

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
CAMPUS DE CURITIBA
CURSO DE ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA
ÊNFASE ELETROTÉCNICA**

**BEATRIZ HADDAD DE OLIVEIRA
JOÃO VITOR KOZLOSKI**

**ESTUDO DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS
APLICADOS AOS RETIFICADORES MULTIPULSOS, ISOLADOS E
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA.**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CURITIBA
2011**

**BEATRIZ HADDAD DE OLIVEIRA
JOÃO VITOR KOZLOSKI**

**ESTUDO DE TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS
APLICADOS AOS RETIFICADORES MULTIPULSOS, ISOLADOS E
COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA.**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentada à disciplina de ET60G, Trabalho de Conclusão de Curso 2, do curso de Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase em Eletrotécnica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Dr. Prof. Alceu André Badin.

**CURITIBA
2011**

RESUMO

O conversor multipulso é uma das soluções técnicas para a mitigação de componentes harmônicos no sistema. Diferentes configurações são utilizadas para diversos tipos de aplicações. O presente trabalho apresenta uma nova topologia de retificador multipulso, utilizando transformador trifásico/bifásico, com conexão baseada no tipo Le Blanc aplicado a retificadores múltiplos de 4 pulsos, para a obtenção de um conversor de 16 pulsos. Foram realizados estudos para verificação da viabilidade do projeto, através de análises teóricas, matemáticas, simulações computacionais e, por fim, com a construção de um protótipo, do qual foram obtidos dados experimentais.

Foram comparados os dados obtidos em todas as análises com as recomendações e normas internacionais e verificou-se o atendimento delas pelo protótipo implementado.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Transformador trifásico na conexão Scott. Fonte: Badin (2009, p. 12)	15
Figura 2 - Conexão Le Blanc. Fonte: Badin (2009, p. 15).....	15
Figura 3 - Retificador de 6 pulsos alimentado por transformador delta-delta.	24
Figura 4 - Formas de onda para o retificador de 6 pulsos ligado a um transformador delta-delta.....	24
Figura 5 - Espectro harmônico da corrente de linha do primário do transformador representado na Figura 1. Fonte: Barbi (2005, p. 305).....	25
Figura 6 - Retificador de 6 pulsos alimentado por transformador delta-estrela.	25
Figura 7 - Formas de onda para o retificador de 6 pulsos ligado a um transformador delta-estrela. Fonte: Barbi (2005, p. 306).....	26
Figura 8 - Espectro harmônico da corrente de linha do primário do transformador representado na Figura 4. Fonte: Barbi (2005, p. 307).....	26
Figura 9 - Retificador de 12 Pulsos alimentado por transformador delta-delta/delta-estrela.....	28
Figura 10 - Retificador de 12 Pulsos alimentado por transformador delta/delta-estrela.....	28
Figura 11 - Formas de onda de um retificador de 12 pulsos.	29
Figura 12 - Espectro harmônico da corrente de entrada de um retificador de 12 pulsos.	29
Figura 13 - Retificador de 18 pulsos ligado a um transformador estrela/zigzag-estrela-zigzag.	30
Figura 14 - Forma de onda da corrente de entrada para um retificador de 18 pulsos.	31
Figura 15 - Tensão e corrente de linha para um retificador de 18 pulsos.....	31
Figura 16 - Espectro harmônico da corrente da fonte de entrada de um retificador de 18 pulsos. Fonte: Badin (2003b, p. 20).....	32
Figura 17 - Esquemático da conexão Scott. Fonte: Chan (2010, p. 158).....	34
Figura 18 - Esquemático conexão Le Blanc. Fonte: Adaptado de Chan, (2010, p. 158).	34
Figura 19 – Esquema gráfico ilustrando as conexões Scott e Le Blanc.	35
Figura 20 - Indiciação utilizada nas análises qualitativa e quantitativa.....	41
Figura 21 - Transformador trifásico/bifásico para $\theta=0$	41
Figura 22 - Diagrama fasorial do transformador trifásico/bifásico para $\theta=0$	42
Figura 23 - Transformador trifásico/bifásico para defasagens diferentes de 0° . (a) $0<\theta<\pi/6$ (b) $\pi/6<\theta<\pi/3$ e (c) $\pi/3<\theta<\pi/2$	42
Figura 24 - Diagrama fasorial de um transformador trifásico/bifásico com $0<\theta<\pi/6$	43
Figura 25 - Diagrama fasorial de um transformador trifásico/bifásico com $\pi/6<\theta<\pi/3$	43
Figura 26 - Diagrama fasorial de um transformador trifásico/bifásico com $\pi/3<\theta<\pi/2$	43
Figura 27 - Diagrama esquemático de um retificador de 4 pulsos.....	45
Figura 28 - Formas de onda de tensão de um retificador de 4 pulsos. As ondas das tensões de entrada estão representadas abaixo, enquanto, em preto, a tensão retificada na carga é mostrada.....	45
Figura 29 - Formas de onda de tensão no secundário e na carga de um retificador 4 pulsos.	46
Figura 30 - Forma de onda da corrente de linha do secundário num retificador de 4 pulsos.	47

Figura 31 - Forma de onda da corrente de fase do primário de um retificador de 4 pulsos.	48
Figura 32 - Forma de onda da corrente de linha do primário de um retificador de 4 pulsos.	49
Figura 33 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 4 pulsos.	49
Figura 34 - Espectro harmônico do retificador de 4 pulsos.....	50
Figura 35 - Diagrama esquemático de um retificador de 8 pulsos.....	51
Figura 36 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 8 pulsos.	52
Figura 37 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 8 pulsos.	52
Figura 38 - Espectro harmônico do retificador de 8 pulsos.....	53
Figura 39 - Diagrama esquemático de um retificador de 12 pulsos, com transformador trifásico/bifásico.....	54
Figura 40 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 12 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico.	55
Figura 41 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 12 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico.	55
Figura 42 - Espectro harmônico do retificador de 12 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico.....	56
Figura 43 - Diagrama esquemático de um retificador de 16 pulsos.....	57
Figura 44 - Formas de onda da tensão em S1	58
Figura 45 - Formas de onda da tensão em S2	58
Figura 46 - Formas de onda da tensão em S3	59
Figura 47 - Formas de onda da tensão em S4	59
Figura 48 - Formas de onda de corrente em S1, S2, S3 e S4.....	60
Figura 49 - Formas de onda de corrente. a) Ondas parciais para obter a forma de onda da Fase A no primário; b) Forma de onda da corrente da Fase A no primário (I_{FPA}).....	61
Figura 50 - Formas de onda de corrente. a) Ondas parciais para obter a forma de onda da Fase B no primário; b) Forma de onda da corrente da Fase B no primário (I_{FPB}).....	61
Figura 51 - Formas de onda de corrente. a) Ondas parciais para obter a forma de onda da Fase C no primário; b) Forma de onda da corrente da Fase C no primário (I_{FPC})	62
Figura 52 - Forma de onda da corrente de linha I_{LP1}	63
Figura 53 - Forma de onda da corrente de linha I_{LP2}	63
Figura 54 - Forma de onda da corrente de linha I_{LP3}	64
Figura 55 - Formas de onda das tensões e correntes na entrada do retificador de 16 pulsos.	65
Figura 56 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 16 pulsos.	65
Figura 57 - Espectro harmônico do retificador de 16 pulsos.....	66
Figura 58 - Diagrama esquemático de um retificador de 20 pulsos.....	67
Figura 59 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 20 pulsos.	68
Figura 60 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 20 pulsos.	68
Figura 61 - Espectro harmônico do retificador de 20 pulsos.....	69

