

Análise da penetração harmônica em redes de distribuição desequilibradas devido às cargas residenciais e comerciais com a utilização do ATP

RENATO VINHAL NUNES

Orientador:

MANUEL LOSADA y GONZALEZ

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica da UFMG, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

PPGEE – UFMG
Dezembro de 2007

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pelo ontem, hoje e o amanhã.

Aos meus pais pelo investimento em mim realizado e os anos de carinho e dedicação que foram fundamentais para que eu me tornasse quem sou hoje.

A minha namorada pelo companheirismo, carinho, paciência e apoio incondicional nos diversos momentos de alegria e de dificuldades.

Ao meu orientador, prof. Manuel, pela paciência e colaboração neste trabalho e a todos os professores do PPGEE, em especial a Porfírio Cabaleiro, Glássio Costa e Ivan José da Silva que contribuíram por diversas vezes com seu tempo na solução de dúvidas.

Aos meus companheiros do Laboratório de Conservação de Energia que me apoiaram em todos os momentos na escrita desta dissertação.

À UFMG pela oportunidade de me tornar Mestre em Engenharia Elétrica.

À CAPES pelo apoio financeiro.

RESUMO

Com a necessidade cada vez maior de um consumo eficiente de energia elétrica e a crescente popularização do uso de equipamentos eletrônicos eficientes através de incentivos do PROCEL, a distorção harmônica de corrente injetada na rede elétrica devido aos setores residencial e comercial vem aumentando, tornando-se considerável em relação ao setor industrial. Em um futuro próximo, tal distorção harmônica pode assumir valores que sejam superiores aos limites determinados pelos padrões vigentes, e, conseqüentemente, seus efeitos podem ser danosos aos equipamentos/componentes dos sistemas elétricos e consumidores.

Este trabalho tem como objetivo analisar a penetração harmônica em um sistema de distribuição devido às correntes injetadas por cargas não-lineares residenciais e comerciais. A partir de medições de tensões e correntes harmônicas em residências e transformadores, além de dados físicos sobre o sistema, componentes presentes em um sistema de distribuição (transformadores, linhas de distribuição e bancos de capacitores) e cargas residenciais e comerciais foram modelados computacionalmente utilizando o software ATPDraw[®]. Estes modelos foram utilizados na construção e simulação de um alimentador secundário e um alimentador primário. As tensões e correntes obtidas nesta simulação foram analisadas e comparadas com as distorções harmônicas máximas de tensão e corrente permitidas por guias internacionais de harmônicos, possibilitando conclusões sobre a qualidade de energia dos mesmos.

Em seguida, uma situação futura com cargas de maior potência e maior conteúdo harmônico (chuveiros eletrônicos) foi avaliada e simulada, permitindo quantificar quais seriam as futuras distorções harmônicas de corrente e tensão nos mesmos alimentadores. Através dos resultados obtidos, notou-se que tais distorções excediam os limites permitidos. Por fim, para minimizar tais distorções harmônicas, filtros passivos foram dimensionados e as novas distorções harmônicas calculadas. Esta solução retornou os valores máximos dos harmônicos a valores inferiores aos limites definidos pelos guias e normas nacionais e internacionais.

ABSTRACT

With the increasing need for efficient electrical energy consumption and the constant increase in efficient electronic equipment encouraged by PROCEL incentives, the current harmonic distortion injected into the electrical system by residential and commercial loads has been increasing, becoming considerable when compared to industrial load injection. In the near future, this harmonic distortion can achieve higher values than the limits determined by standards and, consequently, their effects can be harmful to electrical system equipment / components and consumers.

This work analyzes the harmonic penetration in a distribution system due to current injection by non-linear residential and commercial loads. Using voltage and current harmonic measurements of residences and transformers, in addition to physical data about the system, common components in a distribution system (transformers, distribution lines, capacitor banks) and residential and commercial loads were modeled and simulated by ATPDraw[®]. Then the models were used in the simulation of a secondary and a primary feeders. Their voltage and current were compared with maximum voltage and current harmonic distortions defined by international standards. So, conclusions about the system power quality were obtained.

From this simulation, a future situation with larger power loads and larger harmonic content (electronic showers) was proposed and simulated, quantifying the future voltage and current harmonic distortions in the same primary feeder. The results showed that such distortions exceeded the limits defined by the same standards. Finally, to minimize such future harmonic distortions, passive filters were designed and new harmonic distortions calculated. This solution reduced the maximum harmonic values to limits under those set by standards.

SUMÁRIO

1	Introdução	1
1.1	Qualidade de energia elétrica.....	2
1.2	Relação entre conservação e qualidade de energia.....	2
1.3	Sistemas elétricos equilibrados x desequilibrados.....	5
1.4	Normalização Européia x Referência Norte Americana.....	6
1.5	Objetivos deste trabalho.....	6
2	Harmônicos no sistema elétrico: fontes, efeitos e limites	8
2.1	Indicadores harmônicos	8
2.1.1	Distorção Harmônica Total (DHT)	8
2.1.2	Distorção Total de Demanda (DTD).....	9
2.1.3	Fator K	10
2.1.4	Fator de Perdas Harmônicas (F_{HL}).....	10
2.1.5	Indicadores de interferência telefônica	11
2.2	Equipamentos residenciais e comerciais geradores de harmônicos.....	12
2.2.1	Retificadores	12
2.2.2	Triac	18
2.3	Equipamentos e componentes sensíveis aos harmônicos.....	21
2.3.1	Máquinas elétricas (geradores e motores).....	21
2.3.2	Transformadores	21
2.3.3	Banco de capacitores.....	23
2.3.4	Sistemas de proteção	24
2.3.5	Sistemas de comunicação.....	25
2.4	Guias existentes sobre harmônicos	25
2.4.1	Guia IEEE Std 519-1992.....	26
2.4.2	Norma IEC 61000	26
2.4.3	Procedimento de rede - Submódulo 2.2	29
2.4.4	Comparação entre recomendações	30

2.5 Conclusões gerais	30
3 Modelos de equipamentos/componentes e cargas.....	31
3.1 Linhas de transmissão.....	31
3.1.1 Modelos existentes na literatura.....	31
3.1.2 Modelos de linhas de transmissão/distribuição utilizados no ATPDraw	36
3.1.2.1 Modelo de parâmetros concentrados	36
3.1.2.2 Modelo de parâmetros distribuídos	37
3.1.2.3 Modelos do LCC	37
3.1.3 Avaliação dos modelos de linha do ATP	39
3.1.4 Conclusões sobre modelos de linhas.....	43
3.2 Modelos de transformadores.....	44
3.2.1 Modelos existentes na literatura.....	44
3.2.2 Modelos de transformadores no ATPDraw.....	46
3.2.3 Avaliação dos modelos	47
3.3 Modelos de carga	56
3.3.1 Modelos existentes na literatura.....	56
3.3.2 Validação da modelagem utilizada no ATPDraw	59
3.4 Conclusões gerais	59
4 Sistema modelado utilizando o ATPDraw	60
4.1 Alimentador secundário	61
4.1.1 Medições	62
4.1.1.1 Medição da residência A	62
4.1.1.2 Medição da residência B	63
4.1.1.3 Medição da residência C	64
4.1.1.4 Medição da residência D	64
4.1.1.5 Medição do transformador de 45 kVA.....	66
4.1.2 Modelagens/Simulações de cargas residenciais no programa ATPDraw	67
4.1.2.1 Simulações das residências às 21h	67
4.1.2.2 Simulação da lâmpada de vapor de sódio (iluminação pública)	69
4.1.2.3 Modelo do transformador de 45 kVA	69
4.1.3 Resultados obtidos na simulação	70
4.2 Alimentador primário	73
4.2.1 Medições	75

4.2.1.1 Transformador de 75 kVA	75
4.2.1.2 Transformador de 112,5 kVA	76
4.2.2 Modelagem das cargas do primário	77
4.2.3 Resultados de simulação	90
4.2.4 Análise de uma possível situação futura	94
4.3 Conclusões gerais	101
5 Mitigação de harmônicos no alimentador primário.....	102
5.1 Caracterização do alimentador.....	102
5.2 Escolha e projeto do filtro.....	104
5.2.1 Filtro sintonizado de quinto harmônico	105
5.2.2 Filtros sintonizados de quinto e sétimo harmônico.....	110
5.3 Conclusões gerais	117
Conclusões e propostas futuras	118
Referências bibliográficas.....	120
Anexo A – Cálculo da diminuição do carregamento de um transformador na presença de correntes harmônicas	126
Anexo B – Ensaio e cálculos de parâmetros em transformadores.....	130
B.1 Ensaio para determinação de parâmetros	130
B.2 Cálculos dos parâmetros de transformadores.....	131
B.2.1 Transformador de 45 kVA.....	131
B.2.2 Transformador de 75 kVA e 112,5 kVA	133
Anexo C – Recurso do ATPDRAW : Ferramenta “Compress”.....	135
Anexo D – Tecnologia atual de filtros de harmônicos.....	136
D.1 Filtros passivos.....	136
D.1.1 Filtros passivos em paralelo	137
D.1.2 Filtro passivo em série	140
D.2 Filtros ativos.....	142
D.2.1 Filtros ativos em paralelo	143
D.2.2 Filtro série	146
D.2.2.1 Filtro série como isolador de harmônicos	146
D.2.2.2 Filtro série como restaurador harmônico de tensão.....	148
D.2.3 Filtros ativos série/paralelo combinados	150

ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1 – Ponte de diodos	12
Fig. 2.2 – Circuito e corrente de um retificador monofásico com capacitor de saída	13
Fig. 2.3 – Pontes retificadoras monofásicas	14
Fig. 2.4 – Circuito, tensão e corrente de um retificador controlado monofásico com indutor série.....	14
Fig. 2.5 - Harmônicos típicos de um retificador totalmente controlado.....	14
Fig. 2.6 – Circuito e corrente de um retificador trifásico não controlado típico	15
Fig. 2.7 – Espectro harmônico da corrente de um retificador trifásico não controlado	16
Fig. 2.8 – Retificador típico de um televisor	16
Fig. 2.9 – Onda de corrente típica e valores médios dos harmônicos em televisores	17
Fig. 2.10 – Onda de corrente típica e valores médios dos harmônicos em computadores... ..	17
Fig. 2.11 – Corrente típica e valores médios dos harmônicos em LFC's ou em LFCR's....	18
Fig. 2.12 - Circuito típico e corrente na saída de um <i>dimmer</i>	19
Fig. 2.13 – Formas de onda de corrente drenada pelo chuveiro eletrônico nas diferentes potências	20
Fig. 2.14 – Expectativa de vida com aumento da distorção harmônica de corrente	22
Fig. 2.15 – Expectativa de vida com o aumento da distorção harmônica de tensão	22
Fig. 2.16 – Diminuição da vida útil x sobretensão permanente em um capacitor.....	24
Fig. 3.1 – Representações de linhas com parâmetros concentrados.....	31
Fig. 3.2 - Modelo equivalente de linha trifásica pelo modelo PI nominal	32
Fig. 3.3 – Modelo simplificado do modelo PI nominal.....	32
Fig. 3.4 – Circuito equivalente de linha com parâmetros distribuídos	33
Fig. 3.5 - Circuito demonstrativo da propagação de ondas em uma linha	34
Fig. 3.6 – Resistência e Indutância por unidade de comprimento.....	35
Fig. 3.7 – Modelos trifásicos de parâmetros concentrados encontrados no ATPDraw.....	36
Fig. 3.8 - Modelos de linhas de parâmetros distribuídos transposta e não transposta.....	37
Fig. 3.9 – Modelo de linhas com parâmetros distribuídos considerando perdas.....	37
Fig. 3.10 – Matriz de Edith Clarke	37
Fig. 3.11 – Modelo LCC.....	38
Fig. 3.12 - Sistema modelado para validação do modelo de linhas.....	40
Fig. 3.13 - Sistema com vão de 15 m de comprimento no secundário.....	41
Fig. 3.14 - Sistema com vão de 25 m de comprimento no secundário.....	41
Fig. 3.15 - Sistema com vão de 40 m de comprimento no secundário.....	42
Fig. 3.16 - Sistema com vão de 40 m de comprimento no primário	42
Fig. 3.17 - Sistema com vão de 200 m de comprimento no primário	43
Fig. 3.18 - Sistema com vão de 800 m de comprimento no primário	43
Fig. 3.19 - Sistema com linha primária de 11 km de comprimento	43
Fig. 3.20 – Circuito equivalente de um transformador monofásico	45
Fig. 3.21 – Modelo de transformador para fenômenos de alta frequência	45
Fig. 3.22 – Modelos ideais de transformadores monofásico e trifásico, respectivamente ...	46
Fig. 3.23 – Modelos de transformadores monofásico e trifásico com saturação.....	46
Fig. 3.24 – Diagrama equivalente do transformador com saturação do ATP	47
Fig. 3.25 – Modelo de transformador BCTRAN.....	47

Fig. 3.26 - Carregamento dos transformadores durante 24h	48
Fig. 3.27 – Características da corrente de magnetização acima da tensão nominal	49
Fig. 3.28 – Curva típica de saturação de um transformador.....	51
Fig. 3.29 - Circuito com modelo do transformador com saturação.....	52
Fig. 3.30 – Correntes nas três fases do modelo com saturação	52
Fig. 3.31 – Circuito simulado para um transformador alimentando uma carga equilibrada	53
Fig. 3.32 – Espectro harmônico das correntes na simulação do circuito da Fig. 3.31	54
Fig. 3.33 - Espectro harmônico das correntes na simulação de um transformador alimentando uma carga harmônica desequilibrada.....	55
Fig. 3.34 – Modelos de cargas harmônicas	56
Fig. 4.1 – Medidor ION 7650.....	60
Fig. 4.2 – Disposição dos condutores do secundário em relação ao solo.....	61
Fig. 4.3 – Alimentador secundário da concessionária.....	61
Fig. 4.4 – Corrente eficaz e DHTi na residência A durante 24h	63
Fig. 4.5 – Corrente eficaz e DHTi na residência B durante 24h.....	64
Fig. 4.6 – Corrente eficaz e DHTi na residência C durante 24h.....	64
Fig. 4.7 – Corrente eficaz e DHTi na residência D durante 24h	65
Fig. 4.8 – Correntes nas fases e neutro e DHTi do transformador durante 24h	66
Fig. 4.9 – Curva de carga do transformador de 45kVA durante 24h	67
Fig. 4.10 - Curva de saturação utilizada no modelo do transformador de 45kVA.....	70
Fig. 4.11 – Alimentador secundário modelado no ATPDraw	72
Fig. 4.12 – Porcentagem de consumidores por setor no alimentador primário	74
Fig. 4.13 - Porcentagem de potência demandada por setores no primário.....	74
Fig. 4.14 – Disposição dos condutores primários em relação ao solo.....	74
Fig. 4.15 – Correntes nas fases e neutro e DHTis do transformador de 75kVA	76
Fig. 4.16 – Corrente nas fases e neutro e DHTis do transformador de 112,5kVA.....	77
Fig. 4.17 – Modelo do transformador utilizado na simulação.....	81
Fig. 4.18 – Curvas de saturação dos modelos dos transformadores de 75 e 112,5 kVA.....	81
Fig. 4.19 – Modelo trifásico do transformador referido ao primário	82
Fig. 4.20 - Modelo do transformador referido ao primário utilizando o “Compress”	82
Fig. 4.21 – Primário modelado no ATPDraw – Alimentador completo.....	85
Fig. 4.22a -Primário modelado no ATPDraw – Detalhe da parte 1	86
Fig. 4.22b- Primário modelado no ATPDraw – Detalhe da parte 2	87
Fig. 4.22c -Primário modelado no ATPDraw – Detalhe da parte 3	88
Fig. 4.22d -Primário modelado no ATPDraw – Detalhe da parte 4	89
Fig. 4.23 – Correntes nas três fases no início do primário às 21h.....	90
Fig. 4.24 – Correntes nas três fases próximo ao meio do primário às 21h.....	91
Fig. 4.25– Correntes nas três fases no extremo do primário às 21h.....	91
Fig. 4.26 – Correntes nas três fases no início do primário às 2h.....	92
Fig. 4.27 – Correntes nas três fases próximo ao meio do primário às 2h.....	92
Fig. 4.28 – Correntes nas três fases no extremo do primário às 2h.....	92
Fig. 4.29 – Tensões no início do primário com chuveiros eletrônicos às 21h.....	97
Fig. 4.30– Correntes no início do primário com chuveiros eletrônicos às 21h.....	98
Fig. 4.31– Tensões no meio do primário com chuveiros eletrônicos às 21h.....	98
Fig. 4.32 – Correntes no meio do primário com chuveiros eletrônicos às 21h	99
Fig. 4.33 – Tensões no final do primário com chuveiros eletrônicos às 21h	99
Fig. 4.34 – Correntes no final do primário com chuveiros eletrônicos às 21h.....	100

Fig. 5.1 – Equivalente do sistema visto do banco de capacitores.....	105
Fig. 5.2 – Equivalente do sistema visto da barra de alocação do filtro – fase A.....	107
Fig. 5.3 – Resposta em frequência da corrente no sistema com o filtro de 5º harmônico..	107
Fig. 5.4 – Alimentador primário com filtro de quinta ordem dividido.....	109
Fig. 5.5 – Sistema simulado com os filtros de 5º e 7º harmônico distribuídos	111
Fig. 5.6 – Resposta em frequência da corrente no sistema após a inclusão dos filtros	111
Fig. 5.7 – Correntes no medidor 1 do alimentador primário	113
Fig. 5.8 – Tensões no medidor 2 do alimentador primário.....	114
Fig. 5.9 – Correntes no medidor 2 do alimentador primário	114
Fig. 5.10 – Tensões no medidor 3 do alimentador primário.....	115
Fig. 5.11 – Correntes no medidor 3 do alimentador primário	115
Fig. 5.12 – Tensões no medidor 4 do alimentador primário.....	116
Fig. 5.13 – Correntes no medidor 4 do alimentador primário	116
Fig. B.1 – Ensaio de curto-circuito.....	130
Fig. B.2 – Ensaio de circuito aberto	131
Fig. C.1 – Sistemas equivalentes, sendo um utilizando o “Compress” e o outro não.....	135
Fig. D.1 – Ressonância paralela em ponto de acoplamento comum	136
Fig. D.2 – Circuito de Ressonância Série.....	137
Fig. D.3 - Topologia e curva de impedância x frequência do filtro sintonizado.....	138
Fig. D.4 - Topologia e curva de impedância x frequência do filtro amortecido	139
Fig. D.5 –Topologia e curva de impedância x frequência do filtro tipo C.....	140
Fig. D.6 – Esquema de filtros passivos paralelos combinados.....	140
Fig. D.7 – Filtro passivo em série.....	141
Fig. D.8 – Ligação do filtro série no sistema.....	141
Fig. D.9 – Filtro duplamente sintonizado	141
Fig. D.10 – Resposta em frequência do filtro no neutro.....	142
Fig. D.11 – Tipos de STATCOM mais comuns	143
Fig. D.12 – Montagem e funcionamento do STATCOM.....	143
Fig. D.13 – Transformada de Clarke	144
Fig. D.14 – Relação entre domínio das fases e domínio $\alpha\beta 0$	144
Fig. D.15 – Relação entre domínio ABO e domínio DQO	144
Fig. D.16 – Matrizes de transformação de Park e inversa.....	145
Fig. D.17 - Controle realizado pelo STATCOM.....	146
Fig. D.18 – Filtro ativo série com filtro passivo em paralelo.....	146
Fig. D.19 – Controle do filtro ativo série funcionando como isolador harmônico.....	148
Fig. D.20 – Filtro ativo ligado em série com filtro passivo.....	148
Fig. D.21 – Filtro série funcionando como restaurador harmônico.....	149
Fig. D.22 – Controle do filtro ativo série como um restaurador dinâmico de tensão.....	150
Fig. D.23 – Esquemático de um UPQC.....	150

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1.1 – Influência do DHTi no acréscimo de corrente e na redução do fator de potência [2].....	3
Tabela 1.2 – Valor de f_h em relação a taxa de terceiro harmônico nas fases	5
Tabela 2.1 – Principais equipamentos residenciais/comerciais geradores de harmônicos...	12
Tabela 2.2 – Espectro harmônico da corrente de um retificador não controlado [20]	13
Tabela 2.3 – Harmônicos de corrente gerados pelo chuveiro eletrônico para diferentes potências	20
Tabela 2.4 - Limites de distorção de tensão [20].....	26
Tabela 2.5 - Limites de distorção de corrente (DTD) em relação à corrente fundamental ..	26
Tabela 2.6 – Limites de harmônicos individuais em sistema públicos de baixa tensão.....	27
Tabela 2.7 -Limites de correntes harmônicas para equipamentos classe A	28
Tabela 2.8 - Limites de correntes harmônicas para equipamentos classe C.....	28
Tabela 2.9 - Limites de correntes harmônicas para equipamentos classe D	28
Tabela 2.10 - Limites de correntes harmônicas para equipamentos com correntes entre 16 e 75A	28
Tabela 2.11- Limites globais de harmônicos em relação à tensão fundamental [32].....	29
Tabela 2.12 - Limites harmônicos de tensão por consumidor em relação à tensão fundamental [28]	29
Tabela 3.1 – Análise da influência da corrente de magnetização em relação à nominal	48
Tabela 3.2- Limites de variação de tensão padronizadas pela ANEEL [52].....	49
Tabela 3.3 – Limites de tensão em pontos de conexão com tensão nominal entre 1 kV e 69 kV	49
Tabela 3.4 – Parâmetros de um transformador Δ -Y de 112,5 kVA[53].....	50
Tabela 3.5 – Dados originais de [41], modificados e os utilizados no modelo	51
Tabela 3.6 – Correntes harmônicas em relação à corrente fundamental de magnetização ..	52
Tabela 3.7 – Comparação entre a simulação e dados de medição do televisor.....	59
Tabela 4.1 - Consumo dos consumidores ligados ao transformador de 45kVA	62
Tabela 4.2 – Classificação das residências devido ao consumo.....	62
Tabela 4.3 – Valores máximos, médios e mínimos das medições das residências A, B e C	63
Tabela 4.4 - Valores máximos, médios e mínimos das medições da residência D	65
Tabela 4.5 – Informações sobre o transformador de 45 kVA	66
Tabela 4.6 - Valores máximos, médios e mínimos das medições	66
Tabela 4.7 – Valores calculados para o modelo de cada residência às 21h	67
Tabela 4.8 – Comparação entre as correntes dos modelos e medições às 21h.....	68
Tabela 4.9 – Comparação entre correntes do modelo da residência D e suas medições às 21h	68
Tabela 4.10 – Comparação dos valores simulados da lâmpada com sua medição.....	69
Tabela 4.11 – Valores calculados do transformador de 45kVA.....	69
Tabela 4.12 – Dados da curva de saturação utilizada no transformador de 45 kVA.....	70
Tabela 4.13 – Classificação das residências através do consumo	71
Tabela 4.14 – Distribuição final de residências por fase.....	71
Tabela 4.15 – Comparação entre valores medidos e simulados	73

Tabela 4.16 – Dados de placa e perdas do transformador de 75 kVA	75
Tabela 4.17 – Valores máximos, médios e mínimos das medições do transformador de 75kVA	75
Tabela 4.18 – Dados de placa e perdas do transformador de 112,5 kVA	76
Tabela 4.19 – Valores máximos, médios e mínimos das medições do transformador.....	77
Tabela 4.20a – Validação da carga do modelo do transformador de 45 kVA às 21h	78
Tabela 4.20b - Validação da carga do modelo do transformador de 45 kVA às 2h.....	79
Tabela 4.21a – Validação da carga do modelo do transformador de 75 kVA às 21h	79
Tabela 4.21b – Validação da carga do modelo do transformador de 75 kVA às 2h	79
Tabela 4.22a – Validação da carga do modelo do transformador de 112,5 kVA às 21h	80
Tabela 4.22b – Validação da carga do modelo do transformador de 112,5 kVA às 2h	80
Tabela 4.23 – Dados de entrada dos modelos de transformadores de 75 e 112,5 kVA no ATPDraw.....	81
Tabela 4.24 – Espectro harmônico das correntes no primário do transformador de 45 kVA	82
Tabela 4.25 – Espectro harmônico das correntes no primário do transformador de 75 kVA	83
Tabela 4.26 – Espectro harmônico das correntes no primário do transformador de 112,5 kVA	83
Tabela 4.27 – Resultados obtidos da simulação do primário às 21h.....	90
Tabela 4.28 – Dados obtidos do modelo do primário às 2h	91
Tabela 4.29 – Limites máximos de DTD no primário às 21h	93
Tabela 4.30 – DTD no primário às 2h.....	93
Tabela 4.31 – Potência do chuveiro eletrônico com 2/3 da potência nominal	94
Tabela 4.32 – Comparação entre corrente do modelo e corrente medida do chuveiro eletrônico	95
Tabela 4.33 –Carregamento do transformador de 45kVA às 21h sem chuveiro eletrônico.	96
Tabela 4.34 – Carregamento dos demais transformadores às 21h sem o chuveiro eletrônico	96
Tabela 4.35 – Divisão de chuveiros por fase para cada transformador	96
Tabela 4.36 – Resultados de simulação do primário com chuveiros eletrônicos.....	97
Tabela 4.37 – Limites de DHTi para cada ponto do primário.....	100
Tabela 5.1 – Comparação das correntes na simulação com e sem banco de capacitores...	103
Tabela 5.2- Relação entre as correntes da mesma fase nas simulações com e sem o banco de capacitores	104
Tabela 5.3 – Tensões e correntes de curto-circuito no ponto de conexão do banco.....	104
Tabela 5.4 – Tensões e correntes no alimentador primário após a inclusão do filtro	108
Tabela 5.5 – Tensões e correntes no alimentador após inclusão do filtro distribuído.....	109
Tabela 5.6 – Tensões e correntes no alimentador após a inclusão dos filtros de 5° e 7°	112
Tabela 5.7 – Comparação das tensões e correntes sem filtros e com filtro de 5° e 7° harmônicos	113
Tabela A.1 - Dados de placa do transformador	126
Tabela A.2 – Distribuição harmônica da corrente no transformador em pu	126
Tabela A.3 – Tabela para cálculo do F_{HL}	128

1 INTRODUÇÃO

A presença de harmônicos em sistemas de distribuição já era conhecida desde o início do século passado, sendo esta ocorrência principalmente devido à corrente de magnetização dos transformadores e características construtivas dos geradores da época [1]. Porém, como no início do século a grande maioria das cargas alimentadas pelo sistema elétrico apresentava comportamento linear, a corrente e tensão da rede elétrica eram quase senóides perfeitas (mesmo com a existência destas pequenas correntes harmônicas), o que levou aos engenheiros da época a não considerar os harmônicos como um problema prioritário. No Brasil, além do motivo apresentado acima, dois outros fatores eram determinantes para que a qualidade de energia não fosse considerada uma preocupação [2]. O primeiro fator consistia no fato de que a maioria dos consumidores, até meados da década de 70, não necessitava de um fornecimento de energia de alta qualidade, uma vez que os processos e equipamentos da época não eram tão sensíveis aos distúrbios relacionados com qualidade de energia. O segundo fator está ligado ao fato de que, naquela época, as concessionárias de energia operavam dentro de um regime de monopólio de tarifas com base no custo de serviço. Como o aumento dos lucros das empresas não estava diretamente ligado a redução dos custos, recursos para estudos de qualidade de energia e aquisição de equipamentos mais robustos (e mais caros) eram constantes, o que minimizavam os efeitos dos harmônicos no sistema elétrico.

A partir da década de 70, com o desenvolvimento mundial da eletrônica de potência, que possibilitou a criação de grandes conversores, o nível de harmônicos presente na rede aumentou, uma vez que esses conversores injetam grande quantidade de harmônicos de corrente [3]. Problemas como sobreaquecimento e diminuição da vida útil de equipamentos, além de interferências em redes de comunicação, começaram a se tornar frequentes nos sistemas próximos às indústrias que continham grande quantidade de conversores de potência. Como esses conversores se limitavam ao uso industrial, as preocupações com os harmônicos ficaram restritas a este setor, sendo o mesmo obrigado pelas concessionárias a manter a tensão e a corrente na sua barra de conexão com o sistema de distribuição dentro de determinados padrões de qualidade.

Nos setores residenciais e comerciais, com a crescente popularização de equipamentos eletrônicos como fornos microondas, computadores e demais eletrônicos, além do aumento do número de televisores, aparelhos de som e outros, a geração de harmônicos que era quase exclusividade das indústrias também passou a acontecer nestes setores. Além disso, a constante preocupação com conservação de energia (após a criação do Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica - PROCEL em 1985) e consolidada no Brasil durante e após o racionamento de energia elétrica ocorrido nos anos 2001-2002, incentivou a substituição de cargas dadas como não eficientes (na sua maioria cargas de característica linear) por cargas de menor consumo com grande utilização de

eletrônica. Essa substituição melhorou a eficiência das cargas, porém aumentou a injeção de harmônicos por estas.

Nas últimas décadas, problemas relacionados com harmônicos têm causado grandes problemas para as concessionárias de energia, como explosões de bancos de capacitores e redução da vida útil de transformadores [4,5]. Problemas estes que tendem a aumentar no futuro com o crescimento de potência dos equipamentos eletrônicos e a constante popularização destes nos setores residências e comerciais.

1.1 Qualidade de energia elétrica

A falta de qualidade de energia está associada a qualquer problema manifestado na tensão, corrente ou frequência que resultará em falha ou operação inadequada em equipamentos de consumidores [3]. Estes problemas englobam, entre outros, harmônicos de corrente e tensão, variações de tensão de curta ou longa duração, desbalanceamento excessivo das tensões ou correntes das fases e flutuação de tensão (*flicker*). Uma vez que os equipamentos são projetados para funcionar em valores nominais de tensão, corrente e frequência, estes fenômenos geram consequências não previstas em seus projetos, podendo causar danos que vão desde o aumento das perdas até queima de equipamentos. Afundamentos de tensão são potencialmente nocivos a motores uma vez que estes, para manter a potência constante em seus terminais, tendem a compensar a diminuição da tensão com um aumento da corrente, o que leva a um conseqüente aumento de temperatura e redução de vida útil [6].

Variações de iluminamento causadas por flutuações de tensão, caso ocorram em frequências próximas à frequência de máxima sensibilidade humana (entre 8 e 12Hz), podem gerar efeitos como cansaço e irritação em seres humanos, gerando diminuição da produtividade de trabalhadores e problemas como dor de cabeça [7].

Harmônicos, por sua vez, geram, entre outros efeitos, o aumento das perdas elétricas e a diminuição da vida útil de equipamentos.

1.2 Relação entre conservação e qualidade de energia

O PROCEL estabeleceu medidas para o uso eficiente da energia no setor elétrico desde 1996 com o objetivo de obter uma economia progressiva de energia que deverá alcançar os 130 milhões de MWh no ano de 2015 [2]. Entre as principais medidas incentivadas pelo PROCEL estão a utilização de alguns equipamentos e componentes como:

- Lâmpadas fluorescentes compactas (LFCs)
- Controle de iluminação através de *dimmers*
- Controladores de velocidade variável para motores
- Compensação de potência reativa com a utilização de bancos de capacitores
- Controladores de temperatura de chuveiros através de gradadores

O uso intensivo da eletrônica, sem controle de harmônicos de corrente, pode levar à criação de equipamentos eletrônicos eficientes com grande conteúdo harmônico. Estes equipamentos, apesar de permitirem uma economia de energia considerável, geram uma diminuição da qualidade de energia no sistema elétrico. Essa diminuição de qualidade ocorre através da geração de harmônicos por estes equipamentos, o que implica em uma

redução do fator de potência, além de outros problemas como o aumento da corrente eficaz e conseqüentemente o aumento das perdas nos equipamentos [2]. Na tabela 1.1 é apresentada a relação entre o aumento da corrente eficaz e a diminuição do fator de potência com o aumento da distorção harmônica total de corrente (DHTi). Pode-se notar que o acréscimo de corrente pode chegar a 123,61% e o fator de potência pode cair para 0,447.

Tabela 1.1 – Influência do DHTi no acréscimo de corrente e na redução do fator de potência [2]

DHTi (%)	Acréscimo de corrente (%)	Fator de potência	DHTi (%)	Acréscimo de corrente (%)	Fator de potência
0	0,00	1,000	100	41,42	0,707
5	0,13	0,999	120	56,20	0,640
10	0,50	0,995	130	64,01	0,610
30	4,40	0,958	150	80,28	0,555
50	11,80	0,894	170	97,23	0,507
70	22,07	0,819	200	123,61	0,447
90	34,54	0,743	-	-	-

A substituição de lâmpadas incandescentes por LFCs e de lâmpadas de mercúrio por lâmpadas de vapor de sódio foram as medidas mais executadas durante e após o racionamento de energia nos anos 2001-2002 no Brasil, sendo abordadas por diversos estudos que analisavam a diminuição de consumo e a geração harmônica de corrente de lâmpadas vistas como eficientes.

Em [8], é apresentado um estudo de um caso real da substituição de lâmpadas incandescentes por lâmpadas fluorescentes com reator eletrônico de baixo fator de potência (LBFP) e de alto fator de potência (LAFP) em um universo de consumidores da CPFL (Companhia Paulista de Força e Luz). Concluiu-se que, do ponto de vista do consumidor, houve uma redução de consumo evidente após a substituição. Do ponto de vista da concessionária, houve uma diminuição do carregamento do transformador que alimentava as cargas. Porém, também houve uma diminuição do fator de potência quando utilizadas as LBFPs e um aumento do DHTi em ambos os casos, com LBFPs e LAFP.

Conclusões semelhantes foram apresentadas em [9], onde a substituição de lâmpadas incandescentes por LFCs apresentou um aumento considerável da distorção harmônica da corrente demandada por uma residência.

Em [10], por sua vez, é apresentado um estudo sobre a substituição de lâmpadas de vapor de mercúrio por lâmpadas de vapor de sódio na iluminação pública. Apesar das lâmpadas de vapor de sódio apresentarem menor consumo de energia para um mesmo iluminamento, elas geram mais harmônicos, o que pode elevar as distorções harmônicas de tensão a níveis acima dos permitidos por normas.

Em relação à utilização de *dimmers* para o controle de iluminação, apesar destes dispositivos possibilitarem um ajuste fino do iluminamento e, com isso, permitirem uma diminuição do consumo para casos onde o iluminamento nominal não é necessário, sua utilização fora da potência nominal gera harmônicos que diminuem a qualidade de energia da instalação. Em [11] e [12], a quantidade de harmônicos gerada por um *dimmer* em relação ao nível de iluminamento é apresentada e analisada, sugerindo uma diminuição da qualidade de energia consumida pela instalação em relação à utilização somente de lâmpadas incandescentes.

Em [13], afirma-se que os controladores de velocidade variável para motores apresentam níveis de distorções harmônicas diferentes, porém todos eles são geradores de harmônicos de corrente uma vez que utilizam eletrônica de potência. Essa distorção harmônica é responsável por um aumento das perdas de forma quadrática nos conversores, uma vez que os harmônicos elevam a corrente eficaz do circuito e as perdas são proporcionais ao quadrado da corrente.

Os chuveiros com controle de temperatura através de gradadores (conhecidos como chuveiros eletrônicos) apresentam comportamento similar ao apresentado no controle de iluminação. No laboratório de conservação de energia da UFMG (LCE –UFMG) foram realizadas medições com um chuveiro eletrônico em três condições de potência (1/3 da potência nominal, 2/3 da potência nominal e potência nominal) e constatou-se que quanto menor a potência utilizada, maior era a distorção de corrente gerada pelo mesmo. Considerando que o chuveiro eletrônico é uma carga de potência elevada, sua popularização possivelmente causará um problema de distorção harmônica elevada nos sistemas elétricos de distribuição.

Todos estes equipamentos eletrônicos vistos como eficientes se aproveitam da não existência de uma norma brasileira que apresente limites máximos de harmônicos de corrente. Com isso, a injeção de harmônicos de corrente no sistema elétrico tende a aumentar, acompanhando a crescente popularização destes equipamentos residenciais e comerciais.

Em relação à circulação dos harmônicos no sistema elétrico de distribuição e na alimentação de instalações, problemas como aquecimento excessivo do neutro podem ser atribuídos a harmônicos. Em [14], um estudo sobre a influência no condutor neutro de uma grande quantidade de cargas como computadores e LFCs ligadas em uma instalação é apresentado e afirma que, devido às características dos harmônicos triplos de se somarem no neutro, é possível se obter correntes de neutro superiores às correntes de fase. Dessa forma, medidas de mitigação harmônica ou superdimensionamento do condutor neutro são soluções necessárias.

Na Norma NBR 5410 [15], a preocupação com as correntes elevadas de terceiro harmônico no neutro também é apresentada, sendo criado um fator de superdimensionamento do neutro (f_h) em relação à porcentagem de corrente de terceiro harmônico nas fases. Para correntes de terceiro harmônico nas fases acima de 33% da corrente fundamental, este fator é definido de acordo com a tabela 1.2. Caso a quantidade de harmônicos de terceira ordem não seja conhecida, aconselha-se utilizar o fator f_h como sendo igual a 1,73, na situação de um circuito trifásico com neutro, e 1,41, no caso de um circuito bifásico com neutro.

A inclusão na Norma NBR 5410 de considerações sobre harmônicos no condutor neutro confirma a crescente preocupação com as conseqüências geradas por harmônicos em sistemas elétricos e instalações residenciais e comerciais, sendo a necessidade da criação de uma norma brasileira específica em harmônicos uma necessidade cada vez mais evidente.

Tabela 1.2 – Valor de f_h em relação a taxa de terceiro harmônico nas fases

Taxa de terceira harmônica	f_h	
	Circuito trifásico com neutro	Circuito com duas fases e neutro
33% a 35%	1,15	1,15
36% a 40%	1,19	1,19
41% a 45%	1,24	1,23
46% a 50%	1,35	1,27
51% a 55%	1,45	1,30
56% a 60%	1,55	1,34
61% a 65%	1,64	1,38
≥ 66%	1,73	1,41

Equipamentos como bancos de capacitores e transformadores são afetados pela circulação de harmônicos no sistema. A maioria dos problemas gerados em bancos de capacitores estão ligados à ocorrência de ressonância entre estes e o sistema elétrico. Em [13], afirma-se que, caso a instalação do banco capacitor não seja bem executada, as vantagens da sua inclusão poderão ser anulados em função da amplificação do conteúdo harmônico presente no sistema e a conseqüente queima prematura do mesmo através de aquecimento excessivo (gerado pela presença destes harmônicos no banco). Conclusões similares foram apresentadas em [16], onde é realizado um estudo da perda de vida útil de capacitores em indústrias eletrointensivas. Neste mesmo artigo são apresentados dois estudos de casos onde foram constatados aumentos consideráveis das distorções harmônicas de tensão com a instalação de um banco de capacitores devido aos problemas de ressonância entre o banco e o sistema.

Os transformadores, por sua vez, sofrem aquecimento excessivo devido à circulação de correntes harmônicas, o que gera aumento das perdas nos transformadores e diminuição das suas vidas úteis [5]. Em [17] são apresentados os efeitos dos harmônicos no aumento das perdas além de um estudo da diminuição da vida útil de um transformador na presença de diferentes valores de distorções de tensão e corrente. Neste estudo é evidenciada a relação inversa entre o valor das distorções harmônicas e a vida útil do transformador, em especial em relação à distorção harmônica de corrente.

1.3 Sistemas elétricos equilibrados x desequilibrados

Atualmente, grande parte das simulações de penetração harmônica realizadas em sistemas elétricos considera o sistema perfeitamente equilibrado, o que permite a modelagem do sistema através da sua rede de seqüência positiva, transformando o sistema trifásico em um equivalente monofásico [18]. Esta simplificação pode ser considerada uma boa representação para indústrias ou sistemas de transmissão, onde as cargas possuem um pequeno desequilíbrio. Porém, nas redes de distribuição, a variação da carga durante o dia pode gerar desequilíbrios consideráveis, o que inviabiliza a análise da penetração harmônica de um sistema de distribuição genérico através destes modelos [19]. Nestes sistemas, é necessária a modelagem do sistema através de suas características de carga desbalanceada, considerando cada fase individualmente.

1.4 Normalização Européia x Referência Norte Americana

É necessária a existência de guias (ou normas) reguladores que informem os níveis máximos de harmônicos possíveis em um sistema e equipamentos. Atualmente existem dois principais guias internacionais que quantificam e analisam os níveis de harmônicos. Estes são a norma IEC 61000 [3] (européia) e o guia IEEE Std 519 [20] (americano) que são referências mundiais.

O guia americano apresenta limites de distorção harmônica de tensão e corrente nas barras do sistema elétrico analisado. A norma européia apresenta, além dos limites de distorção harmônica de tensão e corrente nas barras do sistema elétrico, as distorções harmônicas máximas geradas por equipamentos individuais. Através do controle da distorção gerada por um equipamento, a norma garante o controle do conteúdo harmônico presente no sistema elétrico.

Enquanto a norma IEC apresenta como vantagem o maior controle dos harmônicos gerados através do monitoramento dos harmônicos em equipamentos individuais e conseqüentemente a baixa necessidade de medidas de mitigação na rede, este controle acarreta na produção de equipamentos mais caros. Por sua vez, o guia IEEE não exige que os equipamentos individuais possuam uma distorção máxima (o que permite a construção de equipamentos mais baratos), porém, é necessário que sejam realizados métodos de mitigação harmônica no sistema elétrico.

Cada guia apresenta suas vantagens e desvantagens, sendo então subjetiva a decisão de qual guia escolher como referência.

1.5 Objetivos deste trabalho

Neste trabalho é realizado um estudo da penetração harmônica em um alimentador secundário e um alimentador primário de um sistema de distribuição real através da sua modelagem no programa computacional de simulação ATP, *Alterative Transient Program*, considerando cargas trifásicas desequilibradas de consumidores residenciais e comerciais. O sistema é modelado tomando como base uma amostra de residências e transformadores presentes no sistema elétrico de uma concessionária. Com estes resultados, novas cargas eletrônicas futuras (chuveiros eletrônicos) são associadas, levando à necessidade do uso de filtros para reduzir as distorções harmônicas de tensão e corrente analisadas.

No capítulo 2 são descritos os principais equipamentos residenciais e comerciais responsáveis pela injeção de correntes harmônicas no sistema de distribuição. Além disso, são apresentados os principais equipamentos do sistema elétrico sensíveis à presença de harmônicos e como estes equipamentos reagem na presença destes. Por fim, são apresentadas as referências nacionais e internacionais para limitação de correntes e tensões harmônicas, sendo descrito o enfoque de cada uma e as principais diferenças entre elas.

No capítulo 3 são apresentadas as modelagens harmônicas mais comuns dos principais componentes de um sistema elétrico existentes na literatura e os modelos de componentes existentes no ATPDraw. São também realizadas comparações entre os resultados dos modelos criados e valores obtidos através de medição.

No capítulo 4 são descritos os alimentadores secundário e primário escolhidos para simulações. As características físicas dos alimentadores são representadas através de modelos no ATP e a injeção harmônica de corrente e tensão são quantificadas e analisadas

em relação aos limites estipulados por normas. O modelo do alimentador secundário é validado a partir da comparação entre este e a medição do secundário do transformador que o alimenta, enquanto o primário é verificado através de modelos computacionais de transformadores distribuídos neste alimentador de acordo com a posição real de seus transformadores. Após esta modelagem, uma situação futura com a presença de chuveiros eletrônicos é estimada e as distorções harmônicas em pontos do sistema são quantificadas.

No capítulo 5 é realizado o projeto de um filtro passivo para mitigar a distorção harmônica na situação futura apresentada no alimentador primário no final do capítulo 4. As distorções harmônicas após a alocação do filtro são obtidas e comparadas com as distorções apresentadas antes da colocação do mesmo e com limites permitidos por normas.

2 HARMÔNICOS NO SISTEMA ELÉTRICO: FONTES, EFEITOS E LIMITES

Com a crescente introdução da eletrônica em equipamentos de consumidores residenciais e comerciais, a injeção de harmônicos nas redes tende a aumentar cada vez mais, podendo causar prejuízos para as concessionárias de energia e os próprios consumidores. Algumas cargas como LFCs, televisores e computadores que possuem alta distorção harmônica de corrente (chegando a mais de 100%), até alguns anos atrás, não eram considerados grandes problemas uma vez que suas potências eram relativamente baixas e não existiam em grandes quantidades [21]. Porém, com a grande popularização destes equipamentos nos últimos anos, estas cargas ligadas ao sistema elétrico começam a injetar uma parcela considerável de harmônicos, provocando distorções na forma de onda da corrente e tensão.

Neste capítulo são abordados os principais equipamentos residenciais e comerciais com alta injeção de harmônicos na rede. Após o estudo destes, são apresentados equipamentos e sistemas sensíveis a um nível alto de harmônicos e as consequências da permanência destes na presença de correntes e tensões não-senoidais. Por fim, as principais normas nacionais e internacionais que tratam de harmônicos são analisadas.

2.1 Indicadores harmônicos

Como os harmônicos são considerados “poluidores” do sistema elétrico, causando assim um problema de qualidade de energia, é necessária a sua limitação através de normas que assegurem o nível máximo de harmônicos tolerados. Para isso é necessário que sejam utilizados indicadores para a quantificação e análise dos efeitos dos harmônicos. Nos próximos subitens são apresentados os principais indicadores de harmônicos utilizados neste texto.

2.1.1 Distorção Harmônica Total (DHT)

Este indicador é o mais utilizado para quantificar harmônicos, sendo adotado como parâmetro pelas principais referências mundiais. É importante perceber que a DHT pode ser calculada para corrente ou tensão e que a mesma não é uma informação completa, uma vez que apenas seu valor não é suficiente para quantificar a influência dos harmônicos presentes no local de medição no sistema. A DHT de tensão (DHT_v) e a DHT de corrente (DHT_i) são dadas por:

$$DHT_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h \max} V_h^2}}{V_1} \quad (2.1)$$

$$DHT_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h \max} I_h^2}}{I_1} \quad (2.2)$$

onde,

h - número inteiro

V_h – valor rms da componente de tensão harmônica h

V_1 – valor rms de tensão fundamental

I_h – valor rms da componente de corrente harmônica h

I_1 – valor rms de corrente fundamental

É necessário que o engenheiro analise o valor da DHT e o valor da magnitude da tensão ou corrente para que o mesmo tenha uma boa visão dos efeitos dos harmônicos naquele local. Por exemplo, pode-se pensar em princípio que uma distorção harmônica de 100% encontrada na corrente de alimentação de um equipamento causaria problemas na rede, porém, se considerado que esse equipamento possui uma corrente muito baixa diante da corrente total da rede, as amplitudes dos harmônicos serão pequenas e facilmente “diluídas” pelas outras cargas ligadas no mesmo alimentador. Porém, se o equipamento com DHT de 100% possui uma corrente alta em relação às outras cargas ligadas ao alimentador, com certeza esse conteúdo harmônico será nocivo à rede.

2.1.2 Distorção Total de Demanda (DTD)

Este indicador é utilizado pela norma IEEE 519 [20] para quantificar a distorção harmônica de corrente em relação à demanda de corrente da carga. Sua formulação matemática é bastante similar ao DHT, tendo como diferença o fato de que a DTD é calculada em relação à corrente máxima da carga ao contrário da DHT, que utiliza a corrente fundamental no horário da medição. O valor da DTD é uma informação completa uma vez que sempre é calculada em relação à corrente máxima. Assim, se o valor encontrado para a DTD for alto, pode se afirmar que há elevada circulação de harmônicos [1]. A DTD é dada por:

$$DTD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h \max} I_h^2}}{I_L} \quad (2.3)$$

onde,

I_L - Corrente de demanda máxima da carga na frequência fundamental, medida no ponto de acoplamento comum entre a carga e o sistema

I_h - Valor rms da componente de corrente harmônica h

2.1.3 Fator K

Este fator, amplamente utilizado por projetistas de transformadores nos Estados Unidos [22], é usado para se calcular o aumento do aquecimento de um transformador devido à circulação de correntes harmônicas e, com isso, calcular a diminuição do carregamento nominal necessário para evitar a diminuição de sua vida útil. O fator K pode ser calculado através da relação:

$$fator\ K = \sum_{h=1}^{h\ max} \left(\frac{I_h}{I_R} \right)^2 \times h^2 \quad (2.4)$$

onde,

I_R – Corrente nominal rms total

I_h – Corrente no harmônico h

h – Ordem do harmônico

2.1.4 Fator de Perdas Harmônicas (F_{HL})

Um outro fator também utilizado para se quantificar a diminuição do carregamento de um transformador na presença de harmônicos é o F_{HL} , que representa o aquecimento efetivo gerado no transformador como resultado de uma determinada corrente harmônica. Este fator pode ser calculado através da equação:

$$F_{HL} = \frac{\sum_{h=1}^{h\ max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2 \times h^2}{\sum_{h=1}^{h\ max} \left(\frac{I_h}{I_1} \right)^2} \quad (2.5)$$

A principal diferença entre o fator K e o F_{HL} está ligada ao fato de que o fator K depende tanto da magnitude quanto da distribuição dos harmônicos da corrente, enquanto o F_{HL} é apenas dependente da distribuição dos harmônicos [22]. Dessa forma, caso haja medições em transformadores de potências nominais diferentes que apresentem uma distribuição harmônica similar, estes terão o mesmo F_{HL} enquanto que o fator K variará com a diferença entre as amplitudes das correntes em cada transformador. Estes dois fatores são relacionados através de :

$$Fator\ K = \left[\frac{\sum_{h=1}^{h\ max} I_h^2}{I_R^2} \right] \times F_{HL} \quad (2.6)$$

2.1.5 Indicadores de interferência telefônica

Para se quantificar a sensibilidade de um sistema telefônico à presença de harmônicos em uma rede elétrica próxima a este, foram desenvolvidos fatores de sensibilidade. Os dois principais fatores existentes são o TIF (*Telephone Influence Factor*) e o TFF (*Telephone Form Factor*) sendo que o primeiro é utilizado nos Estados Unidos e Canadá, e o segundo na União Européia [1].

Esses fatores utilizam curvas de sensibilidade distintas (porém bastante similares) para quantificar a influência do sistema elétrico no de comunicação. O TFF segue a curva de peso psophométrica (*psophometric weighting*) criada pelo CCITT [23] enquanto que o TIF utiliza a curva de peso C-message criada pela Bell Telephone Systems (BTS) e Edison Electric Institute (EEI) [24]. A principal diferença entre as curvas está em relação aos parâmetros utilizados para a construção das mesmas. A curva psophométrica não considera que o acoplamento mútuo entre o circuito elétrico e o de comunicação aumenta linearmente com a frequência enquanto a curva C-message considera este efeito. Devido a esta diferença, o TFF apresenta seu pico de sensibilidade à frequência de 1 kHz enquanto que o TIF apresenta o pico próximo a 2,6 kHz [1]. O TFF é dado por:

$$TFF = \sqrt{\sum_{n=1}^N \left(\frac{U_n}{U} \times F_n \right)^2} \quad (2.7)$$

onde,

U_n – Tensão devido ao harmônico n

U – tensão fase-neutro na frequência fundamental

N - máxima ordem harmônica considerada

n - ordem do harmônico

$F_n = (P_n \times n \times f_o) / 800$, onde P_n é o valor do peso harmônico dado pela curva psophométrica e f_o é a frequência fundamental (60 Hz no Brasil).

Normalmente o limite aceito para o TFF é de 1%. Como regra geral, se o TFF é maior que 0,5 mV, há grande chance de se ocorrer interferência no sistema telefônico [1]. O TIF tem uma formulação similar ao TFF e é dado por:

$$TIF = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N (U_n \times W_n)^2}}{U} \quad (2.8)$$

onde,

U_n – Tensão devido ao harmônico n

U – tensão fase-neutro rms

n – ordem do harmônico

$W_n = C_n \times 5 \times n \times f_o$, onde C_n é o valor do peso harmônico dado pela curva C-message e f_o é a frequência fundamental.

Ambos os fatores podem ser calculados para tensão (como descrito nas equações 2.7 e 2.8) ou podem ser calculados para corrente (simplesmente substituindo tensão por corrente nas equações).

2.2 Equipamentos residenciais e comerciais geradores de harmônicos

A geração de harmônicos nos setores residenciais e comerciais está ligada aos componentes internos de comportamento não linear usados nos equipamentos destes setores. Na tabela 2.1 foram classificados os equipamentos de maior geração harmônica presentes nestes setores de acordo com seus circuitos internos responsáveis por essa geração.

Tabela 2.1 – Principais equipamentos residenciais/comerciais geradores de harmônicos

Equipamento	Circuito interno gerador de harmônico e componentes
Televisor	Fonte de alimentação (retificador)
Computador	Fonte de alimentação (retificador)
Lâmpada fluorescente	Reator eletrônico (retificador)
Chuveiro eletrônico	triac
Lâmpada incandescente com <i>dimmer</i>	triac

Nota-se na tabela 2.1 que grande parte da geração harmônica em uma residência se dá devido à utilização de componentes em comum, principalmente retificadores (nos equipamentos eletrônicos) e triacs (nos equipamentos de iluminação e aquecimento). Nos próximos itens, características destes componentes e equipamentos serão analisadas.

2.2.1 Retificadores

Os retificadores são conversores estáticos que convertem tensão alternada em contínua, podendo ser monofásicos ou trifásicos. Um retificador monofásico é basicamente uma ponte de diodos alimentada por uma fonte alternada como mostrado na figura 2.1. Quando a fonte de tensão V_s está no semiciclo positivo, a carga (R_o) é alimentada através dos diodos D1 e D2. Quando a fonte de tensão V_s está no semiciclo negativo, os diodos D1 e D2 deixam de conduzir e os diodos D3 e D4 alimentam a carga mantendo a tensão na mesma sempre positiva. Neste caso, a forma de onda da tensão na carga apresenta uma componente contínua e uma ondulação de tensão (“*ripple*”) elevada.

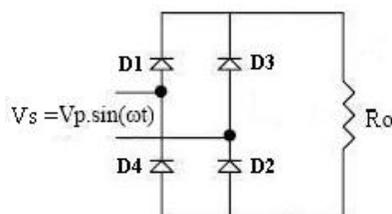


Fig. 2.1 – Ponte de diodos

Porém, a alimentação de cargas com uma ondulação de tensão elevada é indesejável. Neste caso, deve-se introduzir, entre o retificador e a carga, filtros que permitam reduzir esta ondulação.

Em equipamentos de baixa potência, os filtros são geralmente capacitivos [1]. Na figura 2.2a é ilustrado um retificador monofásico com filtro capacitivo (C_d) alimentando uma carga R a partir da tensão alternada V_s , enquanto que na figura 2.2b é apresentada a sua corrente em relação a V_s . A indutância L_s corresponde à indutância equivalente da rede.

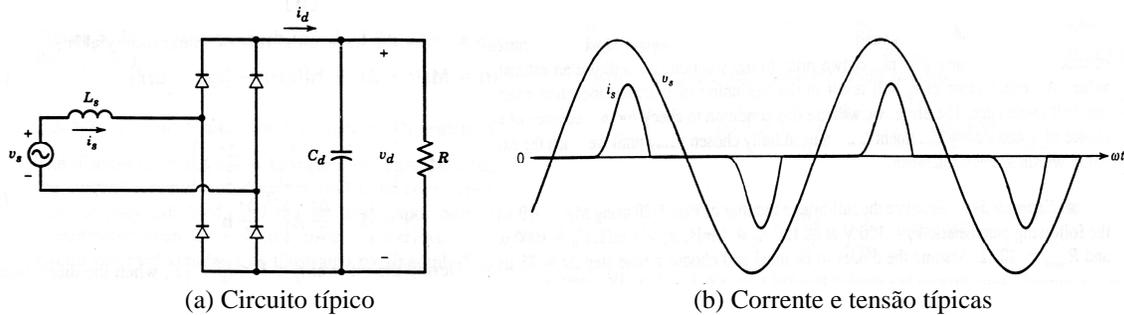


Fig. 2.2 – Circuito e corrente de um retificador monofásico com capacitor de saída

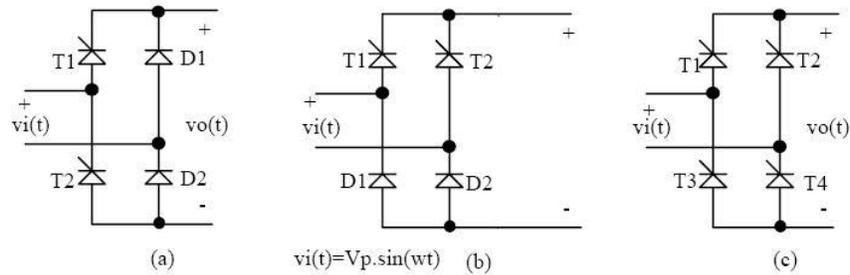
Com a inclusão do capacitor C_d , a tensão de saída do retificador apresenta uma componente contínua aproximadamente igual ao valor da tensão de pico da rede alternada.

Observando a forma de onda típica desta corrente, pode-se verificar que os diodos entram em condução quando a tensão da rede alternada fica maior que a tensão sobre o capacitor, gerando uma corrente de valor elevado. Quando a tensão da rede alternada fica menor que a tensão do capacitor, os diodos cessam a condução e a corrente na rede se anula durante este intervalo de tempo. A corrente da carga é, durante todo o período, suprida pelo capacitor. Essa corrente apresenta uma DHTi elevada (da ordem de 100%) e se caracteriza por possuir harmônicos ímpares da ordem dos apresentados na tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Espectro harmônico da corrente de um retificador não controlado [20]

Ordem harmônica	Magnitude (%)	Ordem harmônica	Magnitude (%)
1	100,0	9	15,7
3	81,0	11	2,4
5	60,6	13	6,3
7	37,0	15	7,9

Em muitas aplicações, é necessário variar esta tensão e, para estes casos, os retificadores são denominados retificadores controlados. Na figura 2.3 são mostradas as implementações de retificadores monofásicos controlados utilizando tiristores ou diodos, sendo T o símbolo do tiristor e D o símbolo do diodo. Eles são amplamente utilizados em aplicações como carregadores de baterias e controle de velocidade de motores [25].



(a) Semicontrolada assimétrica (b) Semicontrolada simétrica (c) Totalmente controlada

Fig. 2.3 – Pontes retificadoras monofásicas

Estes retificadores possibilitam regular a tensão de saída contínua variando o ângulo de disparo dos tiristores. Seus filtros de saída são compostos por um indutor de valor elevado em série com a carga [25]. Um exemplo de uma ponte retificadora totalmente controlada e sua corrente típica são mostrados na figura 2.4.

