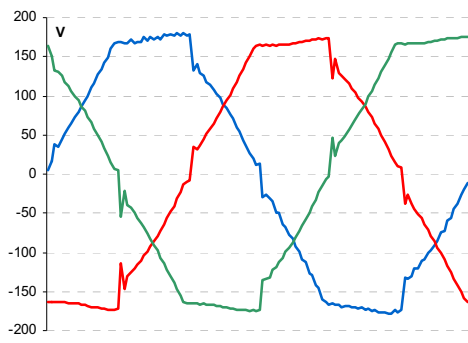


(g) I_s [RMS(A): 1,4; 1,4; 1,4]

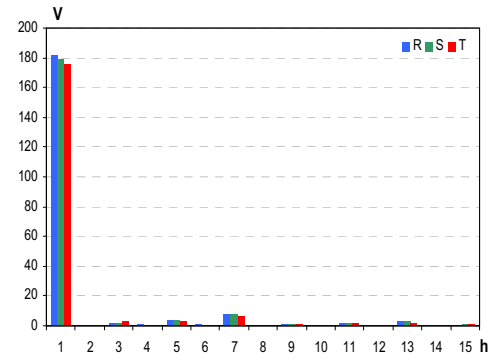


(h) I_s [DHT(%): 21,7; 22,6; 20,5]

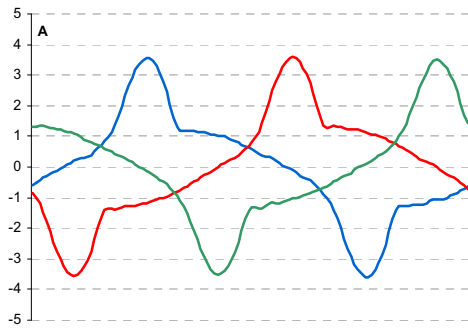
Figura 5.18 – CASO 5 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético desligado e filtro 3h ligado.



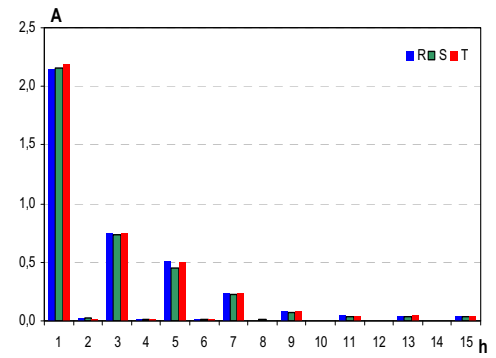
(a) V_L [RMS(V): 128,4; 126,4; 124,8]



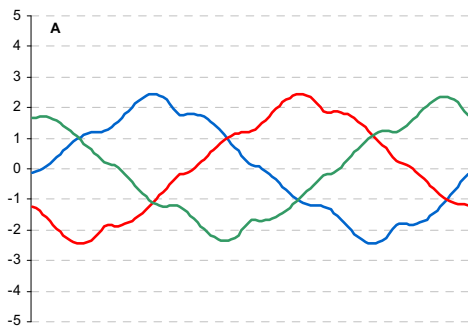
(b) V_L [DHT(%): 5,4; 5,5; 5,2]



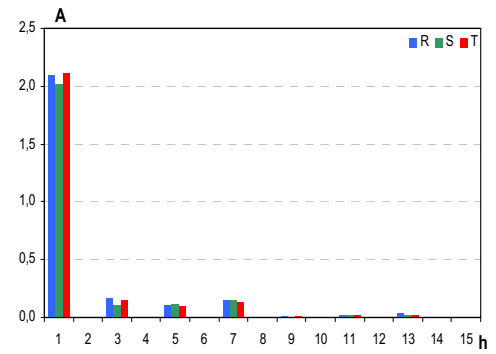
(c) I_L [RMS(A): 1,7; 1,7; 1,7]



(d) I_L [DHT(%): 43,8; 41,5; 42,5]

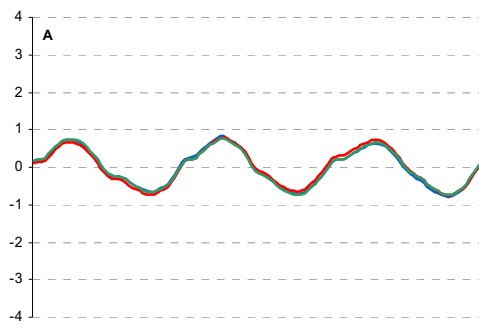


(e) I_s [RMS(A): 1,5; 1,4; 1,5]

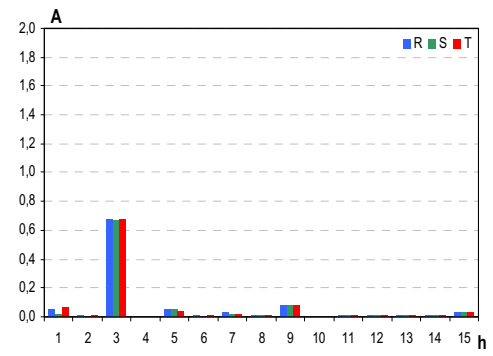


(f) I_s [DHT(%): 12,4; 11,0; 11,1]

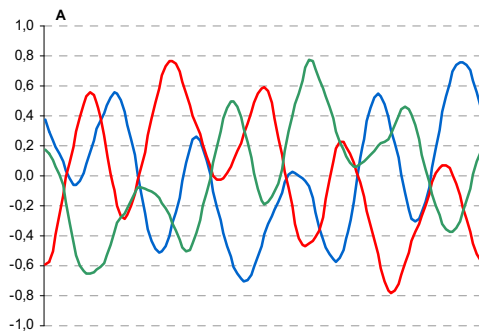
Figura 5.19 – CASO 6 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições no sistema.



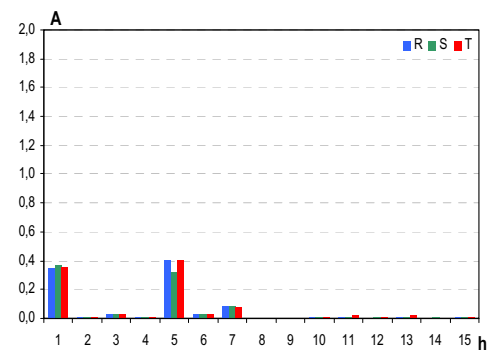
(a) I_{fe} [$RMS(A)$: 0,49; 0,48; 0,48]



(b) I_{fe}

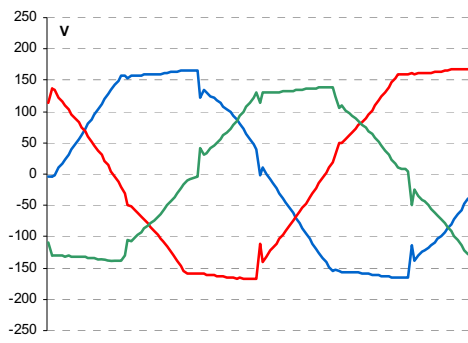


(c) I_{th5} [$RMS(A)$: 0,385; 0,351; 0,390]

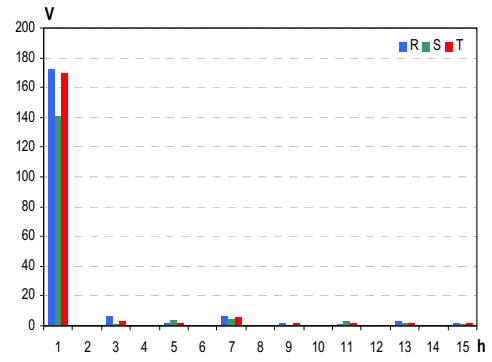


(d) Espectro I_{th5}

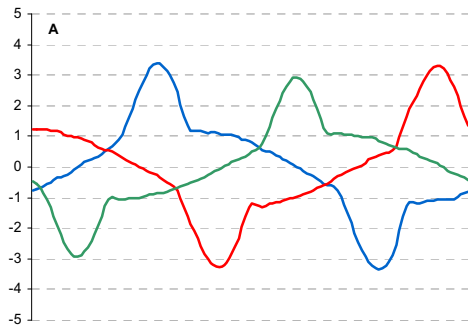
Figura 5.20 – CASO 6 - Alimentação senoidal equilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições nos filtros.



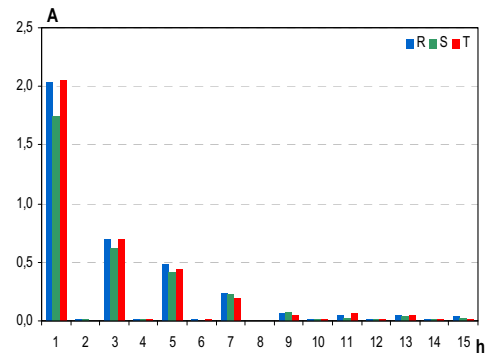
(a) V_L [$RMS(V)$: 121,9; 119,8; 99,6]



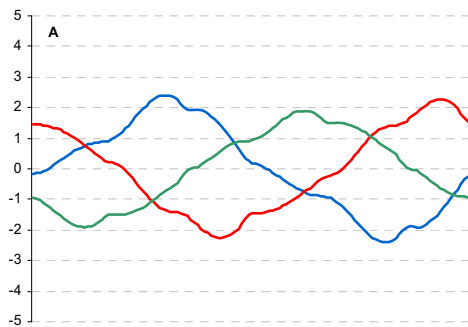
(b) V_L [$DHT(\%)$: 6,3; 4,9; 5,4]



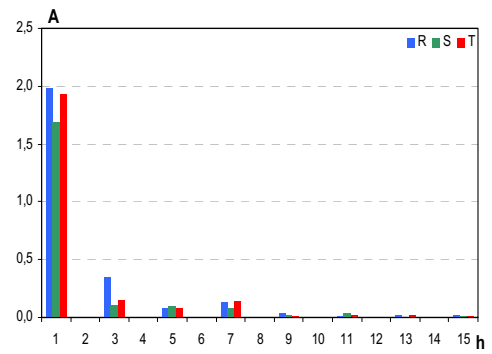
(c) I_L [$RMS(A)$: 1,57; 1,35; 1,57]



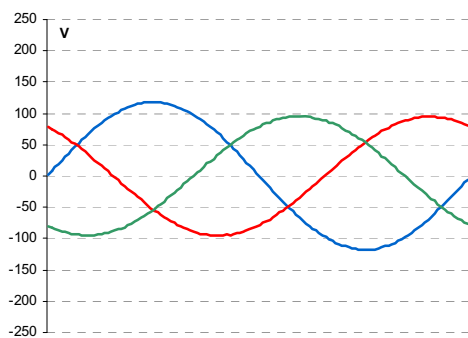
(d) I_L [$DHT(\%)$: 43,6; 44,8; 41,4]



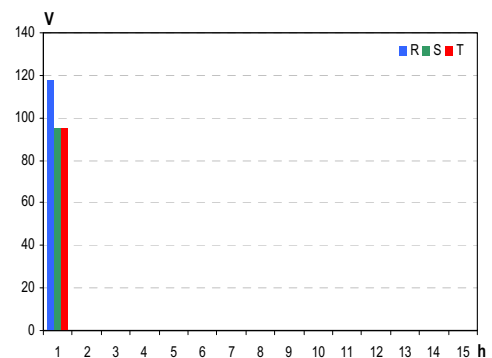
(e) I_s [$RMS(A)$: 1,43; 1,20; 1,38]



(f) I_s [$DHT(\%)$: 19,4; 10,2; 12,1]

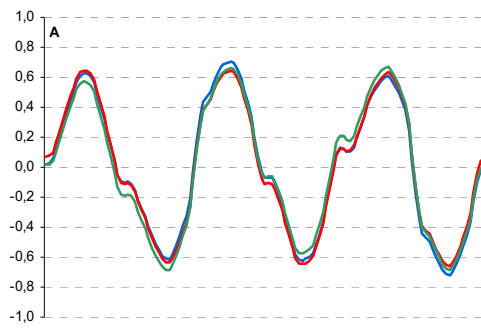


(g) V_p [$RMS(A)$: 83,4; 67,4; 67,3]

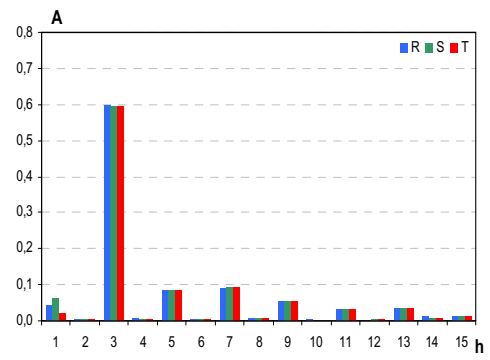


(h) V_p [$DHT(\%)$: 0,5; 0,5; 0,4]

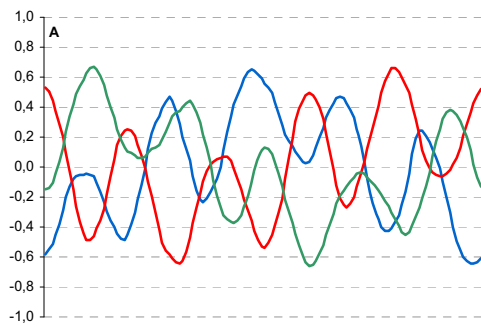
Figura 5.21 – CASO 7 - Alimentação senoidal desequilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições no sistema.



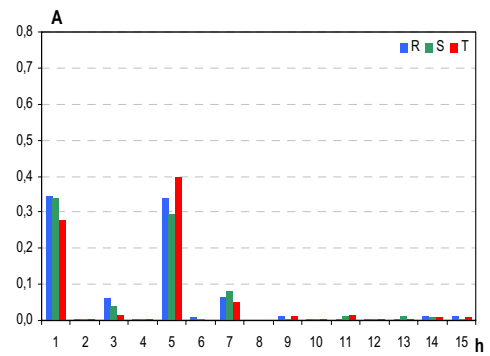
(a) I_{fe} [$RMS(A)$: 0,44; 0,44; 0,43]



(b) I_{fe}

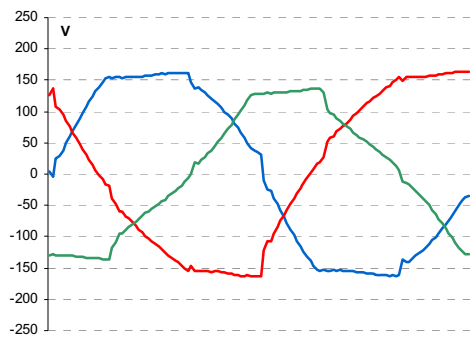


(c) I_{fhs} [$RMS(A)$: 0,349; 0,324; 0,346]

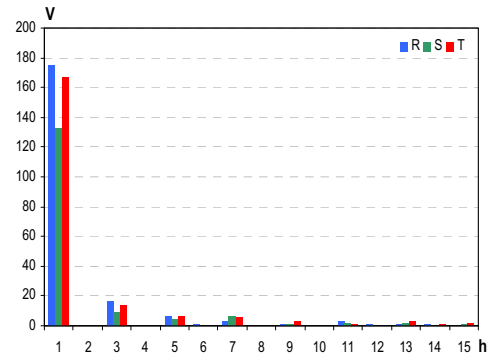


(d) I_{fhs}

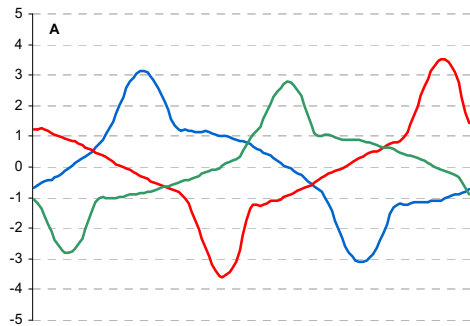
Figura 5.22 – CASO 7 - Alimentação senoidal desequilibrada, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições nos filtros.



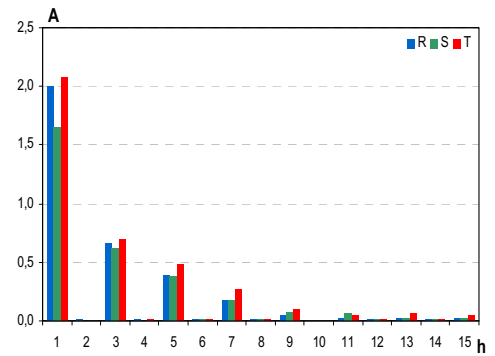
(a) V_L [i RMS(V): 124,6; 94,18; 118,5]



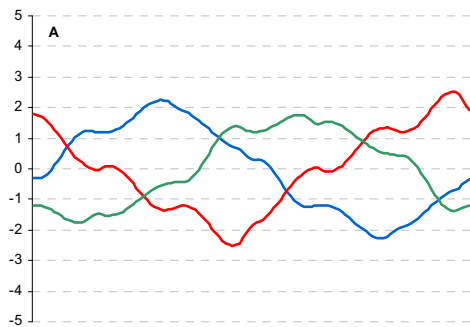
(b) V_L [DHT(%): 10,4; 9,5; 10,4]



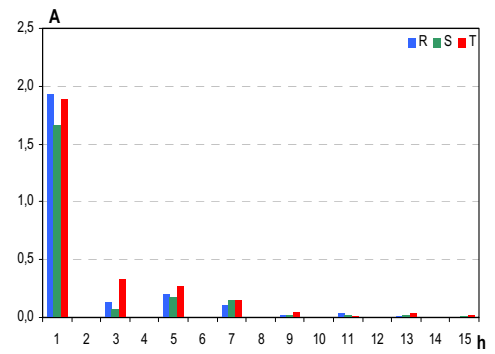
(c) I_L [RMS(A): 1,53; 1,28; 1,60]



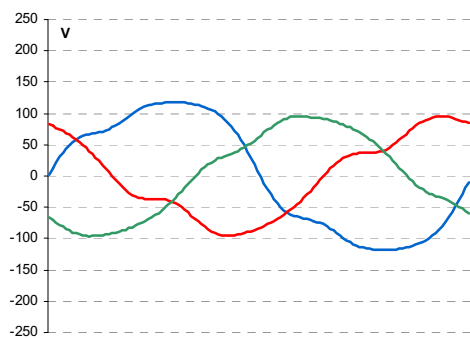
(d) I_L [DHT(%): 39,7; 45,7; 43,8]



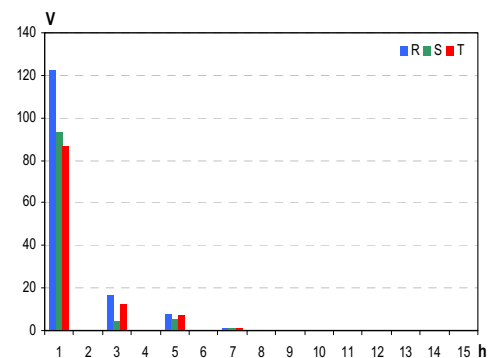
(e) I_s [RMS(A): 1,38; 1,19; 1,38]



(f) I_s [DHT(%): 13,8; 15,7; 24,7]



(g) V_p [RMS(A): 87,8; 66,0; 62,2]



(h) V_p [DHT(%): 15,1; 7,6; 16,1]

Figura 5.23 – CASO 8 - Alimentação senoidal desequilibrada com distorção, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições no sistema.

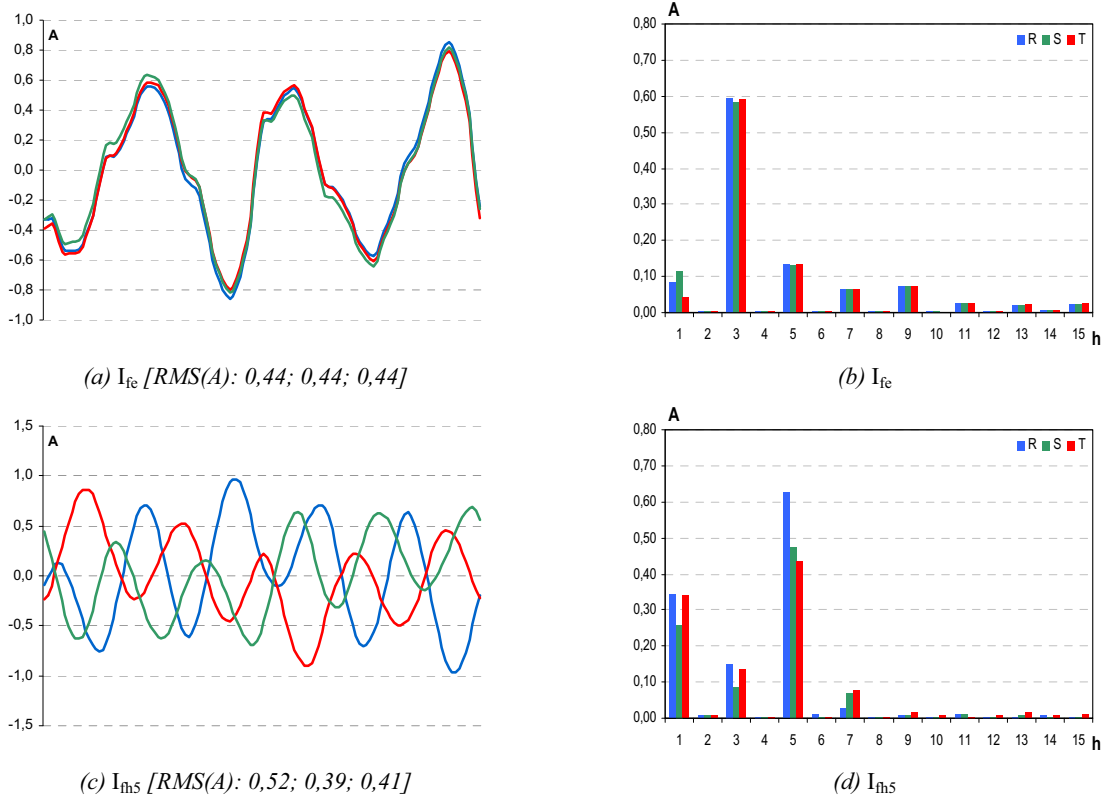


Figura 5.24 – CASO 8 - Alimentação senoidal desequilibrada com distorção, transformador ligado, filtro eletromagnético ligado e filtro 5h ligado – condições nos filtros.

5.4 Validação dos Modelos

Com vistas à validação dos modelos teóricos apresentados nos capítulos 2 e 3, apresenta-se, a seguir, uma análise dos resultados obtidos experimentalmente e através de simulação digital. Várias simulações foram efetuadas no sentido de reproduzir teoricamente as diferentes condições operacionais impostas durante os ensaios apresentados anteriormente. Várias conclusões foram redundantes, uma vez que, de um modo geral, o modelo proposto apresentou um desempenho similar para várias situações operacionais, no que se refere à aderência dos resultados. Objetivando, pois, uma síntese do comportamento do modelo, optou-se pela apresentação de três condições operacionais distintas, selecionadas entre aquelas apresentadas no item 5.3. O procedimento de escolha dos resultados a serem apresentados neste trabalho teve como premissas o uso de diferentes arranjos de filtragem e diferentes condições operacionais do sistema elétrico, vislumbrando, com isto, destacar os principais aspectos relacionados com o desempenho do modelo proposto.

5.4.1 Filtro Eletromagnético e Carga Não-Linear

O propósito deste arranjo é investigar o comportamento do modelo com ênfase no desempenho do filtro eletromagnético. Para tanto, considerou-se apenas a presença de uma carga não-linear equilibrada, sujeita a uma alimentação simétrica e sob ação do filtro eletromagnético. Tal condição operacional foi investigada experimentalmente e seus principais resultados podem ser visualizados na figura 5.16, caso 3, os quais serão tomados como referência para efeito de análise de aderência do modelo.

A fonte de alimentação programável foi ajustada para disponibilizar no secundário do transformador de acoplamento a vazio tensões trifásicas simétricas e isentas de distorções harmônicas. Nestas condições, o sistema alimentador constituído pela fonte de tensão e pelo transformador de acoplamento, para efeito de simulação digital, foi representado com as características operacionais dadas na tabela 5.8.

As simulações digitais foram realizadas tomando-se por base os modelos apresentados nos capítulos 2 e 3. Desta forma, para composição dos resultados simulados foram obtidas, inicialmente, as transmitâncias harmônicas seqüenciais do circuito equivalente e, em seguida, foram determinadas as influências individuais das diferentes fontes de excitação, conforme metodologia e modelagens propostas neste trabalho.

Tabela 5.8 – Condições operacionais do sistema de suprimento.

Tensão de alimentação trifásica (V)	220,0
Frequência (Hz)	60
Relação X/R a 60 Hz	1,72
Relação entre o nível de curto-circuito do sistema e a potência ativa total da carga	14,16

Sob a ótica das premissas de causas e efeitos discutidas no capítulo 3, item 3.4, para o presente caso em estudo, destaca-se como causa das distorções harmônicas apenas a presença da carga não-linear. Desta forma, a influência da fonte de alimentação provoca efeitos unicamente sobre as componentes fundamentais de tensão e corrente.

Nestas condições, tem-se que os efeitos das fontes de excitação sobre a corrente total de alimentação são dados por:

$$I_k^1 = [B.J + Y.E]_k^1 \quad (5.1)$$

$$I_k^{h \neq 1} = [B.J]_k^{h \neq 1} \quad (5.2)$$

De forma similar, os cálculos dos efeitos sobre a tensão na carga são dados por:

$$U_k^1 = [Z.J + A.E]_k^1 \quad (5.3)$$

$$U_k^{h \neq 1} = [Z.J]_k^{h \neq 1} \quad (5.4)$$

As transmitâncias harmônicas seqüenciais são dadas nas equações (5.5) a (5.8).

$$A_k^h = \left[\frac{Z_{fe}}{Z_s + Z_{fe}} \right]_k^h \quad (5.5)$$

$$B_k^1 = \left[\frac{Z_{fe}}{Z_s + Z_{fe}} \right]_k^1 \quad (5.6)$$

$$Y_{ak}^1 = \left[\frac{1}{Z_s + Z_{fe}} \right]_k^1 \quad (5.7)$$

$$Z_{bk}^h = \left[\frac{Z_s . Z_{fe}}{Z_s + Z_{fe}} \right]_k^h \quad (5.8)$$

Considerando-se as simplificações propostas na modelagem do filtro eletromagnético apresentada no capítulo 2, item 2.4.2, as impedâncias de seqüência zero e positiva/negativa são dadas pelas equações (5.9) e (5.10), respectivamente.

$$Z_{fe_0}^h = 2.jh\omega(L - L_m) \quad (5.9)$$

$$Z_{fe_{1,2}}^h = jh\omega(2L + L_m + 3M) \quad (5.10)$$

A carga não-linear, constituída por três retificadores monofásicos, foi representada, para efeito de simulação digital, como fontes de correntes harmônicas trifásicas, cujas amplitudes e ângulos de fase foram obtidos por medição. A tabela 5.9 apresenta os valores adotados nas fontes de correntes, J .

Tabela 5.9- Correntes harmônicas da carga não-linear.

h	Jr(A)	φr(°)	Js(A)	φs(°)	Jt(A)	φt(°)
1	1,84	9,54	1,85	-111,6	1,86	129,2
3	1,26	-157,0	1,24	-159,3	1,28	-158,9
4	0,08	57,1	0,03	83,9	0,01	-2,6
5	0,49	26,3	0,45	148,8	0,48	-90,7
7	0,13	122,1	0,12	-35,3	0,11	-124,2
9	0,17	-105,2	0,20	-97,1	0,24	-95,0
RMS (A)	1,63		1,62		1,65	
DHT (%)	75		73		75	
FP	0.88		0.85		0.85	

Utilizando-se as equações dadas em (5.1) a (5.10), foram obtidas as componentes harmônicas seqüenciais das diferentes correntes e tensões. A Figura 5.25 ilustra alguns resultados obtidos, destacando-se, particularmente, as três correntes envolvidas no processo.

Estes resultados são muito elucidativos para o enfoque de filtragem proposto neste trabalho, pois, nesta aplicação envolvendo dispositivos eletromagnéticos, a análise seqüencial é indispensável. Os resultados mostram a evolução das formas de onda das grandezas investigadas através das suas componentes seqüenciais e dos respectivos espectros harmônicos, confirmando, de forma inequívoca, a ação do dispositivo como filtro eletromagnético de seqüência zero.

A descrição analítica proporcionada por esta ferramenta possibilita a investigação individualizada e sistemática do comportamento do sistema para as diferentes componentes seqüenciais. Por outro lado, também pode colaborar para o direcionamento de ações tangíveis para ajustes no projeto do dispositivo eletromagnético, visando à maximização do sistema de filtragem.

A partir das componentes seqüenciais das correntes para as diferentes ordens harmônicas, os sinais das componentes de fase são obtidos através da transformação inversa, dada genericamente pela equação (5.11), e são ilustrados na figura 5.26.

$$\mathbf{i}_{RST}^h = \mathbf{T} \cdot \mathbf{i}_{012}^h \quad (5.11)$$

Com vistas à validação do modelo teórico, os resultados obtidos são comparados para cada uma das fases e respectivas frequências harmônicas. Considerando-se as condições simétricas e equilibradas pressupostas nesta avaliação, optou-se por apresentar, na figura 5.27, apenas os resultados experimentais e simulados relacionados com a fase R. Para as demais fases, obteve-se um comportamento similar, o que dispensa, portanto, comentários específicos. Entretanto, vale destacar que os pequenos desvios observados entre as diferentes fases podem ser justificados pelas assimetrias não consideradas nos componentes, entre elas, a não uniformidade entre os circuitos retificadores monofásicos que compõem a carga não-linear, as diferenças entre as reatâncias de dispersão por fase do transformador de acoplamento, bem como o comportamento assimétrico do filtro eletromagnético.

Sob o ponto de vista da análise de desempenho do modelo, os desequilíbrios na carga não-linear podem ser considerados como elementos motivadores dos desvios na aderência entre resultados teóricos e experimentais, na medida da extensão do espectro harmônico considerado. As ordens harmônicas selecionadas são representadas como fontes de corrente e

foram reproduzidas no ambiente de simulação exatamente como foram medidas nos respectivos ensaios.

Por outro lado, as discrepâncias entre as reatâncias por fase do transformador de acoplamento têm influência direta no comportamento do modelo, uma vez que tais desequilíbrios não foram previstos nos procedimentos de simulação.

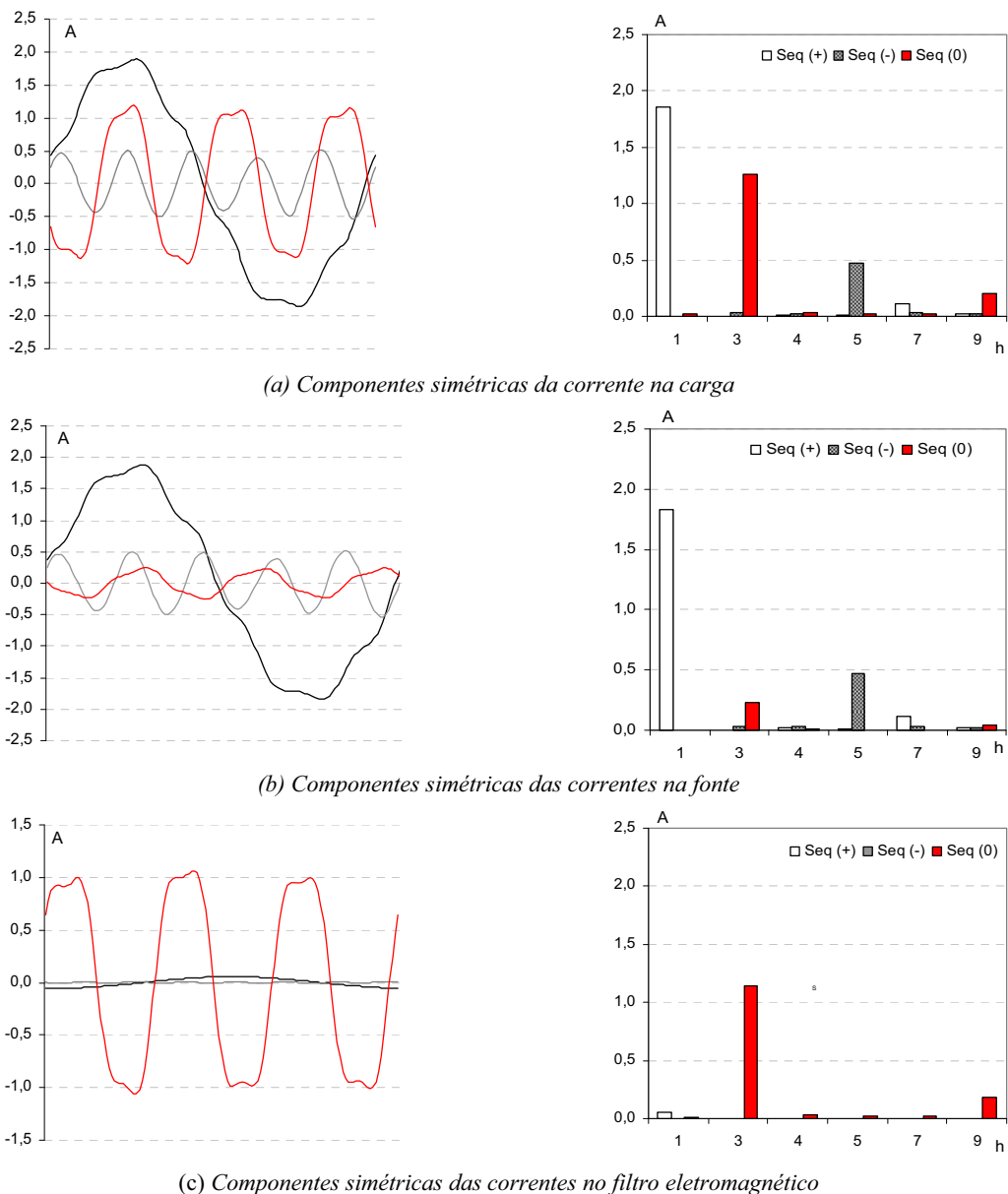


Figura 5.25 - Resultados simulados, componentes simétricas (referência: caso 3).

É razoável assumir que as simplificações adotadas na concepção do modelo do filtro eletromagnético, notadamente com relação ao uso de núcleos planares, venham a contribuir para o aumento das discrepâncias. Tal fato, porém, pode ser atenuado pois, embora tenha sido utilizada para a simulação digital a versão simplificada do modelo, a proposta apresentada no capítulo 2 deste trabalho prevê a possibilidade de inclusão de fatores de acoplamento

específicos entre as diferentes bobinas que compõem o filtro. Naturalmente, a busca destes fatores requer ensaios específicos no equipamento e, desta forma, somente se justificam em casos especiais. Particularmente, esta possibilidade não foi explorada neste trabalho, sobretudo porque avaliou-se que os prováveis benefícios advindos deste procedimento não seriam perceptíveis, considerando-se a classe de precisão dos equipamentos de medida e demais acessórios utilizados nos ensaios.

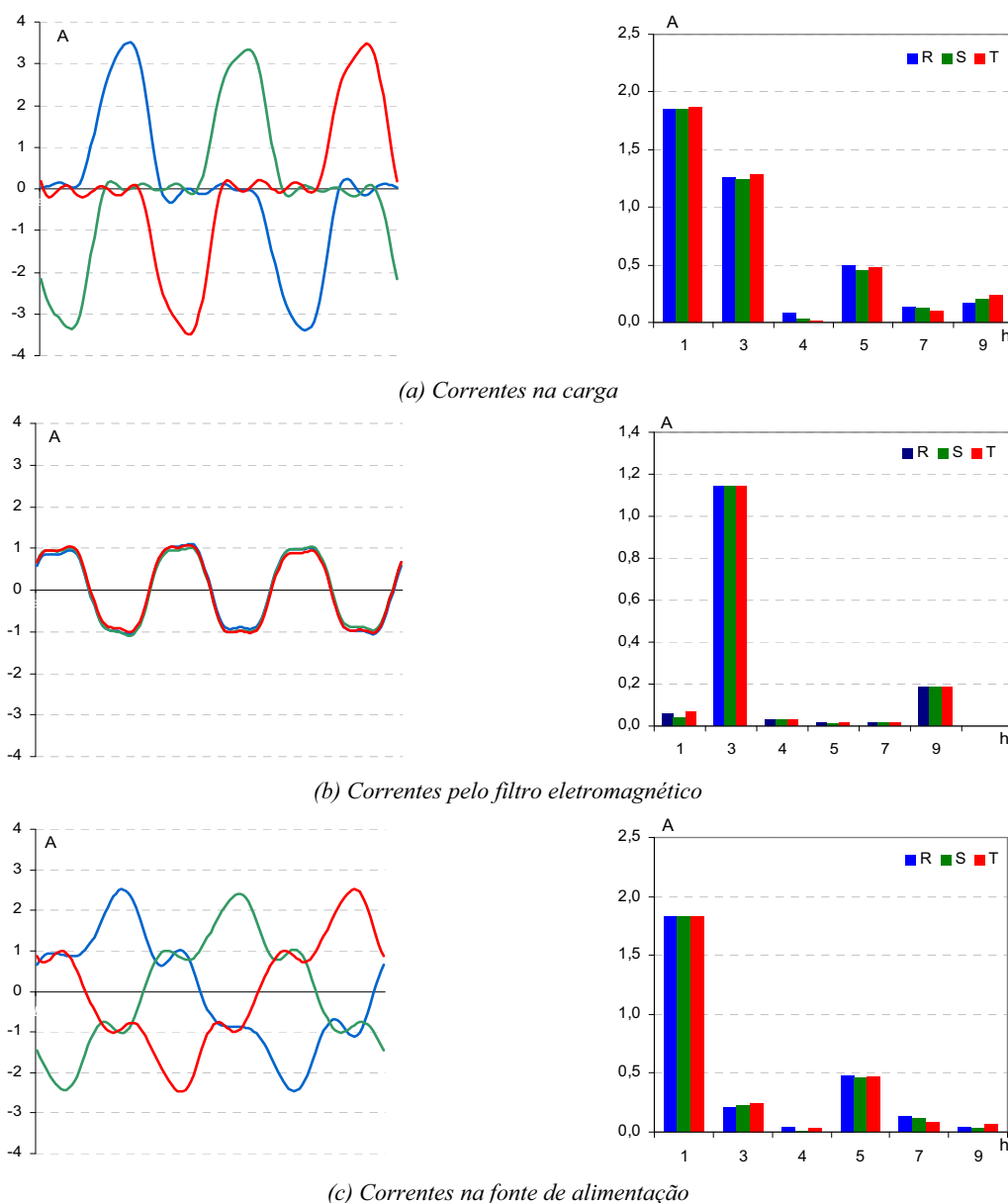
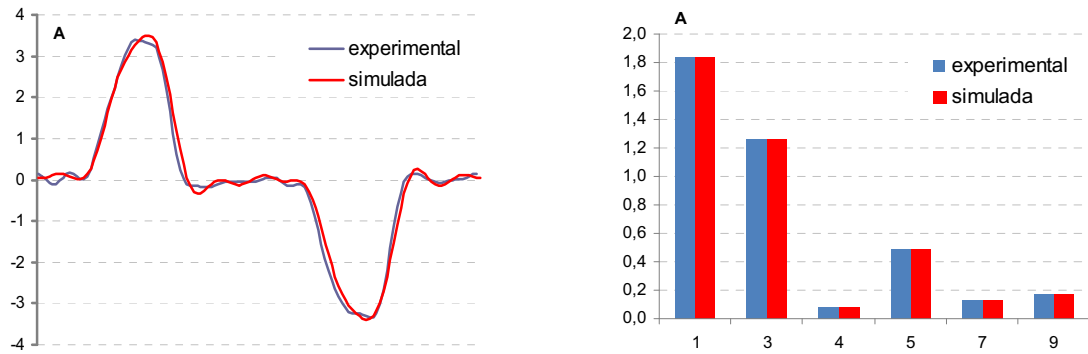


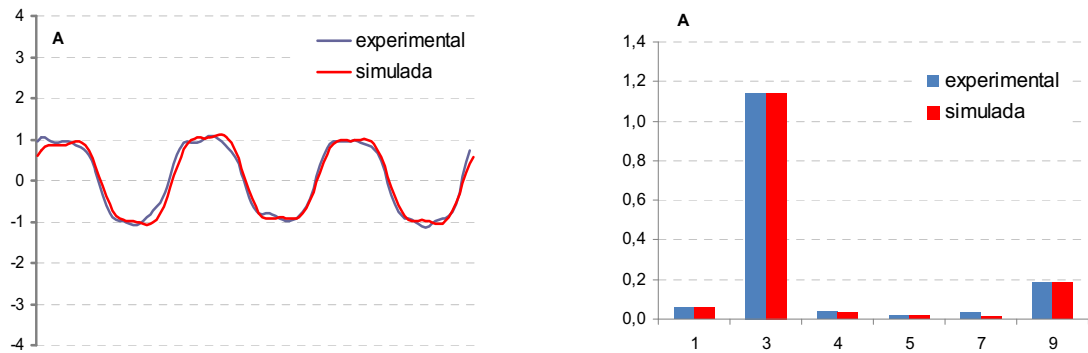
Figura 5.26 - Resultados simulados, componentes de fase (referência: caso 3).