Figura 62 - Intervalos utilizados nos cálculos de tensão eficaz e tensão média na carga.....	76
Figura 63 - Espectro harmônico das correntes de fase	78
Figura 64 - Espectro harmônico das correntes de linha	79
Figura 65 - Comparação dos dados teóricos do espectro harmônico das correntes de linha com a recomendação da IEEE.....	80
Figura 66 - Ponte retificadora 36MB140. Fonte: datasheet Vishay.	82
Figura 67 - Arranjo das pontes retificadoras sobre o dissipador.....	83
Figura 68 - Simulação do protótipo: formas de onda de tensão e corrente na entrada	85
Figura 69 - Forma de onda da corrente de entrada.....	86
Figura 70 - Simulação do protótipo: formas de onda de tensão nos secundários e na carga.....	86
Figura 71 - Simulação do protótipo: espectro harmônico.	87
Figura 72 - Comparação dos espectros harmônicos simulados com a recomendação da IEEE	88
Figura 73 - Protótipo de um retificador de 16 pulsos utilizando transformadores trifásicos/bifásicos.....	90
Figura 74 - Osciloscópio Tektronix utilizado nas medições. Fonte: www.tek.com ...	90
Figura 75 - Sonda de corrente Fluke 80i. Fonte: www.flukenow.com.....	91
Figura 76 - Formas de onda de corrente (azul) e tensão (vermelho) da fase A. Escala vertical 100 V ou 20 A. Escala horizontal 5 ms.....	92
Figura 77 - Formas de onda de corrente (azul) e tensão (vermelho) da fase B. Escala vertical 100 V ou 20 A. Escala horizontal 5 ms.....	92
Figura 78 - Formas de onda de corrente (azul) e tensão (vermelho) da fase C. Escala vertical 100 V ou 20 A. Escala horizontal 5 ms.....	92
Figura 79 - Ondas de corrente das fases A (preto), B (vermelho) e C (azul). Escala vertical 10 A. Escala horizontal 5 ms.	93
Figura 80 - Espectro harmônico fase A comparado ao padrão IEEE.	93
Figura 81 - Espectro harmônico fase B comparado ao padrão IEEE.	94
Figura 82 - Espectro harmônico fase C comparado ao padrão IEEE.	94
Figura 83 - Retificador 12 pulsos com transformador ligado em Delta/Delta-Estrela.	105
Figura 84 - Diagrama esquemático Delta-Estrela.....	106
Figura 85 - Formas de onda de tensão. Em preto, tensão em relação ao secundário em delta. Em azul, tensão em relação ao secundário em estrela. Em verde, tensão retificada na carga.	106
Figura 86 - Formas de onda das correntes de linha do secundário de um retificador de 12 pulsos.	107
Figura 87 - Formas de onda das correntes de fase no secundário, para um retificador de 12 pulsos.	108
Figura 88 - Relação entre as correntes de fase do primário e dos secundários.	109
Figura 89 - Formas de onda das correntes de fase do primário (preto) e dos secundários (azul - delta; vermelho - estrela).	111
Figura 90 - Formas de onda das correntes de fase e linha do primário.....	112
Figura 91 - Forma de onda de uma corrente de linha do secundário em delta.	113
Figura 92 - Forma de onda de uma corrente de fase do secundário em delta.	114
Figura 93 - Forma de onda de uma corrente de linha do secundário em estrela. ..	114
Figura 94 - Forma de onda da corrente de fase do primário.	115
Figura 95 - Forma de onda da corrente de linha no primário.....	116

Figura 96 - Diagrama esquemático mostrando as diferentes tensões do circuito a serem consideradas nas análises.	117
Figura 97 - Forma de onda da tensão na carga.	118
Figura 98 - Tensões de saída de cada retificador. Em preto, saída do retificador ligado ao secundário em delta. Em azul, saída do retificador ligado ao secundário em estrela. Área hachurada em preto: $V_{LSD3} \angle 120^\circ$; Área hachurada em azul: $V_{LSY3} \angle 90^\circ$	119
Figura 99 - Espectro harmônico da corrente de fase em estrela.	125
Figura 100 - Espectro harmônico da corrente de fase do secundário em delta.....	127
Figura 101 - Espectro harmônico da corrente de linha do secundário em delta.....	130
Figura 102 - Espectro harmônico da corrente de fase do primário.....	133
Figura 103 - Espectro harmônico da corrente de linha do primário.	137
Figura 104 - Diagrama fasorial para $0 < \theta < \pi/6$	138
Figura 105 - Diagrama fasorial para $\pi/6 < \theta < \pi/3$	140
Figura 106 - Diagrama fasorial para $\pi/3 < \theta < \pi/2$	141
Figura 107 - Circuito simulado - configurações do protótipo.....	154

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Classificação e Limites de distorção de tensão.....	21
Tabela 2 - Máxima corrente de distorção harmônica para sistemas de distribuição.	22
Tabela 3 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental).....	40
Tabela 4 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão .	40
Tabela 5 - Relação entre as correntes de fase do primário e as correntes dos secundários	60
Tabela 6 - Relação das correntes de linha e de fase do primário de um retificador de 16 pulsos.	62
Tabela 7 - Equações que descrevem as tensões V_{α} e V_{β} para cada intervalo desejado.....	71
Tabela 8 - Correntes de fase do primário para cada intervalo de θ	72
Tabela 9 - Correntes de linha do primário de um transformador trifásico bifásico....	73
Tabela 10 - Taxa de distorção harmônica (TDH) para retificadores de 4, 8, 12 e 16 pulsos.	74
Tabela 11 - Taxa de distorção harmônica (TDH) de retificadores de 4, 6, 8, 12, 16 e 18 pulsos.	75
Tabela 12 - Valores eficazes das correntes de fase e de linha do primário em relação à corrente de carga I_S	75
Tabela 13 - Transformadores disponíveis e suas características nominais.....	81
Tabela 14 - Simulação do protótipo: resultados das TDH para cada fase.....	87
Tabela 15 - Resultados experimentais de fator de potência e taxas de distorção harmônica (TDH).	93
Tabela 16 - Condução dos diodos das pontes retificadoras, de um retificador 12 pulsos.	107
Tabela 17 - Relação entre a corrente de fase do primário e as correntes de fase dos secundários.	109
Tabela 18 - Relação das correntes de linha e de fase do primário.....	109
Tabela 19 - Tensões eficazes em relação à tensão de pico de entrada (V_p) ou em relação à tensão média da carga (V_0).	121
Tabela 20 - Valores eficazes de tensão e corrente e potência aparente por trecho do circuito.	121