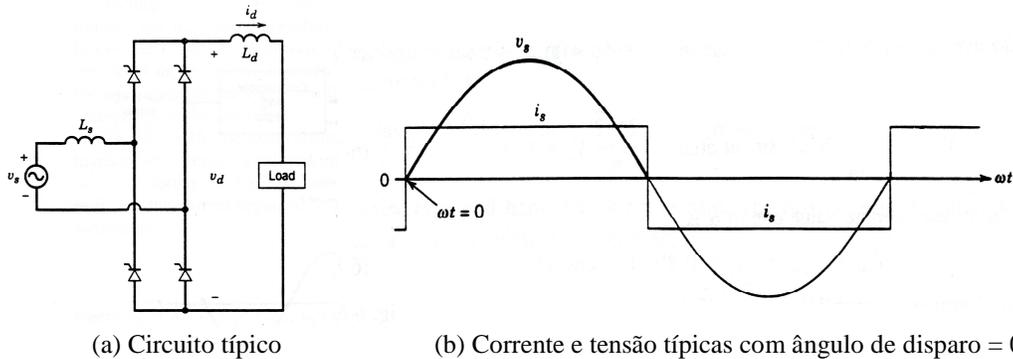


Fig. 2.4 – Circuito, tensão e corrente de um retificador controlado monofásico com indutor série

Como o valor do indutor é elevado, a ondulação da corrente na carga é desprezível. Assim, pode-se assumir que a corrente de entrada da ponte retificadora é quadrada. As amplitudes dos harmônicos individuais de corrente (I_h) deste retificador, em relação à sua corrente fundamental (I_1), podem ser aproximados pela equação (2.9) [25].

$$I_h = \frac{I_1}{h}, \quad (2.9)$$

onde h é a ordem do harmônico ímpar desejado

Utilizando (2.9), nota-se que as amplitudes dos harmônicos vão diminuindo de acordo com o aumento da sua ordem, como pode ser visto na figura 2.5.

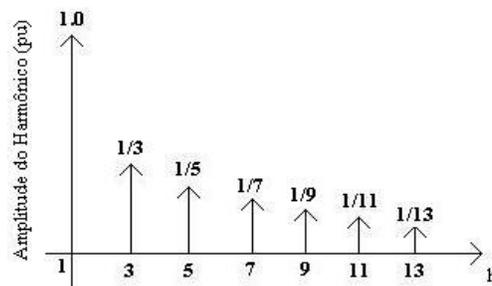


Fig. 2.5 - Harmônicos típicos de um retificador totalmente controlado

A distorção harmônica total da corrente deste conversor é 45.38%. Nota-se que houve uma diminuição considerável da DHTi entre o retificador com o indutor na saída e o retificador não controlado com filtro capacitivo (de 100% para 45%).

Para cargas de maior potência utilizam-se retificadores trifásicos. Estes retificadores mantêm as principais características dos monofásicos em relação à geração de harmônicos, porém existem algumas peculiaridades. Eles têm, como principal vantagem em relação aos monofásicos, o fato da corrente absorvida da rede alternada não possuir harmônicos de terceira ordem e seus múltiplos. Por esse motivo, os conversores trifásicos geralmente apresentam DHTi menor que os conversores monofásicos. Uma outra característica importante destes está ligada à ordem dos harmônicos de corrente gerados. Aumentando o número de pulsos do retificador (número de transistores ou tiristores utilizados), pode-se diminuir drasticamente a distorção harmônica do conversor, sendo a ordem dos harmônicos injetados por um retificador trifásico dada por (2.10). Porém, um estudo de custo/benefício deve ser realizado, pois a utilização de conversores de mais pulsos corresponde a um aumento considerável no preço do conversor (quanto mais pulsos mais tiristores, o que aumenta o preço do conversor).

$$Hc = (n * K) \pm 1 \quad (2.10)$$

onde,

n - número de pulsos

K - valor inteiro

Em aplicações comerciais, onde tensões trifásicas estão disponíveis, é mais interessante se utilizar retificadores trifásicos ao invés de monofásicos. Essa preferência se dá devido ao fato de um retificador trifásico apresentar um menor “ripple” na tensão de saída e uma maior capacidade de potência do retificador [25].

Na figura 2.6a é mostrado um circuito típico de um retificador trifásico não controlado alimentado por uma tensão fase-fase, com capacitor de saída (C_f) e uma carga R_{load} . Na entrada do retificador foram incluídos os indutores equivalentes da rede elétrica (L_s). Na figura 2.6b, por sua vez, está mostrada a corrente típica de um retificador trifásico similar ao apresentado na figura 2.6a.

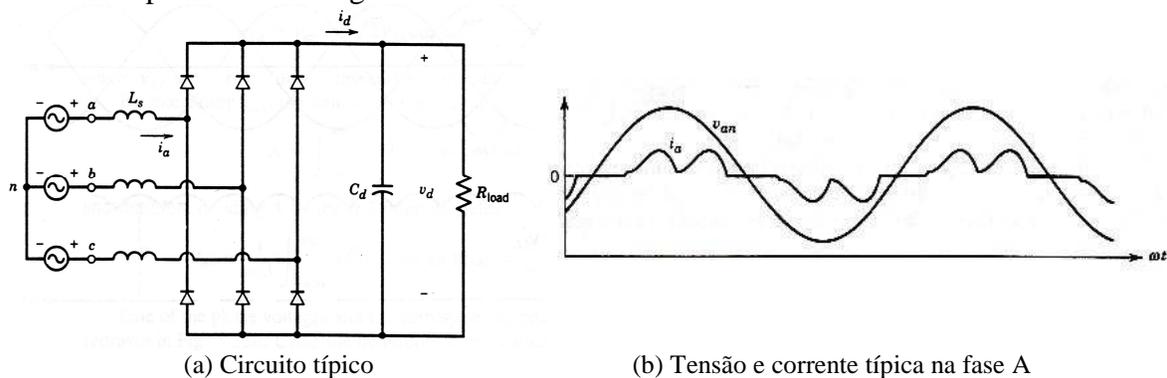


Fig. 2.6 – Circuito e corrente de um retificador trifásico não controlado típico

Os harmônicos presentes nas correntes das três fases de um retificador típico similar ao ilustrado pela figura 2.6a podem ser calculados através da equação (2.10), sendo as

amplitudes dos harmônicos variáveis de acordo com os valores dos seus componentes. Para o caso de um retificador trifásico com indutor série (caso trifásico da figura 2.4a), a amplitude dos harmônicos gerados pode ser obtida através da equação (2.9), sendo os harmônicos e suas amplitudes apresentados na figura 2.7. A partir desta figura, é possível dizer que a DHTi deste retificador trifásico é de aproximadamente 30%.

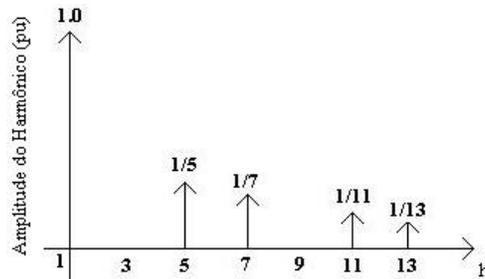


Fig. 2.7 – Espectro harmônico da corrente de um retificador trifásico não controlado

Como visto na tabela 2.1, três equipamentos eletrônicos presentes nos setores residenciais e comerciais apresentam internamente um retificador que é a causa principal da distorção harmônica da corrente injetada por estes equipamentos no sistema elétrico. A seguir, serão analisados estes três equipamentos eletrônicos geradores de harmônicos: televisores, computadores e lâmpadas fluorescentes.

o Televisores

Os televisores são marcados pela grande distorção harmônica gerada na corrente de alimentação dos mesmos. Essa grande distorção é devido ao processo de retificação da sua tensão de entrada, que utiliza uma ponte de diodos com filtro capacitivo [1] (vide figura 2.8).

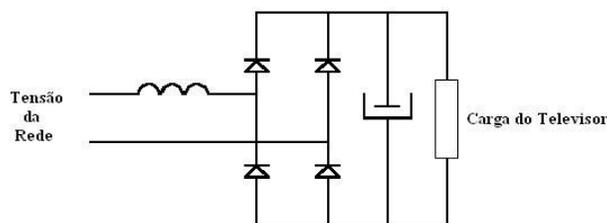


Fig. 2.8 – Retificador típico de um televisor

Nota-se que o circuito base de alimentação do televisor é idêntico ao retificador monofásico com filtro de saída mostrado na figura 2.2. Por este motivo, a forma de onda de entrada do televisor é similar à do retificador monofásico descrito anteriormente.

Em equipamentos mais modernos, o circuito apresentado na figura 2.8 possui algumas modificações. A tensão contínua gerada pela retificação é novamente transformada em tensão alternada, mas em alta frequência. Em seguida, a tensão é novamente retificada. Este processo permite que o televisor seja mais tolerante às variações de tensão na sua entrada [1].

Em [12], foram analisadas as injeções harmônicas de corrente devido à televisores de diferentes características. Entre as amostras consideradas (televisores de 14 e 20 polegadas), a distorção harmônica de corrente variou entre 95,96 e 136,17%, o que comprova a elevada geração harmônica deste equipamento. Nas figuras 2.9a e 2.9b são apresentadas as curvas de corrente e os valores médios dos harmônicos em televisores.

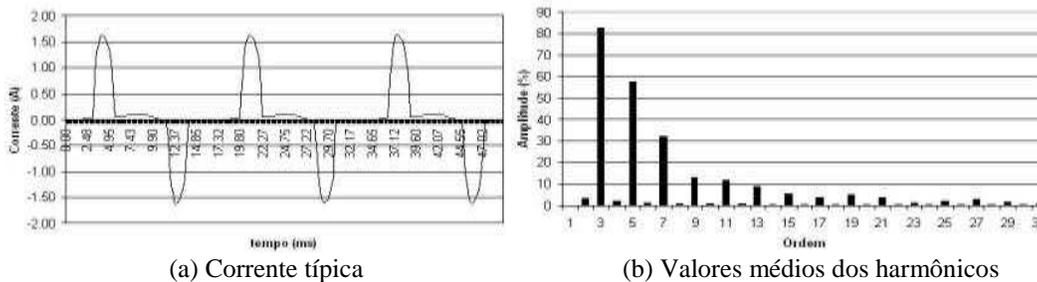


Fig. 2.9 – Onda de corrente típica e valores médios dos harmônicos em televisores

o Computador

Um computador funciona com tensão contínua e, por isso, necessita de um retificador na sua entrada para converter a tensão alternada da rede em uma tensão contínua de valor adequado ao seu funcionamento. Uma fonte de computador utiliza uma ponte retificadora similar à apresentada na figura 2.1. Por isso, a corrente de entrada do computador é similar à corrente de entrada de um retificador monofásico.

Computadores são grandes produtores de correntes harmônicas e responsáveis muitas vezes por problemas de circulação de harmônicos no condutor neutro de empresas e instalações com grande número destes equipamentos. Como o harmônico dominante presente nos retificadores monofásicos é o terceiro, a corrente no neutro devido a este harmônico pode apresentar um valor elevado. Considerando que haja uma grande quantidade de computadores ligados ao alimentador da instalação, a corrente de neutro pode chegar, em casos extremos, a 1,73 vezes a corrente de fase [26]. Essa corrente excessiva pode causar, entre outros efeitos, o aquecimento excessivo do condutor. Em [12] foram apresentadas medições em diversos computadores com características diferentes para se identificar a distorção média de corrente gerada. As distorções harmônicas variaram entre 89,27 e 119,96%. Uma curva típica de corrente de um computador e os valores médios de harmônicos são visualizados nas figuras 2.10a e 2.10b.

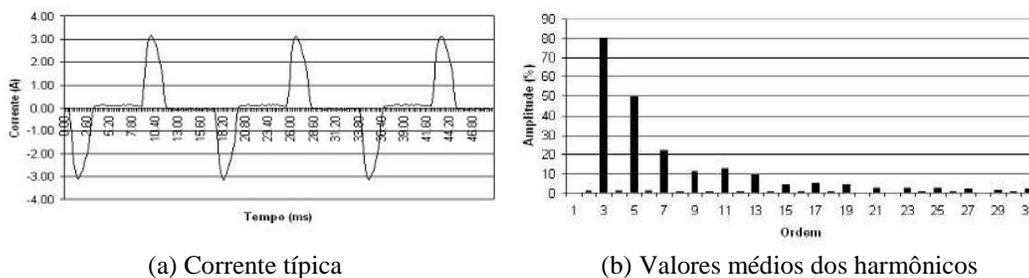


Fig. 2.10 – Onda de corrente típica e valores médios dos harmônicos em computadores

○ Lâmpadas fluorescentes

Após o racionamento de energia, o governo brasileiro criou diversos programas que estimularam os consumidores a trocarem algumas cargas comuns em residências por cargas ditas como econômicas. As lâmpadas incandescentes foram sendo gradativamente substituídas por lâmpadas fluorescentes compactas que consomem menos energia para uma mesma potência luminosa. Entretanto, estas podem ser prejudiciais à qualidade da energia. Existem dois tipos de lâmpadas fluorescentes: as lâmpadas fluorescentes convencionais e as lâmpadas fluorescentes compactas (LFC).

As lâmpadas fluorescentes convencionais podem utilizar tanto reatores eletromagnéticos quanto reatores eletrônicos (LFCR). Quando estas estão funcionando com um reator eletromagnético, a distorção harmônica de corrente não é muito elevada, alcançando pouco mais de 10% [12], porém quando são utilizadas com reatores eletrônicos, as distorções são da ordem de 100%.

As lâmpadas fluorescentes compactas com reatores eletrônicos, por sua vez, possuem distorções harmônicas de corrente da ordem de 100%, apresentando comportamento similar às LFCRs. Uma curva de corrente típica de LFCs e LFCRs está mostrada na figura 2.11a enquanto os valores médios dos harmônicos individuais estão na figura 2.11b.

Como a LFC está se tornando cada vez mais popular, uma quantidade elevada de lâmpadas deste tipo ligadas em um alimentador secundário de um sistema elétrico pode aumentar a distorção harmônica da corrente do mesmo, causando perdas extras no alimentador e diminuição da vida útil de equipamentos.

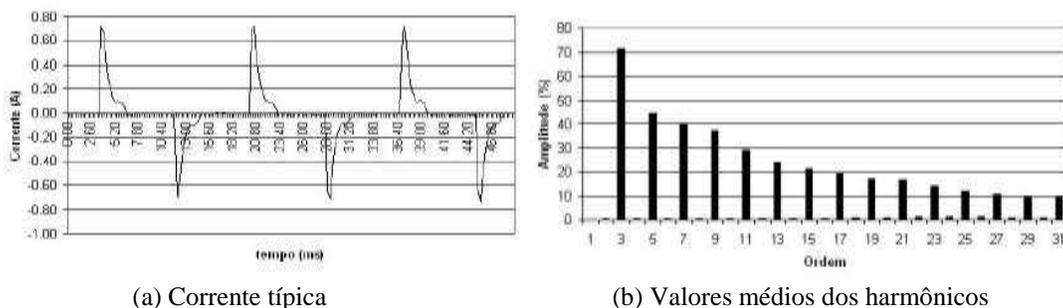


Fig. 2.11 – Corrente típica e valores médios dos harmônicos em LFC's ou em LFCR's

2.2.2 Triac

Um triac é um componente eletrônico equivalente a dois tiristores em ligação antiparalelo com o mesmo terminal de disparo. Sua grande característica é possibilitar a condução de corrente nos dois sentidos. Ele é utilizado para variar a tensão eficaz em uma determinada carga, possibilitando a mudança da corrente na mesma de acordo com o ângulo de disparo. Essa topologia é bastante útil para aplicações onde se deseja variar a tensão eficaz em uma carga de forma contínua. Por esse motivo, é bastante utilizado para variar a iluminação de ambientes (variando a tensão nos terminais de uma lâmpada incandescente) ou para se aquecer água (possibilita um aquecimento mais controlado da água com menor consumo de energia que o chuveiro convencional).

o *Dimmer*

O dispositivo que permite a variação da intensidade luminosa de uma lâmpada incandescente através de um triac é conhecido com *dimmer*. Este consiste em um triac ligado em série com a lâmpada, como mostrado na figura 2.12a (a lâmpada foi modelada através de uma resistência). Na figura 2.12b está mostrada a forma de onda de corrente típica em um *dimmer* funcionando com um ângulo de disparo de 90° .

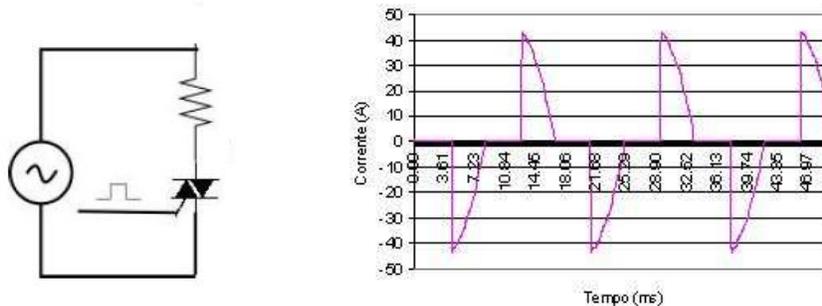
(a) Circuito típico de um *dimmer*(b) Corrente na lâmpada com ângulo de disparo de 90°

Fig. 2.12 - Circuito típico e corrente na saída de um *dimmer*

A descontinuidade da onda senoidal apresenta diversos harmônicos ímpares. Quanto menor a tensão aplicada à lâmpada, maior a descontinuidade, menor o iluminamento proporcionado e maior será a DHTi.

Em [12] são apresentadas medições de *dimmers* para controle do iluminamento de um ambiente. Foi constatado que para 75% do iluminamento nominal o DHTi médio das lâmpadas analisadas foi de 32% enquanto que para 25% do iluminamento nominal essa média foi de 76%.

Através deste estudo é possível concluir que a utilização de triacs em lâmpadas incandescentes permite um melhor controle do iluminamento do ambiente, porém pode colaborar para o aumento da distorção harmônica e para a diminuição do fator de potência da carga, uma vez que o fator de potência de deslocamento depende do ângulo de disparo.

o **Chuveiro eletrônico**

O chuveiro eletrônico é uma carga que entrou no mercado nacional há pouco tempo. Ele possibilita que o usuário varie a tensão no seu resistor interno utilizando um triac, controlando assim o aquecimento da água e o consumo de energia no banho. Este chuveiro possui uma eficiência maior que o convencional, porém apresenta grandes distorções harmônicas em algumas condições de funcionamento. Quando funcionando com potência nominal, gera uma baixa distorção harmônica de corrente, porém, quando funcionando abaixo da potência nominal, quanto menor a potência, maior será a distorção harmônica. O circuito equivalente do chuveiro é o mesmo apresentado na figura 2.12a.

Para melhor estudar seu comportamento, foram realizadas medições em um chuveiro eletrônico comercial para quatro possibilidades de potência: potência próxima à nominal, $2/3$ da potência nominal, $1/2$ da potência nominal e $1/3$ da potência nominal. O chuveiro utilizado era bifásico (220 V) e apresentava potência nominal de 6800 W. O ajuste da sua potência foi realizado no seu potenciômetro de regulação de temperatura.

Na figura 2.13 são mostradas as quatro curvas de correntes medidas para as diferentes potências do chuveiro, enquanto que na tabela 2.3 encontram-se as distorções harmônicas de corrente (em relação à corrente fundamental) para estas quatro potências. Os harmônicos de corrente que tiveram valores menores que 0,5% da corrente fundamental foram omitidos na tabela uma vez que sua influência para a DHTi é pequena.

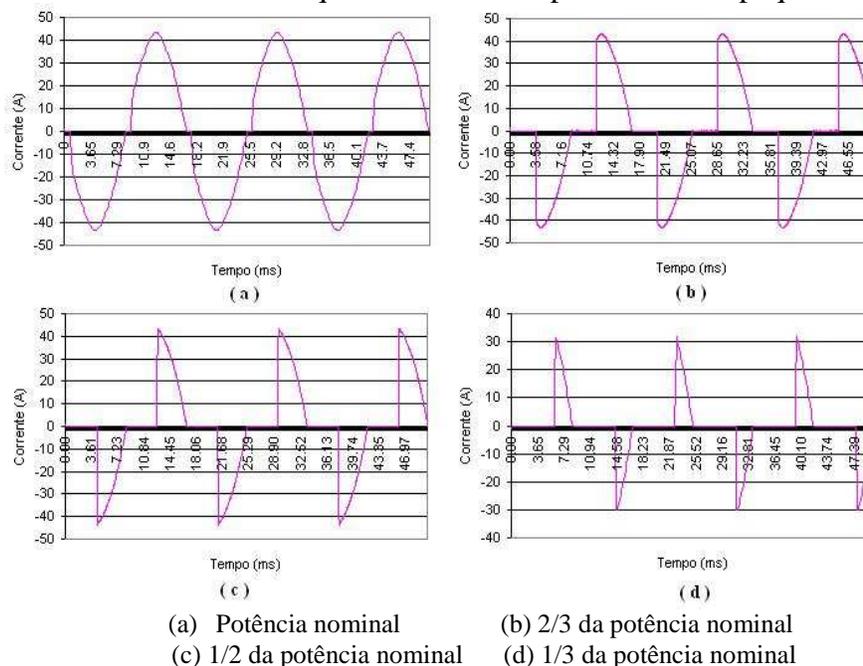


Fig. 2.13 – Formas de onda de corrente drenada pelo chuveiro eletrônico nas diferentes potências

Tabela 2.3 – Harmônicos de corrente gerados pelo chuveiro eletrônico para diferentes potências

Ordem harmônica	Com potência nominal		Com 2/3 da potência nominal		Com 1/2 da potência nominal		Com 1/3 da potência nominal	
	Módulo(%)	Ângulo	Módulo(%)	Ângulo	Módulo(%)	Ângulo	Módulo(%)	Ângulo
1	100	-1,47	100	-24,35	100	-34,47	100	-56,8
2	-	-	-	-	-	-	1,94	11,25
3	2,61	-124,43	39,58	119,92	54,96	83,05	82,86	9,96
5	1,29	-103,45	18,19	-6,3	18,23	-104,23	55,64	81,71
7	2,84	-160,18	12,27	-179,71	19,25	72,54	30,17	167,72
9	2,16	173,51	10,39	43,39	11,58	-119,2	19,74	-79,34
11	2,13	146,22	6,81	-112	11,52	58,81	20,04	24,95
13	1,88	122,5	7,02	97,8	8,18	-132,72	17,06	115,97
15	1,59	100,33	5,23	-47,98	8,04	47,32	12,51	-144,56
17	1,35	73,65	4,92	155,03	6,49	-144,48	11,43	-36,1
19	1,1	45,48	4,44	11,35	6,23	34,31	11,29	62,59
21	0,91	17,89	3,72	-144,5	5,29	-156,17	9,47	158,62
23	-	-	3,72	68,33	5,07	22,16	8,06	-97,53
25	-	-	3,12	-82,54	4,52	-167,75	8,04	6,04
27	-	-	3,05	124,73	4,29	9,65	7,47	103,4
DHTv (%)	1,93		2,27		2,28		2,06	
DHTi (%)	6,73		49,61		66,47		114,22	
Ieficaz (A)	30,0		24,3		20,5		10,8	

Devido a sua potência elevada em relação às outras cargas residenciais, caso se torne popular, o chuveiro eletrônico causará um considerável aumento da distorção harmônica no sistema de distribuição elétrico em determinados horários.

2.3 Equipamentos e componentes sensíveis aos harmônicos

Neste item serão apresentados os principais equipamentos e componentes sensíveis aos harmônicos. Os efeitos produzidos nestes devido à presença de distorções harmônicas elevadas no sistema elétrico foram descritos de forma sucinta, permitindo uma visão global das conseqüências da circulação de harmônicos na rede elétrica.

2.3.1 Máquinas elétricas (geradores e motores)

Motores e geradores podem ser influenciados de forma significativa por elevadas DHTvs. As distorções de tensão nos terminais das máquinas geram fluxos harmônicos que, por conseguinte, induzem correntes harmônicas no rotor. Este efeito pode gerar, além da diminuição da eficiência, sobreaquecimento, vibração e barulho audível [3]. Contudo, o maior efeito é o aumento das perdas no cobre e no ferro das mesmas, gerando uma elevação de temperatura nas barras do rotor e nos enrolamentos do estator [27]. Em casos de motores com gaiola de barras profundas, onde a impedância do rotor aumenta com a frequência, podem ocorrer pontos quentes significativos para DHTvs superiores a 10%. Além da elevação de temperatura, as correntes harmônicas podem ser responsáveis por torques pulsantes causados pela interação entre as correntes harmônicas e o campo magnético na sua frequência fundamental [20]. As amplitudes destes conjugados são aproximadamente proporcionais às correntes harmônicas correspondentes (exemplo: uma corrente harmônica de amplitude de 10% da corrente fundamental gera um torque de 10% do valor do torque nominal) [28]. De modo geral, distorções harmônicas de tensão inferiores a 20% não afetam os conjugados de partida e o conjugado nominal das máquinas.

Em [29] é realizado um estudo sobre a vida útil do isolamento de motores quando estes são submetidos aos desbalanceamentos de tensão e harmônicos. Neste estudo, motores foram analisados através do seu modelo térmico, montado a partir de informações de placa, propriedades térmicas e coeficientes de transferência térmica. Foi constatado que existe uma considerável diminuição do tempo de vida do isolamento quando os motores são alimentados por tensões distorcidas. Esta informação foi comprovada através de simulações como a de uma máquina que é alimentada por uma fonte de tensão com DHTv igual a 7,4% e um leve desequilíbrio entre as fases (3%). Operando em carga nominal, a redução de vida útil do isolamento desta máquina elétrica foi de praticamente 25% (24,3 %). Como o isolamento é o principal fator determinante da vida útil de um motor elétrico [30], estes resultados são conclusivos sobre o efeito de harmônicos em máquinas elétricas.

2.3.2 Transformadores

Os transformadores são projetados para funcionamento em regime permanente, levando em consideração que as ondas de tensão e corrente serão perfeitamente senoidais. Porém, cada vez mais os transformadores estão sendo alimentados por ondas de tensão com considerável distorção harmônica ou alimentam cargas geradoras de harmônicos de corrente. Isso gera conseqüências que vão desde ruído audível até elevadas perdas nas

impedâncias do transformador, o que causa sobreaquecimento do mesmo e conseqüentemente a diminuição da sua vida útil [1].

Harmônicos de tensão aumentam as perdas no seu núcleo enquanto que os harmônicos de corrente aumentam as perdas nos enrolamentos [6]. Quanto maior a frequência da corrente injetada no transformador, maiores serão as perdas, e, conseqüentemente, maior o aquecimento nos seus enrolamentos.

Em [17], é apresentado um estudo quantificando a diminuição da vida útil de um transformador na presença de harmônicos e de corrente contínua. A expectativa de vida devido ao aumento da DHTi e da DHTv são reproduzidas, respectivamente, nas figuras 2.14 e 2.15.

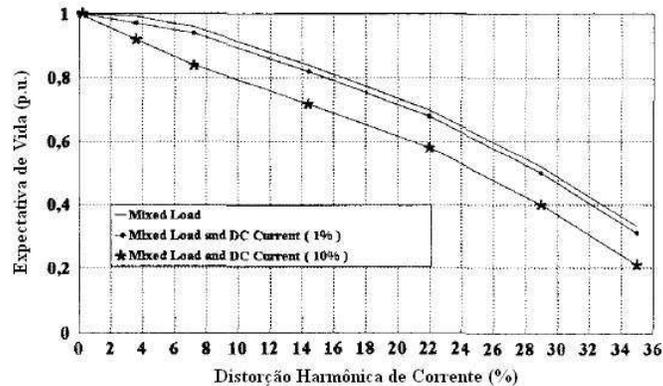


Fig. 2.14 – Expectativa de vida com aumento da distorção harmônica de corrente

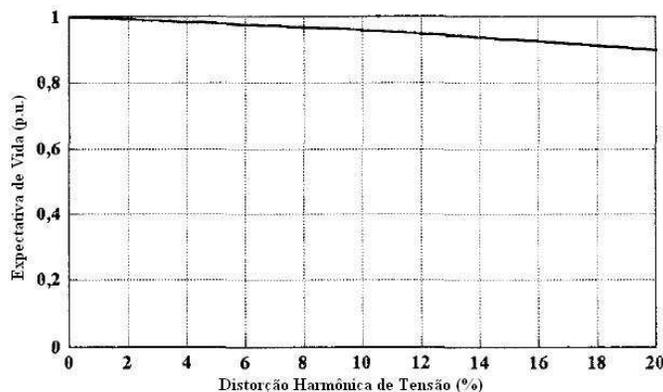


Fig. 2.15 – Expectativa de vida com o aumento da distorção harmônica de tensão

Nota-se nestas figuras que a perda de vida útil de um transformador é mais severa devido a uma elevada DHTi do que devido a uma elevada DHTv. Esta preocupação com a vida útil torna-se relevante pois é comum encontrarmos DHTi da ordem de 10-30 % em diversas aplicações.

Normalmente, para evitar a diminuição da vida útil dos transformadores na presença de correntes harmônicas, é realizado um superdimensionamento do mesmo. Esse superdimensionamento é calculado a partir do fator K ou do F_{HL} , e é aconselhado para transformadores com distorção harmônica de corrente superior a 5 % [3].

Uma explicação mais detalhada de como se calcular o superdimensionamento de um transformador na presença de correntes harmônicas é apresentada no anexo A desta

dissertação, onde é também apresentado um exemplo de cálculo da redução de carregamento de um transformador.

Os procedimentos completos para se calcular o superdimensionamento de todos os tipos de transformadores podem ser encontrados em [22].

2.3.3 Banco de capacitores

Os bancos de capacitores são equipamentos extremamente sensíveis à presença de harmônicos. Como a impedância dos capacitores diminui com o aumento da frequência, estes naturalmente funcionam como filtros de harmônicos, absorvendo parte da corrente harmônica para si. Essa passagem de corrente não prevista pode causar problemas de aquecimento, perda de vida útil e até explosões dos mesmos devido à ressonância paralela. Esta ressonância ocorre quando as reatâncias dos bancos de capacitores e as reatâncias do sistema (predominantemente indutivas) se equivalem em módulo. A frequência na qual esse efeito ocorre é chamada frequência de ressonância paralela e é definida por:

$$f_r = 1 / (2\pi * \sqrt{L * C}) \quad (2.11)$$

Onde,

L = indutância equivalente do sistema

C = capacitância do banco de capacitores

Uma alternativa para se estimar o harmônico no qual o sistema é ressonante com um banco de capacitores, é calcular o harmônico a partir da potência de curto circuito da barra onde o banco de capacitores está ligado (MVAsc) e da potência reativa total do banco de capacitores (MVAr_{cap}). O harmônico ressonante (Hr) é dado por:

$$Hr = \sqrt{\frac{MVAsc}{MVAr_{cap}}} \quad (2.12)$$

A impedância resultante do paralelo dessas reatâncias, que são muito próximas em módulo (e contrárias em ângulo), gera um valor de impedância muito grande. Como os harmônicos de corrente podem ser modelados como fontes de corrente de valor fixo [31], a passagem dessa corrente harmônica em uma impedância elevada gera uma sobretensão harmônica elevada que pode danificar o banco de capacitores.

De acordo com [16], os capacitores são afetados pelos harmônicos devido as três principais conseqüências da circulação destes nas barras onde o banco de capacitores está alocado:

1. Aumento da tensão eficaz – A presença de harmônicos de tensão pode gerar aumento da tensão eficaz da barra e o seu valor de pico. Este ocasiona descargas parciais e deterioração do isolamento dos capacitores.
2. Aumento da corrente nominal – Por sua vez, a presença de harmônicos de corrente pode gerar o aumento da corrente eficaz e o valor de pico da mesma. Este ocasiona sobre-aquecimentos localizados e instabilidades no comportamento dielétrico dos capacitores.

3. Efeito combinado entre tensão e corrente – O comportamento não senoidal da tensão e corrente com variações bruscas gera também variações bruscas no campo elétrico interno entre as placas. Esta variação gera a deterioração das características dielétricas do capacitor.

Na figura 2.16, apresentada em [16], está evidenciada a diminuição da vida útil de um capacitor quando submetido às sobretensões. É clara a grande sensibilidade do capacitor a este fenômeno.

Para se evitar a perda ou diminuição da vida útil do banco de capacitores, é necessário que seja realizado um estudo prévio de ressonância no sistema onde o banco deve ser instalado para se garantir que a frequência de ressonância paralela não coincida com a frequência de um harmônico presente na rede, gerando uma sobretensão.

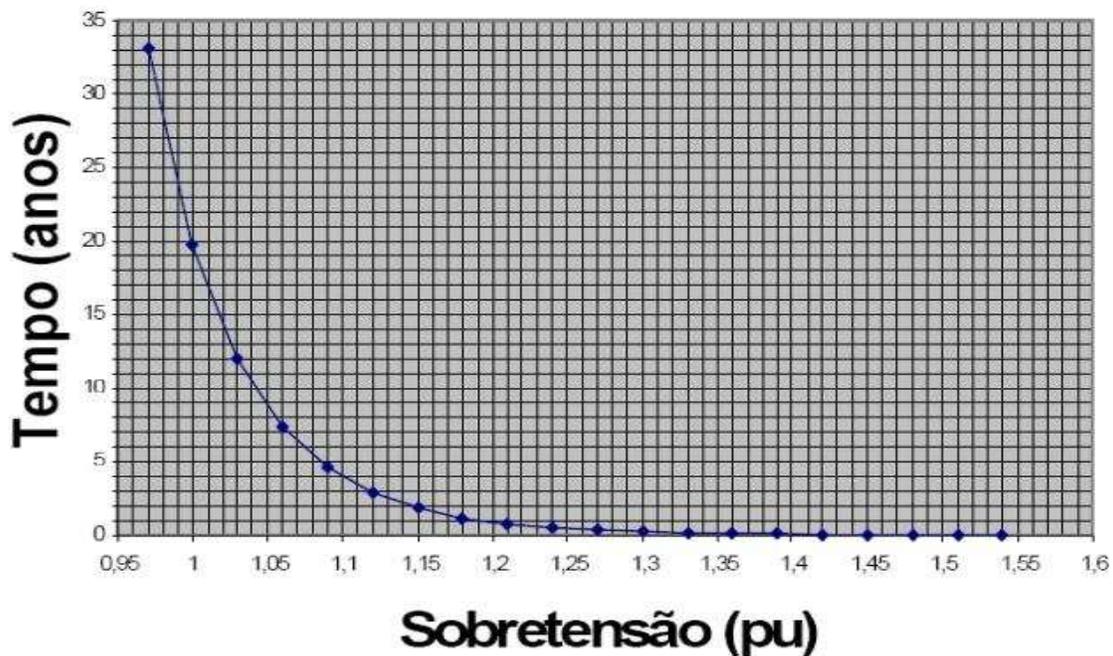


Fig. 2.16 – Diminuição da vida útil x sobretensão permanente em um capacitor

2.3.4 Sistemas de proteção

Os relés utilizados para a proteção do sistema elétrico podem ser influenciados pela presença de harmônicos na rede e gerar uma atuação indevida. Além disso, outros fatores como o tempo de atuação, corrente de partida e conjugado do relé também podem ser influenciados pela presença de harmônicos [28].

Relés eletromecânicos que dependem da passagem por zero ou pelo valor de pico da onda de tensão ou corrente no seu funcionamento podem atuar indevidamente, uma vez que a presença de harmônicos causa deformação da onda, podendo gerar mais passagens por zero em um ciclo ou variando o valor de pico da onda.

A presença de grande quantidade de corrente de 3º harmônico no neutro, por sua vez, pode também provocar a atuação da proteção de terra [28].

Felizmente, na maioria dos casos, atuações indevidas da proteção devido aos harmônicos só ocorrem em sistemas com distorções harmônicas de tensão extremamente elevadas, com DHTv da ordem de 15% [28].

2.3.5 Sistemas de comunicação

Problemas com interferência eletromagnética entre sistemas de comunicação e sistemas elétricos foram os primeiros atribuídos aos harmônicos. As conseqüências geradas por essa interferência vão desde um ruído irritante no sistema telefônico (quando a interferência é baixa) até a perda de informações em sistemas de transferência de dados, quando há alta interferência.

Essa interferência é danosa devido à baixa potência dos sinais envolvidos nos sistemas de comunicação (da ordem de miliwatts), ou seja, qualquer indução do sistema elétrico no sistema de comunicação pode causar níveis de ruídos inaceitáveis.

Uma vez que os sistemas telefônicos utilizam banda de voz de 300 a 3000 Hz [1], as induções causadas pelos harmônicos da rede elétrica são especialmente problemáticas. Então, são utilizados os indicadores TIF e TFF anteriormente definidos para quantificar estas induções.

2.4 Guias existentes sobre harmônicos

Apesar do Brasil não possuir norma própria sobre harmônicos, nos Procedimentos de Rede do ONS estão contidos os critérios de distribuição de energia que englobam o nível máximo de distorção harmônica de tensão possível em um sistema brasileiro. Os limites de DHTv foram determinados pelo ONS, agregando-se a experiência de diversos países e estudos harmônicos obtidos nos últimos anos por grandes empresas do sistema elétrico brasileiro.

Existem também procedimentos propostos pela ANEEL, os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica – PRODIST, que apresentam limites harmônicos para sistemas elétricos. Estes já são utilizados como referência para estudos harmônicos mesmo ainda não tendo sido aprovados. Como os Procedimentos de Rede do ONS já foram publicados e apresentam limites harmônicos mais rigorosos que os Procedimentos de Rede da ANEEL, estes foram utilizados como referência neste trabalho. Os principais guias internacionais vigentes e as referências nacionais são:

- Guia IEEE Std 519-1992 [20]
- Norma IEC 61000 [3]
- Procedimento de Rede – Submódulo 2.2 [32]
- Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica – PRODIST [33]

Cada uma deles indica limites máximos de acordo com seus critérios. Abaixo são descritos resumidamente os limites estipulados por cada guia e os níveis máximos sugeridos pelo ONS (o PRODIST não foi abordado neste trabalho por se tratar de procedimentos que ainda não foram aprovados pela ANEEL).

2.4.1 Guia IEEE Std 519-1992

Este guia determina os valores máximos de distorção harmônica individual de tensão e os valores de distorção harmônica total presentes em uma barra. Tais limites estão descritos na tabela 2.4.

Tabela 2.4 - Limites de distorção de tensão [20]

Faixa de tensão	Distorção individual por harmônico (%)	Distorção total de tensão DHT _v (%)
$V \leq 69$ kV	3,0	5,0
69 kV $< V < 161$ kV	1,5	2,5
$V \geq 161$ kV	1,0	1,5*

* Em sistemas de alta tensão, a DHT_v pode chegar a mais de 2% onde a causa desta distorção é um terminal de alta tensão contínua.

Em relação ao limite de distorção de corrente, o guia sugere valores máximos de harmônicos individuais em relação ao nível de tensão da carga. Um outro fator determinante para a obtenção dos limites de harmônicos individuais é a relação entre a corrente de curto circuito da barra (I_{cc}) e a corrente em demanda máxima da carga (I_{carga}). Quanto maior for I_{cc} em relação a I_{carga} , maior será o valor máximo permitido do harmônico. O guia IEEE utiliza o DTD para quantificar a distorção de corrente. Os valores recomendados para os valores de DTD encontram-se na tabela 2.5.

Tabela 2.5 - Limites de distorção de corrente (DTD) em relação à corrente fundamental

Nível de tensão	I_{cc}/I_{carga}	Harmônicos individuais					DTD (%)
		$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \geq 35$	
$V \leq 69$ kV	< 20	4	2	1,5	0,6	0,3	5
	$20 < 50$	7	3,5	2,5	1	0,5	8
	$50 < 100$	10	4,5	4	1,5	0,7	12
	$100 < 1000$	12	5,5	5	2	1	15
	> 1000	15	7	6	2,5	1,4	20
69 kV $< V \leq 161$ kV	< 20	2	1	1,75	0,3	0,15	2,5
	$20 < 50$	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4
	$50 < 100$	5	2,25	2	0,75	0,35	6
	$100 < 1000$	6	2,75	2,5	1	0,5	7,5
	> 1000	7,5	3,5	3	1,25	0,7	10
$V > 161$ kV	< 50	2	1	0,75	0,3	0,15	2,5
	≥ 50	3	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

Harmônicos pares são limitados a 25% dos limites dos harmônicos ímpares

2.4.2 Norma IEC 61000

Esta Norma IEC tem características distintas em relação ao IEEE std. 519 - 1992. Ao invés de ser concentrada em apenas uma publicação, o IEC 61000 é subdividido em várias partes, sendo as principais:

○ **IEC 61000-2-2**

Esta parte trata dos distúrbios conduzidos de baixa frequência e níveis harmônicos em redes de baixa tensão monofásicas e trifásicas com tensões nominais de 240 e 415V, respectivamente. Os limites apresentados são para tensões harmônicas individuais, sendo que o valor máximo destes harmônicos varia de acordo com a ordem do harmônico. Uma distorção harmônica total máxima também é apresentada. A tabela 2.6 apresenta os valores descritos.

Tabela 2.6 – Limites de harmônicos individuais em sistema públicos de baixa tensão

Ordem ímpar	Tensão harmônica (%)	Ordem ímpar múltiplo de 3	Tensão harmônica (%)	Ordem par	Tensão harmônica (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,2
19	1,5	-	-	12	0,2
23	1,5	-	-	>12	0,2
25	1,5	-	-	-	-
>25	0,2 + 1,3 x 25/h	-	-	-	-
DHTv (até o 40º harmônico) = 8%					

○ **IEC 61000-3-2 e IEC 61000-3-4**

Estas definem os limites harmônicos de correntes de equipamentos ligados à rede de distribuição de baixa tensão. Seus propósitos são garantir que os harmônicos de corrente gerados e injetados na rede não sejam capazes de aumentar o nível da distorção harmônica de tensão nas barras do sistema além dos limites descritos na parte IEC 61000-2-2. A 61000-3-2 trata de equipamentos de menor potência, que drenam até 16 A por fase enquanto que a parte IEC 61000-3-4 trata de equipamentos com corrente por fase maiores que 16 e menores que 75 A. Na 61000-3-2, os equipamentos são classificados em quatro categorias:

1. Classe A – Equipamentos trifásicos equilibrados e qualquer outro equipamento não pertencente às classes B,C e D.
2. Classe B – Equipamentos portáteis
3. Classe C – Equipamentos de iluminação (incluindo “dimmerizados”)
4. Classe D – Equipamentos com o formato da corrente de entrada incomum e com potência ativa inferior a 600 W.

Cada categoria possui um limite harmônico diferente. Os limites permitidos para equipamentos das classes A,C e D são apresentados nas tabelas 2.7, 2.8 e 2.9. Os limites da classe B são iguais aos da classe A multiplicados por um fator de 1,5.

Tabela 2.7 - Limites de correntes harmônicas para equipamentos classe A

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (A)	Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (A)
3	2,3	2	1,08
5	1,14	4	0,43
7	0,77	6	0,3
9	0,4	8-40	0,23 x 8/h
11	0,33	-	-
13	0,21	-	-
15-39	0,15 x 15/h	-	-

Tabela 2.8 - Limites de correntes harmônicas para equipamentos classe C

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%)*
2	2
3	30% x fator de potência
5	10
7	7
9	5
11-39	3

* Em relação à corrente fundamental

Tabela 2.9 - Limites de correntes harmônicas para equipamentos classe D

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente	
	Por watt (mA/W)	(A)
2	3,4	2,3
5	1,9	1,14
7	1,0	0,77
9	0,50	0,40
11	0,35	0,33
13	0,296	0,21
15-39	3,86/h	2,25/h

Para os equipamentos com corrente superior a 16 A e menor que 75A, a parte IEC 61000-3-4 define os limites permitidos mostrados na tabela 2.10.

Tabela 2.10 - Limites de correntes harmônicas para equipamentos com correntes entre 16 e 75A

Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%)*	Ordem harmônica (h)	Máxima corrente (%)*
3	21,6	19	1,1
5	10,7	21	0,6
7	7,2	23	0,9
9	3,8	25	0,8
11	3,1	27	0,6
13	2,0	29	0,7
15	0,7	31	0,7
17	1,2	33	0,6

* Em relação à corrente fundamental

o **IEC 61000-3-6**

Esta parte trata dos níveis máximos de distorção de corrente devido aos equipamentos conectados às redes de média tensão (entre 1 e 35 kV) e de alta tensão (entre 35 e 230 kV).

2.4.3 Procedimento de rede - Submódulo 2.2

Os limites de tensão aceitos no Brasil e apresentados neste procedimento de rede são descritos a seguir.

o **Limites de tensão**

Estes limites estão divididos em Distorção Harmônica Total e Distorção Harmônica Individual. O primeiro é utilizado para controlar o nível de tensão em uma barra do sistema elétrico, não importando o número de consumidores ligados a ela. O segundo limite controla o nível máximo de DHT que a tensão de entrada de um único consumidor pode apresentar. Esses limites estão apresentados nas tabelas 2.11 e 2.12, respectivamente, sendo que a tabela 2.12 pode ser construída a partir da 2.11 [28].

Para se determinar o valor de DHT de uma barra a ser comparada com os valores limites apresentados nas tabela 2.11 e 2.12 é necessário se calcular o DHT de acordo com o critério exigido pelo ONS em [32]:

-Deve-se realizar a medição de DHT em uma barra no período de um dia (24h) e ao longo de sete dias consecutivos. O valor a ser utilizado é aquele que foi superado em apenas 5% dos registros obtidos no período de medição.

-O valor do indicador corresponde ao maior valor encontrado comparando-se os sete maiores valores durante a semana (o maior valor de cada dia).

Tabela 2.11- Limites globais de harmônicos em relação à tensão fundamental [32]

V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
Ímpares		Pares		Ímpares		Pares	
Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)
3, 5, 7	5	2, 4, 6	2	3, 5, 7	2	2, 4, 6	1
9, 11, 13	3			9, 11, 13	1,5		
15 a 25	2	≥ 8	1	15 a 25	1	≥ 8	0,5
≥ 27	1			≥ 27	0,5		
DHT _v = 6%				DHT _v = 3%			

Tabela 2.12- Limites harmônicos de tensão por consumidor em relação à tensão fundamental [28]

V < 69 kV				V ≥ 69 kV			
Ímpares		Pares		Ímpares		Pares	
Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)	Ordem	Valor (%)
3 a 25	1,5	todos	0,6	3 a 25	0,6	todos	0,3
≥ 27	0,7			≥ 27	0,4		
DHT _v = 3%				DHT _v = 1,5%			

o Limites de corrente

Não existem limites de distorções harmônicas de corrente definidos pelo ONS atualmente. Os limites de correntes harmônicas são estabelecidos por cada concessionária através de análise de penetração harmônica em seu sistema. Sua análise não se preocupa diretamente com a distorção de corrente mas com o efeito da distorção de corrente na tensão. Este fato permite que correntes com alta distorção harmônica circulem no sistema causando aumento das perdas e diminuição da vida útil de equipamentos [28].

2.4.4 Comparação entre recomendações

Através da comparação entre as tabelas de máxima distorção harmônica de tensão, fica claro perceber que a norma IEC é a menos rígido em relação a DHTv, apresentando maior valor para baixa tensão: 8% (contra 5% do IEEE e 6% do brasileiro). Apesar disso, ela descreve o limite máximo individual de cada harmônico de tensão (o que demonstra uma análise mais criteriosa) enquanto que o guia IEEE apresenta o mesmo limite individual para todos harmônicos.

Em relação à distorção de corrente, as referências IEEE e IEC apresentam pontos de vista diferentes. Enquanto o guia IEEE apresenta valores máximos de distorção de corrente em barras do sistema elétrico, o guia IEC se preocupa em limitar as distorções harmônicas geradas por equipamentos individuais. As duas estratégias apresentam vantagens e desvantagens. O fato de não limitar a distorção harmônica de equipamentos (guia IEEE), permite que estes sejam mais baratos, mas exige que métodos de mitigação de harmônicos sejam utilizados no sistema elétrico a fim de se diminuir as distorções harmônicas. A opção de controlar os harmônicos gerados por equipamentos (Norma IEC), encarece o preço final do equipamento mas por outro lado garante que a distorção harmônica no sistema apresente valores abaixo do limite estipulado.

O submódulo 2.2 do ONS foi visivelmente criado com base nestes dois guias internacionais, apresentando algumas características do IEEE e outras do IEC. Ele apresenta valores de DHTv intermediários a estes, além de possuir valores máximos de harmônicos individuais de acordo com a ordem harmônica. Um problema com o submódulo do ONS é que o mesmo não apresenta limites de harmônicos de corrente, obrigando então a utilização do IEEE ou do IEC como referência.

2.5 Conclusões gerais

Neste capítulo foram apresentadas as características harmônicas dos principais equipamentos geradores de harmônicos presentes em residências e comércios e os efeitos destes em equipamentos sensíveis. Após este estudo, os principais guias internacionais e nacionais de harmônicos foram apresentados e comparados. As informações apresentadas neste capítulo possibilitam que nos próximos capítulos seja realizada a modelagem computacional de equipamentos e de alimentadores. Além disso, a comparação dos valores obtidos nas simulações futuras dos alimentadores com os valores estipulados por estes guias permitem tirar conclusões sobre a severidade das distorções harmônicas encontradas nas simulações.

3 MODELOS DE EQUIPAMENTOS/COMPONENTES E CARGAS

Para a realização de uma avaliação de um sistema elétrico diante das distorções harmônicas é necessário que os modelos dos equipamentos/componentes e cargas utilizadas sejam analisados. Os modelos disponíveis de linhas de transmissão, transformadores e cargas encontrados na literatura e no programa ATPDraw são apresentados e analisados neste capítulo, a fim de possibilitar a modelagem dos alimentadores secundário e primário no próximo capítulo.

3.1 Linhas de transmissão

3.1.1 Modelos existentes na literatura

Uma linha de transmissão possui quatro parâmetros distribuídos no seu comprimento. Os parâmetros indutância e capacitância que determinam, respectivamente, as suas condições eletromagnética e eletrostática, e a resistência e a condutância que determinam as perdas. Estes parâmetros e outros fenômenos que os influencia diferem os diversos modelos de linhas de transmissão encontrados na literatura. Existem desde modelos simples, que utilizam os parâmetros concentrados e constantes, até modelos que apresentam estes distribuídos. O efeito do solo e da variação da frequência nos cálculos dos parâmetros da linha também são considerados.

o Modelos com parâmetros concentrados

Os modelos com parâmetros concentrados representam uma linha monofásica como uma impedância série (formada pela resistência e indutância equivalente do condutor) e uma admitância paralela (formada pela capacitância e condutância entre o condutor e a terra). Os dois principais modelos de linhas com parâmetros concentrados são o modelo T e o PI. O modelo T considera toda admitância paralela concentrada no centro da linha, dividindo a impedância série em duas partes formando um “T” (vide figura 3.1a). Ele é menos utilizado em simulações do que o modelo PI, sendo desconsiderado em diversos programas computacionais uma vez que obriga a criação de um nó no centro da linha. O modelo PI, por sua vez, concentra toda impedância série em apenas um ponto, enquanto a admitância paralela é dividida em duas partes como representado na figura 3.1b.

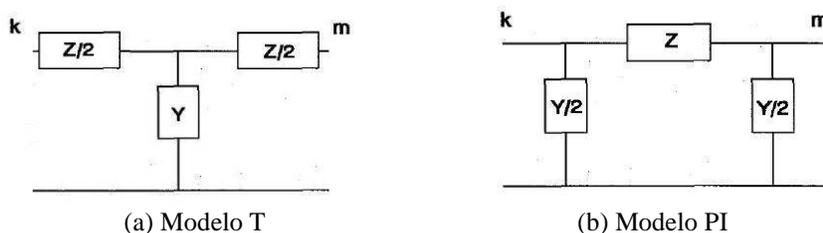


Fig. 3.1 – Representações de linhas com parâmetros concentrados

Esta representação, conhecida como PI nominal, é utilizada em simulações em regime permanente, porém apresenta limitações devido a sua simplicidade. Normalmente é aceitável a utilização desta em linhas consideradas curtas, onde a influência do efeito pelicular é desprezível e não existam sinais de frequências de ordem elevada.

Em [34], considera-se uma linha curta em 60 Hz como uma linha de transmissão de comprimento inferior a 80 km, sendo a linha média com comprimentos entre 80 e 240 km e as linhas longas de comprimentos acima de 240 km. Quando há a presença de tensões e correntes em frequências diferentes do 60Hz, estas distâncias sofrem alterações. Uma estimativa presente em [35] afirma que para linhas de comprimento inferior a $240/n$ km, sendo n a ordem do máximo harmônico representativo na simulação, o modelo PI nominal apresenta boa aproximação nos resultados.

O modelo PI nominal também é utilizado na modelagem de linhas trifásicas. Para este fim, ele apresenta a mesma topologia do modelo monofásico, apenas acrescentando o efeito mútuo entre fases e as capacitâncias entre as mesmas e a terra. Esta representação pode ser visualizada na figura 3.2, sendo R e L , respectivamente, a resistência e indutância total do condutor e C e C_n , respectivamente, a capacitância entre condutores e entre as fases e a terra.

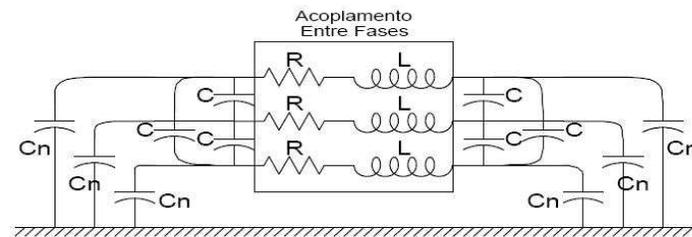


Fig. 3.2 - Modelo equivalente de linha trifásica pelo modelo PI nominal

Uma simplificação deste modelo pode ser utilizada em casos de linhas curtas onde o efeito capacitivo é pequeno e as frequências envolvidas na simulação são próximas a 60 Hz [36]. Esta simplificação consiste em considerar uma linha através de sua impedância série, como mostrado na figura 3.3.

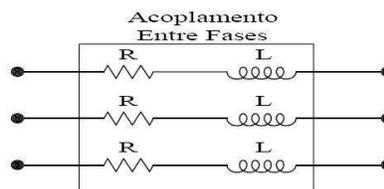


Fig. 3.3 – Modelo simplificado do modelo PI nominal

○ Modelos com parâmetros distribuídos

Os modelos de parâmetros distribuídos consideram que a impedância da linha não pode ser concentrada em apenas um ponto. Dessa forma, estes distribuem os parâmetros R (resistências dos condutores), L (indutâncias dos condutores) e C (capacitâncias entre condutores e terra) igualmente por todo o seu comprimento. A condutância (G) também pode ser considerada, porém como na maioria das aplicações esta apresenta valores

pequenos, é geralmente desprezada. É uma modelagem útil para estudos em transitórios eletromagnéticos uma vez que considera o tempo de trânsito das ondas de tensão e corrente. A figura 3.4 ilustra o equivalente destes modelos, sendo Δx uma parcela do comprimento da linha.

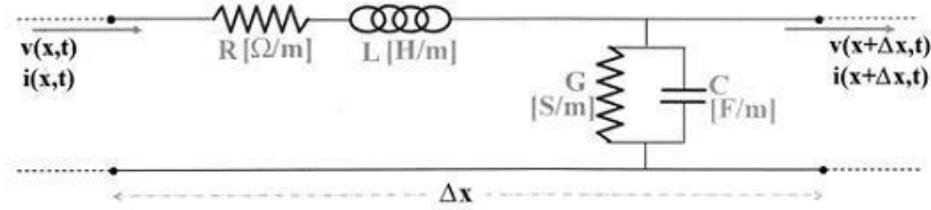


Fig. 3.4 – Circuito equivalente de linha com parâmetros distribuídos

Estes modelos utilizam as equações diferenciais de propagação das ondas de tensão (3.1) e corrente (3.2) em uma linha de transmissão para modelar a propagação destas ondas na mesma e com isso considerar sua impedância de uma forma distribuída [37].

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \bar{V}(x,s) = (\bar{R} + s\bar{L})(s\bar{C}) \times \bar{V}(x,s) \quad (3.1)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \bar{I}(x,s) = (s\bar{C})(\bar{R} + s\bar{L}) \times \bar{I}(x,s) \quad (3.2)$$

A solução destas equações não é diretamente integrável [38] e, para possibilitar a resolução destas, as perdas são desconsideradas ($\bar{R}_f = 0$) originando as equações:

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \bar{V}(x,s) = (s\bar{L})(s\bar{C}) \times \bar{V}(x,s) \quad (3.3)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} \bar{I}(x,s) = (s\bar{C})(s\bar{L}) \times \bar{I}(x,s) \quad (3.4)$$

Estas equações ainda não são diretamente resolvidas devido à presença de elementos fora da diagonal principal das matrizes. Esse efeito ocorre devido à presença de impedâncias mútuas no sistema. Para se diagonalizar as matrizes é utilizada a transformação modal, o que possibilita que cada equação no domínio modal seja resolvida independentemente das outras. Com a independência, as equações da tensão e corrente podem ser resolvidas como se fossem três sistemas monofásicos.

A solução das equações é a seguinte:

$$\bar{V}(x,s) = V^+ \times e^{-\gamma(s)x} + V^- \times e^{+\gamma(s)x} [V] \quad (3.5)$$

$$\bar{I}(x,s) = I^+ \times e^{-\gamma(s)x} + I^- \times e^{+\gamma(s)x} [A] \quad (3.6)$$

sendo, $\gamma = s\sqrt{LC}$ para o caso sem perdas.

Através destas equações nota-se que cada onda viajante de tensão ou corrente na linha corresponde a uma parcela que viaja no sentido positivo e uma outra parcela que viaja no sentido oposto. A relação entre a tensão e corrente que caminham no mesmo sentido determina a impedância característica da linha:

$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} \quad (3.7)$$

Este comportamento de propagação é apresentado na figura 3.5 para um sistema fictício alimentado por uma fonte V , com impedância interna Z_s , e constituído por uma linha sem perdas de impedância característica Z_0 e uma carga Z_t .

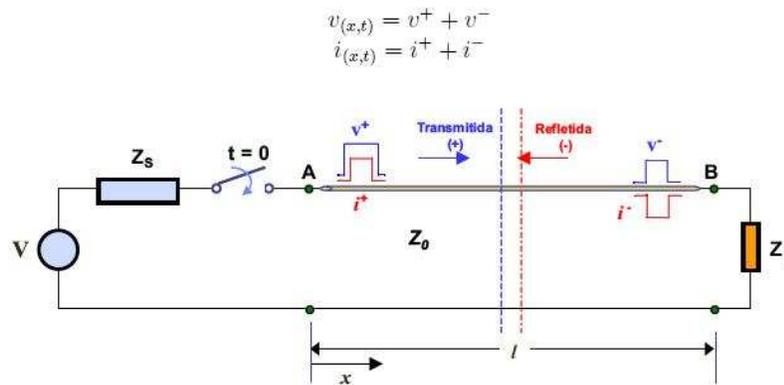


Fig. 3.5 - Circuito demonstrativo da propagação de ondas em uma linha

o Influência do efeito pelicular e do solo nos parâmetros dos condutores

A impedância de um condutor varia com a frequência. Esta afirmação é verdadeira devido à existência do efeito pelicular. Em corrente contínua, a corrente em um condutor é igualmente distribuída na sua seção reta transversal. Quando há uma corrente alternada, a corrente tende a se concentrar nas suas extremidades, sendo quanto maior a frequência da corrente, maior a parcela desta concentrada na camada mais externa do condutor. Como a corrente atravessa uma área menor, ela enxerga uma impedância maior do que a impedância em corrente contínua. Esse fenômeno varia então a sua impedância, sendo importante considerá-lo em simulações onde existam diferentes frequências no sistema.