Verifica-se, de um modo geral, uma aderência satisfatória, garantindo-se, assim, o bom desempenho do modelo proposto. Destaca-se que as discrepâncias observadas nas tabelas 5.10 e 5.11 se devem, basicamente, em ordem crescente de importância, às seguintes causas: erros de medição associados aos sensores de corrente e ao sistema de aquisição de

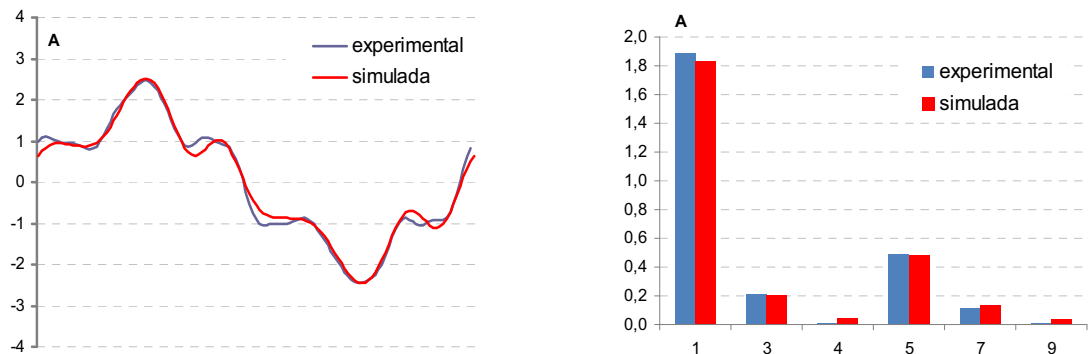
dados, aproximações adotadas no modelo teórico e limitação do conteúdo harmônico injetado pela carga não-linear apenas para as componentes mais significativas, ou seja, 3^a, 4^a, 5^a, 7^a e 9^a ordens, durante a utilização do modelo.



(a) Corrente experimental e simulada na carga não-linear (fase R)



(b) Corrente experimental e simulada no filtro eletromagnético (fase R)



(c) Corrente experimental e simulada na fonte de alimentação (fase R)

Figura 5.27 - Resultados experimentais e simulados (referência: caso 3).

Tabela 5.10 - Correntes no filtro eletromagnético – CASO 3.

h	Experimental	Simulado	ϵ	$\epsilon\%$
1	0,061	0,063	-0,001	2,2
3	1,141	1,144	-0,003	0,2
5	0,019	0,017	0,003	16,8
7	0,030	0,016	0,014	84,4
9	0,184	0,188	-0,004	2,0
RMS	0,82	0,82	0,001	0,1

Tabela 5.11- Correntes na fonte de alimentação – CASO 3.

h	Experimental	Simulado	ϵ	$\epsilon\%$
1	1,889	1,833	0,057	3,1
3	0,210	0,214	-0,003	1,6
5	0,491	0,478	0,013	2,6
7	0,118	0,139	-0,021	15,4
9	0,007	0,040	-0,032	81,1
RMS	1,39	1,35	0,041	3,0
DHT(%)	29,50	29,76	-0,261	0,9

5.4.2 Arranjo Híbrido de Filtragem sob Condições Equilibradas

Neste arranjo, utiliza-se um sistema de filtragem híbrido contendo um filtro eletromagnético e um filtro ressonante, com o propósito de investigar o desempenho do modelo proposto sob uma ótica mais abrangente. Neste caso, utilizou-se um filtro ressonante sintonizado na 5ª ordem harmônica (300Hz).

Foi também considerada uma carga total, composta pela carga não-linear, representada para efeito de simulação como fontes de corrente, dadas na tabela 5.12, e pela carga linear, cujas características foram descritas no item 5.2.4, ambas operando em condições simétricas. O sistema alimentador segue as mesmas condições definidas no item 5.3.1, ou seja, alimentação equilibrada.

Tabela 5.12- Correntes harmônicas na carga – CASO 6.

h	I_R (pico) (A)	$\phi_R(^{\circ})$	I_S (pico) (A)	$\phi_S(^{\circ})$	I_T (pico) (A)	$\phi_T(^{\circ})$
1	2,14	-18,3	2,18	-141,5	2,16	101,6
3	0,74	170,5	0,74	171,8	0,73	174,9
5	0,50	-18,5	0,49	101,4	0,45	-131,9
7	0,23	142,8	0,23	27,9	0,22	-86,9
9	0,08	-71,4	0,08	-64,4	0,08	-61,4
11	0,04	25,9	0,04	125,5	0,03	-78,9
13	0,04	127,0	0,04	21,9	0,03	-79,2
15	0,04	-92,0	0,03	-85,9	0,03	-80,6
RMS (A)	1,7		1,7		1,7	
DHT%	44		42		43	

Sob o ponto de vista experimental, esta condição operacional foi também investigada e os principais resultados foram apresentados nas figuras 5.19 e 5.20, caso 6. Estes resultados foram tomados como referência para efeito de análise de aderência do modelo.

Assim como no caso anterior, a influência da fonte de alimentação provoca efeitos unicamente sobre as componentes fundamentais de tensão e corrente. A presença da carga

linear e do filtro ressonante implica no cálculo das transmitâncias harmônicas seqüenciais dadas nas equações (5.12) a (5.15).

$$A_k^h = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^h \quad (5.12)$$

$$B_k^1 = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^1 \quad (5.13)$$

$$Y_{ak}^1 = \left[\frac{1}{Z_s + Z} \right]_k^1 \quad (5.14)$$

$$Z_{bk}^h = \left[\frac{Z_s \cdot Z}{Z_s + Z} \right]_k^h \quad (5.15)$$

Sendo:

$$Z_k = \frac{Z_{fp} \cdot Z_{fek} \cdot Z_L}{Z_{fp} \cdot Z_L + Z_{fek} \cdot Z_L + Z_{fp} \cdot Z_{fek}} \quad (5.16)$$

Baseado nas equações de (5.9) a (5.16), obteve-se, por simulação digital, o comportamento das componentes harmônicas seqüenciais, que são ilustradas na figura 5.28.

Os resultados parciais relacionados com as componentes harmônicas seqüenciais permitem, mais uma vez, observar a ação do filtro eletromagnético no que se refere à filtragem das componentes de seqüência zero. Observa-se que, praticamente, todo o conteúdo harmônico da corrente de alimentação concentrado na seqüência zero é filtrado pelo dispositivo eletromagnético.

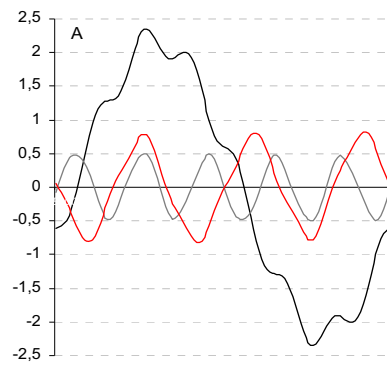
As premissas para simulação digital são baseadas em condições de operação simétricas e equilibradas e, nestas condições, as componentes harmônicas múltiplas de três concentram-se totalmente na seqüência zero, seguidas das componentes de 5ª ordem concentradas na seqüência negativa, 7ª na seqüência positiva, e assim sucessivamente. Observa-se, entretanto, a presença de componentes seqüenciais não previstas nas respectivas ordens harmônicas nos resultados obtidos por simulação. Esta constatação se explica pelo fato de que as fontes de correntes harmônicas utilizadas no processo de simulação foram definidas a partir de valores medidos em laboratório, no experimento adotado como referência para análise de aderência do modelo. Portanto, nestas medições estão incorporados os efeitos das assimetrias do sistema real, bem como os desvios de medição relacionados à classe de

precisão dos equipamentos e demais transdutores utilizados, aos quais é atribuída uma parcela considerável das discrepâncias observadas. Evidentemente, uma vez descartadas as causas de natureza física, é razoável admitir que as demais parcelas que contribuem para estes desvios devem ser atribuídas às limitações do modelo.

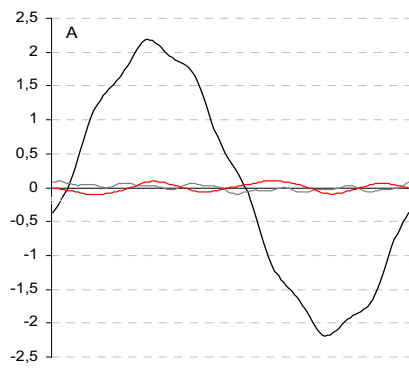
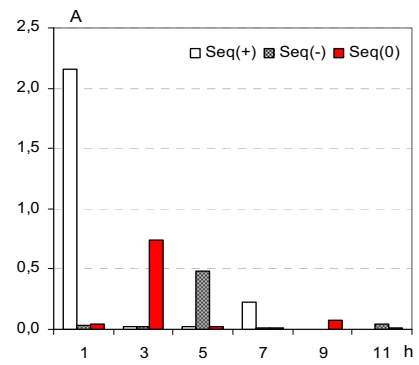
As componentes de fase obtidas a partir destas componentes simétricas são apresentadas na figura 5.29.

A figura 5.30 ilustra, para a fase R, as formas de onda e os respectivos espectros harmônicos das principais correntes de interesse, obtidos experimentalmente e por simulação digital. Analisando-se apenas as formas de onda, a semelhança entre os resultados é notória, comprovando, mais uma vez, uma boa correlação entre os resultados experimentais e os simulados. No entanto, em uma análise mais criteriosa, envolvendo individualmente cada uma das componentes harmônicas, é inegável que algumas discrepâncias apresentam valores relativamente elevados. Como dito anteriormente, uma boa parte destes erros devem ser atribuídos às assimetrias não representadas em ambiente de simulação, bem como às limitações já comentadas a respeito do modelo. Por outro lado, há de se destacar também que os erros absolutos, em geral, são aceitáveis, principalmente quando se trata de grandezas de baixa amplitude. Nestes casos, a medição dos harmônicos de baixa amplitude é comprometida pela baixa sensibilidade dos transdutores de corrente utilizados na captação destes sinais.

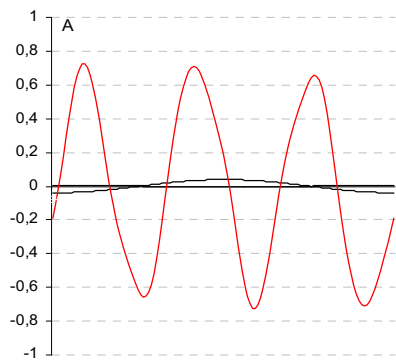
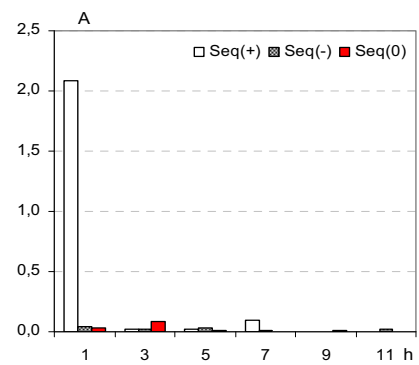
As tabelas 5.13 e 5.14 reúnem os principais resultados obtidos experimentalmente e por simulação digital. Optou-se, novamente, pela apresentação das três fases, R, S e T, no sentido de evidenciar também as assimetrias anteriormente comentadas. Verifica-se que o erro de aderência entre os resultados experimentais e simulados da corrente na fonte são de 3,6% na distorção harmônica total e 4,7% no valor eficaz, enquanto que, na corrente pelo filtro eletromagnético, calcula-se um erro médio de 0,56% no valor eficaz entre as correntes experimental e simulada.



(a) Componentes simétricas da corrente na carga



(b) Componentes simétricas da corrente na fonte



(c) Componentes simétricas da corrente no filtro eletromagnético

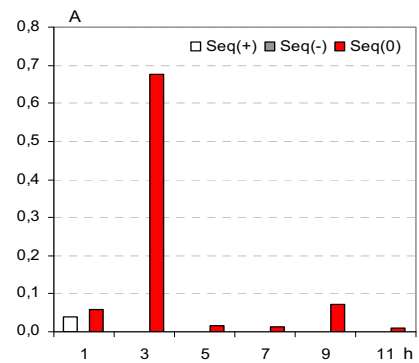
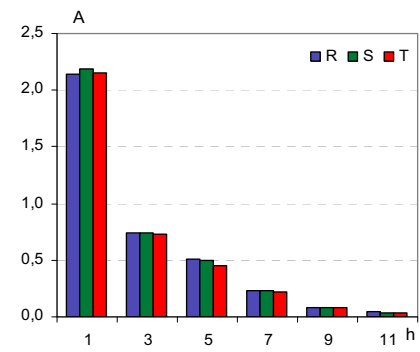
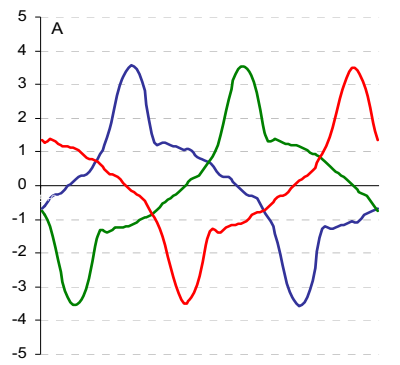
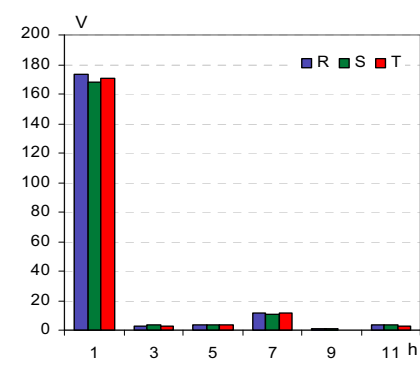
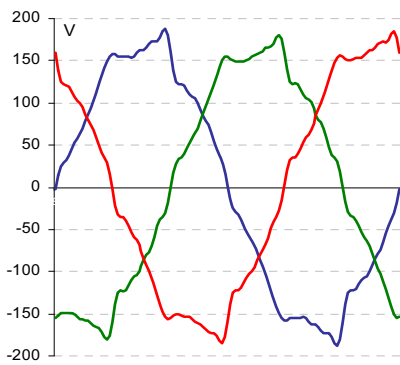


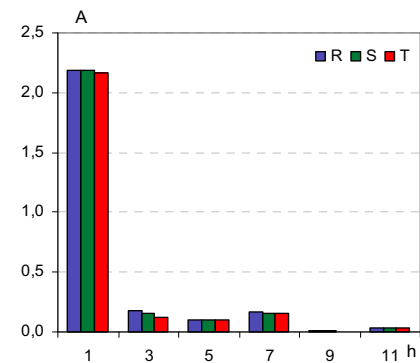
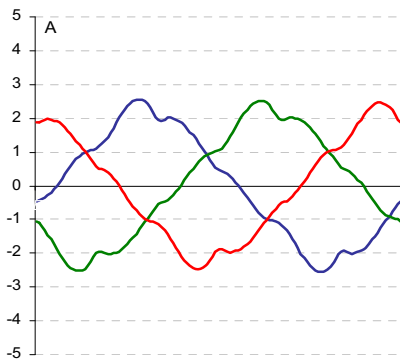
Figura 5.28 - Resultados simulados, componentes simétricas (referência: caso 6).



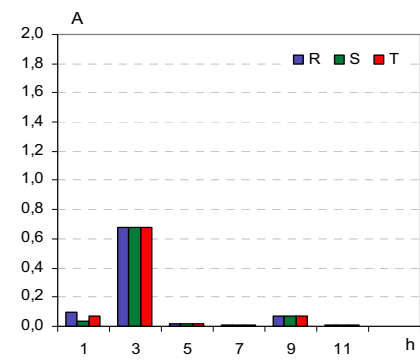
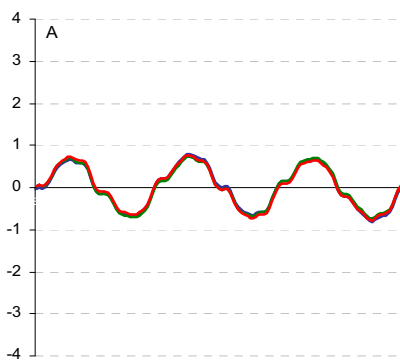
(a) Correntes na carga não-linear



(b) Tensões na carga

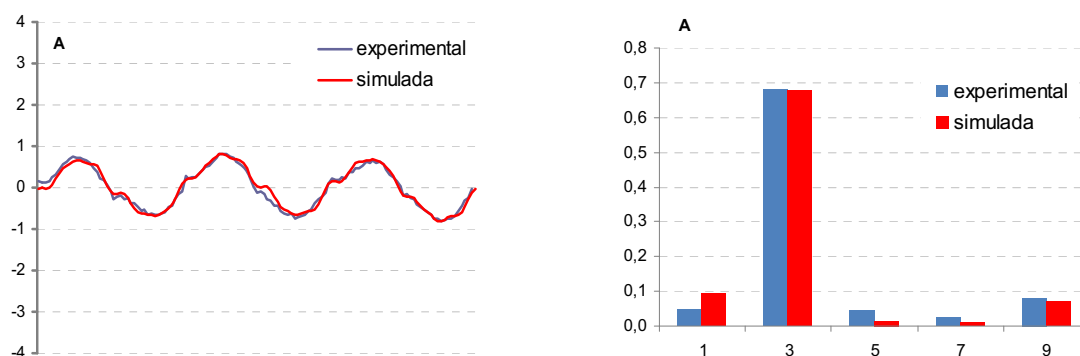


(c) Correntes na fonte de alimentação

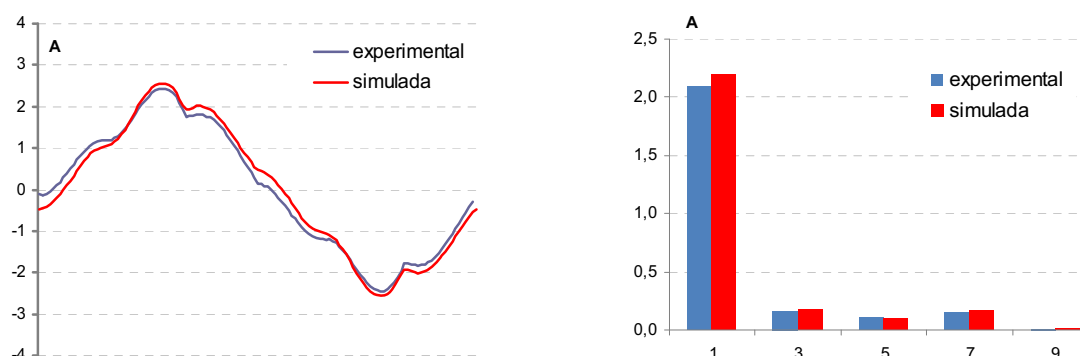


(d) Correntes pelo filtro eletromagnético

Figura 5.29 - Resultados simulados, componentes de fase (referência: caso 6).



(a) Corrente experimental e simulada no filtro eletromagnético (fase R)



(b) Corrente experimental e simulada na fonte de alimentação (fase R)

Figura 5.30 - Resultados experimentais e simulados (referência: caso 6).

Tabela 5.13 - Correntes pelo filtro eletromagnético- CASO 6.

h	Fase R				Fase S				Fase T				Média
	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon \%$	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon \%$	Exp.	Sim.	E	$\epsilon \%$	
1	0,05	0,09	-0,047	49,7	0,02	0,03	-0,015	44,0	0,07	0,07	0,003	3,8	32,5
3	0,68	0,68	0,002	0,3	0,67	0,68	-0,006	0,9	0,67	0,68	-0,004	0,6	0,61
5	0,05	0,02	0,031	202,1	0,05	0,02	0,030	198	0,04	0,02	0,026	170	190
7	0,02	0,01	0,012	92,7	0,02	0,01	0,009	66,6	0,02	0,01	0,012	93,2	84,2
9	0,08	0,07	0,009	13,1	0,08	0,07	0,010	13,9	0,08	0,07	0,009	12,4	13,2
RMS	0,49	0,49	-0,001	0,3	0,48	0,48	-0,004	0,9	0,48	0,49	-0,003	0,5	0,56

Tabela 5.14 - Correntes na fonte de alimentação – CASO 6

h	Fase R				Fase S				Fase T				Média
	Exp.	Sim.	E	$\epsilon \%$	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon \%$	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon \%$	
1	2,09	2,19	-0,100	4,5	2,02	2,19	-0,168	7,7	2,12	2,16	-0,043	2,0	4,7
3	0,17	0,18	-0,008	4,5	0,10	0,16	-0,058	36,0	0,16	0,12	0,034	28,4	22,9
5	0,11	0,10	0,005	5,0	0,12	0,10	0,012	11,2	0,10	0,10	0,003	3,1	6,4
7	0,16	0,16	-0,006	3,8	0,15	0,15	0,000	0,1	0,14	0,16	-0,021	13,4	5,7
9	0,02	0,02	0,000	0,9	0,00	0,01	-0,005	60,4	0,01	0,01	0,001	15,6	25,6
RMS	1,49	1,56	-0,071	4,5	1,44	1,56	-0,120	7,7	1,5	1,54	-0,030	1,9	4,7
DHT (%)	12,4	12,1	0,254	2,1	11,0	11,4	-0,372	3,3	11,1	10,5	0,587	5,6	3,6

5.4.3 Arranjo Híbrido de Filtragem sob Condições Desequilibradas

Objetivando investigar o comportamento do modelo sob condições operativas assimétricas, foram encaminhadas novas simulações a partir das condições topológicas definidas no item 5.4.2, alterando-se apenas as condições de alimentação para uma situação de desequilíbrio acentuado entre as tensões, em torno de 11%. Para efeito de simulação, a assimetria adotada segue as premissas estabelecidas nas tabelas 5.16 e 5.17.

Para este caso, os resultados experimentais equivalentes, tomados como referência para efeito de análise de aderência do modelo, foram ilustrados nas figuras 5.21 e 5.22 e referenciados como caso 7.

A partir das condições operacionais definidas, ilustradas nas tabelas 5.15 e 5.16, e das equações de (5.9) a (5.15), obteve-se, por simulação digital, o comportamento das componentes harmônicas sequenciais, que são ilustradas na figura 5.31.

Tabela 5.15 - Tensões no primário do transformador de acoplamento – CASO 7.

h	V_R (pico) (V)	φ_R(°)	V_S (pico) (V)	φ_S(°)	V_T (pico) (V)	φ_T(°)
1	117,9	0	95,3	236	95,1	124,5
RMS (V)	83,4		67,4		67,3	
Índice de desequilíbrio (V-/V+) = 11%						

Tabela 5.16 - Correntes harmônicas na carga.- CASO 7

h	I_R (pico) (A)	φ_R(°)	I_S (pico) (A)	φ_S(°)	I_T (pico) (A)	φ_T(°)
1	2,0	-28,1	1,7	-145,6	2,1	102,2
3	0,7	145,2	0,6	161,4	0,7	175,7
5	0,5	-65,1	0,4	85,3	0,4	-127,9
7	0,2	79,4	0,2	7,3	0,2	-77,6
9	0,1	-151,3	0,1	-76,1	0,0	-78,7
11	0,0	-94,0	0,0	99,3	0,1	-96,7
13	0,1	24,7	0,0	-18,5	0,0	-58,1
15	0,0	149,7	0,0	-139,3	0,0	-157,9
RMS (A)	1,57		1,35		1,57	
DHT%	43,6		44,8		41,4	

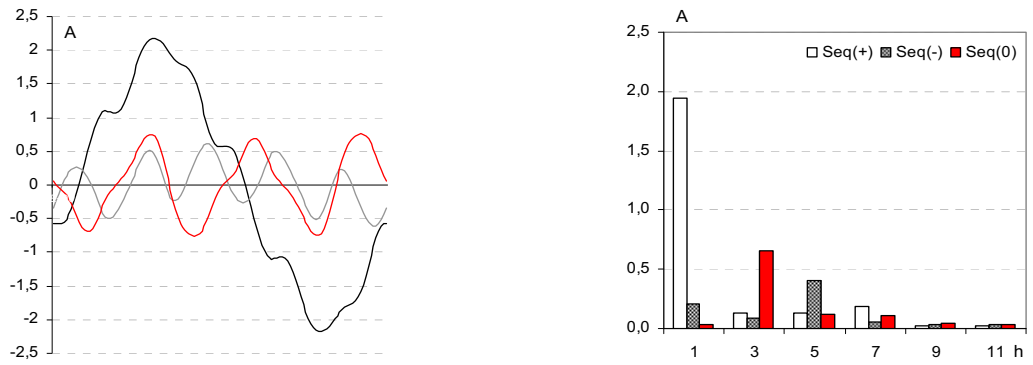
Frente às condições assimétricas fixadas nas tensões de alimentação a partir da técnica utilizada no modelo, é possível constatar, de forma explícita, as razões que levam à sobrecarga no filtro eletromagnético. A nova distribuição sequencial das componentes harmônicas, motivadas pelas assimetrias impostas, incorpora resíduos de sequência zero em praticamente todas as ordens harmônicas, aumentando sensivelmente o valor eficaz da corrente pelo filtro eletromagnético, figura 5.31 (c).

As respectivas componentes de fase são apresentadas na figura 5.32.

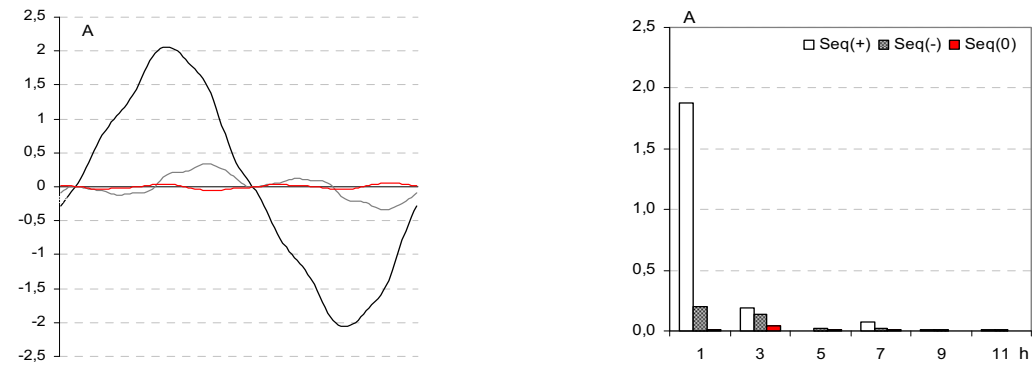
Os resultados comparativos entre as correntes na fonte de alimentação medidas e simuladas, bem como entre as correntes no filtro eletromagnético medidas e simuladas, são apresentadas separadamente para as fases R, S e T, nas figuras de 5.33 a 5.35, respectivamente.

São apresentados, nas tabelas 5.17 e 5.18, os desvios médios calculados entre os resultados colhidos experimentalmente e através do modelo. Novamente, os maiores desvios em relação às componentes harmônicas simuladas e medidas são observados entre as grandezas de baixa amplitude, para os quais, como comentado anteriormente, os resultados obtidos experimentalmente são fortemente influenciados pela falta de sensibilidade dos transdutores. Neste sentido, qualquer conclusão sobre a aderência do modelo fica substancialmente prejudicada.

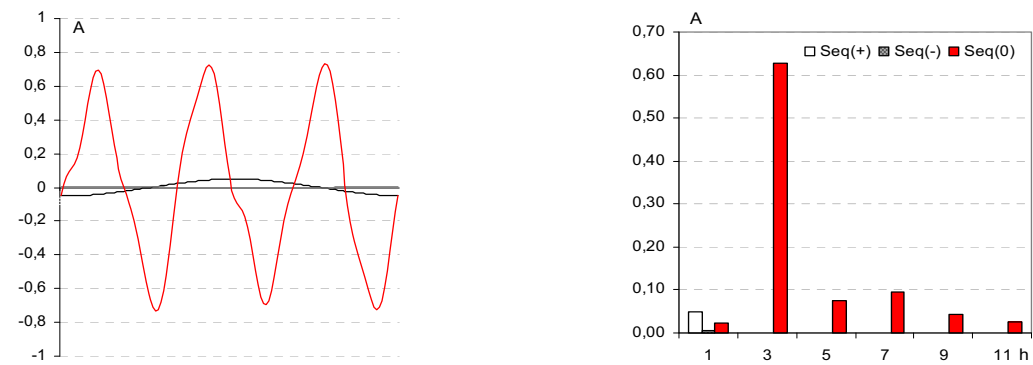
De um modo geral, é possível constatar um bom desempenho do modelo proposto. A avaliação global de aderência dos resultados simulados e experimentais sinaliza, mais uma vez, que a técnica proposta neste trabalho para o desenvolvimento dos modelos teóricos pode ser muito útil para uma análise rápida e sistemática de projetos de filtragem, particularmente aquelas envolvendo diferentes tecnologias.



(a) Componentes simétricas da corrente na carga

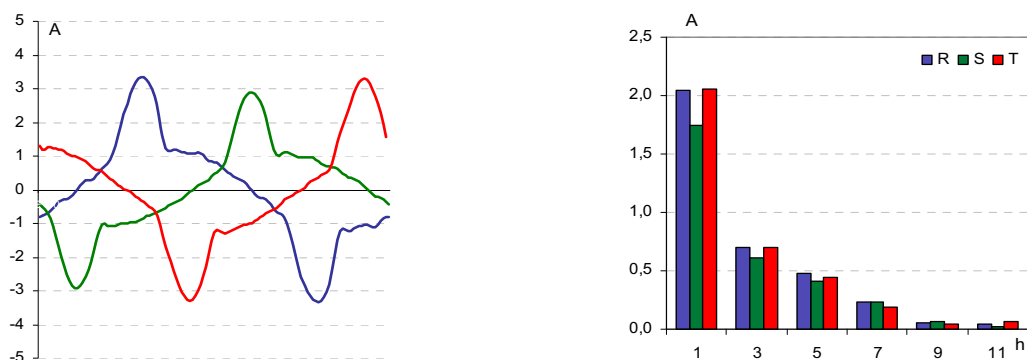


(b) Componentes simétricas da corrente na fonte

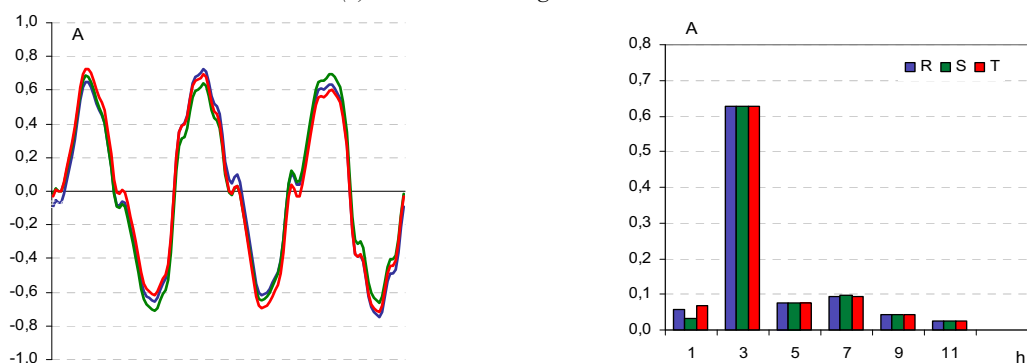


(c) Componentes simétricas da corrente no filtro eletromagnético

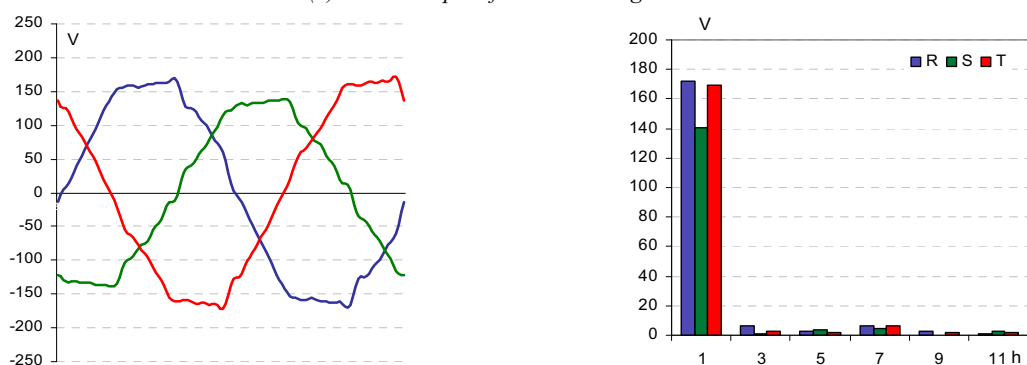
Figura 5.31 - Resultados simulados, componentes simétricas (referência: caso 7).



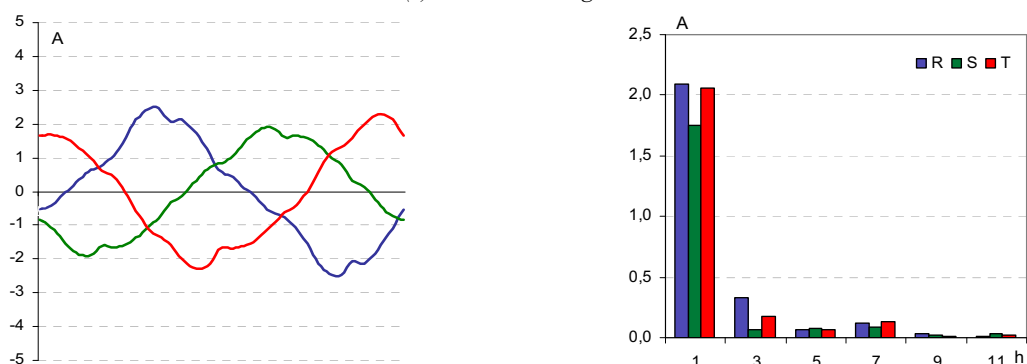
(a) Correntes na carga não-linear



(b) Correntes pelo filtro eletromagnético

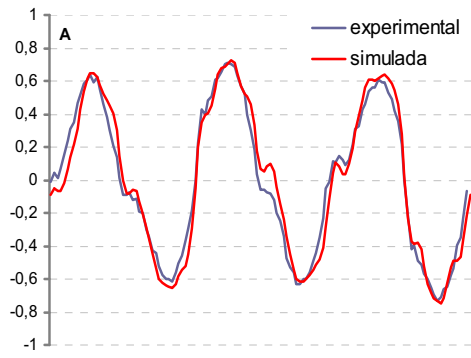


(c) Tensões na carga

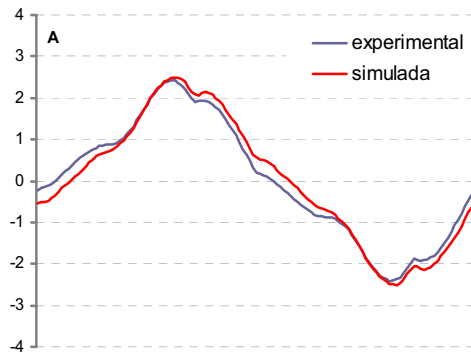
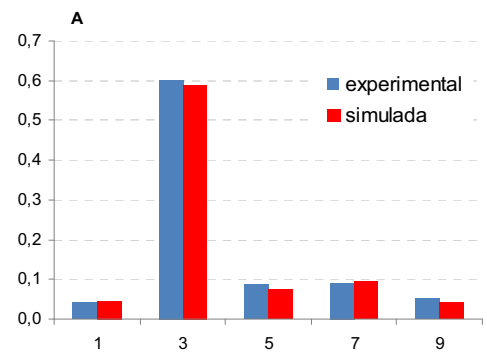


(d) Correntes na fonte de alimentação

Figura 5.32 - Resultados simulados, componentes de fase (referência: caso 7).



(a) Corrente experimental e simulada no filtro eletromagnético (fase R)



(b) Corrente experimental e simulada na fonte de alimentação (fase R)

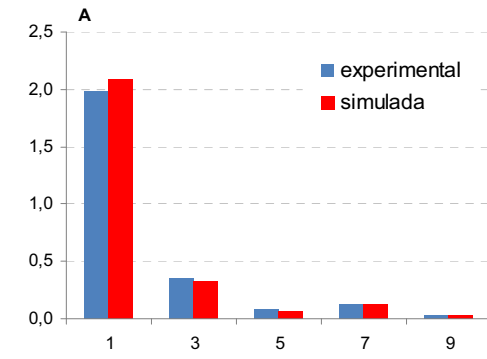
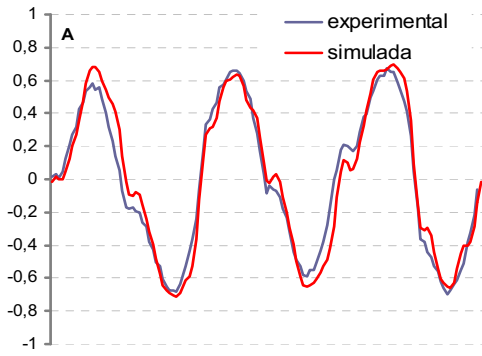
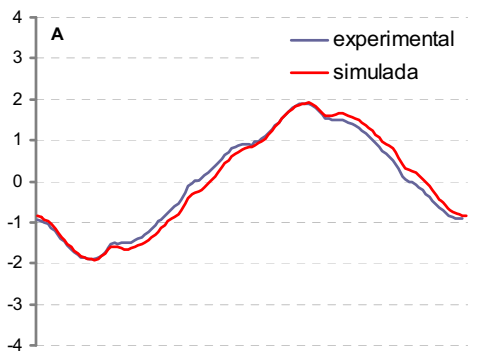
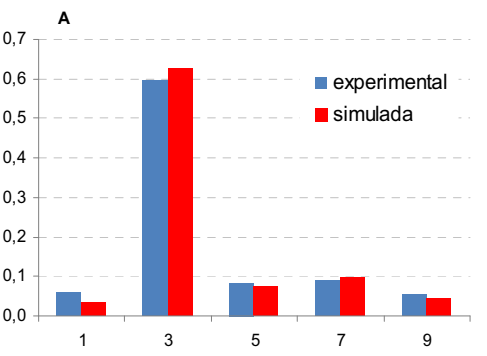


Figura 5.33 - Resultados experimentais e simulados – fase R.