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

1	INTRODUÇÃO	12
1.1	TEMA	12
1.1.1	Delimitação do Tema	12
1.1.1.1	Retificadores.....	13
1.1.1.2	Transformadores	13
1.1.1.3	Retificadores Multipulsos e Transformadores Trifásicos/Bifásicos	15
1.2	PROBLEMAS E PREMISSAS	16
1.3	OBJETIVOS	17
1.3.1	Objetivo Geral	17
1.3.2	Objetivos Específicos	17
1.4	JUSTIFICATIVA	18
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	18
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	19

CAPÍTULO 2

2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	20
2.1	FATOR DE POTÊNCIA	20
2.2	TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA.....	20
2.2.1	Distorção da Tensão	21
2.2.2	Distorção da Corrente	22
2.3	RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA.....	23
2.3.1	RETIFICADORES MULTIPULSO – MÚLTIPLOS DE 6 PULSOS.....	23
2.3.1.1	Retificador de 6 Pulsos.....	23
2.3.1.2	Retificador de 12 Pulsos.....	27
2.3.1.3	Retificador de 18 Pulsos.....	30
2.3.2	TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS.....	32
2.3.2.1	Conexão Scott (T).....	33
2.3.2.2	Conexão Le Blanc	34
2.4	PADRONIZAÇÃO.....	35
2.4.1	Definições e normas.....	35
2.4.2	IEC 61000	36
2.4.3	IEEE 519	38
2.4.4	Normas e recomendações a nível nacional	38
2.4.4.1	ONS - Submódulo 2.2 – Padrões de Desempenho da Rede Básica.	39
2.4.4.2	NBR 5410 – Instalações Elétricas de Baixa Tensão.....	39
2.4.4.3	PRODIST - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional.....	39
2.5	CONCLUSÕES	40

CAPÍTULO 3

3	ANÁLISE QUALITATIVA – TRANSFORMADOR E RETIFICADOR	41
3.1	TRANSFORMADOR TRIFÁSICO/BIFÁSICO.....	41
3.2	RETIFICADOR MULTIPULSO – MÚLTIPLO DE 4 PULSOS	44
3.2.1	Retificador de 4 pulsos.....	44

3.2.1.1	Diagrama esquemático.....	44
3.2.1.2	Tensão.....	44
3.2.1.3	Corrente.....	46
3.2.1.4	Espectro Harmônico	50
3.2.2	Retificador de 8 pulsos.....	50
3.2.2.1	Diagrama esquemático.....	51
3.2.2.2	Tensão e corrente.....	51
3.2.2.3	Espectro Harmônico	53
3.2.3	Retificador de 12 pulsos.....	53
3.2.3.1	Diagrama esquemático.....	53
3.2.3.2	Tensão e corrente.....	54
3.2.3.3	Espectro Harmônico	56
3.2.4	Retificador de 16 pulsos.....	56
3.2.4.1	Diagrama esquemático.....	57
3.2.4.1	Formas de onda: tensão e corrente.....	58
3.2.4.1.1	Tensão.....	58
3.2.4.1.2	Corrente.....	59
3.2.4.2	Simulação.....	64
3.2.4.2.1	Tensão e corrente.....	64
3.2.4.2.2	Espectro Harmônico	66
3.2.5	Retificador de 20 pulsos.....	66
3.2.5.1	Diagrama esquemático.....	66
3.2.5.1	Tensão e corrente.....	67
3.2.5.2	Espectro Harmônico	69
3.3	CONCLUSÕES	69

CAPÍTULO 4

4	ANÁLISE QUANTITATIVA – TRANSFORMADOR E RETIFICADOR.....	70
4.1	TRANSFORMADOR TRIFÁSICO/BIFÁSICO.....	70
4.1.1	Tensões e correntes do Transformador Trifásico/Bifásico	70
4.1.1.1	Cálculo das tensões:	70
4.1.1.2	Cálculo das correntes:.....	71
4.2	RETIFICADOR MULTIPULSO – MÚLTIPLO DE 4 PULSOS	74
4.3	COMPARAÇÃO DAS TAXAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA.....	74
4.4	RETIFICADOR 16 PULSOS	75
4.4.1	Correntes eficazes	75
4.4.2	Tensões	76
4.4.3	Potência	77
4.4.4	Análise Harmônica	77
4.5	CONCLUSÕES	80

CAPÍTULO 5

5	DIMENSIONAMENTO DO PROJETO.....	81
5.1	TRANSFORMADORES.....	81
5.2	DIODOS	82
5.3	CARGA.....	83
5.4	CABOS.....	84
5.5	CONCLUSÕES	84

CAPÍTULO 6

6	SIMULAÇÃO	85
6.1	DESCRIÇÃO	85
6.2	CONCLUSÕES	88

CAPÍTULO 7

7	IMPLEMENTAÇÃO E ENSAIOS DO PROTÓTIPO	89
7.1	IMPLEMENTAÇÃO	89
7.1.1	Equipamentos de medida.....	89
7.2	ENSAIOS	91
7.2.1	Aferição dos dados.....	91
7.2.2	Resultados	91
7.3	CONCLUSÕES	94