O efeito pelicular também ocorre no solo, influenciando a corrente de retorno do sistema. Quanto maior for a frequência da corrente no solo, menor será a área atravessada por ela e com isso maior será a impedância.

Existem dois trabalhos que se destacaram por analisar a inclusão da influência do solo nos parâmetros de uma linha de transmissão. O primeiro deles foi desenvolvido por J.R. Carson [39] que quantificou termos de correção para as impedâncias próprias e mútuas considerando o solo ideal. Esta quantificação utiliza integrais infinitas para a determinação dos fatores de correção, o que gera um elevado custo computacional. Este é o método utilizado pelo ATP na consideração do solo real.

O segundo trabalho, desenvolvido por Deri [40], apresenta uma forma mais simplificada de se considerar o efeito do solo nas resistências e indutâncias dos condutores de uma linha. Além de ser um método mais simples e rápido computacionalmente, obtém

resultados praticamente iguais aos obtidos por Carson. O fator de correção proposto por Deri (\bar{P}) é dada por:

$$\bar{P} = \sqrt{\frac{\rho}{j\omega\mu_o}} \quad (3.8)$$

onde,

μ_o - permeabilidade magnética do ar = $4\pi \times 10^{-7} H / m$

ρ - resistividade do solo

Este fator é incluído no cálculo da indutância da linha como um fator de correção na sua altura em relação ao solo. O resultado terá uma parte real e outra imaginária. A parte real será o termo responsável pela correção da resistência do condutor enquanto que a parte imaginária corresponde a sua indutância já considerando o efeito do solo.

o Modelos variantes na frequência

Os modelos anteriores consideram o efeito da frequência na sua implementação porém abrangem este apenas para uma frequência. Em situações onde várias frequências estão envolvidas, é necessário que a influência de cada frequência seja considerada individualmente no cálculo de parâmetros.

Em [38] foi apresentado um estudo do comportamento da resistência interna e da indutância total (indutâncias interna e externa) de um condutor para diversas frequências. O estudo foi realizado para uma linha típica de 440 kV, $\rho = 2000 \Omega.m$ e raio interno do condutor de 4,635 mm. As curvas encontradas neste estão nas figuras 3.6 (a e b).

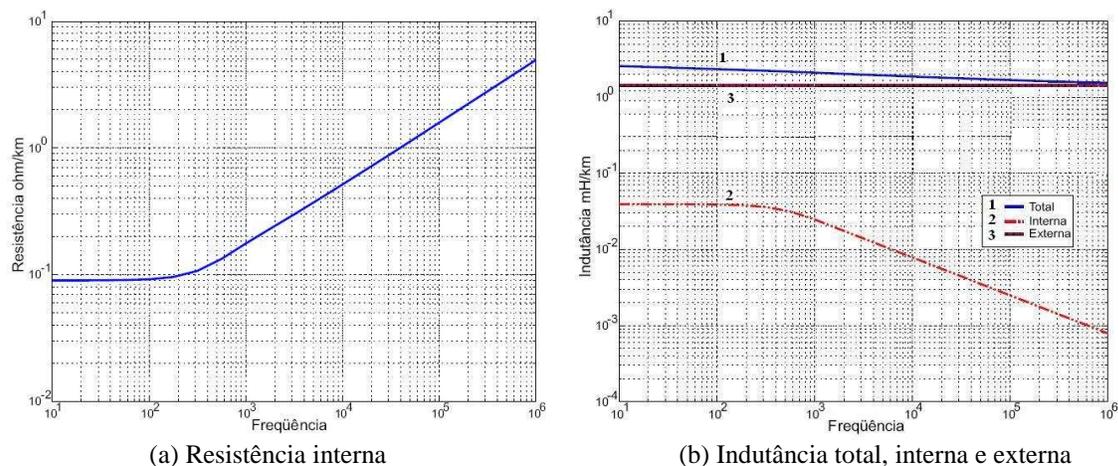


Fig. 3.6 – Resistência e Indutância por unidade de comprimento

De acordo com estas curvas, nota-se que a partir de 100 Hz a resistência interna aumenta com a frequência enquanto que a indutância total, apesar da queda acentuada da indutância interna com a frequência, diminui lentamente. Essa variação da resistência e da indutância interna é explicada pelo autor devido a grande influência do efeito pelicular nos parâmetros a partir de 100 Hz.

Alguns modelos computacionais calculam os parâmetros da linha para várias frequências diferentes. Por ser computacionalmente muito custoso calcular uma matriz de transformação modal para cada frequência, estes analisam a frequência dominante na simulação e calculam a matriz de transformação apenas para essa frequência. Após este cálculo, utilizam esta mesma matriz na diagonalização das matrizes de impedância nas outras frequências existentes na simulação. Como esta matriz em frequência única não é capaz de diagonalizar totalmente as matrizes de impedância em todas as frequências, há a criação de resíduos fora das diagonais principais que são eliminados pelos métodos.

Essa ação gera um erro que na maioria das aplicações é pequeno, gerando uma resposta satisfatória [37]. Entre os métodos que utilizam deste artifício estão Budner (1970), Meyer and Dommel (1974), Semlyen and Dabuleanu (1975) e Marti (1982) [37]. Métodos mais recentes não utilizam transformada modal, calculando os parâmetros no domínio das fases. Estes métodos têm como vantagem principal a inexistência dos erros anteriores.

3.1.2 Modelos de linhas de transmissão/distribuição utilizados no ATPDraw

O programa ATPDraw possui diversos modelos de linhas, sendo estes classificados em três grupos principais:

- Modelos de parâmetros concentrados
- Modelos de parâmetros distribuídos
- Modelos do LCC (*Line Constant Calculations*)

A seguir são apresentados estes grupos, enfatizando as características de cada um deles.

3.1.2.1 Modelo de parâmetros concentrados

Os modelos classificados como parâmetros concentrados do ATP equivalem ao modelo PI nominal ilustrado na figura 3.1b. Existem opções monofásicas e trifásicas, considerando o efeito das capacitâncias ou não. São três os modelos disponíveis, sendo um mais completo (equivalente ao modelo PI nominal) e dois simplificados que desconsideram o efeito das capacitâncias. A diferença entre estes dois últimos está na entrada de dados. Enquanto no primeiro, a entrada de dados é feita em ohms para a resistência e mH para a indutância, no segundo, a entrada de dados é feita em componentes de seqüências positiva e zero.

Também existe a opção de se modelar duas linhas trifásicas paralelas considerando o efeito mútuo entre elas. Na figura 3.7 são mostrados, respectivamente, os boxes para modelos trifásicos de parâmetros concentrados PI nominal, o modelo composto apenas pela impedância série e um modelo apenas composto por impedância série com entrada dos valores em componentes simétricas.



Fig. 3.7 – Modelos trifásicos de parâmetros concentrados encontrados no ATPDraw

3.1.2.2 Modelo de parâmetros distribuídos

Os modelos de parâmetros distribuídos são divididos no ATPDraw em modelos que consideram a transposição da linha e os que consideram a linha não transposta. A figura 3.8 mostra os boxes para estes modelos.



Fig. 3.8 - Modelos de linhas de parâmetros distribuídos transposta e não transposta

Estes modelos utilizam a mesma metodologia dos modelos de parâmetros distribuídos abordados no item 3.1.1. Para diminuir o tempo de cálculo, o ATP considera a linha sem perdas ($R=0$), o que simplifica a resolução das equações de propagação de tensão e corrente. Após o cálculo dos parâmetros L e C distribuídos, o ATP inclui as perdas dividindo-as no comprimento da linha da seguinte forma: divide a resistência fornecida pelo usuário em três intervalos: uma resistência de valor $R/4$ no início da linha, uma resistência de valor $R/2$ no meio e uma resistência de valor $R/4$ no final conforme ilustrado na figura 3.9 [41].

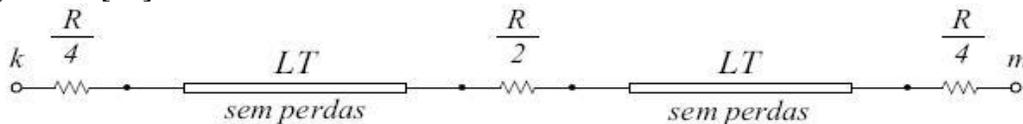


Fig. 3.9 – Modelo de linhas com parâmetros distribuídos considerando perdas

Nota-se que, apesar dos parâmetros L e C realmente serem distribuídos nesse modelo, o parâmetro resistência é concentrado em partes do circuito a fim de se aproximar o efeito de uma resistência distribuída.

Estes modelos utilizam transformação modal para desacoplar as fases e facilitar os cálculos. No caso dos modelos com transposição de fases é utilizada a matriz de Edith Clarke (representada na figura 3.10 por \bar{E}) para realizar a transformação modal, enquanto que no caso de linhas não transpostas é necessário que o usuário forneça a matriz de transformação desejada. Uma dificuldade da utilização destes modelos é que os mesmos exigem a entrada de dados em componentes simétricas (com exceção da linha monofásica distribuída). Dessa forma, o usuário precisa ter os dados da linha em seqüência positiva e zero (o modelo considera os dados de seqüência negativa iguais aos de seqüência positiva).

$$\bar{E} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \begin{pmatrix} 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix}$$

Fig. 3.10 – Matriz de Edith Clarke

3.1.2.3 Modelos do LCC

O LCC é um conjunto de modelos de linhas de transmissão que engloba tanto modelos de parâmetros concentrados quanto de parâmetros distribuídos. A figura 3.11 mostra o ícone do grupo LCC como é encontrado no ATPDraw. A entrada de dados do

LCC é feita a partir dos parâmetros físicos da linha, o que quase sempre facilita o trabalho do usuário, uma vez que a maioria dos dados sobre linhas de transmissão normalmente estão disponíveis de acordo com seus parâmetros físicos.



Fig. 3.11 – Modelo LCC

Dentre os parâmetros de entrada exigidos pelo LCC, estão informações sobre a constituição física dos condutores (tipo, dimensões, espaçamento entre eles, entre outros), sua resistência ôhmica em corrente contínua por quilometro e informações sobre a torre (altura dos condutores, resistividade do solo, entre outros).

Além disto, os modelos do LCC permitem a modelagem de fenômenos que não eram considerados nos modelos de linhas concentradas e distribuídas anteriormente descritos, como o efeito pelicular dos condutores e a utilização de cabos pára-raios segmentados (descontínuos). Os modelos encontrados no LCC são:

- **Modelo PI**

O modelo tipo PI utilizado pelo LCC difere do modelo PI nominal apresentado anteriormente no item 3.1.2.1. A primeira diferença está na entrada de dados. Enquanto no modelo PI nominal o usuário tem que fornecer os parâmetros R, L e C ao programa, no seu equivalente do LCC são fornecidas as dimensões físicas da linha e o próprio programa calcula os parâmetros. Além dessa diferença, no modelo tipo PI do LCC é possível se considerar o efeito pelicular e a influência da resistividade do solo.

Dentre suas vantagens, estão a sua simplicidade e sua boa aproximação para linhas curtas, além de ser um modelo com baixo custo computacional. Porém para linhas onde seus comprimentos são da ordem do comprimento de onda do sinal aplicado, a resposta deste pode ser ruim e a utilização de parâmetros distribuídos é aconselhada [37].

- **Modelo Bergeron**

Este modelo é equivalente aos de parâmetros distribuídos apresentados em 3.1.2.2 e utiliza transformação modal. A entrada de dados é feita da mesma forma que em todos os modelos incluídos no LCC, o que é uma vantagem em relação aos modelos distribuídos descritos anteriormente. O modelo Bergeron também não consegue distribuir na linha a resistência da mesma, utilizando o mesmo processo descrito na figura 3.9. Ele tem como vantagem principal, em relação ao modelo PI, a capacidade de considerar os parâmetros distribuídos na linha, efeito este importante para o estudo de transitórios e linhas longas.

- **Modelo J.Marti**

O modelo de J. Marti é um modelo de parâmetros distribuídos que considera a variação dos parâmetros série (resistência e indutância da linha) com a frequência enquanto que os parâmetros capacitância e condutância são considerados constantes [42]. Este modelo utiliza transformação modal para o cálculo dos parâmetros em cada frequência dentro de um intervalo desejado, porém, apesar de calcular uma matriz impedância para

cada frequência, ele utiliza a mesma matriz de diagonalização para todas elas. A frequência na qual a matriz de diagonalização será calculada deve ser fornecida pelo usuário, sendo aconselhável a escolha da frequência dominante na simulação (geralmente a frequência fundamental).

Como descrito anteriormente, os métodos que utilizam desta simplificação apresentam erros que são pequenos na maioria das aplicações. Apesar deste fato, o modelo de J. Marti é o mais utilizado para modelar linhas com parâmetros variantes na frequência [37].

○ **Modelo tipo Semlyen**

O modelo de Semlyen foi o primeiro do ATP a possibilitar a utilização de parâmetros variantes na frequência. Ele calcula os parâmetros através de convoluções recursivas [41] e utiliza, assim como o de J. Marti, apenas uma matriz de diagonalização. Por não apresentar resultados com boa aproximação para casos onde existam descontinuidades na linha, está caindo em desuso e no futuro deve ser eliminado [43].

Em geral, o modelo de Semlyen gera resultados similares ao de J. Marti, porém existem aplicações onde ele fornece resultados pouco confiáveis. Além disso, o tempo computacional consumido por este modelo é superior aos anteriores por se tratar de um método que utiliza convoluções recursivas [37].

○ **Modelo tipo Noda**

O modelo tipo Noda também considera o efeito da variação dos parâmetros com a frequência, porém, diferentemente dos de J. Marti e Semlyen que calculam os parâmetros através de transformação modal. Ele calcula as tensões e correntes diretamente no domínio das fases. Com isso, são evitadas as transições fases/modos e modos/fases que acrescentam erros devido à utilização de uma única matriz transformação para todas as frequências [37].

Por não utilizar transformação no domínio da frequência, este método tem maior precisão que os dois citados anteriormente. Apesar dessa melhor precisão, é mais difícil e trabalhoso se projetar um modelo do tipo Noda adequado, pois o ajuste das funções racionais no domínio z do modelo está diretamente associado ao passo de cálculo utilizado na transição para este domínio. Dessa forma, o usuário deve manter o mesmo passo ou, ao alterá-lo, obter novas aproximações para esse novo passo [37, 43].

3.1.3 Avaliação dos modelos de linha do ATP

Nesta dissertação foi necessária a modelagem de um alimentador secundário (tensão de 220/127 V) e de um alimentador primário (tensão de 11,4 kV) de um sistema de distribuição. Foi realizada uma análise de qual modelo de linha presente no ATPDraw seria o mais adequado à simulação destes alimentadores em um estudo de penetração harmônica. Para tanto, foram comparadas as respostas dos modelos de um sistema fictício contendo as principais características presentes na simulação do sistema de distribuição: presença de harmônicos ímpares de baixa ordem (3^o, 5^o, 7^o) e de ordens mais elevadas (até 30^o) e comprimentos da linha de distribuição da ordem do comprimento das linhas consideradas.

As simulações para validação foram realizadas com três modelos presentes no LCC do ATPDraw. Os escolhidos foram o modelo PI, o modelo de Bergeron e o modelo de J.

Marti, pois cada um destes apresenta uma característica distinta para a simulação dos casos estudados: o modelo PI possui os parâmetros concentrados, o modelo Bergeron apresenta os parâmetros distribuídos e constantes na frequência enquanto o modelo de J. Marti possui os parâmetros distribuídos e variantes na frequência.

Os modelos de parâmetros concentrados apresentados no item 3.1.2.1 não foram analisados devido ao fato destes não considerarem o efeito pelicular e a influência do solo nos parâmetros da linha.

Os modelos de parâmetros distribuídos analisados no item 3.1.2.2 foram descartados para a validação pelos mesmos motivos apresentados para os modelos concentrados. Além disto, a característica de considerar os parâmetros distribuídos na linha não seria de grande importância para essa simulação, uma vez que a mesma será realizada em regime permanente e não regime transitório, utilizando linhas consideradas curtas.

Dos modelos presentes no LCC foram desconsiderados os modelos de Semlyen e Noda. O primeiro foi rejeitado por apresentar resposta equivalente ao modelo de J. Marti e possuir problemas de convergência em determinadas situações [43]. O modelo de Noda, na versão de ATPDraw utilizada, ainda estava em desenvolvimento e não foi possível realizar simulações com o mesmo.

○ Simulações

O sistema elétrico criado para analisar estes modelos é composto por uma fonte de tensão ligada ao modelo de linha testado e este é ligado a uma carga harmônica trifásica como mostrado na figura 3.12. Foi modelada a inclusão de harmônicos de baixa ordem, representados por uma fonte de corrente de terceiro harmônico e a inclusão de harmônicos de ordem mais elevada, representada por uma fonte de corrente de vigésimo primeiro harmônico. A carga foi considerada equilibrada com resistência igual a 10Ω . A fonte de tensão (em 60 Hz) foi ajustada em 10 V para que a corrente eficaz fundamental na carga fosse de aproximadamente 1 A (valor este igual à injeção de cada fonte de corrente harmônica).

O interesse dessa simulação não está na forma da curva de corrente e sim na comparação das respostas dadas por cada modelo.

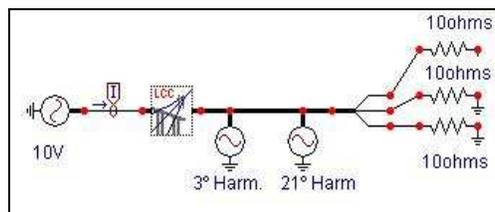


Fig. 3.12 - Sistema modelado para validação dos modelos de linhas

As características físicas das linhas utilizadas nesta validação foram as mesmas características físicas dos alimentadores (altura da torre, tipo de condutor, entre outros).

Foram realizadas comparações entre as respostas obtidas dos três modelos nos dois sistemas estudados. Para todas as simulações foi considerada a resistividade do solo igual a $1000 \Omega.m$, valor este comum na região Sudeste [44].

○ Modelos de linhas para o alimentador secundário

Para a linha com os parâmetros do alimentador secundário, foram realizadas simulações considerando os comprimentos de vãos de 15, 25 e 40 metros, sendo que no sistema real estudado a distância máxima entre vãos encontrada no secundário é de 25 metros.

Três sistemas idênticos, utilizando um modelo diferente de linha, foram simulados. Em cada comprimento de linha, foram comparadas as correntes injetadas na linha a fim de determinar se os modelos apresentavam comportamento semelhante ou não. As curvas de corrente de cada sistema, em cada comprimento de linha, encontram-se nas figuras 3.13a, 3.14a, 3.15a. Como as correntes nos três modelos apresentaram resultados próximos para todos os comprimentos, foi incluída uma figura (3.13b, 3.14b, 3.15b) com valor de pico das curvas de correntes para facilitar a visualização das diferenças de respostas entre modelos.

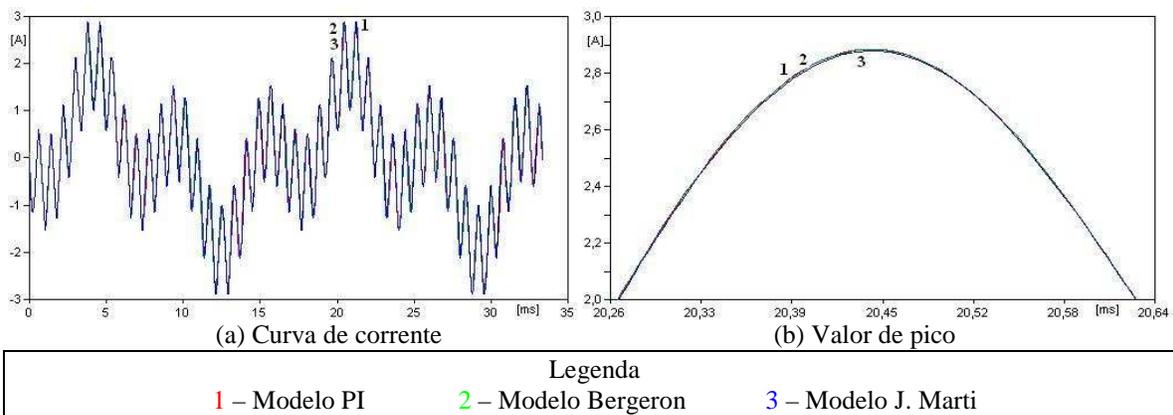


Fig. 3.13 - Sistema com vão de 15 m de comprimento no secundário

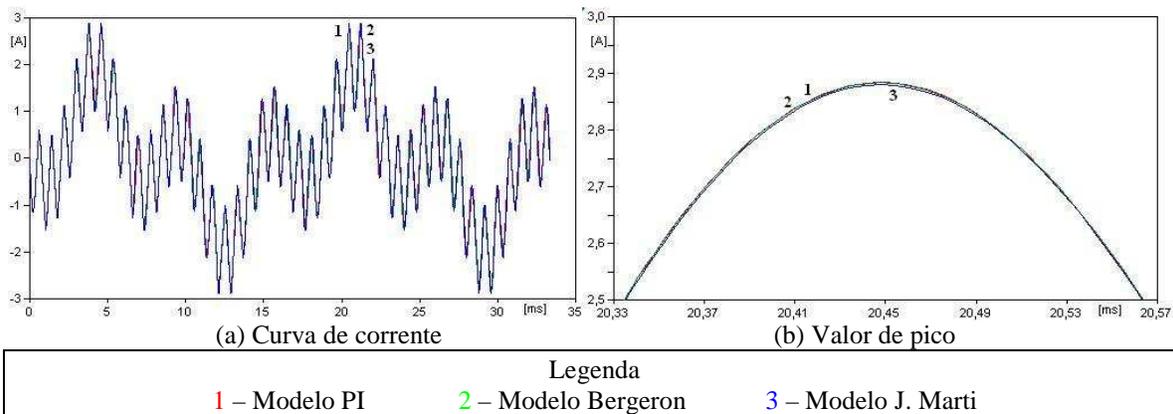


Fig. 3.14 - Sistema com vão de 25 m de comprimento no secundário

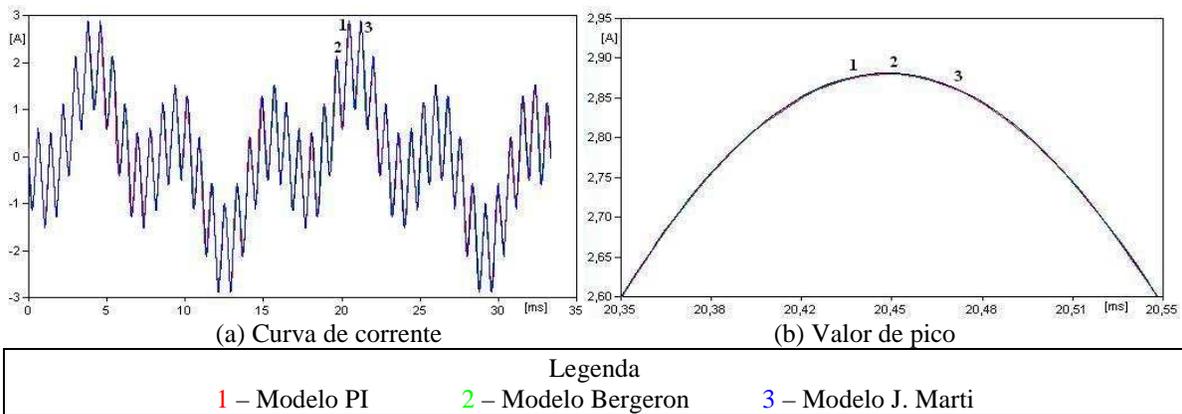


Fig. 3.15 - Sistema com vão de 40 m de comprimento no secundário

○ **Modelos de linhas para o alimentador primário**

Após a simulação dos modelos da linha secundária, foi utilizado o mesmo circuito (com parâmetros da linha modificados para as características do primário e comprimentos maiores entre vãos) para se testar a resposta de cada modelo nas situações com características comuns a uma rede primária. Os comprimentos utilizados foram de 40, 200 e 800 metros, além de uma simulação extra com o comprimento de 11 quilômetros. No alimentador primário real simulado no próximo capítulo, o comprimento máximo do vão encontrado é de 800 metros enquanto que o comprimento total do alimentador é de 11 quilômetros. Os resultados de comparação estão mostrados nas figuras de 3.16a a 3.19a. Novamente como as simulações resultaram em correntes próximas, acrescentaram-se junto às curvas de corrente figuras com os valores de pico das curvas.

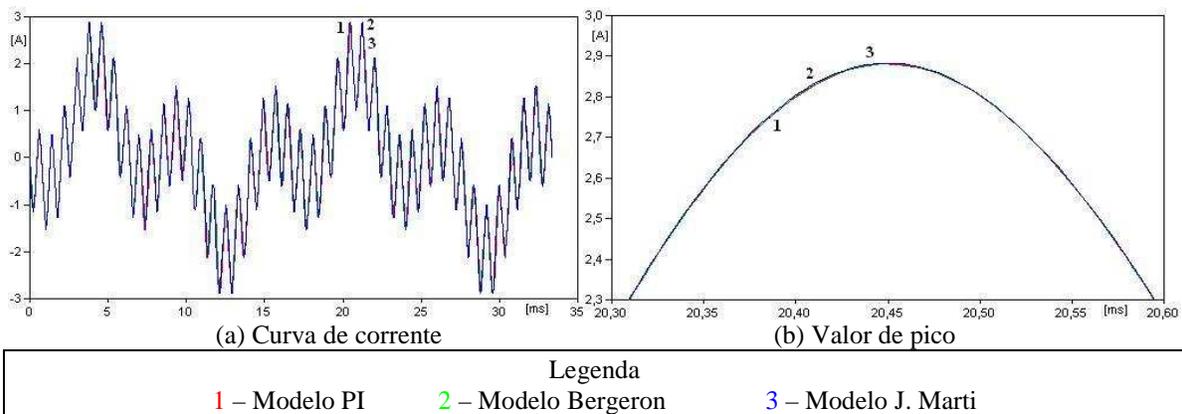


Fig. 3.16 - Sistema com vão de 40 m de comprimento no primário

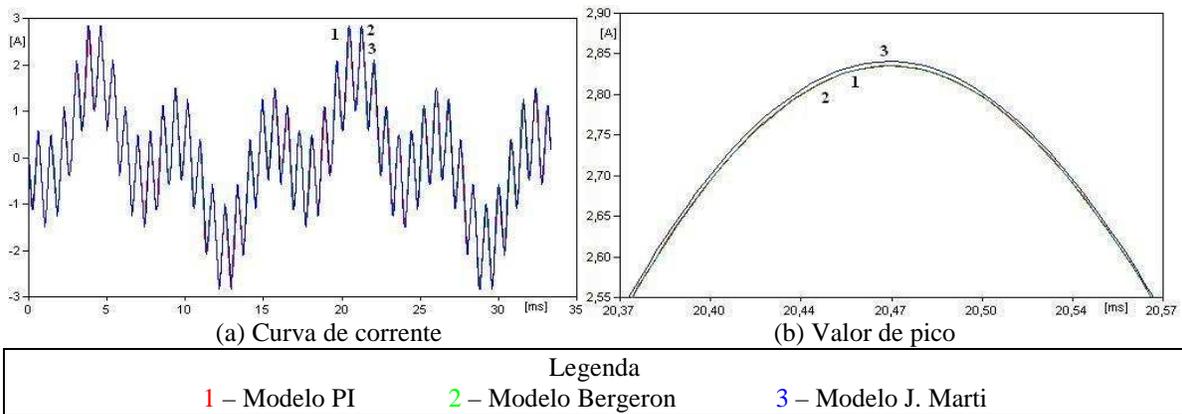


Fig. 3.17 - Sistema com vão de 200 m de comprimento no primário

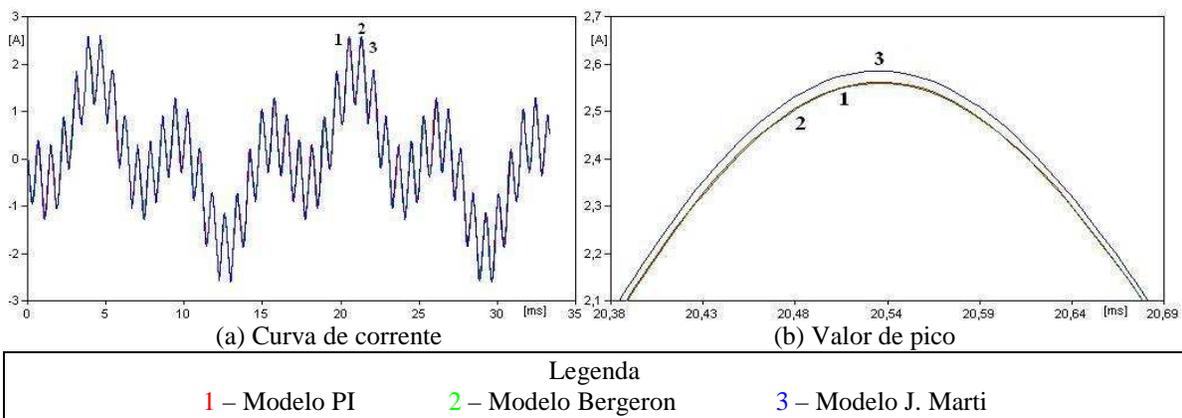


Fig. 3.18 - Sistema com vão de 800 m de comprimento no primário

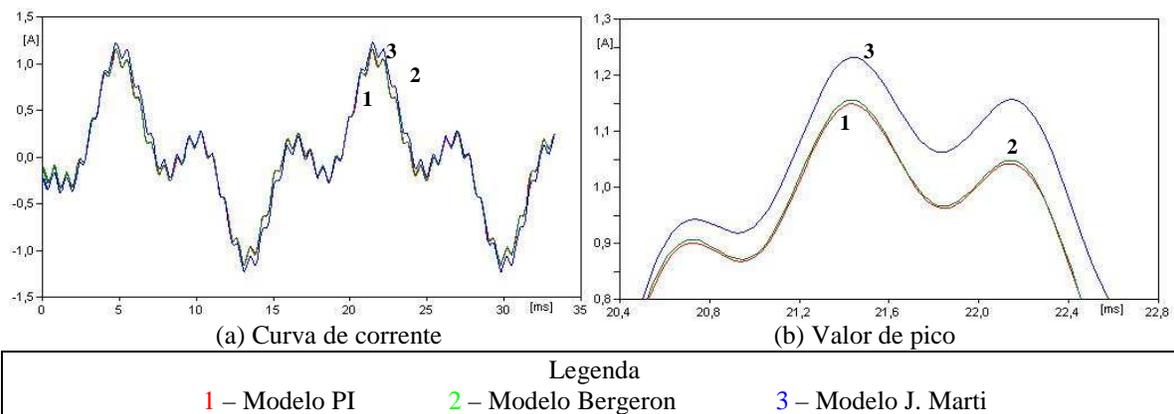


Fig. 3.19 - Sistema com linha primária de 11 km de comprimento

3.1.4 Conclusões sobre modelos de linhas

Percebe-se que a diferença nas respostas dos modelos estudados foi pequena nas distâncias consideradas nas simulações, tanto para o alimentador secundário quanto o primário. Nos modelos do alimentador secundário, a resposta foi praticamente a mesma para as três distâncias, o que comprova que, em linhas curtas, o modelo mais simples (modelo PI) apresenta resultados semelhantes aos modelos mais elaborados, como afirmado

em [35]. De acordo com os resultados, concluiu-se que a variação dos parâmetros com a frequência e a utilização de parâmetros distribuídos são fenômenos desprezíveis nessa ordem de comprimento.

Em relação às simulações do alimentador primário, a partir de 200 m, a resposta do modelo de J. Marti apresentou diferenças em relação aos modelos PI e Bergeron, enquanto estes dois obtiveram comportamento semelhante entre si. Em 800 m, caso extremo do vão, a diferença entre J. Marti e os demais aumentou, enquanto os modelos PI e Bergeron mantiveram suas respostas semelhantes. Apesar das diferenças encontradas, a diferença máxima entre as correntes obtidas no modelo J. Marti e no modelo PI foi de cerca de 1,5% no valor de pico da corrente, valor este considerado baixo. Na simulação do alimentador primário por completo (comprimento de 11 km), as diferenças entre os modelos já são claras. A característica de linha distribuída começa a gerar uma pequena diferença de resposta entre Bergeron e PI. Por sua vez, a diferença entre J. Marti e os outros dois aumentou devido ao maior efeito da variação dos parâmetros com a frequência com o aumento do comprimento da linha. A diferença máxima da resposta entre os modelos analisados, para 11 km de linha, foi de 6%, valor este encontrado no pico da corrente. Um outro fator analisado foi o peso computacional de cada método. Os modelos de Bergeron e J. Marti, que consideram os parâmetros distribuídos, utilizam o conceito de tempo de transito (τ), definido por (3.9).

$$\tau = \frac{l}{v}, \quad (3.9)$$

onde

l - comprimento da linha

v - velocidade da onda propagada

Quando se utilizam tempos de trânsito pequenos, é necessária a utilização de passos de cálculo menores que o menor tempo de trânsito utilizado (usa-se na prática um valor 10 vezes menor) [41], o que deixaria a simulação extremamente lenta. Considerando que o sistema a ser modelado possui um grande número de vãos com comprimentos pequenos, a simulação do sistema utilizando tanto o modelo de J. Marti quanto Bergeron seria impraticável e estaria acima dos limites do programa. Como a diferença de resposta entre o modelo mais completo (J. Marti) e o mais simples (PI equivalente) no pior caso (11Km) foi de 6%, considerou-se uma boa aproximação utilizar o modelo PI para ambos os alimentadores nas simulações do capítulo 4.

3.2 Modelos de transformadores

3.2.1 Modelos existentes na literatura

Uma correta modelagem de transformadores de potência é fundamental para a análise harmônica de um sistema de distribuição. Existem diversos modelos de transformadores utilizados para diversas finalidades que vão desde a análise de fluxo de potência (em regime permanente) até estudos de descargas atmosféricas (em regime transitório). Em geral, um transformador monofásico pode ser modelado através de um transformador ideal conectado em série com as resistências (R_H e R_L) e indutâncias de dispersão de cada enrolamento (L_H e L_L) e em paralelo com a sua impedância de

magnetização formada por uma resistência (R_M) e uma indutância (L_M). Este modelo está ilustrado na figura 3.20, sendo $N_H : N_L$ a sua relação de transformação.

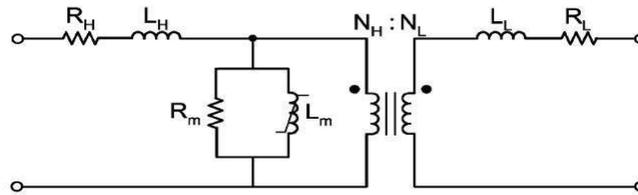


Fig. 3.20 – Circuito equivalente de um transformador monofásico

Em [45] é afirmado que em estudos de baixa frequência (ordens harmônicas menores que 5) uma boa aproximação de um modelo de transformador pode ser alcançada apenas se modelando sua reatância de dispersão. Esta informação é válida para transformadores de potência elevada (superiores a 500 kVA) uma vez que nestes a reatância de dispersão é bem maior que a resistência dos enrolamentos [46].

Em contra partida, outras fontes [35,47] consideram importante a utilização de modelos mais complexos para o estudo de harmônicos, admitindo, além da resistência e reatância de dispersão, o eixo de magnetização. Em grande parte dos artigos, as perdas no núcleo são modeladas através de uma resistência de magnetização de valor constante [48] enquanto que o fenômeno de saturação do núcleo é modelado por uma fonte de corrente [48] ou uma indutância não linear [47].

Em [35], é frisada a importância de se considerar a defasagem angular gerada por transformadores trifásicos quando existe mais de uma fonte harmônica no sistema. Se o transformador for Y- Δ , Δ -Y ou Y- Zig-zag, sua defasagem será de $\pm 30^\circ$ (de acordo com a forma de ligação), enquanto que se o transformador for Y-Y, Δ - Δ ou Δ - Zig-zag sua defasagem será de 0° [49]. É possível ainda obter defasagens diferentes destas citadas, utilizando transformadores com ligações em zig-zag. Normalmente no sistema de distribuição, os transformadores trifásicos utilizam a ligação Δ -Y como típica.

Os modelos de transformadores discutidos até agora consideram a utilização de tensões e correntes em frequências baixas. Em [35], afirma-se que, para frequências superiores a 4kHz, o efeito capacitivo entre enrolamentos e entre os terminais do transformador e a terra tornam-se consideráveis, sendo, em frequências da ordem de MHz, a modelagem dos capacitores importante [50, 51]. Desta forma, estudos em alta frequência, como o de chaveamento de equipamentos e de descargas atmosféricas, devem considerar um modelo de transformador com capacitâncias entre enrolamentos e entre seus terminais e a terra, como ilustrado na figura 3.21. Estas capacitâncias estão indicadas na figura através dos símbolos C e Cn, respectivamente.

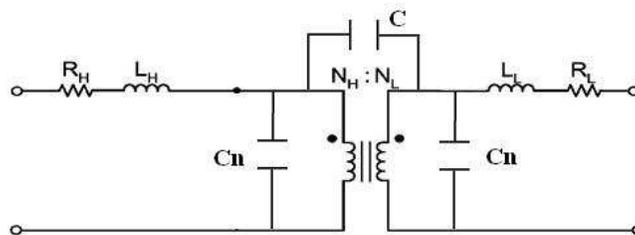


Fig. 3.21 – Modelo de transformador para fenômenos de alta frequência

3.2.2 Modelos de transformadores no ATPDraw

O ATPdraw possui algumas opções de modelos de transformadores que devem ser utilizados de acordo com o interesse do usuário. Os principais modelos de transformadores são:

- **Transformador ideal (monofásico ou trifásico)**

Este modelo de transformador é o mais simples do ATP. Ele considera apenas a relação de transformação entre primário e secundário, não permitindo ao usuário modelar as suas impedâncias ou efeitos como histerese e saturação. Uma outra limitação deste está na impossibilidade de se modelar transformadores trifásicos com algum enrolamento em Δ . É permitida apenas a escolha da ligação dos enrolamentos entre estrela e estrela aterrada.

É um modelo simples porém interessante para casos onde uma modelagem mais simplificada do transformador é desejada. Os ícones dos transformadores monofásico e trifásico presentes no programa estão mostrados na figura 3.22.

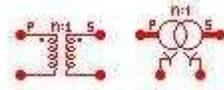


Fig. 3.22 – Modelos ideais de transformadores monofásico e trifásico, respectivamente

- **Transformadores com saturação (monofásico e trifásico)**

Este modelo, mais completo que o anterior, possibilita ao usuário considerar o efeito de saturação do núcleo do transformador, além das impedâncias de dispersão dos enrolamentos. Os ícones destes transformadores disponíveis no ATPDraw estão ilustrados na figura 3.23.

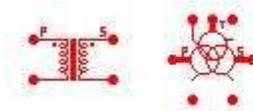


Fig. 3.23 – Modelos de transformadores monofásico e trifásico com saturação

Ele pode ser utilizado com uma curva de saturação ou não, possibilitando a modelagem de transformadores trifásicos com diversas ligações (Δ , estrela e zig-zag), além de considerar a defasagem de ângulo entre primário e secundário. A modelagem de transformadores com 3 enrolamentos é desencorajada devido a grande possibilidade de erros numéricos. Caso a utilização do terciário com carga seja necessária, é aconselhável utilizar o modelo BCTRAN [41] apresentado no próximo item. O efeito de histerese pode ser considerado, incluindo um indutor não linear nos terminais do transformador [41].

A entrada da curva de saturação pode ser feita de duas formas: diretamente com os dados da curva de fluxo magnético x corrente de magnetização ou através de uma rotina interna do ATP que, a partir dos dados de um ensaio de seqüência positiva (que fornece as tensões medidas x corrente de magnetização), gera os dados do fluxo x corrente que serão utilizados. O modelo de transformador monofásico com saturação no ATP equivale ao diagrama mostrado na figura 3.24, onde R1 e L1 são, respectivamente, a resistência e indutância de dispersão do primário, R2 e L2 a resistência e indutância de dispersão do secundário, enquanto que Rmag e SATURA são, respectivamente, a resistência e a indutância de magnetização responsáveis pelo efeito de saturação. O modelo trifásico é

equivalente a três transformadores monofásicos com seus primários e secundários ligados de acordo com suas respectivas topologias (Δ - Δ , Δ -Y, entre outras).

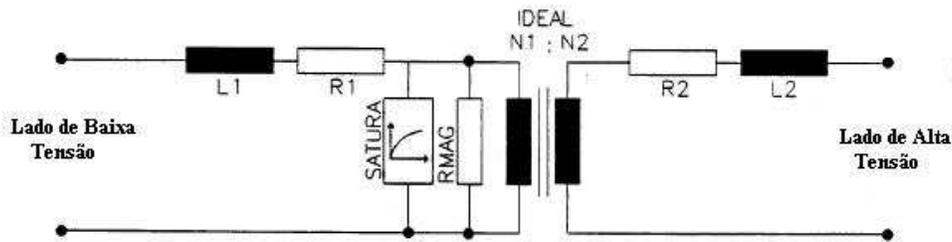


Fig. 3.24 – Diagrama equivalente do transformador com saturação do ATP

o Modelo de transformador BCTRAN

Este modelo permite a utilização de um transformador monofásico ou trifásico, com dois, três, ou mais enrolamentos. A entrada dos dados é realizada através dos dados de ensaio de curto-circuito e circuito aberto do transformador, o que, em muitas aplicações, facilita o trabalho do usuário. Também possibilita a modelagem do tipo do núcleo do transformador e de várias topologias de ligação de enrolamentos. O ícone deste transformador está ilustrado na figura 3.25.

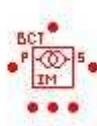


Fig. 3.25 – Modelo de transformador BCTRAN

Este modelo não é próprio para se estudar o fenômeno de saturação, sendo, para esse fim, o transformador com saturação mais interessante. Mesmo assim, é possível se considerar os efeitos da saturação e histerese incluindo um indutor não linear nos terminais do BCTRAN [41]. O BCTRAN é mais recomendado quando se deseja modelar um transformador com três enrolamentos, principalmente quando o terciário está ligado em Δ .

3.2.3 Avaliação dos modelos

Para a avaliação dos modelos dos transformadores diante da penetração de harmônicos, foi utilizado o modelo de transformador com saturação trifásico. A escolha por esse modelo foi realizada devido ao fato deste funcionar muito bem considerando a característica de saturação e permitir a consideração de efeitos importantes como a defasagem de ângulo devido ao tipo de ligação do transformador. Além disto, a entrada direta de dados no ATP em relação à impedância de dispersão, facilita a modelagem do transformador, uma vez que os valores destas impedâncias para os transformadores estudados já são conhecidos.

Foi realizado um estudo sobre a necessidade ou não da inclusão do efeito de saturação do transformador de acordo com a influência da sua corrente de magnetização em relação a sua corrente nominal. Mediu-se durante 24h a carga de 3 transformadores de

distribuição com três potências nominais distintas (45 kVA, 75 kVA e 112,5 kVA), a fim de se determinar os seus carregamentos durante um dia. Estas curvas são mostradas na figura 3.26 (a, b e c).

Como a corrente de magnetização se mantém praticamente constante com variações da carga do transformador em 60 Hz [28], calculou-se o peso da corrente de magnetização (Imag) em três situações de carga apresentadas nestes transformadores durante o período de medição: carga máxima, carga média e carga mínima. Estes resultados encontram-se na tabela 3.1. A corrente de magnetização foi estimada como sendo 1% da corrente nominal dos transformadores [28, 45].

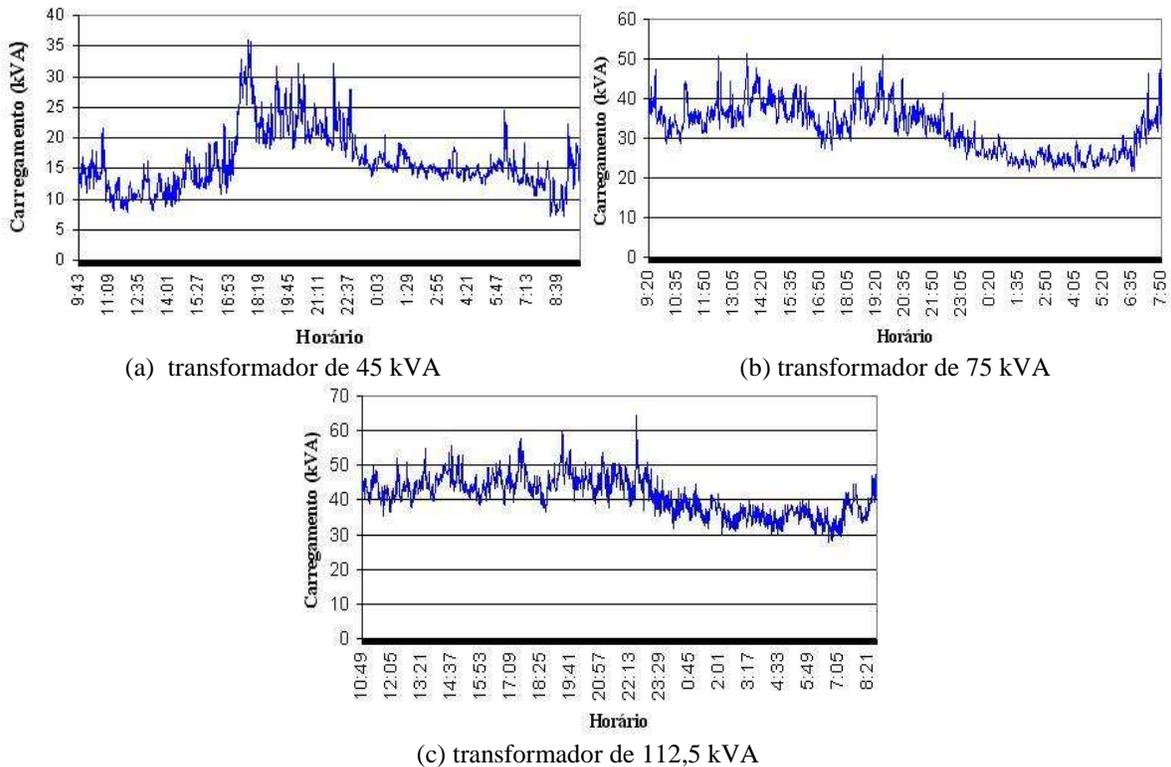


Fig. 3.26 - Carregamento dos transformadores durante 24h

Tabela 3.1 – Análise da influência da corrente de magnetização em relação à nominal

Transformador	Situação de Carga	Horário	S (kVA)	Imag(A)	Imag/Icarga (%)
Transformador de 45 kVA	Carga máxima	17:50	35,92	1,18	1,25
	Carga média	-	16,14		2,79
	Carga mínima	8:56	7,21		6,24
Transformador de 75 kVA	Carga máxima	13:40	51,28	1,97	1,46
	Carga média	-	32,35		2,32
	Carga mínima	2:03	21,54		3,49
Transformador de 112,5 kVA	Carga máxima	22:29	64,35	2,94	1,74
	Carga média	-	41,23		2,72
	Carga mínima	6:38	28,01		4,00

Através dos resultados apresentados na tabela 3.1, nota-se que a corrente de magnetização em tensão nominal corresponde à cerca de 3% das correntes de carga dos

transformadores analisados em carregamento médio. No transformador de menor potência, no momento de carregamento baixo, a corrente de magnetização chega a pouco mais de 6% da corrente total da carga. Estes valores são válidos para transformadores operando na sua tensão nominal. Caso o transformador seja excitado por uma tensão acima desta, pode ocorrer a saturação de seu núcleo, o que causa o aumento da corrente de magnetização e a torna mais distorcida. Na figura 3.27, apresentada em [31], é possível quantificar o aumento da corrente de magnetização com o aumento da tensão de excitação do transformador e também o aumento dos harmônicos mais significativos presentes na corrente de magnetização.

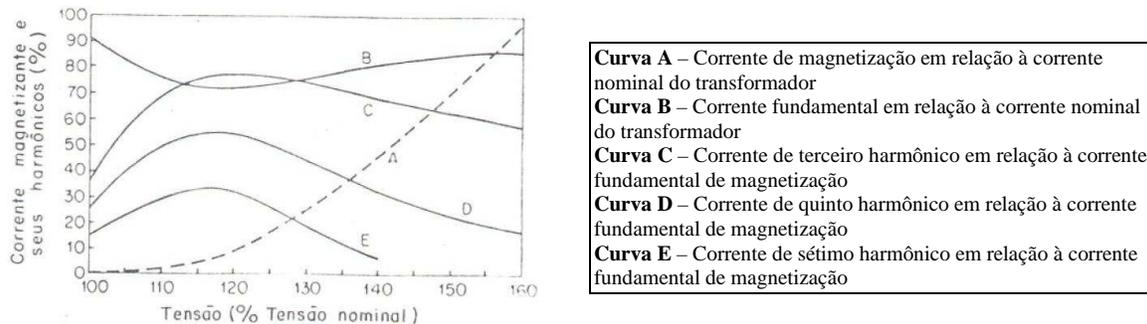


Fig. 3.27 – Características da corrente de magnetização acima da tensão nominal

Em [52], define-se as faixas de valores de tensão adequadas, precárias e críticas em um sistema elétrico de acordo com o nível de tensão. Na tabela 3.2 são apresentados os limites de variação de tensões de 127 V e 220 V, enquanto que na tabela 3.3 estão os limites para pontos de conexão do consumidor com a concessionária para tensões entre 1 kV e 69 kV.

Tabela 3.2- Limites de variação de tensão padronizadas pela ANEEL [52]

TENSÕES NOMINAIS PADRONIZADAS				
Tensão Nominal (TN)		Faixa de Valores Adequados das Tensões de Leitura (TL) em relação à TN (Volts)	Faixa de Valores Precários das Tensões de Leitura (TL) em relação à TN (Volts)	Faixa de Valores Críticos das Tensões de Leitura (TL) em relação à TN (Volts)
Ligação	Volts			
Trifásica	(220) / (127)	(201 ≤ TL ≤ 231) / (116 ≤ TL ≤ 133)	(189 ≤ TL < 201 ou 231 < TL ≤ 233) / (109 ≤ TL < 116 ou 133 < TL ≤ 140)	(TL < 189 ou TL > 233) / (TL < 109 ou TL > 140)

Tabela 3.3 – Limites de tensão em pontos de conexão com tensão nominal entre 1 kV e 69 kV

Classificação da Tensão de Atendimento (TA)	Faixa de variação da Tensão de Leitura (TL) em relação à Tensão Contratada (TC)
Adequada	$0,93 TC \leq TL \leq 1,05 TC$
Precária	$0,90 TC \leq TL < 0,93 TC$
Crítica	$TL < 0,90 TC$ ou $TL > 1,05 TC$

Em condições normais, geralmente a tensão na rede de distribuição secundária urbana está dentro do intervalo de tensão classificada como adequada, porém em situações de proximidade de subestações ou final de linhas, a tensão pode apresentar valores dentro da faixa de tensões precárias.

O limite de tensão correspondente ao valor máximo aceito como tensão precária, 140 V (para tensão fase-terra), equivale a 110% da tensão nominal fase-terra (127 V). Com base nessa informação, e através da figura 3.27, pode-se concluir que a corrente de magnetização não aumenta muito quando a tensão de alimentação passa de 100% para 110%, porém constata-se que a forma de onda da corrente de magnetização para a tensão de 110% é bem mais distorcida, tendo ocorrido um aumento das correntes harmônicas. Assim, apesar de não haver um aumento considerável da corrente de magnetização, há um grande aumento de injeção harmônica do transformador no sistema.

O aumento da distorção harmônica das correntes de magnetização dos transformadores com o aumento da tensão e a maior relevância da corrente de magnetização nos horários em que a carga dos transformadores for baixa podem contribuir para que nestes horários a distorção harmônica das correntes nos alimentadores de um sistema de distribuição seja considerável. De fato, no período da madrugada até o amanhecer, onde normalmente a carga é baixa, é possível notar um aumento da distorção harmônica de corrente do alimentador devido à saturação de transformadores [28].

○ Validação do modelo utilizado

Para a validação do modelo de transformador com saturação do ATPDraw empregaram-se os dados de placa do transformador de 112,5 kVA 13,8 kV / 220 V utilizado em [53], sendo seus dados apresentados na tabela 3.4, onde I_{mag} , Flux e R_m são, respectivamente, a corrente de magnetização, o fluxo nominal do núcleo e a resistência de magnetização, enquanto que R e L são, respectivamente, a resistência e a indutância de dispersão. Os dados de magnetização estão referidos ao primário. Entretanto, a curva de saturação apresentada no artigo não foi utilizada, uma vez que esta não era similar a uma curva típica de transformadores de distribuição. Em um transformador típico, a “tensão de joelho” da curva está próxima da tensão nominal [48] como mostrado na figura 3.28 (a tensão nominal corresponde ao ponto de fluxo nominal do gráfico). Devido a grande dificuldade de se obter curvas reais de saturação de transformadores de distribuição (baixa potência), utilizou-se nesta simulação a curva de saturação do transformador de 750 MVA 420 kV / 27 kV utilizada em [41]. Algumas modificações na curva original (dada em pu) foram necessárias para a adequação do caso do artigo para o caso estudado.

Tabela 3.4 – Parâmetros de um transformador Δ -Y de 112,5 kVA [53]

Parâmetros Elétricos			
Potência	$V_{primário}$	$V_{secundário}$	
112,5 kVA	13,8 kV	220/127V	
Parâmetros do Eixo de Magnetização			
$I_{magnetização}$	Fluxo	R_m	
0,0471A	0,238mWb	529k Ω	
Informação sobre os Enrolamentos			
Primário		Secundário	
R	L	R	L
11,87 Ω	71,88 mH	3,02m Ω	18,27 μ H



Fig. 3.28 – Curva típica de saturação de um transformador

Os dados desta curva estão presentes na primeira e segunda colunas da tabela 3.5. Como esta curva de corrente em pu encontra-se em relação à corrente nominal do transformador, optou-se por converter a base desta para a corrente de magnetização nominal do transformador. Estes dados obtidos estão mostrados na quarta coluna da tabela 3.5. Após o cálculo da nova curva de corrente em pu, converteram-se os valores em pu para os valores de fase da tensão e corrente referenciados ao primário do transformador de 112,5kVA ($V_{base}=13800$ V e $I_{base}=0,0471$ A). A curva de saturação utilizada na simulação está descrita na quinta e sexta colunas da tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Dados originais de [41], modificados e os utilizados no modelo

Dados em pu originais		Dados em pu modificados		Curva incluída no modelo	
Tensão (pu)	Corrente (pu)	Tensão (pu)	Corrente (pu)	Tensão(V)	Corrente (A)
0,8430	0,3942e-2	0,8430	0,3147	11633	0,0148
0,8996	0,6113e-2	0,8996	0,4879	12414	0,0230
0,9496	0,8888e-2	0,9496	0,7091	13104	0,0334
1,0000	1,2530e-2	1,0000	1,0000	13800	0,0471
1,0190	1,4800e-2	1,0190	1,1810	14062	0,0556
1,0540	1,9200e-2	1,0540	1,5330	14545	0,0722
1,0780	2,3330e-2	1,0780	1,8620	14876	0,0877
1,2040	5,0110e-2	1,2040	4,0000	16615	0,1880

Foram realizadas simulações considerando a inclusão do efeito da saturação do transformador, além de simulações para analisar o comportamento do modelo alimentando uma carga harmônica equilibrada e uma desequilibrada. Nestas últimas, as características de corrente do neutro e de corrente no primário do transformador foram analisadas a fim de se determinar se o modelo é apto a ser utilizado em um estudo de harmônicos. Os parâmetros utilizados do transformador foram os mesmos para todas as simulações (parâmetros presentes na tabela 3.4), sendo apenas o circuito simulado alterado de acordo com as necessidades. As características que foram analisadas no modelo são:

1. Inclusão da curva de saturação no transformador
2. Conteúdo harmônico do neutro do transformador alimentando carga harmônica equilibrada e desequilibrada

3. Conteúdo harmônico no primário do transformador alimentando carga harmônica equilibrada e desequilibrada
4. Defasagem angular entre o primário e o secundário

○ **Análise do modelo com a curva de saturação**

O circuito montado para simular o transformador com saturação consiste em um circuito composto por uma fonte pura de tensão de 13,8 kV (fase-fase) alimentando o transformador com o secundário em aberto. A corrente medida no primário com circuito aberto corresponde à corrente de magnetização do transformador. O circuito simulado foi ilustrado na figura 3.29, sendo os símbolos V e I da figura, respectivamente, medidores de tensão e corrente.

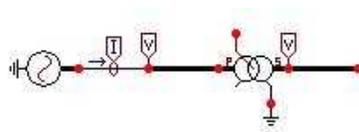


Fig. 3.29 - Circuito com modelo do transformador com saturação

As curvas de corrente obtidas nas três fases do primário do transformador estão ilustradas na figura 3.30. Nota-se que a corrente não é senoidal. Como o circuito montado está sem carga e o ATP considera os parâmetros do transformador iguais nas três fases, as correntes de magnetização destas fases são idênticas. Dessa forma, mostrando-se a DHTi de uma fase é suficiente para caracterizar a distorção de todas. As distorções harmônicas encontradas na corrente da fase A estão listadas na tabela 3.6.