(a) Corrente experimental e simulada no filtro eletromagnético (fase S)



(b) Corrente experimental e simulada na fonte de alimentação (fase S)

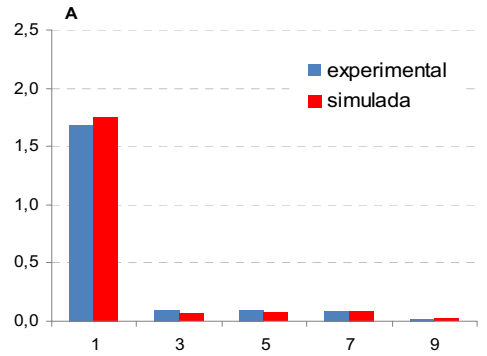
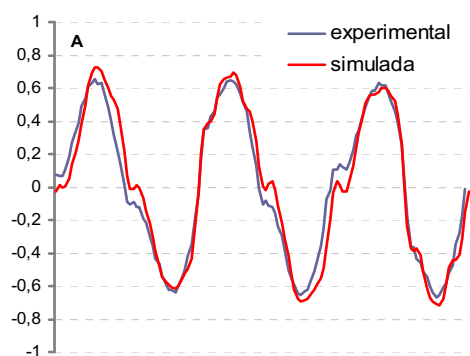
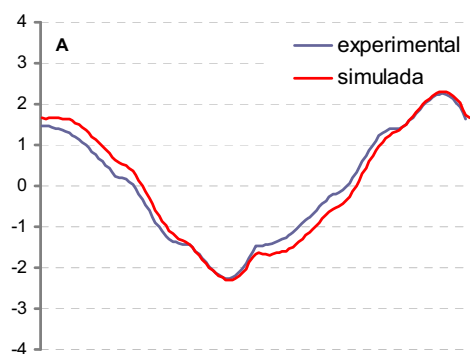
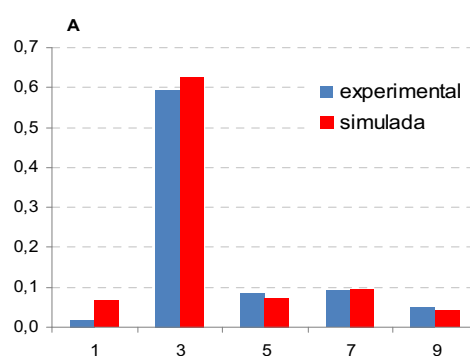


Figura 5.34 - Resultados experimentais e simulados – fase S.



(a) Corrente experimental e simulada no filtro eletromagnético (fase T)



(b) Corrente experimental e simulada na fonte de alimentação (fase T)

Figura 5.35 - Resultados experimentais e simulados – fase T.

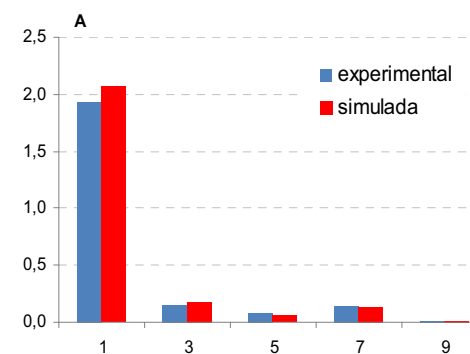


Tabela 5.17 - Correntes na fonte de alimentação – CASO 7.

h	Fase R				Fase S				Fase T				Média
	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon\%$	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon\%$	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon\%$	
1	1,98	2,09	-0,111	5,3	1,69	1,75	-0,063	3,6	1,94	2,07	-0,128	6,2	5,0
3	0,35	0,33	0,022	6,9	0,10	0,07	0,037	54,6	0,16	0,18	-0,020	11,3	24,3
5	0,08	0,07	0,014	21,2	0,10	0,08	0,022	28,8	0,09	0,06	0,026	41,0	30,3
7	0,13	0,12	0,007	5,8	0,08	0,09	-0,002	2,3	0,15	0,13	0,015	11,3	6,5
9	0,04	0,03	0,005	14,2	0,02	0,02	-0,004	16,9	0,01	0,01	0,000	1,7	11,0
RMS	1,43	1,50	-0,074	4,9	1,20	1,24	-0,043	3,4	1,38	1,47	-0,089	6,1	4,8
DHT(%)	19,4	17,1	2,240	13,1	10,2	8,0	2,17	26,9	12,1	11,0	0,896	8,0	16,0

Tabela 5.18 - Correntes pelo filtro eletromagnético- CASO 7.

h	Fase R				Fase S				Fase T				Média
	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon\%$	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon\%$	Exp.	Sim.	ϵ	$\epsilon\%$	
1	0,04	0,04	-0,001	2,8	0,06	0,09	-0,029	32,5	0,02	0,04	-0,020	52,7	29,3
3	0,60	0,59	0,010	1,8	0,60	0,60	0,006	0,9	0,60	0,59	0,005	0,9	1,2
5	0,09	0,08	0,011	13,8	0,09	0,08	0,009	11,6	0,09	0,08	0,009	12,0	12,5
7	0,09	0,09	-0,003	3,6	0,09	0,09	-0,001	1,3	0,09	0,09	-0,002	1,8	2,3
9	0,05	0,04	0,009	21,8	0,05	0,04	0,010	23,4	0,05	0,04	0,010	22,5	22,6
RMS	0,438	0,43		1,6	0,44	0,44		0,2	0,43	0,43		0,6	0,8

5.5 Considerações Finais

As análises, constatações e interpretações apresentadas ao longo do presente capítulo foram direcionadas para a validação dos modelos matemáticos propostos nos capítulos anteriores, a partir de resultados experimentais obtidos em laboratório.

O sistema elétrico montado em laboratório para avaliação do sistema de filtragem é composto por uma carga não-linear variável, uma carga linear variável, um filtro eletromagnético, filtros ressonantes sintonizados em 180Hz e 300Hz, um transformador de acoplamento e uma fonte de alimentação programável. As correntes e tensões ao longo da rede elétrica foram captados através de transdutores acoplados a um sistema de aquisição de dados. Os resultados colhidos nos diferentes experimentos foram processados a partir de rotinas computacionais específicas da Transformada Discreta de Fourier para identificação das suas componentes harmônicas.

Sob o ponto de vista experimental, foram investigadas várias situações operacionais, incluindo variações nas condições de alimentação e na topologia do sistema de filtragem, entre as quais foram selecionados os oito casos relatados neste capítulo. Como critério de seleção, considerou-se como premissas reunir aqueles que oferecem explicitamente subsídios para ilustrar as principais características operacionais da filtragem harmônica abordada neste trabalho.

Inicialmente, baseado no princípio de funcionamento de um sistema de filtragem paralelo, que visa oferecer um caminho com impedância substancialmente menor que aquela oferecida pelo sistema de suprimento, investigou-se, individualmente, o comportamento do filtro eletromagnético e do filtro ressonante. Constatou-se a ineficácia de ambos, devido a uma relação desfavorável entre as impedâncias do sistema de alimentação e dos filtros projetados.

Visando à compatibilização do nível de curto-circuito do sistema de alimentação com os protótipos construídos, a fonte de suprimento foi acoplada ao restante do sistema através de um transformador. Nestas condições, os ensaios subseqüentes revelaram o bom desempenho do filtro ressonante e do filtro eletromagnético. Destaca-se, em uma análise comparativa, o melhor desempenho do filtro eletromagnético, principalmente devido ao seu maior espectro de filtragem.

Os bons resultados obtidos com o uso de arranjos híbridos foram motivadores de estudos mais detalhados, envolvendo possíveis sobrecargas nos diferentes ramos de filtragem

sob a influência das assimetrias e excitações harmônicas adicionais, oriundas do sistema alimentador.

De um modo geral, foi possível concluir que o reflexo sobre o carregamento do filtro eletromagnético é relativamente pequeno, principalmente devido ao uso de um transformador de acoplamento com conexão triângulo/estrela. Por outro lado, observou-se uma substancial elevação do valor eficaz das correntes pelo filtro ressonante, decorrente da excitação adicional introduzida pela fonte de alimentação, remetendo à necessidade de cuidados adicionais durante os processos de projeto e implantação dos mesmos.

Entre os oito casos experimentais selecionados, foram destacados três como referências para os testes de aderência dos modelos teóricos propostos. Basicamente, foram selecionados casos envolvendo condições de operação simétricas e assimétricas, vislumbrando o destaque dos principais aspectos relacionados com o desempenho do modelo proposto.

O modelo parte do pressuposto do cálculo das transmitâncias harmônicas sequenciais, as quais estão diretamente relacionadas com as respectivas correntes e tensões em pontos distintos da rede elétrica. Como referências, foram adotados como pontos de interesse os terminais da carga e do sistema de alimentação, sabendo-se que as correntes neles obtidas são diferenciadas exatamente pela ação do sistema de filtragem.

Os resultados intermediários produzidos por esta metodologia contemplam as diferentes componentes harmônicas presentes, bem como suas respectivas distribuições sequenciais, corroborando para um senso crítico apurado na avaliação do desempenho de um sistema de filtragem envolvendo dispositivos eletromagnéticos.

Os resultados experimentais e simulados foram avaliados individualmente e sob uma ótica comparativa com vistas à verificação de aderências. Observou-se, de um modo geral, uma perspectiva muito animadora com relação ao uso dos modelos propostos. De um modo geral, a aderência dos modelos pode ser considerada bastante satisfatória, tendo em vista a qualidade dos resultados tangíveis no contexto dos equipamentos de excitação, equipamentos de medidas e de aquisição de dados e demais técnicas de processamento de sinais. Destaca-se que as discrepâncias observadas se devem basicamente, em ordem crescente de importância, principalmente às seguintes causas: erros de medição associados aos sensores de corrente e ao sistema de aquisição de dados, aproximações adotadas no modelo teórico e nas representações dos demais componentes da rede elétrica e limitação do conteúdo harmônico injetado pela carga não-linear.

CAPÍTULO 6

Aplicabilidade dos Modelos e Otimização da Filtragem Harmônica

6.1 Considerações Iniciais

São apresentadas neste capítulo as potencialidades dos modelos matemáticos desenvolvidos neste trabalho, incorporados a um aplicativo computacional, no sentido de constituir uma ferramenta de análise de desempenho e otimização de sistemas de filtragem passivos.

Inicialmente, são estabelecidas as diretrizes básicas para a formulação de um processo analítico que visa à interpretação da resposta em frequência das transmitâncias seqüenciais e das contribuições individuais das diferentes fontes harmônicas. Na seqüência, buscando-se uma forma de assegurar a consistência de resultados, são apresentados comparativamente alguns resultados obtidos a partir de um aplicativo comercial de grande aceitação no meio científico e tecnológico, tomando-se por base um sistema-teste.

Finalmente, os resultados simulados a partir do aplicativo desenvolvido são interpretados, considerando-se diferentes topologias de filtragem e suas particularidades frente às condições operacionais impostas, com vistas à maximização do desempenho do sistema de filtragem harmônica.

6.2 Resposta em Frequência das Transmitâncias

Os resultados teóricos apresentados no capítulo anterior foram obtidos através das transmitâncias harmônicas seqüenciais, que se mostraram adequadas para a análise do

comportamento do sistema de filtragem harmônica. Tais resultados foram obtidos considerando-se apenas valores discretos de frequência, ou seja, componentes harmônicas com frequências $f_h = hf$. Neste capítulo, pretende-se encaminhar as investigações sob um enfoque mais abrangente, observando-se o comportamento das transmitâncias sequenciais em função da frequência de forma contínua. Este tratamento, que envolve a resposta em frequência das transmitâncias, pode revelar detalhes sobre a interação dos filtros com o sistema alimentador, identificando outras ressonâncias séries e/ou paralelas, além daquelas relacionadas com as frequências de sintonia dos filtros [15]. Desta forma, outras ações poderão ser direcionadas para a escolha da topologia mais indicada para o sistema de filtragem, bem como para o ajuste dos diferentes filtros ressonantes, com vistas à maximização do desempenho do sistema de filtragem global.

Expandindo a análise das transmitâncias para todo o espectro de frequência, obtêm-se as equações (6.1) a (6.4).

$$A_k^\omega = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^\omega \quad (6.1)$$

$$B_k^\omega = \left[\frac{Z}{Z_s + Z} \right]_k^\omega \quad (6.2)$$

$$Y_{ak}^\omega = \left[\frac{1}{Z_s + Z} \right]_k^\omega \quad (6.3)$$

$$Z_{bk}^\omega = \left[\frac{Z_s \cdot Z}{Z_s + Z} \right]_k^\omega \quad (6.4)$$

Sendo:

$$Z_k^\omega = \left[\frac{Z_{fp} \cdot Z_{fek} \cdot Z_L}{Z_{fp} \cdot Z_L + Z_{fek} \cdot Z_L + Z_{fp} \cdot Z_{fek}} \right]_k^\omega \quad (6.5)$$

Pela análise do comportamento da resposta em frequência das transmitâncias sequenciais, A_k^ω , B_k^ω , Y_{ak}^ω e Z_{bk}^ω , é possível identificar as influências individuais de cada uma das fontes de distorção harmônica. A descrição analítica proporcionada por esta ferramenta de cálculo constitui uma contribuição original deste trabalho para a análise de desempenho de sistemas de filtragem harmônica. Pode ser utilizado com vantagens em relação a estudos semelhantes no domínio do tempo para a adequação de arranjos compostos por filtros

ressonantes e eletromagnéticos, visando à maximização do desempenho global de um sistema de filtragem híbrido.

Em cada seqüência de fase específica, a transmitância B^ω reflete diretamente os efeitos das componentes harmônicas das correntes da carga (J) sobre as correntes de alimentação (I). Por outro lado, a transmitância A^ω , embora numericamente idêntica à B^ω , sob o ponto de vista analítico, tem significado físico diferente, pois está associada à influência da tensão de alimentação (E) sobre a tensão da carga (U).

Para ambos os casos, valores superiores a um representam amplificação das componentes harmônicas das correntes da carga e das tensões de alimentação, na composição harmônica das correntes de alimentação e da tensão na carga, respectivamente. A figura 6.1 ilustra a resposta em frequência das transmitâncias de seqüência positiva/negativa para um sistema de filtragem contendo três filtros ressonantes sintonizados na quinta, sétima e décima primeira ordem harmônica, respectivamente, apresentado na referência [13].

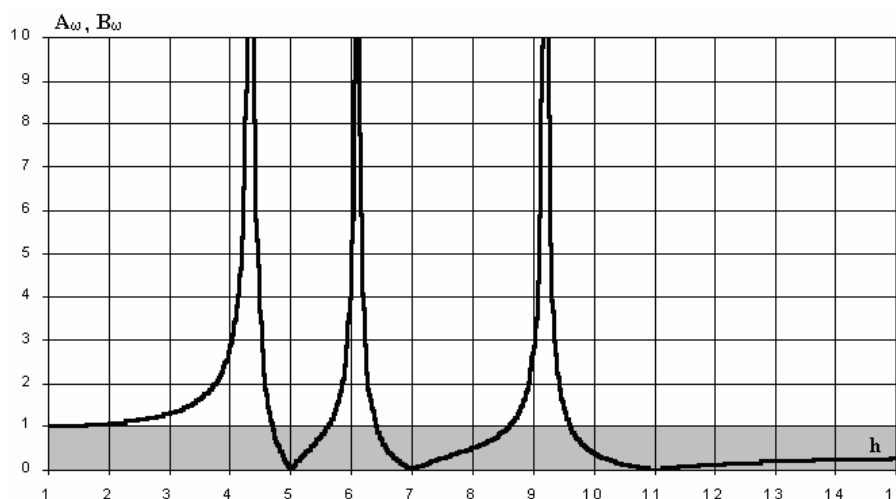


Figura 6.1 – Magnitude das transmitâncias A^ω e B^ω

Para todas as frequências harmônicas, onde $|B^\omega| > 1$, ocorre uma amplificação, ou seja, a corrente harmônica proveniente do sistema de alimentação passa a ser maior do que a componente harmônica correspondente gerada pela carga, motivada pela ocorrência de ressonâncias paralelas. No exemplo apresentado na figura 6.1, as frequências de ressonância são ligeiramente superiores à quarta, à sexta e à nona ordem harmônica.

Considerando-se a similaridade numérica entre as transmitâncias A^ω e B^ω , valem as mesmas observações com respeito à amplificação dos harmônicos da tensão de alimentação. Ou seja, se um harmônico da corrente de carga é amplificado na corrente de alimentação, então um harmônico de mesma ordem da tensão de alimentação também será amplificado na

tensão do barramento da carga [15]. Observa-se, entretanto, que o fenômeno físico associado a esta amplificação está relacionado com a presença de ressonâncias série.

O efeito das componentes harmônicas da tensão de alimentação sobre a corrente de alimentação, representado na figura 6.2, é diretamente dependente da admitância Y_a^ω e o efeito das componentes harmônicas da corrente da carga sobre a tensão na carga é representado na figura 6.3 e é diretamente dependente da impedância Z_b^ω [13].

Numa banda de frequência imediatamente inferior a cada frequência de sintonia dos filtros ressonantes, as impedâncias dos filtros, Z_f , apresentam características capacitivas, as quais variam em um intervalo muito amplo. Nestas condições, pode ocorrer uma ressonância em série com a indutância do sistema alimentador nestes intervalos de frequências. Como consequência, estas ressonâncias causam o incremento da admitância Y_a^ω . Conseqüentemente, se a tensão de alimentação apresentar uma componente harmônica, E_h , em uma frequência próxima à frequência de ressonância dos filtros, esta poderá causar uma distorção substancial na corrente de alimentação, degradando a eficácia do filtro [15].

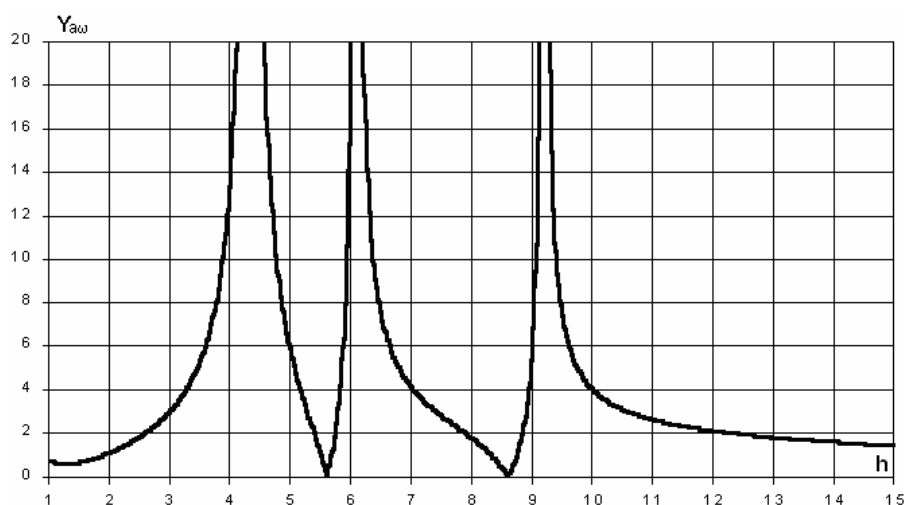


Figura 6.2 – Magnitude da admitância Y_a^ω .

Visto pela carga, o filtro está conectado em paralelo ao sistema de distribuição, sendo sua impedância capacitiva nas bandas de frequência abaixo de cada frequência de sintonia. Neste caso, uma ressonância em paralelo com a indutância do sistema deve ocorrer sempre abaixo de cada frequência de sintonia e a impedância Z_b^ω apresenta um valor elevado, figura 6.3. Conseqüentemente, caso haja uma componente harmônica absorvida pela carga em uma frequência diferente da frequência de sintonia, e próxima à frequência de ressonância com o sistema elétrico, poderá ocorrer uma substancial distorção na tensão no barramento da carga, bem como na corrente de alimentação [13].

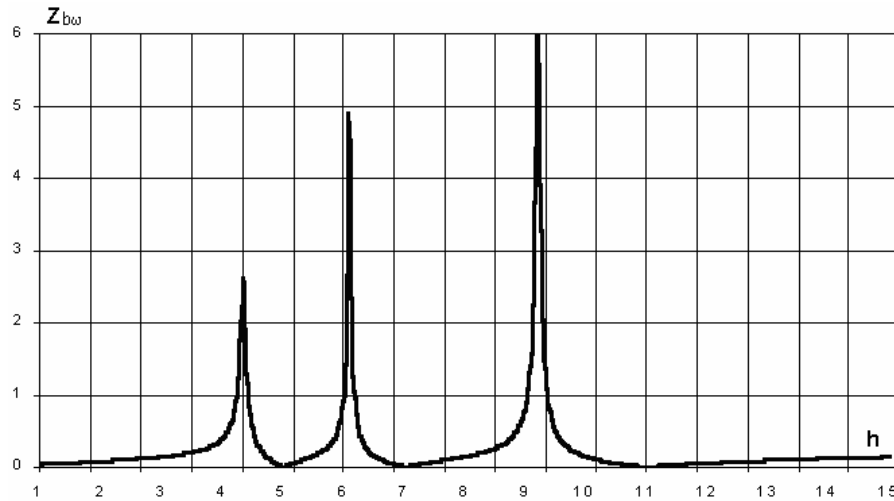


Figura 6.3 – Magnitude da impedância Z_b^ω .

Analisando-se as expressões (6.1) a (6.4), observa-se que todas as transmitâncias apresentam um denominador comum, dado pela impedância total equivalente Z_T^ω , conforme equação (6.6).

$$Z_T^\omega = Z_S^\omega + Z^\omega \quad (6.6)$$

Nesta equação, Z_S^ω representa a impedância do sistema alimentador, enquanto Z^ω é a impedância equivalente da associação paralela das impedâncias dos filtros e da carga linear, conforme estabelecido na equação (6.5).

Nas frequências de ressonância com o sistema de alimentação, a reatância equivalente X_T^ω é nula e o denominador de todas as transmitâncias resume-se apenas à resistência equivalente R_T . Esta resistência é relativamente baixa, e, nestas condições, as magnitudes de todas as transmitâncias podem ser elevadas, como pode ser observado nas figuras 6.1 a 6.3. Objetivando apenas uma análise qualitativa, para frequências diferentes das frequências de ressonância, esta impedância pode ser aproximada apenas pelas reatâncias equivalentes, conforme mostra a equação (6.7).

$$X_T^\omega = X_S^\omega + X^\omega \quad (6.7)$$

Se os parâmetros do filtro e da carga são conhecidos, a reatância X^ω pode ser calculada diretamente. Contudo, na maioria dos casos, os parâmetros da carga não são tão facilmente avaliados, até porque podem ser variáveis ao longo de um ciclo de carga. Afortunadamente, esta impedância da carga normalmente é muito maior do que a impedância

equivalente do sistema de distribuição, e sua contribuição tem um efeito pouco expressivo no comportamento das transmitâncias e não precisa ser conhecida com exatidão [28]. Por esta razão, apenas uma apreciação preliminar desta impedância é suficiente para uma boa avaliação e para o dimensionamento do sistema de filtragem.

O valor da reatância X_s^ω pode ser obtido a partir do nível de curto-circuito S_{cc} no barramento do sistema alimentador. Considerando-se sua característica indutiva, pode ser admitido que X_s^ω cresce de forma aproximadamente linear, tomando-se por base a reatância de curto-circuito, isto é, $X_s^\omega = \omega X_{cc}$, [13].

Uma vez determinadas as reatâncias X^ω e X_s^ω , as frequências de ressonância podem ser obtidas a partir da equação (6.7) para $X_T^\omega = 0$. A figura 6.4 ilustra graficamente as frequências de ressonância com o sistema alimentador. Estas frequências localizam-se nos pontos onde a curva característica de X^ω intercepta a reta característica de $-X_s^\omega$. Observa-se que a reatância X^ω possui natureza capacitiva na banda de frequência imediatamente abaixo de cada frequência de sintonia, e, conseqüentemente, as ressonâncias devem ocorrer antes de cada uma delas.

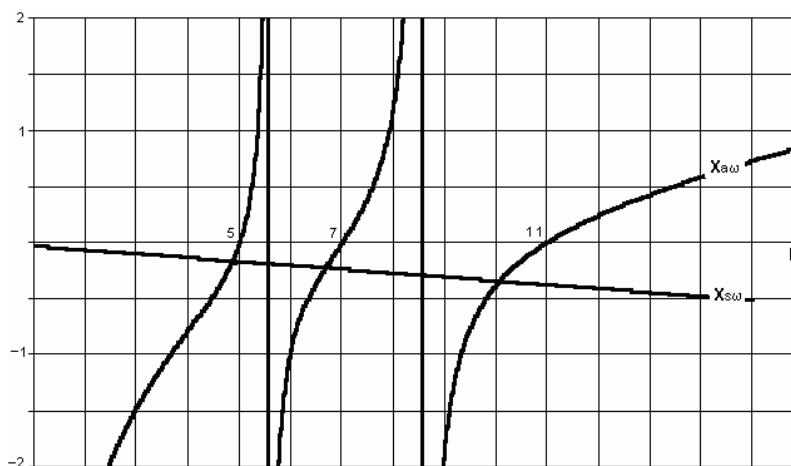


Figura 6.4 – Comportamento das reatâncias equivalentes.

6.3 Contribuição das Fontes Harmônicas

Como visto no capítulo 3 deste trabalho, as cargas não-lineares representadas como fontes de corrente (J), juntamente com a tensão de alimentação do sistema (E), são admitidas como causas da propagação das distorções harmônicas. Como conseqüências, têm-se as correntes de alimentação (I) e as tensões no barramento das cargas (U), as quais são

quantificadas a partir das quatro transmitâncias harmônicas seqüenciais equivalentes do sistema reduzido tomado como exemplo. Cada grandeza depende simultaneamente de ambas as causas, ou seja, a corrente da carga não-linear e a tensão de alimentação, que são totalizadas a partir das suas contribuições individuais, conforme as equações (6.8) e (6.9).

$$I_k^h = [B.J + Y.E]_k^h \quad (6.8)$$

$$U_k^h = [Z.J + A.E]_k^h \quad (6.9)$$

Neste contexto, e a partir das implementações computacionais, criou-se uma ferramenta analítica que possibilita a visualização dos efeitos individuais das cargas não-lineares e da tensão de alimentação do sistema na corrente total de alimentação e na tensão no barramento da carga. A título de exemplo, são apresentados na figura 6.5 alguns resultados obtidos por simulação digital a partir do aplicativo computacional desenvolvido. As figuras 6.5(a) e (b) apresentam, respectivamente, as formas de onda das tensões e correntes na carga e na alimentação. O espectro harmônico das correntes, ilustrado em 6.5(c), revela claramente a ação do sistema de filtragem, evidenciado pela sensível redução da distorção harmônica total na corrente de alimentação. Observa-se também que houve uma redução na propagação das distorções harmônicas da tensão de alimentação sobre a tensão da carga.

Até então, estes resultados poderiam ser obtidos a partir de outros aplicativos computacionais disponíveis, entretanto, eles não revelariam a sensibilidade do sistema elétrico frente às diferentes causas das distorções. A partir do modelo estabelecido neste trabalho, outros detalhes podem ser captados, no sentido de constituir uma base analítica que venha a propiciar ações específicas para a otimização do sistema de filtragem. Esta estratégia baseia-se na determinação das contribuições individuais das causas geradoras das distorções harmônicas, como apresentadas em 6.5(e) e (f). Como exemplo, a contribuição desta ferramenta computacional implementada pode ser constatada na figura 6.5(e), que ilustra as parcelas que compõem a corrente total de alimentação em um caso genérico simulado. Observa-se que a quinta ordem harmônica residual presente na corrente de alimentação se deve, fundamentalmente, à tensão na alimentação, enquanto que, para a décima primeira ordem harmônica, a contribuição da carga não-linear é predominante. Para a tensão na carga, verifica-se uma forte influência da sétima ordem harmônica da tensão de alimentação e, na composição da terceira ordem harmônica, o efeito da carga não-linear é dominante.

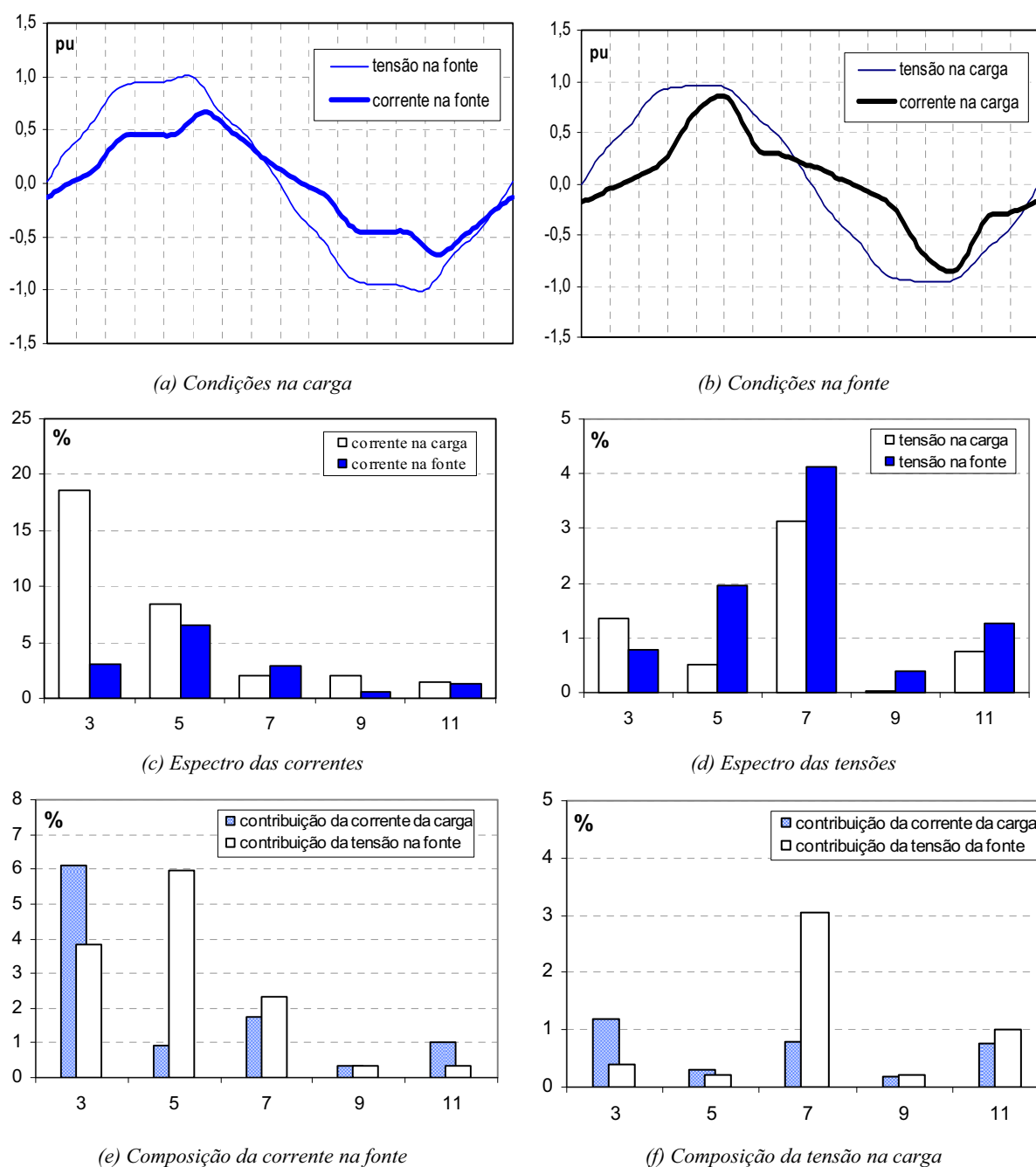


Figura 6.5 – Contribuições individuais das fontes harmônicas.

6.4 Análise de Desempenho e Otimização da Filtragem

A partir das expressões analíticas estabelecidas nos itens anteriores, apresenta-se, a seguir, um exemplo de uso do aplicativo desenvolvido com vistas à otimização do desempenho de um sistema de filtragem. Este aplicativo computacional foi desenvolvido a partir de planilhas eletrônicas e a interface interativa foi implementada em linguagem Delphi. A tela da interface gráfica é apresentada no anexo 1.

Para as análises subseqüentes, considerou-se um sistema elétrico reduzido, composto por um conjunto de cargas linear e não-linear, um sistema de filtragem composto por três ramos de filtros ressonantes sintonizados nas frequências de terceira, quinta e sétima ordens harmônicas e um filtro eletromagnético. Este sistema é alimentado a partir de um transformador e de uma fonte senoidal, conforme figura 6.6.

A configuração proposta apresenta uma redundância de filtragem para a terceira ordem harmônica, uma vez que, dada a sua forte concentração em seqüência zero, esta pode ser atenuada tanto pelo filtro ressonante como pelo filtro eletromagnético. O que se pretende, porém, é investigar justamente qual é a opção mais atraente sob o ponto de vista do desempenho global do conjunto de filtros, avaliando-se isoladamente cada uma das alternativas (S1 ou S2 fechada). A busca pela otimização da filtragem está, portanto, vinculada ao uso de arranjos híbridos, contendo filtros eletromagnéticos em substituição aos esquemas convencionais compostos apenas por filtros sintonizados.

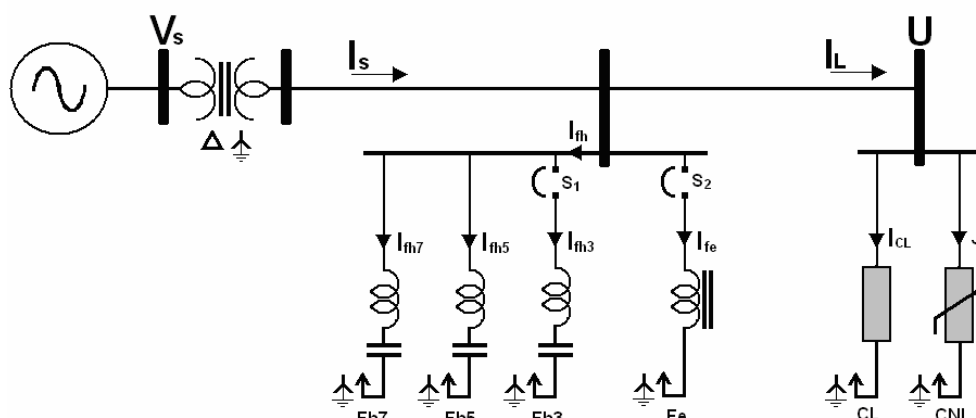


Figura 6.6 – Circuito equivalente simplificado.

As características operacionais do sistema de suprimento e da carga linear são dadas na tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Dados do sistema teste.

Tensão nominal do sistema (V)	220
Frequência nominal (Hz)	60
Relação X/R no ponto de acoplamento (PAC)	1,72
Relação entre o nível de curto-circuito no PAC e a potência ativa da carga	14,2
Potência aparente nominal na carga linear (kVA)	1,0
Fator de deslocamento na carga	0,71

Considerou-se, neste caso, uma carga não-linear com certo grau de desequilíbrio representada como fontes de corrente, cujo conteúdo harmônico é dado na tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Conteúdo harmônico injetado pela carga não-linear.

h	J_{ha}	φ_a	J_{hb}	φ_b	J_{hc}	φ_c
1	0,55	8,18	0,47	-115,7	0,48	134,5
3	0,27	-154,5	0,32	-156,6	0,31	-159,6
4	0,05	0,00	0,04	-106,1	0,04	106,1
5	0,20	25,6	0,17	150,0	0,17	-90,9
7	0,04	93,6	0,05	12,2	0,05	-107,8
9	0,08	-98,6	0,08	-98,6	0,08	-98,6

6.4.1 Análise no Domínio do Tempo e Validação dos Resultados do Modelo

Com os objetivos de verificar a consistência dos resultados e estabelecer uma base comparativa para destacar as potencialidades do modelo proposto e do aplicativo computacional desenvolvido, utilizou-se, também, um aplicativo comercial com confiabilidade comprovada e de grande aceitação no meio científico, o *Orcad-Pspice®* da *Cadence Design Systems*. Apresenta-se, na figura 6.7, o arranjo implementado em ambiente Pspice, o qual foi utilizado nas simulações no domínio do tempo. Alguns resultados obtidos a partir dos dois métodos analíticos, domínio do tempo e domínio da frequência, são apresentados na figura 6.8.

Para todos os casos investigados, foi constatada uma boa correlação entre os resultados colhidos através do Pspice e pelo método proposto neste trabalho. Desta forma, para as análises subseqüentes, são apresentados apenas os resultados obtidos pelo método das transmitâncias, que, por se tratar de uma análise no domínio da frequência, favorece uma investigação rápida, sistemática e elucidativa da ação da filtragem.

Conforme citado anteriormente, o grande diferencial do modelo analítico no domínio da frequência proposto neste trabalho, com relação aos simuladores no domínio do tempo, reside na riqueza de informações disponibilizadas. O aplicativo implementado, que está fundamentado na análise do comportamento das transmitâncias sequenciais para as diferentes ordens harmônicas permite visualizar as formas de onda sob diferentes condições operacionais de forma interativa, o que favorece a investigação rápida e sistemática da influência dos diferentes parâmetros elétricos no desempenho da filtragem.