CAPÍTULO 8

8	CONCLUSÕES GERAIS	95
9	REFERÊNCIAS	97

APÊNDICES

10	TABELAS DE RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	99
10.1	RETIFICADOR DE 4 PULSOS	99
10.2	RETIFICADOR DE 6 PULSOS	100
10.3	RETIFICADOR DE 8 PULSOS	101
10.4	RETIFICADOR DE 12 PULSOS	102
10.5	RETIFICADOR DE 16 PULSOS	102
10.6	RETIFICADOR DE 18 PULSOS	103
11	MEMORIAL DE CÁLCULOS	105
11.1	ANÁLISE QUALITATIVA DO RETIFICADOR DE 12 PULSOS	105
11.1.1	Transformador ligado em Delta/Delta-Estrela, com 2 retificadores de 6 pulsos em série	105
11.2	ANÁLISE QUANTITATIVA DO RETIFICADOR DE 12 PULSOS.....	113
11.2.1	Transformador ligado em Delta/Delta-Estrela, com 2 retificadores de 6 pulsos em série	113
11.2.1.1	Cálculo dos valores eficazes de corrente	113
11.2.1.2	Cálculo dos valores eficazes de tensão.....	116
11.2.1.3	Análise de Potência	121
11.3	ANÁLISE HARMÔNICA DO RETIFICADOR DE 12 PULSOS.....	122
11.4	CÁLCULOS DE TENSÃO E CORRENTE NO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO/BIFÁSICO.....	137
11.4.1	Cálculos das tensões nos enrolamentos bifásicos do transformador .	137
11.4.1.1	Tensões V_α e V_β para $0 < \theta < \pi/6$	137
11.4.1.2	Tensões V_α e V_β para $\pi/6 < \theta < \pi/3$	139
11.4.1.3	Tensões V_α e V_β para $\pi/3 < \theta < \pi/2$	141
11.4.2	Cálculo das correntes no primário do transformador trifásico/bifásico	143
11.4.2.1	Correntes do primário para $0 < \theta < \pi/6$	143
11.4.2.2	Correntes do primário para $\pi/6 < \theta < \pi/3$	145

11.4.2.3	Correntes do primário para $\pi/3 < \theta < \pi/2$	146
12	SIMULAÇÃO DO PROTÓTIPO	153
12.1	DADOS DE SIMULAÇÃO – 16 PULSOS PROTÓTIPO.....	154
12.1.1	Análise de Fourier para Fase A	154
12.1.2	Análise de Fourier para Fase B	155
12.1.3	Análise de Fourier para Fase C	157

ANEXOS

Datasheet Vishay 36MB140.....	153
-------------------------------	-----

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

1.1.1 Delimitação do Tema

É possível observar claramente um aumento no consumo de energia nos mais diversos segmentos do mercado.

O primeiro tipo de consumo consistia em cargas lineares, nas quais a corrente drenada possui uma componente senoidal de mesma frequência da tensão utilizada.

As cargas indutivas, também largamente utilizadas, possuem uma componente senoidal da corrente que está atrasada em relação à tensão.

A partir da década de 1950, o emprego de componentes de estado sólido, presentes em cargas não-lineares, cresceu de forma significativa. Essas cargas não-lineares possuem correntes com diversos componentes harmônicos, de frequências múltiplas às da fundamental da tensão de rede. A maioria destas cargas demanda da conversão de corrente alternada em corrente contínua (CA-CC), processo denominado retificação (PAICE, 1995).

Portanto, a eletrônica de potência atual lida com o processamento de energia elétrica nas mais diversas áreas, suprimindo cargas de diversas naturezas.

As cargas não lineares podem contribuir negativamente para a rede, das seguintes formas:

- Diminuição do fator de potência;
- Aumento das perdas (desperdício de energia);
- Distorção na rede;
- Interferência eletromagnética, comprometendo medições e o funcionamento de equipamentos;

Devido a estes e a outros fatores, foram desenvolvidas normas para regulamentar a utilização destas cargas, no que diz respeito à injeção de componentes harmônicos no sistema. Estas normas especificam, entre outros

fatores, a taxa de distorção harmônica (TDH) de cada componente harmônico e a interferência eletromagnética, sendo cada vez mais rígidas nestes dois aspectos (PAICE, 1995; BORGONOVO, 2005).

Tendo estes problemas e as normas em mente, vê-se a necessidade do desenvolvimento de sistemas e produtos que estejam adequados às normas e que reduzam as interferências na rede. Portanto, o estudo de formas de utilização da energia de maneira mais eficiente e segura faz-se necessário. Neste âmbito, a análise de diferentes circuitos retificadores e de transformadores deve ser realizada com intuito de estudar possíveis modos de se obter sistemas de maior confiabilidade, robustez e economia.

1.1.1.1 Retificadores

Retificadores também podem ser chamados de conversores de tensão ou corrente alternada em tensão ou corrente contínua. Estes dispositivos podem retificar variados níveis de potência, sendo que, para altas potências (a partir de 2 kW), os retificadores trifásicos são os mais indicados e têm como objetivo equilibrar as potências em cada fase (BARBI, 2005).

Os retificadores podem ser divididos em dois grupos: passivos e ativos. O primeiro diz respeito aos retificadores não-controlados, enquanto o segundo engloba os retificadores controlados por semicondutores de potência (BADIN, 2009). Neste trabalho será abordado somente o primeiro caso: retificadores passivos.

A retificação de ondas a partir destes dispositivos passivos pode ser baseada em sistemas de conversores multipulso. Há diversos tipos de configurações e topologias sugeridas para os retificadores multipulsos. Neste trabalho estudaremos os modelos com múltiplos de 6 pulsos na parte teórica, além de projetar e dimensionar circuitos com retificadores múltiplos de 4 pulsos.

1.1.1.2 Transformadores

O transformador é um dispositivo eletromagnético de corrente alternada (CA) que transfere energia de um circuito (primário) para outro circuito (secundário), com a mesma frequência. Geralmente as tensões e intensidades de correntes de cada lado do transformador são diferentes, ou seja, esse equipamento tem também

como funções isolar circuitos e transferir energia. Sua operação é baseada nas leis de Faraday e de Lenz de indução magnética. É constituído por dois ou mais enrolamentos de material condutor e um circuito magnético que os une magneticamente (HEATHCOTE, 1998).

Os transformadores podem ser classificados de acordo com o número de fases. Os mais conhecidos são os trifásicos e os monofásicos, devido à sua grande utilização nos sistemas de transmissão, distribuição e sistemas de potência. Há situações em que a alimentação necessita ser bifásica, neste caso é preciso a transformação trifásico/bifásico (BADIN, 2009).

Entre outras utilizações, destacam-se as seguintes características deste tipo de transformador:

- Fornecer um sistema bifásico a partir de um sistema trifásico;
- Alimentar cargas monofásicas a partir do sistema trifásico;
- Alimentar cargas trifásicas a partir do sistema bifásico;
- Conectar sistemas bifásicos de distribuição a sistemas trifásicos de transmissão.

As principais formas de se obter transformadores trifásicos/bifásicos é através das conexões Scott e Le Blanc, nas quais verifica-se a possibilidade de conversão de um sistema trifásico com defasagem de 120° entre as fases em um sistema bifásico com defasagem de 90° , sem desequilibrar a rede (HEATHCOTE, 1998).