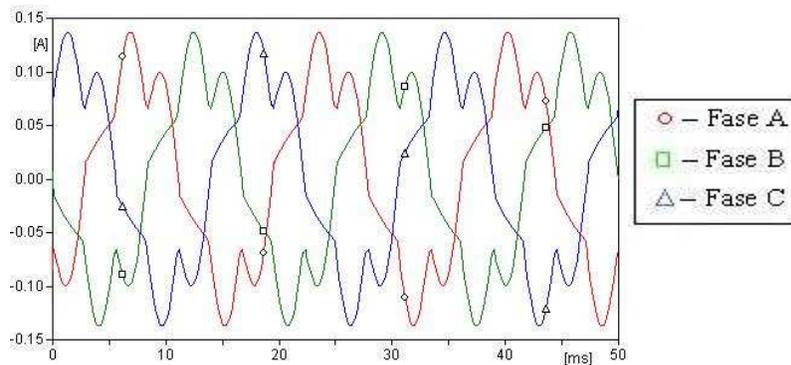


Fig. 3.30 – Correntes nas três fases do modelo com saturação

Tabela 3.6 – Correntes harmônicas em relação à corrente fundamental de magnetização

Ordem harmônica	Módulo da corrente (%)
1	100
3	0
5	22,29
7	5,88
9	0
11	3,33
DHTi (%)	23,37

Pela tabela 3.6 nota-se que o valor do módulo do 5º harmônico está bem próximo do estimado na figura 3.27 para tensão nominal, sendo a ausência do 3º e 9º harmônicos devido a ligação em Δ do primário. O valor do 7º harmônico está um pouco abaixo da estimativa na figura 3.27, o que não compromete o modelo. A corrente eficaz de simulação tem o valor de 80,7 mA. Como a corrente apresentada na simulação é a corrente de linha, a corrente no ramo de magnetização é $\sqrt{3}$ vezes menor que o valor encontrado, sendo então igual a 46,59 mA. Este valor foi praticamente igual ao valor da corrente de magnetização da placa do transformador (vide tabela 3.4), o que comprova a eficiência do modelo em simulações considerando o efeito da saturação.

o Análise do modelo alimentando uma carga harmônica equilibrada

As correntes harmônicas múltiplas de 3, em sistemas trifásicos equilibrados, se somam no neutro gerando uma corrente três vezes maior que estas correntes [15,54]. Para comprovar que o modelo de transformador do ATPDraw considera este efeito, montou-se um circuito composto de uma fonte de tensão pura ligada ao primário do transformador e este tendo o seu secundário ligado a uma carga harmônica trifásica equilibrada (ligada em Y-aterrada). Na figura 3.31 ilustrou-se o circuito construído.

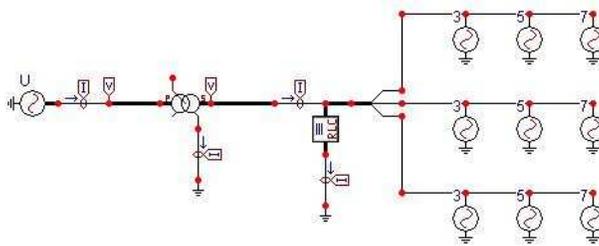


Fig. 3.31 – Circuito simulado para um transformador alimentando uma carga harmônica equilibrada

O valor de tensão escolhido para a fonte do primário foi de 13,8 kV (fase-fase) rms, para que no secundário a tensão fase-neutro fosse de 127 V rms. O bloco RLC apresentado na figura 3.31 corresponde ao modelo de uma carga trifásica ligada em Y aterrada, puramente resistiva, sendo a resistência por fase igual a 127 Ω . Este valor foi escolhido a fim de existir 1A de corrente rms fundamental no secundário.

Incluiu-se três fontes harmônicas de corrente por fase em paralelo com o bloco RLC, sendo elas responsáveis por modelar o terceiro, quinto e o sétimo harmônico. Foram escolhidos estas três frequências pois cada uma delas possui uma característica distinta – o terceiro harmônico é equivalente à seqüência zero, o quinto harmônico é equivalente à seqüência negativa e o sétimo harmônico é equivalente à seqüência positiva. O valor da corrente escolhida para cada fonte foi de 1 A. Dessa forma, no secundário haverá a circulação de 1A em cada frequência estudada.

A simulação foi realizada e as correntes no primário, secundário e neutro foram analisadas. Para facilitar a análise, utilizou-se a função de transformada de Fourier do ATP para evidenciar os harmônicos presentes em cada corrente e sua amplitude. Como o circuito analisado é equilibrado, serão apresentados os resultados apenas da fase A, sendo que os resultados das demais fases são semelhantes. Na figura 3.32 (a, b e c) são apresentados os harmônicos presentes nas correntes do secundário, neutro e primário, respectivamente.

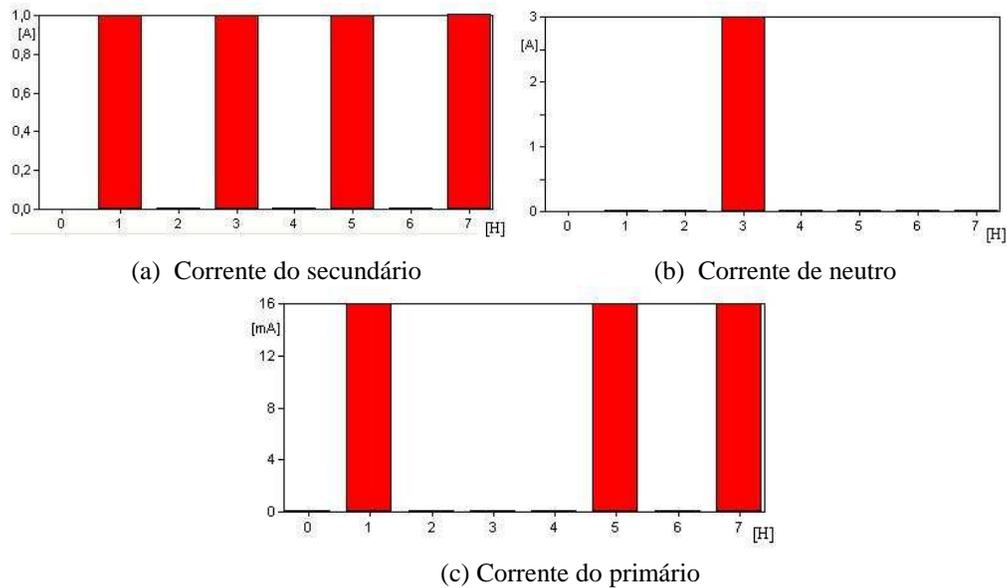


Fig. 3.32 – Espectro harmônico das correntes na simulação do circuito da Fig. 3.31

Na simulação realizada, nota-se que a corrente do secundário contém as quatro frequências estudadas (fundamental, terceiro, quinto e sétimo harmônicos) com a mesma amplitude (1 A), como esperado. Na corrente de neutro comprovou-se a característica dos harmônicos equivalentes de sequência zero de se somarem e possuírem uma amplitude três vezes maior que a corrente de terceiro harmônico da fase. Por fim, a corrente no primário é formada apenas pela fundamental, quinto e sétimo harmônicos com amplitudes iguais a 15,91 mA. Esse valor encontrado corresponde exatamente à corrente de 1 A do secundário refletida no primário.

○ **Análise do modelo alimentando uma carga harmônica desequilibrada**

Para analisar o comportamento do modelo de transformador com correntes desequilibradas considerou-se o mesmo circuito da figura 3.31 com uma carga desequilibrada. Em [55, 56] afirma-se que o máximo desequilíbrio de carga permitido no secundário de um alimentador é de 20%, sendo esse desequilíbrio calculado por:

$$Deseq(\%) = \frac{3}{2} \times \frac{\sqrt{(2I_a - I_b - I_c)^2 + 3(I_c - I_b)^2}}{I_a + I_b + I_c} \times 100 \quad (3.10)$$

Por isso considerou-se um desequilíbrio de $\pm 20\%$ nas fases. Na carga ligada em Y manteve-se a resistência da fase A em 127Ω , enquanto se reduziu em 20% a resistência da fase B ($101,6 \Omega$) e aumentou-se em 20% a resistência da fase C ($152,4 \Omega$). Nas fontes de corrente harmônicas o mesmo comportamento foi seguido. Aumentou-se as amplitudes das fontes em 20% na fase B e reduziu-se as amplitudes em 20% para as fontes na fase C.

Da mesma forma que no caso com carga equilibrada, utilizou-se a função de transformada de Fourier para evidenciar os harmônicos presentes e suas amplitudes na

correntes do secundário, primário e neutro do transformador. Optou-se por apresentar as correntes de secundário e primário da fase A, além do neutro do circuito simulado. Na figura 3.33 (a, b e c), estas correntes são visualizadas.

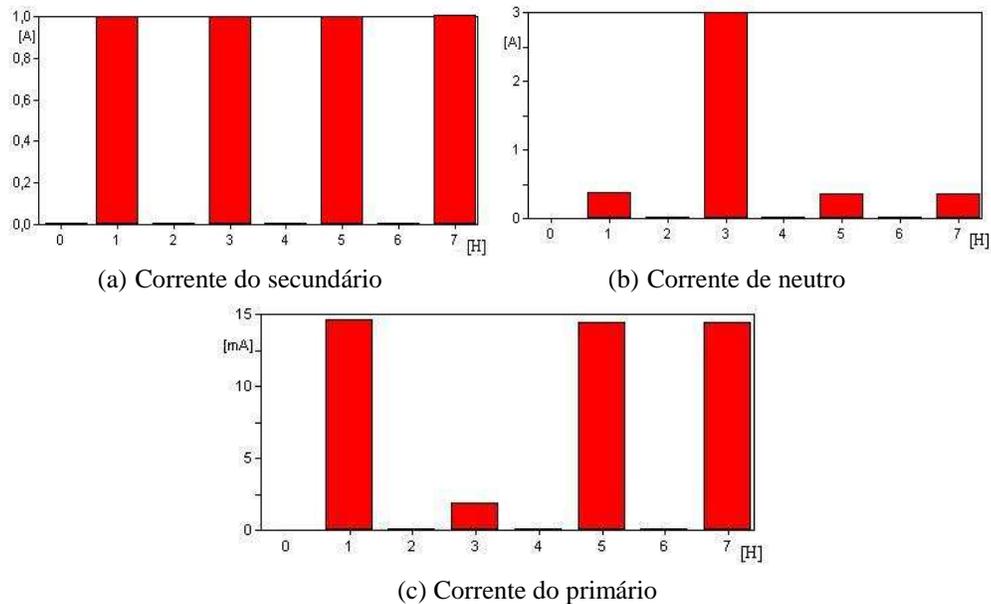


Fig. 3.33 - Espectro harmônico das correntes na simulação de um transformador alimentando uma carga harmônica desequilibrada

Quando se utiliza o modelo com uma carga desequilibrada, a corrente de neutro deixa de ser composta exclusivamente pelo terceiro harmônico passando a ser formada também por uma parte fundamental e uma parte devido aos demais harmônicos. Na corrente do primário, por sua vez, constatou-se a presença de correntes de terceiro harmônico. Esse fato é explicado pois, para um sistema desequilibrado, o enrolamento em Δ permite a passagem de uma parcela da corrente de terceiro harmônico. Quanto maior o desequilíbrio, maiores as quantidades de correntes equivalentes de seqüências diferentes de zero no neutro e maior será a passagem de terceiro harmônico para o primário.

○ Defasagens de ângulos entre tensões no primário e secundário

Uma outra característica observada em ambas as simulações (com cargas equilibrada e desequilibrada) é que os ângulos das tensões fundamentais do primário e do secundário apresentaram uma defasagem de -30° . Essa defasagem é normal em transformadores com enrolamentos $\Delta - Y$, sendo desejada para estudos de harmônicos [35].

Em relação aos harmônicos, a defasagem obtida variou de acordo com a característica de cada harmônico. Os harmônicos nas frequências equivalentes de seqüência positiva (7° , 13° , entre outros) apresentaram defasagens de -30° . Por outro lado, os harmônicos equivalentes de seqüência negativa (5° , 11° , entre outros) apresentaram uma defasagem de $+30^\circ$. Os harmônicos equivalentes de seqüência zero (3° , 9° , entre outros), por sua vez, não apresentaram defasagem entre o primário e o secundário do transformador.

3.3 Modelos de carga

3.3.1 Modelos existentes na literatura

A modelagem de cargas harmônicas em programas computacionais é um tema bastante discutido na literatura. Em [3], afirma-se que para a maioria dos estudos de harmônicos é suficiente modelar as cargas harmônicas por fontes de correntes. Em [21,29], por sua vez, afirma-se que a modelagem de cargas harmônicas por fontes de corrente é uma boa aproximação apenas nos casos onde os níveis de distorção de tensão simulados forem inferiores a 10%.

Uma abordagem diferente é encontrada em [57]. Neste artigo o autor propõe a modelagem de cargas eletrônicas a partir de fontes de tensão harmônicas ao invés dos modelos de fontes de corrente. As cargas geradoras de harmônicos, como retificadores e inversores, são modeladas por fontes de tensão enquanto as cargas harmônicas não eletrônicas, como geladeira e motores, são representadas por fontes de corrente.

Muitos autores modelam cargas harmônicas considerando sua parte fundamental e harmônica separadamente. Enquanto a parte harmônica é modelada através de fontes de corrente harmônicas como citado anteriormente, a parte linear responsável pela corrente de 60Hz é modelada através de uma associação de uma resistência e uma indutância. Alguns utilizam a ligação RL em série [53, 58], enquanto que outros a modelam como uma ligação RL em paralelo [59,60, 61].

Nesta dissertação, optou-se pela modelagem de cargas através de um circuito RL ou RC (de acordo com a característica da carga) ligado em paralelo com fontes de correntes harmônicas, como mostrado na figura 3.34 (a e b). A opção por esta modelagem foi feita uma vez que a mesma separa o ramo responsável pela corrente fundamental das correntes harmônicas. Nessa topologia, os parâmetros do ramo RL ou RC podem ser, por aproximação, determinados independentemente das fontes de harmônicos.

O ramo RL (ou RC) paralelo modela potências em 60 Hz, sendo a resistência responsável pela modelagem da potência ativa da carga e a indutância (ou capacitância) responsável pela sua potência reativa. Em paralelo com este circuito, são incluídas N fontes de correntes harmônicas, onde N é o número de harmônicos gerados pela carga. Cada fonte injeta um harmônico de uma determinada ordem.

Como a impedância do ramo RL (ou RC) é bem superior à impedância do sistema elétrico, praticamente toda a corrente harmônica gerada pelas fontes de corrente é injetada no sistema. Por outro lado, em 60 Hz, as fontes de corrente harmônicas apresentam impedância infinita, sendo que toda a corrente nesta frequência é drenada para o sistema. Dessa forma, a corrente I_{eficaz} pode ser considerada igual à soma da I_1 com I_{harm} .

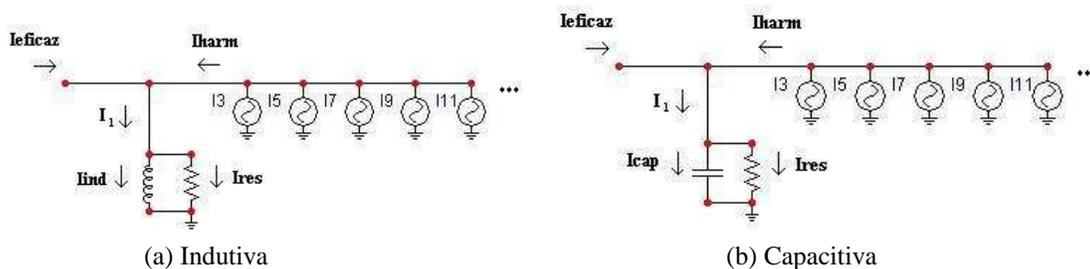


Fig. 3.34 – Modelos de cargas harmônicas

Para utilizar estes modelos, deve-se possuir dados de módulo e ângulo de todos os harmônicos presentes, além das medições de tensão e corrente (módulo e ângulo) na carga devido à componente fundamental.

Os parâmetros RL (ou RC) dos modelos podem ser obtidos através de equações simples. As equações utilizadas são demonstradas a seguir.

Sabe-se que a potência ativa (P) e a potência reativa (Q) em 60 Hz podem ser calculadas, aproximadamente, através de:

$$P = \frac{|V|^2}{R} \quad (3.11)$$

$$Q = \frac{|V|^2}{X} \quad (\text{sendo } X = X_c \text{ ou } X_l \text{ caso a carga seja capacitiva ou indutiva}) \quad (3.12)$$

onde,

V – tensão fundamental eficaz

R – resistência elétrica em 60 Hz

X – reatância em 60 Hz

Estas potências também podem ser calculadas através das equações:

$$P = |V| \times |I_1| \times \cos(\theta) \quad (3.13)$$

$$Q = |V| \times |I_1| \times \text{sen}(\theta) \quad (3.14)$$

onde I_1 é a corrente fundamental que circula na carga

Substituindo (3.11) e (3.12) respectivamente em (3.13) e (3.14) tem-se:

$$|I_1| \times \cos(\theta) = \frac{|V|}{R} \quad (3.15)$$

$$|I_1| \times \text{sen}(\theta) = \frac{|V|}{X} \quad (3.16)$$

A corrente I_1 apresenta uma parcela real, I_r (responsável pela potência ativa), e uma parcela imaginária, I_x (responsável pela potência reativa). A corrente I_1 pode ser definida como:

$$I_1 = I_r + jI_x \quad (3.17)$$

Da equação (3.17) calcula-se I_r e I_x :

$$I_r = |I_1| \times \cos(\theta) \quad (3.18)$$

$$I_x = |I_1| \times \text{sen}(\theta) \quad (3.19)$$

Substituindo (3.15) em (3.18) e (3.16) em (3.19), chega-se às relações descritas em (3.20), (3.21) e (3.22).

$$R = \frac{|V|}{I_1} \Omega \quad (3.20)$$

$$L = \frac{|V|}{w \times I_x} \Omega \quad (3.21)$$

$$C = \frac{I_x}{w \times |V|} \Omega \quad (3.22)$$

Para se obter o módulo de I_1 é necessário que a corrente total (com harmônicos) de medição seja tratada a fim de se separar a componente fundamental das componentes harmônicas. Uma equação que possibilita essa separação pode ser obtida a partir da distorção harmônica total, definida anteriormente no capítulo 2.

$$\text{Seja, } DHT_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2}}{I_1} \quad (2.2)$$

$$\text{Por definição, } I_{eficaz} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h \max} I_h^2} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^{h \max} I_h^2} \quad [28] \quad (3.23)$$

Substituindo (3.23) em (2.2) e manipulando o resultado encontra-se:

$$DHT_I^2 = \frac{I_{eficaz}^2 - I_1^2}{I_1^2} \quad (3.24)$$

Através de manipulação simples da equação (3.24) chega-se em:

$$I_1 = \frac{I_{eficaz}}{\sqrt{(DHT_I)^2 + 1}} \quad (3.25)$$

A tensão fundamental também pode ser encontrada a partir da tensão eficaz total (com harmônicos) e a distorção harmônica de tensão da mesma forma que a corrente, sendo a equação a mesma da equação de corrente, apenas substituindo DHT_i por DHT_v e I_n por V_n . Dessa forma tem-se:

$$V_1 = \frac{V_{eficaz}}{\sqrt{(DHT_V)^2 + 1}} \quad (3.26)$$

Com os valores de V_1 e I_1 e os ângulos destes obtidos diretamente da medição, é possível se determinar I_r e I_x e, assim, calcular R e L (ou C).

3.3.2 Validação da modelagem utilizada no ATPDraw

Para verificar a modelagem de cargas explicada no item anterior, foi realizada a simulação de um televisor com corrente eficaz total de 0,66 A, a partir de dados de medição apresentados em [21] e mostrados na tabela 3.7.

Esta carga pode ser modelada através do circuito ilustrado na figura 3.34a uma vez que, apesar de não ser uma carga indutiva, apresenta característica de corrente fundamental atrasada em relação à tensão. Através das equações (3.20) e (3.21) calcula-se a resistência e indutância do modelo do televisor: $R=263,46 \Omega$ e $L= 8,3735 H$.

O ATP utiliza em suas fontes apenas valores de pico sendo necessário então transformar os valores da tabela 3.7 que estão em porcentagem eficaz para valores de pico. Dessa forma, os harmônicos foram modelados pelas fontes de correntes harmônicas com amplitude igual ao valor da corrente de pico equivalente a cada harmônico e os ângulos iguais aos apresentados na tabela. Os valores obtidos na simulação são apresentados na tabela 3.7.

Tabela 3.7 – Comparação entre a simulação e dados de medição do televisor

Ordem	Medição		Simulação		Ordem	Medição		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)		Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100,00	-4,70	100,00	-4,76	11	11,70	-18,70	11,59	-18,62
2	2,90	-80,00	2,95	-79,82	13	11,00	158,90	10,92	159,06
3	77,50	-179,90	76,56	-179,96	15	4,50	-29,50	4,46	-29,48
4	1,20	159,50	1,25	159,71	17	2,40	-9,20	2,43	-9,09
5	49,50	-4,00	48,87	-4,00	19	5,60	157,30	5,55	157,43
7	20,00	177,30	19,81	177,41	21	4,40	-30,40	4,37	-30,28
9	2,30	132,80	2,30	132,92	23	0,80	108,70	0,82	108,83
DHTi medida (%)			96,00		DHTi simulada (%)			94,98	
Ieficaz medida (A)			0,66		Ieficaz simulada (A)			0,67	

A proximidade dos valores simulados em relação aos valores medidos atesta a qualidade do modelo e do método utilizado para a simulação de cargas harmônicas, validando assim a modelagem das cargas harmônicas no ATP.

3.4 Conclusões gerais

Após a análise dos modelos de linhas de transmissão, transformadores e cargas realizada neste capítulo foram apresentados os métodos e as modelagens utilizadas no capítulo 4. O modelo de linha de transmissão escolhido para a simulação dos alimentadores primário e secundário, o modelo do transformador e a modelagem de carga avaliadas neste capítulo, serão utilizadas na simulação dos alimentadores e equipamentos presentes no sistema de distribuição estudado.

Entre as limitações encontradas no programa ATP, o fato deste não possibilitar a modelagem de fontes harmônicas de corrente não aterradas impede que cargas bifásicas sejam modeladas, além de impossibilitar a inclusão do neutro nas simulações.

4 SISTEMA MODELADO UTILIZANDO O ATPDRAW

Neste capítulo modela-se computacionalmente parte de um sistema real de distribuição de energia pertencente a uma concessionária. O sistema consiste em um alimentador secundário residencial, que sai de um transformador de 45 kVA e alimenta 39 residências, e um alimentador primário de 11 km de comprimento que atende a este transformador de 45 kVA, 69 transformadores residenciais/comerciais de propriedade da concessionária e 46 transformadores particulares que alimentam principalmente indústrias. As cargas dos transformadores da concessionária foram modeladas tomando como base medições realizadas em uma amostra dos mesmos. As cargas dos transformadores particulares não foram modeladas por falta de medições nestes.

Dentre os transformadores da concessionária no alimentador primário, a maioria deles é formada de transformadores de 45 kVA (15 unidades), 75 kVA (33 unidades) e 112,5 kVA (15 unidades), tendo ainda transformadores de 25 kVA (4 unidades), 30 kVA (2 unidades) e 150 kVA (1 unidade). Todos apresentam configuração Δ - Y aterrado e tensões de 11,4 kV (primário) e 220/127 V (secundário). O alimentador primário parte de uma subestação com um transformador de 30 MVA - 69/11,4 kV, Δ - Y aterrado.

As medições foram realizadas através de um projeto de P & D realizado pela UFMG com a concessionária de energia. Neste projeto, foram feitas medições em consumidores residenciais e transformadores de distribuição, utilizando um analisador digital de qualidade de energia ION 7650 (vide figura 4.1) da empresa *Power Measurement* [62] que permite medições de diversos parâmetros elétricos como tensão, corrente, potências (ativa, reativa e aparente), fator de potência, entre outros. O analisador também permite a medição dos componentes harmônicos de tensão e corrente até o 62º harmônico (considerando apenas módulo) ou até o 31º harmônico (considerando módulo e ângulo), além de calcular a DHTv e DHTi. Neste trabalho, como a informação dos ângulos dos harmônicos é um parâmetro importante na modelagem harmônica, foram medidos harmônicos individuais até a 31ª ordem.



Fig. 4.1 – Medidor ION 7650

Nas residências, as medições foram realizadas na entrada do padrão da concessionária enquanto que nos transformadores foram realizadas nos seus secundários. Como as correntes nos transformadores eram muitas vezes superiores às correntes máximas admissíveis pelo analisador (corrente máxima de 20 A), foram utilizados transformadores de corrente (TC) para possibilitar tais medições. A utilização de TCs para medição de harmônicos de frequência até 10 kHz não acrescenta erros significativos à medição [20]. As medições e modelagens/simulações realizadas nos alimentadores secundário e primário, são apresentadas nos próximos itens deste capítulo.

4.1 Alimentador secundário

Como citado anteriormente, o alimentador secundário estudado parte de um transformador de 45 kVA de carga puramente residencial. Este alimentador está localizado em uma área urbana onde são utilizados fisicamente duas bitolas diferentes para os condutores de fase, 2/0 AWG e 1/0 AWG. A bitola 2/0 AWG é a mais utilizada no comprimento total do alimentador. Para o neutro, existem três bitolas diferentes: 4/0 AWG, 1/0 AWG e 2/0 AWG. A bitola de neutro mais utilizada é a de 4/0 AWG. Os condutores de fase e do neutro estão distantes entre si de 0,2 m na vertical, sendo o neutro o condutor mais elevado, a uma altura de 8,6 m. Na figura 4.2 é ilustrada a disposição destes condutores.

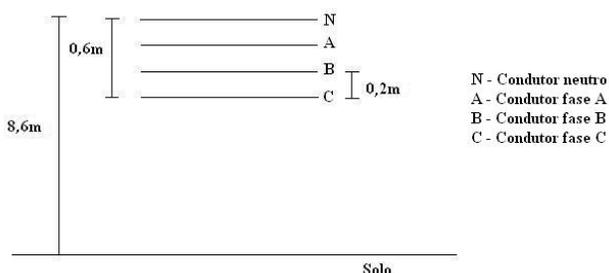


Fig. 4.2 – Disposição dos condutores do secundário em relação ao solo

Na figura 4.3 é apresentado o alimentador secundário com o número de cada residência e postes. As distâncias entre os postes também estão indicadas na figura.

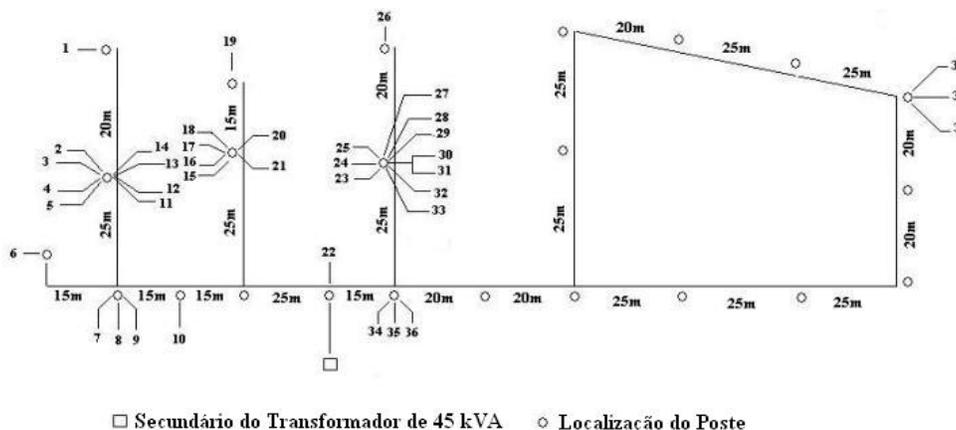


Fig. 4.3 – Alimentador secundário da concessionária

As 39 residências alimentadas pelo transformador de 45 kVA possuem consumos distintos. Para ilustrar o consumo destes consumidores, foi apresentado na tabela 4.1 o consumo de energia obtido por cada consumidor em um dado mês. A partir destes dados pode-se estimar o comportamento do consumo de cada residência. A numeração das residências na figura 4.3 corresponde a mesma numeração das cargas apresentadas na tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Consumo dos consumidores ligados ao transformador de 45kVA

Casa	Consumo (kWh/mês)						
1	89	11	65	21	161	31	236
2	120	12	303	22	144	32	162
3	86	13	41	23	349	33	101
4	278	14	223	24	136	34	1315
5	64	15	278	25	253	35	296
6	943	16	54	26	166	36	177
7	127	17	120	27	293	37	100
8	174	18	182	28	215	38	680
9	171	19	74	29	125	39	271
10	529	20	250	30	105	-	-

4.1.1 Medições

Por amostragem, foram realizadas medições em quatro residências pertencentes ao alimentador. As quatro residências possuem comportamentos de carga diferentes, sendo uma de baixo consumo, duas de consumo médio e uma de consumo mais elevado. As medições das residências foram realizadas durante quatro dias, com um período de aproximadamente 24h por residência. As residências foram nomeadas de acordo com a tabela 4.2.

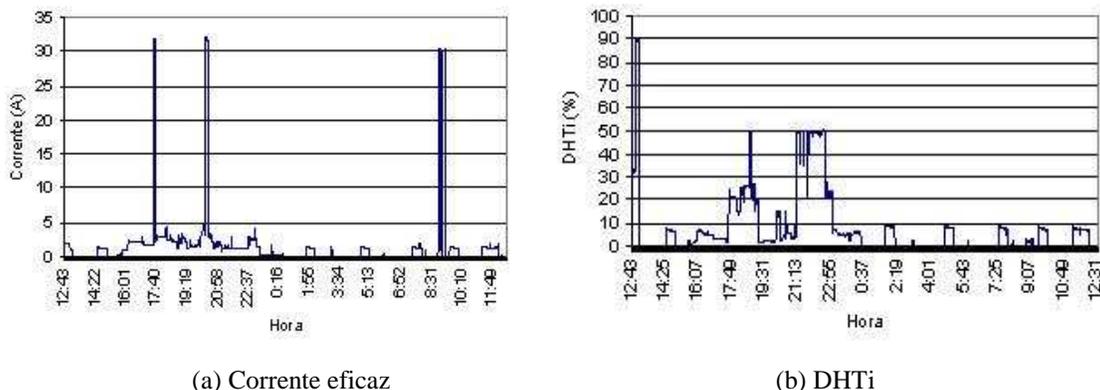
Tabela 4.2 – Classificação das residências devido ao consumo

Tipo da residência	Nomenclatura	Consumo (kWh)
Residência de consumo baixo	Residência A	89
Residência de consumo médio 1	Residência B	215
Residência de consumo médio 2	Residência C	296
Residência de consumo alto	Residência D	680

4.1.1.1 Medição da residência A

Esta residência é alimentada por um circuito monofásico e, entre os equipamentos presentes, estão poucas cargas eletrônicas (um televisor e um rádio), uma geladeira, um chuveiro resistivo e lâmpadas incandescentes.

Nas figuras 4.4a e 4.4b são mostradas sua corrente eficaz e a DHTi durante o período de medição. Nota-se que estas variam bastante de acordo com a quantidade e o tipo dos equipamentos ligados em cada momento.



(a) Corrente eficaz

(b) DHTi

Fig. 4.4 – Corrente eficaz e DHTi na residência A durante um dia

Na tabela 4.3 são apresentados os valores máximos, médios e mínimos obtidos durante esta medição. É possível notar comportamentos interessantes na residência A como, por exemplo, o valor de corrente máxima que acusa a utilização de um chuveiro no horário de 20:21 e da DHTi máxima (situada próxima a 90%), possivelmente devido à utilização de um televisor no horário de 13:05.

Tabela 4.3 – Valores máximos, médios e mínimos das medições nas residências A, B e C

	Valores	Va (V)	Ia (A)	FP	P(kW)	Q(kVAr)	S(kVA)	DHTv (%)	DHTi (%)
Residência A	Max	131,10	32,21	100,00	3,87	0,15	3,87	3,02	90,19
	Med	127,29	1,28	56,64	0,14	0,04	0,16	1,61	7,62
	Mín	118,05	0,05	22,02	0,001	0,002	0,006	0,95	0,00
Residência B	Max	130,25	34,02	100,00	4,28	0,72	4,28	1,99	120,30
	Med	127,56	1,93	50,04	0,18	0,12	0,23	1,32	23,54
	Mín	123,26	0,121	-99,61	0,01	-0,014	0,012	0,84	0,00
Residência C	Max	130,21	25,15	99,98	3,20	0,28	3,20	2,13	126,49
	Med	127,95	2,61	84,82	0,30	0,11	0,33	1,46	11,92
	Mín	123,68	0,08	54,88	0,006	0,003	0,01	0,79	0,00

4.1.1.2 Medição da residência B

Esta residência possui alimentação monofásica e contém um número maior de equipamentos eletrônicos que a residência de baixo consumo. Entre estes equipamentos estão computador, ventilador, liquidificador e batedeira, além de televisor, geladeira, chuveiro e rádio. Ela também utiliza lâmpadas incandescentes para a iluminação e algumas LFCs. Na tabela 4.3 são apresentados os valores máximos, médios e mínimos encontrados nas medições. Como ocorrido na medição anterior, a corrente máxima na residência ocorre quando o chuveiro está ligado, às 19:57. Outro ponto interessante é a DHTi máxima que chegou a 120% às 23:10. Esse valor se dá devido ao funcionamento de algumas LFCs durante a noite, hora esta em que poucos equipamentos estão ligados. O funcionamento deste tipo de lâmpada, como única carga ligada em um determinado momento, também explica o instante em que o fator de potência da carga fica levemente capacitivo. Na figura 4.5 são mostradas a corrente eficaz e a DHTi durante o período de medição. Nesta figura, nota-se claramente o funcionamento do compressor da geladeira durante grande parte do período (funcionamento caracterizado por revezar momentos de corrente constante e

momentos sem corrente, sendo visualizada na curva como uma onda quadrada) e os picos de corrente devido à utilização do chuveiro.

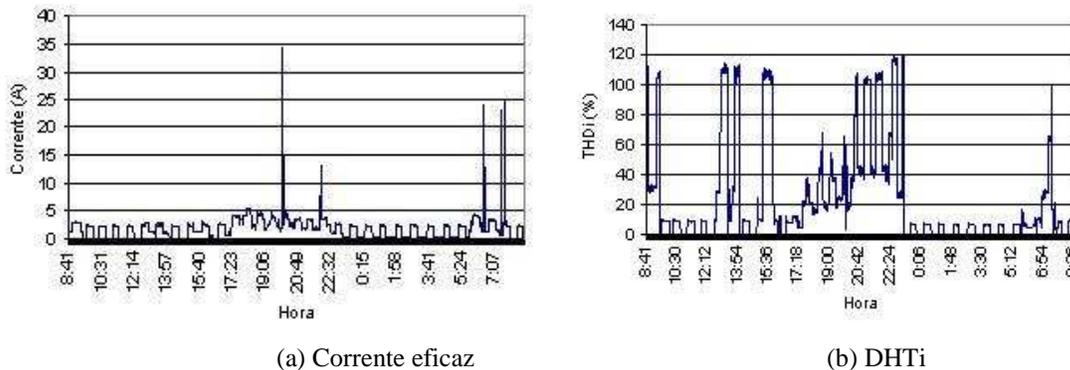


Fig. 4.5 – Corrente eficaz e DHTi na residência B durante um dia

4.1.1.3 Medição da residência C

Apesar desta residência, que tem alimentação monofásica, possuir um consumo um pouco superior ao da residência B, ambas possuem basicamente os mesmos tipos de equipamentos, o que é confirmado pelo comportamento semelhante dos valores registrados na tabela 4.3. O menor valor da corrente máxima em relação à residência B provavelmente se deve à utilização de um chuveiro de menor potência (3600 W) ou um chuveiro em uma temperatura menor de aquecimento de água. Na figura 4.6 (a e b) são mostradas as corrente eficazes e a DHTi da residência durante o período de medição.

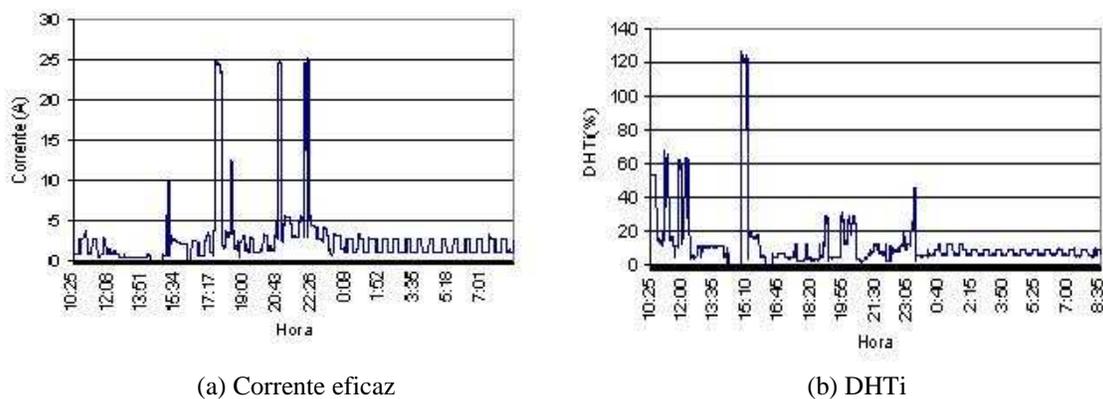


Fig. 4.6 – Corrente eficaz e DHTi na residência C durante um dia

4.1.1.4 Medição da residência D

Esta residência tem a alimentação elétrica feita a quatro condutores (trifásica). Dentre os equipamentos presentes, além de todos os já citados nas casas anteriores, estão dois *fryers*, banheira de hidromassagem e vários equipamentos eletrônicos como videocassete e microondas. Na tabela 4.4 estão indicadas as medições dos valores máximos, médios e mínimos das fases A, B e C enquanto na figura 4.7 são mostradas as curvas de corrente eficaz e distorção harmônica de corrente das três fases durante o dia.

Tabela 4.4 - Valores máximos, médios e mínimos das medições na residência D

	Valores	V (V)	I (A)	FP	DHTv (%)	DHTi (%)
Fase A	Max	130,21	33,15	69,76	2,13	126,49
	Med	127,95	2,61	49,20	1,46	11,92
	Min	123,68	0,08	-14,69	0,79	0,00
Fase B	Max	132,99	14,37	99,97	2,65	102,91
	Med	127,53	1,04	72,86	1,66	61,51
	Min	121,61	0,070	-88,64	0,84	0,00
Fase C	Max	131,38	10,36	99,81	1,88	14,14
	Med	125,25	3,17	68,99	1,24	5,52
	Min	113,02	0,050	-80,99	0,56	0,00

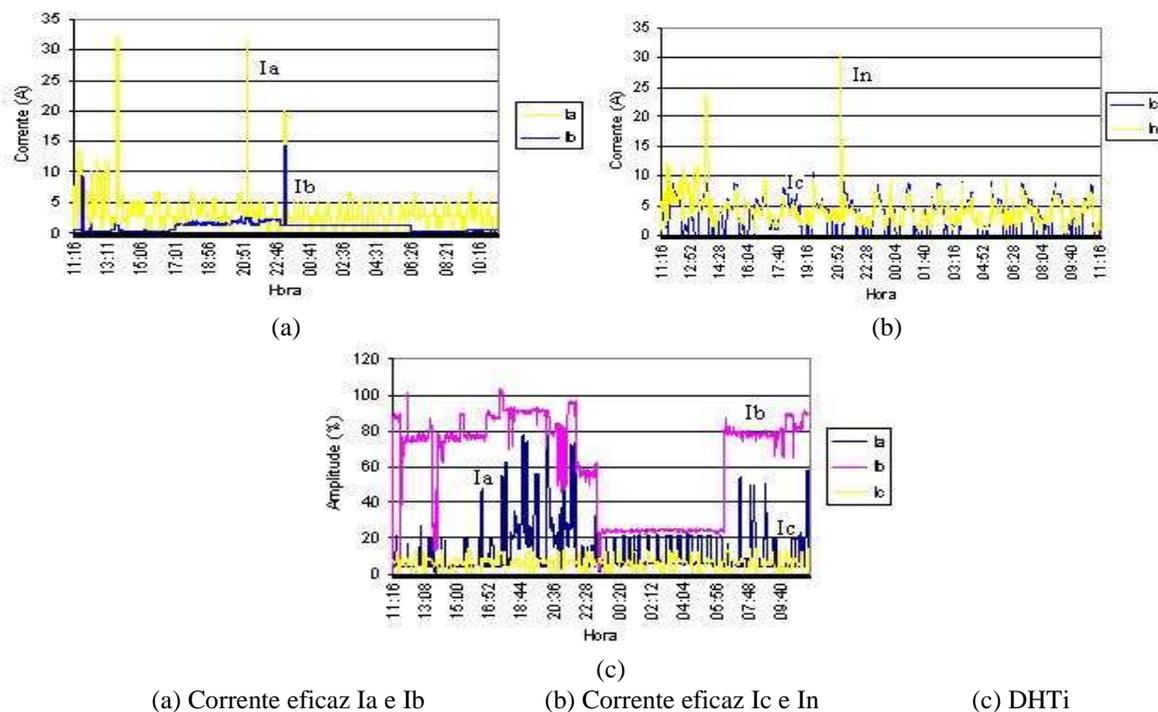


Fig. 4.7 – Corrente eficaz e DHTi na residência D durante um dia

Na figura 4.7 nota-se que os picos de corrente devido à utilização de chuveiros (às 13:15 e 20:54) concentram-se na fase A, sendo a corrente da fase B baixa durante o período de medição com exceção às 22:55 quando houve um pico de corrente. Este pico possivelmente é consequência da utilização de um chuveiro de menor potência ou outra carga de aquecimento (secador de cabelos, microondas, entre outros). A corrente da fase C, por sua vez, apresenta-se mais comportada, possivelmente devido aos *freezers*. Em relação à DHTi, a fase C apresenta um valor baixo, e a fase A mostra um comportamento instável, alternando momentos de baixa e elevada distorção. Esse comportamento é explicado devido a possível presença de equipamentos eletrônicos e LFCs. A fase B apresenta uma DHTi elevada durante quase todo o dia, sendo que na madrugada a distorção é mais baixa. Uma explicação para isso seria a utilização de uma carga eletrônica durante todo o dia. Porém, à noite, a utilização de lâmpadas incandescentes diminuiria a DHTi na corrente da fase.

4.1.1.5 Medição do transformador de 45 kVA

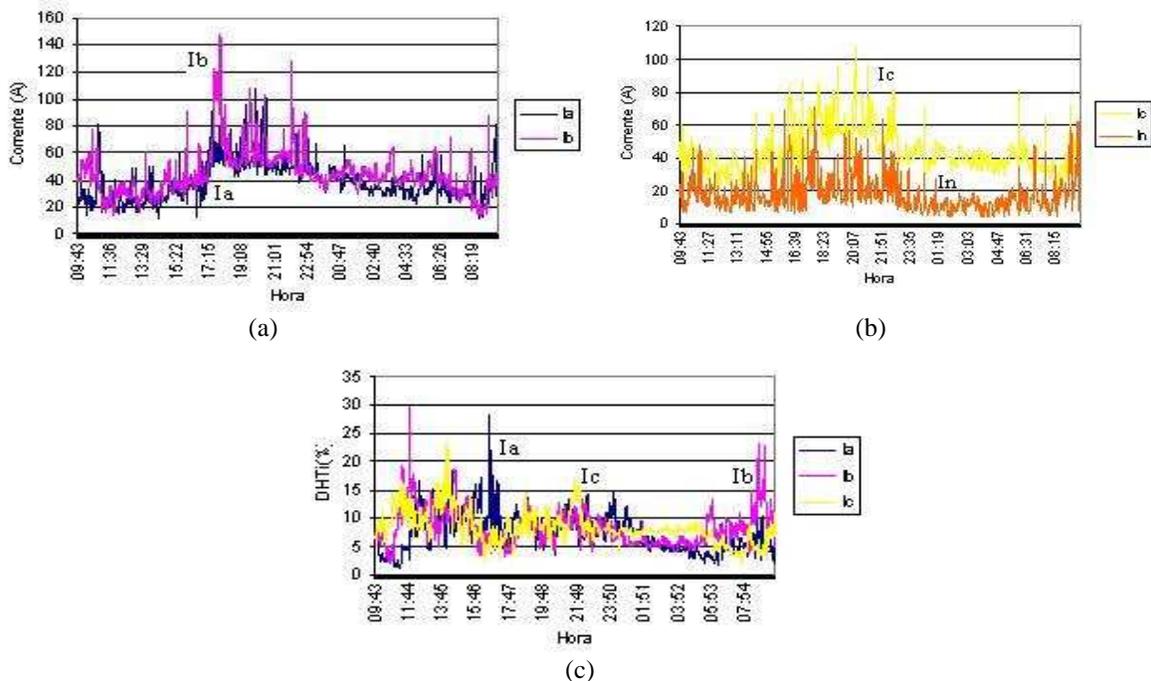
Os dados de placa deste transformador e informações sobre suas perdas no ferro e no cobre são apresentados na tabela 4.5. Na tabela 4.6 são apresentados os valores máximos, médios e mínimos das correntes medidas, além da distorção harmônica para as 3 fases. Por sua vez, nas figuras 4.8 são apresentadas, respectivamente, as curvas de corrente das 3 fases e neutro do transformador e a distorção harmônica das correntes das fases.

Tabela 4.5 – Informações sobre o transformador de 45 kVA

Potência trifásica (kVA)	45	Impedância (%)	4
Tensão do primário (kV)	11,4	Tensão do secundário (V)	127
Perdas no ferro (W)	86,7 por fase	Perdas no cobre (W)	300 por fase

Tabela 4.6 - Valores máximos, médios e mínimos das medições

	Valores	V (V)	I (A)	FP	DHTv (%)	DHTi (%)
Fase A	Max	129,52	107,88	98,94	1,84	28,07
	Med	127,73	38,58	77,32	1,21	7,48
	Min	125,73	11,12	53,76	0,79	0,96
Fase B	Max	130,51	146,69	98,52	2,08	29,89
	Med	128,24	45,88	83,77	1,33	8,24
	Min	125,31	12,42	65,70	0,74	1,95
Fase C	Max	129,33	107,78	98,75	1,78	23,59
	Med	127,54	43,08	83,56	1,07	8,33
	Min	125,16	16,96	58,13	0,61	2,06



(a) Correntes eficazes nas fases A e B (b) Correntes eficazes nas fases C e neutro (c) DHTi nas três fases

Fig. 4.8 – Correntes nas fases e neutro e DHTi do transformador de 45kVA durante um dia

Nas figuras 4.8a e 4.8b, nota-se que as três fases do transformador apresentam comportamentos similares. O período de maior carregamento se dá entre 17h e 22h. Este comportamento é explicado uma vez que este transformador alimenta cargas residenciais e neste horário as pessoas voltam do trabalho e permanecem na residência, ligando maior número de cargas elétricas. Em relação a DHTi, a mesma apresenta seu máximo de manhã, quando a carga no alimentador é menor.

4.1.2 Modelagens/Simulações no programa ATPDraw

Os modelos residenciais foram criados com base no horário de carga alta do transformador de 45 kVA com o objetivo de se verificar a validade de todos os modelos utilizados no ATPDraw. Através do estudo da curva de carga do transformador durante um dia (vide figura 4.9) foi escolhido o horário de 21h como o horário de carga alta. Dessa forma, os modelos das residências criados foram referentes a este horário.

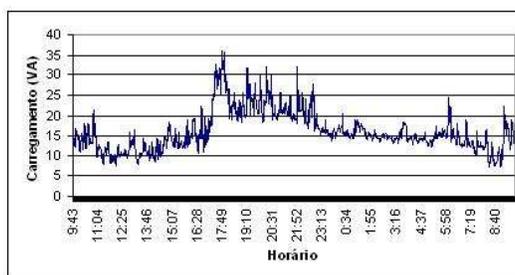


Fig. 4.9 – Curva de carga do transformador de 45kVA durante 24h

Com as medições realizadas nas quatro residências e utilizando (3.20), (3.21) e (3.22), calculou-se os parâmetros R e L (ou C caso a carga tenha comportamento capacitivo) de cada residência no horário escolhido. Na tabela 4.7 são apresentados estes parâmetros.

Tabela 4.7 – Valores calculados para o modelo de cada residência às 21h

	Residência A		Residência B		Residência C		Residência D	
	R(Ω)	L(mH)	R(Ω)	C(μ F)	R(Ω)	L(mH)	R(Ω)	L(mH)
Fase A	59,77	3110	40,23	2,174	49,39	442,9	16,04	22,81
Fase B	-	-	-	-	-	-	161,7	23,54
Fase C	-	-	-	-	-	-	24,30	35,93

No próximo item serão apresentadas as simulações para as residências. Na modelagem dos harmônicos como fontes de corrente, foram considerados os harmônicos com amplitude superior a 0,5% da fundamental, sendo que os valores abaixo deste foram desconsiderados por influenciarem pouco o modelo.

4.1.2.1 Simulações das residências às 21h

A partir das medições das residências apresentadas nos itens anteriores e utilizando a modelagem de cargas descrita no item 3.3 desta dissertação, as quatro residências (A,B,C e D) foram simuladas computacionalmente. Na tabela 4.8 é apresentada a comparação entre os valores de corrente, DHTi e harmônicos individuais obtidos através de medição e das

simulações das residências A, B e C, enquanto na tabela 4.9 é apresentada a comparação entre as três fases do modelo da residência D e suas medições.

Tabela 4.8 – Comparação entre resultados de simulação e medições das residências A, B e C às 21h

Ordem	Residência A				Residência B				Residência C			
	Medição		Modelo		Medição		Modelo		Medição		Modelo	
	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo
1	100,00	-2,91	100,00	-2,90	100,00	1,89	100,00	1,90	100,00	-16,48	100,00	-16,47
3	2,65	163,70	2,65	165,15	51,34	-162,78	51,43	-162,76	3,48	-19,45	3,48	-19,42
5	0,51	-151,13	0,51	-151,30	34,93	26,90	34,99	26,93	1,20	130,98	1,20	130,96
7	0,57	22,98	0,57	22,45	19,37	-143,80	19,40	-143,75	0,69	64,47	0,69	64,43
9	0,39	-101,53	0,39	-100,73	8,09	49,92	8,10	49,99	0,16	-81,42	0,16	-81,02
11	0,32	64,52	0,32	64,30	2,74	-69,54	2,74	-69,43	-	-	-	-
13	-	-	-	-	3,74	176,59	3,75	176,69	-	-	-	-
15	-	-	-	-	3,85	18,72	3,86	18,83	-	-	-	-
17	-	-	-	-	1,74	-132,10	1,75	-131,95	-	-	-	-
19	-	-	-	-	1,05	178,60	1,05	178,75	-	-	-	-
21	-	-	-	-	1,44	43,66	1,44	43,83	-	-	-	-
23	-	-	-	-	0,81	-94,41	0,81	-94,20	-	-	-	-
25	-	-	-	-	0,65	-128,11	0,65	-127,89	-	-	-	-
27	-	-	-	-	0,89	99,59	0,88	99,80	-	-	-	-
DHTi (%)	2,87		2,81		44,1		46,7		3,75		3,75	
Ieficaz (A)	2,10		2,09		3,48		3,52		2,69		2,69	

Tabela 4.9 – Comparação entre resultados de simulação da residência D e suas medições às 21h

Ordem	Fase A				Fase B				Fase C			
	Medição		Modelo		Medição		Modelo		Medição		Modelo	
	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo
1	100,00	-7,85	100,00	-7,86	100,00	-64,47	100,00	-64,87	100,00	138,21	100,00	138,23
2	1,49	133,67	1,41	133,50	-	-	-	-	0,98	35,68	0,90	35,95
3	3,47	-105,87	3,27	-105,80	73,35	0,31	72,58	0,32	17,32	26,96	16,58	26,99
5	2,33	-35,81	2,21	-35,75	47,22	52,69	46,84	52,71	14,10	-139,33	13,50	-139,30
7	0,44	38,79	0,44	38,72	25,27	100,53	25,22	100,56	5,26	58,60	5,01	58,66
9	-	-	-	-	14,14	126,21	13,90	126,25	1,02	-120,98	1,03	-120,93
11	-	-	-	-	9,32	147,80	9,26	147,85	1,00	-79,66	0,90	-79,62
13	-	-	-	-	3,89	158,75	3,60	158,79	1,55	95,57	1,54	95,69
15	-	-	-	-	4,14	159,55	4,12	159,61	1,20	-54,47	1,16	-54,37
17	-	-	-	-	4,99	-157,11	5,15	-157,02	-	-	-	-
19	-	-	-	-	2,68	-65,42	2,57	-65,32	1,21	107,22	1,16	107,38
21	-	-	-	-	1,63	97,30	1,61	97,41	1,29	-32,29	1,28	-32,13
23	-	-	-	-	3,49	178,41	3,45	178,54	-	-	-	-
25	-	-	-	-	2,84	-101,59	2,82	-101,45	-	-	-	-
27	-	-	-	-	0,99	30,97	0,98	31,14	-	-	-	-
29	-	-	-	-	1,04	179,17	1,03	179,38	-	-	-	-
DHTi (%)	4,56		4,22		93,14		92,00		23,05		22,17	
Ieficaz (A)	7,65		7,99		1,86		1,87		5,39		5,63	

4.1.2.2 Simulação da lâmpada de vapor de sódio (utilizada na iluminação pública)

Devido à modelagem do alimentador secundário às 21h, é necessário que o consumo da iluminação pública também seja considerada. Como existiam medições em lâmpadas de vapor de sódio de 70 W/220 V, um modelo destas foi implementado, considerando sua alimentação como monofásica. A comparação entre os valores medidos e os simulados encontra-se na tabela 4.10.

Tabela 4.10 – Comparação dos valores simulados da lâmpada com sua medição

Ordem	Medição		Simulação		Ordem	Medição		Simulação	
	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo		Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo
1	100,00	-9,18	100,00	-9,18	15	1,23	-56,60	1,23	-56,45
2	-	-	-	-	17	5,89	116,13	5,88	116,25
3	29,72	-49,14	29,68	-49,12	19	4,40	-86,21	4,40	33,95
5	45,14	102,86	45,09	102,89	21	-	-	-	-
7	7,16	-0,72	7,15	-120,68	23	5,11	-81,46	5,11	-81,27
9	1,47	-111,08	1,47	-111,04	25	3,88	35,85	3,87	156,05
11	7,79	-69,86	7,78	50,18	27	-	-	-	-
13	4,93	79,99	4,92	-39,90	29	3,46	67,09	3,45	67,26
DHTi medida (%)			59,46		DHTi simulada (%)			58,23	
Ieficaz medida (A)			0,47		Ieficaz simulada (A)			0,82	

4.1.2.3 Simulação do transformador de 45 kVA

O transformador foi simulado utilizando o modelo com saturação descrito no capítulo 3, sendo que os valores das impedâncias de dispersão e da resistência de magnetização foram calculados a partir dos dados apresentados na tabela 4.5 e são mostrados no anexo B desta dissertação. Na tabela 4.11 estes valores estão listados (R_M' – resistência de magnetização referida ao primário).

Tabela 4.11 – Valores calculados do transformador de 45kVA

Transformador	$R_{Pr\text{imário}} (\Omega)$	$L_{Pr\text{imário}} (\text{mH})$	$R_{Secundário} (\text{m}\Omega)$	$L_{Secundário} (\mu\text{H})$	$R_M' (\text{M}\Omega)$
45kVA	86,64	398,1	3,584	16,47	1,5

Como a corrente de magnetização deste transformador não era conhecida e houve uma dificuldade em consegui-la, ela foi considerada como 1% da corrente nominal do mesmo, o que é uma consideração comum [28]. Dessa forma, a corrente de magnetização do transformador em tensão nominal foi assumida como sendo igual a 0,0228 A. Como as curvas de saturação para transformadores de baixa potência não são facilmente fornecidas por fabricantes, optou-se por utilizar a curva de saturação em pu apresentada na validação do modelo de transformador (transcrita na primeira coluna da tabela 3.5), apenas convertida para as características deste transformador (tensão nominal de 11,4 kV ao invés de 13,8 kV e corrente de magnetização nominal igual a 0,0228 A ao invés de 0,0471 A). Os dados da curva de saturação utilizada na simulação são apresentados na segunda coluna da tabela 4.12 e ilustrados na figura 4.10.

Tabela 4.12 – Dados da curva de saturação utilizada no transformador de 45 kVA

Curva em pu		Curva incluída no modelo	
Tensão (pu)	Corrente (pu)	Tensão (V)	Corrente (A)
0,8430	0,3147	9609	0,0072
0,8996	0,4879	10250	0,0111
0,9496	0,7091	10820	0,0162
1,0000	1,0000	11400	0,0228
1,0190	1,1810	11620	0,0269
1,0540	1,5330	12010	0,0350
1,0780	1,8620	12290	0,0425
1,2040	4,0000	13720	0,0912

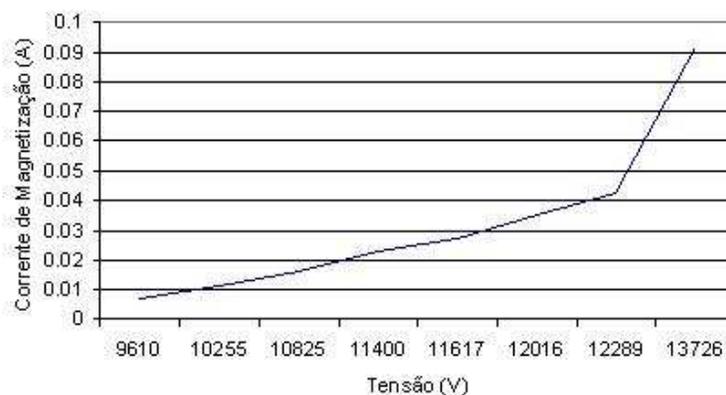


Fig. 4.10 - Curva de saturação utilizada no modelo do transformador de 45kVA

4.1.3 Resultados obtidos na simulação

Com as simulações das residências e da lâmpada de vapor de sódio validados anteriormente, construiu-se o modelo do alimentador secundário. Os vãos de linha do alimentador foram modelados utilizando-se o modelo PI presente no LCC, considerando, por aproximação, os cabos fases de bitola AWG 2/0, além das características físicas descritas na figura 4.2. Por falta de informação, a resistividade do solo considerada foi de 1000 Ω .m.

Neste trabalho, o condutor neutro não foi modelado devido a uma limitação interna do ATPDraw. Este programa não permite a modelagem de fontes de corrente não aterradas o que impossibilita a modelagem de cargas ligadas da fase para o neutro, uma vez que as fontes de correntes harmônicas são modeladas como fontes de corrente. Apesar desta limitação, o acesso do neutro do transformador a terra possibilita que a corrente que circula pela terra seja analisada e possibilita uma análise aproximada da corrente que circula pelo neutro.

As 39 residências pertencentes ao alimentador secundário foram representadas através dos modelos das 4 simulações de residências realizadas. Em um estudo prévio do alimentador [60], classificou-se cada uma das 39 residências de acordo com seu consumo como mostrado na tabela 4.13. Nesse estudo se uma residência obtivesse consumo mensal dentro do intervalo determinado na tabela 4.13, ela seria modelada pela residência correspondente a sua faixa de consumo. A mesma metodologia para classificação das residências foi utilizada nesse trabalho.