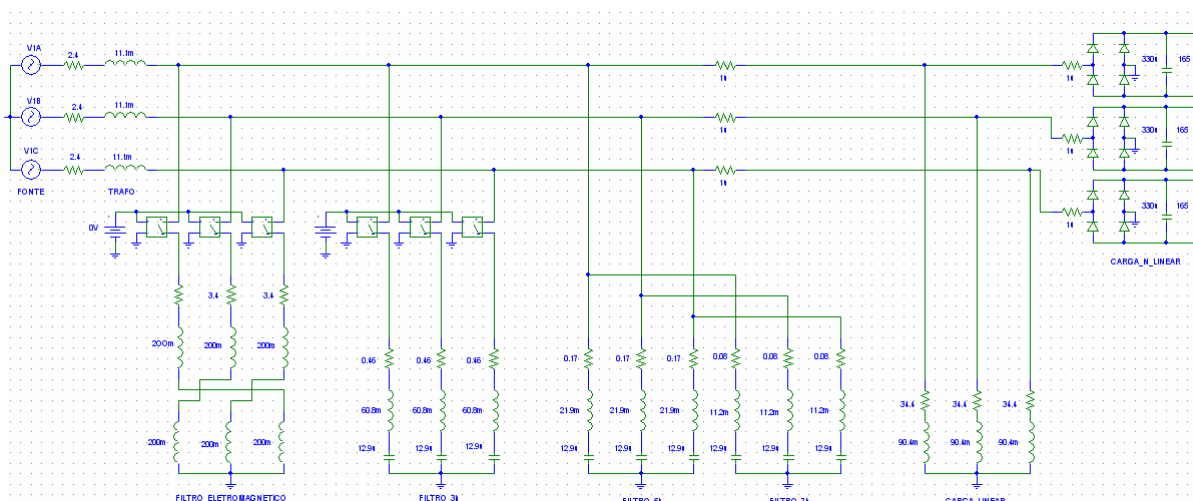
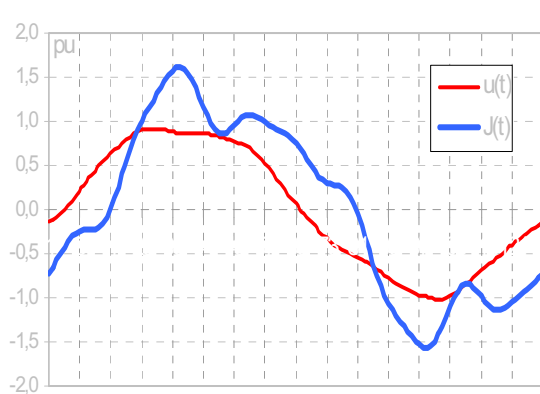
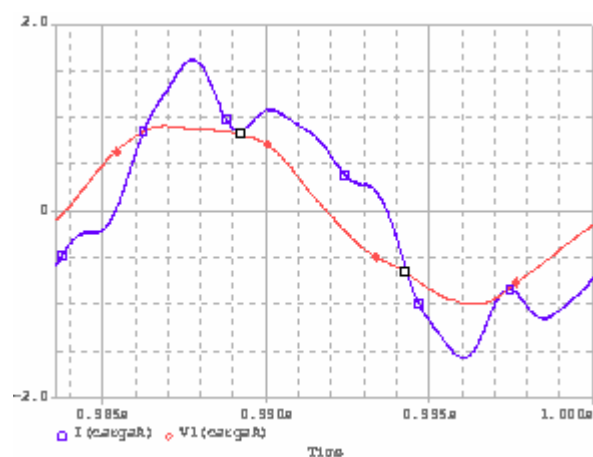


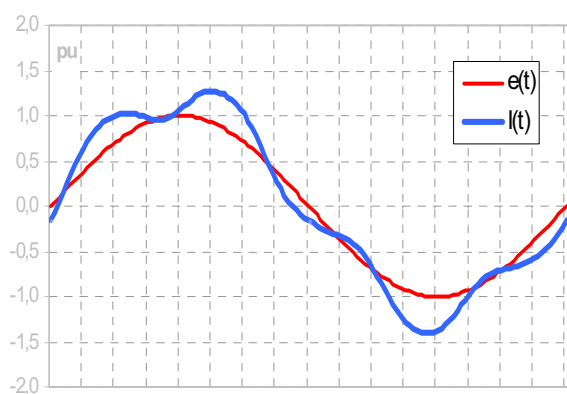
Figura 6.7 - Circuito implementado em ambiente Pspice.



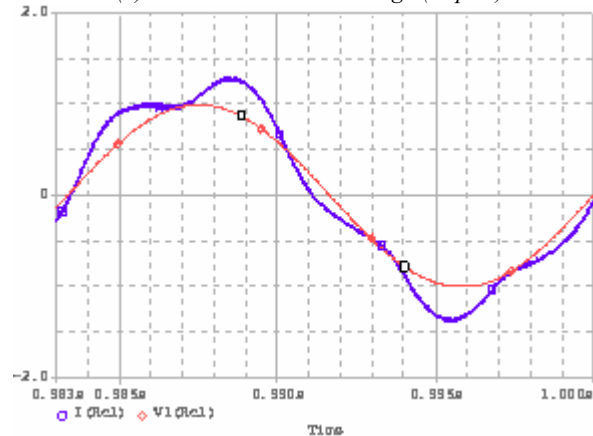
(a) Tensão e corrente na carga (modelo proposto)



(b) Tensão e corrente na carga (PSpice)



(c) Tensão e corrente na fonte (modelo proposto)



(d) Tensão e corrente na fonte (PSpice)

Figura 6.8 – Resultados simulados no Pspice e no aplicativo proposto neste trabalho.

6.4.2 Resultados com Filtros Ressonantes

Inicialmente, realizou-se a simulação computacional do sistema de filtragem contendo três ramos sintonizados na terceira, quinta e sétima ordens harmônicas. A potência reativa associada à correção do fator de deslocamento foi subdividida igualmente entre os ramos. A tabela 6.3 apresenta os valores calculados, adotando-se fator de qualidade igual a 50, idêntico para os três ramos.

Tabela 6.3 – Filtros ressonantes.

Características	Ramo 1	Ramo 2	Ramo 3
Fator de qualidade	50	50	50
Contribuição para correção do Fd (%)	33,3	33,3	33,3
Ordem harmônica de sintonia	3	5	7
Potência reativa capacitiva (kVAr)	-0,234	-0,234	-0,234
Capacitância (μF)	12,9	12,9	12,9
Indutância (mH)	60,8	21,9	11,2
Resistência (Ω)	0,458	0,165	0,084

As figuras 6.9(a), (b) e (c) mostram a variação das transmitâncias com a frequência, as quais possuem comportamentos idênticos nas seqüências positiva/negativa e zero, isto porque não há nenhum componente conectado ao circuito que apresente características seqüenciais distintas.

Observando-se o comportamento das reatâncias X_a^ω e X_s^ω , figura 6.9(d), é possível identificar três possibilidades de ressonância com o sistema alimentador. Esta condição representa uma elevada sensibilidade do sistema a estas ordens harmônicas, podendo resultar na amplificação das correntes e/ou das tensões, desde que haja a excitação harmônica correspondente. As ressonâncias citadas situam-se entre as frequências de 120 e 180 Hz, e as demais em torno de 240 e de 360 Hz. Estas últimas merecem atenção especial, pois estão muito próximas a ordens harmônicas inteiras, ou seja, quarta e sexta ordens harmônicas respectivamente. Embora seja constatada a alta sensibilidade do sistema para a sexta ordem harmônica, não há nenhuma excitação nesta frequência, seja pelos harmônicos produzidos pela carga não-linear, seja pelos harmônicos presentes na tensão de alimentação do sistema. Entretanto, devido à assimetria operacional da carga, as correntes harmônicas apresentam um resíduo na quarta ordem harmônica, para a qual o sistema apresenta uma grande sensibilidade e, portanto, uma possibilidade concreta de amplificação, tabela 6.2. Este efeito pode ser visualizado no comportamento da transmitância B^ω , que relaciona diretamente as correntes na

carga com as correntes na fonte. Valores de B^o superiores a unidade representam amplificações da corrente harmônica injetada pela carga.

A figura 6.10 ilustra a evolução das correntes e tensões ao longo do circuito, onde se constata, de forma inequívoca, a ação dos filtros, praticamente eliminando a terceira, quinta e sétima ordens harmônicas da corrente total de alimentação. Tomando-se a média entre as três fases, apresenta-se, na tabela 6.4, um resumo das principais grandezas calculadas. A distorção harmônica total na corrente foi reduzida praticamente à metade, mantendo-se uma distorção total na tensão no barramento da carga inferior a 7%. Observa-se, também, que as distorções residuais, tanto na corrente da fonte como na tensão da carga podem ser atribuídas praticamente à presença de uma única componente harmônica, no caso de ordem quatro, como previsto anteriormente. A redução do conteúdo harmônico e a ação dos capacitores na frequência fundamental elevam o fator de potência para um valor muito próximo do unitário e diminuem o valor eficaz da corrente total de alimentação de 1,32 para 1,16 pu, figuras 6.10(c) e (a) e tabela 6.4.

Os resultados apresentados na figura 6.11 mostram o comportamento das componentes sequenciais das tensões e correntes. Devido ao pequeno desequilíbrio operacional da carga, as diferentes componentes harmônicas apresentam uma distribuição sequencial densa, ou seja, com contribuições distribuídas entre as seqüências positiva, negativa e zero. Ainda assim, é possível constatar, para cada ordem harmônica, a sua seqüência de fase característica, representada pela parcela de maior amplitude.

Tabela 6.4 – Desempenho da filtragem com filtros ressonantes.

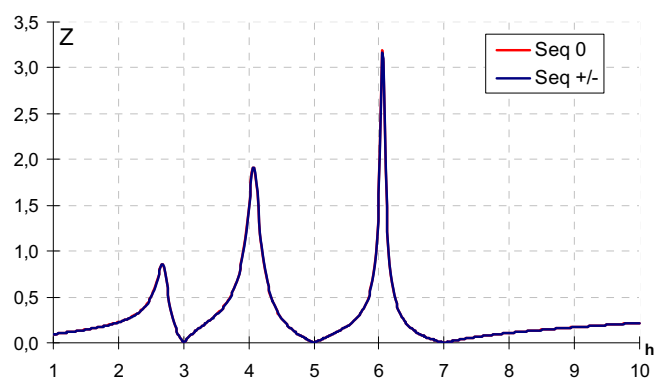
Condições: filtros 3h, 5h e 7h	Carga	Fonte
Tensão eficaz média (pu)	0,93	1
Distorção harmônica total média na tensão (%)	6,7	0
Corrente eficaz média (pu)	1,32	1,16
Distorção harmônica total média na corrente (%)	28,3	14,3
Fator de potência médio	0,87	0,987

Bases : 220V, 1kVA

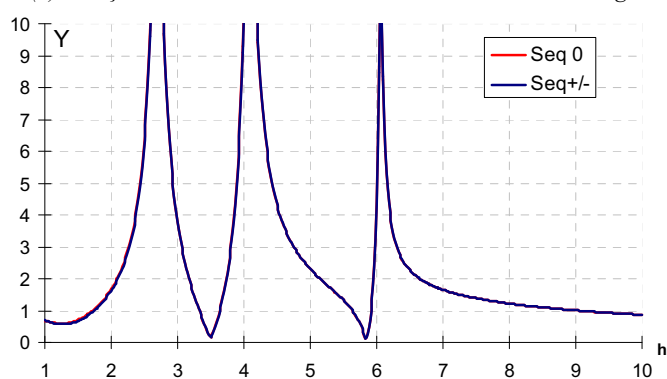
Na figura 6.12, é possível observar detalhes relacionados à formação de cada uma das componentes harmônicas. Para tanto, destaca-se os resultados para apenas uma das fases, uma vez que, para o nível de desequilíbrio imposto, é possível extrapolar as interpretações para as demais fases. Fica evidente na figura 6.12(c) a redução radical das componentes harmônicas de ordens três, cinco e sete na corrente da fonte, motivada pela ação dos filtros ressonantes. Em contrapartida, registra-se uma substancial amplificação da componente de quarta ordem, como destacado anteriormente, sendo esta a principal responsável pelo resíduo de distorção

harmônica de 14,3%. A ferramenta analítica derivada da modelagem proposta neste trabalho permite a clara identificação da origem de cada uma das componentes harmônicas. Observando-se a figura 6.12(e), constata-se que, na composição harmônica da corrente da fonte, a quarta ordem harmônica é atribuída, neste caso, unicamente à corrente da carga não-linear. Sob o ponto de vista da tensão no barramento da carga, figuras 6.12(d) e (f), as conclusões são equivalentes.

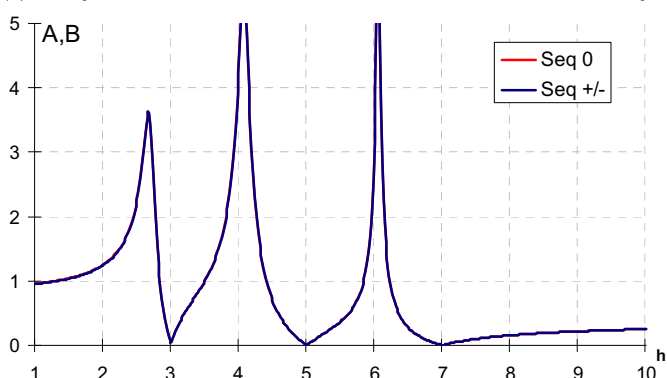
Diante dos fatos e das interpretações disponibilizadas pelo uso do modelo proposto, é possível encaminhar procedimentos para a melhoria do desempenho do sistema de filtragem. No presente caso, fica evidente que a alta sensibilidade do sistema à quarta ordem harmônica foi o principal motivo da degradação do desempenho da filtragem, e que a presença de um pequeno desequilíbrio operacional da carga pode excitar esta transmitância e produzir uma substancial amplificação desta componente harmônica. A exemplo do proposto neste caso, esta condição operacional é muito comum nos sistemas reais, sobretudo porque a origem da não-linearidade imposta está relacionada à presença de retificadores monofásicos equivalentes, resultantes da composição de vários equipamentos eletro-eletrônicos, que, raramente, estariam operando sob a mesma condição de carregamento nas diferentes fases. Desta forma, na busca da otimização da filtragem, deve-se pesquisar alternativas que venham a alterar a sensibilidade do sistema nas frequências consideradas críticas.



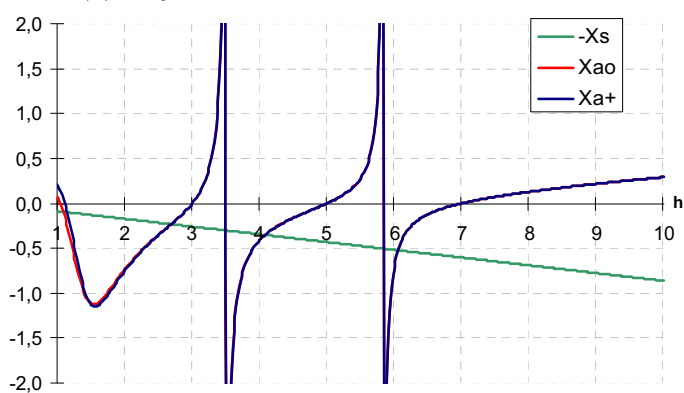
(a) Relação entre os harmônicos da tensão e corrente na carga.



(b) Relação entre os harmônicos da tensão e corrente de alimentação

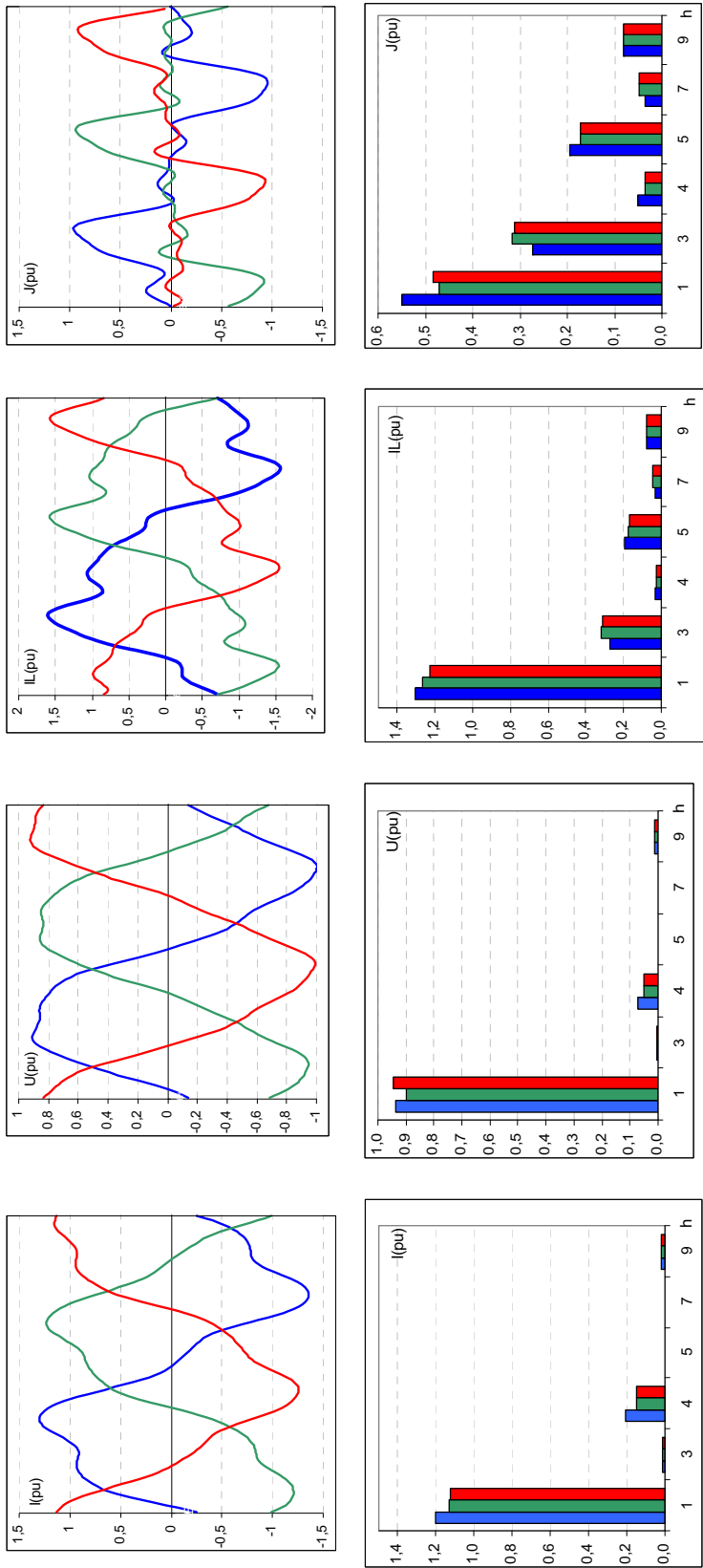


(c) Relação entre os harmônicos de correntes e tensões



(d) Reatâncias X_s^ω e X_s^ω

Figura 6.9 – Resultados simulados.

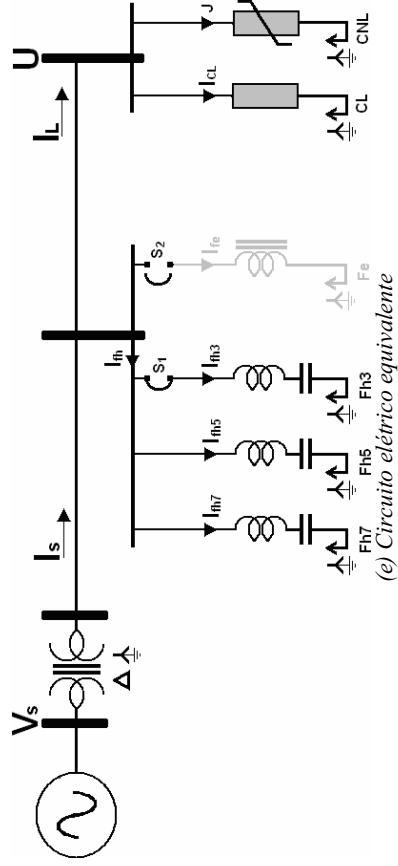


(d) Corrente da carga não-linear

(c) Corrente de carga composta

(b) Tensão na carga composta

(a) Corrente de alimentação



(e) Circuito elétrico equivalente

Figura 6.10 – Resultados simulados – componentes de fase.

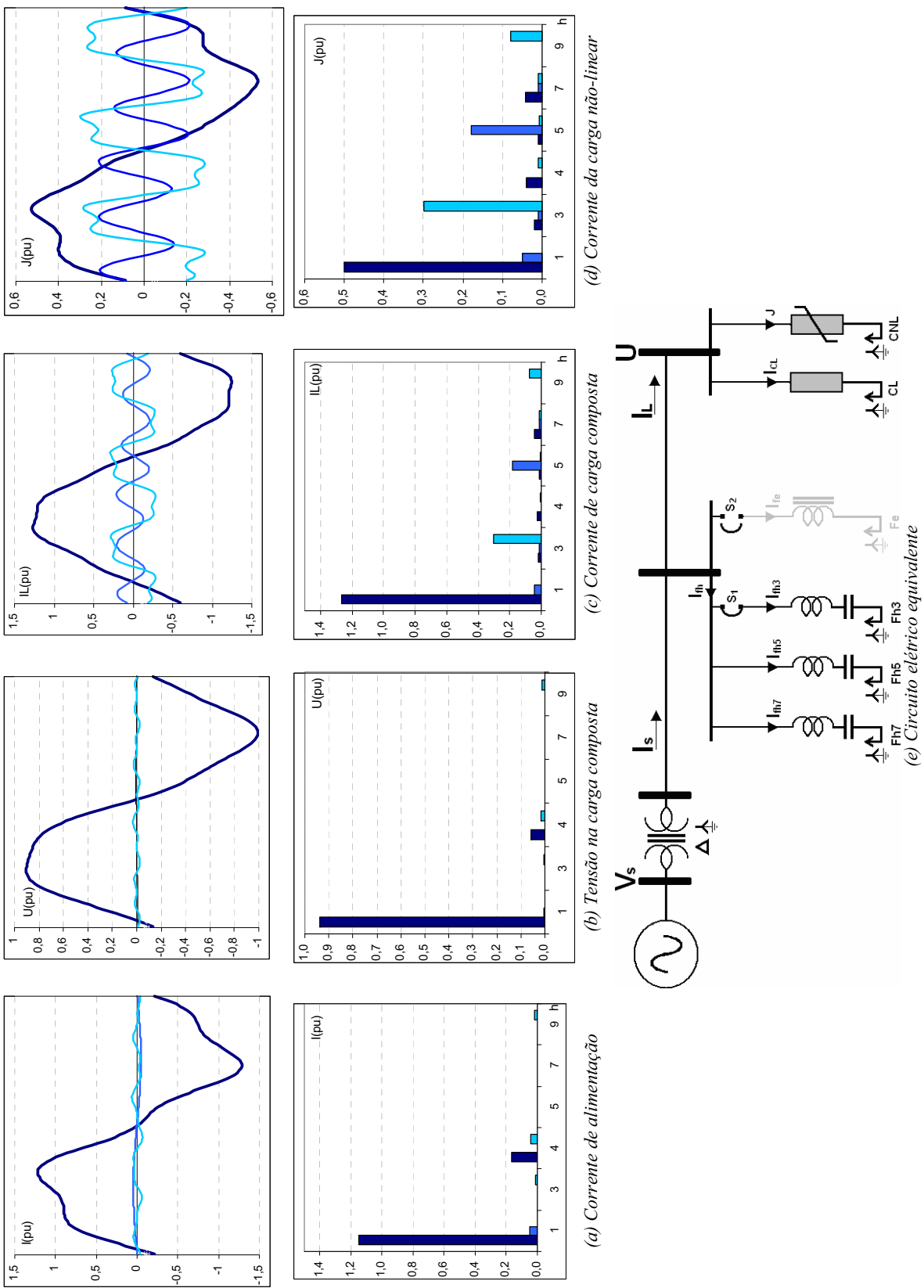


Figura 6.11 – Resultados simulados – componentes de seqüência.

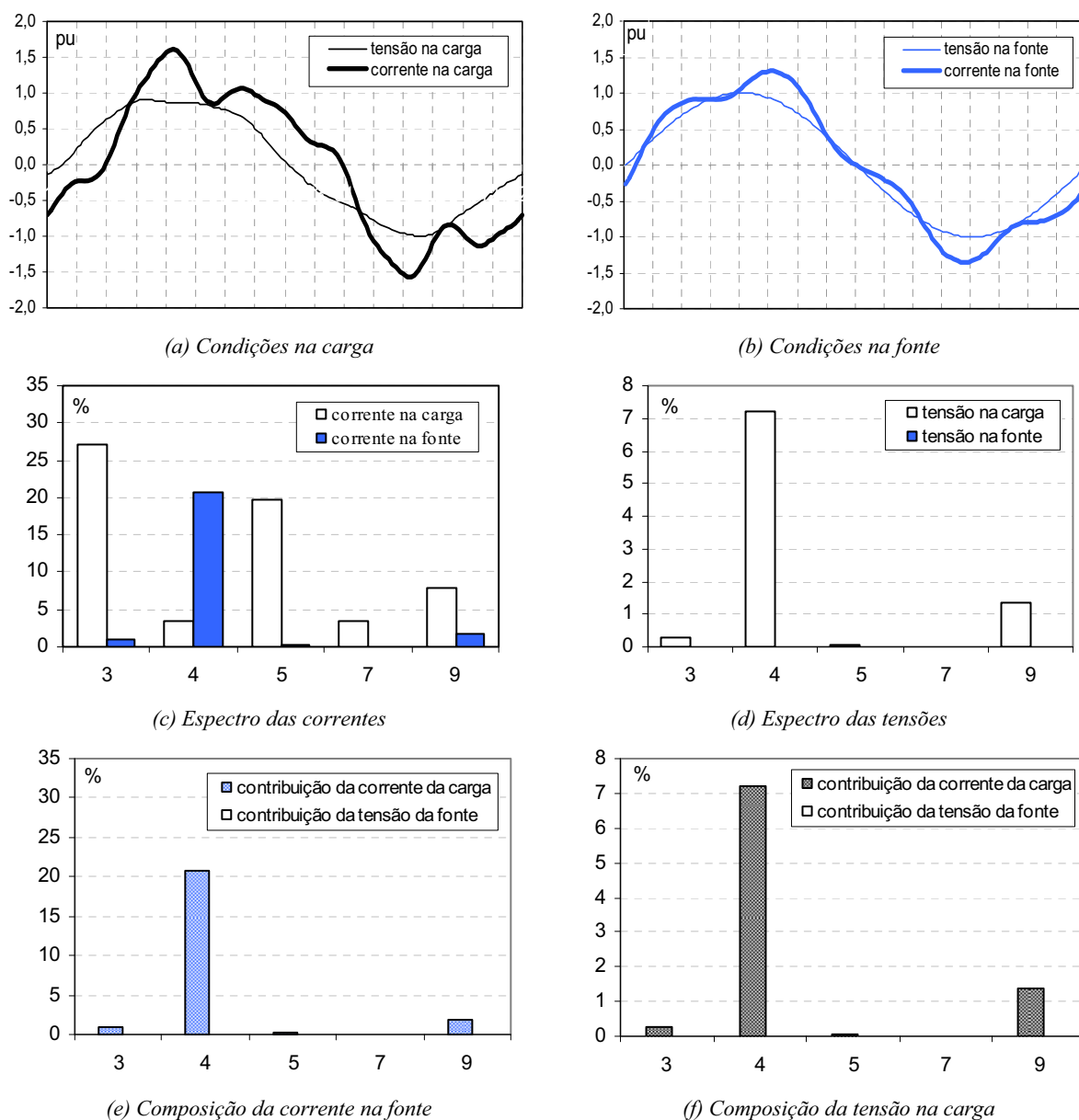


Figura 6.12 – Resultados simulados.

6.4.3 Resultados com Filtro Híbrido

Considerando-se a natureza das correntes harmônicas absorvidas pela carga não-linear, notadamente com respeito à sua distribuição sequencial, vislumbra-se a possibilidade de instalação de um dispositivo de filtragem baseado em um arranjo eletromagnético, com vistas à otimização da filtragem harmônica. Desta forma, como alternativa ao sistema de filtragem apresentado no item anterior, considera-se, agora, um sistema híbrido composto por dois filtros ressonantes, sintonizados na quinta e sétima ordens harmônicas, conforme tabela 6.5, associados a um filtro eletromagnético de sequência zero, em substituição ao ramo

sintonizado na terceira ordem harmônica, tabela 6.6. Na concepção de cada um dos filtros ressonantes, fixou-se um banco de capacitores correspondente à compensação da metade da potência reativa necessária para a correção do fator de deslocamento da componente fundamental.

Tabela 6.5 – Filtros ressonantes.

Características	Ramo 1	Ramo 2
Fator de qualidade	50	50
Contribuição para correção do Fd (%)	50	50
Ordem harmônica de sintonia	5	7
Potência reativa capacitiva (kVAr)	-0,352	-0,352
Capacitância (μF)	19,3	19,3
Indutância (mH)	14,6	7,4
Resistência (Ω)	0,11	0,056

Tabela 6.6 – Filtro eletromagnético.

Características Operacionais	
Indutância Própria (mH)	270
Fator de acoplamento na mesma coluna	0,9994
Fator de acoplamento entre colunas	0,70

As figuras 6.13(a), (b) e (c) ilustram as transmitâncias de seqüência positiva/ negativa, representadas graficamente na mesma cor, e a seqüência zero em cor diferente. Como pode ser observado, a presença de um filtro eletromagnético, em substituição a um filtro sintonizado de terceira ordem, altera substancialmente o comportamento das transmitâncias e, conseqüentemente, a sensibilidade a determinadas ordens harmônicas. Comparando-se as figuras 6.9(d) e 6.13(d), observa-se que a alta sensibilidade à quarta ordem harmônica foi motivada pela presença do filtro ressonante de terceira ordem. A substituição deste ramo ressonante pelo filtro eletromagnético altera radicalmente esta característica. Tal fato está intimamente ligado ao princípio operacional que rege o funcionamento deste equipamento, pois o mesmo não possui elementos capacitivos, capazes de provocar ressonâncias com o sistema alimentador. Esta imunidade às ressonâncias indesejadas faz deste equipamento uma interessante alternativa a ser investigada, desde que, nas suas origens, as componentes harmônicas apresentem uma densidade apreciável em seqüência zero. Para o caso abordado como exemplo, estas premissas são especialmente motivadoras, pois a principal responsável pela ressonância indesejada, a terceira ordem harmônica, possui uma forte concentração em seqüência zero. Nestas circunstâncias, as expectativas de sucesso com o uso desta alternativa de filtragem são promissoras.

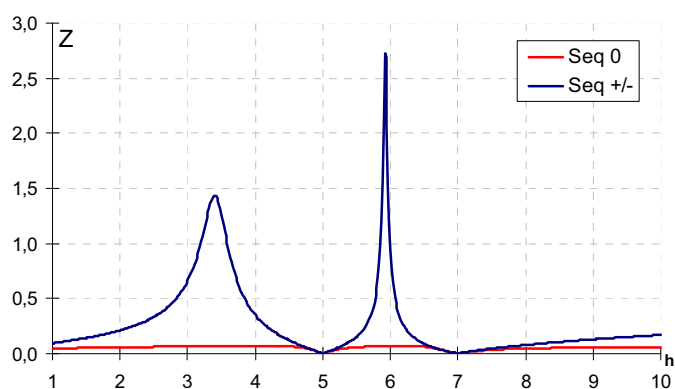
As figuras 6.14 e 6.15 mostram, respectivamente, a evolução das componentes de fase e das componentes sequenciais das correntes e tensões ao longo do circuito, após a substituição do ramo ressonante de terceira ordem pelo filtro eletromagnético. Como esperado, observa-se uma sensível melhora do desempenho do sistema de filtragem, quando comparado ao caso anterior, que utilizou somente filtros ressonantes. Neste caso, não ocorre a amplificação da quarta ordem harmônica, pois a excitação correspondente se reflete na razão unitária, figura 6.13 (c). As taxas médias de distorção harmônica das correntes de alimentação e da tensão no barramento da carga foram de 8,3% e 3,3%, respectivamente, tabela 6.7. Os valores eficazes das tensões e correntes, assim como o fator de potência final permaneceram praticamente inalterados com relação ao caso anterior. Destaca-se também que, embora neste caso tenha sido registrado um resíduo maior de terceira ordem harmônica, o efeito global provocado pela eliminação da sensibilidade do sistema para a quarta ordem harmônica foi predominante para a redução das distorções harmônicas totais na corrente de alimentação e na tensão da carga.

Os resultados para as contribuições individuais das causas das distorções harmônicas são apresentados na figura 6.16. Novamente optou-se pela representação de apenas uma das fases, pelas mesmas razões expostas anteriormente. Nesta ótica de avaliação, fica evidente a influência do filtro eletromagnético na alteração da sensibilidade do sistema à quarta ordem harmônica. Como ilustrado na figura 6.16(e), a contribuição da carga não-linear foi substancialmente atenuada nesta frequência e, como destacado anteriormente, o resíduo de terceira ordem harmônica é ligeiramente superior ao registrado no caso anterior.

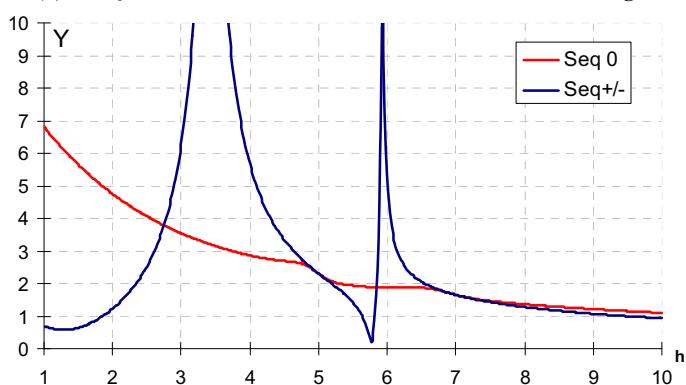
Tabela 6.7 – Desempenho da filtragem com filtro híbrido.

Condições: filtros Fe, 5h e 7h	Carga	Fonte
Tensão eficaz média (pu)	0,93	1
Distorção harmônica total média na tensão (%)	3,3	0
Corrente eficaz média (pu)	1,32	1,16
Distorção harmônica total média na corrente (%)	28,3	8,3
Fator de potência médio	0,87	0,99

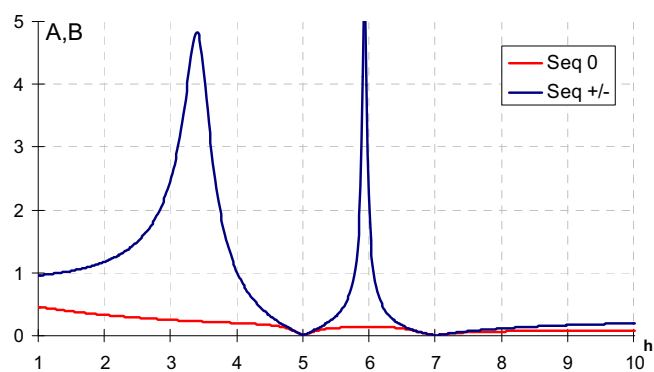
Bases : 220V, 1kVA



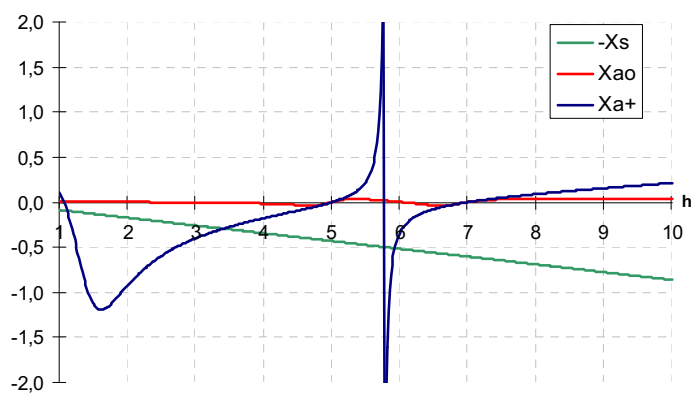
(a) Relação entre os harmônicos da tensão e corrente na carga.



(b) Relação entre os harmônicos da tensão e corrente de alimentação.



(c) Relação entre os harmônicos das correntes e tensões.



(d) Reatâncias X_S^ω e X_S^ω

Figura 6.13 – Transmitâncias seqüenciais.

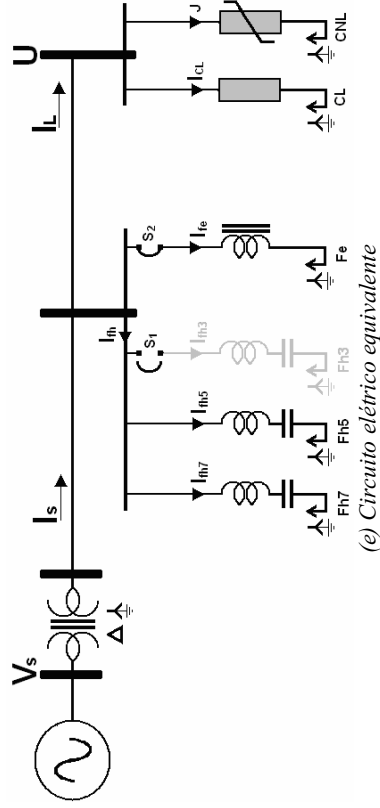
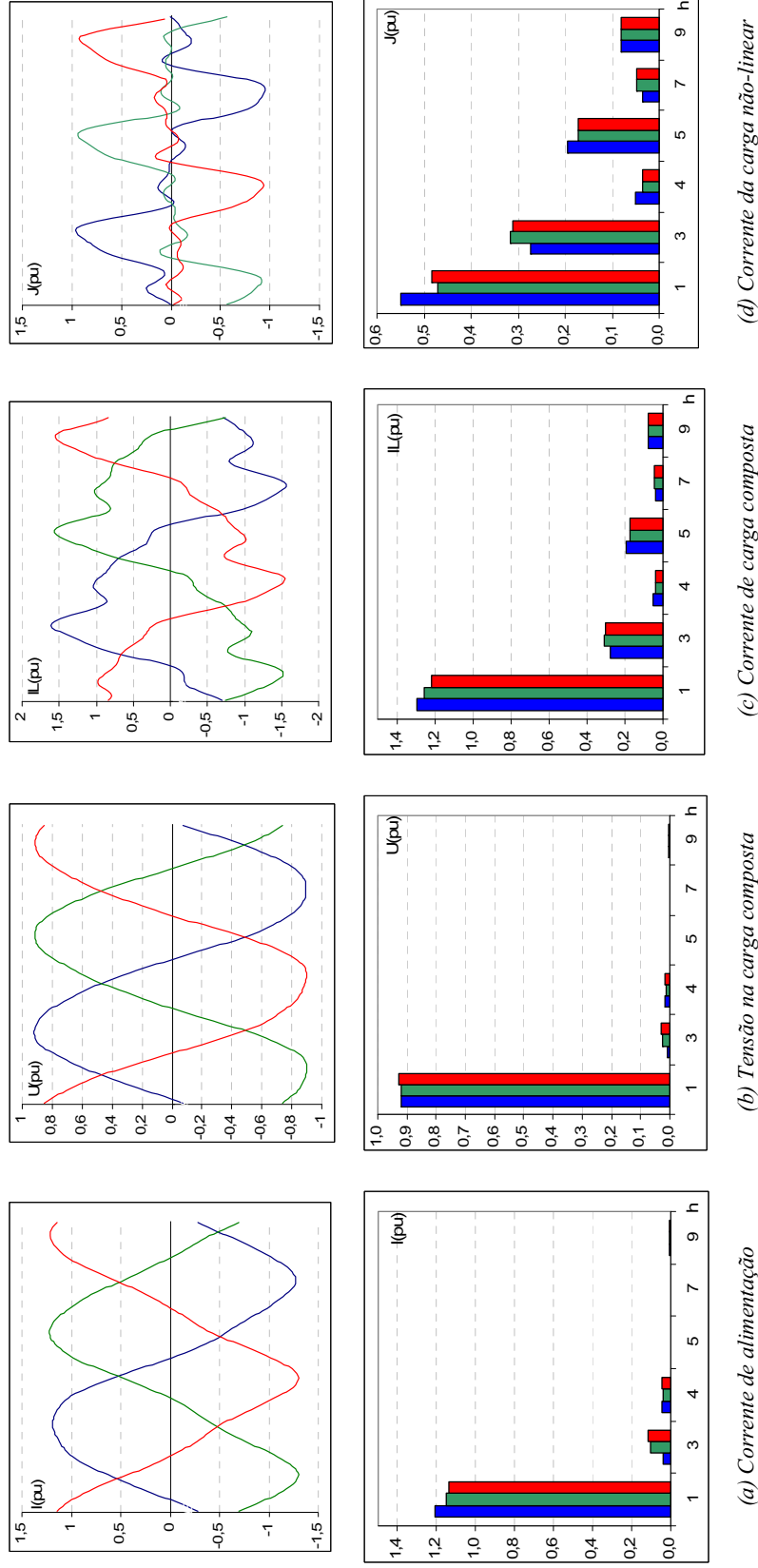
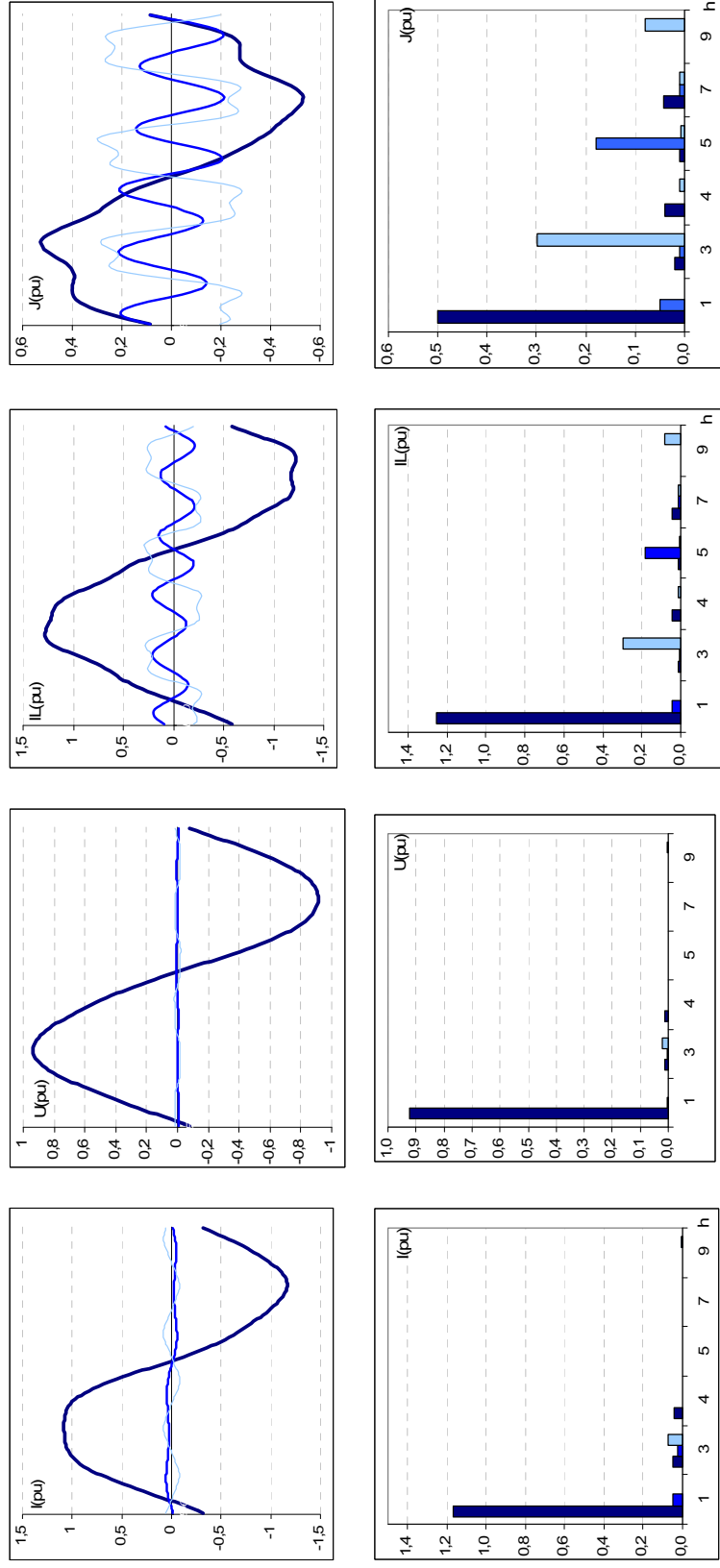


Figura 6.14 – Resultados simulados – componentes de fase.