Conexão Scott:

No início da história da transmissão elétrica, era comum a utilização dos sistemas bifásicos e trifásicos. Logo, era constantemente necessária a interligação entre estes sistemas. Isto levou Charles Scott (1864-1944), em 1894, a apresentar um novo método para a transformação de fase: o transformador Scott ou “T”. Esta conexão é formada por dois transformadores monofásicos. Um deles deve possuir derivação central e recebe o nome de “principal”, “M” ou “Main”. Nesta derivação é conectado a outro transformador, chamado de transformador “T” ou “teaser”, indicado na Figura 1 (BADIN, 2009).

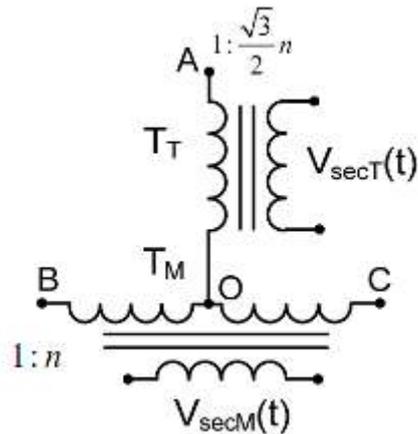


Figura 1 - Transformador trifásico na conexão Scott. Fonte: Badin (2009, p. 12)

Conexão Le Blanc:

Outra alternativa de acoplamento para transformação trifásica/bifásica é a conexão Le Blanc, desenvolvida no final do século XIX. Ela possui eficiência aproximada à conexão Scott, contudo, não teve a mesma repercussão que a outra ligação. Esta conexão é formada por um transformador trifásico modificado com enrolamentos secundários assimétricos, para se obter uma estrutura similar à ligação Scott. A Figura 2 mostra a conexão Le Blanc (BADIN, 2009).

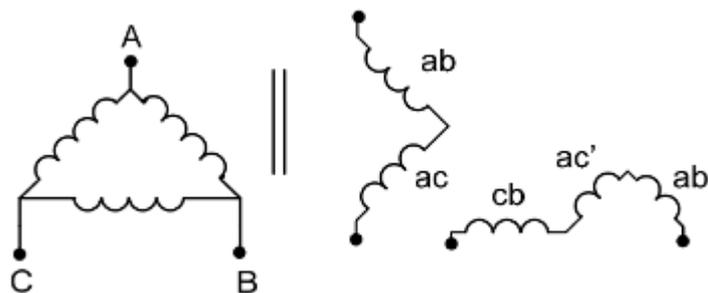


Figura 2 - Conexão Le Blanc. Fonte: Badin (2009, p. 15)

1.1.1.3 Retificadores Multipulsos e Transformadores Trifásicos/Bifásicos

De acordo com a revisão feita por Singh e colaboradores (2008), pode-se verificar diversas vantagens na utilização de retificadores multipulsos em conjunto com transformadores trifásicos/bifásicos.

Os retificadores multipulsos possuem correntes com componentes harmônicos e potência reativa reduzidas, se comparados a outros tipos de retificadores. Tais retificadores também possuem interferência eletromagnética e de radiofrequência menor na entrada em CA e ondulação reduzida na saída em CC. O

fluxo de potência destes retificadores pode ser bi ou unidirecional, que alimentam cargas desde poucos quilowatts até centenas de megawatts (PAICE, 1995).

Os retificadores multipulsos são considerados melhores que a tecnologia PWM, pois, além de eliminar certos componentes harmônicos, são capazes de reduzir os componentes harmônicos restantes. Os multipulsos também têm uma eficiência maior e menor nível de ruído, pois as perdas de comutação são menores, assim como o são as interferências eletromagnéticas e de radiofrequência. Os retificadores multipulsos são mais robustos, confiáveis e mais simples de serem construídos (BADIN, 2009).

A utilização de transformadores pode aumentar os custos do circuito em relação aos materiais magnéticos, porém ela permite o deslocamento de fase desejado a fim de minimizar ou reduzir harmônicos, diminuindo drasticamente valores de taxa de distorção harmônica (TDH) e garantindo uma melhor qualidade de energia (BADIN, 2009).

Muitos estudos foram feitos em relação às diversas formas de ligação e configuração de conversores multipulsos. Porém, a maior contribuição desta tecnologia está na possibilidade de deslocar fases usando transformadores que transformam uma entrada trifásica em CA em uma saída bifásica. Essa saída pode ser retificada a fim de aumentar o número de pulsos, reduzir a ondulação e resultar numa corrente de forma muito similar à senoidal, o que reduz a interferência na rede.

Com isso, estes conversores podem ser empregados num número muito maior de aplicações.

1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

Sabe-se que cargas não-lineares podem causar os seguintes problemas na rede:

- A distorção da tensão de alimentação;
- Aumento das perdas nos cabos das redes de transmissão e distribuição;
- Redução do fator de potência;

- Diminuição do rendimento devido ao elevado valor eficaz da corrente de entrada;
- Interferência eletromagnética em sinais de controle e telecomunicações.

Com essas características em mente propõe-se um trabalho que estude maneiras de se obter circuitos que reduzam ou eliminem tais problemas, propiciando o uso de energia elétrica de forma mais econômica e segura.

Acredita-se que o uso de transformadores trifásicos/bifásicos pode acrescentar novas possibilidades de topologias de retificadores multipulsos, com estruturas inéditas de 4, 8, 12, 16, 20, 24 pulsos, entre outros múltiplos de 4 pulsos.

Caso esta hipótese seja verificada, poderão ser sugeridos retificadores mais modulares e versáteis, de maior robustez e rendimento, que garantam mais segurança e utilização mais eficiente da energia.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Estudar técnicas de retificação multipulso com alto fator de potência baseadas nos transformadores trifásicos/bifásicos na obtenção de retificadores multipulsos, isolados com alto fator de potência, que possibilitam o uso eficiente da energia elétrica.

1.3.2 Objetivos Específicos

Analisar os transformadores trifásicos/bifásicos e a possibilidade de obter diferentes ângulos de fases;

Analisar retificadores multipulsos e a eficácia do uso de transformadores trifásicos/bifásicos em retificadores de 4, 8, 12 e 16 pulsos.

Levantar os modelos matemáticos que descrevem o funcionamento e a composição das formas de ondas dos retificadores propostos;

Verificar por simulação numérica a análise realizada;

Verificar experimentalmente as análises teóricas realizadas a partir da implementação de protótipo.

1.4 JUSTIFICATIVA

Cada vez mais há a necessidade de se utilizar soluções que possibilitem um uso mais eficiente da energia. No campo dos retificadores, há constante busca por opções mais confiáveis, seguras, robustas e econômicas, em especial quando do seu emprego em indústrias.

Já existem técnicas que permitem a aliança dessas vantagens. Entretanto, esse trabalho visa estudar novas possibilidades nessa área, além de verificar a relevância e a utilidade destas proposições.

Este estudo deu oportunidade de ampliação de conhecimentos teóricos e práticos, além de explorar recursos pouco utilizados durante o curso de graduação.