Tabela 4.13 – Classificação das residências através do consumo

Consumo (kWh)	Tipo da residência	Nomenclatura
<130	Residência de consumo baixo	Residência A
130<Consumo<250	Residência de consumo médio 1	Residência B
250<Consumo<500	Residência de consumo médio 2	Residência C
>500	Residência de consumo alto	Residência D

Através dessa metodologia, o secundário foi modelado e apresenta 14 residências A, 13 residências B, 8 residências C e 4 residências D, totalizando 39 residências.

A informação sobre em qual fase cada residência estava ligada não foi fornecida pela concessionária. Por esse motivo, o secundário inicialmente foi modelado e simulado com as residências monofásicas distribuídas de forma equilibrada entre as fases e, a partir dos resultados obtidos nesta simulação, a posição das casas foi alterada a fim de se obter o resultado mais próximo da medição do transformador de 45 kVA que alimenta este secundário. A melhor distribuição alcançada está mostrada na tabela 4.14.

Tabela 4.14 – Distribuição final de residências por fase

Tipo da residência	Número de residências por fase		
	Fase A	Fase B	Fase C
Residência A	3	9	2
Residência B	3	5	5
Residência C	3	3	2
Residência D	4		

Foi incluído um modelo de lâmpada de vapor de sódio para cada poste. Todos os modelos foram ligados tentando distribuir as lâmpadas por fase da forma mais equilibrada possível. Foram colocadas 8 lâmpadas na fase A, 8 lâmpadas na fase B e 7 lâmpadas na fase C.

Para melhorar o aspecto visual do modelo completo criado no programa ATPDraw, utilizou-se a ferramenta “*Compress*” (vide anexo C) e agruparam-se todos os modelos de residências ligadas a um mesmo poste em um único bloco. A entrada deste bloco é trifásica. Cada bloco foi nomeado de acordo com o poste na qual está ligado, tendo sido numerados de nó 1 até nó 23. Na figura 4.11 é ilustrado este modelo completo.

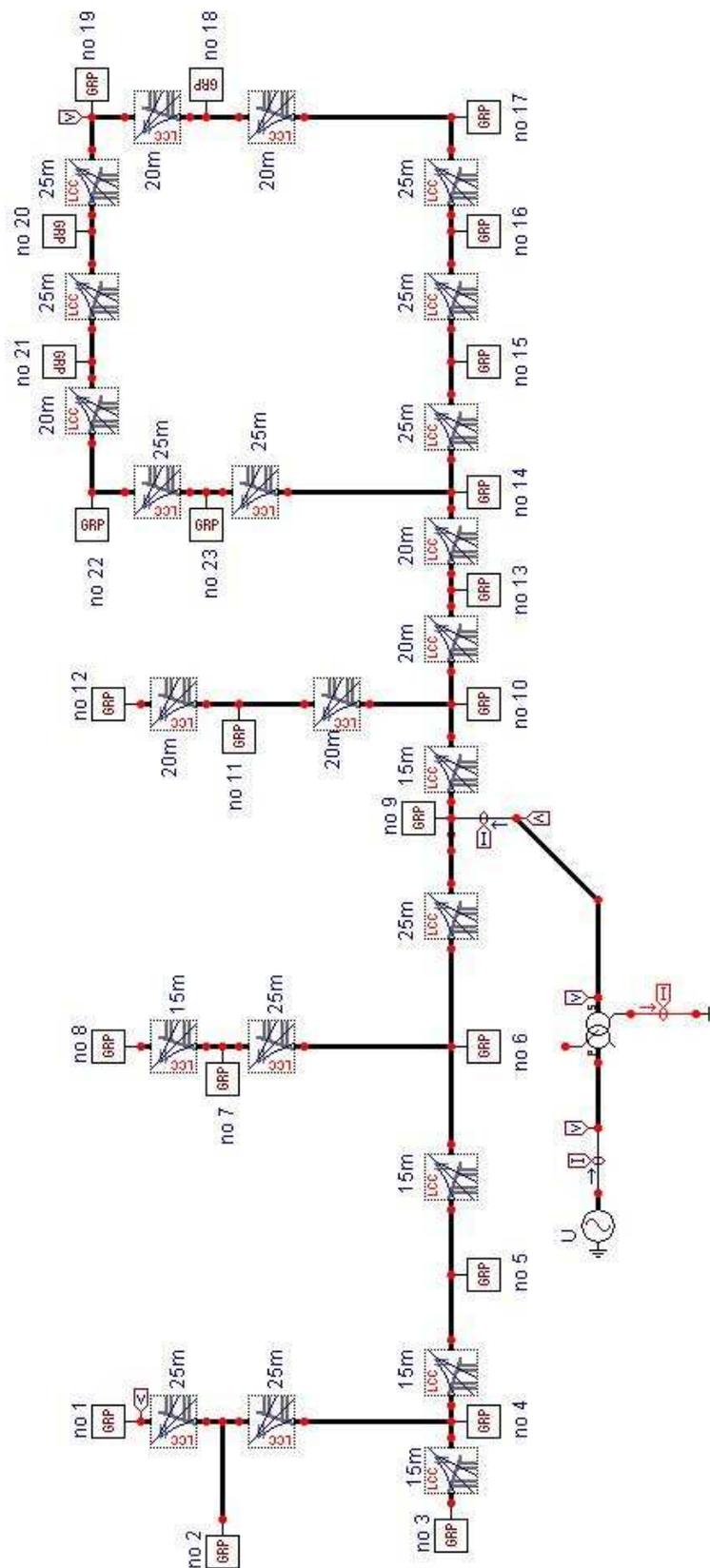


Fig. 4.11 – Alimentador secundário modelado no ATPDraw

A alimentação elétrica do secundário é realizada através do primário do modelo do transformador, onde foi conectada uma fonte de tensão ideal com tensão fase-fase de 11,4 kV. O enrolamento secundário em Y do transformador foi diretamente aterrado.

Para validar o modelo do secundário do transformador, comparou-se os valores medidos de corrente e DHTi com os valores encontrados na simulação. Estes resultados são mostrados na tabela 4.15, sendo In a corrente de neutro.

Tabela 4.15 – Comparação entre valores medidos e simulados

Descrição	Corrente eficaz (A)				DHTi (%)			Tensão eficaz (V)			DHTv (%)		
	Ia	Ib	Ic	In	Ia	Ib	Ic	Va	Vb	Vc	Va	Vb	Vc
Medido no secundário	60,02	55,34	51,56	15,90	8,90	11,10	10,89	127,1	127,8	126,6	1,27	1,47	1,11
Simulado no secundário	60,57	54,85	51,56	13,05	9,92	14,97	15,31	126,8	126,8	126,8	1,08	1,41	0,63
Erro (%)*	0,91	0,89	0	17,92	10,00	26,00	28,00	0,24	0,78	0,16	15,0	4,0	43,2

* Calculado dividindo-se o valor encontrado da medição pelo valor encontrado na simulação e subtraindo o resultado de 1.

Nota-se nestas comparações que os módulos de corrente das três fases do modelo simulado apresentaram uma grande aproximação com os valores medidos, sendo a maior diferença entre medições e simulações ocorrida na fase A com erro de 0,91%. A corrente de neutro apresentou uma diferença maior entre a medição e simulação, sendo esta atribuída a uma leve diferença de ângulos entre as correntes das três fases da simulação em relação à medição. Esta diferença de ângulo diminuiu o desequilíbrio entre as fases diminuindo assim a corrente de neutro. Por sua vez, as distorções harmônicas de tensão na saída do secundário do transformador também apresentaram valores próximos aos medidos.

As distorções harmônicas de corrente, entretanto apresentaram diferenças consideráveis entre medições e simulações. A diferença, que foi máxima na fase C (28%), se deve ao fato das medições realizadas no transformador e nas residências terem sido feitas em dias diferentes, uma vez que só existia um medidor para executar todas as medições. Como a carga do transformador, e conseqüentemente as suas distorções harmônicas de tensão e corrente são variáveis no tempo, a utilização de medições feitas em dias diferentes para compor um modelo único é uma aproximação que inclui incertezas nos resultados.

4.2 Alimentador primário

O alimentador primário estudado possui condutores fases de bitolas diferentes: 3/0 AWG, 4/0 AWG, 2/0 AWG e 1/0 AWG. Porém, os condutores com bitola 3/0AWG estão presentes em maior comprimento, sendo assim a bitola mais significativa.

Em número de consumidores, os consumidores residenciais respondem pela maioria do primário. Tal comportamento é mostrado na figura 4.12, onde é apresentada cada parcela de consumidores residenciais, comerciais e industriais.

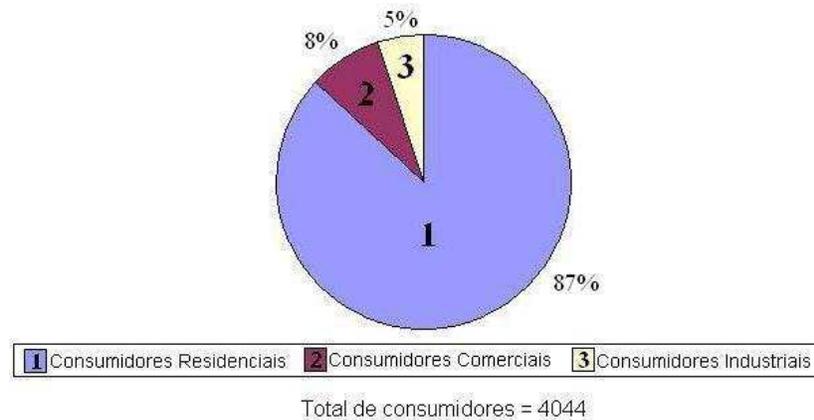


Fig. 4.12 – Porcentagem de consumidores por setor no alimentador primário

Os consumidores industriais têm a maior parcela de potência demandada ao lado dos consumidores residenciais. Tal comportamento fica claro na figura 4.13, onde a potência de cada setor é apresentada em relação à potência total.



Fig. 4.13 - Porcentagem de potência demandada por setor no primário

Os três condutores fases do primário estão, na maioria dos postes, na mesma altura de 11 metros, espaçados horizontalmente de 1m, como mostrado na figura 4.14. Há também a presença de um banco de capacitores de 600 kVAr ligado em Y aproximadamente no meio do alimentador. Este banco tem como função a correção do fator de potência naquele ponto.

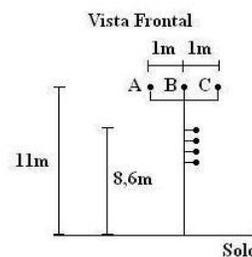


Fig. 4.14 – Disposição dos condutores primários em relação ao solo

4.2.1 Medições

Foram realizadas medições em três transformadores da concessionária, sendo um de 45 kVA (transformador que alimenta o secundário simulado anteriormente), um de 75 kVA e um de 112,5 kVA. Nestas medições utilizaram transformadores de corrente (TC) com relação de transformação 600/5.

Além destas medições, foi realizada uma medição na saída do alimentador primário da subestação. Esta saída é alimentada por um transformador de 30 MVA 69/11,4 kV. A medição utilizou TP's de 69000/115, da própria subestação, além de TC's de 600/5.

Como citado anteriormente, o transformador de 45 kVA alimenta apenas residências enquanto que os transformadores de 75 kVA e 112 kVA alimentam cargas residenciais e comerciais. As diferenças de cargas são visíveis nas formas das curvas de carga dos transformadores, o que pode ser constatado na figura 3.26.

As características de placa e medição dos transformadores de 75 e 112,5 kVA são apresentadas nos itens seguintes, sendo que as características do transformador de 45 kVA já foram apresentadas anteriormente.

4.2.1.1 Transformador de 75 kVA

Os dados de placa e perdas deste transformador estão listados na tabela 4.16. Na tabela 4.17 estão documentados os valores máximos, médios e mínimos medidos no intervalo de um dia. Na figura 4.15 (a, b e c), por sua vez, são mostradas as correntes nas três fases e neutro e a distorção harmônica total da corrente das 3 fases.

Tabela 4.16 – Dados de placa e perdas do transformador de 75 kVA

Potência trifásica (kVA)	75	Impedância (%)	3,62
Tensão do primário (kV)	11,4	Tensão do secundário (V)	127
Perdas no ferro (W)	120 por fase	Perdas no cobre (W)	390 por fase

Tabela 4.17 – Valores máximos, médios e mínimos das medições do transformador de 75 kVA

	Valores	V (V)	I (A)	FP	DHTv (%)	DHTi (%)
Fase A	Max	128,26	156,14	95,48	2,63	19,63
	Med	126,15	76,81	81,15	1,84	9,65
	Min	122,92	44,23	64,81	1,06	3,00
Fase B	Max	127,70	181,43	93,64	2,50	16,92
	Med	125,31	100,41	77,89	1,75	8,35
	Min	121,44	58,68	68,20	1,00	3,40
Fase C	Max	127,69	153,46	95,84	2,42	15,90
	Med	125,82	82,41	80,91	1,83	8,34
	Min	122,63	48,95	65,13	1,01	1,91

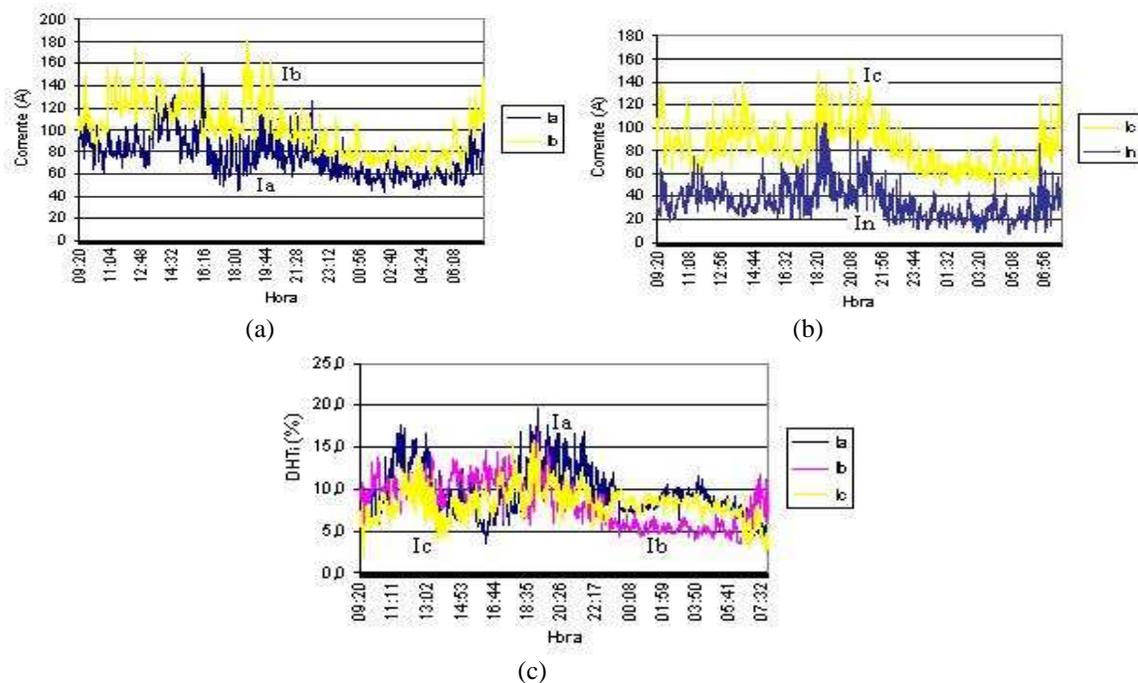


Fig. 4.15 – Correntes nas fases e neutro e DHTis do transformador de 75kVA

Através desta figura conclui-se que as três fases do transformador apresentam características semelhantes tanto no carregamento quanto na variação da DHTi durante o dia. Nota-se um carregamento elevado no início da manhã até próximo das 16h e de 18h até 23h. Este comportamento acompanha o horário comercial (8-17h) e o horário de maior consumo nas residências (18h-23h), o que confirma o tipo de cargas que este transformador alimenta (comerciais e residenciais).

4.2.1.2 Transformador de 112,5 kVA

Na tabela 4.18 encontram-se os dados de placa e perdas do transformador. Por sua vez, na tabela 4.19 estão os valores máximos, médios e mínimos medidos durante o intervalo de um dia. Na figura 4.16 (a,b e c) são apresentadas, respectivamente, as correntes das três fases e neutro do transformador e a distorção harmônica de corrente das três fases.

Tabela 4.18 – Dados de placa e perdas do transformador de 112,5 kVA

Potência trifásica (kVA)	112,5	Impedância (%)	3,62
Tensão do primário (kV)	11,4	Tensão do secundário (V)	127
Perdas no ferro (W)	163,3 por fase	Perdas no cobre (W)	526,7 por fase

Tabela 4.19 – Valores máximos, médios e mínimos das medições do transformador de 112,5 kVA

	Valores	V (V)	I (A)	FP	DHTv (%)	DHTi (%)
Fase A	Max	128,50	187,89	95,31	2,42	18,20
	Med	126,13	103,65	84,35	1,85	10,14
	Min	123,08	58,41	65,18	1,08	5,14
Fase B	Max	127,59	188,27	96,34	2,42	14,24
	Med	125,31	128,49	80,06	1,82	6,48
	Min	122,15	83,66	70,11	1,08	3,42
Fase C	Max	128,25	178,54	96,59	2,48	12,99
	Med	126,16	97,69	80,26	1,77	6,00
	Min	123,68	47,44	67,10	0,98	2,12

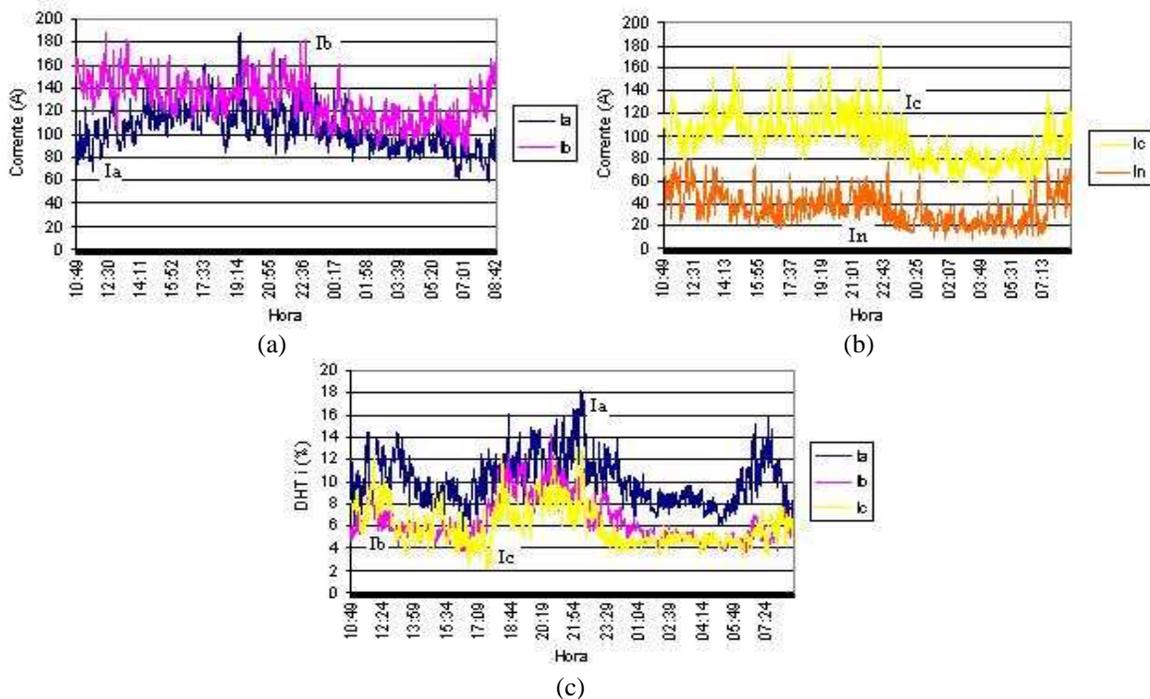


Fig. 4.16 – Corrente nas fases e neutro e DHTis do transformador de 112,5kVA

O comportamento apresentado pelas correntes deste transformador assemelha-se ao das correntes do transformador de 75 kVA, sendo elevada durante o dia e menor durante a madrugada. A DHTi apresentou valores entre 2% e 18%, sendo que a fase A teve distorções superiores às demais fases durante todo o período de medição. Entretanto, o comportamento da sua curva acompanhou o comportamento das demais fases.

4.2.2 Modelagem das cargas do primário

Para a simulação do alimentador primário, decidiu-se modelar o sistema em dois horários diferentes a fim de caracterizá-lo em duas situações distintas. Modelou-se o alimentador primário para um horário de carga pesada (21h) e para um horário de carga leve (2h). Estes horários foram determinados a partir das curvas de carga dos transformadores de 75 e 112,5 kVA, que correspondem à maioria dos transformadores do

alimentador. A simulação dos modelos nos dois horários distintos possibilitou comparações extremas sobre características do alimentador nestes horários.

Os 70 transformadores pertencentes à concessionária foram modelados a partir das medições dos três transformadores (45 kVA, 75 kVA e 112,5 kVA). Os transformadores de potências diferentes foram agrupados para que o resultado do agrupamento resultasse em uma potência igual ou próxima à potência nominal de um dos transformadores que possuem medições (exemplo: um transformador de 30 kVA + um transformador de 45 kVA foram substituídos por um modelo de um transformador de 75 kVA). Dessa forma, o efeito destes transformadores de potências diferentes foi considerado.

Comparando as curvas de carga dos três transformadores (apresentadas na figura 3.26) observa-se a diferença das curvas de carga entre os transformadores. Essa diferença de comportamento visível é devido ao tipo de carga que estes transformadores alimentam. Por falta de indicação da concessionária da carga de outros transformadores, para que o modelo do primário ficasse fiel a proposta de análise do efeito de cargas residenciais e comerciais no alimentador, foi decidido criar um transformador residencial-comercial de 45 kVA com comportamento equivalente ao do transformador de 75 kVA. Dessa forma, o primário foi modelado a partir de três transformadores com mesmas características, o que possibilitou um comportamento mais homogêneo de cargas residenciais e comerciais.

Os modelos das cargas nos enrolamentos dos três transformadores foram construídos utilizando a mesma formulação que os modelos das residências (circuito R-L paralelo com fontes de correntes harmônicas). A validação dos modelos dos transformadores foi realizada através da comparação das simulações com os valores das medições. Nas tabelas 4.20 (a e b), 4.21 (a e b), 4.22 (a e b) são apresentados os valores das correntes e harmônicos das medições e simulações nos dois horários escolhidos

Tabela 4.20a – Validação da carga do modelo do transformador de 45 kVA às 21h

Ordem	Correntes na fase A				Correntes na fase B				Correntes na fase C			
	Medição *		Simulação		Medição *		Simulação		Medição *		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100	-21,3	100	-21,3	100	-154,6	100	-154,6	100	93,1	100	93,1
3	7,84	-165,2	7,81	-165,2	8,09	-123,3	8,07	-123,3	6,81	-165,1	6,79	-165,1
5	5,56	54,7	5,55	54,7	5,82	-160,4	5,81	-160,4	4,09	-54,3	4,08	-54,3
7	1,44	-150,3	1,44	-150,2	0,24	154,5	0,24	154,8	0,86	52,6	0,85	52,7
9	1,32	-9,1	1,32	-9,1	1,44	-21,5	1,43	-21,4	0,26	117,0	0,26	117,1
11	0,78	176,7	0,77	176,8	1,42	-48,8	1,42	-48,7	0,85	113,4	0,85	113,5
13	0,14	148,4	0,13	148,4	0,32	-13,4	0,32	-13,4	0,4	121,0	0,4	121,1
15	0,36	-27,2	0,35	-27,1	0,29	35,6	0,29	35,7	0,42	104,6	0,42	104,7
DHTi (%)	10,74		10,2		10,94		10,16		8,65		8,04	
Ieficaz (A)	54,16		54,28		57,47		57,59		60,7		60,84	

* Valores obtidos a partir da medição do transformador de 75 kVA

Tabela 4.20b - Validação da carga do modelo do transformador de 45 kVA às 2h

Ordem	Correntes na fase A				Correntes na fase B				Correntes na fase C			
	Medição *		Simulação		Medição *		Simulação		Medição *		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100	-36,2	100	-36,2	100	-164,1	100	-164,1	100	83,1	100	83,1
3	6,64	140,1	6,62	140,1	3,14	-110,7	3,13	-110,7	7,54	131,6	7,52	131,6
5	5,44	26,8	5,43	26,9	3,55	-166,5	3,55	-166,5	1,78	-102,8	1,77	-102,8
7	1,86	-142,4	1,86	-142,3	0,69	-62,3	0,7	-62,4	1,81	36,5	1,81	36,5
9	1,21	22,5	1,22	22,6	1,72	-30,8	1,72	-30,7	2,83	89,2	2,82	89,2
11	0,76	-166,4	0,75	-166,4	1,93	-46,2	1,93	-46,1	2,58	118,3	2,57	118,4
13	0,47	2,4	0,48	2,4	1,27	-71,0	1,26	-70,9	1,48	130,7	1,48	130,8
15	0,32	169,1	0,31	169,2	0,49	-99,0	0,49	-98,9	0,69	97,1	0,69	97,1
DHTi (%)	8,79		8,90		5,79		5,60		9,15		8,96	
Ieficaz (A)	38,48		38,57		43,64		43,74		31,23		31,3	

* Valores obtidos a partir da medição do transformador de 75 kVA

Tabela 4.21a – Validação da carga do modelo do transformador de 75 kVA às 21h

Ordem	Correntes na fase A				Correntes na fase B				Correntes na fase C			
	Medição		Simulação		Medição		Simulação		Medição		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100	-21,3	100	-21,6	100	-154,6	100	-154,8	100	93,1	100	122,9
3	7,84	-165,2	7,85	-165,9	8,09	-123,3	8,13	-123,9	6,81	-165,1	6,81	-165,9
5	5,56	54,7	5,57	53,5	5,82	-160,4	5,85	-161,6	4,09	-54,3	4,1	-55,6
7	1,44	-150,3	1,44	-152,0	0,24	154,5	0,25	153,2	0,86	52,6	0,86	50,8
9	1,32	-9,1	1,32	-11,3	1,44	-21,5	1,44	-23,5	0,26	117,0	0,26	114,8
11	0,78	176,7	0,78	174,0	1,42	-48,8	1,43	-51,3	0,85	113,4	0,85	110,5
13	0,14	148,4	0,14	145,1	0,32	-13,4	0,32	-16,4	0,4	121,0	0,4	117,6
15	0,36	-27,2	0,36	-30,8	0,29	35,6	0,29	32,2	0,42	104,6	0,42	100,7
DHTi (%)	10,74		10,12		10,94		10,26		8,65		8,08	
Ieficaz (A)	90,26		90,16		95,78		95,25		101,2		100,95	

Tabela 4.21b – Validação da carga do modelo do transformador de 75 kVA às 2h

Ordem	Correntes na fase A				Correntes na fase B				Correntes na fase C			
	Medição		Simulação		Medição		Simulação		Medição		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100	-36,2	100	-36,5	100	-164,1	100	-164,3	100	83,1	100	82,9
3	6,64	140,1	6,65	139,6	3,14	-110,7	3,2	-113,0	7,54	131,6	7,54	131,3
5	5,44	26,8	5,44	24,7	3,55	-166,5	3,53	-168,9	1,78	-102,8	1,77	-104,6
7	1,86	-142,4	1,83	-90,9	0,69	-62,3	0,69	-62,4	1,81	36,5	1,85	33,9
9	1,21	22,5	1,21	22,3	1,72	-30,8	1,66	-33,4	2,83	89,2	2,9	86,6
11	0,76	-166,4	0,83	-164,7	1,93	-46,2	1,98	-169,0	2,58	118,3	2,5	116,5
13	0,47	2,4	0,49	-3,3	1,27	-71,0	1,26	-76,3	1,48	130,7	1,47	125,5
15	0,32	169,1	0,32	165,9	0,49	-99,0	0,51	-106,0	0,69	97,1	0,67	92,3
DHTi (%)	8,79		8,92		5,79		5,63		9,15		9,06	
Ieficaz (A)	64,14		63,56		72,73		72,16		52,04		51,62	

Tabela 4.22a – Validação da carga do modelo do transformador de 112,5 kVA às 21h

Ordem	Correntes na fase A				Correntes na fase B				Correntes na fase C			
	Medição		Simulação		Medição		Simulação		Medição		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100	-20,1	100	-20,4	100	-145,5	100	-145,3	100	92,7	100	92,6
3	10,15	-164,0	10,18	-164,7	6,19	-172,1	6,17	-173,1	5,92	-136,0	5,91	-136,6
5	6,93	51,2	6,95	50,0	4,89	173,3	4,88	171,7	5,92	-43,1	5,91	-44,2
7	2,46	-123,8	2,47	-125,3	1,68	94,5	1,68	92,3	1,69	21,1	1,69	19,7
9	0,45	6,3	0,45	4,2	0,57	21,9	0,57	19,1	0,61	14,4	0,6	12,6
11	0,41	121,5	0,41	119,0	0,17	-105,6	0,17	-109,3	0,51	88,3	0,51	86,1
13	0,19	-94,0	0,19	-96,8	0,27	99,6	0,27	95,6	0,39	-112,9	0,39	-115,6
15	0,16	15,9	0,16	12,5	0,15	36,0	0,14	31,4	0,56	21,9	0,55	18,8
DHTi (%)	11,76		12,31		7,62		8,07		8,37		8,61	
Ieficaz (A)	114,90		114,03		164,20		163,79		110,10		109,66	

Tabela 4.22b – Validação da carga do modelo do transformador de 112,5 kVA às 2h

Ordem	Correntes na fase A				Correntes na fase B				Correntes na fase C			
	Medição		Simulação		Medição		Simulação		Medição		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100	-29,5	100	-29,9	100	-148,4	100	-148,8	100	84,4	100	84,0
2	2,35	66,4	2,27	65,6	1,14	174,8	1,15	173,6	0,53	-81,7	0,52	-83,6
3	6,26	164,9	6,09	164,0	1,97	136,4	1,98	137,6	2,08	88,7	2,03	89,3
5	5,37	46,5	5,17	44,4	3,84	164,4	3,87	161,2	2,68	-58,6	2,64	-61,5
7	1,98	-104,2	1,93	-107,1	0,83	150,2	0,79	146,9	0,44	69,1	0,42	62,2
9	0,9	73,2	0,89	71,4	0,61	60,0	0,61	59,4	0,47	9,5	0,43	10,3
11	0,36	-149,4	0,35	-156,9	0,31	-5,3	0,3	-11,3	0,59	84,6	0,59	77,6
13	0,2	5,3	0,2	-2,4	0,29	-58,4	0,29	-65,0	0,41	179,6	0,4	173,7
DHTi (%)	8,70		8,91		4,52		4,62		3,72		3,51	
Ieficaz (A)	96,53		95,92		113,6		112,37		93,5		92,64	

Em todos os modelos criados e simulados, a corrente e a DHTi apresentaram valores bastante próximos das medições. Porém, apesar destes serem modelos fiéis à medição, são modelos dos secundários dos transformadores enquanto os modelos necessários para a simulação devem considerar as correntes referidas ao primário. Dessa forma, é necessário que o modelo criado seja refletido para o primário e que características, como a curva de saturação e a impedância de dispersão do transformador, sejam consideradas. Para isso, um modelo equivalente ao mostrado na figura 4.17 foi montado para cada transformador. O valor de cada parâmetro e número de fontes harmônicas varia de acordo com o transformador, porém a fonte de tensão do modelo é a mesma para todos os transformadores (11,4 kV).

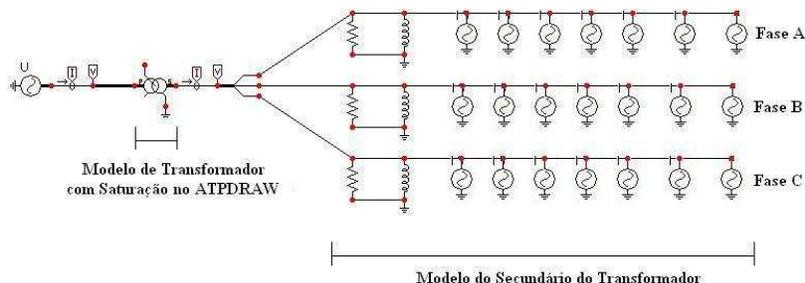
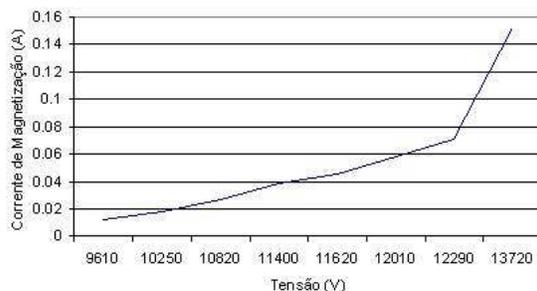


Fig. 4.17 – Modelo de transformador utilizado na simulação dos transformadores de 45, 75 e 112,5 kVA

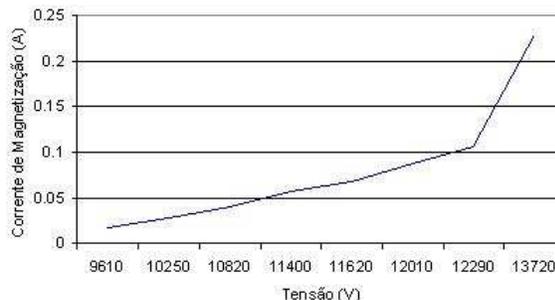
Os valores obtidos para os parâmetros dos transformadores de 75 kVA e 112,5 kVA estão listados na tabela 4.23 (o cálculo destes parâmetros encontra-se no anexo B), sendo apresentados os parâmetros referentes ao primário ($R_{Pr\text{imário}}$ e $L_{Pr\text{imário}}$), ao secundário ($R_{Secundário}$ e $L_{Secundário}$) e a resistência de magnetização referida ao primário (R_M'). Nas figuras 4.18a e 4.18b são ilustradas as curvas de saturação utilizadas nos mesmos. As correntes de magnetização nominais foram consideradas como sendo 1% das correntes nominais, como considerado para o transformador de 45kVA no item 4.1.2.3.

Tabela 4.23 – Dados de entrada dos modelos de transformadores de 75 e 112,5 kVA no ATPDraw

Transformador	Parâmetros dos transformadores				
	$R_{Pr\text{imário}}$ (Ω)	$L_{Pr\text{imário}}$ (mH)	$R_{Secundário}$ (m Ω)	$L_{Secundário}$ (μ H)	R_M' (M Ω)
75kVA	40,56	212,9	1,678	8,805	1,083
112,5kVA	24,33	154,2	1,007	6,379	0,796



(a) Transformador de 45 kVA



(b) Transformador de 112,5 kVA

Fig. 4.18 – Curvas de saturação dos modelos dos transformadores de 75 e 112,5 kVA

O modelo da carga do secundário do transformador foi conectado aos terminais secundários do modelo de transformador do ATP como mostrado na figura 4.17 e a corrente que circula no primário é obtida e utilizada para a criação do modelo da carga do transformador refletida ao primário, que será utilizada na simulação do alimentador primário. Dessa forma, o novo modelo pode ser ligado diretamente ao alimentador. Na figura 4.19 é mostrada a estrutura equivalente do transformador referido ao primário.

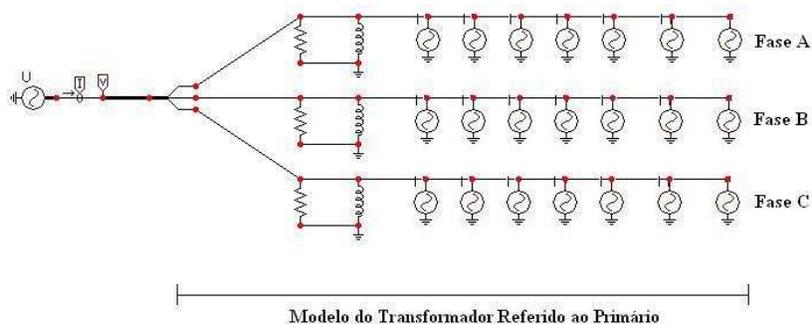


Fig. 4.19 – Modelo trifásico do transformador referido ao primário

Novamente foi utilizada a ferramenta conhecida como “Compress” para melhorar a visualização da simulação, sendo o modelo do transformador incluído em um bloco como mostrado na figura 4.20. Como no alimentador primário foram conectados diversos modelos de transformadores, utilizou-se essa ferramenta para caracterizar cada um dos blocos, facilitando a sua identificação.

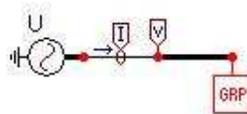


Fig. 4.20 - Modelo do transformador referido ao primário utilizando o “Compress”

Nas tabelas 4.24, 4.25 e 4.26 são apresentados os espectros harmônicos de corrente obtidos através de simulações nos modelos dos primários dos transformadores.

Tabela 4.24 – Espectro harmônico das correntes no primário do transformador de 45 kVA

Ordem	Fase A				Fase B				Fase C			
	Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h		Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h		Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100,00	-26,44	100,00	-33,17	100,00	-147,44	100,00	-158,45	100,00	90,14	100,00	73,11
3	0,11	-167,05	0,68	-163,36	3,13	-61,72	1,43	-63,68	3,24	116,45	4,14	109,12
5	4,64	84,88	4,12	35,93	5,92	-145,10	4,91	-159,68	4,77	-12,40	2,23	-8,17
7	1,32	-143,10	2,13	-143,92	0,69	37,11	0,98	12,17	0,58	36,63	1,09	61,60
9	0,85	-20,57	1,36	-60,38	0,19	-74,85	0,82	-70,86	0,97	149,83	2,26	115,19
11	0,52	-118,28	1,30	-84,21	1,12	-36,56	1,38	-33,78	1,34	121,35	2,60	124,60
13	0,19	-73,03	0,99	-37,03	0,25	-21,84	0,72	-92,64	0,40	136,94	1,59	116,93
15	0,42	-59,07	0,35	-117,53	0,18	96,95	0,34	-72,47	0,25	139,03	0,68	86,87
DHTi (%)	4,95		5,16		6,83		5,92		6,04		5,88	

Tabela 4.25 – Espectro harmônico das correntes no primário do transformador de 75 kVA

Ordem	Fase A				Fase B				Fase C			
	Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h		Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h		Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100,00	-26,44	100,00	-63,36	100	-147,5	100,00	-171,39	100,00	90,19	100,00	42,95
3	0,12	-167,1	0,68	-163,74	3,14	-61,62	4,41	-64,53	3,25	116,44	5,12	108,25
5	4,65	85,037	4,11	34,59	5,94	-144,98	4,89	-161,09	4,78	-12,25	2,22	-9,70
7	1,32	-142,9	1,89	-115,61	0,69	37,37	0,63	71,12	0,58	36,84	1,08	59,83
9	0,85	-20,35	1,36	-62,68	0,19	-73,92	0,81	-73,06	0,97	150,08	2,25	112,93
11	0,52	-118,3	1,30	-87,06	1,13	-36,22	0,74	-171,50	1,35	121,66	1,59	59,73
13	0,19	-73,25	0,98	-40,31	0,25	-21,66	0,72	-96,05	0,40	137,33	1,58	113,58
15	0,42	-58,49	0,35	-121,20	0,19	97,72	0,34	-76,96	0,25	139,57	0,68	82,86
DHTi (%)	4,96		5,09		6,88		6,08		6,09		6,57	

Tabela 4.26 – Espectro harmônico das correntes no primário do transformador de 112,5 kVA

Ordem	Fase A				Fase B				Fase C			
	Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h		Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h		Modelo no horário de 21h		Modelo no horário de 2h	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100,00	-53,24	100,00	-62,43	100,00	-167,41	100,00	-176,58	100,00	57,42	100,00	54,88
3	3,54	167,80	3,69	-177,82	0,87	58,86	2,31	-2,23	2,59	-31,21	0,93	12,93
5	5,68	87,71	3,96	66,53	5,62	-159,32	4,50	-164,38	5,72	-24,28	3,46	-33,91
7	2,39	-139,17	1,45	-108,96	2,13	73,31	1,29	94,53	1,17	-48,85	0,51	-8,49
9	0,09	-141,43	0,49	98,79	0,18	36,14	0,14	-73,34	0,12	-145,33	0,28	-84,94
11	0,16	-150,08	0,51	-122,93	0,28	-78,93	0,36	6,18	0,35	80,92	0,35	109,12
13	0,12	47,20	0,36	-4,90	0,26	91,65	0,17	-102,12	0,35	-99,58	0,33	146,11
15	0,23	-158,40	0,00	-16,45	0,04	75,39	0,00	178,29	0,16	11,00	0,00	8,65
DHTi (%)	7,13		5,91		6,09		5,49		6,42		3,75	

Analisando estas tabelas e comparando-as com as tabelas 4.20, 4.21 e 4.22, nota-se a clara redução harmônica entre o secundário e o primário do terceiro harmônico (que na maioria dos casos deixou de ser o harmônico de amplitude mais elevada) e múltiplos em ambos os horários. Essa diminuição é explicada devido a ligação em Δ dos primários dos transformadores que limitam que estes harmônicos circulem no primário. Caso o secundário fosse totalmente equilibrado, todas as parcelas de terceiro harmônico e múltiplos ficariam confinadas nos enrolamentos em Δ , porém como o secundário é levemente desequilibrado, parte destes harmônicos circula no primário como mostrado nas simulações. Esta redução reflete na diminuição da DHTi no primário.

Utilizando o software ATPDraw construiu-se o modelo do alimentador primário. Os vãos de linha foram modelados utilizando-se o modelo PI presente no LCC e foram considerados os cabos fases de bitola AWG 3/0 além das características físicas descritas na figura 4.14.

Os modelos dos transformadores de 45 kVA, 75 kVA e 112,5 kVA, referidos ao primário, foram posicionados de acordo com sua posição física no sistema real. Dessa forma, todas as distâncias entre os transformadores modelados do alimentador correspondem às distâncias reais. A ilustração do modelo simulado está na figura 4.21. Para possibilitar uma melhor visualização da ilustração, a figura 4.21 foi dividida em 4 partes e apresentada parte a parte (vide figuras 4.22). Este mesmo modelo foi utilizado para as simulações das 21 e 2h, sendo apenas substituídos os blocos dos modelos dos transformadores com suas respectivas cargas de um horário para o do outro.

Cada bloco correspondente a um transformador foi identificado pela sua potência e pelo horário do modelo simulado (Ex: Modelo do transformador de 45 kVA às 21h = 45K_21h) sendo o banco de capacitores identificado pela sua potência reativa de 600 kVAr. Considerando uma fonte de entrada do modelo como sendo uma fonte de tensão ideal, ela força a tensão no secundário do transformador de 30 MVA a ser praticamente ideal, sem a presença de harmônicos. Para corrigir este efeito, tendo-se em vista que existem distorções harmônicas de tensão neste ponto, foram incluídos no secundário deste transformador blocos contendo fontes de tensões harmônicas que mantêm a distorção harmônica de tensão próxima ao valor encontrado nas medições da saída da subestação. Estes blocos modelam a distorção harmônica de tensão criada pelos outros alimentadores não modelados neste trabalho, possibilitando que seja realizada uma análise do aumento da DHTv do alimentador em seus diversos pontos. Como as DHTvs das tensões na subestação são baixas (da ordem de 1%), esta aproximação é válida. Estes blocos são identificados na figura 4.22a pelas siglas SE_V_A, SE_V_B, SE_V_C correspondentes aos blocos ligados na fase A, B e C. A inclusão destes blocos não altera os valores de corrente eficaz e distorção harmônica de corrente no sistema.

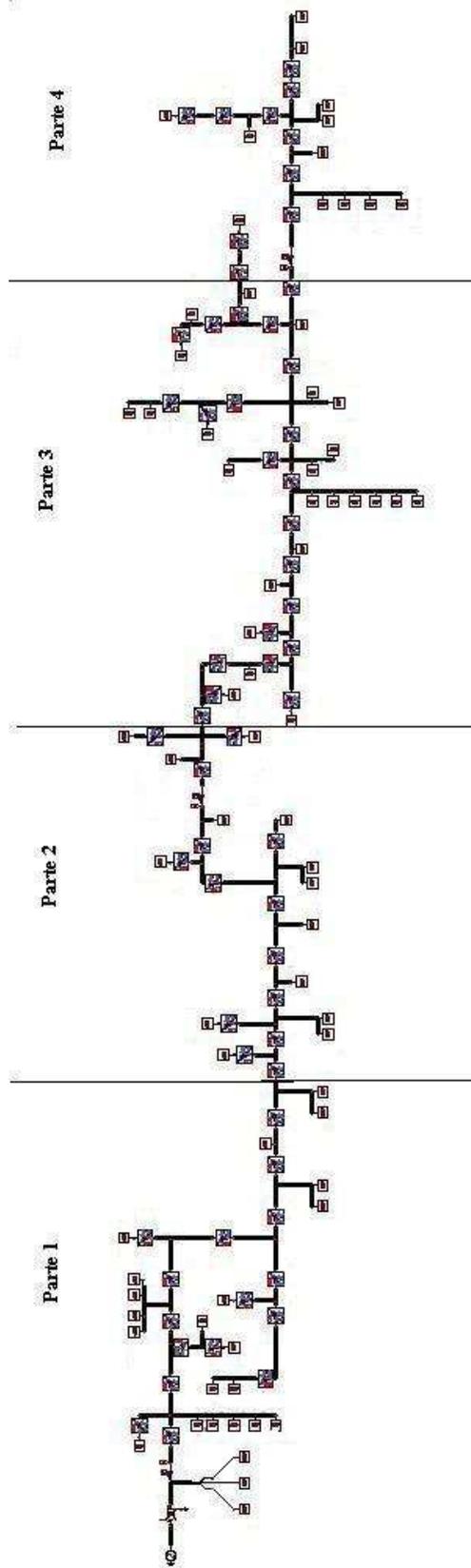


Fig. 4.21 – Primário modelado no ATPDraw – Alimentador completo

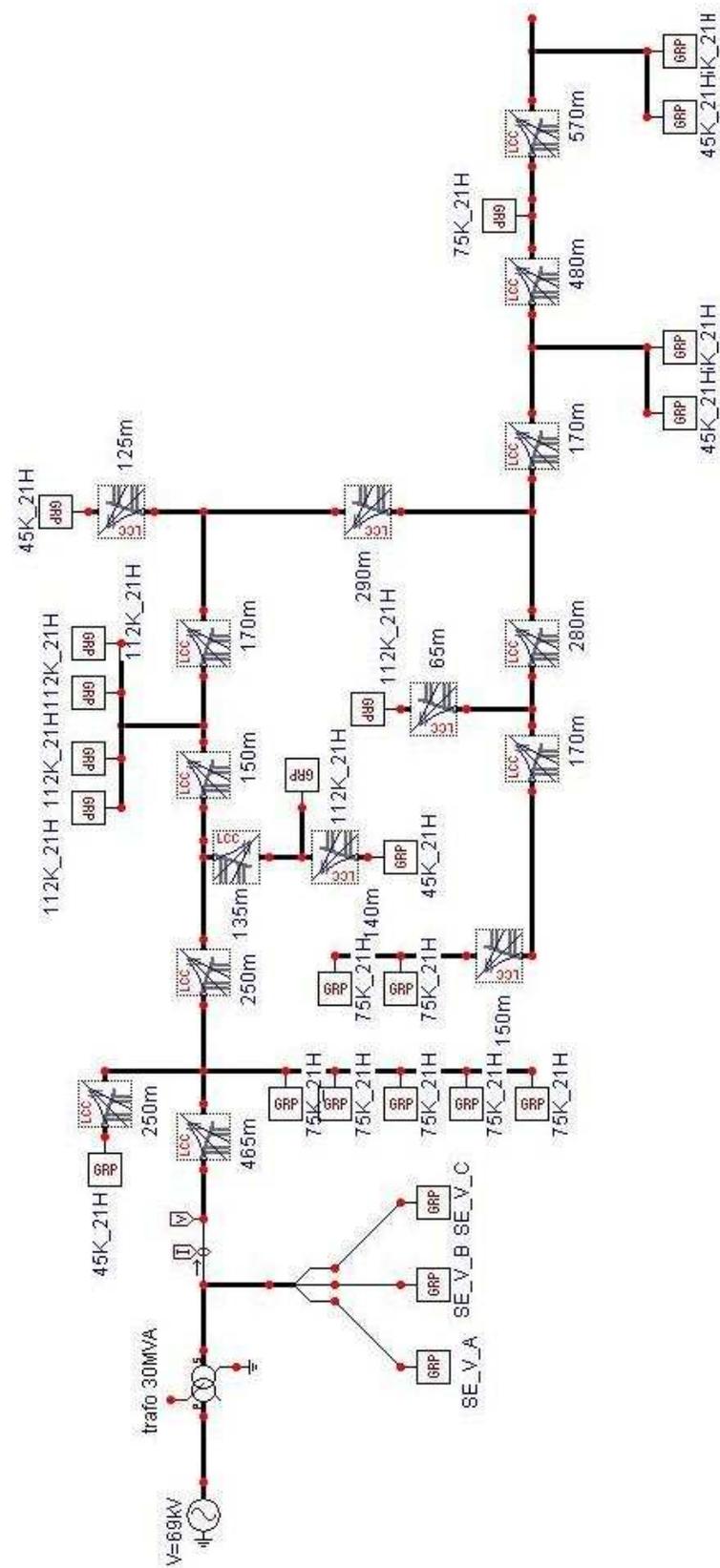


Fig. 4.22a - Primário modelado no ATPDraw – Detalhe da parte 1

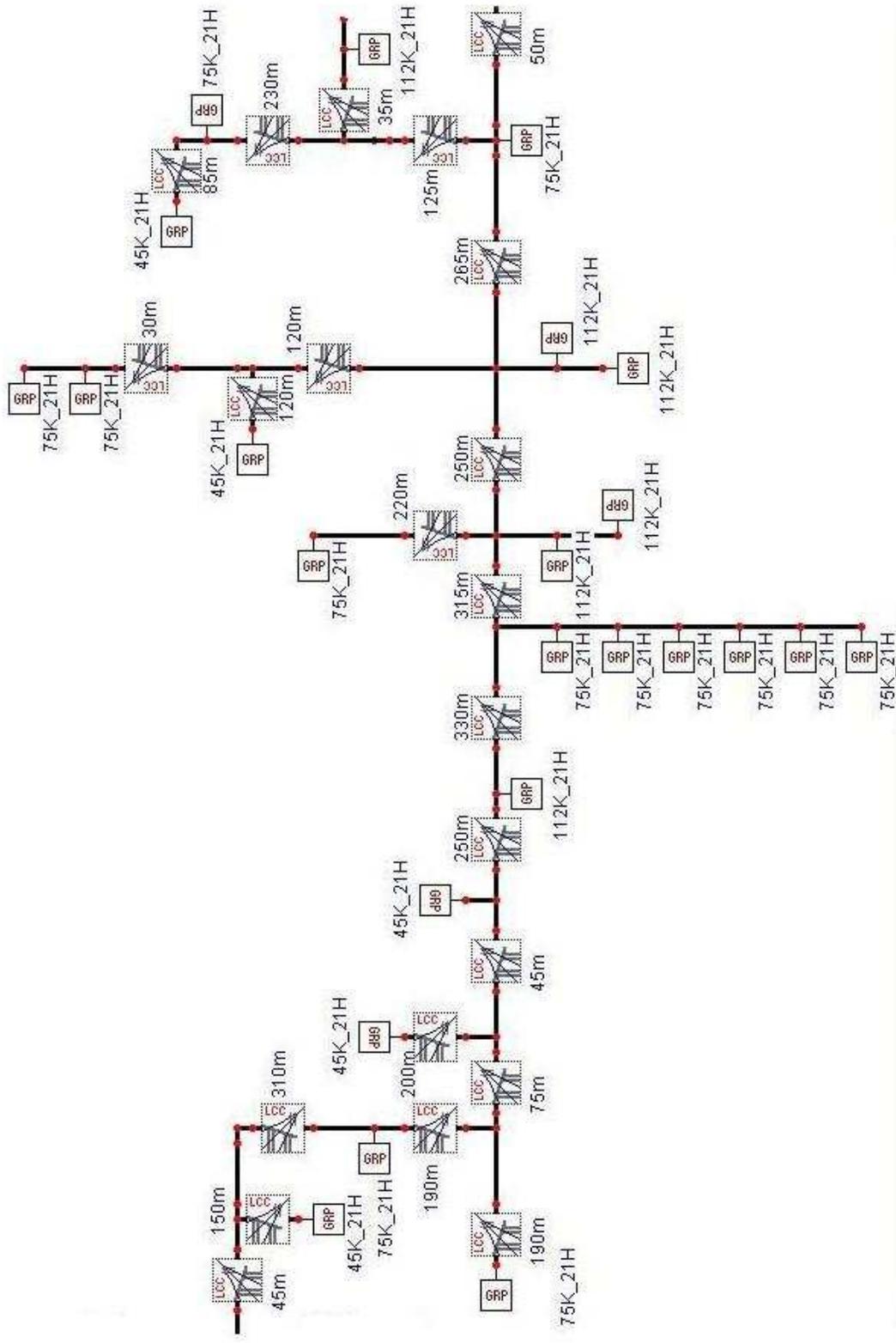


Fig. 4.22c - Primário modelado no ATPDraw – Detalhe da parte 3

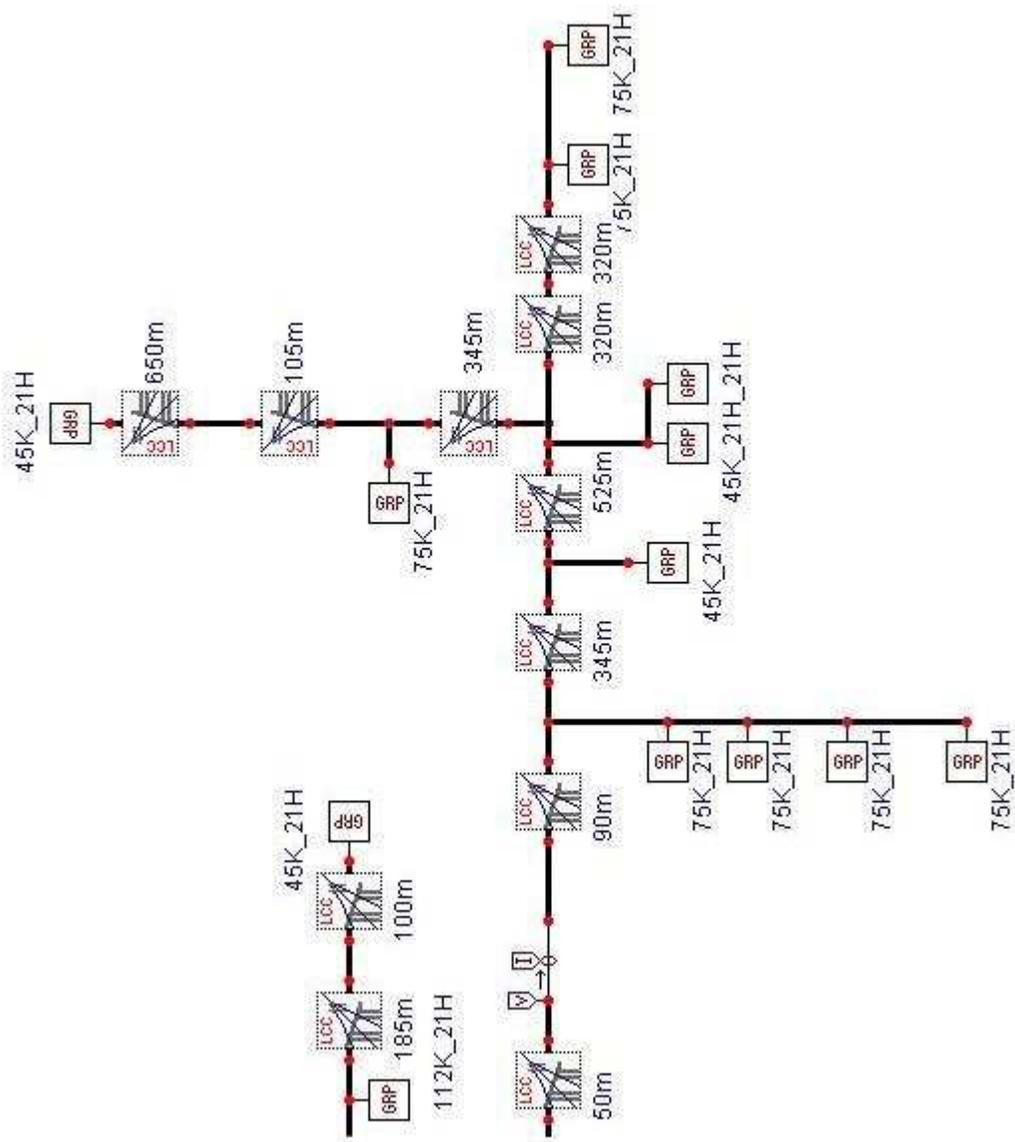


Fig. 4.22d - Primário modelado no ATPDraw – Detalhe da parte 4

4.2.3 Resultados de simulação

Foram realizadas simulações de duas situações do primário (às 21h e às 2h) e tensões e correntes em três partes do alimentador obtidas. Os três pontos analisados encontram-se na saída do transformador de 30 MVA, no meio do alimentador próximo ao banco de capacitores e próximo ao fim do primário (os pontos analisados podem ser visualizados na figura 4.22 através dos medidores de tensão e corrente do ATPDraw).

A realização das simulações possibilita avaliar os valores de DHTv e DHTi obtidos ao longo do alimentador, além de permitir a análise de variação das distorções harmônicas no decorrer do comprimento do primário. Os valores obtidos de corrente e DHTi na simulação estão mostrados na tabela 4.27 para o horário de 21h e na tabela 4.28 para o horário de 2h. Nas figuras 4.23, 4.24 e 4.25 estão ilustradas as correntes simuladas, respectivamente, no início, meio e fim do alimentador às 21h, enquanto que nas figuras 4.26, 4.27 e 4.28, respectivamente, estão as correntes simuladas no início, meio e fim do alimentador às 2h.