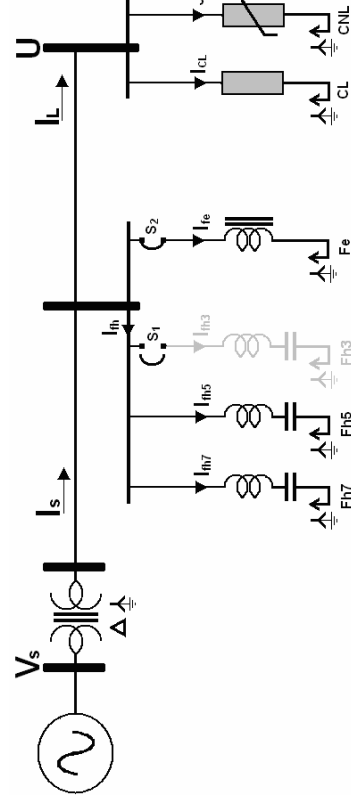


(d) Corrente da carga não-linear

(c) Corrente de carga composta

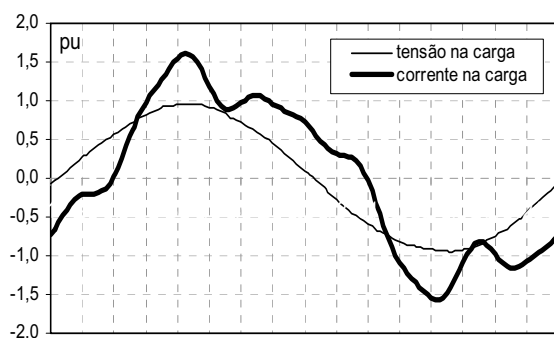
(b) Tensão na carga composta

(a) Corrente de alimentação

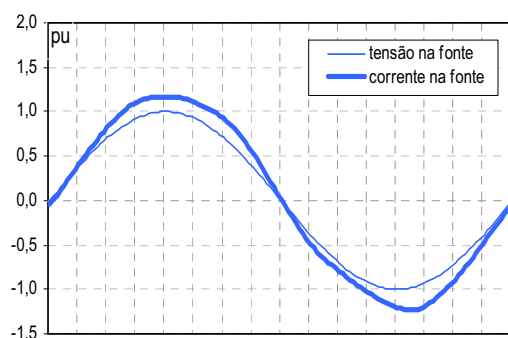


(e) Circuito elétrico equivalente

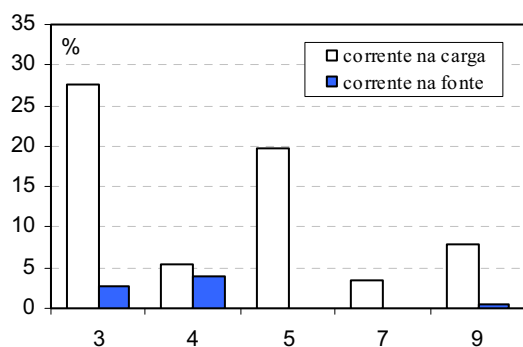
Figura 6.15 – Resultados simulados – componentes sequenciais.



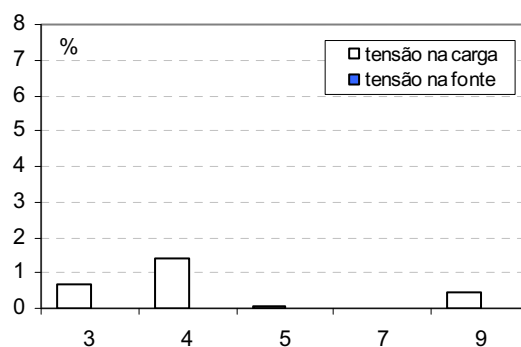
(a) Condições na carga



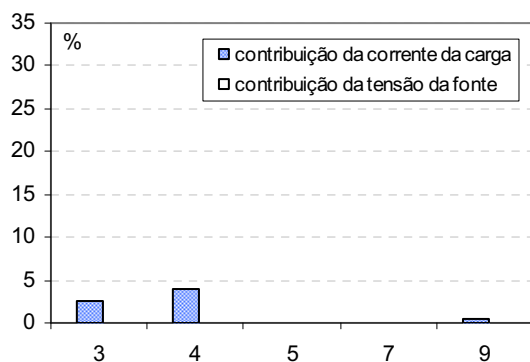
(b) Condições na fonte



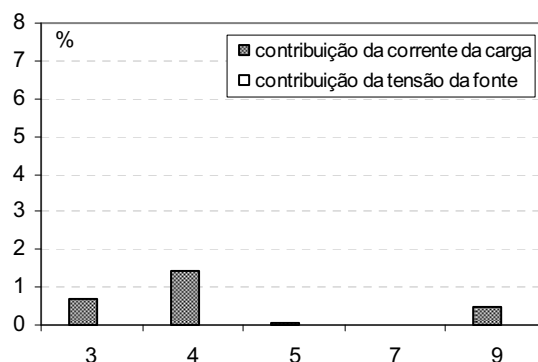
(c) Espectro das correntes



(d) Espectro das tensões



(e) Composição da corrente na fonte



(f) Composição da tensão na carga

Figura 6.16 – Resultados simulados.

É evidente o melhor desempenho do arranjo de filtragem híbrido em relação ao caso com filtros ressonantes. A tabela 6.8 apresenta um resumo dos principais índices apurados em ambos os casos investigados.

Tabela 6.8 – Resultados obtidos para o arranjo híbrido e ressonante.

Comparação de desempenho	Híbrido	Ressonante
Tensão eficaz média na carga (pu)	0,930	0,931
Distorção harmônica total média da tensão na carga (%)	3,3	6,7
Corrente eficaz média da corrente na fonte (pu)	1,161	1,162
Distorção harmônica total média da corrente na fonte (%)	8,3	14,3
Fator de potência médio na fonte	0,990	0,987

Bases : 220V, 1kVA

O valor médio de distorção harmônica total da corrente de alimentação foi reduzido à metade e a distorção harmônica total média da tensão na carga sofreu uma redução de mais de 40% após a substituição do ramo ressonante de terceira ordem harmônica pelo filtro eletromagnético. Os demais valores permaneceram praticamente inalterados, confirmando, em última análise, a eficácia do processo de otimização baseado na escolha adequada do arranjo de filtragem, a partir da combinação das funcionalidades específicas dos diferentes tipos de filtros passivos utilizados.

6.5 Considerações Finais

Foram apresentadas neste capítulo as potencialidades do aplicativo computacional desenvolvido neste trabalho, que teve como embasamento teórico os modelos propostos nos capítulos anteriores, os quais reúnem técnicas de análise no domínio da frequência envolvendo as transmitâncias harmônicas sequenciais da rede elétrica.

A descrição analítica proporcionada por esta ferramenta possibilitou a investigação individualizada e sistemática do comportamento do sistema para as diferentes componentes harmônicas sequenciais e constituiu uma contribuição original deste trabalho para a análise de desempenho de sistemas de filtragem de harmônicos.

Neste contexto, a partir da investigação detalhada das contribuições individuais de cada fonte de distorção harmônica presente, foi possível identificar ações para a escolha adequada das topologias e demais ajustes com vistas à maximização do desempenho do sistema de filtragem, tais como, definição do número de ramos ressonantes e das frequências de sintonia, dessintonia dos filtros ressonantes, redistribuição ótima da potência reativa pelos ramos ressonantes [13] e níveis adequados de acoplamento magnético para o filtro eletromagnético.

As análises apresentadas no âmbito deste capítulo foram encaminhadas a partir de um cenário comparativo entre dois arranjos para o sistema de filtragem. O primeiro, dito convencional, constituído apenas por filtros ressonantes sintonizados e outro, denominado híbrido, que associa os benefícios proporcionados pelo filtro eletromagnético.

Os resultados relacionados com a resposta em frequência do conjunto das transmitâncias sequenciais possibilitaram as análises individuais das influências mútuas entre as diferentes fontes de excitação harmônica nas suas respectivas seqüências de fase. No caso

abordado como exemplo, constatou-se que a opção pelo arranjo híbrido, sob determinados cenários de distorções harmônicas, pôde melhorar sensivelmente o desempenho do sistema de filtragem. Este fato está diretamente relacionado com a inclusão do dispositivo eletromagnético, que alterou substancialmente o comportamento das transmitâncias seqüenciais, sobretudo para a seqüência zero.

CAPÍTULO 7

Conclusões Finais e Propostas de Continuidade

Diante do crescimento expressivo de cargas não-lineares nos sistemas de energia elétrica, crescem, também, em proporções alarmantes, os problemas relacionados com as distorções harmônicas nas tensões e nas correntes. Embora as preocupações com os harmônicos sejam latentes, ainda persiste o crescimento do uso de equipamentos baseados na eletrônica de potência, sobre os quais se atribui a maior parcela das não-linearidades das cargas. Esta constatação se deve principalmente ao fato de que os benefícios técnicos e econômicos incorporados com o uso desta tecnologia são muito mais explícitos do que os efeitos nocivos causados pelos harmônicos gerados durante sua operação.

Com vistas à mitigação das distorções harmônicas, sempre que possível, são adotadas medidas operacionais normalmente relacionadas com a adequação das cargas geradoras de harmônicos, no sentido de torná-las menos poluentes. Muitas vezes, tais medidas são insuficientes para garantir a operação dos sistemas elétricos dentro dos limites estabelecidos pelas normas e recomendações técnicas. Nestes casos, torna-se indispensável o uso de equipamentos auxiliares para atenuação da distorção harmônica ou para preservar as condições de operação do circuito de alimentação, tais como: reduzir o carregamento dos transformadores, aliviar a sobrecarga em condutores neutro, evitar a atuação intempestiva do sistema de proteção, minimizar as perdas por efeito joule, entre outros.

O uso de filtros e dispositivos de compensação harmônica são as técnicas comumente aplicadas na mitigação das componentes harmônicas. De um modo geral, essas técnicas podem ser agrupadas em dois grandes grupos em função das suas características operacionais básicas: filtros ativos e filtros passivos.

Os filtros ativos têm o seu princípio de funcionamento baseado no cancelamento de componentes através da geração de sinais de frequências iguais e fases opostas àquelas produzidas pela carga e são inerentemente dispositivos adaptativos. Normalmente apresentam inúmeras vantagens operacionais, quando comparados aos equivalentes passivos. Entretanto, seu uso em larga escala ainda enfrenta algumas dificuldades técnicas devido à sua complexidade operacional para atender altas potências. Por outro lado, em aplicações direcionadas para redes de distribuição de energia elétrica, seu uso é restrito a casos específicos, sobretudo por razões de natureza econômica. Certamente, sendo muito atrativa a flexibilidade operacional oferecida por esta tecnologia, vislumbra-se que, a curto prazo, as limitações apontadas desaparecerão com o progresso tecnológico.

No cenário atual e, particularmente, na categoria de filtros passivos, é possível identificar duas principais vertentes: os filtros ressonantes e os filtros eletromagnéticos.

Os filtros passivos ressonantes são constituídos por elementos resistivos, indutivos e capacitivos, convenientemente arranjados e especificados para oferecer baixas ou altas impedâncias à circulação de uma ou mais frequências harmônicas. Como principais vantagens da sua aplicação destacam-se a robustez, a alta confiabilidade operacional, a insensibilidade a surtos, a operação silenciosa e o baixo custo. Por outro lado, apresentam como desvantagens o peso e o volume, além de interferirem no desempenho global do sistema através de ressonâncias com outros componentes do sistema.

Os filtros eletromagnéticos se baseiam exclusivamente no uso de arranjos eletromagnéticos e dispensam o uso de capacitores. Sua utilização como filtro paralelo está relacionada com o desvio das componentes harmônicas de sequência zero. Para esta aplicação, o princípio de funcionamento baseia-se na minimização da sua impedância equivalente de sequência zero através de um arranjo conveniente dos enrolamentos conectados às diferentes fases do sistema elétrico. Apresenta como principais vantagens robustez, baixo custo relativo, imunidade à criação de novas ressonâncias com o sistema alimentador e amplo espectro de filtragem, compreendendo todas as ordens harmônicas de sequência zero.

Para um futuro próximo, acredita-se que filtros ativos e passivos deverão coexistir nas redes elétricas, e que muitos sistemas de filtragem deverão evoluir para arranjos híbridos, que deverão aglutinar as vantagens técnicas e econômicas das duas tecnológicas.

Neste contexto se insere a presente tese, com contribuições inéditas relacionadas com o desenvolvimento de modelos matemáticos no domínio da frequência para filtros

eletromagnéticos e com a concepção de metodologias para análise de desempenho e definição de diretrizes para projeto de sistemas híbridos.

No capítulo 2, foram apresentadas as diretrizes metodológicas para a definição de um modelo analítico no domínio da frequência para filtros eletromagnéticos de sequência zero. Foram desenvolvidos dois modelos distintos, vinculados às particularidades impostas pelo arranjo magnético, ou seja, com núcleo de três colunas e com três núcleos individuais. Apesar da abrangência e generalidade dos modelos propostos, foram introduzidas algumas hipóteses simplificadoras, no sentido de promover o isolamento seqüencial e, com isso, facilitar a interpretação qualitativa dos resultados, sem, contudo, comprometer a precisão numérica almejada. Baseado nestes modelos teóricos, constatou-se que o principal parâmetro associado ao comportamento do dispositivo como filtro é o fator de acoplamento entre as bobinas de uma mesma coluna magnética e que o desempenho operacional almejado está diretamente relacionado à maximização do mesmo.

Neste contexto, esta tese apresenta uma importante contribuição, disponibilizando um modelo consistente para estudos no domínio da frequência destes dispositivos, que incorpora, de forma inédita, as assimetrias elétricas e magnéticas. Desta forma, além de propiciar uma sólida interpretação da sua funcionalidade com relação aos diferentes parâmetros físicos, também pode ser utilizado, com boa margem de segurança, para subsidiar diretrizes de projeto.

A metodologia desenvolvida e utilizada neste trabalho para avaliação do desempenho do sistema de filtragem composto por filtros eletromagnéticos e ressonantes foi apresentada no capítulo 3. Inicialmente, foram discutidas as principais características relacionadas à representação das cargas elétricas não-lineares, tomando-se por base os princípios operacionais que regem o funcionamento das mesmas. Neste sentido, foram identificadas duas possibilidades para representá-las no domínio da frequência, seja pela associação paralela de diferentes fontes de correntes harmônicas ou pela associação série de diferentes fontes de tensões harmônicas. Destacou-se também que, na presença de um agrupamento de cargas diversas, é recomendável o uso de modelos mais elaborados, bem como de arranjos combinados, contendo fontes de corrente e de tensão, devidamente ponderadas pelo grau de importância dos diferentes tipos de cargas na composição da carga total. Entretanto, considerando-se os vários desdobramentos associados ao desenvolvimento destes modelos e, principalmente, para não desviar o foco deste trabalho, optou-se pelo uso de modelos simplificados.

Tal motivação foi devida ao fato de que, para a maioria das possíveis aplicações em

sistemas reais, os níveis harmônicos nas tensões de alimentação estão abaixo de 10%, que é o limite recomendado para o uso de modelos simplificados baseados apenas em fontes de corrente. Além disto, outros erros e incertezas no processo de simulação, principalmente aqueles ligados à representação dos demais componentes elétricos, podem até sobrepujar os desvios ocasionados pela simplificação adotada.

Em seguida, tomando-se por base o princípio da superposição de efeitos associado à técnica de representação da rede pelos seus circuitos equivalentes seqüenciais, foram definidas quatro transmitâncias harmônicas que relacionam as principais grandezas elétricas envolvidas no processo. A metodologia desenvolvida mostrou-se particularmente atraente, pois permite identificar, de forma inequívoca, as contribuições individuais de cada fonte de excitação harmônica, sejam elas provenientes do sistema alimentador ou das cargas não-lineares. Destaca-se que, embora este método já tenha sido proposto e utilizado em trabalhos anteriores, a sua extensão para análises trifásicas através das componentes seqüenciais é mais uma contribuição expressiva desta tese.

Foi construído um protótipo de baixa potência de um filtro eletromagnético, que foi utilizado para análise da funcionalidade e como referência para testes de aderência dos modelos teóricos propostos. Baseado nas considerações de natureza teórica extraídas do modelo, alguns aspectos construtivos foram cuidadosamente elaborados, no sentido de prover a maximização dos acoplamentos magnéticos entre as diferentes bobinas, que são os fatores preponderantes na busca da funcionalidade desejada. Por outro lado, baseado nos níveis de potência envolvidos no sistema teste, os enrolamentos foram dimensionados no sentido de se obter impedâncias de seqüências positiva e/ou negativa com valores suficientemente altos, de forma a minimizar a interferência do filtro para estas seqüências de fase. Os testes laboratoriais encaminhados comprovaram o desempenho operacional almejado para o protótipo. O bom acoplamento obtido garantiu uma impedância de seqüência zero suficientemente baixa, quando comparada ao nível de curto-circuito do sistema alimentador, sendo a mesma definida praticamente pelo valor da resistência equivalente das bobinas. As impedâncias de seqüências positiva e negativa registradas nos ensaios laboratoriais situaram-se entre 1000 e 2500 vezes maiores que a impedância de seqüência zero, para a faixa de freqüência investigada. Os testes de funcionalidade mostraram que o protótipo atende perfeitamente às premissas estabelecidas. Os resultados demonstraram a eficácia na filtragem de harmônicos de seqüência zero, bem como a interferência desprezível para as demais componentes seqüenciais.

No capítulo 5, as análises, constatações e interpretações foram direcionadas para a validação dos modelos matemáticos propostos nos capítulos anteriores, a partir de resultados experimentais obtidos em um sistema-teste montado em laboratório. Foram investigadas várias situações operacionais, com variações nas condições de alimentação e na topologia do sistema de filtragem. Entre os vários casos investigados, foram apresentados apenas os mais elucidativos quanto à compreensão dos principais fenômenos envolvidos no processo de filtragem, principalmente com relação ao uso de arranjos híbridos contendo filtros ressonantes e eletromagnético. Neste contexto, destacaram-se, particularmente, os estudos envolvendo possíveis sobrecargas nos diferentes ramos de filtragem sob a influência das assimetrias e excitações harmônicas oriundas do sistema alimentador.

Alguns resultados experimentais e simulados foram avaliados sob uma ótica comparativa, com vistas à verificação de aderências dos modelos teóricos. De um modo geral, constatou-se que as discrepâncias observadas se devem, basicamente, em ordem crescente de importância, a três principais causas: erros de medição associados aos sensores de corrente e ao sistema de aquisição de dados, aproximações adotadas no modelo teórico e nas representações dos demais componentes da rede elétrica e limitação do conteúdo harmônico injetado pela carga não-linear no processo de simulação. O desempenho dos modelos foi considerado bastante satisfatório, tendo em vista a qualidade dos resultados tangíveis dentro da classe de precisão dos equipamentos de excitação, medição, aquisição de dados e demais técnicas de processamento de sinais.

Finalmente, no capítulo 6, foram apresentadas as potencialidades do aplicativo computacional desenvolvido no âmbito deste trabalho, que tem como embasamento teórico os modelos matemáticos para filtros eletromagnéticos associados a técnicas de análise no domínio da frequência envolvendo as transmitâncias harmônicas sequenciais da rede elétrica.

A descrição analítica proporcionada pela ferramenta de cálculo implementada possibilitou a investigação individualizada e sistemática do comportamento do sistema para as diferentes componentes harmônicas sequenciais. A partir da investigação detalhada das contribuições individuais de cada fonte harmônica, foi possível identificar ações para a escolha adequada das topologias e de outros ajustes com vistas à maximização do desempenho do sistema de filtragem, tais como, definição do número de ramos ressonantes e respectivas frequências de sintonia, alocação da potência reativa pelos ramos ressonantes, entre outros.

O uso do aplicativo computacional foi ilustrado a partir de um cenário comparativo entre dois arranjos para o sistema de filtragem, um deles contendo apenas filtros ressonantes e

outro do tipo híbrido, sendo este o que apresentou uma melhor eficiência. Os benefícios proporcionados pela presença do filtro eletromagnético estão diretamente relacionados com seu amplo espectro de filtragem e, sobretudo, com a sua imunidade quanto à criação de novas ressonâncias série com o sistema alimentador.

Em resumo, no contexto deste trabalho, várias contribuições podem ser identificadas. Entre elas, destacam-se como principais:

- A incorporação de novos conhecimentos relacionados com aplicação de filtros harmônicos no âmbito da equipe de trabalho do Laboratório de Qualidade de Energia da FEIS – UNESP;
- A análise, implementação e aperfeiçoamento de modelos que permitiram a compreensão dos fenômenos associados ao funcionamento de sistemas de filtragem harmônica;
- A extensão do método das transmitâncias, proposto em trabalhos anteriores, para aplicação em redes desequilibradas, através da técnica das componentes harmônicas seqüenciais, sendo esta uma contribuição original deste trabalho;
- A proposição, desenvolvimento matemático e implementação computacional de modelos no domínio da frequência para filtros eletromagnéticos de seqüência zero, a qual, entende-se, seja a principal contribuição original do trabalho;
- O desenvolvimento e implementação de um aplicativo computacional baseado nos modelos propostos, no sentido de disponibilizar uma poderosa ferramenta para análise de desempenho e otimização de sistemas de filtragem passivos.

Como sugestões para a continuidade do trabalho, citam-se:

- Melhorias no método de otimização, incorporando a busca automática da melhor topologia híbrida, a aplicação de condições restritivas e penalidades para o ajuste dos níveis de potência reativa capacitiva, a distribuição ótima da potência reativa capacitiva entre os ramos ressonantes e a dessintonia;
- O desenvolvimento de modelos no domínio da frequência para bloqueadores eletromagnéticos, objetivando a viabilização operacional dos filtros eletromagnéticos em sistemas elétricos com altos níveis de curto-circuito;

- A incorporação dos modelos matemáticos dos bloqueadores eletromagnéticos aos arranjos híbridos do aplicativo computacional de análise e otimização de arranjos de filtragem;
- O aprimoramento da metodologia para projeto e construção dos filtros e bloqueadores eletromagnéticos, visando a operação conjunta, tendo como premissas a potência nominal a ser processada pelo conjunto e o nível de curto-circuito do ponto de acoplamento onde serão instalados;
- A incorporação de filtros ativos, objetivando um arranjo híbrido com maior flexibilidade operacional e mais atrativo do ponto de vista técnico e econômico.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] Owen, E.L. “A History of Harmonics in Power Systems” - IEEE Industry Applications Magazine, January/February 1998, pp. 6-12.
- [02] Phipps, J.K. and Nelson, J.P. “Power Quality and Harmonic Distortion on Distribution Systems” - IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 30, nº 2, March/April 1994, pp. 476-484.
- [03] IEEE Task Force, “Effect of Harmonics on Equipment”, IEEE Trans. On Power Del., p.672-680, vol.8, n.2, April 1993.
- [04] IEEE 519-1992 “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems”. 1992. Pag. 75-86.
- [05] McGranaghan “Overview of the Guide for Applying Harmonics Limits on Power Systems – IEEE P519A, International Conference on Harmonics and Quality of Power ICHQP 98, Athens, Greece, October 1998.
- [06] IEC 1000-3-6 – Electromagnetic compatibility (EMC), Part 3, Section 6: “Assessment of emission limits for distortion loads in MV and HV power systems”, First edition, 1996-10.
- [07] European Standard EN50160 – “Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Distribution Systems”. Novembro 1994.
- [08] ONS – “Requisitos Técnicos Para a Conexão à Rede Básica” – Submódulo 3.8 – 25 de Março de 2002.
- [09] ONS – “Padrões de Desempenho da Rede Básica” – Submódulo 2.2 – 24 de Dezembro de 2002.
- [10] Prodist - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional Modulo 8 – Qualidade de Energia Elétrica, ANEEL, Dezembro de 2005.
- [11] Czarnecki, L.S.; “An overview of methods of harmonic suppression in distribution systems,” Proceeding of the 2000 IEEE PES Summer Meeting, Seattle, USA. 1999.

- [12] Akagi, H, “New trends in active filters for power conditioning”, IEEE Trans. On Ind. App., Vol. 32, N.6, Nov/Dec 1996, pp. 1312-1322.
- [13] Ravagnani, L. L. “Dimensionamento Otimizado de Filtros Passivos”, Dissertação de Mestrado, Universidade Estadual Paulista - UNESP, Agosto de 2004.
- [14] Das, J.C., “Passive Filters – Potentialities and Limitations”, IEEE Trans. On Industry Applications, vol 40. n° 1, January / February 2004.
- [15] Czarnecki, L.S.; Ginn H. “Effectiveness of resonant harmonic filters and its improvement,” Proc. of the 2000 IEEE PES Summer Meeting, Seattle, USA.
- [16] Strojny, J. “Some problems of harmonic filters construction for AC supply systems”, Int. Conf. on Sources and Effects of Power System Disturbances, London, 1974, pp. 168-171.
- [17] Wu C.J, Jen J.C, Liao C.J, Jang J.S and Guo T.Y, “Investigation and mitigation of harmonic amplification problems caused by single-tuned filters”, IEEE Trans. On Power Delivery , Vol.13, N.3, July 1998, pp. 800-806.
- [18] Bonner J. A, Hurst W.M, Dudley R.F, Sharp M.R and Twiss J.A, “Selecting ratings for capacitors and reactors in applications involving multiple single-tuned filters”, IEEE PES Society 1994 Summer Meeting, Paper N. 94 SM 457-2 PWRD.
- [19] Deckman, S. M., Pomílio, J.A., Mertens, E.A. et alli, “Caracterização e Modelagem de Cargas Típicas de Rede Secundárias com Consumidores Domésticos e Comerciais”, VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica - SBQEE, Belém, PR, agosto de 2005.
- [20] Belchior, F. N. “Uma Nova Abordagem à Filtragem de Harmônicos através de Dispositivos Eletromagnéticos”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Setembro de 2006.
- [21] Apolônio, R., Oliveira, J.C., Vasconcellos, A.B. “Three-phase Electromagnetic Filter for Zero Sequence Harmonics”, VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais – INDUSCON, Joinville, SC, Setembro de 2004.
- [22] Oliveira, J.C., Belchior, F.N., Oliveira, L.C.O., Medeiros, C.A.G, “Reducing Harmonic Distortion Produced by Rectifier Installations throughout Saturated Core Harmonic Injection Techniques”, 12 th International Conference on Harmonics and Quality of Power, ICHPQ-IEEE 2006 , Cascais - Portugal.
- [23] Mattevelli, P. and Tenti, P, “Design aspects of hybrid compensation systems”, Europ. Trans. On Electrical Power, ETEP, Vol.8, N.5, Sept/Oct. 1998, pp. 375-381
- [24] Martignoni, Alfonso – “Transformadores” – Editora Globo – 8. edição.

- [25] Czarnecki, L.S. "Effects of minor harmonics on the performance of resonant harmonic filters in distribution systems," Proc. IEE, Electric Power Appl., Vol. 144, No. 5, pp. 349-356, September 1997.
- [26] Dodge M.; Stinson, C. "Excel 2000, Manual de Referência" – Makron Books - 2001
- [27] Califórnia Instruments "AC Power Sources – L Series". Manual do Fabricante - 2001
- [28] Steeper, D.E.; "Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power systems using thyristor converters", IEE Trans. on IA, Vol. 12, No. 3, pp. 232-254, May/June 1976.

ANEXO 1

Telas Interativas do Aplicativo Computacional

Objetivando dispor de um ambiente computacional para a análise de desempenho de sistemas de filtragem, os modelos desenvolvidos neste trabalho foram implementado inicialmente na forma de planilhas eletrônicas.

Neste sentido, os procedimentos adotados no desenvolvimento e implementação do aplicativo visaram, não só produzir resultados numéricos com qualidade e precisão adequadas, mas também apresentar versatilidade de uso, facilidade de implementação de dados, interatividade com o usuário em um ambiente amigável. Para proporcionar interatividade com o usuário, estas planilhas de cálculo são gerenciadas através de uma interface, implementada em ambiente Delphi®. A título de ilustração apresenta-se a seguir algumas telas do aplicativo computacional desenvolvido neste trabalho.

A partir da inclusão dos dados de entrada, referentes aos dados nominais do sistema, e dos filtros ressonantes e eletromagnético, além de dados sobre o ponto de acoplamento, torna-se possível a visualização dos resultados obtidos para as tensões e correntes trifásicas em diferentes pontos do circuito, além da resposta em frequência das transmitâncias. A tela do aplicativo desenvolvido é apresentada na figura A1.1.

Uma facilidade incorporada no ambiente interativo do aplicativo computacional desenvolvido é a possibilidade de maximização das janelas de visualização. A figura A1.2 ilustra a janela de visualização maximizada das grandezas no domínio do tempo, enquanto a figura A1.3 ilustra a janela de visualização maximizada da resposta em frequência das transmitâncias.

Outras telas interativas do aplicativo referem-se aos procedimentos de otimização da filtragem, à visualização de ressonâncias e aos demais recursos computacionais para dimensionamento e projetos dos filtros ressonantes.

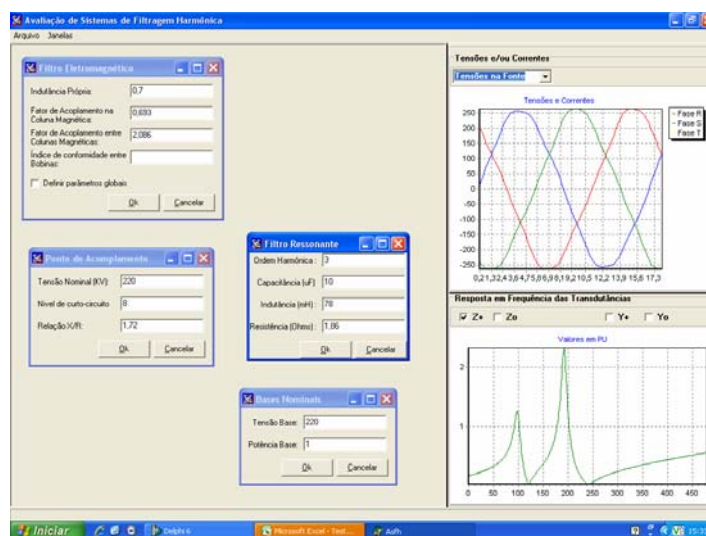


Figura A1.1 – Entrada de dados

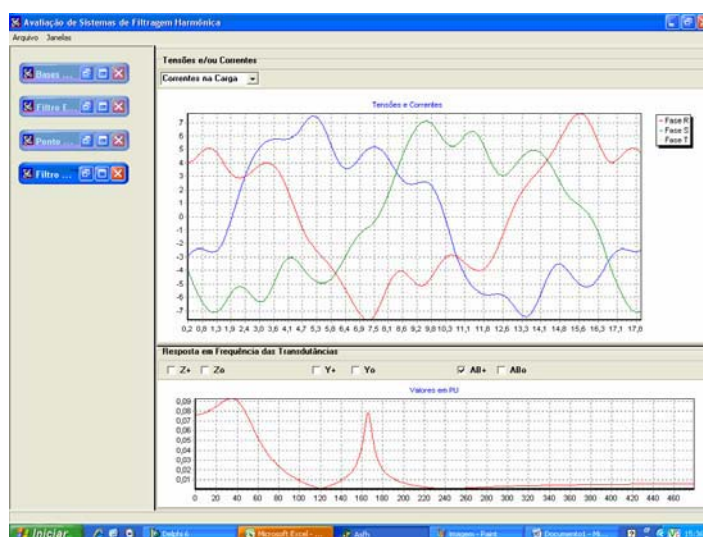


Figura A1.2 – Visualização no tempo das formas de onda

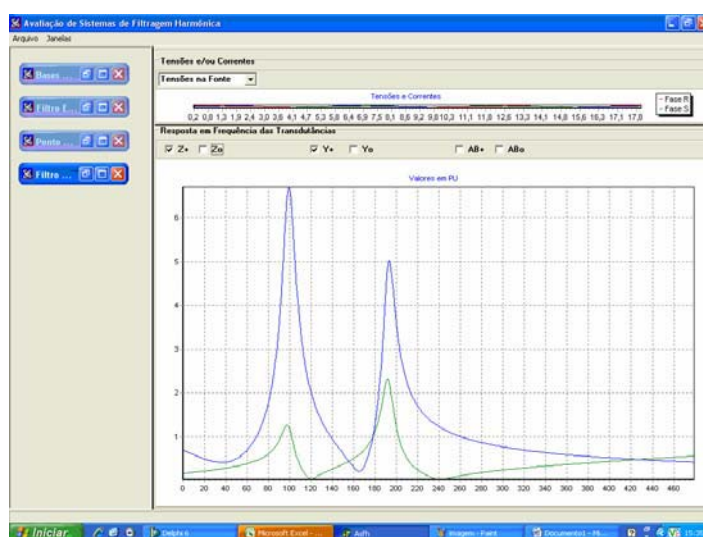


Figura A1.3 – Visualização da resposta em frequência das transmitâncias

ANEXO 2

Artigos Publicados ou Submetidos

ARTIGO 01

Oliveira, L.C.O., Ravagnani L., Oliveira R.N., Oliveira J.C., Belchior F.N., “Análise Experimental das Impedâncias Características dos Filtros Eletromagnéticos de Seqüência Zero”. VIII CBQEE – Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica, Santos, SP, Brasil, de 05 a 08 de Agosto de 2007 .

ARTIGO 02

Oliveira, L.C.O., Borges, W. M., Souza, J.B., Ravagnani L., “DC and AC Side Harmonics in CCC Converters” . IEEE PES PowerAfrica 2007 Conference and Exposition, Johannesburg, South Africa, 16-20 July 2007

ARTIGO 03

Oliveira, L.C.O., Ravagnani L., Milanese, D. L., “Modeling for Passive Hybrid Filter Performance Analysis”. IX EPQU - International Conference Electrical Power Quality and Utilization, Barcelona, Espanha, de 09 a 11 de Outubro de 2007.

ARTIGO 04

Oliveira, L.C.O., Ravagnani L., Oliveira J.C., Belchior F.N., “Frequency Domain Model for Elecromagnetic Filter”, submetido para Revista ELSEVIER, em setembro de 2008.

DC and AC Side Harmonics in CCC Converters

Luis C. Origa de Oliveira, Wilson M. Borges, Júlio B. de Souza, Lidia L. Ravagnani

Department of Electrical Engineering – FEIS/UNESP

Avenida Brasil Norte 56, 15385-000 Ilha Solteira (SP), Brazil

Phone: +55-18-3743-1240, Fax: +55-18-3743-1200, Email: origa@dee.feis.unesp.br

Abstract – The capacitor-commutated converter (CCC) has frequently been used in the conception of HVDC systems connected to busbars with low short circuit level. This alternative arrangement, in substitution to the conventional ones, guarantees less sensitive operational conditions to problems related with the commutation failure in the inverters besides supplying part of the reactive energy to be compensated. Studies related with its performance in steady and transient states have been presented in several works, however its behavior as harmonic source is still little explored. This work presents preliminary studies focusing the generation of characteristic harmonics by this type of converter. Subjects related with the amplification of the harmonic magnitudes are investigated and compared considering similar arrangements of conventional static converters (LCC) and CCC schemes. It is also analyzed the harmonic generation on the dc side of the installation and its influence on the ac side harmonics. The results are obtained from simulations in the time domain in "PSPICE" environment and they clearly illustrate the operational differences between the LCC and the CCC schemes with regard to characteristic harmonic generation.