O estudo de novos recursos na área de retificadores multipulsos possibilitou a publicação de um artigo científico num periódico internacional da área de eletrônica de potência.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Inicialmente foi feita uma pesquisa bibliográfica em fontes como livros, artigos publicados em periódicos científicos, teses, dissertações e monografias na área de eletrônica de potência, além de normas e manuais de fabricantes.

Com o embasamento teórico, foram feitas análises qualitativas e quantitativas para agrupar as informações mais relevantes ao trabalho. A série de Fourier foi utilizada nas análises matemáticas e, quando necessário, o programa Mathcad (PTC®) foi empregado.

Em seguida foram projetados possíveis arranjos de circuitos de retificadores multipulsos e transformadores trifásicos/bifásicos, com especificação de todos os componentes necessários.

Com auxílio do programa PSpice (Eletronics-Lab) foram realizadas simulações numéricas para os circuitos projetados e dimensionados.

A opção que atendeu às especificações e mostrou-se mais vantajosa foi implementada num protótipo. Esse protótipo consistiu na montagem do circuito utilizando material disponível no mercado brasileiro.

Este protótipo foi submetido a ensaios em bancada, tendo diversas de suas variáveis medidas com equipamentos de laboratório, como osciloscópios e multímetros.

Por fim foi realizada uma análise dos dados obtidos tanto na parte de simulação quanto na experimental. A comparação dos dados foi feita de forma simples, sem tratamento estatístico aprofundado.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho foi dividido em 8 capítulos. O primeiro consiste na introdução do tema. O segundo trata da pesquisa bibliográfica, a qual referencia todas as fontes pesquisadas. O terceiro capítulo trata de análises qualitativa de retificadores multipulsos já conhecidos e também dos múltiplos de 4 pulsos e transformadores trifásicos/bifásicos aplicados a retificadores multipulsos passivos e de alto fator de potência. O quarto capítulo se refere à análise quantitativa destes mesmos elementos.

O quinto capítulo consiste no projeto e dimensionamento dos circuitos planejados para este estudo, incluindo as especificações dos diversos componentes a serem utilizados.

O capítulo 6 é composto do desenvolvimento, implementação e utilização de simulação numérica dos circuitos planejados.

Na seção seguinte, capítulo 7, são discutidos a implementação de um protótipo e os ensaios realizados com esse protótipo, assim como são apresentados, comparados e discutidos os resultados obtidos.

O capítulo 8, o último, consiste nas conclusões alcançadas depois da realização do trabalho.

Materiais de apoio foram anexados ao fim do trabalho.

CAPÍTULO 2

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 FATOR DE POTÊNCIA

Para verificar o comportamento e o efeito das cargas sobre o sistema, são utilizados fatores de desempenho. O mais representativo e conhecido é o fator de potência.

Fator de potência é definido como a relação entre a potência ativa ou potência média e o produto entre a tensão eficaz e a corrente eficaz (também chamada de potência aparente) consumida por um dispositivo ou equipamento, independentemente das formas que as ondas de tensão e corrente apresentem. Os sinais variam no tempo e devem ser periódicos e de mesma frequência (OLESKOVICZ, 2010).

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1)$$

$$P = P_{Med} = \frac{1}{T} \int_0^T P(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T [V(t) \cdot I(t)] \cdot dt \quad (2)$$

$$S = V_{Ef} \cdot I_{Ef} \quad (3)$$

$$V_{Ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V(t)^2 \cdot dt} \quad (4)$$

$$I_{Ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I(t)^2 \cdot dt} \quad (5)$$

2.2 TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

Os retificadores são os grandes responsáveis pela introdução de harmônicos de corrente na fonte de alimentação, representando a passagem de potência reativa pela rede e provocando interferência magnética conduzida ou

irradiada. Esta interferência ocasiona o funcionamento inadequado de dispositivos, equipamentos e sistemas alimentados ou instalados próximos às linhas de alimentação (BARBI, 2005).

Para efeitos de cálculo, a taxa de distorção harmônica é dada pela raiz quadrada do somatório dos valores nominais ao quadrado, divididos pelo valor fundamental. Neste caso, o limite superior da soma é considerado igual a 25, pois, harmônicos de ordem elevada são desprezíveis. Apesar de poderem causar interferência em dispositivos de baixa potência, geralmente não representam perigo para sistema de potência (IEEE Std 519-1992; OLESKOVICZ, 2010).

2.2.1 Distorção da Tensão

A distorção total da tensão define a relação entre a tensão harmônica total e a tensão fundamental no sistema e é dada pela equação (IEEE Std 519-1992; PAICE, 1995; OLESKOVICZ, 2010; CHAN, 2010):

$$DHSV_T = \sqrt{\frac{\sum_{N>1}^{N_{MAX}} V_N^2}{V_1^2}} \quad (6)$$

Os limites de distorção de tensão recomendados pela norma IEEE são apresentados na Tabela 1:

Tabela 1 - Classificação e Limites de distorção de tensão.

CLASSIFICATION AND VOLTAGE DISTORTION LIMITS FOR INDIVIDUAL USERS (LOW-VOLTAGE SYSTEMS)			
Class of System	Total Harmonic Distortion	Notch Area Volt— μ sec*	Notch Depth
†Special applications	3%	16,400	10%
General system	5%	22,800	20%
Dedicated system	10%	36,500	50%

*Multiply this value by $V/480$ for other than 480 V systems.

†Special applications include hospitals and airports.

Fonte: Paice (1995, p.2).

Harmônicos de corrente causam distorções de tensão da fonte de alimentação, o que ocasiona perdas adicionais nas cargas alimentadas por tal fonte (BARBI, 2005).

2.2.2 Distorção da Corrente

De forma similar, a distorção total da corrente define a relação entre a corrente harmônica total e a corrente fundamental no sistema e é dada pela equação (IEEE Std 519-1992; PAICE, 1995; OLESKOVICZ, 2010; CHAN, 2010):

$$DHI_T = \sqrt{\frac{\sum_{N>1}^{N_{MÁX}} I_N^2}{I_1^2}} \quad (7)$$

Os limites de distorção de corrente recomendados pela norma IEEE são apresentados na Tabela 2:

Tabela 2 - Máxima corrente de distorção harmônica para sistemas de distribuição.

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of I_L						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
I_{sc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

*All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual I_{sc}/I_L .

where

I_{sc} = maximum short-circuit current at PCC.
 I_L = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC.

A partir da Tabela 2 fica claro que quanto maior for o número de pulsos, menor será a amplitude dos componentes harmônicos de menor ordem, e, desta forma, menor serão as distorções na corrente (SWAMY, 2010).