Tabela 4.27 – Resultados obtidos da simulação do primário às 21h

-	Corrente na saída da subestação			Corrente no meio do primário			Corrente no extremo do primário		
	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)
Corrente	105,84	121,41	114,16	61,00	67,45	65,21	16,33	17,26	16,58
DHT (%)	9,03	7,39	5,82	5,08	6,51	3,69	4,90	7,08	4,49
-	Tensão na saída da subestação			Tensão no meio do primário			Tensão no extremo do primário		
	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)
Tensão	6577	6576	6575	6352	6339	6357	6291	6277	6297
DHT (%)	1,30	1,31	1,13	2,82	1,35	2,52	2,96	1,39	2,58

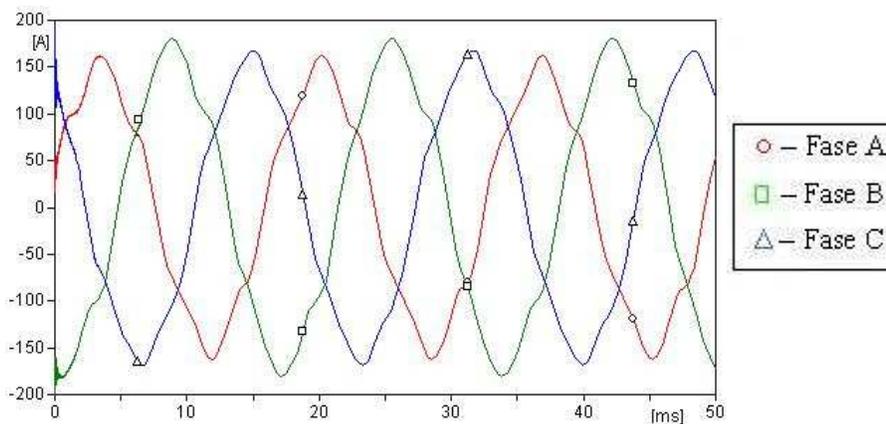


Fig. 4.23 – Correntes nas três fases no início do primário às 21h

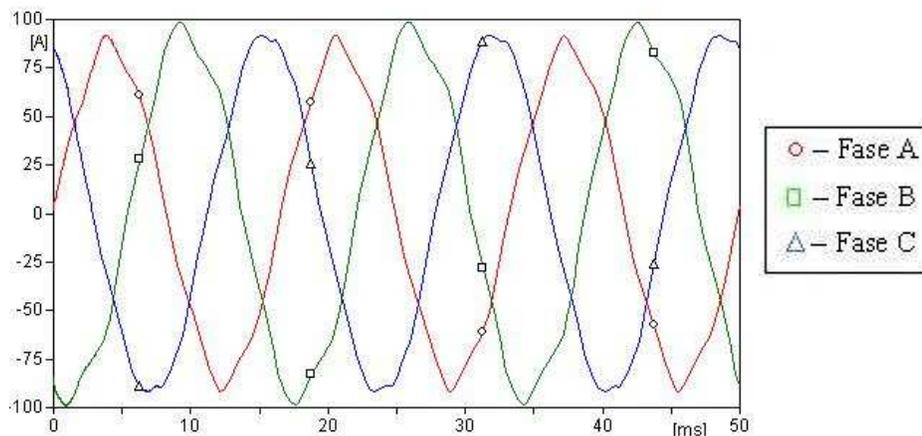


Fig. 4.24 – Correntes nas três fases próximo ao meio do primário às 21h

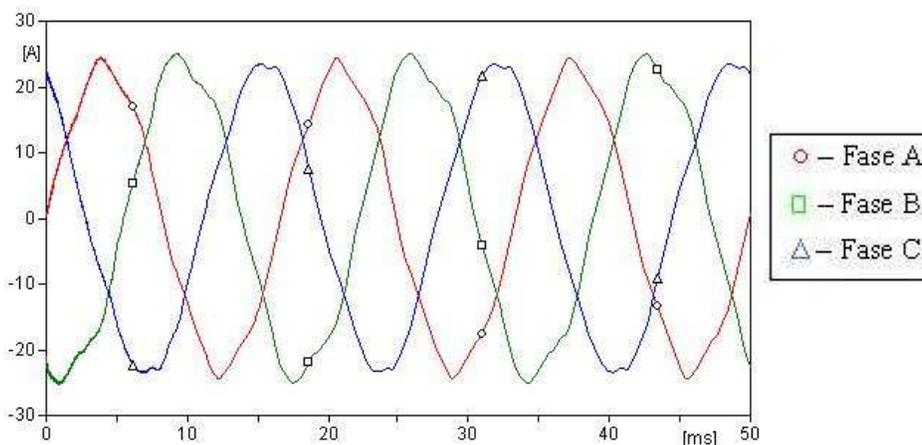


Fig. 4.25 – Correntes nas três fases no extremo do primário às 21h

Tabela 4.28 – Dados obtidos do modelo do primário às 2h

	Corrente na saída da subestação			Corrente no meio do primário			Corrente no extremo do primário		
	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)
Corrente	69,70	82,82	71,79	41,97	49,83	44,92	10,49	12,75	10,97
DHT (%)	8,00	7,10	6,45	4,80	6,07	4,47	5,05	6,69	6,06
	Tensão na saída da subestação			Tensão no meio do primário			Tensão no extremo do primário		
	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)
Tensão	6579	6577	6576	6441	6413	6444	6397	6365	6401
DHT (%)	1,24	1,36	1,10	2,04	1,57	2,13	2,06	1,54	2,09

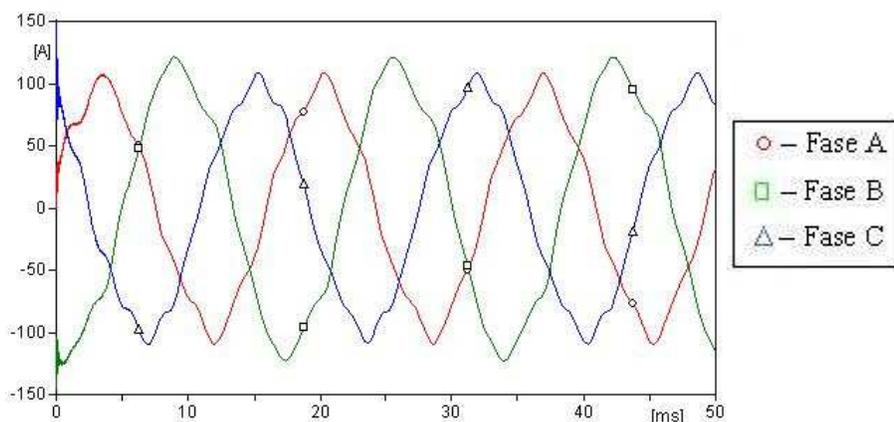


Fig. 4.26 – Correntes nas três fases no início do primário às 2h

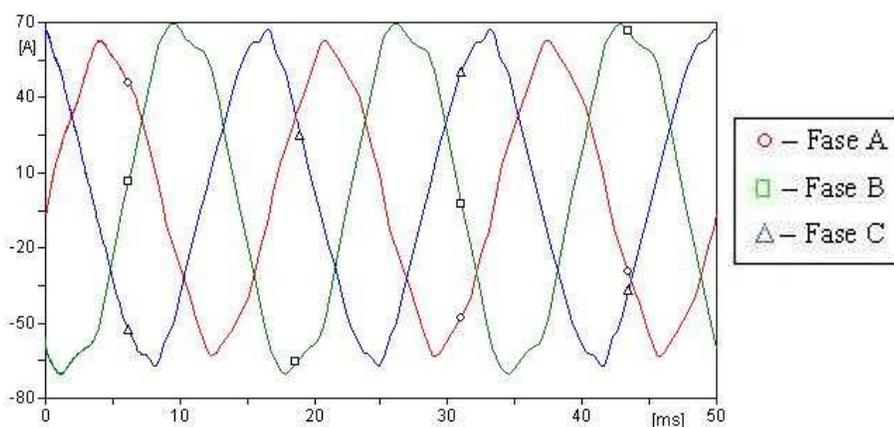


Fig. 4.27 – Correntes nas três fases próximo ao meio do primário às 2h

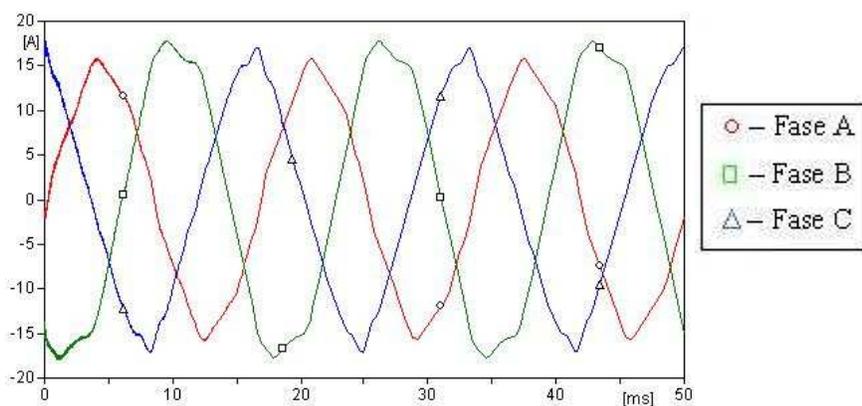


Fig. 4.28 – Correntes nas três fases no extremo do primário às 2h

Nota-se através destas tabelas que, em ambos os horários, as distorções harmônicas de tensão estão abaixo dos limites estipulados pela ONS (6% para tensão abaixo de 69 kV).

Como as resoluções brasileiras ainda não limitam a DHTi, foram considerados como referência os limites utilizados pelo guia IEEE 519-1992 [20]. Para permitir a verificação destes limites, obteve-se as correntes de curto-circuito (I_{CC}) do alimentador nos três pontos da simulação e calculou-se a relação destas com as correntes de demanda máxima (I_{carga}). Com estes resultados, pode-se obter os limites de DTD para cada ponto do sistema estudado. Na tabela 4.29 encontram-se estes parâmetros além da DTD máxima permitida pela norma IEEE 519 para este sistema.

Tabela 4.29 – Limites máximos de DTD no primário às 21h

	Corrente na saída da subestação		Corrente no meio do primário		Corrente no extremo do primário	
	21h	2h	21h	2h	21h	2h
I_{carga} (A)	113,5	74,76	56,79	45,57	16,7	11,40
I_{CC} (A)	15390	15390	1889	1647	1217	1221
I_{CC}/I_{carga} (A)	135,6	205,9	33,26	36,15	72,89	107,1
DTD máximo (%)	15	15	8	8	12	15

A DTD equivale a DHTi na situação em que a fundamental da corrente esteja em seu valor máximo de demanda [60]. Considerando que o horário de 21h é visto com um horário de demanda máxima, pode-se estimar que neste horário a DHTi e a DTD apresentem valores semelhantes ou iguais.

No horário de 2h, o valor da DHTi não equivale ao valor da DTD, impossibilitando a comparação entre os valores obtidos na simulação e os limites de DTD estipulados no guia. Apesar disso, através dos dados obtidos na tabela 4.28 e considerando os valores de corrente obtidos na simulação de 21h como correntes de máxima demanda (I_L), pode-se calcular a DTD para o horário de 2h. Substituindo (2.2) em (2.3) encontra-se a relação:

$$DTD_{2H} = DHT_{2H} \times \frac{I_{1-2H}}{I_L} \quad (4.1)$$

onde,

I_{1-2H} - corrente fundamental às 2h

Considerando que através de (3.25) é possível calcular a corrente fundamental a partir da DHTi e da corrente eficaz, calculou-se as DTDs no horário de 2h com (4.1) para cada ponto do alimentador estudado. Os valores obtidos são apresentados na tabela 4.30.

Tabela 4.30 – DTD no primário às 2h

DTD (%)								
Saída da subestação			Meio do primário			Extremo do primário		
Ia	Ib	Ic	Ia	Ib	Ic	Ia	Ib	Ic
5,27	4,84	4,06	3,30	4,48	3,08	3,24	4,94	4,01

Com base nos resultados apresentados nas tabelas 4.27 e 4.30 percebe-se que às 21h e 2h as DTDs em todas as partes do primário estão abaixo do máximo permitido por [20].

4.2.4 Análise de uma possível situação futura

Como visto no item anterior, o primário simulado apresentou valores de distorção harmônica de tensão e corrente abaixo dos limites estipulados pelo ONS (para tensão) e IEEE (para corrente).

Com o crescente incentivo dos órgãos de conservação de energia à substituição de cargas convencionais por cargas eficientes (lâmpadas fluorescentes compactas, chuveiros eletrônicos, entre outros), além da crescente popularização de equipamentos eletrônicos, os índices de qualidade de energia tendem a piorar, tendo este alimentador primário possivelmente em pouco tempo, distorções harmônicas superiores aos aceitos pelas normas. Um exemplo de equipamento eletrônico que pode causar esse aumento dos índices de distorções harmônicas é o chuveiro eletrônico. O equipamento, que já possui preço competitivo com os chuveiros convencionais, permite uma melhor regulação da temperatura da água, além de possibilitar uma economia de energia para o usuário. Apesar de trazer diversas vantagens em termos de conservação de energia, ele injeta grande quantidade de harmônicos na rede como visto no capítulo 2.

Nesta etapa do trabalho, será realizada uma simulação para quantificar o efeito de uma possível popularização do chuveiro eletrônico. Neste cenário, considerou-se que todas as residências estariam utilizando o chuveiro eletrônico ao invés do resistivo. Foi utilizada a simulação do alimentador primário às 21h, uma vez que neste horário é comum a utilização de chuveiros.

Serão incluídos modelos de chuveiros eletrônicos funcionando com 2/3 da sua potência nominal (6500 W) nos modelos dos transformadores de 45, 75 e 112,5 kVA e o efeito da utilização destes equipamentos para o alimentador primário será quantificado. O valor de potência foi escolhido por ser um valor intermediário na quantidade de harmônicos gerados, além de corresponder a uma potência próxima a potência nominal de um chuveiro típico resistivo convencional (4400 W).

o Modelo do chuveiro eletrônico

As medições do chuveiro eletrônico citadas no capítulo 2 foram utilizadas para se criar seu modelo. Os dados de potência do chuveiro eletrônico estão mostradas na tabela 4.31.

Tabela 4.31 – Potência do chuveiro eletrônico com 2/3 da potência nominal

	P (W)	Q (VAr)	S (VA)
Potência do chuveiro com 2/3 da potência	4381	1971	4804

A validação do modelo é apresentada na tabela 4.32 que mostra os harmônicos adquiridos através da medição harmônica e da simulação.

Tabela 4.32 – Comparação entre valores do modelo e medidos do chuveiro eletrônico

Ordem	Medição		Simulação		Ordem	Medição		Simulação	
	Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)		Módulo (%)	Ângulo (graus)	Módulo (%)	Ângulo (graus)
1	100,00	-24,35	100,00	-24,82	15	5,23	-47,98	5,26	-47,88
2	-	-	-	-	17	4,92	155,03	4,95	155,13
3	39,58	119,92	39,85	119,92	19	4,44	11,35	4,47	11,55
5	18,19	-6,30	18,32	-6,26	21	3,72	-144,50	3,74	-144,33
7	12,27	-179,71	12,35	-179,65	23	3,72	68,33	3,75	68,47
9	10,39	43,39	10,46	43,47	25	3,12	-82,54	3,14	-82,30
11	6,81	-112,00	6,85	-111,91	27	3,05	124,73	3,07	124,70
13	7,02	97,80	7,06	97,90	29	2,77	-21,68	2,79	-21,46
DHTi medida (%)			49,61		DHTi simulada (%)			49,09	
Ieficaz medida (A)			24,3		Ieficaz simulada (A)			41,66	

Como a alimentação do chuveiro era bifásica (em 220 V) e existe a limitação do ATP em se utilizar fontes de corrente não aterradas, o modelo foi criado para uma alimentação monofásica (em 127 V) tendo a corrente drenada sido modificada a fim de se modelar um chuveiro eletrônico monofásico. Os harmônicos da medição estão em porcentagem. Desta forma, é possível comparar a simulação e a medição, provando-se a qualidade da modelagem realizada.

É notável por meio da tabela 4.32 que o modelo criado e as medições têm respostas harmônicas semelhantes, validando o modelo do chuveiro eletrônico.

o **Modelagem do primário com o uso de chuveiros eletrônicos nos secundários**

O número de chuveiros que foram incluídos por transformador no modelo do primário foi determinado através de análise da quantidade de chuveiros que seria possível estarem funcionando simultaneamente, além de considerar as limitações de carga máxima de cada transformador.

Uma pesquisa bibliográfica foi realizada a fim de quantificar este número de chuveiros que corresponderia a uma situação possível de ocorrer na prática para uma determinada quantidade de residências ligadas a cada transformador. Em [63], é informado o fator de demanda utilizado para dimensionamento de condutores em uma instalação residencial em relação à quantidade de chuveiros na mesma. Por analogia, para o transformador de 45 kVA, onde existem 39 residências com talvez 1 chuveiro por residência, o dimensionamento do secundário seria feito utilizando um fator de demanda de 0,26, o que corresponde a 10 chuveiros ligados ao mesmo tempo. Esta quantidade de chuveiros ligados ao mesmo tempo sobrecarregaria o transformador de 45 kVA, sendo impraticável. Em [64,65,66], são apresentados fatores de demanda próximos ao apresentado em [63]. Na falta de dados melhores para a escolha do número de chuveiros, resolveu-se utilizar o critério da potência nominal do transformador como limitador destes.

Calculou-se o número de chuveiros em uso simultâneo através da folga de potência no transformador no horário de 21h. Inicialmente foi realizada esta análise para o transformador de 45 kVA sendo, depois, estendida aos demais transformadores.

Na tabela 4.33 é apresentado o carregamento no transformador de 45 kVA às 21h antes da ligação dos chuveiros eletrônicos, e através da diferença entre a sua potência aparente nominal e a potência aparente de carga neste horário foi determinada a quantidade de chuveiros eletrônicos que poderiam ser ligados ao mesmo.

Tabela 4.33 – Carregamento do transformador de 45kVA às 21h sem chuveiro eletrônico

P (kW)	Q (kVAr)	S (kVA)
18,93	10,31	21,56

Considerando que a potência de um chuveiro eletrônico de 6800 W com 2/3 da potência é aproximadamente 4800 VA (vide tabela 4.31) e que a potência aparente utilizada pelo transformador no horário é de 21,56 kVA (vide tabela 4.33), seria possível a inclusão de 4,88 chuveiros para se alcançar o carregamento de 100% no transformador. Desta forma, decidiu-se acrescentar 5 chuveiros eletrônicos no transformador de 45 kVA.

Uma análise similar foi realizada para determinar o número de chuveiros ligados aos transformadores de 75 e 112,5 kVA. Os dados do consumo de potência dos transformadores estão mostrados na tabela 4.34.

Tabela 4.34 – Carregamento dos demais transformadores às 21h sem chuveiro eletrônico

	P (kW)	Q (kVAr)	S (kVA)
Transformador de 75kVA – 21h	29,3	15,6	33,2
Transformador de 112,5kVA – 21h	44,6	20,1	48,9

Assim, para alcançar a potência nominal destes transformadores, seria necessária a inclusão de 8,71 e 13,25 chuveiros eletrônicos. Optou-se então por incluir 8 chuveiros no transformador de 75 kVA e 13 chuveiros no transformador de 112,5 kVA. A distribuição de chuveiros por fase foi realizada de forma mais distribuída possível, de acordo com a tabela 4.35.

Tabela 4.35 – Divisão de chuveiros eletrônicos por fase para cada transformador

Transformadores	Número de chuveiros			
	Fase A	Fase B	Fase C	Total
45kVA às 21h	2	2	1	5
75kVA às 21h	3	2	3	8
112,5kVA às 21h	4	4	5	13

A utilização de 5 chuveiros no transformador de 45 kVA fez com que o mesmo trabalhasse um pouco acima da sua potência nominal (cerca de 1%). Porém essa elevação de carga é tão pequena que não é capaz de gerar uma diminuição de vida útil considerável do transformador. Os demais transformadores estão com carga abaixo da sua nominal.

A simulação foi realizada e as tensões e correntes no início, meio e fim do primário foram obtidas. Estes resultados encontram-se na tabela 4.36. Para analisar se as novas distorções harmônicas estavam dentro do permitido, foram ilustrados nas figuras 4.29 a 4.34 os espectros harmônicos das tensões e correntes nos três pontos do alimentador, sendo indicados os valores mais significativos nas figuras.

Adotando o mesmo procedimento anterior utilizado na construção da tabela 4.29, foram calculadas as correntes de curto-circuito no início, meio e fim do alimentador após a inclusão destes chuveiros eletrônicos. Os valores finais de curto-circuito utilizados foram considerados como a média simples entre as correntes das três fases. Após o cálculo, os limites de DHTi encontrados para este caso são ilustrados na tabela 4.37.

Tabela 4.36 – Resultados de simulação do primário com chuveiros eletrônicos

	Corrente na saída da subestação			Corrente no meio do primário			Corrente no Extremo do primário		
	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)
Corrente	237,38	241,88	237,23	118,59	118,58	115,88	32,33	32,50	30,59
DHT (%)	16,6	14,79	14,92	23,90	21,63	22,93	12,14	12,13	9,60
	Tensão na saída da subestação			Tensão no meio do primário			Tensão no Extremo do primário		
	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)
Tensão	6565	6564	6565	6032	6056	6111	5908	5939	6003
DHT (%)	1,22	1,22	1,54	10,03	8,59	10,38	10,30	8,78	10,62

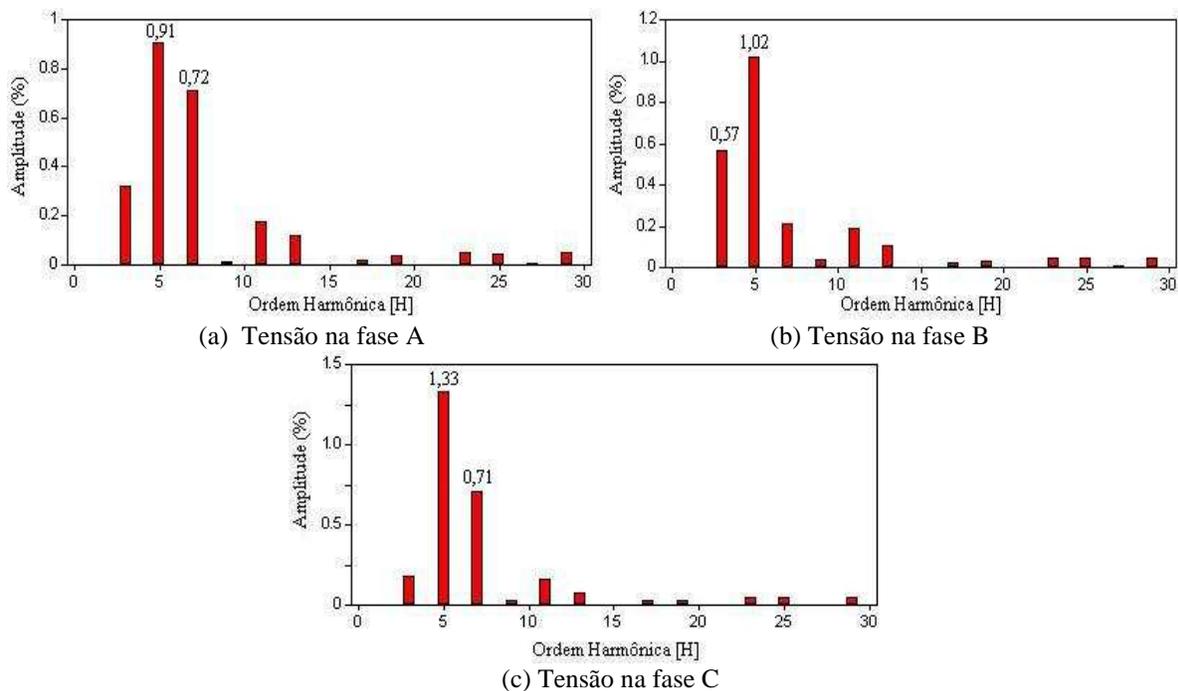


Fig. 4.29 – Tensões no início do primário com chuveiros eletrônicos às 21h

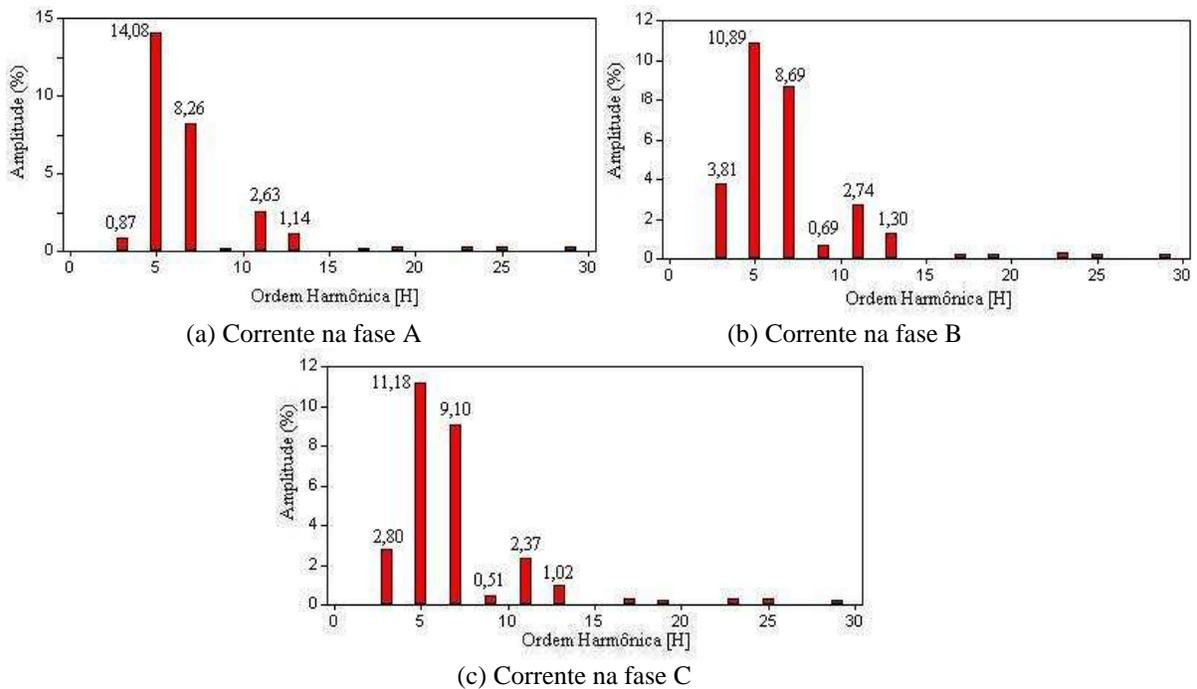


Fig. 4.30– Correntes no início do primário com chuveiros eletrônicos às 21h

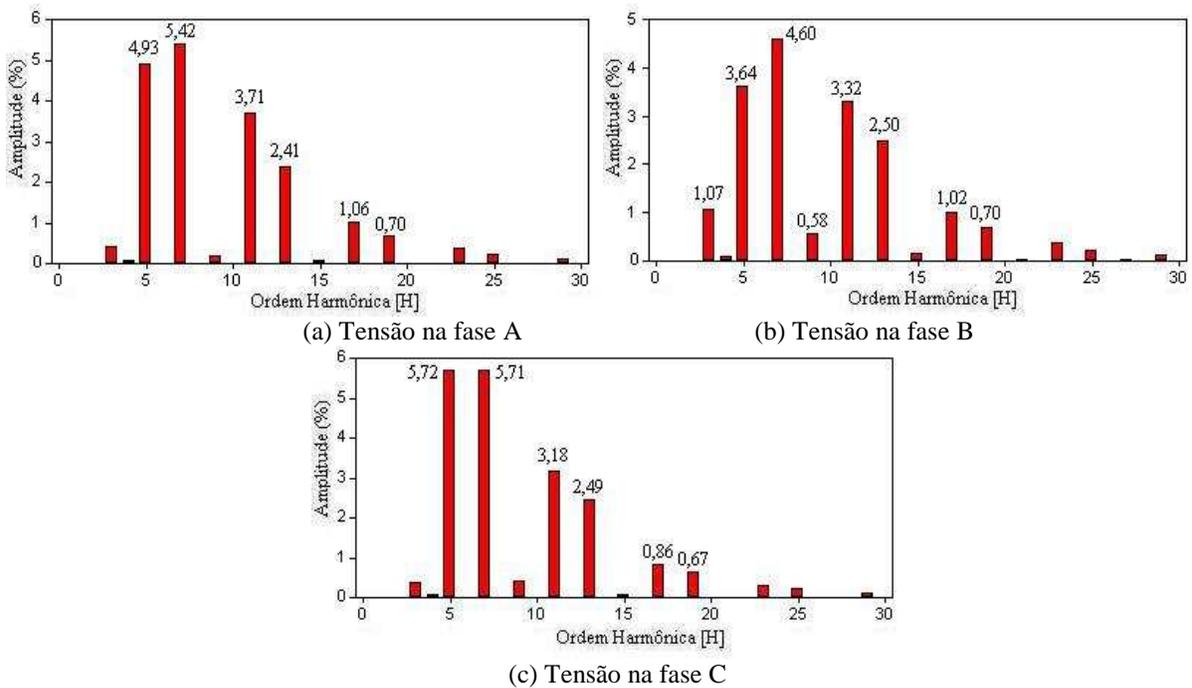


Fig. 4.31– Tensões no meio do primário com chuveiros eletrônicos às 21h

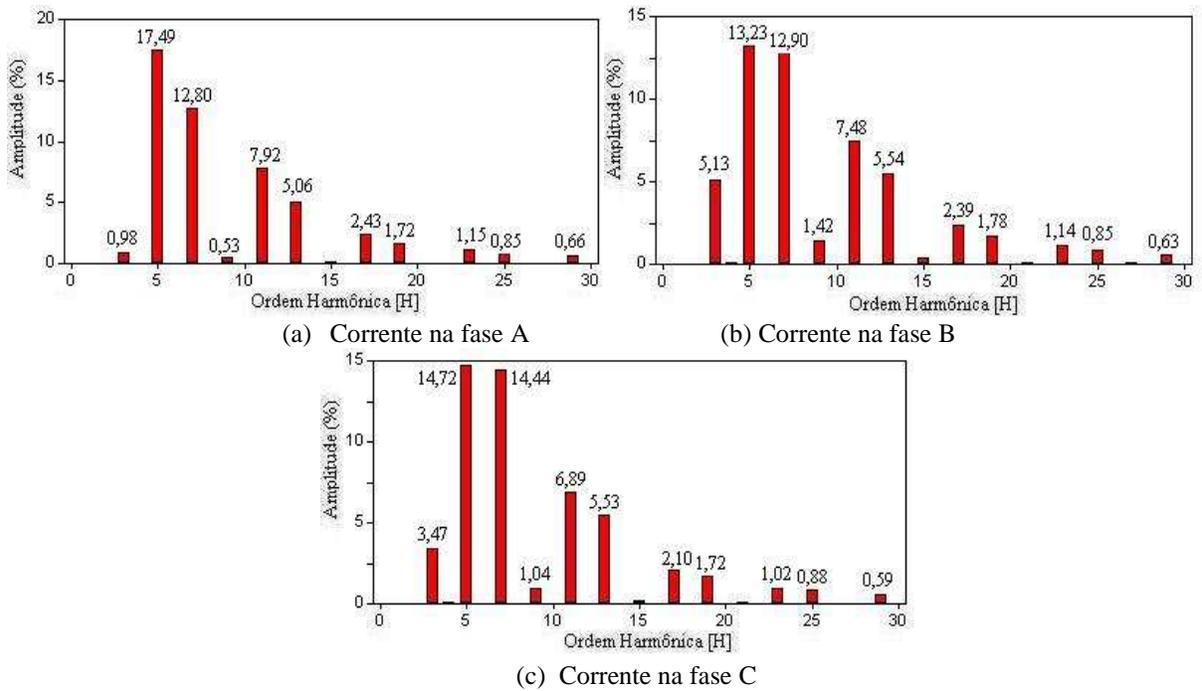


Fig. 4.32 – Correntes no meio do primário com chuveiros eletrônicos às 21h

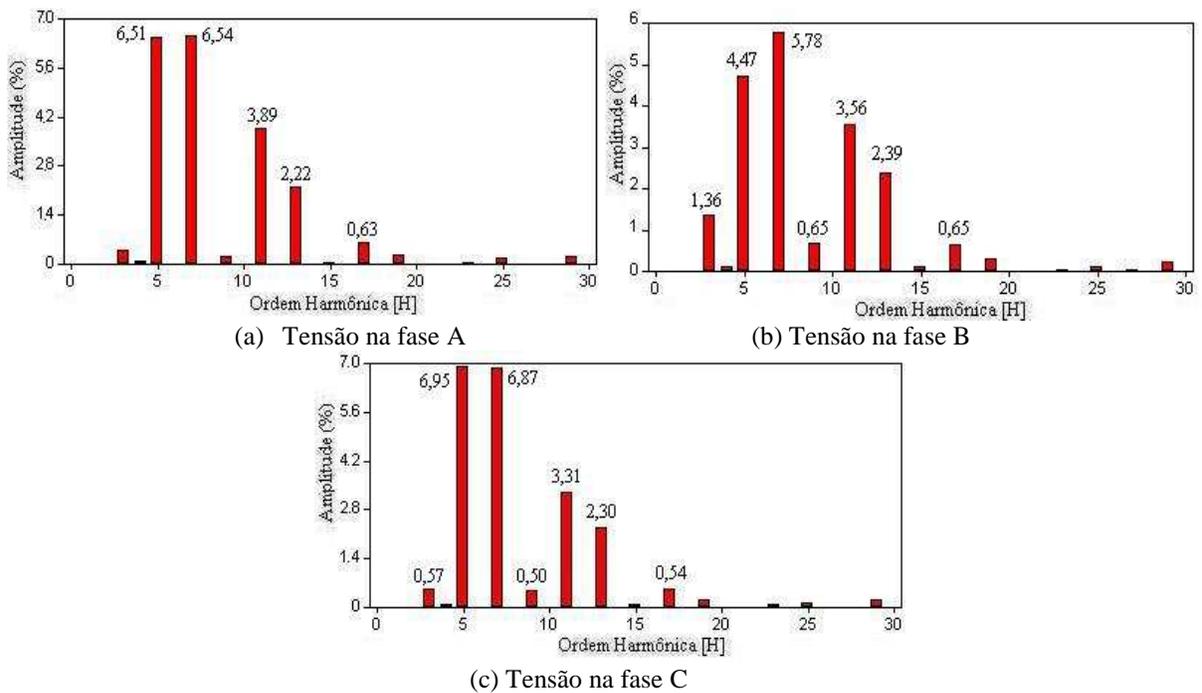


Fig. 4.33 – Tensões no final do primário com chuveiros eletrônicos às 21h

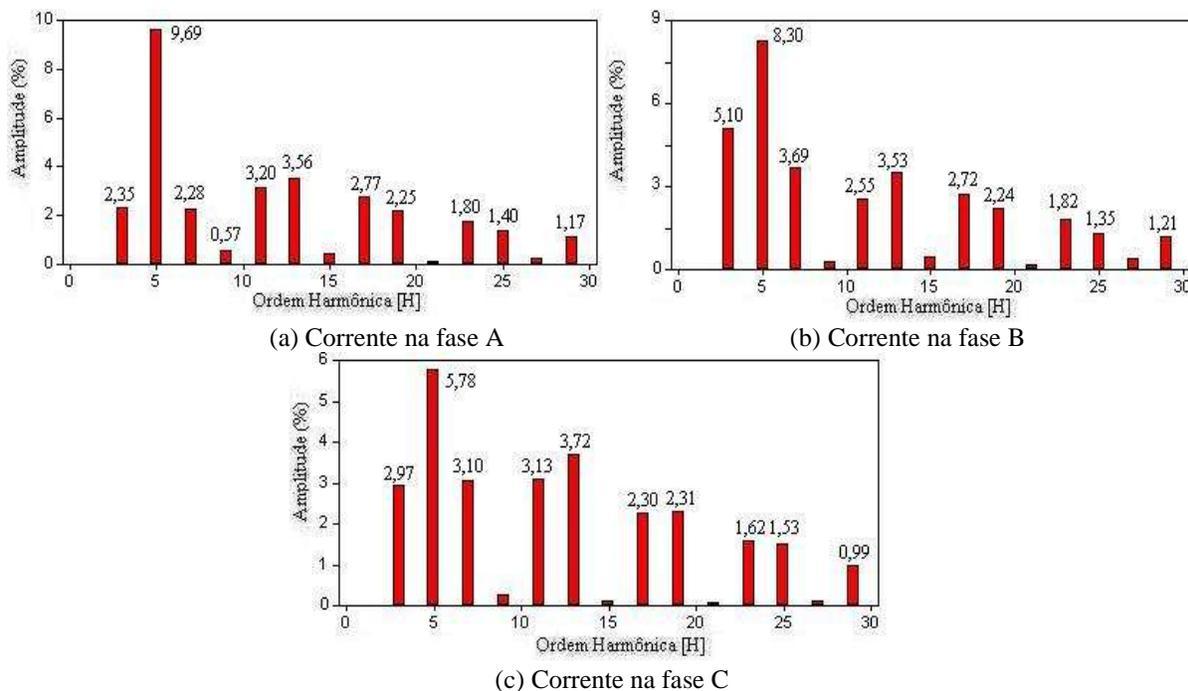


Fig. 4.34 – Correntes no final do primário com chuveiros eletrônicos às 21h

Tabela 4.37 – Limites de DHTi para cada ponto do primário

-	Corrente na saída da subestação	Corrente no meio do primário	Corrente no extremo do primário
$I_{\text{carga}} \text{ (A)}$	236,0	114,8	31,6
$I_{\text{CC}} \text{ (A)}$	15390	2545	1453
$I_{\text{CC}}/I_{\text{carga}} \text{ (A)}$	64,36	22,17	45,98
Limite DHTi (%)	12	8	8

Nota-se que, para todos os pontos do primário, a DHTi é superior à recomendada pelo guia IEEE 519. As distorções harmônicas de tensão no ponto médio do alimentador e em seu final apresentaram também valores elevados, sendo superiores aos permitidos pelo ONS. Na saída da subestação, a distorção harmônica de tensão foi baixa devido à modelagem da tensão do primário do transformador de 30 MVA ter sido realizada através de uma fonte de potência infinita. Assim, as distorções de tensão apresentadas neste ponto não correspondem aos valores próximos ao esperado. As DHTis no meio do alimentador foram superiores às DHTis no início do alimentador provavelmente devido a uma ressonância paralela entre o banco de capacitores e o sistema, o que elevou as distorções neste ponto.

Em relação aos valores individuais apresentados nas figuras 4.29 a 4.34, a maioria dos harmônicos de baixa ordem (principalmente 5° e 7°), tanto em tensão quanto corrente, apresentaram valores superiores aos máximos permitidos.

4.3 Conclusões gerais

O modelo do alimentador primário apresentou valores de distorção harmônica abaixo dos limites estipulados pelos guias harmônicos considerados. Os valores encontrados no alimentador secundário se aproximaram dos valores obtidos para as cargas em medição, o que valida a modelagem realizada. No modelo do alimentador primário, os valores das distorções harmônicas (tanto de tensão quanto corrente) alcançados permitiram uma análise do aumento/diminuição das distorções ao longo do alimentador. Além disso, como a simulação do primário foi realizada para dois horários diferentes, houve a possibilidade de comparação das distorções harmônicas nestes horários. Por fim, a modelagem realizada foi utilizada para a criação de um cenário futuro baseado na popularização de equipamentos de elevada potência e DHTi, representados pelo chuveiro eletrônico.

Nesta situação futura, os harmônicos de tensão e corrente apresentaram valores superiores ao máximo permitido, sendo necessárias medidas de mitigação de harmônicos para que estas distorções se mantenham em valores abaixo dos recomendados pelos guias de limites harmônicos existentes e, com isso, efeitos em equipamentos como os citados no capítulo 2 sejam minimizados.

Uma opção para mitigação destes harmônicos é a utilização de filtros de harmônicos. Este é o tema do próximo capítulo desta dissertação.

5 MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS NO ALIMENTADOR PRIMÁRIO

Com o aumento das distorções harmônicas no sistema analisado no capítulo 4 (com a inclusão de chuveiros eletrônicos) para valores acima dos permitidos por normas e guias de harmônicos, a necessidade de uma medida de mitigação de harmônicos foi constatada. No anexo D desta dissertação são apresentadas as principais topologias de filtros passivos e ativos existentes atualmente, sendo neste capítulo apresentado o projeto e a simulação de um filtro passivo para minimizar a distorção harmônica no alimentador primário estudado. A opção pelo projeto de um filtro passivo deve-se ao fato deste ser o mais utilizado hoje devido ao seu menor preço de instalação em relação ao filtro ativo.

5.1 Caracterização do alimentador

Para decidir o tipo de filtro e para qual ordem harmônica este deveria ser projetado, os harmônicos individuais de tensão e corrente apresentados nas figuras 4.29 a 4.34 foram analisados. Notou-se uma dominância do quinto e do sétimo harmônicos, tanto na tensão quanto na corrente, além de uma grande quantidade de harmônicos de ordens superiores a estas.

Uma outra característica importante para o projeto do filtro passivo é o tipo de injeção harmônica no sistema. Por se tratar de um alimentador de energia, as cargas harmônicas estão distribuídas de forma homogênea ao longo do mesmo. Dessa forma, não há um ponto de injeção harmônica concentrada em um único local, o que facilitaria a escolha do local de alocação do filtro.

A presença de um banco de capacitores aproximadamente no centro do alimentador primário, para melhoria da tensão, sugere inicialmente a alocação do filtro neste ponto, uma vez que o mesmo pode utilizar parte ou toda a capacitância do banco. O banco de capacitores, devido a sua impedância capacitiva, funciona como um filtro passa-altas de primeira ordem, filtrando harmônicos de ordens elevadas. Porém, como para todo filtro passivo, o banco de capacitores e o sistema elétrico possuem uma frequência de ressonância. Se esta frequência estiver próxima à frequência de uma corrente harmônica que exista no sistema, o banco de capacitores amplificará a distorção harmônica de corrente.

A análise da frequência de ressonância do sistema, próximo ao banco, pode ser realizada através de (2.12). A potência reativa fornecida pelo banco capacitor é de 600 kVAR enquanto a potência de curto circuito no ponto de instalação do banco é de aproximadamente 30 MVA (valor obtido através da simulação dos terminais do banco de capacitores curto-circuitados no ATP). A frequência ressonante do sistema é:

$$Hr = \sqrt{\frac{MVAsc}{MVar_{cap}}} = \sqrt{\frac{30MVA}{0,6MVar}} = 7,07 \quad (5.1)$$

Como a frequência de ressonância encontrada está muito próxima ao sétimo harmônico, haverá uma amplificação das correntes harmônicas de frequência igual ou próxima a esta ordem. Isso pode ser constatado pela comparação entre as correntes harmônicas obtidas em uma simulação com e sem o banco de capacitores. Foi realizada esta simulação do alimentador na presença de chuveiros eletrônicos com e sem o banco de capacitores e as correntes no centro do alimentador foram obtidas. Com a transformada de Fourier, as correntes nestas duas situações foram discretizadas, possibilitando a comparação dos harmônicos individuais. Estes resultados no ponto de instalação do banco de capacitores encontram-se na tabela 5.1. Os harmônicos pares e múltiplos de três (com exceção do terceiro harmônico) não foram mostrados na tabela por apresentarem valores de amplitude baixos.

Tabela 5.1 – Comparação das correntes nas simulações com e sem banco de capacitores

Ordem	Correntes na fase A				Correntes na fase B				Correntes na fase C			
	Com banco de capacitores		Sem banco de capacitores		Com banco de capacitores		Sem banco de capacitores		Com banco de capacitores		Sem banco de capacitores	
	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo	Módulo	Ângulo
1	115,36	13,16	123,82	0,90	115,92	-108,31	125,82	-120,17	112,97	132,3	122,27	120,11
3	1,13	136,26	1,43	127,13	5,95	-71,87	5,17	-74,70	3,92	91,39	3,65	95,69
5	20,18	-4,55	12,64	-6,25	15,34	123,2	10,9	134,12	16,63	-131,93	7,92	-126,70
7	14,77	83,33	3,05	106,01	14,95	-29,01	4,57	-24,80	16,31	-152,88	3,77	-163,80
11	9,14	123,03	4,20	-51,42	8,67	-108,23	3,12	70,20	7,78	5,67	3,75	175,98
13	5,84	-103,65	4,62	74,13	6,43	136,47	4,46	-44,17	6,24	10,86	4,70	-163,10
17	2,8	-17,12	3,62	166,90	2,77	112,76	3,50	-66,10	2,37	-131,84	2,90	47,01
19	1,99	135,85	2,90	-46,30	2,06	12,97	2,90	-163,53	1,95	-108,04	2,86	76,10
DHTi (%)	23,90		12,30		21,63		12,10		22,93		10,50	

Quantificou-se a amplificação das correntes harmônicas no centro do alimentador devido ao banco de capacitores dividindo-se o valor do módulo de corrente encontrado nas três fases da simulação com o banco pelos módulos de corrente da simulação sem o mesmo.

Na tabela 5.2 foram apresentados os resultados. Eles mostram claramente que a maior amplificação de corrente está no sétimo harmônico (cerca de quatro vezes) seguido dos harmônicos próximos a este (quinto e décimo primeiro). Nos harmônicos de ordem mais elevada (décimo sétimo e décimo nono) houve uma atenuação nas correntes, sendo notável a característica do banco como filtro passa-alta. Esse comportamento comprova a existência de uma ressonância próxima ao sétimo harmônico que está amplificando as correntes harmônicas do sistema de ordem próxima a esta. Essa amplificação resulta em um aumento da DHTi nas três fases de aproximadamente 100%. A inclusão do filtro corrigirá essa amplificação, deslocando o ponto de ressonância atual para uma frequência onde não exista quantidade considerável de harmônicos.

Tabela 5.2- Relação entre as correntes da mesma fase nas simulações com e sem o banco de capacitores

Ordem	Fase A	Fase B	Fase C
1	0,93	0,92	0,92
3	0,79	1,15	1,07
5	1,60	1,41	2,10
7	4,84	3,27	4,33
11	2,18	2,78	2,07
13	1,26	1,44	1,33
17	0,77	0,79	0,82
19	0,69	0,71	0,68

5.2 Escolha e projeto do filtro

Optou-se por utilizar inicialmente toda capacitância do banco de capacitores para o projeto do filtro. Dessa forma, a injeção de potência capacitiva no alimentador será a mesma após a instalação do filtro do que era antes. Para facilitar a análise do comportamento do filtro, o primário, por ser bastante extenso, foi modelado pelo seu equivalente de Thevenin [67]. Verificaram-se as tensões nas três fases no ponto de conexão do banco de capacitores em regime permanente e calcularam-se as correntes de curto-circuito neste ponto (I_{cc}). Com estas informações é possível modelar o sistema visto do ponto de conexão ao banco. Os valores de tensão e I_{cc} são apresentados na tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Tensões e correntes de curto-circuito no ponto de conexão do banco

Tensões em regime permanente (V)			I_{cc} (A)		
Fase A	Fase B	Fase C	Fase A	Fase B	Fase C
6393∠29,25°	6399∠-90,76°	6406∠149,2°	1492∠-17,79°	1609∠-137,5°	1587∠97,79°

A impedância de Thevenin pode ser encontrada a partir de:

$$Z_{th} = \frac{V_{th}}{I_{cc}} \quad (5.2)$$

Onde, V_{th} = Tensão no ponto de conexão do banco obtida através da simulação.

Aplicando (5.2) com os dados da tabela 5.3 obtém-se as impedâncias de Thevenin das três fases (Z_{th_A} , Z_{th_B} e Z_{th_C} para as fases A, B e C, respectivamente), como sendo:

$$Z_{th_A} = 4,29\angle 47,04^\circ \Omega = (2,92 + 3,14j) \Omega$$

$$Z_{th_B} = 3,98\angle 46,74^\circ \Omega = (2,73 + 2,90j) \Omega$$

$$Z_{th_C} = 4,04\angle 51,41^\circ \Omega = (2,52 + 3,16j) \Omega$$

Os circuitos Thevenin, vistos no ponto de conexão do banco capacitor, para as três fases, são mostrados na figura 5.1.

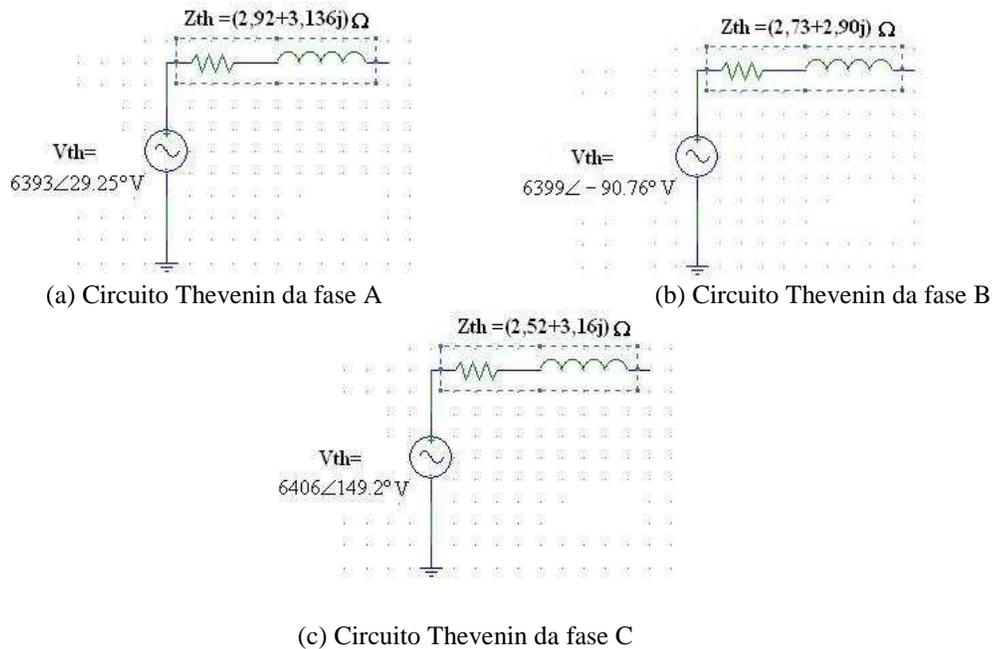


Fig. 5.1 – Equivalente do sistema visto do banco de capacitores

5.2.1 Filtro sintonizado de quinto harmônico

Os projetos dos filtros apresentados neste item foram realizados seguindo a norma IEEE Std 1531 [68], tendo sido seguidas suas considerações e equações.

Inicialmente foi projetado um filtro sintonizado no quinto harmônico, uma vez que este é o harmônico dominante no sistema. O filtro trifásico foi conectado em estrela aterrada e alocado no mesmo ponto onde existia o banco de capacitores.

Considerando 200 kVAr por fase no banco de capacitores ligado em Y, calculou-se a reatância efetiva do filtro (X_{eff}) através da potência reativa (Q) do mesmo e da tensão fase-neutro nominal (V) da barra onde o banco está ligado:

$$X_{eff} = \frac{V^2}{Q} = \frac{(11,4kV/\sqrt{3})^2}{200kVAr} = 216,6\Omega \quad (5.3)$$

Como o filtro sintonizado possui um indutor em série com o capacitor, é necessário que a potência reativa que o indutor irá consumir do capacitor seja compensada para que o filtro possa fornecer ao sistema a quantidade de potência reativa desejada [68]. O cálculo da reatância capacitiva do banco de capacitores (X_c) considerando este efeito é feito através de:

$$X_c = \left(\frac{n^2}{n^2 - 1} \right) \times X_{eff} \quad (5.4)$$

onde,

n = ordem do harmônico a ser filtrado

Como esta simulação tem como objetivo exemplificar o uso de filtros passivos na mitigação da distorção harmônica e, por simplificação, não são consideradas alterações nos parâmetros físicos dos capacitores e indutores do filtro devido aos seus envelhecimentos, optou-se por fazer o projeto para a frequência exata da sintonia ($n = 5$). Então:

$$X_c = \left(\frac{(5)^2}{(5)^2 - 1} \right) \times 216,6 = 225,6 \, \Omega$$

$$\text{Como } X_c = \frac{1}{(w \times C)}, \quad (5.5)$$

$$\mathbf{C = 11,76 \, \mu F}$$

A reatância indutiva (X_l) do filtro pode ser encontrada a partir da relação:

$$X_l = \frac{X_c}{n^2} = \frac{226,9}{(5)^2} = 9,025 \, \Omega \quad (5.6)$$

$$\text{Como } X_l = w \times L,$$

$$\mathbf{L = 23,94 \, mH}$$

A resistência do filtro está ligada ao fator de qualidade do mesmo. Para um fator de qualidade de 50, utilizando (D.1) tem-se:

$$R = \frac{X_o}{FQ} = \frac{45,13}{50} = 0,90 \, \Omega, \quad (5.7)$$

$$\text{Assim, } \mathbf{R = 0,90 \, \Omega}$$

A resposta de frequência deste filtro foi obtida com o software PSPICE utilizando o equivalente de Thevenin do sistema, uma vez que o recurso de resposta em frequência deste software é mais completo que o do ATP. O sistema construído para a fase A na simulação está ilustrado na figura 5.2. Os harmônicos de corrente das cargas foram modelados através de uma fonte de corrente de amplitude 1A com frequência variável.

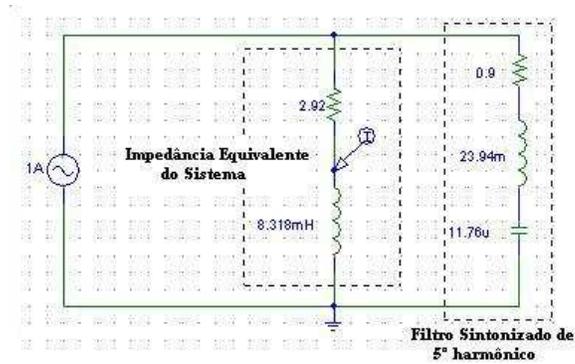


Fig. 5.2 – Equivalente do sistema e do filtro visto do ponto de alocação do filtro – fase A

Como o foco principal é a corrente harmônica que circula no sistema, foi realizada uma análise de resposta em frequência da corrente que circula neste após a instalação do filtro. A curva encontrada está ilustrada na figura 5.3.

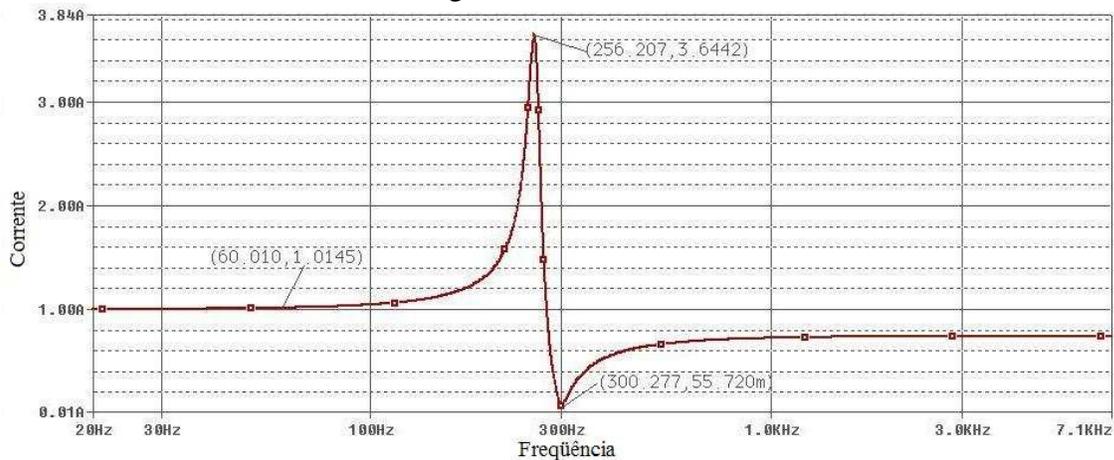


Fig. 5.3 – Resposta em frequência da corrente no sistema com o filtro de 5º harmônico

Nota-se nesta figura que o filtro funciona como esperado, sendo sintonizado em 300 Hz (quinto harmônico) como projetado. Em 60 Hz praticamente toda a corrente passa pelo sistema, sendo o filtro praticamente um circuito aberto para essa frequência (toda a corrente de 1 A circula no sistema). Pouco antes de 100 Hz, a corrente começa a ser amplificada pela ressonância paralela do filtro com o sistema, tendo seu máximo em 256 Hz. Como este ponto de ressonância está localizado em uma frequência próxima ao quarto harmônico e não existem correntes consideráveis nesta frequência (como mostrado no capítulo 4), não é esperada uma amplificação considerável devido a esse pico de ressonância. O terceiro harmônico (180 Hz) será um pouco amplificado porém, como este está presente em pequena quantidade no alimentador, não deverá haver grande quantidade de terceiro harmônico no sistema.

Após essa análise prévia, o filtro projetado foi utilizado na simulação no ATPDraw do alimentador primário, substituindo o banco de capacitores. A distorção harmônica de tensão e corrente no sistema, além dos valores de tensão e corrente eficaz, são apresentadas na tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Tensões e correntes no alimentador primário após a inclusão do filtro de 5ª ordem

	Corrente na saída da subestação			Corrente no meio do primário			Corrente no extremo do primário		
	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)
Corrente	234,93	240,16	235,33	115,70	116,38	113,27	32,39	32,58	30,67
DHT(%)	7,55	8,03	7,53	6,30	7,79	6,71	13,65	14,14	12,10
	Tensão na saída da subestação			Tensão no meio do primário			Tensão no extremo do primário		
	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)	Va(V)	Vb(V)	Vc(V)
Tensão	6575	6575	6576	6062	6090	6130	5889	5927	5981
DHT(%)	-	-	-	4,61	4,42	4,34	6,44	6,16	6,03

É notável a diminuição da distorção harmônica de corrente na saída do alimentador primário da subestação e próximo ao ponto de alocação do filtro em relação aos valores obtidos na simulação antes da sua inclusão (vide tabela 4.36). Esta grande diminuição ocorreu devido ao fato do filtro está drenando uma grande parcela do quinto harmônico, impedindo então que esta corrente harmônica circule no alimentador. Um outro fator determinante para essa diminuição da distorção harmônica é que a inclusão do filtro deslocou o ponto de ressonância do sistema, que antes estava muito próximo do sétimo harmônico, para um valor de 4,42.

Nota-se que as correntes e tensões no início e no meio do alimentador passaram a ter valores de DHTi abaixo do limite estipulado pela norma IEEE, mas as distorções de corrente e tensão entre o filtro e o final do alimentador estão elevadas. O filtro apenas diminuiu consideravelmente os harmônicos que circulam entre o início do alimentador e o ponto de alocação do filtro pelo fato das cargas harmônicas estarem distribuídas. Entre o filtro e o final do alimentador, as distorções harmônicas de corrente praticamente não se alteraram. Então, para melhorar as distorções harmônicas na maior parte do alimentador, resolveu-se dividir o filtro de quinto harmônico em três partes no sistema: uma parte próxima ao início do alimentador, outra no ponto onde existia o banco capacitor e outra próxima ao seu final.