Index Terms – commutation, CCC, converters, harmonics.

I. INTRODUCTION

The direct current transmission systems based on conventional static converters (LCC), usually present operational problems when connected to low short-circuit level electric systems.

Seeking to minimize the effects due to this application, it has been proposed the use of special converters, known as CCC schemes that use series capacitors as an auxiliary device during the commutation process [1].

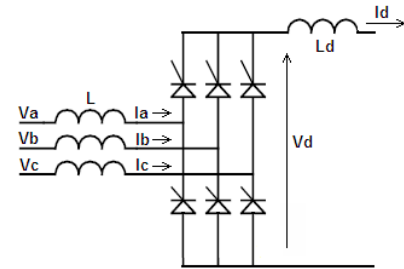
In this new arrangement, the capacitors contribute with an additional voltage on the valves, making it possible to use smaller firing and extinction angles in the rectifiers and inverters, respectively.

The capacitors voltage contribution helps in the commutation process preventing commutation failures, resulting in a less sensitive and more robust arrangement.

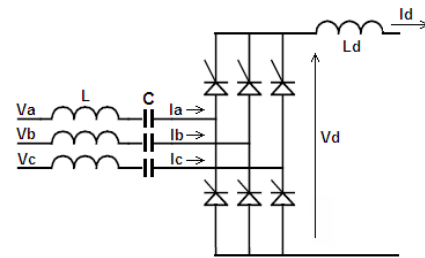
In this kind of scheme, the auxiliary capacitor also contributes to the support of reactive power for the converter stations, avoiding the necessity of an additional compensation. Figure 1 illustrates the basic schemes. Figure 2 illustrates the corresponding supply currents [1,2].

Considering the operational advantages of the CCC schemes in these specific applications, they are an attractive option and their use has been more and more frequent.

Therefore, it is imperative to investigate their performance as a harmonic source.



(a). LCC scheme.



(b). CCC scheme

Fig. 1. Basic Schemes

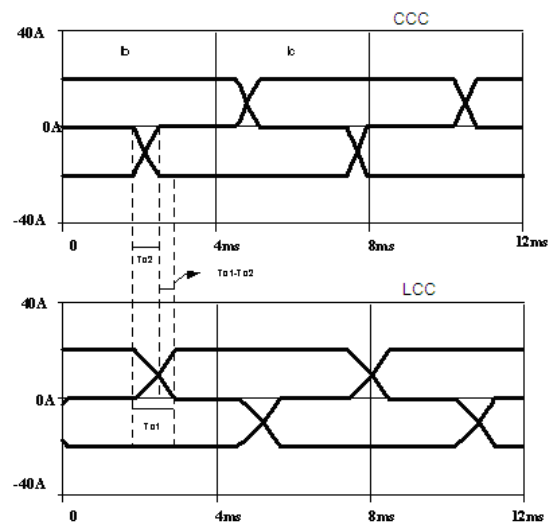


Fig. 2. Supply currents

In this work it is presented a study about harmonic generation by the CCC schemes considering the influence of the different parameters of the equivalent circuit, the firing and the commutation angles. The results are obtained from simulations in the time domain using "Orcad-Pspice® of Cadence Design Systems" and "Microsoft Excel®". They clearly show the operational differences between the conventional converters and the CCC schemes with regard to harmonics.

II. MATHEMATICAL MODELLING OF THE COMMUTATION CURRENT

With the objective of investigating the behavior of the commutation current of the structures considered under different operational conditions, it was developed a generic mathematical model that allows to incorporate several types of asymmetries such as: asymmetry and harmonic distortions on the supply voltages; asymmetries on the inductances of the supply system; errors of the pulses production system.

For the conventional arrangement the analysis of the commutation current is not presented in this work once it is a matter explored in previous publications [3].

For the CCC scheme, during a generic commutation interval the circuit of the converter bridge can be represented accordingly figure 3.

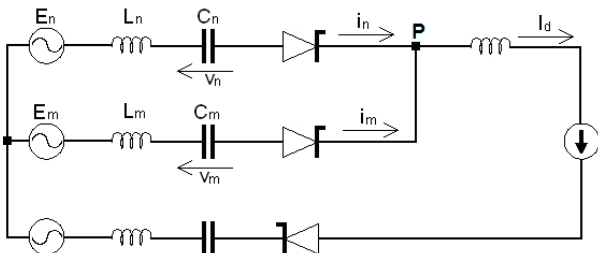


Fig. 3. Commutation equivalent circuit.

Considering the equivalent circuit illustrated in figure 3, the voltage at P, in relation to the neutral of the system, and calculated from the generic n and m phases, is given by the expressions (1) and (2), respectively.

$$VP(t) = E_n(t) - v_n(t) + L_n \frac{d}{dt} i_n(t) \quad (1)$$

$$VP(t) = E_m(t) - v_m(t) + L_m \frac{d}{dt} i_m(t) \quad (2)$$

where:

$E_n(t), E_m(t)$ - Voltages of n and m phases respectively;

L_n, L_m - Inductances of n and m phases respectively;

C_n, C_m - Capacitances of n and m phases respectively;

$v_n(t), v_m(t)$ - Voltages over n and m capacitances respectively;

$i_n(t), i_m(t)$ - Currents in n and m phases respectively.

By subtracting (1) from (2):

$$E_n(t) - E_m(t) = v_n(t) - v_m(t) - L_n \frac{d}{dt} i_n(t) + L_m \frac{d}{dt} i_m(t) \quad (3)$$

At node P the currents are related through expression (4), as I_d is a constant. On the other hand, the currents in the phases n and m can be obtained by the expressions (5) and (6), respectively.

$$\frac{d}{dt} i_m(t) = -\frac{d}{dt} i_n(t) \quad (4)$$

$$i_n(t) = C_n \frac{d}{dt} v_n(t) \quad (5)$$

$$i_m(t) = C_m \frac{d}{dt} v_m(t) \quad (6)$$

Considering the ac system symmetrical $L_n = L_m = L$ and $C_n = C_m = C$, and combining equations (4), (5) and (6):

$$E_n(t) - E_m(t) = v_n(t) - v_m(t) - 2LC \frac{d^2}{dt^2} v_n(t) \quad (7)$$

Considering yet the initial voltages on the capacitors and the average current on the dc side, it is possible to get expression (8) from expression (7).

$$v_n(t) + LC \frac{d^2}{dt^2} v_n(t) = E_n(t) - E_m(t) + \frac{1}{2} \left[\frac{I_d}{C} \left(t - \frac{\alpha}{\omega} \right) + v_{n'} + v_{m'} \right] \quad (8)$$

where:

α - ignition angle;

$v_{n'}, v_{m'}$ - Initial voltages on capacitors;

I_d - average current in dc side.

With the objective of including unbalances and harmonic distortions in the feeding voltages, the analytical representations given by the equations (9) and (10) were adopted.

$$E_n(t) = \sum_{j=1}^P V_{nj} \sin(j\omega t + \phi_{nj}) \quad (9)$$

$$E_m(t) = \sum_{j=1}^P V_{mj} \sin(j\omega t + \phi_{mj}) \quad (10)$$

where:

V_{nj} - peak value of j^{th} harmonic component of $E_n(t)$;

V_{mj} - peak value of j^{th} harmonic component of $E_m(t)$;

ϕ_{nj} - phase of j^{th} harmonic component of $E_n(t)$;

ϕ_{mj} - phase of j^{th} harmonic component of $E_m(t)$.

Combining equations (8), (9) and (10), an analytical solution can be obtained using Laplace Transform:

$$v_n(s) = \frac{\frac{1}{2LC} \left\{ \sum_{j=1}^P \frac{A_j j \omega + B_j s}{(s^2 + j^2 \omega^2)} + \frac{1}{s} \left[\frac{I_d}{\omega C} \left(\frac{\omega}{s} - \alpha \right) + v_m^i + v_n^i \right] \right\}}{(s^2 + LC)} \quad (11)$$

where

$$A_j = V_{nj} \cos \phi_{nj} - V_{mj} \cos \phi_{mj}$$

$$B_j = V_{nj} \sin \phi_{nj} - V_{mj} \sin \phi_{mj}$$

In these conditions, the current for the valve that initiates the commutation (12) can be obtained from the derivative of the Laplace inverse transform of function (11), using equation (5).

$$i_n(t) = \sqrt{\frac{C}{L}} [k_2 \cos \omega_o t - k_1 \sin \omega_o t] + \frac{I_d}{2} + \frac{\omega}{2L} \sum_{j=1}^P \frac{j}{(\omega_o^2 - j^2 \omega^2)} [A_j \cos j \omega - B_j \sin j \omega] \quad (12)$$

where

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

In this equation, the constants k_1 and k_2 are related with the initial conditions of the voltages on the capacitors, that depend on the ignition angle α , and are given by:

$$k_1 = \frac{1}{2\omega_o \sin \mu \bar{\omega}} \left\{ \sum_{j=1}^P \frac{j}{(1 - j^2 \omega^2)} \left\{ A_j [\cos j \gamma \cos \alpha \bar{\omega} - \cos j \alpha \cos \gamma \bar{\omega}] \right\} - B_j [\sin j \gamma \cos \alpha \bar{\omega} - \sin j \alpha \sin \gamma \bar{\omega}] \right\} \quad (13)$$

$$k_2 = \frac{1}{2\omega_o \sin \mu \bar{\omega}} \left\{ \sum_{j=1}^P \frac{j}{(1 - j^2 \omega^2)} \left\{ A_j [\cos j \gamma \sin \alpha \bar{\omega} - \cos j \alpha \sin \gamma \bar{\omega}] \right\} - B_j [\sin j \gamma \sin \alpha \bar{\omega} - \sin j \alpha \sin \gamma \bar{\omega}] \right\} \quad (14)$$

where:

μ - Commutation angle;

γ - extinction angle;

$$\bar{\omega} = \frac{\omega_o}{\omega};$$

$$\gamma = \alpha + \mu$$

Considering symmetrical feeding voltages, free of harmonic distortion, the commutation current among phases A and B can be simplified, resulting in the equation (15). It can be noted that this analytical result is in agreement with the commutation equation proposed in reference [4].

$$i_a(t) = \sqrt{\frac{C}{L}} [k_2 \cos \omega_o t - k_1 \sin \omega_o t] + \frac{V \omega C \cos \omega t}{(1 - LC \omega^2)} + \frac{I_d}{2} \quad (15)$$

where

V: rms value of the feeding voltage.

The validation of the proposed models is made using a commercial software, reliable, and quite spread in the scientific community, that is Orcad-Pspice® of Cadence Design Systems.

Although it is recognized that HVDC systems operate with 12 pulses, it was chosen to present only the results regarding to converters of 6 pulses. This practice does not commit the analysis under a qualitative point of view, though it provides a simpler computational implementation and a larger sensibility regarding to the observation of the treated phenomena [2].

Once the validity of the proposed equations has been verified, the results for the LCC and CCC schemes are presented. These results illustrate the operational differences amongst both mentioned schemes, under different operative conditions.

Figure 4 illustrates the relation amongst the overlap and ignition angles for both considered converters schemes.

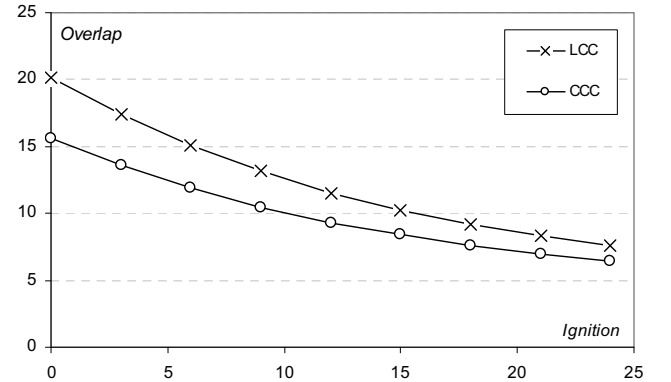


Fig. 4. Relation amongst the ignition (α) and overlap angles (μ).

Based on the analyzes of the obtained results, it can be verified that, although the percentage differences amongst the commutation angles of the LCC and CCC schemes are dependent of some parameters, the obtained angles for the CCC schemes are invariably smaller than those obtained for the LCC schemes. This fact constitutes the main advantage of the CCC schemes with relation to the conventional ones, considering the possibility of avoiding eventual commutation failure in dc transmission facilities [3,4,5].

III. HARMONIC COMPONENTS

Figures 5 and 6 illustrate the dc terminal voltages and the ac feeding currents for the LCC e CCC arrangements

respectively. Analyzing figure 5 and 6, it can be noted the differences of the ac voltage and current waveforms that feed both converters schemes. These waveforms were obtained after simulations accomplished using Orcad-Pspice® for a balanced system.

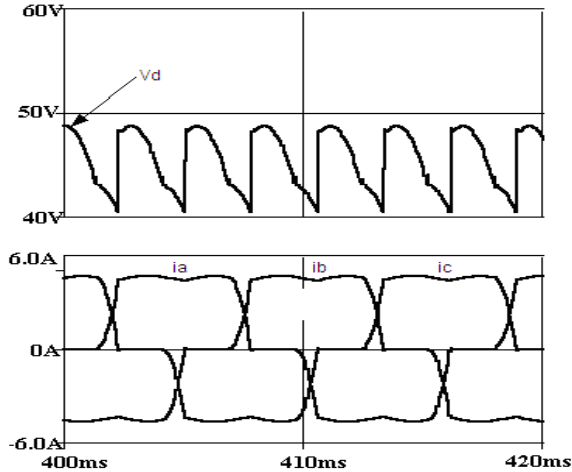


Fig. 5. LCC voltage and current waveforms.

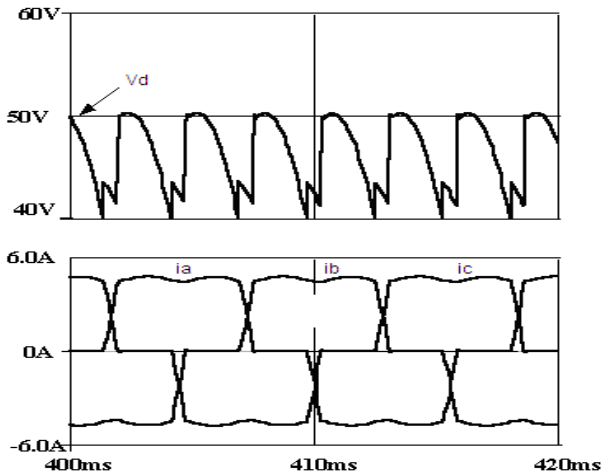


Fig. 6. CCC voltage and current waveforms.

It can be verified that for the CCC schemes, the voltage harmonic content is substantially larger in relation to the conventional ones. This fact can facilitate the circulation of harmonic currents on the dc side and promote a sensitive increase of the harmonic magnitudes of the ac feeding currents.

Several studies have been accomplished using digital simulation that confirmed the expressive differences regarding the behavior of both converters as sources of harmonics. As it is known [1], the influence of harmonics of the dc side is more accentuated on the ac harmonics for the lowest frequencies. The 5th and 7th harmonic orders are

much more sensitive to the influence of the 6th harmonic order of the dc side.

IV. RESULTS CONSIDERING IDEAL OPERATIONAL CONDITIONS

Under ideal operational conditions, the consequent symmetry of the feeding current waveforms implies that they just present the characteristic harmonic orders when analytically represented through the Trigonometric Fourier Series. As illustration, figures 7 and 8 presents the results, obtained by simulation, for the CCC and LCC schemes [1].

The presented results are relative to phase A of the feeding system. It can be observed that there is not a great difference between both converters for this simulation.

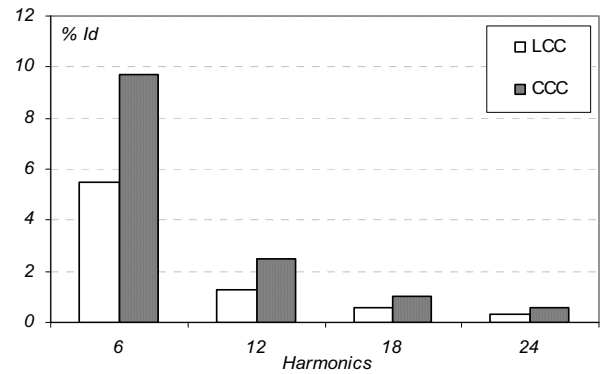


Fig. 7. Harmonics of dc current.

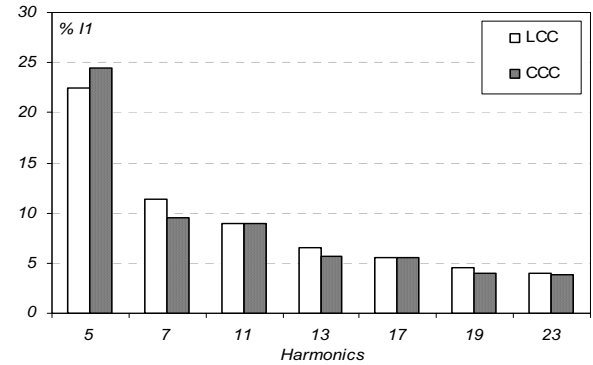


Fig. 8. Harmonics of ac current - phase A.

V. RESULTS CONSIDERING NON-IDEAL OPERATIONAL CONDITIONS

In the presence of some asymmetry, the converters present an additional harmonic content denominated non-characteristic harmonics. In these conditions, the phase voltages crossing points, or instants that the line voltage equals zero, are not equally spaced, so the ignition angles will also take place with unequal intervals.

The analysis considering these operational conditions is essential, once they represent most of the real electric systems. Such asymmetries are characterized mainly by the alteration of the conduction and commutation intervals of the thyristors valves and they are basically originated by:

- Unbalance and harmonic distortions of the voltages;
- Errors of the pulse production systems;
- Unbalance of the system impedances.

Among the different unbalance forms investigated, some illustrative results are presented considering asymmetrical feeding with unbalance factor of 5%.

Figure 9 and 10 presents the ac and dc harmonic currents spectrum considering non-ideal operational conditions. Considering the several simulated cases to be presented in the complete work it can be verified that the relative behavior of the harmonics in both structures depends strongly of the imposed operational conditions. For the particular case shown in this example, it can be observed that for the lower harmonic orders, the greatest magnitudes are related with the CCC schemes.

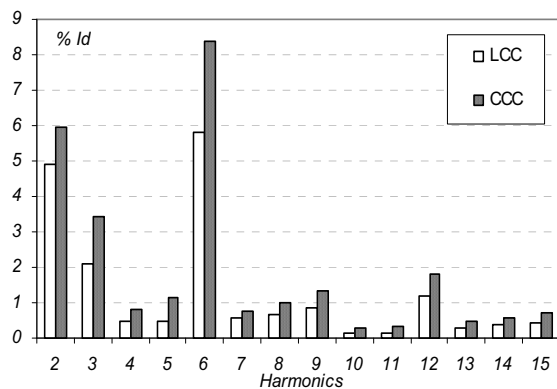


Fig. 9. Harmonic spectra of dc side currents.

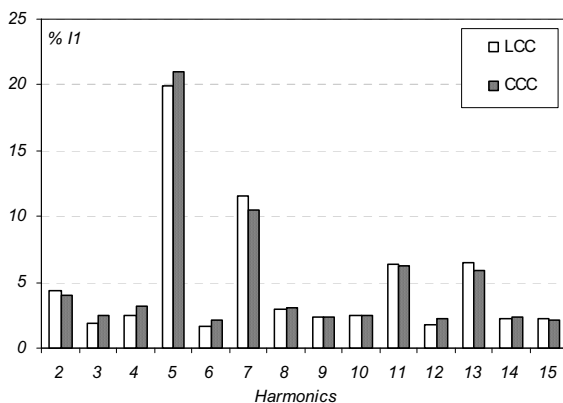


Fig. 10. Harmonic spectra of the ac side currents - phase A.

REFERENCES

- [1] BARROS, J.G.C.; AZEVEDO, R.M., et al. Series capacitor commutated (CCC) HVDC converter station: benchmark for digital simulation studies. In: SIMPÓSIO DE ESPECIALISTAS EM PLANEJAMENTO DA OPERAÇÃO E EXPANSÃO ELÉTRICA, 9, 2004, Rio de Janeiro.
- [2] JONSSON, T.; BJOTKUND, P-E. Capacitor commutated converters for HVDC. IEEE/KTH Stockholm Power Tech Conference, Stockholm, Sweden, 1995.
- [3] OLIVEIRA, L. C. O. Three Phase Harmonics Calculations for Static Converters and Compensators. M.Sc. Thesis, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, Brazil, 1983.
- [4] GOLE, A. M.; MENZIES, R.W. Analysis of certain aspects of forced commutated HVDC inverters. IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, New York, v. Pas-100, n. 5, 1981.
- [5] FUNAKI, T.; MATSUURA, K. Predictive firing angle calculation for constant effective margin angle control of CCC-HVDC. IEEE Transactions on Power Delivery, New York, v. 15, n. 3, p. 1087-1093, 2000.
- [6] MENZIES, D. F.; GRAHAM, J.; RIBEIRO, F. U. Garabi the Argentina – Brazil 1000 MW interconnection commissioning and early operating experience. Presented at ERLAC Conference, Foz do Iguaçu, Brazil, 2001.



Modeling for Passive Hybrid Filter Performance Analysis

Luis C. Origa de Oliveira, Dalgerti L. Milanese
Faculty of Engineering of Ilha Solteira
FEIS - UNESP
Ilha Solteira, Brazil
origa@dee.feis.unesp.br

Lidia Luciana Ravagnani
PhD Program FEIS-UNESP
FEIS - UNESP
Ilha Solteira, Brazil
llravagnani@aluno.feis.unesp.br

Abstract— This paper aims at analyzing, in the computational form, the hybrid filtering system efficiency through different conditions, involving the zero sequence electromagnetic and tuned filters. The model is based on frequency response of three transmittances for the analysis of the operational performance and definition of guidelines for optimization. The validation is performed in PSpice time domain simulation software and the results show effectiveness of the hybrid arrangements.

Keywords- harmonics, electromagnetic filters, hybrid filters.

I. INTRODUCTION

Wide use of non-linear loads such as personal computers, monitors, laser printers, variable speed drives, UPS systems and other electronic equipment have led to harmonics being a major issue in the electrical industry today. Commercial and industrial power distribution systems designed for the old, linear-style loads are simply no longer suitable for servicing these non-linear, harmonic generating loads - especially when found in high densities. Some of these are very efficient at producing zero sequence harmonics with the third harmonic as the most important component. This harmonic current can easily reach levels as high as 100% of the fundamental component and, in these circumstances, high neutral harmonic-current circulation may occur. Some common power system problems include: overloaded neutral conductors, overheated distribution transformers, high neutral-to-ground voltage, poor power factor, distortion of the voltage waveform.

Nonlinear loads can be characterized into two types of harmonic sources: current-source nonlinear loads and voltage-source nonlinear loads. Thyristor converters are a common and typical source of harmonic currents. The current waveform distortion results from the switching operation.

Because the harmonic current contents and characteristics are less dependent on the ac side, this nonlinear load behaves like a current source [1].

Another common type of harmonic source is a diode rectifier with smoothing dc capacitors. Although the current is highly distorted, its harmonic amplitude is greatly affected by the ac side impedance and source voltage unbalance, whereas the rectifier voltage, such as the voltage at the rectifier input terminal. Therefore, the diode rectifiers behave like a voltage source, rather than a current source.

These two types of harmonic sources have completely distinctive and dual properties and characteristics. Based on their properties and characteristics, the current-source nonlinear loads and voltage-source nonlinear loads have their own suitable filter configurations, respectively.

In order to reduce the circulation harmonic currents, classical solutions have been pointed out, such as passive filters, composed by resistive, inductive, and capacitive combinations to provide low or high impedance paths to harmonic frequency currents. Another approach to passive filtering emerges from the use of electromagnetic arrangement [2].

The model and computational studies of the hybrid filtering systems are composed by resonant passive filters and electromagnetic arrangements. It is based on frequency response of three transmittances for the analysis of the operational performance and definition of guidelines for optimized sizing of its major components [3], [4], [5], [6].

Despite the frequency domain and the sequential components were used to establish the physical concepts and the transmittances analysis, the model validation is performed in PSpice time domain simulation software. In this way, the electromagnetic filter is modeling using its electrical circuit equivalent parameter, such as the leaked and mutual

inductances in the shell type core arrangement.

In this direction, this paper aims at analyzing, in the computational form, the hybrid filtering system efficiency through different conditions, involving the zero sequence of the electromagnetic filter impedance, which is related with the leakage reactance through the windings at the same magnetic leg; zero sequence supply impedance in the common coupling point; tuned frequencies of the passive filter, voltage supply, considering a non linear load as current sources.

II. PASSIVE FILTERS

Harmonic filtering techniques are usually grouped into two major groups: active filtering techniques and passive filtering techniques. In most applications the active filtering although well recognized as very effective are also very expensive. In this way, passive filtering are many times chosen as the appropriate solution [5].

In the category of passive filtering it is possible to identify two types of devices: the resonant filters and the electromagnetic filters. The first ones are composed by resistive, inductive or capacitive elements, which parameters are adjusted in order to present high or low impedance for one or more harmonic currents. Among the main advantages of their applications we can mention their high operating reliability, insensitivity to electrical surges, low noise emission and low cost. By another way, they present as disadvantages high weight and volume, and electromagnetic interference with electronic devices.

In this work, it will be analyzed the tuned resonating filter. For its dimensioning we initially must specify the harmonic order to be tuned, given by (1). Another important quantity is its quality factor given by (2), which is a measure of its level of selectivity.

$$h_s = \frac{1}{(2\pi\sqrt{LC})f_1} \quad (1)$$

$$\bar{Q} = \frac{2\pi f_s L}{r} \quad (2)$$

The greater the quality factor the more selective is the filter. Typical values for this factor are in the range of 30 to 60. Fig. 1 illustrates the typical arrangement for this type of filter and its impedance variation as a function of frequency, for three different quality factors [5].

Now, by the other way, electromagnetic filters operation, are based on their magnetic configuration. Thus, they don't need capacitor or other additional energy storage resource for their tuning [2]. That is, the difference between electromagnetic filters and passive filters is based on the fact that only electromagnetic elements are present for the first ones.

The principle of operation of electromagnetic filters is the minimization of their zero sequence equivalent impedance through an adequate arrangement of their phase windings.

As it was told before, electromagnetic filters are very rugged, and also they do not present the effect of resonance

with the other system devices and filter all the zero sequence harmonic components besides those which they were tuned for

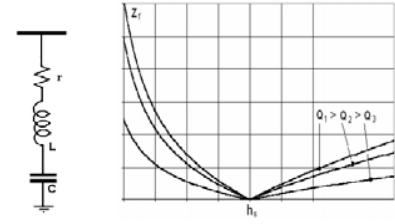


Figure 1. Tuned filter impedance variation.

They are utilized for filtering triplen harmonics, which as is known from [1], under balanced conditions they have only zero sequence components and under unbalanced conditions the most part of these harmonics have also zero sequence components, which justifies the use of this type of filtering device.

The electromagnetic arrangement utilized in this type of filter for zero sequence filtering is basically formed by two identical windings, named principal and auxiliary, both set on one leg of the magnetic core. The principal winding is connected in series with one phase of the feeder cable and with the auxiliary winding which is set on another leg of the magnetic core. The three-phase set of windings is arranged in such way to obtain a Y connection with grounded neutral [1], [2].

The electrical diagram shown in Fig. 2 allows obtaining the main theoretical equations that describes the whole system [2].

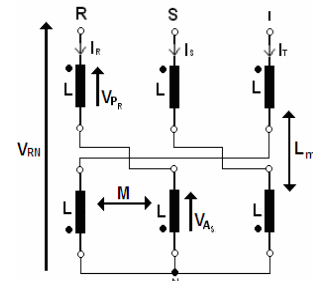


Figure 2. Electromagnetic scheme.

Considering the self inductance L of each winding identical, the mutual inductance L_m between the windings of the same core leg also identical, and the mutual inductance M between different core legs identical too, the symmetrical components of voltages and currents are related by (3). In these conditions, the sequential circuits are independents as shown in Fig. 3.

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_0 \\ \dot{V}_1 \\ \dot{V}_2 \end{bmatrix} = j\omega h_s \begin{bmatrix} 2(L-L_m) & 0 & 0 \\ 0 & 2L+L_m+3M & 0 \\ 0 & 0 & 2L+L_m+3M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

The maximization of the zero sequence filter functionality is obtained by the optimization of the magnetic coupling factor between principal and auxiliary windings.

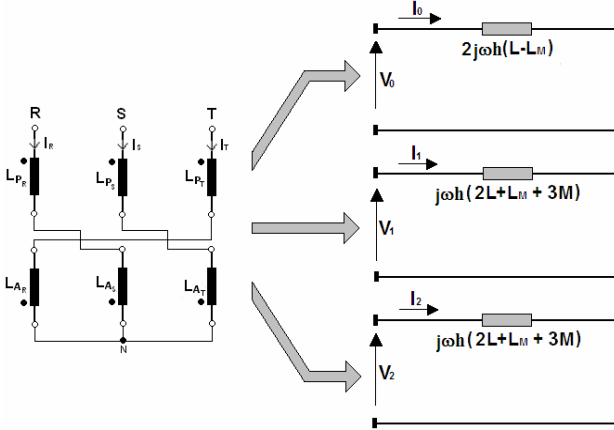


Figure 3. Sequential circuits.

By another way, it is important that the device may present high impedance for positive and negative sequence currents in order that it does not deteriorate the system power factor. It can be obtained by the choice of high values for the self-inductance L .

III. ELECTRICAL SYSTEM AND TRANSMITTANCES

For the analysis of the filtering system performance, it was considered the simplified equivalent circuit shown in Fig. 4.

In the bus X there are connected one non-linear load (NL), one linear load (L), a set of tuned filters (Fp) and an electromagnetic filter (Fe). The hybrid filtering arrangement is obtained by the composition of part of the tuned filters and the electromagnetic filter.

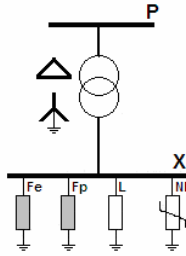


Figure 4. Simplified Diagram

The harmonic suppression filter properties are analyzed in this work starting with three harmonic transmittance considerations. The presence of the electromagnetic filter in this system of filtering implies an analysis approach using sequence components. In this sense, the equivalent circuits in Figs. 5 and 6 are considered.

The analysis of the filtering system performance is realized by the transmittances calculation and their frequency responses, for each sequential circuit.

This methodology is attractive because permit the individual investigate of the different parameters of the supply, filter and load on efficiency of the filtering system.

The effects of the each harmonic component are individually computed and totalized by the superposition principle [3], [5].

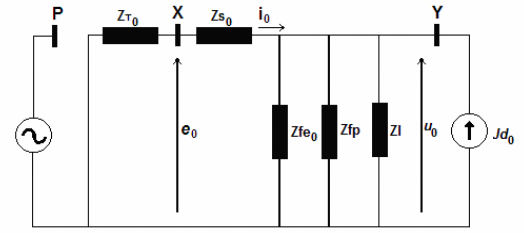


Figure 5. Zero sequence equivalent circuit.

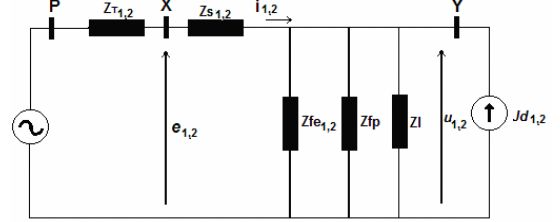


Figure 6. Positive and negative sequence equivalent circuit.

For the theory development of the superposition principle, the effects caused by the non-linearity were represented by harmonics currents sources.

The symbols Z_s , Z_L , Z_{fp} e Z_{fe} are the complex impedances of the source, the load, the passive filters and the electromagnetic filter. The symbols e and u are the instantaneous values of the distribution system voltage and of the load voltage, while i and j are the instantaneous values of the supply current and the load current. The instantaneous values of the h th-order harmonic component of these values are denoted by e_h , u_h , i_h e j_h .

In these conditions, for each sequential circuit, the dependence between supply current harmonics, load voltage harmonics, load current harmonics and supply system voltage harmonics are expressed by three transmittances.

The Δ/Y connection usually adopted for distribution transformers is a natural “dead way” for zero sequence components, limiting their circulation only to the y side of the transformer but creating excessive heat on it and deteriorating its longevity. Then it is advised that filtering devices must be placed as close as possible to harmonic sources, reducing in this way distribution losses.

For the analysis of this work, the reference was the secondary bus bar transformer (X).

The transmittances are defined from the equivalent circuits illustrated in Figs. 5 and 6. The relationships between supply current and load current, as well between the load voltage and in the supply system are given by (4), for each sequential component .

$$A_{\omega}^* = \frac{i_{\omega}^*}{j_{\omega}^*} = \frac{u_{\omega}^*}{e_{\omega}^*} = \left[\frac{Z_{ao}^*}{Z_{so}^* + Z_{ao}^*} \right] \quad (4)$$

Where:

$$Z_{ao}^* = \frac{Z_{fpo}^* \cdot Z_{Lo}^* + Z_{fco}^* \cdot Z_{Lo}^* + Z_{fpo}^* \cdot Z_{fco}^*}{Z_{fpo}^* + Z_{fco}^* + Z_{Lo}^*} \quad (5)$$

By another way, harmonic currents may occur not only due non-linear loads but also due to harmonic voltages on the supply system, which are due to harmonic voltage drops on the supply lines. The magnitude of these harmonics voltages depends on the equivalent admittance seen by the bus X, according to (6), and they are calculated for every sequence component, using the equivalent circuits shown in Figs.5 and 6.

$$Y_{xo}^* = \frac{i_{xo}^*}{e_{xo}^*} = \frac{1}{Z_{so}^* + Z_{ao}^*} \quad (6)$$

Finally the effect of the non-linear load harmonic currents which is harmonic voltages can be obtained using the equivalent impedance seen from the bus X according (7).

$$Z_{Yxo}^* = \frac{u_{xo}^*}{j_{xo}^*} = \frac{Z_{so}^* \cdot Z_{ao}^*}{Z_{so}^* + Z_{ao}^*} \quad (7)$$

IV. RESULTS

For the performance analysis of the proposed filtering system it was considered the grid configuration as shown in Fig. 4, and the data shown in Table I.

TABLE I. SYSTEM DATA

Voltage in X busbar (pu)	1.0
Frequency (Hz)	60
Reactance-to-resistance ratio of the supply for h=1	1.72
Short circuit power / load active power	14.16
Power factor	0.71

According to the modeling established in section III, the harmonic distortion sources are represented by currents sources. Table II shows the order and harmonic intensities produced by the non-linear load. Fig. 7 shows the total current due to non-linear and linear load connected on the bus X.

The rms values of the currents for each supply phase as well as the respective total harmonic distortion factors are shown in Table III.

TABLE II. NON-LINEAR LOAD CURRENTS

h	Ja(pu)	ϕ_a	Jb(pu)	ϕ_b	Jc(pu)	ϕ_c
1	0.55	8.18°	0.47	115.7°	0.48	134.5°
3	0.27	154.5°	0.32	156.6°	0.31	-159.5°
4	0.05	0.0°	0.04	106.1°	0.04	106.1°
5	0.20	25.6°	0.17	150.0°	0.17	-90.9°
7	0.04	93.6°	0.05	12.2°	0.05	-107.8°
9	0.08	-98.6°	0.08	-98.6°	0.08	-98.6°

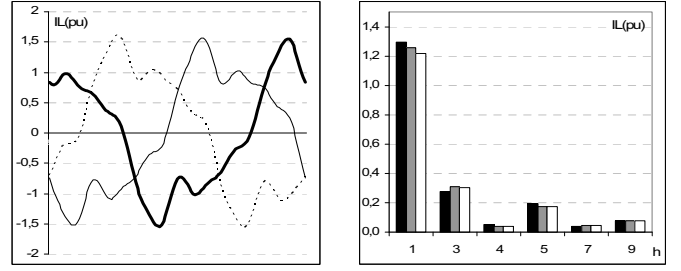


Figure 7. Total load currents in X busbar.

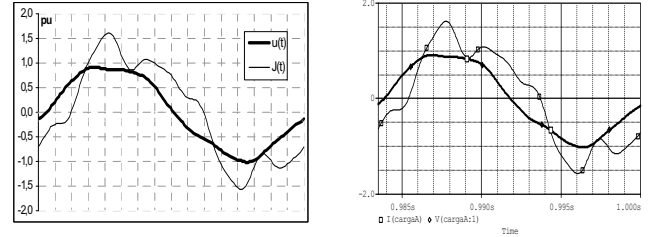
TABLE III. LOAD CURRENTS

	I_{LA}	I_{LB}	I_{LC}
RMS(pu)	1.358	1.327	1.288
THD(%)	27	29	30
Power factor	0.88	0.85	0.87

A. The Transmittance Model Validity

The transmittance methods presented in section III was implemented in the Microsoft Excel.

With the purpose of promoting the good results produced using the model with transmittances the same analyzed cases were also simulated with the help of a commercial software, very reliable, and well known by the engineering community, *Orcad-Pspice®* from *Cadence Systems*. As a matter of illustration there are presented in Fig. 8 some results obtained by the two simulation processes.



(a) transmittances methods (Excel) (b) *Orcad-Pspice®*
Figure 8. Load Voltage and current.

From now on, due to the precision obtained, confirmed by comparison of the two simulations, there will be presented only the results by the transmittance method, which is a frequency domain analysis and, due that, and accurate investigation of the effectiveness of the filtering system. And also good for investigating optimal system operational performance.

In this work the search for optimal performance is linked to the use of hybrids arrangements, with magnetic filters, rather than the conventional arrangements consisted only by tuned filters.

B. Results with the tuned filters

Initially it was done the computational simulation of the filtering system with three branches tuned at the 3, 5 and 7 harmonic current orders. The reactive power related to the displacement power factor was distributed equally among the distribution system branches, to simplify the analysis. As it is known [4], the filtering optimization may be obtained through

the optimization of the reactive power distribution among the branches, but this procedure was not utilized in this work.

Table IV presents the calculated values adopting identical quality factors equal to 50 for each phase.

TABLE IV. TUNED FILTERS PLAN

Tuned filters data	3h	5h	7h
Reactive power (pu)	-0.234	-0.234	-0.234
Capacitance (pu)	6.22E-04	6.22E-04	6.22E-04
Inductance (pu)	1.26E-03	4.52E-04	0.0002
Resistance (pu)	9.48E-03	3.41E-03	0.0017

Figs. 9(a), (b) and (c) show the transmittance variations with frequency, which have identical behavior in the positive, negative and zero sequence. Transmittances specified by (3-6) have a common denominator given by the association of the system equivalent impedance Z_s , with the equivalent impedance Z_a . In this way, it can be seen that, along with the frequency variation, the reactive parts of these impedances (X_s e X_a) may present equal values and opposite signs. This condition presents a high sensitivity of the system to that harmonic order and it may result on the amplification of the currents and voltages intensities at their resonant frequencies. Fig. 9 (d) shows the behavior of the X_a e X_s reactance.