2.3 RETIFICAÇÃO TRIFÁSICA

Em geral, o espectro harmônico de corrente gerado pela retificação trifásica é dada pela equação:

$$h = k \cdot q \pm 1 \quad (8)$$

Onde, h é a ordem harmônica; k é qualquer número inteiro positivo; e q é o número de pulsos do retificador (CRUZ, 2000; PÖTTKER, 2000; PAICE, 1995).

2.3.1 RETIFICADORES MULTIPULSO – MÚLTIPLOS DE 6 PULSOS

2.3.1.1 Retificador de 6 Pulsos

Um retificador de 6 pulsos é um retificador trifásico, composto de 6 diodos (passivo) ou tiristores (ativo). O arranjo mais comum é chamado de Retificador Trifásico de Ponte Completa ou Ponte de Graetz, o qual pode ser ligada a um secundário em delta ou em estrela de um transformador. A Figura 3 e a Figura 6 mostram estes dois tipos de conexão.

A seguir, são mostrados os tipos de conexão, as formas de onda de tensão e corrente deste tipo de retificador e os espectros harmônicos em cada caso.

(a) Conexão Delta-Delta

(i) Diagrama esquemático

Esta conexão consiste em ligar cada um dos terminais do secundário em delta a um dos braços da Ponte de Graetz, como mostra a Figura 3.

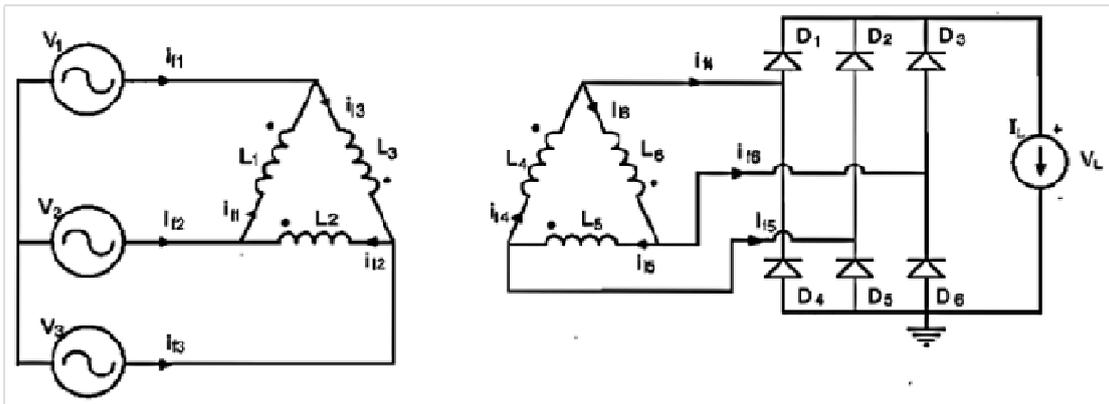


Figura 3 - Retificador de 6 pulsos alimentado por transformador delta-delta. Fonte: Barbi, (2005, p. 304).

(ii) Análise das tensões e correntes

Com o transformador ligado em delta/delta, considerando que os enrolamentos do primário são idênticos aos do secundário, pode-se dizer que ele não modifica a corrente. Isto é, as correntes que entram no retificador são iguais às fornecidas pelas fontes de alimentação da entrada (BARBI, 2005).

Para este tipo de ligação, é possível observar que a comutação ocorre a cada 60° e cada diodo conduz num intervalo de 120° , ou seja, a cada um terço de cada ciclo. A Figura 4 mostra as formas de onda de tensão de entrada, sem a retificação. Ela também mostra a forma de onda da corrente de entrada. Neste caso, foi considerado que a corrente de carga é contínua.

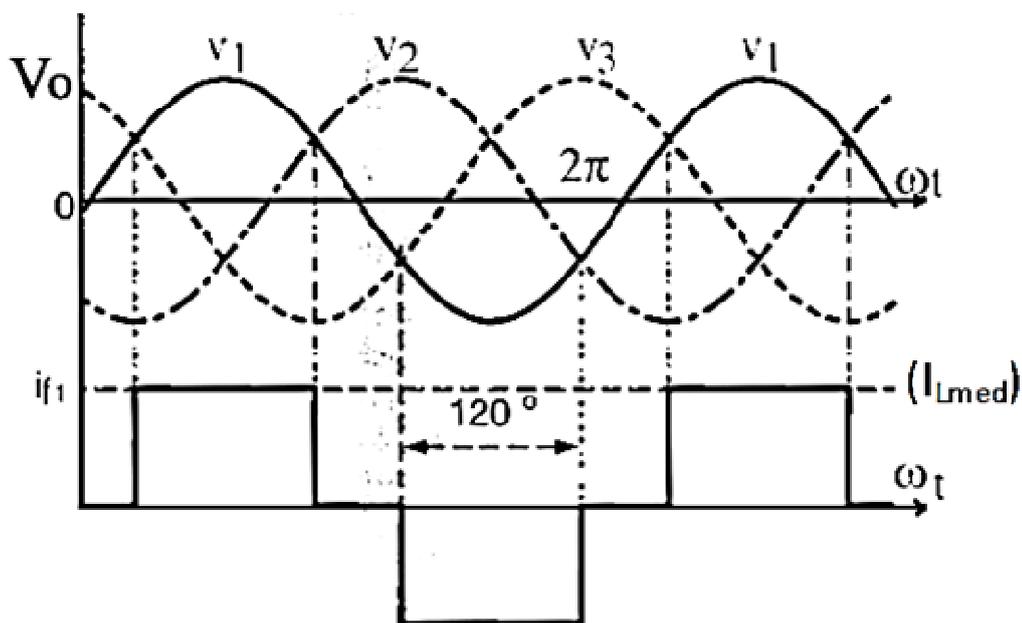


Figura 4 - Formas de onda para o retificador de 6 pulsos ligado a um transformador delta-delta. Fonte: adaptado de Barbi (2005, p. 306).

(iii) Espectro harmônico

O espectro harmônico da onda da corrente de entrada é mostrado na Figura 5. A partir dela é possível verificar que, além do componente fundamental, há componentes de 5ª, 7ª, 11ª, 13ª, 17ª, 19ª, 23ª e 25ª ordem, sendo que as que têm valor negativo estão em oposição de fase com a fundamental (BARBI, 2005).