Com a inclusão do filtro dividido em três partes, criou-se quatro áreas no sistema: do início do primário até o primeiro filtro (área 1); do primeiro filtro ao filtro central (área 2); do filtro central ao terceiro filtro (área 3) e do terceiro filtro ao final do alimentador (área 4). Essas áreas são mostradas na figura 5.4, que apresenta o alimentador já com a inclusão dos filtros distribuídos. Como estas áreas apresentarão distorções harmônicas diferentes (cada área sofrerá influência maior do filtro mais próximo) incluiu-se, na simulação, um ponto de medição na área 3 do sistema. Com esta inclusão, todas as áreas possuem um medidor de tensão e um de corrente, possibilitando uma análise mais completa do alimentador. A posição dos medidores foi apresentada na figura 5.4 através da numeração de sua área (exemplo: medidores de tensão e corrente da área 1 são denominados medidores 1; da área 2 – medidores 2 e assim por diante).

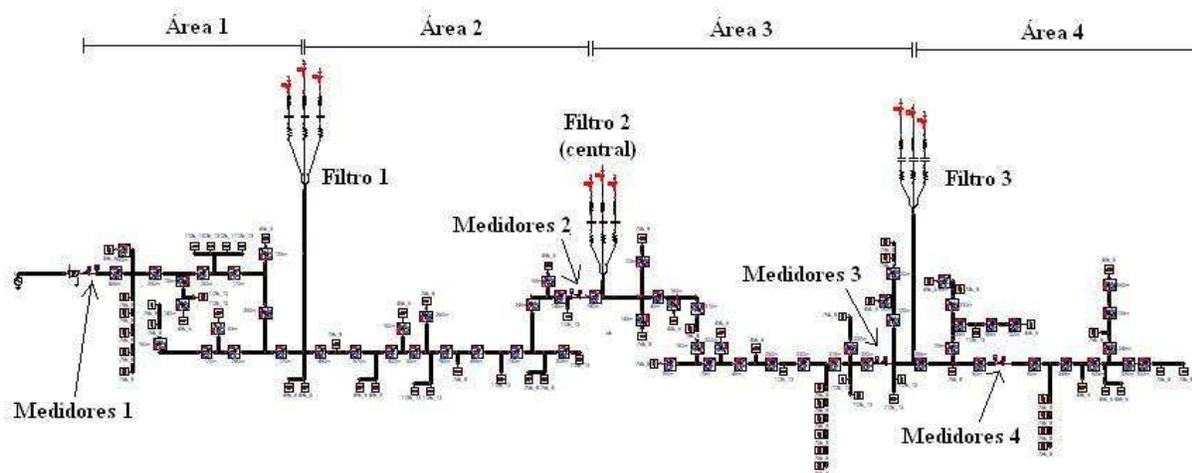


Fig. 5.4 – Alimentador primário com filtro de quinta ordem dividido

Para realizar esta simulação, o filtro precisou ser reprojeto para que, no total, os filtros continuassem fornecendo a mesma quantidade de reativo. Como agora haverá três filtros por fase, cada banco de capacitores monofásico deverá fornecer 66,67 kVAr. Os mesmos passos anteriores realizados com as equações (5.3) até (5.7) foram seguidos, apenas considerando $Q=66,67$ kVAr. O fator de qualidade utilizado continuou sendo o mesmo de 50. Os valores encontrados para os filtros foram:

$$C=3,919 \mu\text{F}$$

$$L=71,81 \text{ mH}$$

$$R=2,71 \Omega$$

O sistema com os filtros distribuídos foi simulado e os valores obtidos são apresentados na tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Tensões e correntes no alimentador após inclusão do filtro distribuído

	Corrente na saída da subestação – Medidor 1			Corrente no meio do primário – Medidor 2			Corrente no extremo do primário – Medidor 3			Corrente no extremo do primário – Medidor 4		
	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)
Corrente	234,87	239,70	234,74	118,10	118,96	115,89	62,71	63,86	61,53	33,06	33,20	32,32
DHT(%)	10,65	9,57	8,28	6,70	7,36	7,35	7,82	7,78	6,27	14,14	14,67	12,56
	Tensão na saída da subestação – Medidor 1			Tensão no meio do primário – Medidor 2			Tensão no extremo do primário – Medidor 3			Tensão no extremo do primário – Medidor 4		
	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)
Tensão	6575	6573	6575	6049	6076	6115	5888	5925	5977	5879	5917	5970
DHT(%)	-	-	-	5,01	4,66	4,74	6,44	6,07	6,05	6,54	6,17	6,14

Como pode ser visto nesta tabela, as distorções harmônicas no início do alimentador (medidor 1) e próximo ao filtro central (medidor 2) aumentaram em relação à simulação com filtro único (vide tabela 5.4), porém ainda apresentam valores de DHTi e DHTv abaixo do limite IEEE para este sistema. Na área 3 (que na simulação anterior apresentava resultados similares às apresentadas no extremo do primário), houve uma redução considerável da distorção harmônica de corrente. Com a inclusão do filtro próximo ao final do alimentador, a DHTv neste ponto não sofreu variação considerável em relação ao filtro de 5º harmônico

concentrado em um ponto. Os valores de DHTv no medidor 3 e 4 são levemente superiores aos obtidos na simulação anterior e apresentam valores superiores ao permitido pela ONS.

5.2.2 Filtros sintonizados de quinto e sétimo harmônico

Após a realização de uma transformada de Fourier nas tensões do sistema na presença do filtro distribuído de 5º harmônico, foi possível notar que os harmônicos responsáveis pela alta distorção harmônica de tensão eram principalmente o sétimo e harmônicos de ordem mais elevada (11º, 13º, entre outros). Optou-se, então, por projetar um filtro sintonizado de sétimo harmônico a fim de tentar diminuir a DHTv nos pontos onde os medidores 3 e 4 estão alocados. Optou-se também por distribuir este filtro em três partes do sistema, sendo estes os mesmos pontos onde os filtros de quinto harmônico foram colocados.

A quantidade de potência reativa fornecida pelo conjunto de filtros (5º e 7º) foi mantida em 600 kVAr, sendo metade deste valor considerada para o filtro de 5º harmônico e a outra metade ao filtro de 7º. Com a inclusão do filtro de sétimo harmônico, foi realizado novamente o projeto do filtro de quinto harmônico distribuído nos três pontos do sistema, considerando o fator de qualidade 50 e $Q = 33,33$ kVAr. Os valores encontrados foram:

$$\mathbf{C=1,96 \mu F}$$

$$\mathbf{L=143,70 mH}$$

$$\mathbf{R=5,42 \Omega}$$

O projeto do filtro de sétimo harmônico foi realizado através das equações (5.3) até (5.7), considerando $n = 7$.

$$X_c = \left(\frac{(7)^2}{(7)^2 - 1} \right) \times 1300 = 1327 \Omega$$

$$\text{Como } X_c = \frac{1}{(w \times C)},$$

$$\mathbf{C = 2,00 \mu F}$$

A reatância indutiva (X_l) do filtro é:

$$X_l = \frac{X_c}{n^2} = \frac{1327}{(7)^2} = 27,08 \Omega$$

$$\text{Como } X_l = w \times L,$$

$$\mathbf{L = 71,83 mH}$$

A resistência do filtro, utilizando (5.7), é :

$$\mathbf{R=3,79 \Omega}$$

Após o projeto dos filtros, montou-se, no PSPICE, o circuito Thevenin do sistema com os filtros na fase A para analisar a resposta em frequência da corrente que circula pelo alimentador. A análise foi realizada apenas no ponto central do alimentador. O circuito simulado encontra-se na figura 5.5. Na figura 5.6 está ilustrada a resposta em frequência da corrente que flui para o sistema.

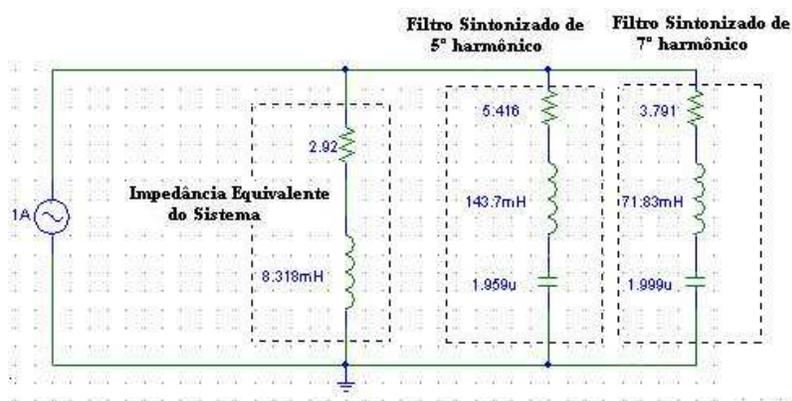


Fig. 5.5 – Sistema simulado com os filtros de 5º e 7º harmônico distribuídos

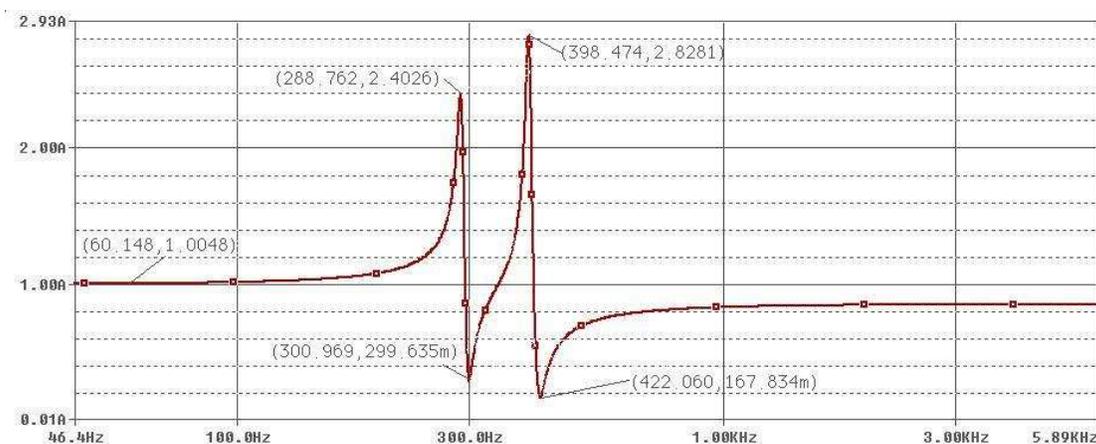


Fig. 5.6 – Resposta em frequência da corrente no sistema após a inclusão dos filtros

Através da figura 5.6 é possível notar que a amplificação gerada em 60 Hz pelo ponto de ressonância paralela do filtro de quinto harmônico é muito pequena (menos que 0,5%) o que significa que a corrente que circula no sistema em 60 Hz é basicamente a mesma gerada pela fonte de 60 Hz. O ponto de ressonância paralela do filtro de quinto harmônico está localizado em uma frequência intermediária ao terceiro e ao quinto harmônico, o que significa que este ponto não ampliará consideravelmente nenhuma corrente existente do sistema. A ressonância série do filtro de quinto harmônico está próxima da frequência de projeto (300 Hz), o que era esperado.

O filtro de sétimo harmônico incluiu uma nova ressonância paralela no sistema, tendo o seu máximo em 398 Hz. Como não existem correntes nas frequências próximas a este valor, não haverá amplificação considerável no sistema. A ressonância série do filtro está localizada próxima à frequência do sétimo harmônico (420 Hz) como era esperado. Para os harmônicos superiores ao sétimo, o filtro ainda atenua um pouco estes harmônicos.

Com os parâmetros dos filtros calculados, foi realizada a simulação do alimentador primário com os filtros alocados no ATPDraw. Os valores da tensão e corrente, além de suas DHTs, estão ilustrados na tabela 5.6.

Tabela 5.6 – Tensões e correntes no alimentador após a inclusão dos filtros de 5° e 7°

	Corrente no início do primário – Medidor 1			Corrente no meio do primário – Medidor 2			Corrente no extremo do primário – Medidor 3			Corrente no extremo do primário – Medidor 4		
	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)
Corrente	234,42	239,26	234,44	118,07	118,85	115,87	62,68	63,78	61,53	32,34	32,54	30,62
DHT(%)	8,69	7,44	6,52	6,41	6,24	7,41	7,46	6,49	6,71	13,97	14,62	12,39
	Tensão no início do primário – Medidor 1			Tensão no meio do primário – Medidor 2			Tensão no extremo do primário – Medidor 3			Tensão no extremo do primário – Medidor 4		
	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)
Tensão	6566	6563	6565	6046	6074	6113	5884	5922	5974	5875	5913	5966
DHT(%)	-	-	-	4,06	3,94	3,88	5,26	5,08	4,93	5,35	5,17	5,02

Nota-se nesta tabela que a inclusão do filtro de sétimo harmônico diminuiu as distorções harmônicas de tensão, estando todas as distorções abaixo do limite estipulado pelo ONS (6%). As distorções de corrente, em geral, também diminuíram, com exceção do final do alimentador onde os filtros não reduziram os harmônicos. Para melhor ilustrar a diminuição das distorções harmônicas totais no sistema com a inclusão dos filtros, foram apresentados na tabela 5.7 as tensões e correntes no sistema acrescido dos filtros de 5° e 7° harmônicos e sem filtros, além da diminuição percentual da distorção harmônica.

Como inicialmente as obtenções de tensão e corrente no sistema foram realizadas em três pontos e criou-se um ponto extra de análise após a inclusão do filtro de quinto harmônico distribuído, a simulação do primário sem filtros foi novamente realizada incluindo um medidor no mesmo local onde foi posicionado o medidor 3 na simulação considerando os filtros distribuídos. Com isso, a comparação entre os dois casos pode ser realizada.

Assim, comprova-se a eficácia da utilização de filtros passivos para diminuir a DHTv e a DHTi do sistema. A DHTv diminuiu em média cerca de 50% em todo alimentador enquanto que a DHTi apresentou reduções de mais de 40% em vários pontos. Apesar da diminuição da maioria das DHTis, houve o aumento das DHTis nas três fases do extremo do primário com inclusão do filtro. Como as correntes harmônicas geradas nesta parte do sistema têm apenas um caminho possível para circular (em direção ao início do alimentador), mesmo após a instalação dos filtros, as mesmas correntes circulam neste trecho com ou sem a instalação dos filtros. O aumento em si se deve ao fato do filtro mais próximo do extremo do sistema possuir uma ressonância paralela que amplifica alguns harmônicos. Assim, como este trecho não sofre a redução de distorção devido ao filtro e sofre uma discreta amplificação, a distorção de corrente tende a aumentar um pouco.

Tabela 5.7 – Comparação das tensões e correntes sem e com filtros de 5° e 7° harmônicos

	Corrente no início do primário – Medidor 1			Corrente no meio do primário – Medidor 2			Corrente no extremo do primário – Medidor 3			Corrente no extremo do primário – Medidor 4		
	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)	Ia (A)	Ib (A)	Ic (A)
Corrente sem filtro	237,38	241,88	237,23	118,59	118,58	115,88	66,49	67,87	65,50	32,33	32,50	30,59
DHTi (%)	16,60	14,79	14,92	23,90	21,63	22,93	12,30	11,64	9,80	12,14	12,13	9,60
Corrente com filtro	234,42	239,26	234,44	118,07	118,85	115,87	62,68	63,78	61,53	32,34	32,54	30,62
DHTi (%)	8,69	7,44	6,52	6,41	6,24	7,41	7,46	6,49	6,71	13,97	14,62	12,39
Redução da DHTi (%)	47,65	49,70	56,30	80,86	71,15	67,68	39,35	44,24	31,53	-15,07	-20,53	-29,06
	Tensão no início do primário – Medidor 1			Tensão no meio do primário – Medidor 2			Tensão no extremo do primário – Medidor 3			Tensão no extremo do primário – Medidor 4		
	Va(V)	Vb(V)	Vc (V)	Va (V)	Vb(V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)	Va (V)	Vb (V)	Vc (V)
Tensão sem filtro	6565	6564	6565	6032	6056	6111	5917	5948	6011	5908	5939	6003
DHTv (%)	1,22	1,22	1,54	10,03	8,59	10,38	10,27	8,75	10,60	10,30	8,78	10,62
Tensão com filtro	6566	6563	6565	6046	6074	6113	5884	5922	5974	5875	5913	5966
DHTv (%)	-	-	-	4,06	3,94	3,88	5,26	5,08	4,93	5,35	5,17	5,02
Redução da DHTv (%)	-	-	-	59,52	54,13	62,62	48,78	41,94	53,49	48,06	41,12	52,73

Para analisar se os harmônicos individuais no sistema com a utilização dos filtros estão abaixo dos limites permitidos por normas (ou guias), foram apresentadas as porcentagens dos harmônicos em relação às fundamentais das correntes e tensões obtidas nas figuras 5.7 a 5.13.

Com bases nos valores estipulados na tabela 2.5 (para corrente) e na tabela 2.11 (para tensão), conclui-se que todos os harmônicos individuais nas áreas com influência dos filtros apresentam valores abaixo dos limites estabelecidos no guia IEEE e pelo ONS. Dessa forma, as distorções harmônicas do sistema, após a inclusão dos filtros, estão dentro do permitido.

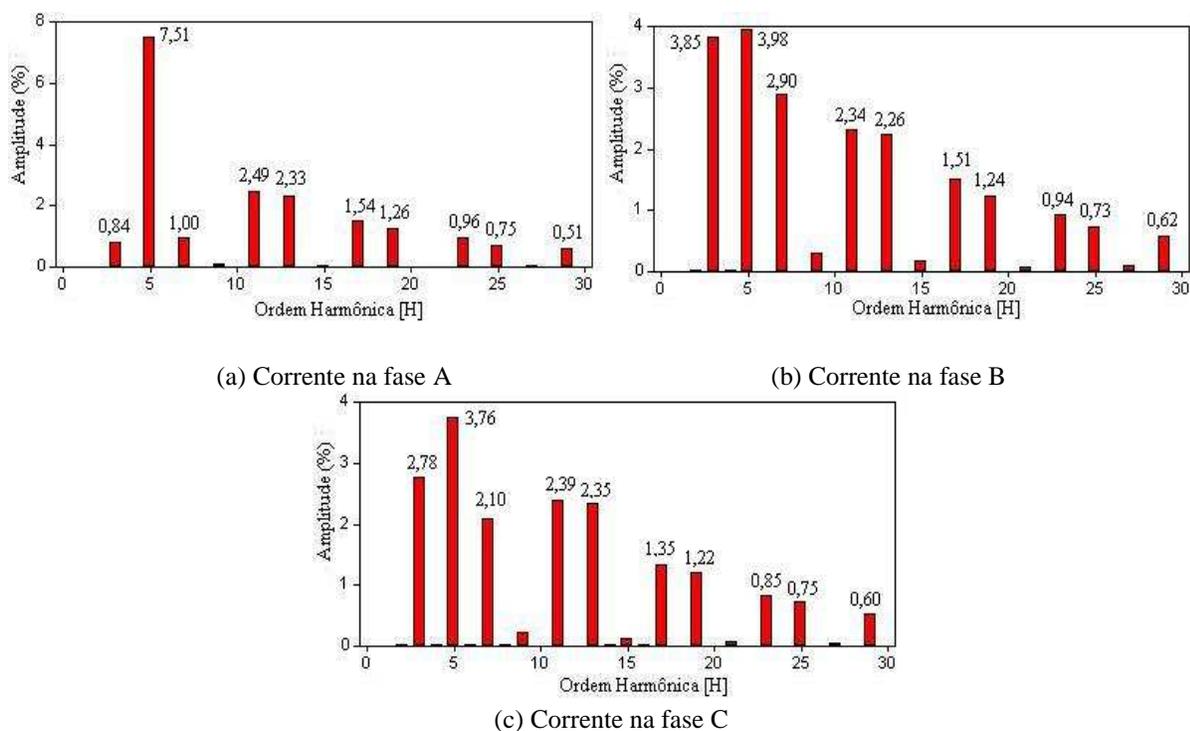


Fig. 5.7 – Correntes no medidor 1 do alimentador primário

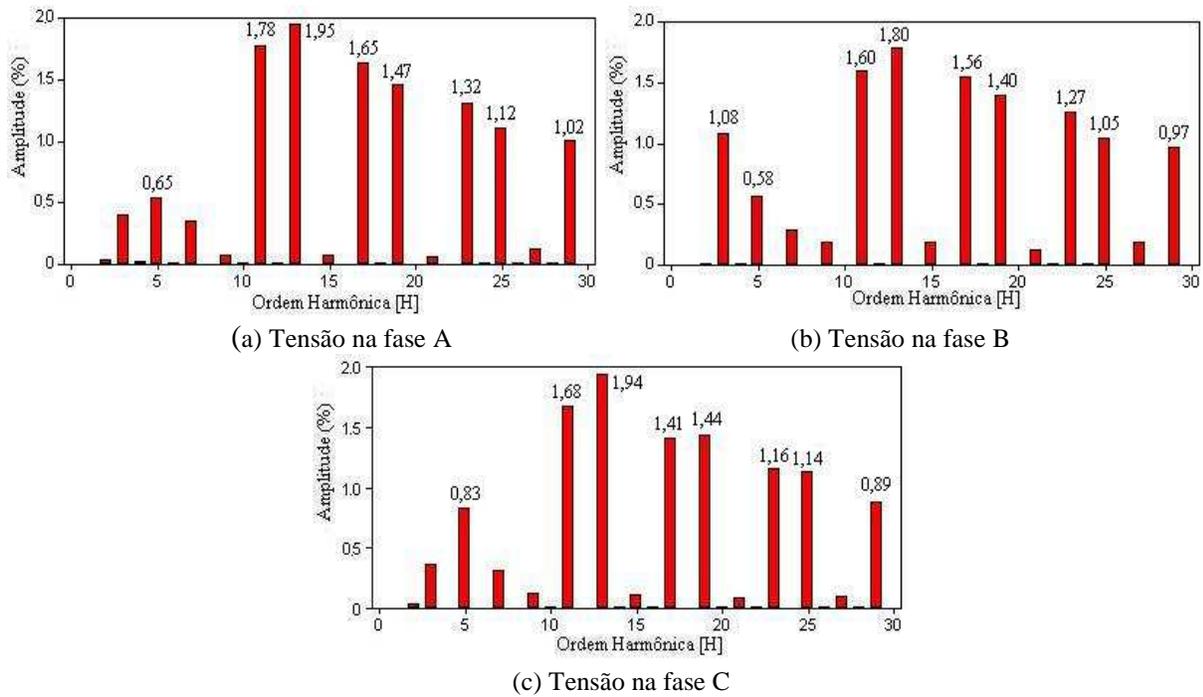


Fig. 5.8 – Tensões no medidor 2 do alimentador primário

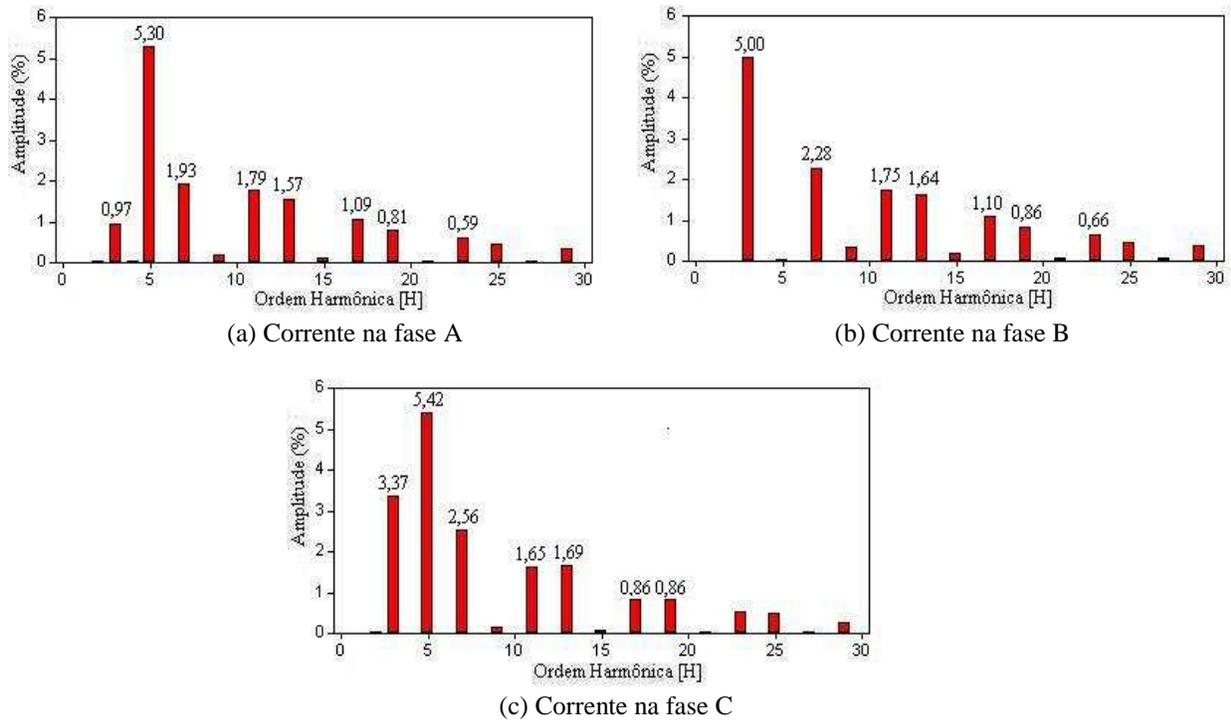


Fig. 5.9 – Correntes no medidor 2 do alimentador primário

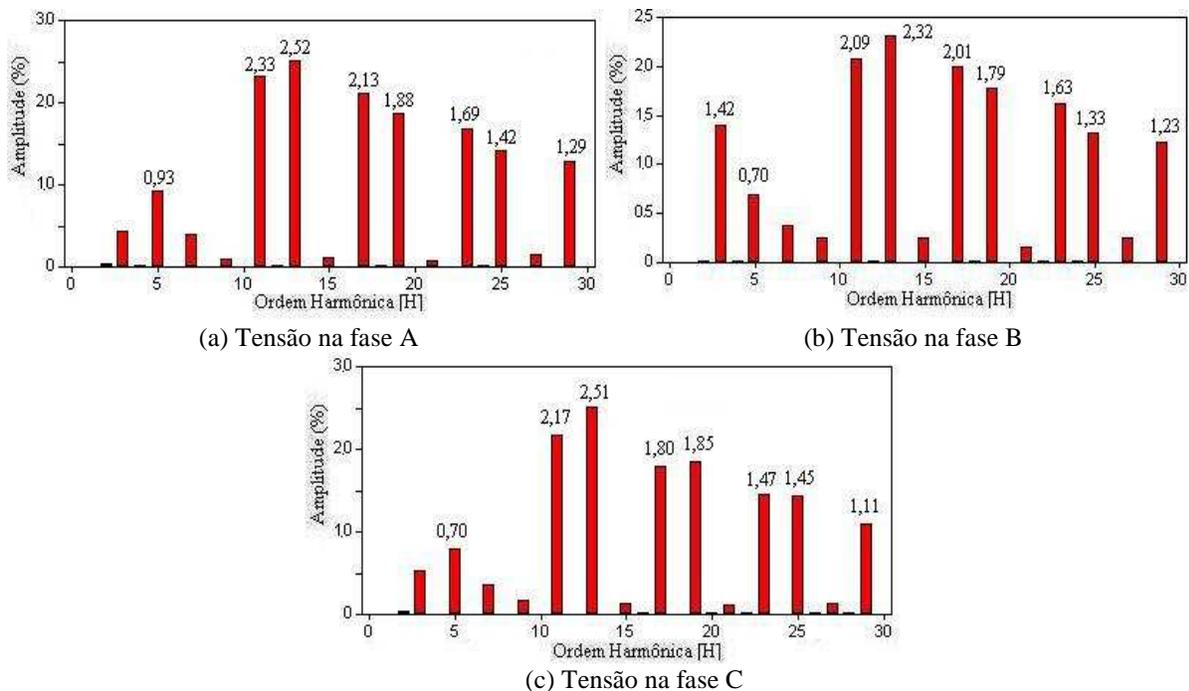


Fig. 5.10 – Tensões no medidor 3 do alimentador primário

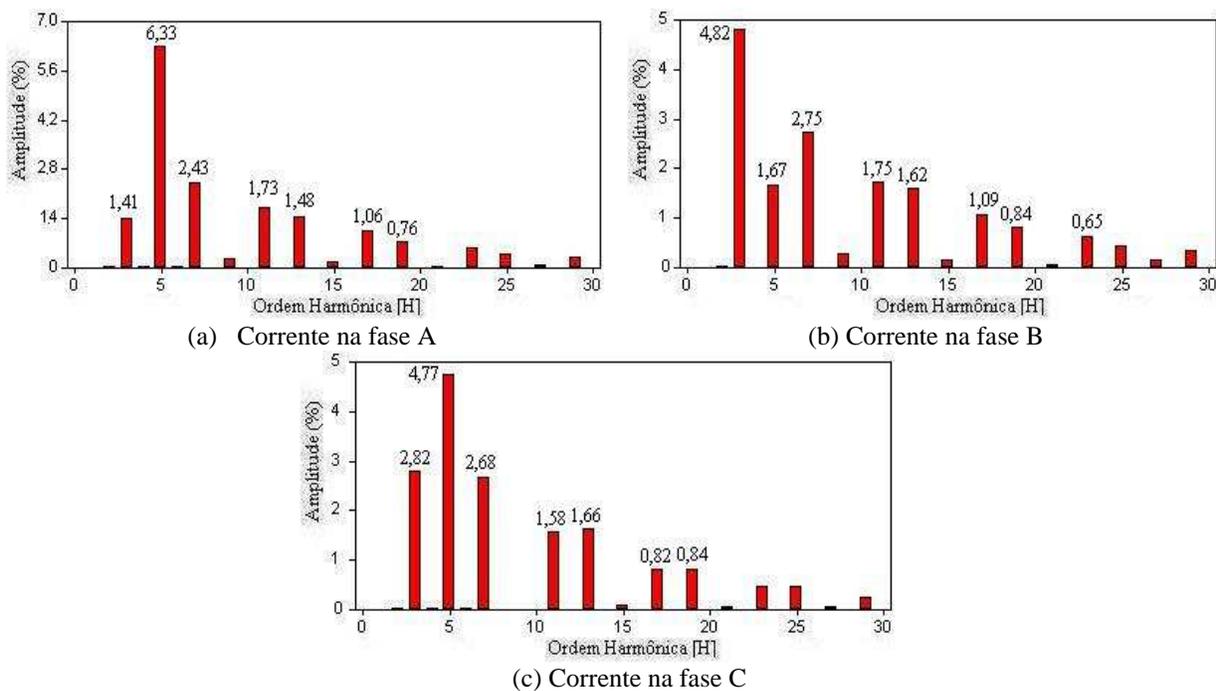


Fig. 5.11 – Correntes no medidor 3 do alimentador primário

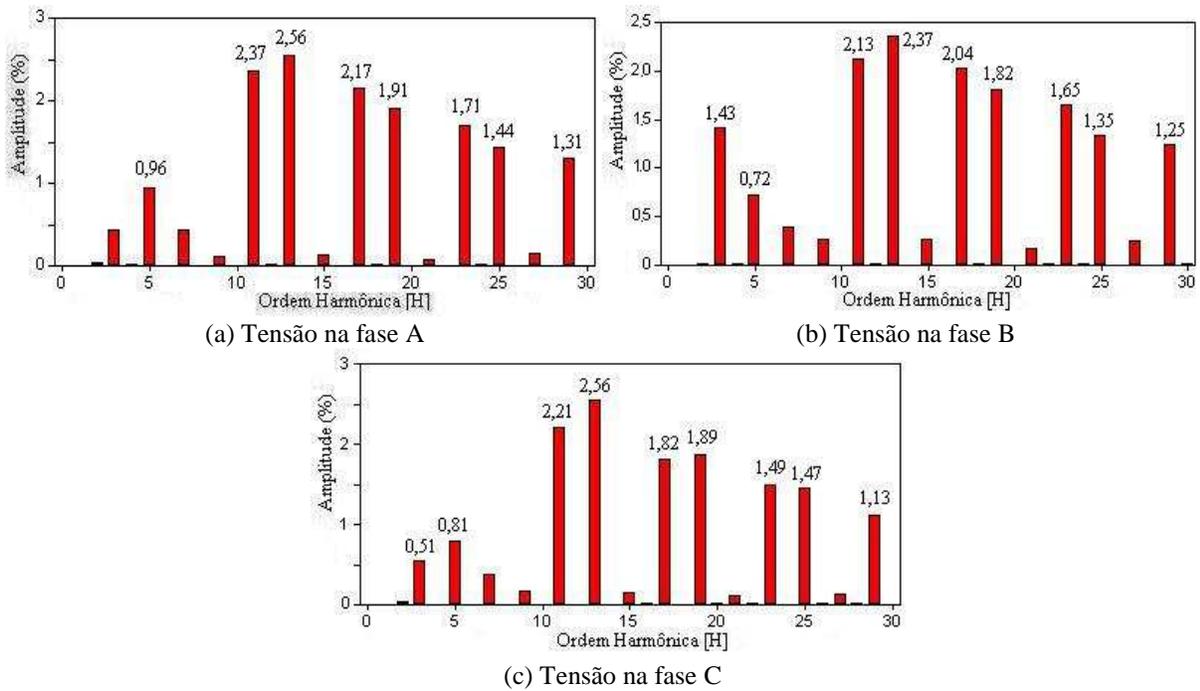


Fig. 5.12 – Tensões no medidor 4 do alimentador primário

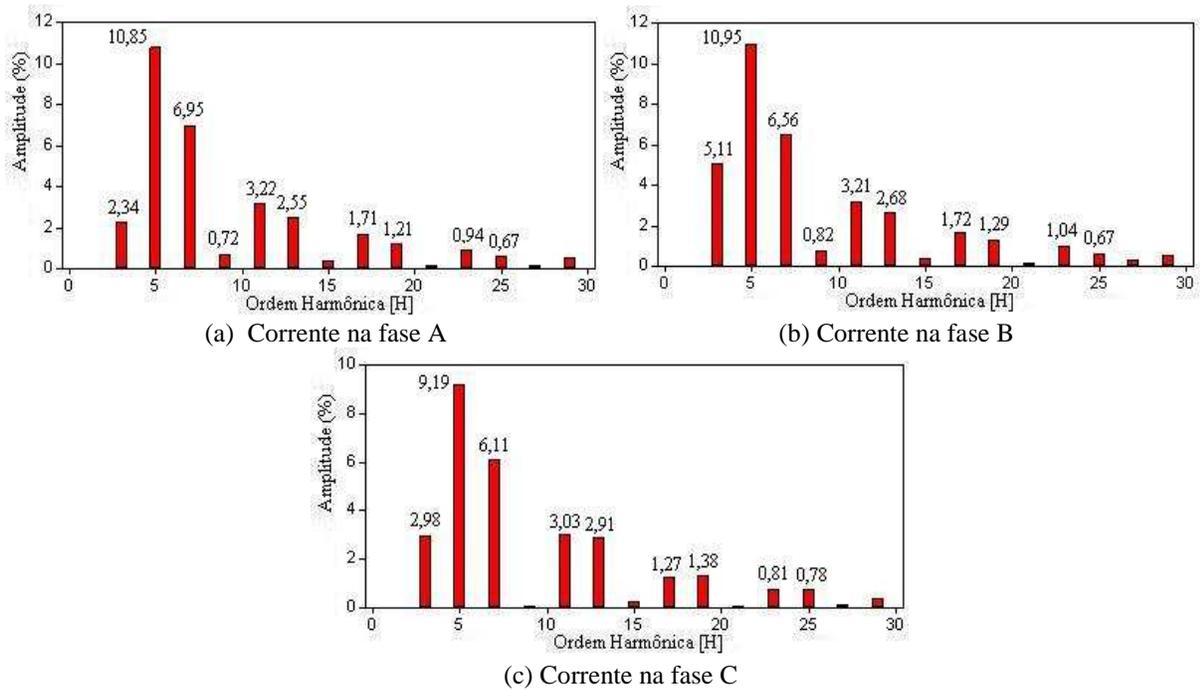


Fig. 5.13 – Correntes no medidor 4 do alimentador primário

5.3 Conclusões gerais

Caso um cenário similar ao estimado no final do capítulo 4 venha a se tornar real, medidas de mitigação terão que ser utilizadas para manter as distorções harmônicas dentro do permitido.

Nos casos simulados de filtros neste capítulo, uma redução considerável de DHT_v e DHT_i no alimentador foi obtida. A redução média de DHT_i foi de cerca de 50%, apresentando um máximo de 80% junto ao filtro central. Em relação à tensão, uma redução média próxima a 50% foi observada, tendo uma máxima redução de cerca de 62%.

Após a instalação dos filtros de 5° e 7° harmônicos distribuídos no alimentador, todas as distorções harmônicas obtidas (tanto de tensão quanto corrente) apresentaram valores abaixo dos máximos estipulados por guias. Dessa forma, conclui-se que os projetos realizados neste capítulo permitiram comprovar a eficácia da utilização de filtros passivos para a mitigação de harmônicos em um sistema elétrico, porém, é importante que o projetista tenha um cuidado especial com o ponto de ressonância entre o filtro e o sistema. A inclusão de um filtro de harmônicos mal projetado pode, ao invés de diminuir o conteúdo harmônico da rede, amplificá-lo.

Em casos onde haja dificuldade em se diminuir a distorção harmônica devido à ressonância paralela, o projeto de um filtro ativo deve ser considerado e um estudo de custo/benefício realizado.

CONCLUSÕES E PROPOSTAS FUTURAS

Esta dissertação apresentou a modelagem computacional de um sistema de distribuição (considerando a injeção harmônica devido às cargas residenciais e comerciais) através dos alimentadores primário e secundário de uma concessionária. A metodologia utilizada para a criação dos modelos destes alimentadores pode ser utilizada como base para a criação de outros modelos de sistemas elétricos, sendo inúmeras as possibilidades.

A partir das validações de linhas, transformadores e cargas para harmônicos realizadas no capítulo 3, conclui-se que a escolha do modelo a ser utilizado depende dos parâmetros do sistema em estudo. As validações realizadas com os modelos de linhas de transmissão possibilitaram concluir que os modelos de parâmetros concentrados, para linhas curtas, apresentam resposta semelhante aos de parâmetros distribuídos e aos que consideram a variação dos parâmetros com a frequência. Dessa forma, a utilização dos primeiros é mais interessante uma vez que possuem custo computacional menor.

Em relação aos transformadores, a modelagem das saturações em horários de carga leve pode implicar na obtenção de correntes superiores aos obtidos sem a consideração deste efeito, além de uma DHT_i também superior.

A modelagem de cargas harmônicas através de fontes de corrente, por sua vez, foi validada através das comparações entre as medições e simulações realizadas, sendo apta à modelagem harmônica das cargas a partir de dados de medição.

A qualidade do modelo computacional do alimentador secundário foi verificada através da comparação entre as tensões e correntes obtidas em simulação e medidas, dentro de considerações assumidas. Os valores obtidos na simulação para os módulos eficazes de tensão e corrente apresentaram valores próximos aos medidos. Em relação às distorções harmônicas, as DHT_v s também apresentaram valores próximos, enquanto que as DHT_i s apresentaram uma diferença máxima de 28%.

No alimentador primário, analisou-se a variação das distorções harmônicas de tensão e corrente ao longo do mesmo. Constatou-se, através de simulação, que quanto mais distante da subestação, maior era a DHT_v . Conclui-se que o alimentador estudado apresenta distorções abaixo dos limites máximos estipulados pelo guia IEEE para as cargas atuais simuladas.

Em um cenário futuro estimado com chuveiros eletrônicos, as simulações neste alimentador primário indicaram que as distorções encontradas foram superiores aos limites estipulados pelos guias considerados para quase todos os pontos analisados, sendo a mitigação de harmônicos necessária através de filtros de harmônicos.

Estes filtros projetados comprovaram a eficácia da alocação no sistema elétrico para reduzir suas DHT_v s e DHT_i s. Com estes filtros, houve uma diminuição considerável das distorções harmônicas, ficando estas abaixo do limite máximo estipulado pelo ONS e IEEE. Os harmônicos de corrente apresentaram uma redução média de cerca de 50%, sendo que no centro do alimentador, onde se alocou um filtro, esta redução chegou a 80%. Em relação à tensão, também foi observada uma redução de cerca de 50% nas DHT_v s, sendo observada uma redução máxima de cerca de 62%.

Além das distorções harmônicas totais ficarem abaixo dos limites permitidos, os harmônicos individuais também apresentaram valores abaixo dos máximos permitidos. Dessa forma, conclui-se que a alocação de filtros passivos, quando bem realizada, é uma solução para a mitigação de harmônicos em situações de distorção harmônica elevada.

Para a realização deste trabalho, algumas estimativas foram feitas devido a algumas limitações do programa de simulação (Exemplo: impossibilidade de modelagem de fontes de corrente não aterradas) e a impossibilidade de realizar medições em várias cargas simultaneamente (apenas um analisador de qualidade de energia estava disponível para as medições). Acredita-se que a utilização de um software que permita a modelagem do neutro e a medição simultânea das cargas envolvidas na simulação, utilizando um número maior de analisadores de qualidade de energia, poderá melhorar os resultados obtidos, sendo inclusive uma proposta de trabalho futuro para complementar o trabalho realizado nesta dissertação.

Outro ponto que merece uma análise futura mais aprofundada é o critério de escolha das residências que foram utilizadas para modelar o universo das residências atendidas pelo alimentador secundário. Neste trabalho utilizou-se um critério determinístico na escolha das residências, sendo que uma análise estatística seria mais apropriada. Além disto, a escolha do número de chuveiros conectados simultaneamente nos alimentadores secundários para a estimativa do cenário futuro também será melhor realizada de acordo com análises estatísticas. Finalmente, entre os demais trabalhos futuros possíveis na complementação deste, estão:

- Analisar a viabilidade da instalação de filtros harmônicos de menor potência nos secundários dos transformadores ao invés de filtros distribuídos no primário, o que possibilitaria uma diminuição mais homogênea da distorção harmônica no alimentador primário e menor circulação de harmônicos nos transformadores.
- Simular a inclusão de filtros ativos no alimentador primário e comparar as reduções harmônicas com os resultados obtidos com filtros passivos nesta dissertação. Tal comparação permitirá também analisar a relação custo/benefício entre estas duas tecnologias de filtros harmônicos.
- Analisar a possibilidade de utilizar diferentes softwares que incluam a modelagem de fontes de corrente não aterradas, o que permitirá a modelagem do neutro no sistema.
- Modelar cargas industriais do alimentador primário, permitindo a simulação do mesmo de um modo mais real e verificando inclusive a influência das DHTs residenciais e comerciais sobre as DHTs industriais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] ARRILAGA, J. , WATSON, N. R., *Power System Harmonics*, second edition, University of Canterbury, 2003.
- [2] Conservação de Energia – *Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos*, segunda edição, Eletrobrás/Procel, Editora da EFEI, 2001.
- [3] DUGAN, R.C. et alli, *Electrical Power Systems Quality*, second edition, McGraw-Hill, 2002.
- [4] CAVALLINI et alli, *A Parametric Investigation on the Effect of Harmonic Distortion on Life Expectancy of Power Capacitors*, 8th Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON '96, 1996.
- [5] HENDERSON, R. D., ROSE, P. J., *Harmonics: The Effects on Power Quality and Transformers*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, nº 3, 1994.
- [6] BOLLEN, M. H. J., *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*, IEEE Press Series on Power Engineering, New York, 1999.
- [7] PERETTO, L. Et alli, *Experimental Evaluation of Flicker Effects on Human Subjects*, Instrumentation and Measurement Technology Conference – IMTC 2007, Poland, May 1-3, 2007.
- [8] FUJIWARA, J. K. et alli, *Interferência Causada pelo Uso de Fluorescentes Compactas em Residências*, Eletricidade Moderna, pág. 134-142, Setembro,1998.
- [9] ASTORGA, O. A. M., *Um estudo da Substituição das Lâmpadas Incandescentes por Lâmpadas Fluorescentes Compactas em Instalações Elétricas Residenciais e o Compromisso entre Conservação e Qualidade de Energia*, XVI Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica - SNPTEE , 2001.
- [10] TOSTES, M. E. L. et. alli. , *Impactos Harmônicos em Redes de Distribuição de Energia da Iluminação Pública*, XV Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica - SENDI, 2002.
- [11] DATTA, S., *Power Pollution Caused By Lighting Control Systems*, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1991.

- [12] GONZALEZ, M. L. et alli, *Correntes Harmônicas em Eletrodomésticos*, VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica - SBQEE, 21-24 de Agosto de 2005, Belém, PA.
- [13] GAMA, P. H. R. P., *Conservação de Energia e sua relação com a qualidade de Energia Elétrica*, XV Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica - SNTPEE, 1999.
- [14] LIEW, A., *Excessive Neutral Currents in Three-Phase Fluorescent Lighting Circuits*, IEEE Transaction on Industry Applications, vol.25, nº4, agosto, 1989.
- [15] NBR-5410 – Instalações Elétricas de Baixa Tensão, Padronização, ABNT, Set. 2004.
- [16] NAVES, A. C., GARCIA, F.R., *Efeitos Harmônicos da Aplicação de Bancos de Capacitores em Indústrias Eletrointensivas sobre a Rede Elétrica de Alta Tensão – Casos Reais*, VI Seminário Brasileiro sobre Qualidade de Energia Elétrica - SBQEE, 21-24 de Agosto de 2005, Belém, PA.
- [17] DELAIBA, A. C. et alli, *The Effect of Harmonics on Power Transformers Loss of Life*, 38th Midwest Symposium on Circuits and System, vol. 1, p.p. 933-936, Rio de Janeiro, 1995.
- [18] HIYAMA, T. Et alli, *Distribution System Modeling with Distributed Harmonic Sources*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 2, 1989.
- [19] MANJURE, D. P., MAKRAM, E.B., *Impact of Unbalance on Power System harmonics*, 10th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Vol. 1 , p.p. 328-333, Rio de Janeiro, Brasil, 2002.
- [20] IEEE std. 519-1992, IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems, 1992.
- [21] GONZALEZ, M. L. y et alli, *Estimativa de Distorções Harmônicas Geradas por Consumidores Residenciais*, XVII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica - SENDI, 21-25 de Agosto de 2006, Belo Horizonte, MG.
- [22] IEEE C57.110-1998 – PES Transformer Committee, *Recommended Practices for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents*.
- [23] CCITT - Directives Concerning the Protection of Telecommunication Lines against Harmful Effects from Electricity Lines, International Telecommunications Union, Geneva, 1963.
- [24] Engineering Reports of the Joint Subcommittee on Development and Research of the Edison Electric Institute and the Bell Telephone System, New York, 5 volumes, July 1926 to January 1943.

- [25] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P., *Power Electronics – Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons. Inc. , Second Edition, 1995.
- [26] GRUZS, T. M., *A Survey of Neutral Currents in Three-Phase Computer Power Systems*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.26, n°4,1990.
- [27] FOULADGAR, J., CHAUVEAU, E., *The Influence of the Harmonics on the Temperature of Electrical Machines*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, n°5, 2005.
- [28] DIAS, G. A. D., *Harmônicas em Sistemas Industriais*, segunda edição, EDIPUCRS, 1998.
- [29] ORAEE, H., *A Quantative Approach to Estimate the Life Expectancy of Motor Insulation Systems*, IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, Vol.7, n° 16, 2000.
- [30] ANDREAS, J. C., *Energy-Efficient Electric Motors: Selection and Application*, pág. 176, GOULD – Electronics & Electrical Products, 1982.
- [31] MELLO, C. A. F., *Efeitos das Tensões e Correntes Harmônicas sobre o Sistema Elétrico e seus Componentes*, Dissertação de Mestrado n° 51, CPDEE, UFMG,1988.
- [32] OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO – ONS, *Procedimentos de Rede: Sub-Módulo 2.2 – Padrões de Desempenho da Rede Básica*, Rio de Janeiro, 2002.
- [33] AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL, *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST*, módulo 8, documento ainda não aprovado.
- [34] STEVENSON, W. D., *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*, 2ª edição em português, 1986.
- [35] IEEE Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, *Modeling and Simulation of the Propagation of Harmonics in Electric Power Networks – Part I: Concepts, Models and Simulation Techniques*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.11, No. 1, January 1996.
- [36] DAY, A. L., MAHMOUD, A. A., *Methods of Evaluation of Harmonic Levels in Industrial Plant Distribution System*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA – 23, n° 3 , May-June,1987.
- [37] DE ARAUJO, A. E. A., NEVES, W.L.A., *Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Energia*, Editora UFMG, 2005.
- [38] PAZ, M. A., *Modelo Reduzido de Linhas de Transmissão para Transitórios Eletromagnéticos – Aplicação de Propriedades Complexas*, Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, UNICAMP, Campinas, 2005.

- [39] CARSON, J. R., *Wave Propagation in Overhead Wires with Ground Return*. *Bell System Technical Journal*, 5, p.p.539-554,1926.
- [40] DERI, A. et alli, *The Complex Ground Return Plane, a Simplified Model for Homogeneous and Multi-Layer Earth Return*, IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-100, p.p.3886-3693, Aug. 1981.
- [41] Alternative Transient Program (ATP) – *Rule Book*, Canadian/American EMTP User Group, 1987-98.
- [42] *MtLine & fdData Reference Manual*, Microtran Power System Analysis Corporation, September, 1992.
- [43] HEVIA, O. P., *Comparación de los Modelos de Línea del ATP*, Revista Iberoamericana del ATP, Vol. 1, Março de 1999.
- [44] VISACRO, S. F., *Aterramentos Elétricos*, Editora Artliber, segunda edição, 2002 .
- [45] LAINE, M. A., *Penetração Harmônica em Sistemas de Distribuição*; Dissertação de Mestrado nº 92 , CPDEE, UFMG, 1992.
- [46] GLOVER, J. D., SARMA, M. S., *Power System Analysis and Design*, third edition, 2002.
- [47] ECE, D. G., AKÇAY, H., *An Analysis of Transformer Excitation Current Under Nonsinusoidal Supply Voltage*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 51, nº5, October, 2002.
- [48] DUGUI, W., ZHENG, X., *Harmonic Model of Power Transformer*, International Conference on Power System Technology – POWERCON'98, Beijing, 1998.
- [49] NBR-5356 – *Transformadores de Potência* , ABNT, Agosto de 1993.
- [50] BACHEGA, R. J., MARTINEZ, M. L. B., *On Transformer Modeling to Transferred Voltages Studies*, International Conference on Grounding and Earthing – GROUND'2004, Novembro de 2004.
- [51] JIMÉNEZ, D. et alli, *Modeling of Power System Components by Means of Frequency-Based Circuitual Synthesis*, International Conference on Grounding and Earthing – GROUND'2006, Novembro de 2006.
- [52] Resolução Nº 505 da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL), de 26 de Novembro de 2001.
- [53] MORAIS, T.M., CANESIN, C.A., *Uma Nova Modelagem de Transformadores Trifásicos para Análise Harmônica em Sistemas de Distribuição*, XVII Seminário Nacional de Distribuição de Energia Elétrica - SENDI, 21-25 de Agosto, Belo Horizonte, 2006.

- [54] BROZEK, J. P., *The Effects of Harmonics on Overcurrent Protection Devices*, IEEE Conference Record of the Industry Applications Society Annual Meeting, 1990.
- [55] Manual de Distribuição ND-3.1, *Projetos de Redes de Distribuição Aéreas Urbanas*, CEMIG - Companhia Energética de Minas Gerais, 2005.
- [56] Manual de Distribuição ND-3.2, *Projetos de Redes de Distribuição Aéreas Rurais*, CEMIG - Companhia Energética de Minas Gerais, 1985.
- [57] POMÍLIO, J. A., DECKMANN, S. M., *Characterization and Compensation of Harmonics and Reactive Power of Residential and Commercial Loads*, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, n° 2, p.p.1049-1055, April, 2007.
- [58] Task Force on Harmonics Modeling and Simulation, *Test Systems for Harmonic Modeling and Simulation*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.14, n°2, abril, 1999.
- [59] WANG, Y. et alli, *Modeling and Prediction of Distribution System Voltage Distortion Caused by Nonlinear Residential Loads*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol.16, n°4, outubro, 2001.
- [60] AMARIZ, I. P., *Caracterização de Harmônicos causados por Equipamentos Eletroeletrônicos Residenciais e Comerciais no Sistema de Distribuição de Energia Elétrica*, Dissertação de Mestrado n° 444, CPDEE, UFMG, 2006.
- [61] JUN, W., SAHA, T. K., *Simulation of Power Quality Problems on a University Distribution System*, IEEE Power Engineering Society General Meeting 16-20, July 2000.
- [62] Site da Power Measurements – http://global.powerlogic.com/products/ION7650_ION7550_series/ - acessado em 10/10/2007.
- [63] COTRIM, A. A. M. B., *Instalações Elétricas*, 4ª Edição, Prentice Hall, São Paulo, 2003.
- [64] NISKIER, J., MACINTYRE, A.J., *Instalações Elétricas*, 4ª Edição, LTC, Rio de Janeiro, 2000.
- [65] CREDER, H., *Instalações Elétricas*, 10ª Edição, LTC, Rio de Janeiro, 1986.
- [66] Manual de Distribuição ND-5.1, *Fornecimento de Energia Elétrica em Tensão Secundária – Rede de Distribuição Aéreas e Edificações Individuais*, CEMIG - Companhia Energética de Minas Gerais, 1998.
- [67] NILSSON, J. W. , RIEDEL, S.A., *Circuitos Elétricos*, Editora LTC, quinta edição, 1999.
- [68] *IEEE Guide for Application and Specification of Harmonic Filters*, Transmission & Distribution Committee, IEEE Power Engineering Society, Novembro de 2003.

[69] FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, C., KUSKO, A., *Máquinas Elétricas*, pág. 46 e 47, Editora McGraw – Hill do Brasil, 1975.

[70] AMON, J. A., PEREIRA, M. P., *ATP – Alternative Transient Program*, CLAUE – Comitê Latino Americano de Usuários do EMTP/ATP, novembro, 1996.

[71] DAS, J.C., *Passive Filters – Potentialities and Limitations*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.40, nº1, 2004.

[72] CHENG et alli, *Design of a Neutral Harmonic Mitigator for Three-Phase Four-Wire Distribution System*, Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC, Vol. 2, p.p. 1287-1293, Anaheim, CA, 2001.

[73] LAWRENCE, W. Et alli, *Reduction of Harmonic Currents in Fluorescent Lighting Systems: Design and Realisation*, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, July, 1997.

[74] WATANABE, E. H., AREDES, M., *Teoria de Potência Ativa e Reativa Instantânea e Aplicações – Filtros Ativos e FACTS*, XII Congresso Brasileiro de Automática, Uberlândia, 14-18 de Setembro, 1998.

[75] HINGORANI, N.G., GYUGYI, L., *Understanding Facts – Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*, IEEE Press, 2000.

ANEXO A

CÁLCULO DA DIMINUIÇÃO DO CARREGAMENTO DE UM TRANSFORMADOR NA PRESENÇA DE CORRENTES HARMÔNICAS

A diminuição da potência nominal de um transformador na presença de harmônicos de corrente a fim de evitar uma diminuição da sua vida útil é mostrada neste anexo através de um exemplo presente no guia IEEE Std C57.110-1998 [22], onde é descrita detalhadamente cada parcela das perdas de um transformador e como estas são influenciadas pelos harmônicos. O exemplo aqui mostrado considera um transformador a seco, sendo o cálculo da redução de carregamento diferente para transformadores a óleo. Em [22], as diferenças entre os cálculos são explicadas.

Todas as fórmulas aqui mostradas foram retiradas de [22], sendo algumas modificadas para facilitar o entendimento do leitor.

O transformador analisado possui os dados de placa apresentados na tabela A.1 e é alimentado constantemente por uma corrente de carga não senoidal com a distribuição harmônica descrita na tabela A.2.

Tabela A.1 - Dados de placa do transformador

	Enrolamento de alta	Enrolamento de baixa
Tensão (fase-fase) (V)	13800	480
Corrente nominal (A)	104,6	3007
Resistência trifásica total (Ω)	2,0679	0,589e-3
Tipo de ligação	Δ	Y
Perdas totais (W)	15723	
Potência nominal (kVA)	2500	

Tabela A.2 – Distribuição harmônica de corrente no transformador em pu

h	I_h / I_1	h	I_h / I_1
1	1,000	8	0,010
2	0,044	9	0,018
3	0,092	10	0,015
4	0,022	11	0,046
5	0,412	12	0,010
6	0,018	13	0,048
7	0,199	-	-

Primeiramente é necessário calcular a parcela de perdas totais no núcleo do transformador (P_{TSL-R}). Essa perda pode ser calculada subtraindo das perdas totais (P_{LL-R}) do transformador as perdas nos seus enrolamentos (devido às resistências dos enrolamentos):

$$P_{TSL-R} = P_{LL-R} - K \times [(I_{1-R})^2 \times R_1 + (I_{2-R})^2 \times R_2] \quad W, \quad (A.1)$$

onde K é uma constante que vale 1,5 para transformadores trifásicos

As resistências R1 (resistência do enrolamento primário vista do primário) e R2 (resistência do enrolamento secundário vista do secundário) não correspondem às resistências trifásicas fornecidas como dados de placa do transformador. Os valores de R1 e R2 podem ser calculados através das relações:

$$\text{Para enrolamento em } \Delta : R1 \text{ ou } R2 = 2/9 \text{ da resistência trifásica} \quad (A.2)$$

$$\text{Para enrolamento em } Y : R1 \text{ ou } R2 = 2/3 \text{ da resistência trifásica} \quad (A.3)$$

Como o transformador analisado é Δ -Y, utilizando (A.2) e (A.3) encontra-se os valores de R1 e R2:

$$R1 = 0,4595 \, \Omega \text{ e } R2 = 0,393 \, m\Omega$$

Com os valores de R1 e R2, além das correntes nominais nos enrolamentos do transformador, calcula-se P_{TSL-R} através de (A.1):

$$P_{TSL-R} = 15723 - 1,5 \times [(104,6)^2 \times 0,4595 + (3007)^2 \times 0,000393] = 2851 \, W$$

Para transformadores a seco, uma boa aproximação da relação entre as perdas de fluxo nos enrolamentos (P_{EC-R}) em relação a P_{TSL-R} é dada por:

$$P_{EC-R} = P_{TSL-R} \times 0,67 \quad (A.4)$$

Utilizando (A.4) neste transformador, $P_{EC-R} = 1910 \, W$.