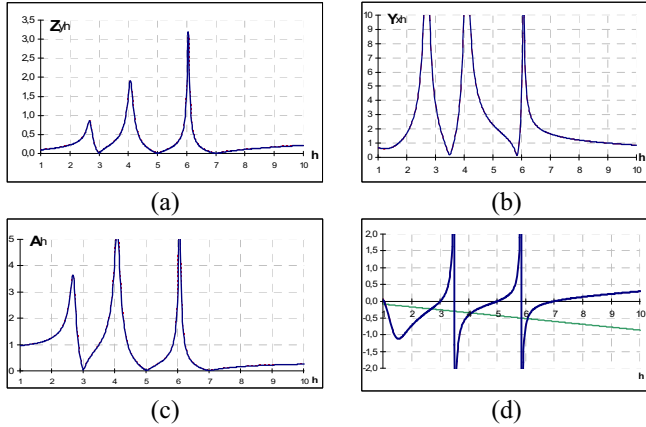


Figure 9. Sequential transmittances (tuned filters).

For this filtering arrangement it is possible to identify three resonances possibilities with the supply system. One of which are too close to the 4th harmonic order to which there is a possibility of resonance. This effect can be seen in the behavior of the transmittance A_h , which relates the load currents and the source side currents. Values of A_h greater than unity thus mean harmonic current amplification injected by the load into the power system.

The load currents and voltages calculated in this way are illustrated in Fig. 10. It can be seen by Table V a sensitive decrease of the TDH for the source current.

TABLE V. LOAD VOLTAGES AND SOURCE CURRENTS (TUNED FILTERS)

	U_{LA}	U_{LB}	U_{LC}	I_A	I_B	I_C
RMS (pu)	0.946	0.90	0.95	1.228	1.146	1.15
THD (%)	8	6	6	18	14	14
Power factor				0.98	0.99	0.99

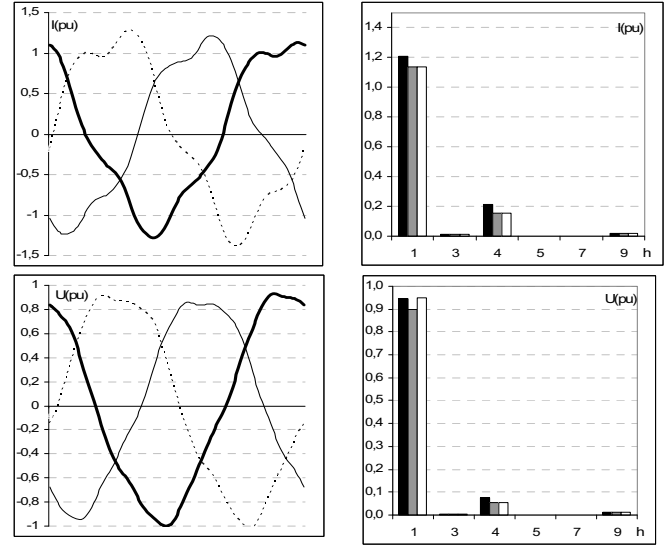


Figure 10. Source currents and load voltages (tuned filters).

C. Results with the hybrid filter

Considering now the nature of the harmonic currents drained by the non-linear load, mainly due their sequential composition, it presents the possibility of installation of a filtering device based on electromagnetic arrangement. In this way, as an alternative to the filtering system presented in the previous section, it is considered now a hybrid filter composed by two tuned filters, tuned to the 5th and 7th harmonic orders, and a zero sequence magnetic filter which replaces the third harmonic tuned branch, Table VI.

TABLE VI. TUNED FILTER PLAN

Tuned filters data	5h	7h
Reactive power (pu)	-0.351	-0.352
Capacitance (pu)	9.32E-04	9.34E-04
Inductance (pu)	3.02E-04	0.0002
Resistance (pu)	2.28E-03	0.0012
Electromagnetic filter data		
Self inductance (L)	1	H
Mutual inductance (Lm)	0,9995	H
Mutual inductance (M)	0,45	H

Fig. 11 illustrates the positive and negative sequence transmittances represented by continuous lines and the zero sequence transmittances represented by non-continuous lines. The presence of an electromagnetic filter which replaces a tuned filter for the third harmonic changes substantially the transmittances behavior for the zero sequence. By the other way, observing the positive and negative sequence transmittances it can be realized that, in this case, there is no harmonic amplification for the fourth order harmonic as it was in the previous case. These facts together allow a better performance for the filtering system.

The results obtained for voltages and currents were according to our expectations. The calculated voltages and currents in the context are illustrated in Fig. 12. I can be observed in Table VII a strong decrease for the source-side

current THD in relation to the previous case. The same can be realized about the voltages in the load bus.

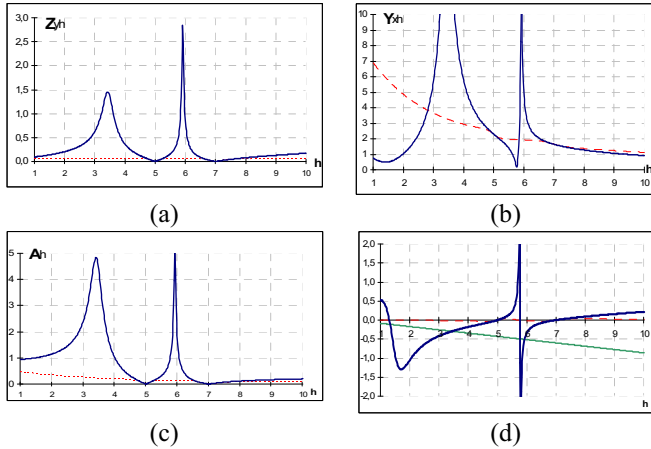


Figure 11. Sequential transmittances (hybrid filter).

TABLE VII. LOAD VOLTAGES AND SOURCE CURRENTS (HYBRID FILTER)

	U_{LA}	U_{LB}	U_{LC}	I_A	I_B	I_C
RMS (pu)	0.920	0.900	0.928	1.213	1.157	1.142
THD (%)	2	3	4	4	11	11
Power factor				1	0.99	0.99

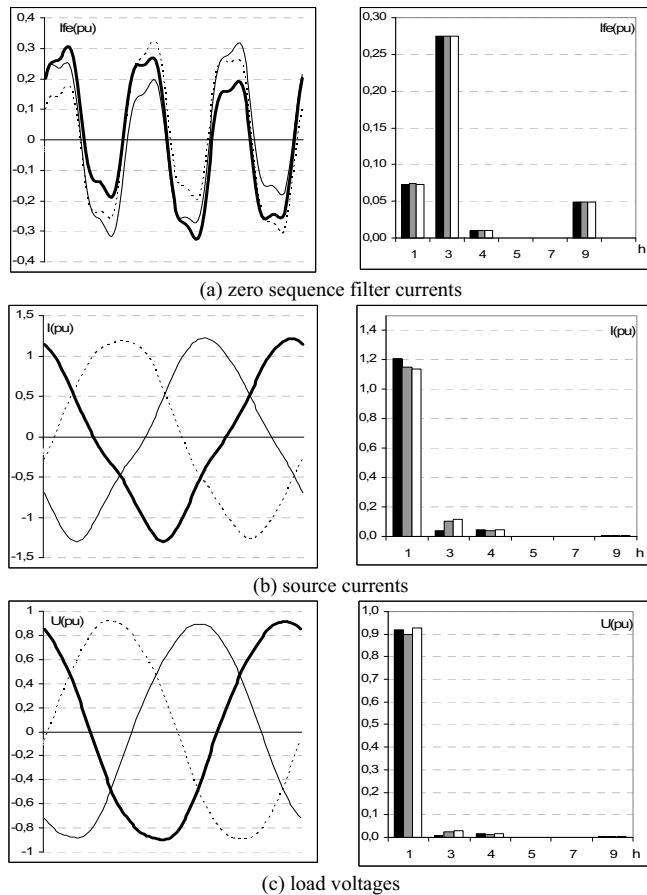


Figure 12. Currents and voltages (hybrid filter).

V. CONCLUSIONS

The use of passive resonant filters has been one of the most utilized techniques for harmonic attenuation on distribution power systems.

In presence of 3rd harmonics, most of them concentrated in the zero sequence components, electromagnetic filters turn to be as a very attractive alternative for filtering purposes. These devices are composed by magnetic arrangements which represent a low impedance for zero sequence currents. They are low cost, rugged equipment and usually do not present resonance problems.

The performance of the proposed filtering system was investigated in this work through frequency domain techniques based on the frequency response of the sequential transmittances.

The analysis tool here employed showed to be very useful for identifying possible optimization actions of the operational behavior of the studied system and its validity was confirmed by comparing the numerical results obtained by model simulation with those obtained using the software *Orcad-Pspice®* by *Cadence Design Systems*.

The presented results were obtained starting with two approaches for the filtering system. The first one, called conventional, was composed only by resonant tuned filters and the other, called hybrid, which adds the benefits due to electromagnetic arrangements.

It was realized that the proposed hybrid arrangement, under certain circumstances of harmonic distortion, may improve the behavior of the filtering process. This fact is directly associated with the inclusion of the electromagnetic device which changes substantially the behavior of the sequential transmittances, mainly for the zero sequence components.

ACKNOWLEDGMENT

We would like to thank CAPES for the Ph.D. scholarship at the FEIS-UNESP graduated program.

REFERENCES

- [1] F.Z. Peng and D. J. Adams, "Harmonics Sources and Filtering Approaches".
- [2] Ravagnani, L. "Dimensionamento de Filtro Eletromagnético de Seqüência Zero e Ensaios Experimentais" - Estudos Especiais realizados junto ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, da FEIS – UNESP, 2007.
- [3] Czarnecki, L.S.; Ginn H. "Effectiveness of resonant harmonic filters and its improvement," Proc. of the 2000 IEEE PES Summer Meeting, Seattle, USA.
- [4] Oliveira, L.C., Ravagnani, L. "Alocação de Reativos em Sistemas de Filtragem Passiva", VI SBQEE – VI seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica. Belém, Pará, agosto 2005.
- [5] Ravagnani, L. "Dimensionamento Otimizado de Filtros Passivos", Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, FEIS-UNESP, 2005.
- [6] Oliveira, L.C.O., Ravagnani L., Oliveira R.N., Oliveira J.C., Belchior F.N., "Análise Experimental das Impedâncias Características dos Filtros Eletromagnéticos de Seqüência Zero, VIII CBQEE – Congresso Brasileiro de Qualidade de Energia Elétrica. Santos, SP, Brasil, 2007.

Análise Experimental das Impedâncias Características dos Filtros Eletromagnéticos de Seqüência Zero

L. C. O. de Oliveira, L. L. Ravagnani, R. N. de Oliveira, J. C. de Oliveira e F. N. Belchior

Resumo – Este artigo apresenta novas contribuições no campo da análise e desenvolvimento de dispositivos mitigadores de distorções harmônicas. Dentre as soluções classicamente conhecidas como filtros passivos, destacam-se os chamados filtros eletromagnéticos, os quais tem merecido especial atenção devido ao baixo custo de implantação e robustez. Neste contexto, apresentam-se os resultados relacionados com estudos experimentais, envolvendo o comportamento das impedâncias seqüenciais de filtros eletromagnéticos de seqüência zero. Os ensaios foram realizados em um protótipo de baixa potência, 1kVA / 220V e a análise crítica dos resultados obtidos fornece importantes subsídios para o dimensionamento e projeto destes equipamentos.

Palavras-Chaves - filtros passivos, filtros eletromagnéticos harmônicas, supressores de harmônicas.

I. INTRODUÇÃO

OS equipamentos eletromagnéticos têm se apresentado ao longo do tempo como uma alternativa muito promissora em esquemas de filtragem de harmônicos, tanto para uso individual ou como dispositivo auxiliar em sistemas híbridos [1]-[4]. Estes dispositivos baseiam-se exclusivamente no uso de arranjos eletromagnéticos e dispensam o emprego de capacitores ou outros recursos classicamente empregados nos chamados filtros sintonizados. Este fato constitui a razão fundamental que os torna economicamente atrativos e, via de regra, proporcionam uma solução mais robusta para os esquemas de filtragem harmônica [5].

Desta forma, destacam-se as duas principais vertentes na concepção destes dispositivos. A primeira e mais difundida refere-se aos equipamentos cujo princípio operacional está ligado a uma forma específica de conexão de seis bobinas, que promovem a minimização da impedância característica de seqüência zero [5]. Como se sabe, os harmônicos “triplens” possuem uma forte concentração em seqüência zero [4] e,

desta forma, o equipamento citado apresenta uma interessante funcionalidade como filtro.

Outra vertente, ainda embrionária, está relacionada com a utilização de dispositivos eletromagnéticos como compensadores de harmônicos. Esta funcionalidade pode ser obtida tomando-se por base o controle do nível de saturação magnética no sentido de modular amplitudes e respectivos ângulos de fase de determinadas componentes harmônicas, notadamente a 5ª e 7ª [5], [6]. Assim, quando opera em paralelo com outras fontes geradoras de correntes, harmônicos compostos podem ser substancialmente reduzidos.

Sob o ponto de vista do dimensionamento destes dispositivos, é imprescindível que sejam investigadas, de forma mais detalhada, suas principais características operacionais, visando estabelecer procedimentos de projeto que venham a maximizar a funcionalidade desejada.

Este trabalho está particularmente direcionado para análise do filtro eletromagnético de seqüência zero. Objetivando, portanto, uma melhor interpretação dos fenômenos eletromagnéticos envolvidos e do comportamento das impedâncias seqüenciais, apresenta-se importantes contribuições nos campos teórico e experimental.

II. CONSIDERAÇÕES TEÓRICAS

O arranjo eletromagnético utilizado na concepção dos filtros eletromagnéticos de seqüência zero é ilustrado na Fig. 1(a). É constituído, fundamentalmente, por duas bobinas idênticas, denominadas principal e auxiliar, dispostas sobre uma mesma coluna do núcleo magnético. A associação série é composta pela bobina principal, conectada diretamente a uma das fases do sistema alimentador, e em contra-fase a uma bobina auxiliar de outro ramo magnético do núcleo. A interligação trifásica do conjunto de bobinas é efetuada no sentido de compor um sistema trifásico em estrela aterrada [6].

Normalmente, por razões econômicas, é comum a utilização de núcleos magnéticos trifásicos [7]. Este procedimento implica em acoplamentos mútuos entre todas as bobinas que compõem o arranjo magnético, refletindo diretamente em uma maior complexidade do modelo matemático. Neste trabalho, o modelo teórico proposto não tem objetivos quantitativos e será utilizado apenas para identificar os principais aspectos que regem a funcionalidade do dispositivo eletromagnético como filtro de componentes de

Agradecimento à CAPES pela bolsa de doutoramento no programa de Pós-Graduação da FEIS-UNESP.

L. C. O. Oliveira é docente na Faculdade de Engenharia da Universidade Estadual Paulista - UNESP, Ilha Solteira, SP (e-mail: origa@dee.feis.unesp.br).

L. L. Ravagnani, R. N. de Oliveira são discentes da FEIS – UNESP.

J. C. Oliveira é docente da Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica (e-mail: jcoliveira@ufu.br).

F. N. Belchior é docente da Universidade Federal de Itajubá, Grupo de Estudos em Qualidade da Energia Elétrica (e-mail: fmbelchior@unifei.edu.br).

seqüência zero. Algumas simplificações serão adotadas com o objetivo qualitativo de estabelecer alguns procedimentos construtivos que maximizem a funcionalidade desejada [8].

Algumas simplificações estão diretamente associadas à similaridade construtiva dos enrolamentos, simetrias do núcleo e linearidade do meio magnético. Entretanto, é oportuno destacar que, mesmo se admitindo condições construtivas idealizadas, a geometria planar do núcleo de três colunas ainda implica em um desequilíbrio intrínseco para algumas indutâncias mútuas [8]. Neste sentido, qualquer simplificação adicional introduz aproximações do modelo matemático, mas ainda atende os propósitos deste trabalho.

Considerando-se, portanto, as indutâncias próprias idênticas, de valor L , as indutâncias mútuas entre bobinas de uma mesma coluna idênticas, L_m , e as indutâncias mútuas entre bobinas de colunas distintas idênticas, M , as equações teóricas que regem o funcionamento deste dispositivo podem ser obtidas a partir do diagrama elétrico equivalente ilustrado na Fig. 1 (b).

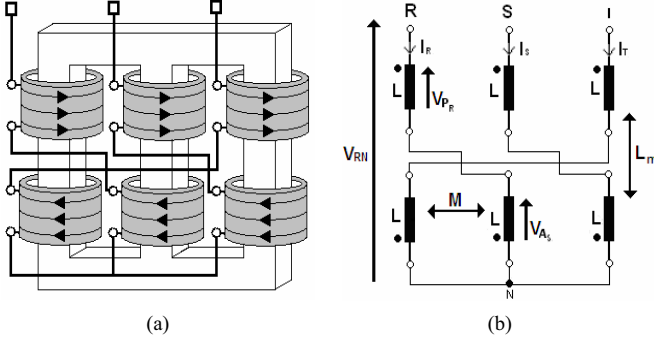


Fig. 1. Arranjo eletromagnético.

Nestas condições, as tensões fase-neutro compostas para as diferentes fases são idênticas. Particularmente, no domínio da frequência, a tensão entre a fase R e o neutro, para a h -ésima ordem harmônica é genericamente dada por (1).

$$\dot{V}_{RN_h} = \dot{V}_{P_{Rh}} + \dot{V}_{A_{Sh}} \quad (1)$$

Para as correntes de alimentação contendo apenas componentes de seqüência positiva de ordem harmônica h , tem-se (2).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{R_h} \\ \dot{I}_{S_h} \\ \dot{I}_{T_h} \end{bmatrix} = \dot{I}_h \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha^2 \\ \alpha \end{bmatrix} \quad (2)$$

Sendo: $\alpha = 1 \angle 120^\circ$.

Combinando-se (1) e (2), obtêm-se as tensões de seqüências positiva, em função das indutâncias próprias e mútuas do dispositivo eletromagnético. Resultados similares são obtidos para as componentes de seqüência negativa, uma vez que se trata de um equipamento estático, (3).

$$V_h^{1,2} = j\omega h \cdot [2L + L_m - 3M] \cdot I_h^{1,2} \quad (3)$$

Admitindo-se agora correntes de alimentação contendo apenas componentes de seqüência zero de ordem harmônica h , tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{R_h} \\ \dot{I}_{S_h} \\ \dot{I}_{T_h} \end{bmatrix} = \dot{I}_h \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Combinando-se (1) e (4), obtêm-se as tensões de seqüências zero, em função das indutâncias próprias e mútuas do dispositivo eletromagnético (5).

$$V_h^0 = 2j\omega h \cdot [L - L_m] \cdot I_h^0 \quad (5)$$

Considerando-se os fatores de acoplamento entre bobinas dados por (6) e (7), e combinando-se com (3) e (5), obtêm-se (8) e (9).

$$L_m = k_i \cdot L \quad (6)$$

$$M = k_e \cdot L \quad (7)$$

$$V_h^{1,2} = j\omega h L \cdot [2 + k_i - 3k_e] \cdot I_h^{1,2} \quad (8)$$

$$V_h^0 = 2j\omega h L \cdot [1 - k_i] \cdot I_h^0 \quad (9)$$

Estas expressões, ainda que tenham sido obtidas a partir das condições simplificadoras citadas anteriormente, ilustram claramente os princípios operacionais do dispositivo como filtro de seqüência zero. Particularmente, por (9), é possível concluir que, independente da ordem harmônica das correntes, a indutância equivalente para a seqüência zero pode resultar nula, quando o fator de acoplamento magnético k_i entre as bobinas de uma mesma coluna magnética for unitário.

III. DETALHES CONSTRUTIVOS

Visando estabelecer diretrizes para o projeto destes dispositivos, é imperativo que seja investigada, sob um ponto de vista mais realista, a dependência da indutância de seqüência zero com alguns fatores construtivos.

Baseado no modelo teórico simplificado apresentado no item anterior verifica-se que a indutância equivalente de seqüência zero tende a um valor mínimo na medida em que as bobinas principal e auxiliar sejam similares, sob o ponto de vista das suas indutâncias próprias e que o acoplamento magnético entre as mesmas se aproxime do ideal.

No que se refere a similaridade das indutâncias próprias é importante que o dispositivo opere na região linear do meio magnético, no sentido de minimizar os efeitos diferenciados da saturação magnética em função da disposição física das bobinas no núcleo magnético planar. Do ponto de vista do dimensionamento e projeto é, portanto, recomendável a fixação de uma densidade de fluxo máxima abaixo do nível de saturação do material ferromagnético a ser utilizado.

As premissas estabelecidas para o dimensionamento do protótipo são:

- potência nominal: 1 [kVA];
- tensão nominal: 220 [V], 60 [Hz];
- densidade de fluxo máxima: 11000 [G];
- núcleo magnético: chapas de aço-silício;
- arranjo magnético: três colunas (*core type*);
- enrolamentos: duas bobinas por coluna magnética.

O procedimento para projeto das bobinas e da seção transversal do núcleo segue o roteiro estabelecido em [7]. É importante destacar que, para garantir o limite máximo adotado da densidade de fluxo, deve-se considerar a tensão equivalente composta pelas bobinas principal e auxiliar de cada coluna do circuito magnético, [8], as quais são alimentadas por diferentes fases, Fig. 1. Nestas condições, foram obtidas as seguintes especificações básicas:

- bobinas: 237 espiras / fio 20 [AWG];
- seção transversal do núcleo: 18 [cm²];
- lâminas de aço-silício padrão E, I: 6HS-400 TFE.

Sob o ponto de vista construtivo, a otimização da funcionalidade do dispositivo eletromagnético como filtro para correntes de sequência zero depende, principalmente, da maximização do acoplamento magnético entre as bobinas principal e auxiliar de um mesmo braço magnético. Visando obter o melhor acoplamento possível na montagem das bobinas, além da adoção de enrolamentos concêntricos, utilizou-se ainda uma técnica construtiva especial onde cada espira é composta pelos condutores de cada um dos enrolamentos justapostos, como sugere a Fig. 2.

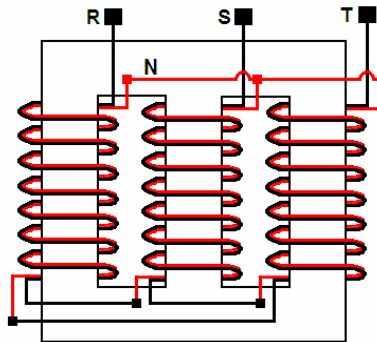


Fig. 2. Detalhes da montagem dos enrolamentos.

Por outro lado, no que se refere às indutâncias equivalentes de seqüências positiva e negativa, é desejável que as mesmas sejam maximizadas para que a interferência do filtro no sistema seja mínima. Por se tratar de um componente intrinsecamente indutivo, o fator preponderante neste aspecto refere-se à manutenção do fator de potência do sistema próximo ao seu valor original após a instalação do filtro. Afortunadamente, como visto em (3), as impedâncias equivalentes do filtro para seqüências positiva e negativa normalmente apresentam altos valores e ainda crescem com o aumento da freqüência.

IV. PROCEDIMENTOS EXPERIMENTAIS

Com o objetivo de investigar o comportamento das

impedâncias seqüenciais do filtro eletromagnético, bem como o nível de acoplamento obtido, implementou-se o arranjo experimental ilustrado na Fig. 3. Utilizou-se uma fonte de alimentação trifásica programável em conjunto com um gerador de harmônicos, a partir dos quais foi possível definir as amplitudes, ângulos de fase e freqüência para cada uma das tensões fase-neutro, de forma independente. Um sistema de aquisição de dados foi utilizado para captar as formas de onda das tensões e correntes de alimentação, o qual foi previamente calibrado tomando-se como referência os sinais captados em um equipamento padrão. Foi também utilizada na montagem, uma resistência auxiliar para controlar o nível de corrente, uma vez que todas as tensões de excitação foram fixadas na amplitude nominal de projeto do dispositivo eletromagnético. As especificações básicas dos principais equipamentos são:

- fonte: *California Instruments*- 6000L/6 [kVA];
- gerador de harmônicos: *California Instruments* 3HGA;
- aquisição de dados: *DaqBook*100, 12 [bits], 100 [kHz];
- processamento de sinais : *DasyLab* 4;
- calibração : Osciloscópio *Tektronix* TDS340/100 [Mhz].

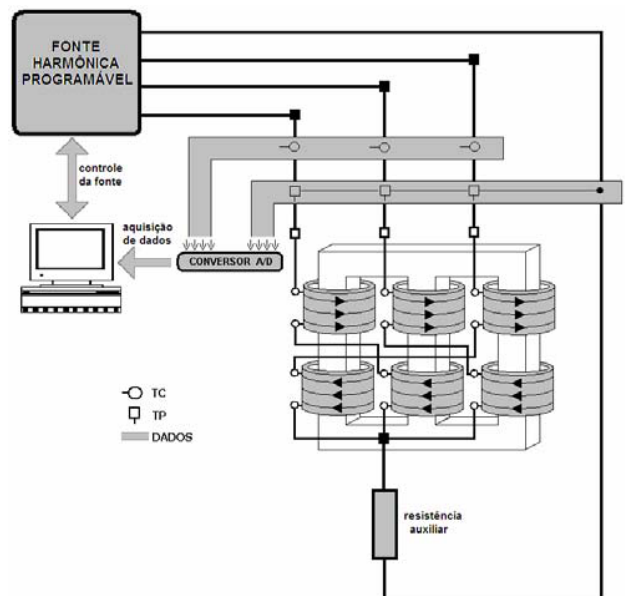


Fig. 3. Arranjo experimental.

A Fig. 4 (a) ilustra a foto da fonte de alimentação e do gerador de harmônicos. Na Fig. 4 (b) tem-se a foto do experimento montado, onde se pode identificar o filtro projetado, o resistor auxiliar, os transdutores de corrente e os terminais da fonte de alimentação.

O experimento foi realizado aplicando-se inicialmente sobre o dispositivo eletromagnético uma tensão controlada de seqüência zero para diferentes freqüências harmônicas. Para cada ordem harmônica investigada, foi realizada uma série de dez medições consecutivas nas três fases e em seguida as médias entre as medidas e entre as fases foram calculadas. Os resultados obtidos estão ilustrados na Fig. 5 e mostram o comportamento da impedância de seqüência zero em função das ordens harmônicas investigadas.

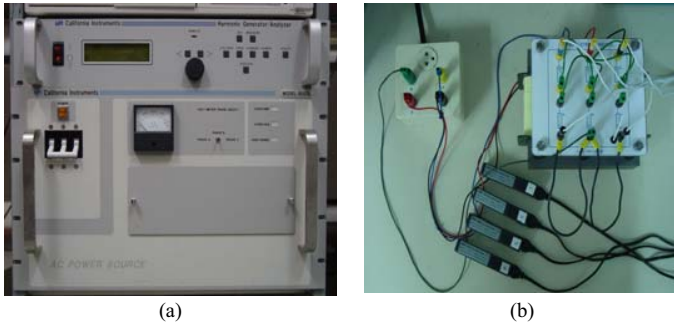


Fig. 4. Fotos do arranjo experimental.

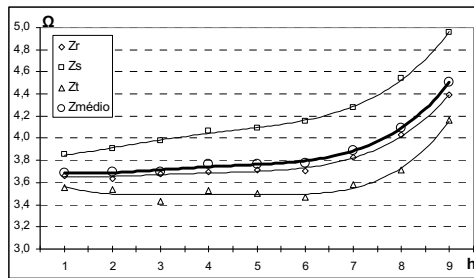


Fig. 5. Variação da impedância de sequência zero.

Observa-se pela curva de tendência uma característica crescente com o aumento da frequência. Um aspecto importante observado no experimento é a defasagem desprezível entre tensões e respectivas correntes. Este fato permite concluir que o valor da impedância corresponde praticamente à parcela resistiva das bobinas na associação série de cada fase. Baseado em (5), este fato confirma o bom acoplamento entre as bobinas principal e auxiliar de uma mesma coluna magnética. Por outro lado, é também razoável admitir que, nestas condições, a variação da impedância com a frequência se deve principalmente aos efeitos pelicular e de proximidade sobre o valor das resistências dos enrolamentos.

Em seguida, foi realizado um novo experimento, aplicando-se agora sobre o filtro eletromagnético, tensões controladas de sequência positiva ou negativa para diferentes frequências harmônicas. Como previsto teoricamente, conforme (3), as impedâncias de sequência positiva e negativa apresentam valores substancialmente maiores que as impedâncias de sequência zero, salientando-se ainda que, neste caso, a variação com a frequência incorpora também os efeitos indutivos, como pode ser visto na Fig. 6.

Finalmente, a partir dos dados obtidos nas medições efetuadas, foi possível estabelecer-se uma comparação entre o comportamento da impedância de sequência positiva e a de sequência zero, conforme ilustra a Fig. 7. Pode-se constatar que a 60 [Hz] as impedâncias de sequência positiva e zero se relacionam na razão de 1000. Observa-se também que esta relação aumenta com frequência, chegando a 2300 vezes para a 10ª ordem harmônica. Esta característica garante a eficácia do filtro de sequência zero projetado, na medida em que atende simultaneamente os principais requisitos pré-estabelecidos, quais sejam, de apresentar uma baixa impedância para as correntes de sequência zero e mínima interferência sobre o comportamento do sistema sob condições equilibradas na frequência fundamental.

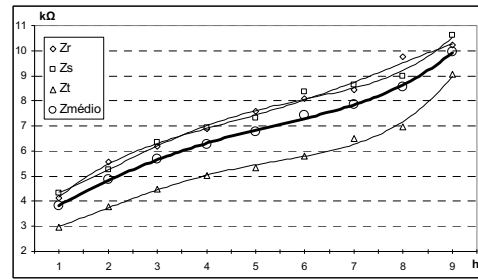


Fig. 6. Variação das impedâncias de sequência positiva/negativa.

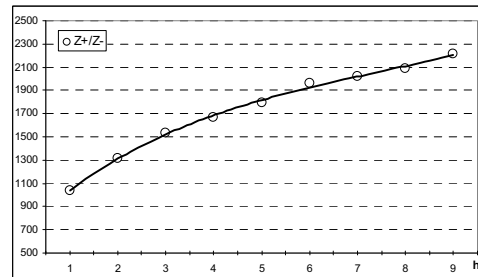


Fig. 7. Variação da relação das impedâncias de seqüências.

V. DESEMPENHO OPERACIONAL COMO FILTRO

A atuação do dispositivo como filtro de harmônicos é investigado neste item. Para isto, alimenta-se uma carga não-linear constituída por três retificadores monofásicos de onda completa tipo ponte, com filtro capacitivo. Este tipo de carga foi escolhido por representar a maioria das fontes de alimentação das principais cargas residenciais e comerciais e por apresentar um conteúdo característico com altas amplitudes de harmônicos “tripless”. O arranjo experimental utilizado é ilustrado na Fig. 8.

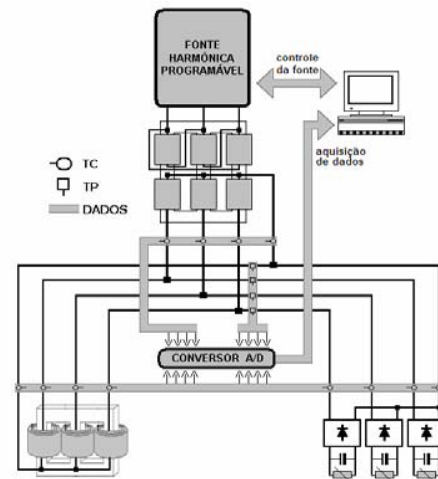


Fig. 8. Arranjo experimental.

Neste ensaio, a fonte de alimentação programável descrita anteriormente foi novamente utilizada, agora no sentido de garantir a integridade do experimento quanto à influência da distorção harmônica do sistema de alimentação da concessionária. O sistema de tensão trifásico definido pela fonte de alimentação é praticamente ideal, com distorções abaixo de 0,1% e desequilíbrios inferiores a 0,05%. Desta forma, é possível admitir a carga não-linear como sendo

praticamente a única fonte geradora de harmônicos do sistema.

Como se sabe [5], o processo de filtragem está baseado em um divisor de corrente, como ilustrado na Fig. 8. Portanto, a eficácia do sistema de filtragem está diretamente associada à relação das impedâncias do sistema de suprimento e do filtro. Objetivando, pois, uma melhor visualização da atuação do dispositivo de filtragem, um transformador de potência nominal de 3 [kVA] foi utilizado para adequar o nível de curto circuito do barramento da fonte de alimentação a valores compatíveis com a demanda da carga utilizada.

A Fig. 9 ilustra as correntes trifásicas na carga, bem como os respectivos espectros harmônicos. Verifica-se que mesmo com a utilização da fonte de alimentação programável, persistem pequenos desequilíbrios entre os harmônicos gerados em cada uma das fases, o que induz ao aparecimento de resíduos destes em componentes seqüenciais não previstos pela teoria clássica [2]. Estes podem ser atribuídos a assimetrias entre as impedâncias do filtro, da carga e do transformador, as quais não apenas afetam a distribuição seqüencial dos harmônicos característicos, mas também promovem o aparecimento de outras ordens harmônicas adicionais. Outro aspecto relevante neste contexto está relacionado com a deterioração da qualidade da tensão de alimentação. Uma vez constatada a origem dos mesmos é possível ainda encaminhar as análises do comportamento dos harmônicos no contexto seqüencial, sem prejuízos das conclusões, sobretudo sob o ponto de vista qualitativo.

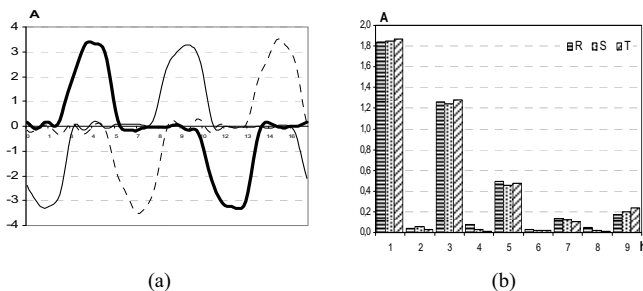


Fig. 9. Forma de onda e espectro harmônico da corrente na carga.

Objetivando uma análise sob o ponto de vista das componentes seqüenciais, optou-se pela representação de apenas uma das fases seguida do espectro harmônico das componentes seqüências. A Fig. 10 (a) ilustra as formas de onda da tensão e da corrente na fase R da carga e a Fig. 10 (b) o espectro harmônico das correntes. Observa-se que, para as condições operacionais impostas, os valores RMS e DHT obtidos foram 1,6 [A] e 75,2%, respectivamente.

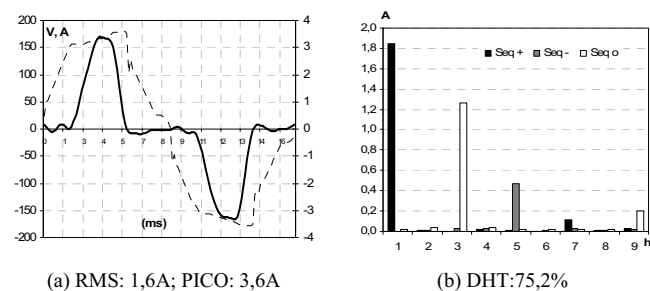


Fig. 10. Formas de onda e espectro harmônico na carga.

Como complementação, apresenta-se também, Fig. 11, a tensão resultante no barramento de alimentação sob a ação do filtro.

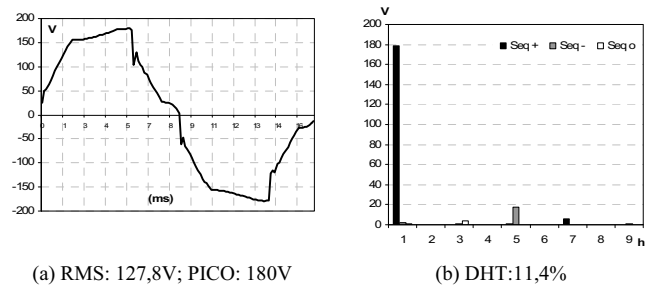


Fig. 11. Forma de onda e espectro harmônico da tensão de alimentação.

A corrente absorvida pelo filtro eletromagnético é ilustrada na Fig. 12. Os valores RMS e de pico são 0,8[A] e 1,4[A], respectivamente.

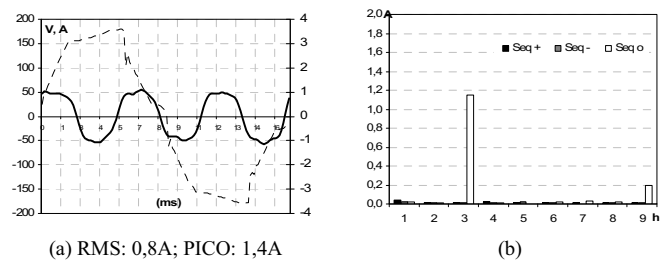


Fig. 12. Formas de onda e espectro harmônico no filtro.

Como esperado, a corrente pelo filtro é praticamente constituída pela terceira harmônica, a qual, nas condições de simetria preconizadas, possui apenas componentes de seqüência zero.

Sob a ação do filtro eletromagnético, a distorção harmônica total da corrente no barramento do transformador fica substancialmente reduzida, Fig. 13, ou seja, de 75,2% para 29,5%. Como pode ser observado, tal fato se deve exclusivamente à acentuada atenuação das componentes harmônicas “triplens”, notadamente a terceira e a nona, que sofreram reduções de 81% e 100%, respectivamente. Naturalmente, a distorção harmônica remanescente se deve às demais componentes que possuem seqüências de fase positiva ou negativa.

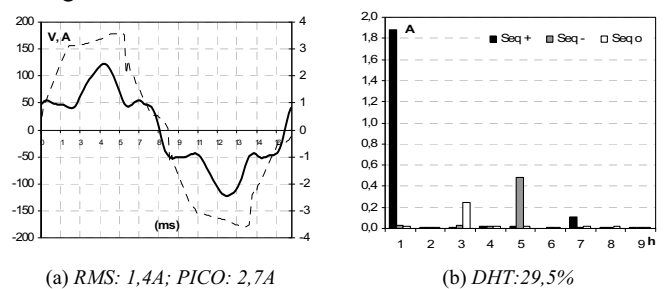


Fig. 13. Forma de onda e espectro harmônico da corrente de alimentação.

O desempenho do dispositivo eletromagnético como filtro de seqüência zero pode ser considerado satisfatório uma vez que, cerca de 90% da corrente de terceira harmônica foi desviada pelo filtro. Por outro lado, no que se refere às componentes de seqüências positiva e negativa, verifica-se uma interferência desprezível do filtro. Este fato permite

concluir que, apesar de ser um dispositivo com característica indutiva, o mesmo praticamente não altera as amplitudes destas correntes e tampouco o fator de potência global visto pela fonte.

VI. CONCLUSÕES

Os equipamentos eletromagnéticos têm sido uma alternativa muito promissora em esquemas de filtragem de correntes harmônicas e sua forma de uso mais comum está ligada a minimização da impedância característica de sequência zero.

Visando estabelecer procedimentos e orientação de projeto, foram investigadas suas principais características operacionais, no sentido de maximizar a funcionalidade desejada. Neste contexto, foi construído um protótipo de baixa potência a partir do qual foi investigado o comportamento das suas impedâncias sequenciais equivalentes.

Constatou-se uma tendência crescente da impedância de sequência zero com o aumento da frequência. Neste caso, destaca-se que a otimização do acoplamento magnético entre bobinas de uma mesma coluna, obtida através do processo construtivo recomendado, propiciou uma característica praticamente resistiva para esta impedância. A variação da mesma com a frequência se deve, portanto, aos efeitos pelicular e de proximidade sobre o valor das resistências dos enrolamentos.

Como previsto teoricamente, as impedâncias de sequência positiva e negativa apresentaram valores substancialmente maiores que as impedâncias de sequência zero. Neste caso é importante destacar que a variação das impedâncias com a frequência incorpora também os efeitos indutivos.

O desempenho do dispositivo eletromagnético como filtro harmônico foi também investigado experimentalmente. Os resultados demonstraram sua eficácia, na filtragem de harmônicas “triplens”, frequentemente citadas em trabalhos similares como tendo forte concentração de sequência zero. Por outro lado, constatou-se também a interferência desprezível do dispositivo para as demais componentes sequenciais. Particularmente, no protótipo utilizado neste trabalho, a relação entre as componentes de sequências positiva e zero situa-se entre 1000 a 2300 vezes maior para a faixa de frequência investigada.

VII. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] J. C. Das, “Passive Filters – Potentialities and Limitations”, *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 40, n° 1, Jan-Feb. 2004.
- [2] F.Z. Peng and D. J. Adams, “Harmonics Sources and Filtering Approaches”.
- [3] L. C. O. de Oliveira e L. L. Ravagnani, “Alocação de Reativos em sistemas de filtragem Passiva”. *VI SBQEE – VI Seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica*. Belém, Pará, agosto 2005.
- [4] L. L. Ravagnani, “Dimensionamento Otimizado de Filtros Passivos”, Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Elétrica, FEIS - UNESP, 2005.
- [5] F. N. Belchior, J. F. V. Ferreira, J. C. Oliveira, V. A. Bernardes e L. C. O. Oliveira, “Zero Sequence Electromagnetic Filter Performance with Non Ideal Conditions”. *IEEE-PES-ICHPQ - 12th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Cascais, Portugal, October 2006.

[6] F. N. Belchior, “Uma Nova Abordagem À Filtragem de Harmônicas Através de Dispositivos Eletromagnéticos” Tese de Doutorado, UFU, 2006.

[7] A. Martignoni, “Transformadores” – Editora Globo – 8. edição.

[8] L. L. Ravagnani, “Dimensionamento de Filtro Eletromagnético de Sequência Zero e Ensaios Experimentais” - Estudos Especiais realizados junto ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, da FEIS – UNESP, 2007.

VIII. BIOGRAFIAS



Luis C. O. Oliveira nasceu em Mirassol - SP. Recebeu o grau de bacharel pela Faculdade de Engenharia de Lins, mestrado pela Universidade Federal de Itajubá-MG, e Doutorado pela UNICAMP Campinas-SP. Atualmente, é professor na Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista - UNESP, Ilha Solteira, SP. Ele tem ensinado e publicado em temas na área de Qualidade da Energia Elétrica.



Lidia L. Ravagnani nasceu em Andradina-SP. Recebeu o grau de bacharel pela Faculdade de Engenharia de Lins e mestre pela Universidade Estadual Paulista FEIS - UNESP, Ilha Solteira, SP. Atualmente encontra-se desenvolvendo seu doutorado junto ao programa de pós-graduação da FEIS-UNESP na área de Qualidade de Energia, em tema relacionado com aplicação de filtros híbridos.



Rodrigo N. de Oliveira nasceu em Araraquara. Atualmente é aluno do curso de graduação em Engenharia Elétrica da FEIS-UNESP, Ilha Solteira-SP. Atualmente encontra-se desenvolvendo seu trabalho de formatura no Laboratório de Qualidade de Energia da FEIS-UNESP, em tema relacionado com filtros ativos.



José C. Oliveira nasceu em Itajubá-MG. Recebeu o grau de bacharel e mestrado pela Universidade Federal de Itajubá - MG, e o grau de PhD pela Universidade de Manchester – Manchester - UK. Atualmente, é professor na Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, MG. Ele tem ensinado e publicado numa variedade de assuntos relacionados a sistemas de potência e qualidade da energia elétrica.



Fernando N. Belchior nasceu em Uberlândia-MG. Recebeu o grau de bacharel, mestrado e doutorado pela Universidade Federal de Uberlândia. É professor adjunto no Instituto de Sistemas Elétricos e Energia da Universidade Federal de Itajubá, Itajubá-MG, Brasil. Suas principais áreas de interesse: qualidade da energia elétrica, motores elétricos e medições elétricas.

Frequency Domain Model for Zero Sequence Electromagnetic Harmonic Filter Performance Analysis

Luís Carlos Origa de Oliveira Lídia Luciana Ravagnani	José Carlos de Oliveira Jackson Marques Pacheco	Fernando Nunes Belchior
University of São Paulo State - UNESP Ilha Solteira, SP-Brazil	Uberlândia Federal University - UFU Uberlândia, MG-Brazil	Itajubá Federal University - UNIFEI Itajubá, MG-Brazil

Abstract - This paper focuses on a zero sequence harmonic filter model using frequency domain approach. This device is based on electromagnetic arrangement given by a three-leg core construction and zigzag windings which provide a low price and a robust and efficient equipment to reduce zero sequence harmonic distortion. The methodology provides a useful way of evaluating the steady state operation of the device with emphasis on its efficiency at reducing harmonics and at the identification of the main constructive and electrical parameters of influence on the product performance. The representation is based on sequence harmonic transmittances which has been found to be very helpful to estimate the filter operational characteristics in both ideal and non-ideal conditions. Furthermore, the approach is fully validated using an equipment prototype and laboratory results to highlight the effectiveness of the filter and its representation.

Keywords – Electromagnetic device, harmonics filters, power quality.

I. INTRODUCTION

Amongst the technical solutions applicable to reduce de amount of harmonics injected in the supply network, specially the zero sequence components, the use of electromagnetic devices has appeared as an attractive and feasible possibility [1], [2], [3]. These zero components are often referred to due to their classic triple order and their integer multiples. These are recognized as typical harmonics produced by single phase non-linear loads. Examples from such loads emerge the following wide spread products: switched and linear power supplies, compact fluorescent lighting, variable speed drives, etc. The growing amount of these loads in any distribution network is noticeable and a direct consequence of this is the high level of neutral current even with balanced three-phase loading. The result of the neutral zero sequence fundamental and harmonic current is the possibility of serious failures and damages in the installation due to effects such as: overheating of neutral conductors; malfunctioning and failure of equipment due to neutral to earth voltages; low efficiency and overheating of UPS; tripping of protection units without apparent reason; interferences in communication networks and power consumption rises. Having these in mind, the idea of controlling the level of neutral current throughout the reduction of zero sequence harmonics circulation arises. To

achieve this goal, references [2] and [3] have highlighted the electromagnetic filters effectiveness. The results described in such papers are quite encouraging to the proposed strategy.

Although the good computational and experimental performance have already been obtained, it has been noticed that the development of a comprehensive mathematical model enabling full knowledge of operation and influence parameters on product performance would be of great value for both physical analysis and design considerations. The use of frequency domain techniques was also considered to be of great value as the measured information often related to this domain.

Focusing the above, this paper outlines the proposed mathematical model to represent steady state electromagnetic zero-sequence harmonic filter performance, the corresponding computational implementation and the approach validation using an experimental arrangement consisting of a filter prototype installed in a typical installation comprising a dominant zero harmonic generation.

II. FILTER FREQUENCY DOMAIN MODEL

The effectiveness of the harmonic filtering system can be evaluated through computational models through the calculation of transmittances and the respective response in frequency [4], [5]. This methodology is based on techniques using the frequency domain and the superposition theory. This approach is particularly attractive because it allows prompt identification of the most influent factors affecting the overall system, load and filtering unit behavior. Using three-phase representation any non-ideal situation regarding phases imbalances may also be taken into account.

In accordance with [2], the electromagnetic device under consideration is constituted by two windings, named I and II. Both coils have the same number of turns. The physical winding terminal connections can be identified as the classical zigzag arrangement. Following this structure, each magnetic core column will produce a magnetomotive force (MMF) given by two sources corresponding to coils I and II. This interaction, combined with constructional and operational electrical system considerations, is expected to produce a low impedance path and this, in turn, attracts the zero sequence components from being injected into the mains. Clearly, the lower the filter zero sequence impedance in comparison to the

supply impedance, the higher the level of zero-sequence current to be deviated to the shunt connected device [2], [3]. Fig. 1(b) highlights the different magnetic coupling combinations associated to the first column main winding with the remaining others. The same applies to any other coil.

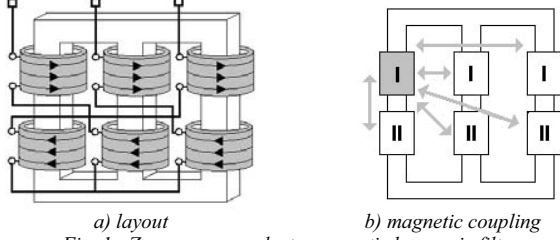


Fig. 1 - Zero sequence electromagnetic harmonic filter.

Fig 2 represents an electrical equivalent circuit to the previous arrangement. Using this circuit, by neglecting the resistances, the voltage across the windings I and II, for a general harmonic order h , will be described by (1) and (2).

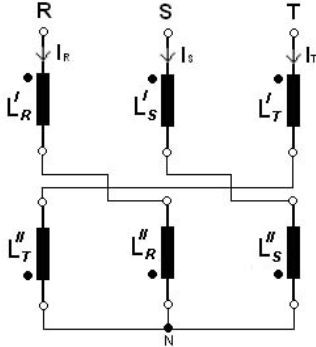


Fig. 2 – Electrical zero sequence filter connections.

$$\begin{bmatrix} V_R^I \\ V_S^I \\ V_T^I \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} (L_R^I + M_{RS}^{II}) & (M_{RT}^{II} - M_{RS}^{II}) & (-L_R^{II} - M_{RT}^{II}) \\ (-L_S^{II} - M_{SR}^{II}) & (L_S^I + M_{ST}^{II}) & (M_{SR}^{II} - M_{ST}^{II}) \\ (M_{TS}^{II} - M_{TR}^{II}) & (-L_T^{II} - M_{TS}^{II}) & (L_T^I + M_{TR}^{II}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix}^h \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_R^{II} \\ V_S^{II} \\ V_T^{II} \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} (-M_{TR}^{II} - M_{RS}^{II}) & (M_{RS}^{II} - M_{RT}^{II}) & (L_R^{II} + M_{RT}^{II}) \\ (L_S^{II} + M_{SR}^{II}) & (-M_{RS}^{II} - M_{ST}^{II}) & (M_{ST}^{II} - M_{SR}^{II}) \\ (M_{TR}^{II} - M_{TS}^{II}) & (L_T^{II} + M_{TS}^{II}) & (-M_{ST}^{II} - M_{TR}^{II}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix}^h \quad (2)$$

Where:

L_p^x – Self-inductance related to winding x , connected to phase p ;

$M_{pq}^{x,y}$ – Mutual inductance between x and y windings connected to phases p and q , respectively;

V_p^x – Complex voltage drop across winding x , connected to phase p ;

I_p – Complex current in phase p ;

h – harmonic order.

By having the individual voltages at windings I and II it is possible to obtain the busbar supply voltages here defined as R, S and T phase voltages, for a specific h harmonic order. The result is given by (3).

$$\begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix}^h = \begin{bmatrix} V_R^I \\ V_S^I \\ V_T^I \end{bmatrix}^h + \begin{bmatrix} V_S^{II} \\ V_T^{II} \\ V_R^{II} \end{bmatrix}^h \quad (3)$$

From the above, using vector representation:

$$\mathbf{V}_{RST}^h = jh\omega \mathbf{L}_{RST} \mathbf{I}_{RST}^h \quad (4)$$

The theoretical basis to support the filter operational principles is to be related to symmetrical components instead of R, S, T phases. Therefore, the previous expression needs to be referred to the classical positive, negative and zero components. This can be provided throughout the linear transformation of phase components to the symmetrical ones. Using this approach equation (4) leads to (5).

$$\mathbf{V}_{012}^h = jh\omega \mathbf{T}^{-1} \mathbf{L}_{RST} \mathbf{T} \mathbf{I}_{012}^h \quad (5)$$

$$\text{Where: } \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix} \quad \text{and } \alpha = 1 \angle 120^\circ$$

From (1)-(5), it can be noticed that the inductances matrix that describes the relationship between the voltages and currents in terms of sequential components for the electromagnetic device, for a specific harmonic order h , can be represented by (6).

$$\mathbf{V}_{012}^h = jh\omega \mathbf{L}_{012} \mathbf{I}_{012}^h \quad (6)$$

In a general way, the $\mathbf{L}_{012}$ matrix elements will be non-zero and will be asymmetrical. This fact produces a mutual interdependence between the voltages and currents components for each individual frequency. However, based on geometric aspects of the magnetic core, as well as in the constructive similarities of the windings, some simplified hypothesis can be used. Considering, initially, that both windings I and II are identical and that the supply voltages do not yield the magnetic core into saturation region, then equations (8) and (9) can be written.

$$L_p^x = L \quad (8)$$

$$M_{pq}^{x,y} = M_{qp}^{x,y} \quad (9)$$

In addition to the above, the geometric and constructive core suggests that other simplifications can be applied to mutual inductances. They consist in having a few numerical

identities illustrated in Fig. 3. The arrows mean equal values for the indicated mutual inductances.

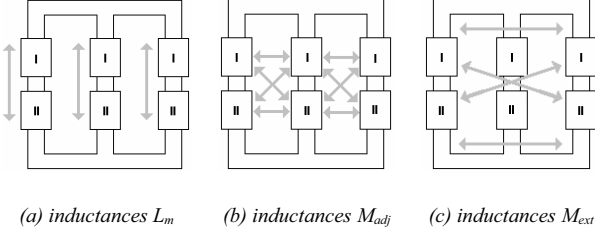


Fig. 3 - Mutual inductances at zero sequence harmonic filter.

The previous assumptions lead to the following equations:

- Mutual inductances between windings I and II built on the same column:

$$M_{RT}^{I,II} = M_{SR}^{I,II} = M_{TS}^{I,II} = L_m \quad (10)$$

- Mutual inductances between windings I and II of distinct and adjacent columns:

$$M_{RR}^{I,II} = M_{SS}^{I,II} = M_{ST}^{I,II} = M_{TR}^{I,II} = M_{RS}^{I,I} = M_{ST}^{I,I} = M_{RS}^{I,I} = M_{TR}^{II,II} = M_{RS}^{II,II} = M_{adj} \quad (11)$$

- Mutual inductances between windings I and II of distinct and external columns:

$$M_{RS}^{I,II} = M_{TT}^{I,II} = M_{RT}^{I,I} = M_{TS}^{II,II} = M_{ext} \quad (12)$$

With the above it is possible to obtain the final expressions for the zero, positive and negative filter inductance matrix elements, as given by (13) and (14).

$$L_{00} = 2(L - L_m) \quad (13)$$

$$L_{11} = L_{22} = 2L + L_m + 2M_{adj} + M_{ext} \quad (14)$$

By considering the final elements forming the inductance matrix it can be then noticed that the mutual inductances between the zero sequence and the positive and negative ones L_{10} and L_{20} are null. This is a guarantee that zero sequence voltage and current behavior can be investigated separately without any interference of the positive and negative values. This conclusion, however, does not apply to the other sequences because the elements L_{12} and L_{21} are not zero.

The interdependence of the positive and negative sequence circuits is attributed to the intrinsic unbalanced construction due to the planar geometry of three columns. It causes a difference between the mutual inductances related to the adjacent and the external columns M_{adj} , M_{ext} , respectively. Despite this consideration, the analysis of filter performance for this paper purposes depends exclusively on the zero sequence equivalent inductance. Having this in mind, it is possible to admit the equality of these positive and negative inductances without introducing major inaccuracies to the

analyses. Then, equation (15) can be used to relate the harmonic voltages and currents with the filter internal impedances.

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}^h = jh\omega \begin{bmatrix} 2(L-L_m) & 0 & 0 \\ 0 & 2L+L_m+3M & 0 \\ 0 & 0 & 2L+L_m+3M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}^h \quad (15)$$

Once the expression (15) represents independent zero, positive and negative voltage and current relationship, they can be represented by the detached sequential circuits shown in Fig. 4.

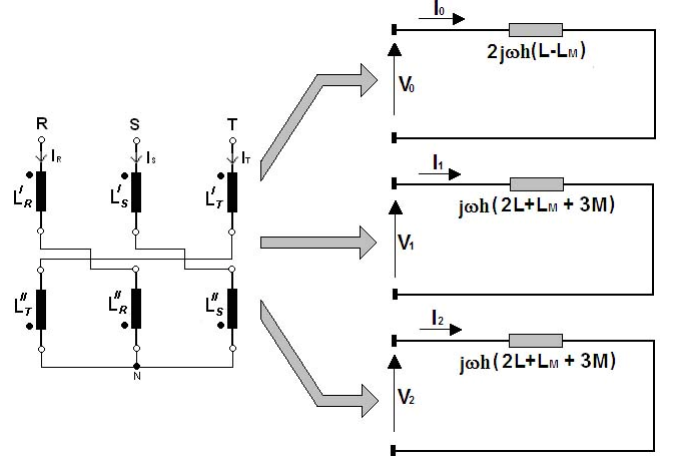


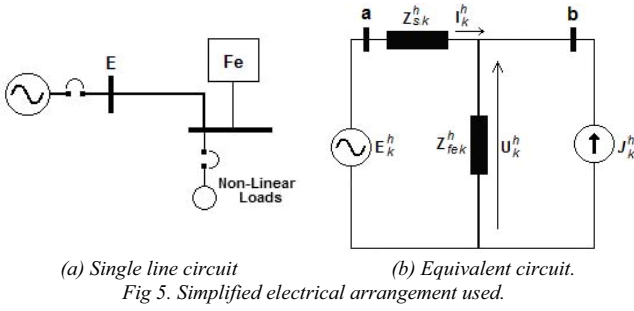
Fig 4. Sequential circuits for electromagnetic filter.

Considering the inductance matrix elements shown in (15), it can be seen that the zero sequence electromagnetic device effectiveness is directly dependent on the coupling inductance between the windings built up upon the same magnetic column. This interaction produces the most important parameter to define the value of the zero sequence filter impedance. Thus, by having a lower value than the corresponding supply one then the majority of the zero-sequence current will be deviated to the shunt connected device. The ideal condition of filtering occurs when the coupling factor will be equal to the unit, that is, $L_m = L$.

III. MODEL PERFORMANCE

The circuit that was set up to evaluate the zero sequence filter performance can be represented by an equivalent filter domain circuit as represented by an equivalent filter domain circuit in Fig. 5. The single line diagram of Fig. 5(a) illustrates the supply, the non-linear load and the electromagnetic filter. In a complementary way, Fig. 5(b) is related to the equivalent circuit itself. It must be emphasized that the circuit is to be applied to the individual frequencies involved in the process.

The symbols Z_s , and Z_{fe} are the complex impedances of the supply and the electromagnetic filter. The variables E and U are the supply and complex load voltages while I and J are the corresponding currents. Again, the h and k indexes represent the specific frequency focused and the sequential circuit in the analysis, respectively.



Due to the fact that the final voltage and current distortions are given by combination of the load and supply harmonic sources, the following equations can be obtained by applying the superposition principles [3], [5], [6]:

$$I_k^h = [I_j + I_e]_k^h \quad (16)$$

$$U_k^h = [U_j + U_e]_k^h \quad (17)$$

Where: I_j , U_j – are the current and voltage contribution from load current J;
 I_e , U_e – are the current and voltage contribution from voltage supply E.

In these conditions, for each sequential circuit k , the dependence between supply current harmonics, load voltage harmonics, load current harmonics and supply system voltage harmonics are expressed by three transmittances as given by the equivalent circuits illustrated in Fig. 6. Fig. 6(a) takes in account the supply contribution whilst the effect attributed to the load is illustrated in Fig. 6(b).

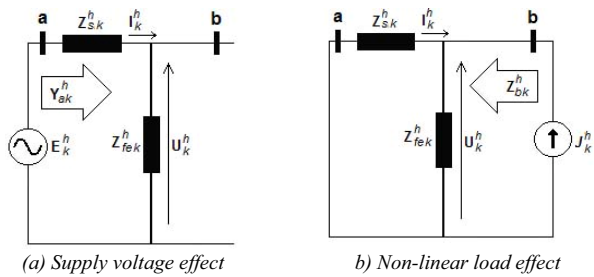


Fig 6. Equivalent circuits to evaluate the supply and load contributions using superposition principle

The relationship between supply and load currents, as well as between the load and supply system voltages are given by (18), for a specific sequential circuit k and harmonic component h . This expression provides the so called transmittance factor.

$$A_k^h = \left[\frac{I_j}{J} \right]_k^h = \left[\frac{U_e}{E} \right]_k^h = \left[\frac{Z_{fe}}{Z_s + Z_{fe}} \right]_k^h \quad (18)$$

According to (18), if A_h is greater than the unity, this means harmonic current amplification injected by the load into the supply. Concerning voltage analysis, if A_h is greater than the unity, it implies in voltage amplification at the load busbar.

The harmonic currents may occur not only due to non-linear loads (I_j) but also due to harmonic voltages on the supply system (I_e). The magnitude of these harmonic currents depends on the equivalent admittance seen by the busbar and they by what is calculated throughout (19).

$$Y_{ak}^h = \left[\frac{I_e}{E} \right]_k^h = \left[\frac{1}{Z_s + Z_{fe}} \right]_k^h \quad (19)$$

In the same way as above, the harmonic voltages may result from a combination of the distortion attributed to the supply (U_e) and that due to the non linear load (U_j). From Fig. 6(b) the harmonic contribution related to the individual sequence component k is given by (20).

$$Z_{bk}^h = \left[\frac{U_j}{J} \right]_k^h = \left[\frac{Z_s \cdot Z_{fe}}{Z_s + Z_{fe}} \right]_k^h \quad (20)$$

IV. EXPERIMENTAL VALIDATION

Aiming at providing means for verifying the proposed filter frequency domain representation, a zero sequence filter prototype of 1 kVA/220 V was constructed. The magnetic core was dimensioned so as to guarantee the filter operation within the linear region of the BxH curve. In addition to this, a constructive procedure to improve the magnetic coupling between the windings built on the same magnetic column was adopted. The fact was achieved by building windings I and II with interposed coils during the assembling procedure [7].

Table I presents the prototype main parameters and Fig. 7 illustrates the equipment prototype.

TABLE I – ZERO SEQUENCE FILTER PROTOTYPE MAIN PARAMETERS

Rated voltage	220 V
Rated power	1 kVA
winding turns	237
Core area	18 cm ²

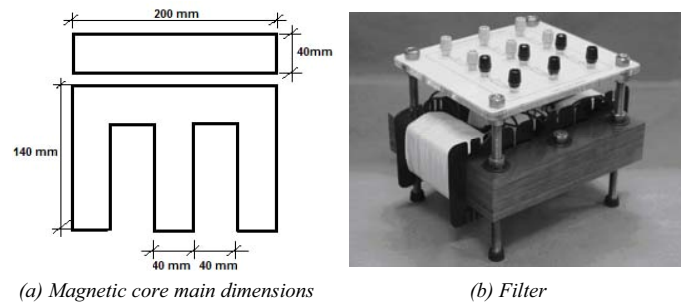


Fig 7. Electromagnetic zero sequence filter prototype.

A. Experimental results

Studies were then carried out using the simplified arrangement shown in Fig. 8. The non-linear load comprises 3 identical single-phase rectifiers star-grounded connected. They are the required sources of zero sequence harmonic current. The filter is shunt connected in accordance with previous information. A programmable source was used to guarantee a balanced and linear three-phase voltage supply, practically ideal, with harmonic distortion below 0.1% and unbalanced below 0.05%. A inductance line series has been inserted to represent the supply impedance.

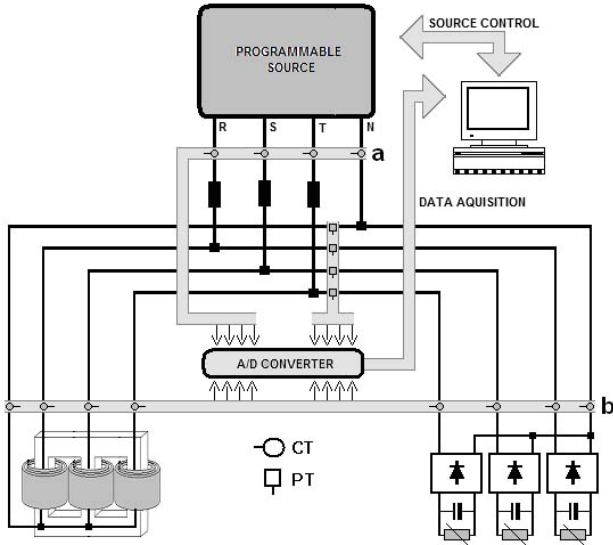


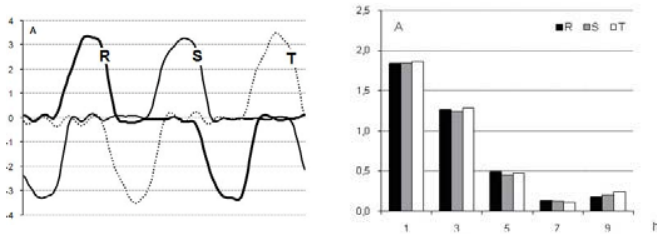
Fig. 8. Laboratory physical structure.

The main data associated to the studied case is shown in Table II.

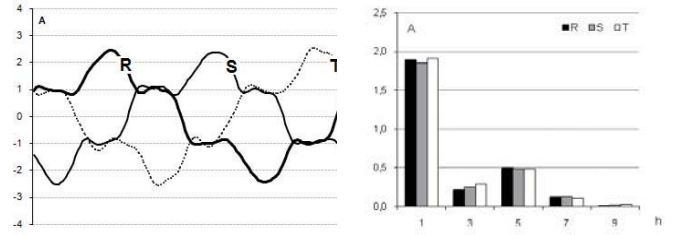
TABLE II - SYSTEM DATA

Voltage at X busbar (V)	220
Frequency (Hz)	60
Reactance-to-resistance ratio of the supply for h=1	1.72
Short circuit power / load active power	14.16

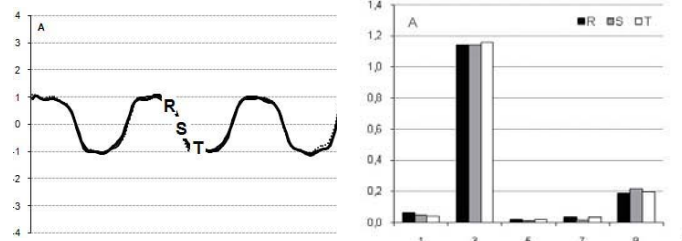
By feeding the arrangement with 220V (phase to phase rms value) and 60Hz, the non-linear load, supply and filter currents and the corresponding harmonic spectra are shown in Fig. 9.



(a) three-phase load currents



(b) three-phase supply currents



(c) filter current

Fig. 9. Experimental current waveforms.

Table III shows the fundamental, harmonics and other information related to the nonlinear load currents.

TABLE III - HARMONIC LOAD CURRENTS

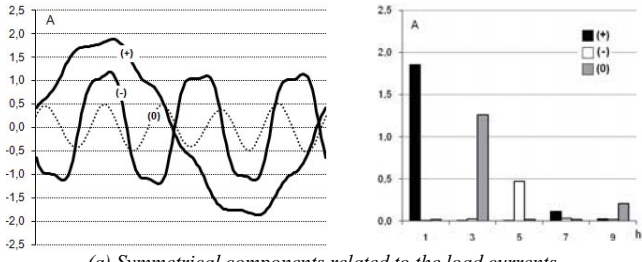
H	$I_a(A)$	$\phi_a(^{\circ})$	$I_b(A)$	$\phi_b(^{\circ})$	$I_c(A)$	$\phi_c(^{\circ})$
1	1.835	9.5	1.846	248.4	1.863	129.2
3	1.263	203.0	1.239	200.7	1.284	201.1
5	0.490	26.4	0.451	148.8	0.477	269.2
7	0.130	122.1	0.122	-35.3	0.1062	235.8
9	0.175	254.7	0.204	262.9	0.239	264.9
RMS (A)	1.63		1.62		1.65	
THD (%)	74		72		75	
Power factor	0.88		0.85		0.85	

The results clearly show that the 3rd harmonic current value produced by the load is about 70% of the fundamental one. On the other hand, by observing the results given in Fig.9 (b), it is possible to visualize that only 16% of this harmonic component was injected in the supply. This reduction emphasizes filter efficacy on meeting the expected performance. As already stated, the numerical results are strictly tight to the relationship between the supply and filter impedances.

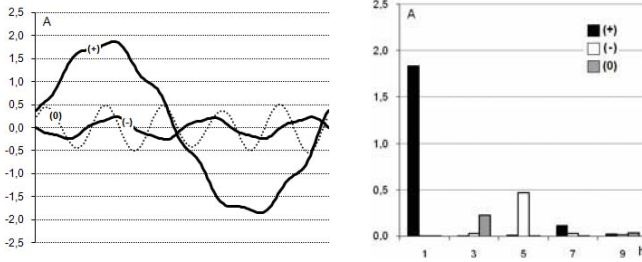
B. Computational results

The previous configuration and operational conditions were then evaluated using a time domain computational program.

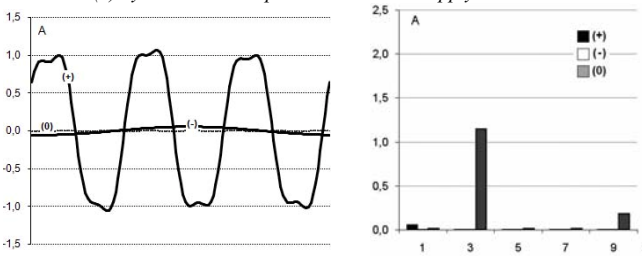
By using the sequential harmonic transmittances, the harmonic currents and voltages were calculated. Fig. 10 illustrates the load, supply and filter currents in terms of symmetrical components.



(a) Symmetrical components related to the load currents



(b) Symmetrical components related to supply currents



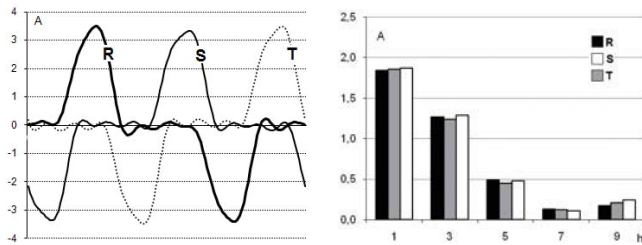
(c) Symmetrical components related to filter currents

Fig. 10. Computational results in terms of symmetrical components.

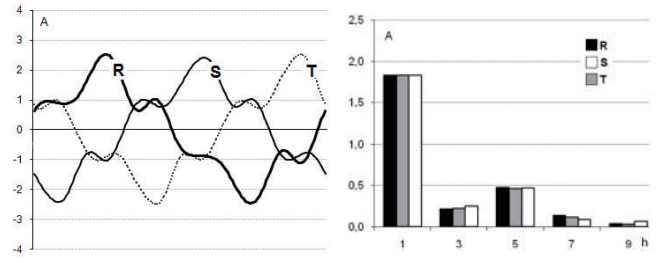
The above results highlight the computational current waveforms in terms of their sequential components. The corresponding harmonic spectra clearly show that filter performance at reducing the zero harmonic current injected in the source is quite effective. As a matter of fact, this tool is very useful for individually investigating the harmonic compensation achieved for each sequential component.

By applying the inverse procedure it is possible to obtain the phase components throughout traditional procedures as given by (21). Fig. 11 provides the final results.

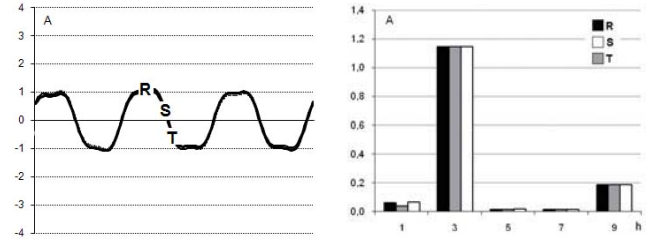
$$\mathbf{I}_{RST}^h = \mathbf{T} \mathbf{I}_{012}^h \quad (23)$$



(a) Supply line - R,S,T currents



(b) Load line R,S,T currents

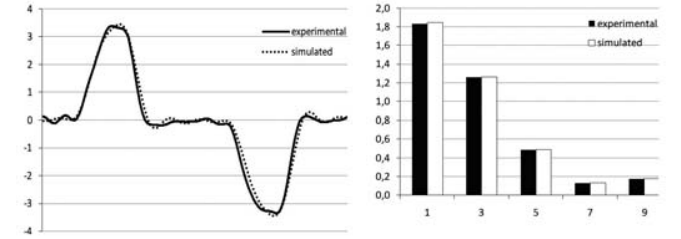


(c) Filter line - R,S,T currents

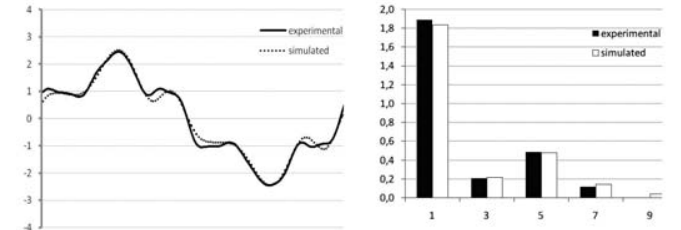
Fig. 11. Computational results associated to R,S,T line currents.

B. Experimental versus computational results analysis

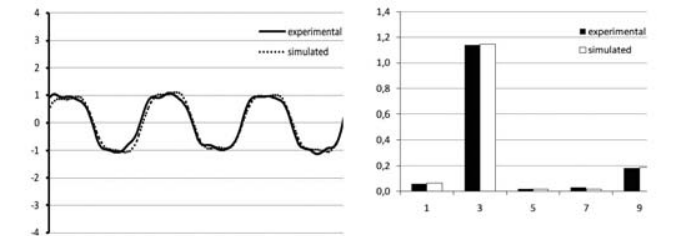
To have a better way of comparing the results for the load, supply and filter currents, Fig. 12 shows the superposition of line R experimental and computational results.



(a) load current (line R)



(b) supply current (line R)



(c) filter current (line R)

Figure 11. Experimental and computational results related to line R current.

By comparing the previous results a close agreement may be observed. It shows the model utilized for estimating the filter performance is accurate enough to predict its efficacy at reducing the zero sequence harmonics and others.

V. CONCLUSIONS

The zero-sequence electromagnetic filter using only electric and magnetic components has proved to be feasible and effective in reducing the level of zero-sequence harmonics injected into the supply. They are low cost, rugged equipment and do not present resonance problems.

By comparing theoretical and laboratorial results, the computational approach here proposed has been proven an adequate way to represent the overall system and to evaluate filter performance under ideal and non-ideal conditions.

Results have demonstrated that filter effectiveness is dependent on the level of supply short circuit. To guarantee the necessary filtering performance under a high short circuit level, a low-leakage impedance filter must be used. In this way, the approach here employed has been proven very useful for identifying possible optimization actions of the studied system operational behavior.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank CAPES for the Ph.D. scholarship at the FEIS-UNESP and FEELT-UFU graduated program.

REFERENCES

- [1] Dahono, P. A., Widjaya, R. E., Marsi, S., Qamaruzzaman. "A Practical Approach to Minimize the Zero Sequence Current Harmonics in Power Distribution Systems". Power Conversion Conference Proceedings, 1997.
- [2] Belchior, F. N., Ferreira, J. F. V., Apolônio, R., Vasconcelos, A. B., Oliveira, J. C.; "Three Phase Electromagnetic Filter For Zero Sequence Harmonics. IEEE Transactions on Magnetics, v. 42, n. 9, p. 2201-2007, 2006.
- [3] Belchior, F. N., Ferreira, J. F. V., Oliveira, J. C., Oliveira, L. C. O., Bernardes, V. A.; "Zero Sequence Electromagnetic Filter Performance with Non Ideal Conditions", Proceedings of the ICHPQ - International Conference on Harmonic and Power of Quality, 2006.
- [4] Czarnecki, L. S.; "An overview of methods of harmonic suppression in distribution systems", Proceedings of the IEEE PES Summer Meeting, Seattle, USA, 2000.
- [5] Czarnecki, L. S.; Ginn H. "Effectiveness of resonant harmonic filters and its improvement"; Proceedings of the IEEE PES Summer Meeting, Seattle, USA, 2000.
- [6] Oliveira, L. C. O., Ravagnani L., Milanez, D. L.; "Modeling for Passive Hybrid Filter Performance Analysis", Proceedings of the EPQU'2007-9th International Conference on Power Quality and Utilization, Barcelona- Spain, 2007.
- [7] Oliveira, L. C. O., Ravagnani L., Oliveira R. N., Oliveira J. C., Belchior F. N., "Experimental Analysis of the Zero Sequence Filter Impedances" (in portuguese). VII CBQEE - Power Quality Brazilian Conference. Santos-SP, Brazil, 2007.

BIOGRAPHIES



Luis C. O. Oliveira was born in Mirassol-SP, Brazil. He received the B.Sc. degree from Lins University-Brazil, M.Sc. degree from Federal University of Itajubá-Brazil and Dr. degree from State University of Campinas - Brazil. He is currently a researcher in the Faculty of Electrical Engineering, University of São Paulo State - Brazil. He has taught and published in a variety of subjects, related to power quality.



Lídia L. Ravagnani was born in Andradina - SP, Brazil. He received the B.Sc. degree in electrical engineering in 1995 from Faculty of Electrical Engineering of Lins, and M.Sc. from University of São Paulo State- Brazil, 2005. She is currently a Ph.D. student and researcher in the University of São Paulo State- Brazil. Her main areas of interest are power quality.



José C. Oliveira was born in Itajubá-MG, Brazil. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees from Federal University of Itajubá-Brazil, and Ph.D. degree from University of Manchester - Institute of Science Technology - Manchester-UK. He is currently a researcher in the Faculty of Electrical Engineering, Federal University of Uberlândia - Brazil. He has taught and published in a variety of subjects related to electrical power systems and power quality.



Jackson M. Pacheco was born in Cuiabá-MT, Brazil. He received the B.Sc. degree in electrical engineering in 1980 and M.Sc in 2000 from Federal University of Mato Grosso-Brazil. He is currently a PhD student at Federal University of Uberlândia - Brazil. He is a lecturer and researcher at the Faculty of Electrical Engineering, Federal University of Mato Grosso - Brazil. His main areas of interest are electrical power systems and power quality.



Fernando N. Belchior was born in Uberlândia-MG, Brazil. He received the B.Sc., M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering in 2000, 2003 and 2006, from Uberlândia Federal University, Uberlândia-MG, Brazil, respectively. Since 2007, he has working as an adjunct professor at Institute of Electrical Systems and Energy of Itajubá Federal University, Itajubá-MG, Brazil. His main areas of interest are electrical power systems, power quality and field measurements.