É necessário calcular as máximas perdas de fluxo nos enrolamentos ($\max P_{EC-R}$). Para transformadores que possuem relação de espiras entre primário e secundário maior que 4:1 e corrente de secundário maior que 1000 A, uma boa estimativa é calcular $\max P_{EC-R}$ através da equação:

$$\max P_{EC-R} (pu) = \frac{2,8 \times P_{EC-R}}{K \times (I_{2-R})^2 \times R_2} \quad pu \quad (A.5)$$

Substituindo os valores em (A-5), encontra-se:

$$\max P_{EC-R} (pu) = \frac{2,8 \times 1910}{1,5 \times (3007)^2 \times 0,000393} = 1,003 \, pu$$

Com o valor da perda máxima de fluxo nos enrolamentos, é realizado o cálculo das perdas totais no transformador considerando o efeito dos harmônicos. Como em transformadores secos é possível considerar que as perdas de fluxo fora dos enrolamentos são desprezíveis [22], a equação que determina as perdas totais no transformador sem harmônicos é dada por:

$$P_{LL-R}(pu) = (1 + P_{EC-R}(pu)) = 2,003 pu \quad (A.6)$$

A corrente máxima que pode circular no transformador na presença de harmônicos para manter sua temperatura na temperatura nominal pode ser obtida através da equação:

$$I_{MAX}(pu) = \sqrt{\frac{P_{LL-R}(pu)}{1 + F_{HL} \times P_{EC-R}(pu)}} pu \quad (A.7)$$

Para calcular $I_{MAX}(pu)$ é necessário fazer o cálculo do fator F_{HL} na presença da corrente com conteúdo harmônico descrito na tabela A.2. Por simplificação, montou-se a tabela (A.3) que contém todos os dados necessários para o cálculo deste fator a partir da tabela A.2.

Tabela A.3 – Tabela para cálculo do F_{HL}

h	I_h/I_1	$\left(I_h/I_1\right)^2$	h^2	$\left(I_h/I_1\right)^2 \times h^2$
1	1,000	1,000	1	1,0000
2	0,044	0,00194	4	0,00776
3	0,092	0,00846	9	0,07614
4	0,022	0,00048	16	0,00765
5	0,412	0,16974	25	4,2435
6	0,018	0,00032	36	0,01152
7	0,199	0,03960	49	1,9404
8	0,010	0,00010	64	0,0064
9	0,018	0,00032	81	0,02592
10	0,015	0,00023	100	0,0230
11	0,046	0,00212	121	0,25652
12	0,010	0,00010	144	0,01440
13	0,048	0,00230	169	0,38870
Σ	-	1,226	-	8,002

Então, calcula-se o fator F_{HL} através da equação (2.4). O valor do fator F_{HL} para esta distribuição harmônica é:

$$F_{HL} = \frac{\sum_{h=1}^{h \max} \left(I_h/I_1\right)^2 \times h^2}{\sum_{h=1}^{h \max} \left(I_h/I_1\right)^2} = \frac{8,002}{1,226} = 6,528$$

A fim de manter a formulação utilizada na referência deste cálculo [22], optou-se por utilizar o F_{HL} ao invés do fator K nas equações. Caso o leitor prefira utilizar o fator K, o mesmo deve apenas converter o fator F_{HL} para este através da relação (2.6).

Substituindo os parâmetros calculados anteriormente na equação (A.7) encontra-se :

$$I_{MAX} (pu) = \sqrt{\frac{2,003}{1 + 6,528 \times 1,003}} = 0,515 pu$$

Dessa forma, a corrente máxima na qual o transformador analisado pode trabalhar em regime permanente é de 51,5% da sua corrente nominal. Como a corrente nominal no secundário é de 3007 A, a corrente máxima que pode circular no secundário para manter seu aquecimento nominal é de 1549 A.

Como a potência nominal deste transformador é de 2,5 MVA, o mesmo deve funcionar com no máximo 1,29 MVA para que não haja redução da sua vida útil.

ANEXO B

ENSAIOS E CÁLCULOS DE PARÂMETROS EM TRANSFORMADORES

B.1 Ensaios para determinação de parâmetros

A determinação de parâmetros de um transformador (R_1 , X_1 , R_2 , X_2 , R_m e X_m) é feita a partir de dois ensaios: ensaio de curto-circuito e ensaio à vazio. Com os dados adquiridos nestes ensaios, determina-se estes parâmetros para modelar o transformador.

Em [69] é descrito o cálculo dos parâmetros do transformador a partir dos dados destes ensaios.

o Ensaio de curto-circuito

Este ensaio consiste na medição de tensão, corrente e perdas no primário de um transformador quando seu secundário é curto-circuitado. Deve-se variar a tensão do primário até que a corrente seja a nominal neste enrolamento. Quando essa condição é alcançada, obtém-se os valores de tensão (V_{cc}) e da corrente no primário (I_{cc}), além da potência dissipada (P_{cc}). Como o secundário está curto-circuitado, essa potência dissipada corresponde praticamente, a menos das perdas de magnetização, às perdas na impedância de dispersão do transformador (Z_t). O circuito montado para o ensaio está ilustrado na figura B.1.

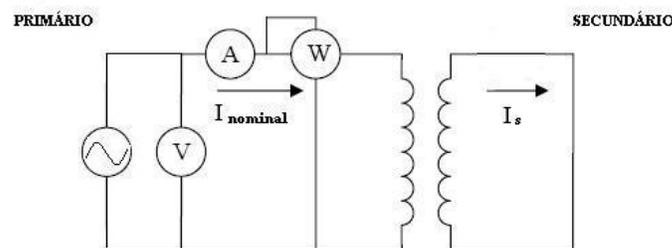


Fig. B.1 – Ensaio de curto-circuito

Através deste ensaio é possível calcular a resistência e a reatância totais de dispersão (R_t e X_t) através das equações:

$$R_t = \frac{P_{cc}}{(I_{cc})^2} \quad (B.1)$$

$$|Z_t| = \frac{V_{cc}}{I_{cc}} \quad (B.2)$$

$$X_t = \sqrt{|Z_t|^2 - R_t^2} \quad (\text{B.3})$$

o Ensaio à vazio

O ensaio à vazio, por sua vez, consiste na medição da tensão, corrente e perdas no transformador quando o mesmo é excitado com tensão nominal no secundário enquanto seu primário é mantido em aberto. Dessa forma é possível determinar a resistência e a reatância de magnetização. Na figura B.2 está ilustrado o circuito normalmente montado no ensaio de circuito aberto.

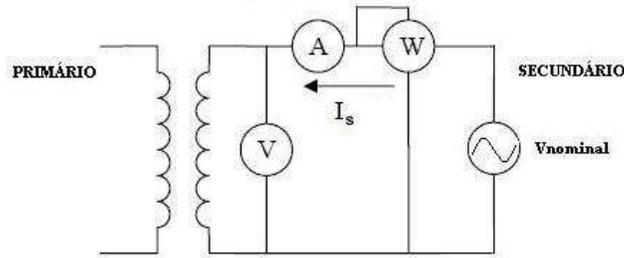


Fig. B.2 – Ensaio à vazio

Como neste trabalho se modelou o transformador com sua curva de saturação, a indutância de magnetização já é modelada diretamente pelo modelo utilizado, não precisando ser calculada. A resistência de magnetização (R_M) pode ser calculada através da equação:

$$R_M = \frac{(V_o)^2}{P_o} \quad (\text{B.4})$$

onde,

V_o - Tensão nominal do secundário

P_o - Perdas no ferro do transformador medida no secundário através do wattímetro

B.2 Cálculos dos parâmetros de transformadores

B.2.1 Transformador de 45 kVA

Utilizando (B.1 - B.3) e os dados da tabela 4.5, calcula-se a resistência e a reatância de dispersão. A corrente nominal no primário (I_{CC}) é:

$$I_{CC} = I_{nom} = \frac{S_{3f}}{\sqrt{3} \times V_{\phi\phi}} = 2,28 \text{ A}, \quad (\text{B.5})$$

onde,

S_{3f} = Potência aparente trifásica (45 kVA no caso)

$V_{\phi\phi}$ = Tensão fase-fase (11,4 kV no caso)

$$R_t = \frac{300}{(2,28)^2} = 57,76 \ \Omega$$

$$|Z_t| = \frac{(11,4k)^2}{45k} \times 0,04 pu = 115,52 \Omega$$

$$X_t = \sqrt{|Z_t|^2 - R_t^2} = \sqrt{(115,52)^2 - (57,76)^2} = 100,04 \Omega$$

Em [69] afirma-se que é uma boa aproximação considerar que a resistência e reatância totais de dispersão em um transformador estão divididas igualmente entre o primário e o secundário. Assim, a resistência e a reatância do primário, considerando este ligado em Y, são dadas por:

$$R_1 = \frac{Rt}{2} = 28,88 \Omega \quad (B.6)$$

$$X_1 = \frac{Xt}{2} = 50,02 \Omega \quad (B.7)$$

Como $Xt = w \times L_t$ e $X_1 = w \times L_1$, então:

$$L_1 = \frac{L_t}{2} = 132,7 mH \quad (B.8)$$

Como o primário do transformador está ligado em Δ e, para circuitos equilibrados $Z_\Delta = 3 \times Z_Y$ [67], conclui-se que a resistência e a indutância de dispersão do primário (R_p e L_p) são iguais a:

$$R_p = 3 \times R_1 = 86,64 \Omega \quad \text{e} \quad L_p = 3 \times L_1 = 398,1 mH$$

Como o secundário está ligado em Y, os valores de (B.6) e (B.8) devem ser referenciados ao secundário. A impedância do secundário (Z_s) pode ser encontrada através da equação:

$$Z_s = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 \times Z_p, [34] \quad (B.9)$$

onde,

Z_p é a impedância referida ao primário;

Z_s é a impedância referida ao secundário;

Para os valores (B.6) e (B.8) encontra-se:

$$R_s = 3,584 m\Omega \quad L_s = 16,47 \mu H$$

Utilizando (B.4) é possível se calcular R_M , porém, como o valor de V_o (tensão nominal obtida na tabela 4.5) é referente ao secundário, o R_M encontrado será referente ao secundário.

Assim,

$$R_M = 186,1 \Omega.$$

A entrada da resistência de magnetização do transformador com saturação no ATPDraw deve ser referenciada ao primário [70]. Utilizando-se (B.9) tem-se:

$$R_M' = 1,5 \text{ M}\Omega$$

B.2.2 Transformadores de 75 kVA e 112,5 kVA

Utilizando os mesmos passos apresentados no item anterior, obtêm-se os parâmetros seguintes para estes transformadores:

o Transformador de 75 kVA

$$I_{CC} = I_{nom} = \frac{S_{3f}}{\sqrt{3} \times V_{\phi\phi}} = 3,798 \text{ A} \quad (\text{B.10})$$

$$R_t = \frac{390}{(3,798)^2} = 27,04 \Omega$$

$$|Z_t| = \frac{(11,4k)^2}{75k} \times 0,0346 pu = 41,63 \Omega$$

$$X_t = \sqrt{|Z_t|^2 - R_t^2} = \sqrt{(41,63)^2 - (27,04)^2} = 53,51 \Omega$$

$$R_1 = \frac{R_t}{2} = 13,52 \Omega \quad (\text{B.11})$$

$$X_1 = \frac{X_t}{2} = 26,76 \Omega \quad (\text{B.12})$$

$$L_1 = \frac{L_t}{2} = 70,97 \text{ mH} \quad (\text{B.13})$$

$$R_p = 3 \times R_1 = 40,56 \Omega \quad \text{e} \quad L_p = 3 \times L_1 = 212,9 \text{ mH}$$

$$R_s = 1,678 \text{ m}\Omega \quad L_s = 8,81 \mu\text{H}$$

$$R_M = 134,4 \Omega.$$

$$R_M' = 1,083 \text{ M}\Omega$$

o Transformador de 112,5 kVA

$$I_{CC} = I_{nom} = \frac{S_{3f}}{\sqrt{3} \times V_{\phi\phi}} = 5,698 \text{ A} \quad (\text{B.14})$$

$$R_t = \frac{526,7}{(5,698)^2} = 16,22 \Omega$$

$$|Z_t| = \frac{(11,4k)^2}{112,5k} \times 0,0362 pu = 41,82 \Omega$$

$$X_t = \sqrt{|Z_t|^2 - R_t^2} = \sqrt{(41,82)^2 - (16,22)^2} = 38,75 \Omega$$

$$R_1 = \frac{Rt}{2} = 8,11 \Omega \quad (\text{B.15})$$

$$X_1 = \frac{Xt}{2} = 19,38 \Omega \quad (\text{B.16})$$

$$L_1 = \frac{Lt}{2} = 102,79 mH \quad (\text{B.17})$$

$$R_p = 3 \times R_1 = 24,33 \Omega \text{ e } L_p = 3 \times L_1 = 154,2 mH$$

$$R_s = 1,007 m\Omega \quad L_s = 6,379 \mu H$$

$$R_M = 98,77 \Omega.$$

$$R_M' = 0,796 M\Omega$$

ANEXO C

RECURSO DO ATPDRAW : FERRAMENTA “COMPRESS”

Neste programa existe uma ferramenta conhecida como “*Compress*” que permite que se monte blocos de circuitos equivalentes para facilitar a visualização dos mesmos. Esta ferramenta é muito útil quando se trabalha com sistemas muito extensos ou complexos. Ao utiliza-la, o usuário substitui o circuito projetado por um bloco simples que possui as mesmas características elétricas do sistema substituído. Na figura C.1 (a e b) são mostrados dois sistemas equivalentes, sendo o ilustrado em C.1a o circuito original e no C.1b o mesmo circuito concentrado em um bloco através da ferramenta “*Compress*”. Esta ferramenta pode ser utilizada em circuitos monofásicos ou trifásicos

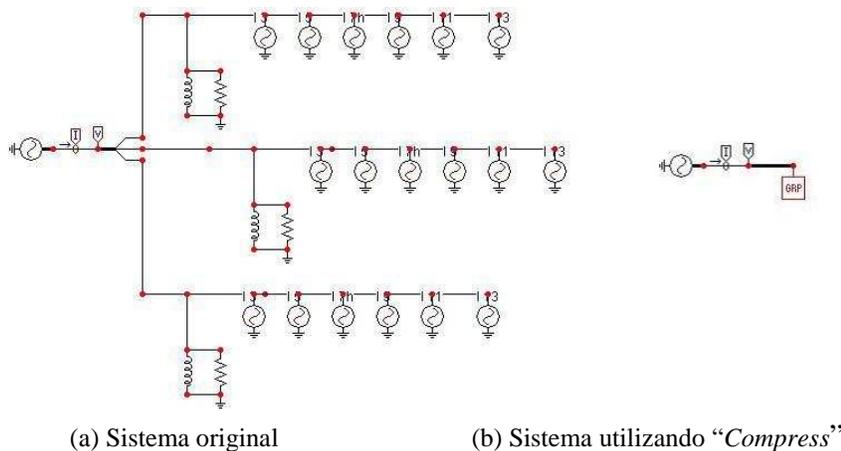


Fig. C.1 – Sistemas equivalentes, sendo um o sistema original e outro utilizando o “*Compress*”

ANEXO D

TECNOLOGIA ATUAL DE FILTROS DE HARMÔNICOS

Uma solução utilizada por algumas concessionárias e grandes consumidores para diminuir a injeção harmônica na rede ou proteger equipamentos sensíveis é a utilização de filtros de harmônicos. Estes podem ser classificados em filtros passivos e ativos e apresentam vantagens e desvantagens distintas. Nos próximos itens são apresentadas as principais topologias de filtros passivos e ativos, além de seus funcionamentos e suas principais características.

D.1 Filtros passivos

Estes filtros são os mais utilizados atualmente devido aos seus menores preços e facilidade de projeto e instalação [3]. Eles utilizam o princípio da criação de um caminho de menor impedância para os harmônicos, utilizando capacitores, indutores e resistências. Outra vantagem é que podem aproveitar a capacitância de um banco de capacitores previamente instalado para a correção do fator de potência, o que torna a instalação ainda mais barata. Dessa forma, os filtros mantêm a capacidade de compensação de reativos e filtra os harmônicos nas frequências de sintonia.

Uma desvantagem considerável é a possibilidade de ressonância entre o sistema e os seus bancos de capacitores. Essa ressonância pode ser paralela ou em série e pode causar danos aos filtros ou às cargas ligadas aos mesmos barramentos, devido às sobretensões harmônicas nas barras (que podem causar rompimento de isoladores ou dos dielétricos dos capacitores) ou elevada circulação de corrente harmônica nos capacitores (queima dos mesmos).

A ressonância paralela pode ocorrer de formas diferentes, sendo a mais comum quando há uma fonte harmônica ligada a mesma barra de um banco de capacitores. Nesta situação pode ocorrer uma ressonância entre o banco e o resto do sistema [1]. Na figura D.1 é ilustrado um sistema onde a ressonância paralela pode ocorrer entre C_L e o resto do sistema (L_s).

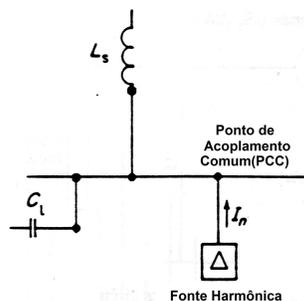


Fig. D.1 – Ressonância paralela em ponto de acoplamento comum

A capacitância do banco C_L pode entrar em ressonância com indutância do sistema L_s . Do ponto de vista da fonte harmônica, a corrente harmônica gerada e que flui para o sistema enxerga uma impedância que equivale ao paralelo entre as reatâncias X_L e X_C . O paralelo quando as mesmas possuem valores em módulo semelhantes (o que ocorre na frequência de ressonância), é uma impedância que tende ao infinito e, como a maioria das fontes harmônicas podem ser tratadas como fontes de corrente [1], a passagem destas correntes em uma impedância elevada gera tensões harmônicas elevadas. Essas tensões elevadas podem romper o dielétrico do capacitor, gerando sua destruição ou causar danos a outros equipamentos próximos.

A ressonância série, por sua vez, ocorre quando a impedância do sistema, em série com o filtro, se iguala a impedância do mesmo para uma dada frequência harmônica. Na figura D.2 é mostrado um exemplo de ressonância série.

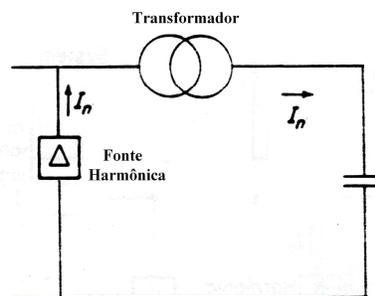


Fig. D.2 – Circuito de Ressonância Série

Nesta figura, para uma determinada frequência, a reatância indutiva do transformador se iguala a reatância capacitiva do banco de capacitores, gerando um caminho puramente resistivo para essa frequência. Existindo uma corrente harmônica nesta frequência no sistema, esta será drenada pelo capacitor podendo danificá-lo.

Existem dois tipos básicos de filtros passivos: filtros paralelos e filtros série. Enquanto o filtro paralelo é sintonizado para apresentar impedância mínima na frequência deste harmônico, o filtro série é sintonizado para ter impedância máxima no harmônico a ser filtrado.

D.1.1 Filtros passivos em paralelo

O filtro paralelo funciona da seguinte forma: Instalando-o em paralelo com a rede que se pretende proteger e sintonizando-o de forma que sua impedância seja mínima para o harmônico desejado, cria-se um caminho de baixa impedância pelo mesmo e o harmônico circulará por este deixando de circular, em grande parte, pelo local protegido. Com isso, a rede apresentará uma circulação mínima do harmônico nesta frequência de sintonia.

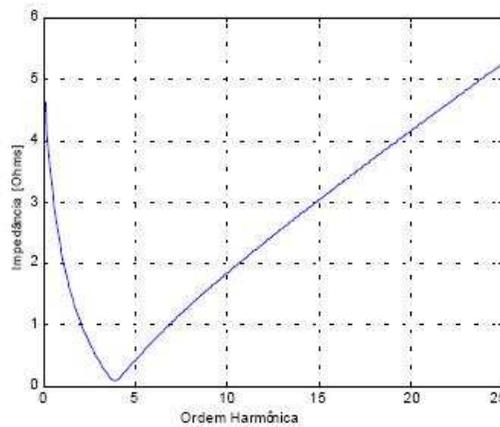
Existem dois tipos básicos de filtros passivos em paralelo: filtros sintonizados e amortecidos, além da combinação destes dois.

o Filtro sintonizado

O filtro sintonizado é formado por um indutor em série com um capacitor e um resistor (vide figura D.3a) e é sintonizado em uma frequência única como mostrado na figura D.3b (nesta figura foi mostrado uma curva de um filtro sintonizado próximo ao quinto harmônico).



(a) Topologia



(b) Impedância x ordem harmônica

Fig. D.3 - Topologia e curva de impedância x frequência do filtro sintonizado

Este filtro é projetado para que as reatâncias do capacitor e do indutor na frequência escolhida se anulem, gerando um caminho de baixa impedância determinada pelo resistor R . Quanto menor o valor de R , menor será a impedância do filtro na frequência escolhida e conseqüentemente maior será a eficiência do filtro para filtrar o harmônico desejado. Por esse motivo, o parâmetro fator de qualidade do filtro (FQ) é definido por:

$$FQ = \frac{X_o}{R} ; \quad (D.1)$$

onde X_o é a reatância indutiva ou capacitiva na frequência de sintonia.

O fator de qualidade deste filtro é alto, variando entre 30 e 60 [1]. Ele gera uma ressonância paralela em uma frequência pouco abaixo da frequência de sintonia com o sistema elétrico, o que pode amplificar harmônicos de ordem mais baixa gerando um novo problema harmônico [68]. Por esse motivo, é necessário que um estudo sobre a frequência de ressonância entre o filtro e o sistema seja realizado antes da instalação do mesmo, a fim de se garantir que o ponto de ressonância não esteja na frequência de algum harmônico presente no sistema.

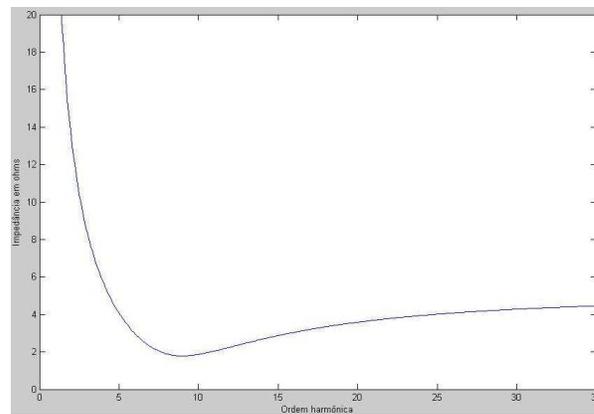
Um ponto importante sobre o projeto deste tipo de filtro é que a sua sintonia normalmente não é realizada para o valor exato da frequência que se pretende eliminar. Com o envelhecimento e efeitos de aquecimento nos seus componentes, há a variação dos parâmetros indutância e capacitância deste, sendo uma consideração realista um aumento de cerca de 5% na capacitância e 2% na indutância na sua vida útil [71]. Dessa forma, a sintonia geralmente é feita para um valor pouco abaixo da ordem do harmônico desejada (entre 3% e 10% abaixo do valor nominal) para se compensar essa variação dos parâmetros.

o Filtro amortecido

O filtro amortecido, por sua vez, é formado por um resistor em paralelo com um indutor e o conjunto em série com um capacitor como mostrado na figura D.4a. Este tipo de filtro permite uma filtragem efetiva de mais de um harmônico simultaneamente, sendo utilizado quando há uma quantidade considerável e significativa de harmônicos de frequências diferentes no sistema. O funcionamento do filtro é simples. Para frequências baixas, a impedância do capacitor é alta e dessa forma a corrente vai circular pelo sistema ligado em paralelo com o filtro. Com o aumento da frequência, o capacitor vai reduzindo sua impedância enquanto a impedância do indutor aumenta. Para frequências elevadas, o capacitor tende a ter impedância muito baixa enquanto o indutor funciona como um circuito aberto. Dessa forma, a impedância do filtro é limitada apenas pela resistência R. Este comportamento é mais bem visualizado através da curva de impedância x frequência presente na figura D.4b.



(a) Topologia



(b) Impedância x ordem harmônica

Fig. D.4 - Topologia e curva de impedância x frequência do filtro amortecido

Apesar de possibilitar a filtragem de mais de um harmônico, este filtro possui uma resposta pior no ponto de sintonia que o filtro sintonizado, possuindo um fator de qualidade da ordem de 0.5 a 5 [1], sendo este calculado de forma contrária aos filtros sintonizados.

$$FQ = \frac{R}{X_o} \quad (D.2)$$

O filtro amortecido é tipicamente utilizado para filtragem do 7º, 11º e harmônicos de ordem mais elevada sendo útil inclusive para filtragem de sinais de alta frequência como oscilações do tipo “notch” [68]. Uma desvantagem deste filtro é que a resistência do mesmo pode consumir uma quantidade considerável de potência ativa, tendo assim perdas consideráveis. O filtro não é utilizado para filtragem de harmônicos de quinta ordem ou inferior por drenar, nesta situação, grande quantidade de corrente fundamental do sistema [68].

A fim de se diminuir as perdas geradas na frequência fundamental, algumas diferentes topologias de filtros amortecidos são utilizadas. Uma alternativa que vem sendo utilizada em indústrias para obter uma boa filtragem de harmônicos de ordem elevada é o filtro tipo C (vide figura D.5). Este filtro é uma adaptação do filtro amortecido e possui como principal

vantagem sobre este o fato do resistor não consumir potência ativa na frequência fundamental, obtendo um desempenho bastante similar ao filtro amortecido [68].

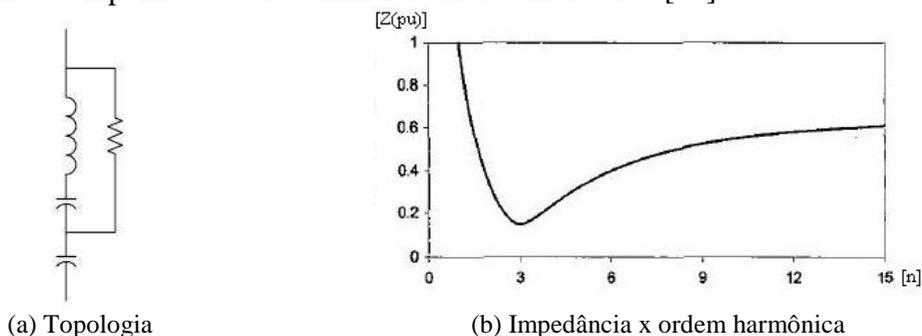


Fig. D.5 – Topologia e curva de impedância x frequência do filtro tipo C

Este filtro é amplamente utilizado na saída de fornos a arco e grandes conversores [68].

o Filtros combinados

Normalmente, há a presença de harmônicos de frequências variadas, com maior presença do 3°, 5° e 7° harmônicos em um sistema elétrico. Caso fossem projetados filtros sintonizados para filtrar os harmônicos mais significativos, seria necessária a instalação de 3 ou mais filtros distintos, cada um sintonizado em uma frequência. Essa opção é cara, uma vez que é necessária a utilização de muitos componentes. Além disso, o risco de ocorrer uma ressonância paralela em um harmônico aumenta. Por sua vez, a utilização de apenas um filtro amortecido não seria eficiente, uma vez que as frequências mais significativas são de ordem baixa.

Para solucionar este problema é utilizada uma combinação dos dois tipos de filtros. A montagem geralmente implementada consiste em um ou mais filtros sintonizados em paralelo com o filtro amortecido. Na figura D.6 está ilustrada essa combinação de filtros.

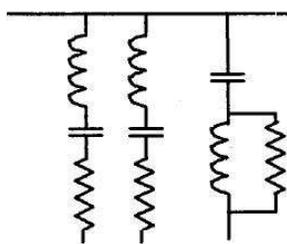


Fig. D.6 – Esquema de filtros passivos paralelos combinados

A topologia mais comum para essa combinação de filtros é a utilização de dois filtros sintonizados (sintonizados no 5° e 7° harmônicos) e um filtro amortecido (sintonizado para filtrar harmônicos acima do 11°).

D.1.2 Filtro passivo em série

O filtro passivo em série é um filtro pouco utilizado, pois, como é ligado em série com o sistema, precisa ser dimensionado para suportar a corrente de plena carga do circuito quando

instalado nas fases. Por esse motivo, ele é caro [45]. A topologia mais utilizada é a de um indutor em paralelo com um capacitor. Na figura D.7 é ilustrada essa topologia.

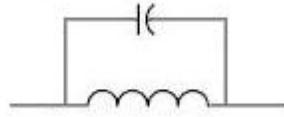


Fig. D.7 – Filtro passivo em série

O filtro série funciona da seguinte maneira: Com a sua inclusão em série com a rede que se pretende proteger, o harmônico sintonizado enxergará uma impedância elevada no ramo em que este está conectado, deixando, em grande parte, de circular e diminuindo a distorção harmônica na tensão e corrente do sistema. Este tipo de filtro é mais utilizado para evitar que harmônicos interfiram em sinais de controle dos tiristores de conversores [45] sendo, nesta aplicação, o filtro conectado de forma similar a mostrada na figura D.8.

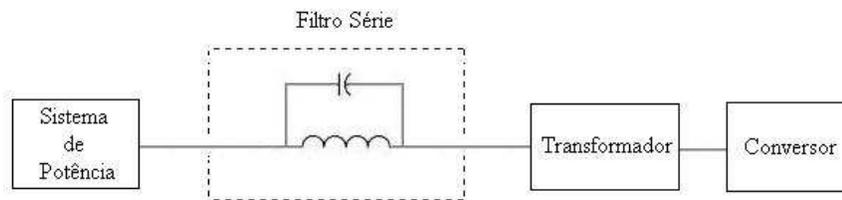


Fig. D.8 – Ligação do filtro série no sistema

Uma outra opção é o filtro série de neutro. Em instalações onde há grande quantidade de cargas não lineares como lâmpadas fluorescentes compactas ou computadores, que geram grande quantidade de terceiro harmônico, é comum que o neutro desta instalação possua correntes da ordem de grandeza das correntes das fases ou até maiores [15]. Essa corrente excessiva pode causar, entre outros problemas, a sobrecarga do condutor neutro [72].

São duas as topologias mais utilizadas: filtro LC paralelo e filtro duplamente sintonizado. O filtro LC paralelo foi apresentado anteriormente na figura D.7 enquanto que o filtro duplamente sintonizado é mostrado na figura D.9.

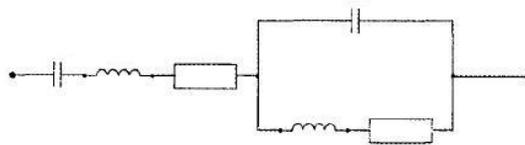


Fig. D.9 – Filtro duplamente sintonizado

Em [73], o filtro da figura D.9 foi projetado para apresentar impedância máxima para o terceiro harmônico. Como o estudo foi realizado na Austrália onde a alimentação é em 50 Hz, o terceiro harmônico corresponde a correntes em 150 Hz. A resposta em frequência obtida no estudo para o filtro é mostrada na figura D.10. Fica claro que, para a frequência fundamental, o filtro se comporta praticamente como um curto-circuito enquanto que para o terceiro harmônico o mesmo apresenta uma impedância elevada. Para os demais harmônicos o filtro apresenta também uma impedância considerável, o que também ajuda na limitação destes harmônicos múltiplos de três no condutor neutro.

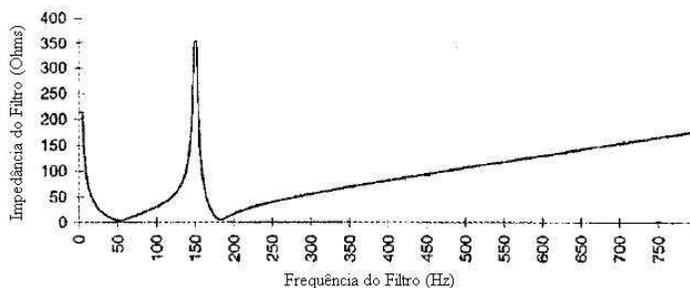


Fig. D.10 – Resposta em frequência do filtro no neutro

Essa solução apresenta bons resultados em instalações onde a corrente de neutro é alta devido aos harmônicos múltiplos de 3.

D.2 Filtros ativos

A tecnologia de filtros ativos tem pouco mais de 20 anos, sendo pela primeira vez apresentada em 1984 por Akagi et ali [74]. A teoria do filtro ativo se baseia na criação de um dispositivo que, a partir das medições de tensão e corrente na carga, injeta uma corrente na rede elétrica cujos harmônicos sejam de mesma amplitude dos harmônicos presentes na corrente de carga, mas com um defasamento de 180° . Dessa forma, o filtro injeta estes harmônicos na rede anulando os harmônicos da carga. A tecnologia de semicondutores, como tiristores, possibilitava a criação de tal dispositivo, porém, estes semicondutores eram caros e por essa razão a tecnologia de filtros ativos não conseguiu entrar no mercado de forma competitiva.

Na última década, com os avanços tecnológicos na área de semicondutores e a diminuição do preço do silício, o preço dos semicondutores reduziu bastante. Além disso, novos dispositivos com melhor suportabilidade à tensão como IGBTs, GTOs e IGCTs ganharam espaço no mercado. Com isso, os filtros tornaram-se mais atrativos atualmente.

São diversas as vantagens dos filtros ativos, destacando-se:

- Correção do fator de potência para próximo da unidade independente da carga;
- O filtro permite equilibrar as correntes nas fases em sistemas alimentando cargas desequilibradas;
- Baixo consumo de potência ativa (apenas para suprir suas perdas);
- Filtragem harmônica independente dos harmônicos presentes na corrente e/ou tensão da carga;
- Não há problemas de ressonância entre as impedâncias da rede e o filtro;
- Controle da tensão da barra através de injeção/consumo de reativo;
- Possibilita aumento da capacidade de transmissão de potência de uma linha de transmissão através da variação da impedância série da mesma;

A tendência futura é que os filtros ativos tornem-se cada vez mais acessíveis, apresentando uma ótima relação custo-benefício em comparação com os filtros passivos.

Assim como os filtros passivos, eles são divididos em dois grupos principais: filtros em paralelo e filtros em série.

D.2.1 Filtros ativos em paralelo

O filtro ativo em paralelo é conhecido como *Static Synchronous Compensator* (STATCOM) e possibilita também a compensação dinâmica de reativos do sistema. Ele elimina somente os harmônicos presentes nas correntes da carga, sendo o filtro ativo série ideal para eliminar os harmônicos de tensão.

Existem diversas topologias para o STATCOM, porém as mais comuns são o STATCOM de quatro pernas e o STATCOM com divisor capacitivo (vide figura D.11). O STATCOM com divisor capacitivo é o mais utilizado em baixas potências, uma vez que necessita de apenas seis dispositivos semicondutores ao invés dos oito do STATCOM de quatro pernas. Isto diminui o seu preço. Para filtros de potência mais elevada, o preço dos capacitores se torna bastante elevado, sendo a configuração do STATCOM com quatro pernas mais interessante.

É usual a utilização de filtros passivos na entrada do STATCOM para eliminar harmônicos de alta frequência gerados pelo chaveamento dos dispositivos semicondutores. Estes filtros passivos estão ilustrados na figura D.11 através dos capacitores C_f .

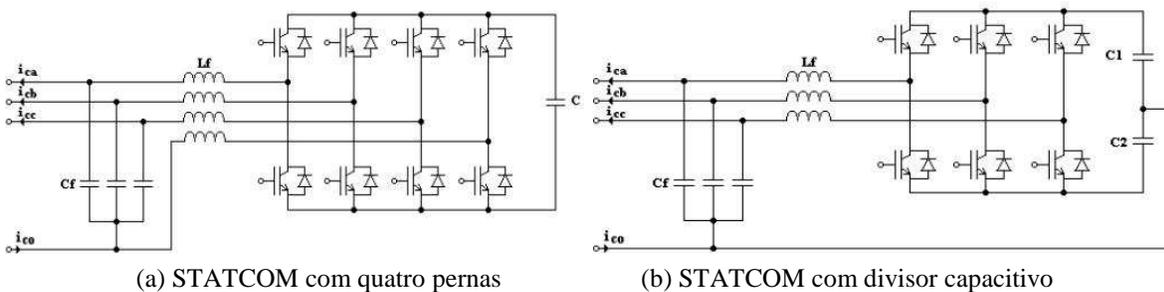


Fig. D.11 – Tipos de STATCOM mais comuns

Através de um sistema de medição e controle, há a medição da corrente na rede e é calculada a forma de onda da corrente necessária que, somada com a da rede, resulta em uma corrente senoidal e em fase com a tensão (fator de potência unitário). Este processo é ilustrado na figura D.12.

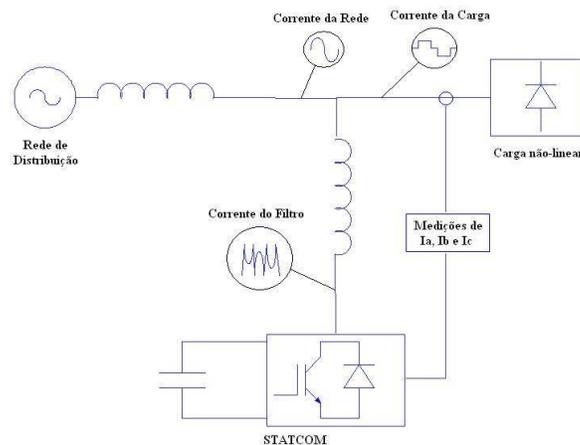


Fig. D.12 – Montagem e funcionamento do STATCOM

o **Teoria do controle**

O STATCOM, como citado anteriormente, mede a corrente no sistema elétrico e, a partir desta, analisa os harmônicos presentes e a quantidade de reativo que o filtro precisa gerar para compensar o reativo do sistema. Esta análise é realizada transformando o sinal medido, que está no domínio das fases (coordenadas a-b-c) para o domínio das componentes $\alpha\beta 0$, através da transformada de Clarke. Este processo pode ser realizado utilizando a matriz de transformação de Clarke, sendo esta e sua inversa mostradas nas figuras D.13a e D.13b.

Enquanto o domínio das fases é caracterizado por três componentes defasadas de 120° entre si, o domínio das componentes $\alpha\beta 0$ caracteriza-se por três componentes ortogonais. Nas figuras D.14a e D.14b são mostradas estas componentes para um sistema equilibrado (onde a componente de seqüência zero é nula).

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & \sqrt{3} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

(a) Transformada de Clarke (b) Transformada de Clarke inversa

Fig. D.13 – Transformada de Clarke

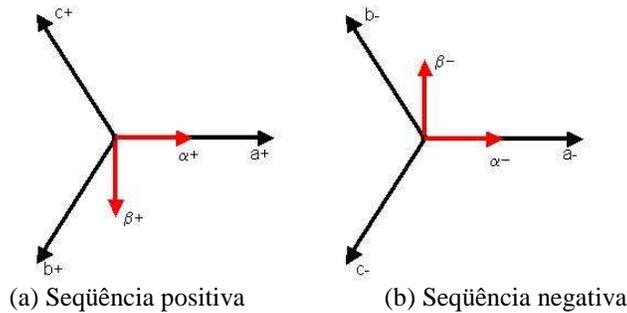


Fig. D.14 – Relação entre domínio das fases e domínio $\alpha\beta 0$

Depois de realizada a transformada $\alpha\beta 0$, é realizada uma nova transformada, a transformada DQ0, também conhecida como transformada de Park. Essa transformada permite a transformação dos 2 vetores ortogonais α e β em vetores ortogonais que giram em sincronia com a frequência da rede. Essa transformação é ilustrada nas figuras D.15a e D.15b.

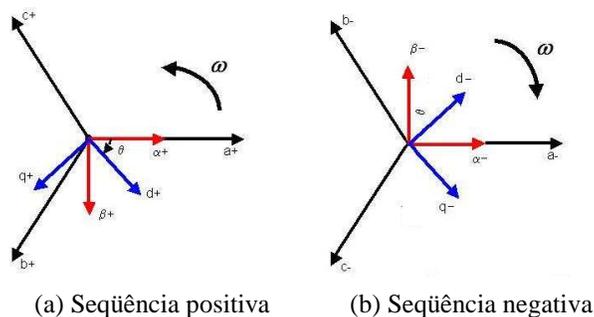


Fig. D.15 – Relação entre domínio $\alpha\beta 0$ e domínio DQ0

Essa transformação é realizada utilizando a matriz de transformação de Park (figura D.16a). Caso seja necessário fazer a transformada inversa, a mesma pode ser realizada através da matriz de transformação inversa de Park (vide figura D.16b).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 0 \\ \sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}$$

(a) Matriz de transformação de Park (b) Matriz de transformação Inversa de Park

Fig. D.16 – Matrizes de transformação de Park e inversa

No domínio de Park as componentes D, Q e 0 possuem características bastante úteis para a filtragem de harmônicos e a compensação de reativos. As variáveis de eixo D e Q são formadas por uma parcela constante e outra alternada como mostrado em (D.3) e (D.4).

$$i_q = \tilde{i}_q + \bar{I}_q \quad (D.3)$$

$$i_d = \tilde{i}_d + \bar{I}_d \quad (D.4)$$

As parcelas constantes \bar{I}_q e \bar{I}_d correspondem, respectivamente, às correntes ativa e reativa do sistema enquanto as parcelas alternadas \tilde{i}_q e \tilde{i}_d correspondem às correntes harmônicas e correntes devido ao desequilíbrio de tensões.

Essa propriedade das correntes de eixo DQ0 é de grande utilidade, sendo usada pelo controle do filtro para separar as parcelas indesejadas da corrente (harmônicos, reativo e desequilíbrio) da parcela ativa. Após a realização das transformadas de Clarke e Park, o controle do STATCOM utiliza um filtro passa-baixa para eliminar a parcela alternada da corrente de eixo q, sobrando apenas a parcela constante \bar{I}_q . No próximo passo, o filtro subtrai a parcela \bar{I}_q da corrente i_q para isolar \tilde{i}_q . Com os sinais I_d e \tilde{i}_q isolados, o filtro faz a transformada inversa de park e clarke resultando em correntes no domínio das fases (Ia, Ib e Ic). Estas correntes de fase correspondem às parcelas reativas, harmônicas e devido ao desequilíbrio entre as fases do sistema medido. Assim, o filtro ativo produz estas correntes através dos tiristores e injeta na rede este sinal com defasagem de 180° em relação ao sinal original proveniente da carga, anulando a parcela indesejada de corrente da rede. A corrente resultante no sistema será formada apenas pela parcela ativa, sendo uma senóide perfeita com fator de potência praticamente unitário.

O filtro ativo consome uma pequena potência ativa da rede elétrica de modo a compensar as perdas nos semicondutores e componentes passivos. Além disto, é preciso garantir que as tensões nos capacitores de entrada do filtro sejam superiores ao pico da tensão fase-neutro da rede. Para tal, são incluídos compensadores de tensão nos capacitores. Este processo completo de controle é ilustrado na figura D.17.

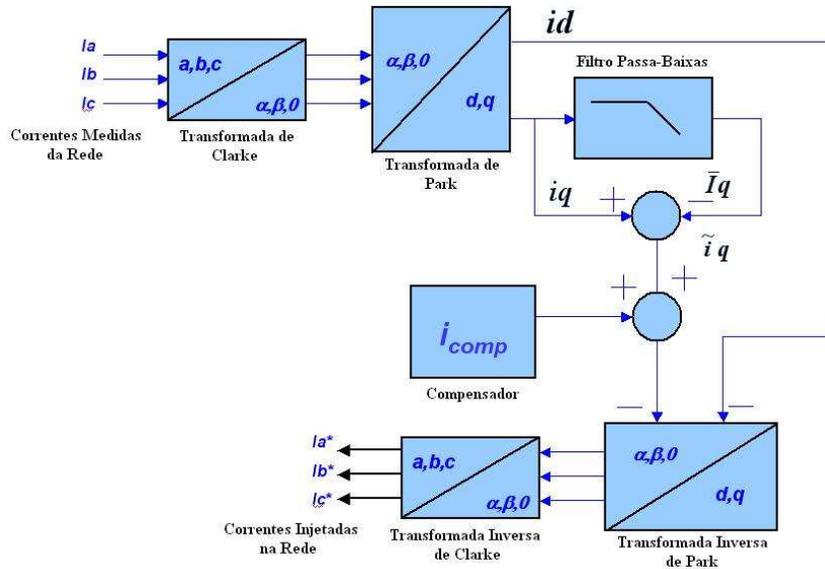


Fig. D.17 - Controle realizado pelo STATCOM

D.2.2 Filtro série

Um filtro harmônico em série possui dois tipos de funcionamento distintos: como um isolador harmônico e como restaurador dinâmico da tensão. Nas duas topologias, o filtro possibilita a filtragem de harmônicos, sendo na primeira a filtragem de harmônicos de corrente e, na segunda, dos harmônicos de tensão. Para possibilitar a ligação deste filtro em série com o sistema, normalmente é utilizado um transformador.

D.2.2.1 Filtro série como isolador de harmônicos

Este filtro tem como função impedir que harmônicos de corrente da carga circulem pelo sistema protegido pelo filtro. Nesta topologia, não é possível compensar o reativo da rede e é necessária a utilização de um filtro passivo em paralelo com o filtro ativo série. Este tipo de filtro está ilustrado na figura D.18.

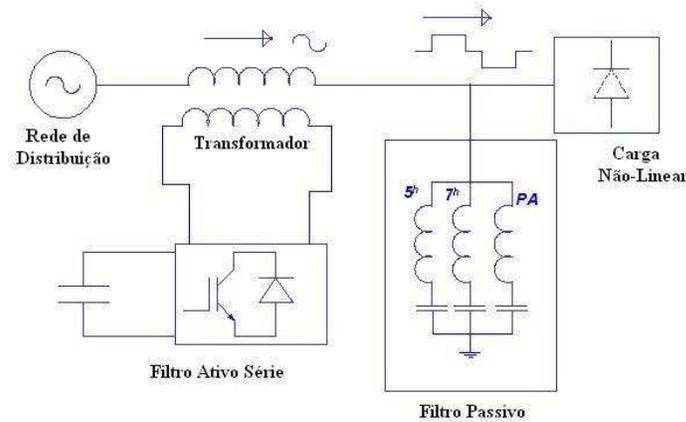


Fig. D.18 – Filtro ativo série com filtro passivo em paralelo

O funcionamento do filtro ativo é o seguinte: ele mede a corrente na linha, isolando a sua parcela harmônica. Com base nesta medição, o filtro sintetiza uma tensão (V) proporcional a corrente harmônica medida (I_h) através de um parâmetro k (constante dada pelo ganho do compensador), sendo $V = k \times I_h$. Dessa forma, o filtro modela uma resistência de valor k que apresenta valor zero para correntes na frequência fundamental e um valor alto para frequências harmônicas. Para os harmônicos, o filtro funciona como um isolador entre o conjunto carga/filtro e o sistema. Como os harmônicos não poderão circular pelo sistema, eles irão circular pelo filtro passivo em paralelo.

A grande vantagem dessa topologia é que o filtro ativo pode ser da ordem de 1 a 2% da potência do filtro passivo, sendo portanto pequeno e de baixo custo [74]. Uma dificuldade de implementação desta topologia está na necessidade de utilização de uma fonte de potência pequena no lado CC do filtro. Além disso, a conexão em série do conjunto transformador/filtro com o sistema elétrico acrescenta dificuldades na proteção do conversor quando da ocorrência de sobrecorrentes e/ou curto-circuito na rede elétrica.

o Teoria do controle

O filtro série utiliza o mesmo princípio do controle do STATCOM, transformando as correntes medidas da rede do domínio das fases para o domínio DQ0. São utilizados dois filtros passa-baixas para isolar a parcela \bar{I}_q e \bar{I}_d dos sinais de corrente de eixo D e Q. Após esse processo, subtrai as parcela contínuas \bar{I}_q e \bar{I}_d , respectivamente, dos sinais i_q e i_d encontrando então as parcelas alternadas \tilde{i}_q e \tilde{i}_d (ver (D.3) e (D.4)). Estas parcelas são as responsáveis pelos harmônicos e desequilíbrios de tensão no sistema. O controle do filtro multiplica essas parcelas pela impedância k, de valor elevado, transformando estas parcelas de corrente em parcelas equivalentes de tensão. Essas tensões resultantes são transformadas do domínio DQ0 para o domínio das fases e são criadas através do chaveamento dos dispositivos semicondutores nos terminais do transformador ligado em série com o sistema.

Dessa forma, para os harmônicos, a tensão criada no transformador será vista como uma impedância de valor alto, e os harmônicos irão circular pelo filtro passivo que possui uma impedância menor. Não haverá tensão considerável no transformador para a onda fundamental, representando assim uma impedância nula para essa frequência. A dinâmica de controle deste filtro, explicada nas linhas anteriores, é ilustrada na figura D.19.

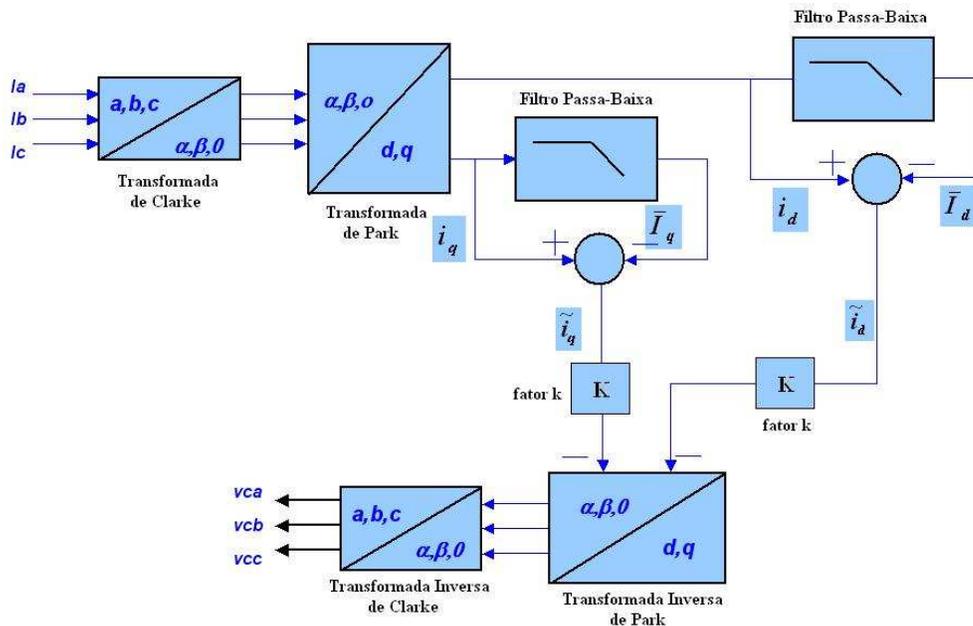


Fig. D.19 – Controle do filtro ativo série funcionando como isolador harmônico

Para evitar a conexão em série do filtro com a linha, uma outra possibilidade para este filtro harmônico é ligá-lo em série com o filtro passivo, estando o conjunto em paralelo com o sistema. Esta ligação elimina a dificuldade de se trabalhar com um filtro em série com a linha e permite um efeito semelhante ao filtro série descrito anteriormente [74]. O diagrama esquemático do filtro ativo ligado em série com o filtro passivo pode ser visto na figura D.20.

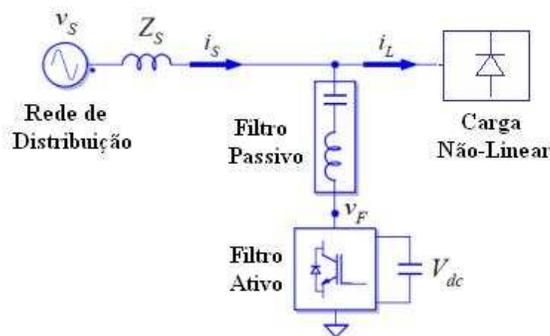


Fig. D.20 – Filtro ativo ligado em série com filtro passivo

D.2.2.2 Filtro série como restaurador harmônico de tensão

Este tipo de filtro ativo série é utilizado para eliminar os harmônicos de tensão presentes na alimentação de uma instalação, além de prover uma regulação de tensão da carga. Mesmo que a tensão da rede apresente tensões desequilibradas e distorcidas, o conversor mantém a tensão na carga puramente senoidal e equilibrada, eliminando problemas de cintilação luminosa (flicker), afundamentos e elevações de tensão e problemas com harmônicos de tensão.

Este filtro funciona da seguinte maneira: a partir de medições das tensões fase-terra do sistema, ele identifica a presença de harmônicos e/ou desequilíbrios de tensão e gera nos

terminais do enrolamento do transformador (ligado em série com o sistema) uma tensão que, somada com a tensão da rede, gere na carga uma tensão puramente senoidal com amplitude nominal. A geração desta tensão acompanha as variações da tensão da rede, sempre resultando em uma senóide perfeita para a carga.

Como este filtro injeta potência ativa no sistema para gerar a tensão, é necessário que haja uma fonte de potência nos terminais de tensão contínua do inversor. Essa fonte de potência pode ser fornecida pela própria rede (através de um retificador) e é responsável por manter a tensão do capacitor do filtro acima do valor mínimo necessário para o funcionamento do filtro.

Um filtro série funcionando como restaurador harmônico de tensão é ilustrado na figura D.21.

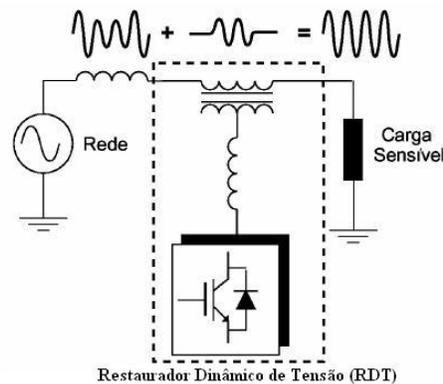


Fig. D.21 – Filtro série funcionando como restaurador harmônico

○ Teoria de controle

O controle deste filtro utiliza o mesmo raciocínio dos anteriores, utilizando transformada de Clarke e Park. É realizada a medição das tensões na rede e na carga. Após a medição, as tensões da carga são transformadas para o eixo DQ0 sendo então inseridas em um filtro passa-baixa. Com isso, os valores obtidos são as tensões de eixo D, Q e 0 contínuas. Estas tensões então são comparadas com as tensões de referência sobre a carga. Um controlador PID é o responsável pelo controle da tensão eficaz sobre a carga.

Por outro lado, as medições das tensões da rede também são transformadas para o eixo DQ0 onde a parcela alternada das tensões de eixo D, Q e 0 são obtidas utilizando um filtro passa-baixas. Esta parcela é subtraída do sinal de saída do controlador PID. O resultado corresponde às parcelas das tensões devido aos harmônicos e desequilíbrios de tensão na carga e na rede, sendo estas defasadas de 180 graus em relação às tensões de medição. Dessa forma, essa tensão resultante é transformada novamente em tensões de fase e são geradas nos terminais do transformador em série com o sistema. A soma das parcelas de tensões da rede com as tensões geradas pelo filtro irão resultar na tensão de referência escolhida pelo usuário. O processo de controle explicado neste último parágrafo está ilustrado na figura D.22.

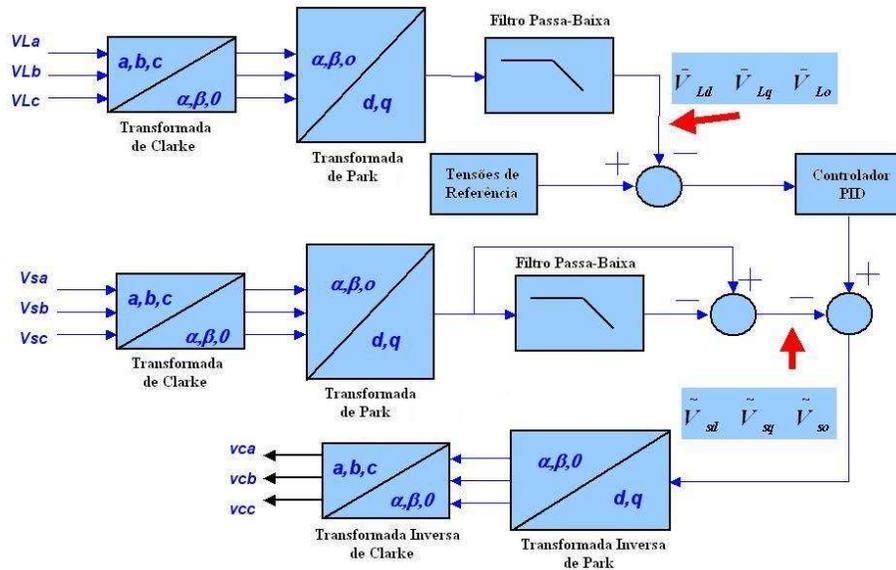


Fig. D.22 – Controle do filtro ativo série como um restaurador dinâmico de tensão

D.2.3 Filtros ativos série/paralelo combinados

Levando-se em consideração que o filtro ativo paralelo compensa os harmônicos de corrente e o filtro ativo série compensa os harmônicos de tensão, a utilização de ambos no mesmo sistema possibilita uma compensação simultânea para tensão e corrente da rede. O conceito deste filtro conhecido como “Unified Power Quality Conditioner” (UPQC) foi proposto por Gyugyi em 1991 [75] e sua utilização é aconselhável onde exista um grupo de cargas críticas, muito sensíveis às distorções harmônicas e que necessitem de um suprimento de energia de boa qualidade [74].

Na figura D.23 é mostrada uma figura ilustrando o UPQC.

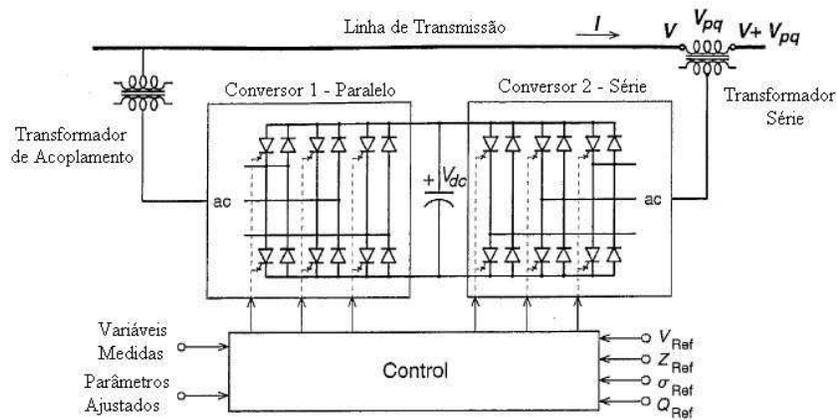


Fig. D.23 – Esquemático de um UPQC

Este filtro possui também as possibilidades de compensação de reativos e desequilíbrio das fases além de, por ser um filtro mais completo, permitir o controle do fluxo de potência e regulação da tensão.

As possibilidades de seu funcionamento são diversas, sendo o controle basicamente o controle dos filtros série e paralelo funcionando em paralelo.