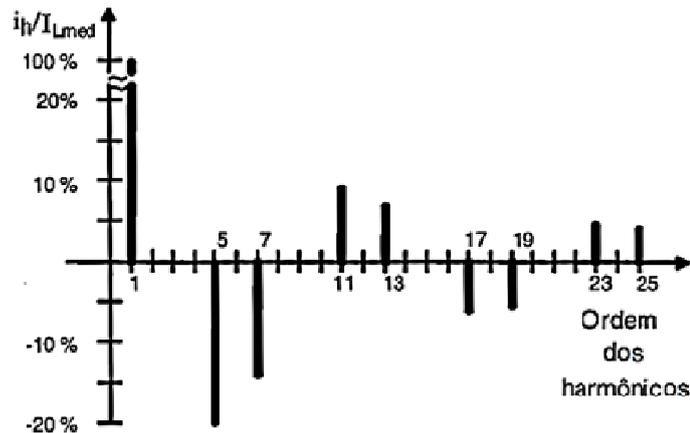


Figura 5 - Espectro harmônico da corrente de linha do primário do transformador representado na Figura 1. Fonte: Barbi (2005, p. 305).

(b) Conexão Delta-Estrela

Uma das diferenças deste tipo de ligação é que, para que a tensão média na carga tenha o mesmo valor da conexão Delta-Delta, a relação de espiras entre as bobinas do secundário e primário (N_s/N_p) deve ser igual a $\sqrt{3}$. A Figura 6 mostra a ligação do retificador de 6 pulsos ao secundário em estrela do transformador.

(i) Diagrama esquemático

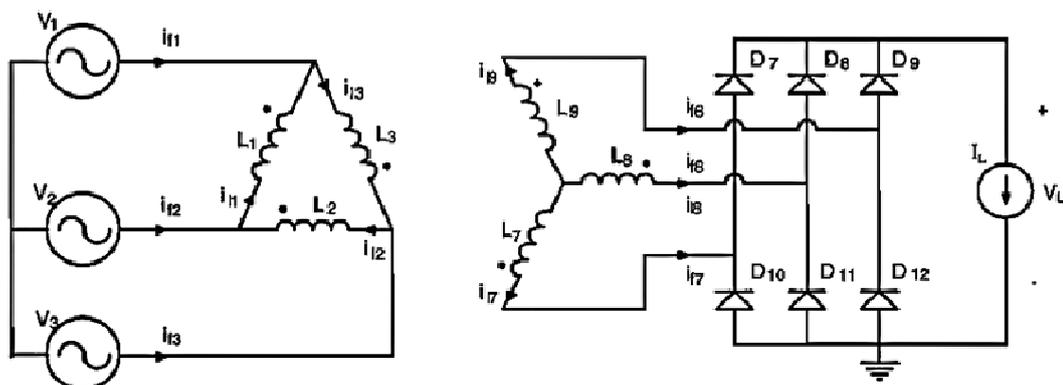


Figura 6 - Retificador de 6 pulsos alimentado por transformador delta-estrela. Fonte: Barbi (2005, p. 306).

(ii) Análise das tensões e correntes

Apesar de a forma de onda da corrente ser outra, devido à modificação da conexão do transformador, ela ainda está em fase com a tensão de entrada, como pode ser visualizado na Figura 7.

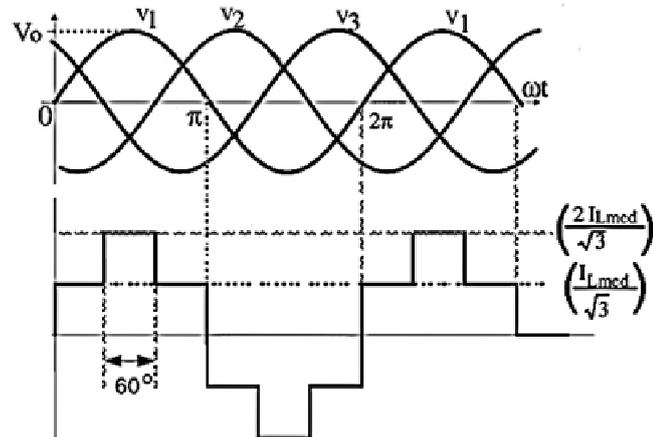


Figura 7 - Formas de onda para o retificador de 6 pulsos ligado a um transformador delta-estrela.
Fonte: Barbi (2005, p. 306).

(iii) Espectro harmônico

O espectro harmônico do retificador de 6 pulsos conectado a um transformador Delta-Estrela é muito semelhante ao espectro da conexão em Delta-Delta, sendo que as ordens e os módulos dos componentes harmônicos são os mesmos. A maior diferença encontra-se no fato de que numa conexão Delta-Estrela, todos os componentes harmônicos estão em fase com a fundamental, como mostra a Figura 8 (BARBI, 2005).

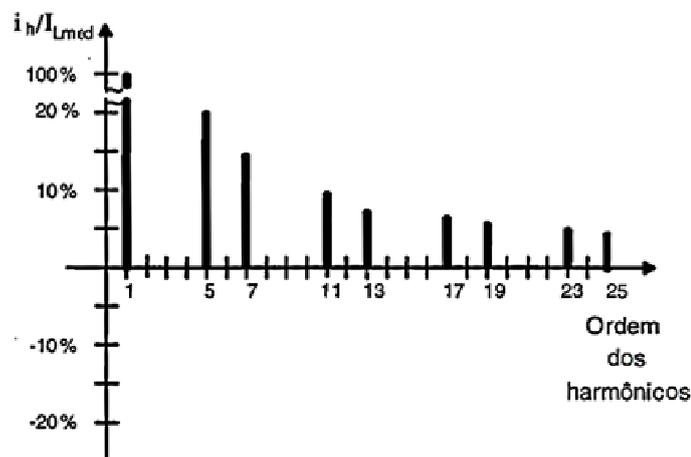


Figura 8 - Espectro harmônico da corrente de linha do primário do transformador representado na Figura 4. Fonte: Barbi (2005, p. 307).

2.3.1.2 Retificador de 12 Pulsos

Atualmente, além das técnicas passivas para redução de harmônicos e aumento do fator de potência em retificadores trifásicos, tem se destacado a utilização de configurações que aproveitam as características próprias de cada composição, verificando-se a melhora na qualidade da corrente e possibilitando um elevado fator de potência (PÖTTKER, 2000).

As configurações que mais se utilizam são formadas por retificadores com estruturas de 12 ou mais pulsos. Estes conversores são obtidos através da associação de transformadores, com relação de transformação unitária e com ângulo de defasagem entre si (PÖTTKER, 2000).

Para se obter a defasagem são utilizados transformadores com diferentes tipos conexões, podendo ser ligação delta ou triângulo (Δ), estrela (Y), zigzague (Z) e/ou polígono (P). Para a conexão delta/estrela (Δ/Y) o sistema sofre uma defasagem angular de 30° (PÖTTKER, 2000, CRUZ, 2000). Já para conexões que utilizem as ligações zigzague e polígono é possível obter qualquer defasagem angular.

A associação de dois retificadores de 6 pulsos, defasados entre si de 30° , pode ser feita em paralelo ou em série. Quando os retificadores são colocados em paralelo, é necessário utilizar um transformador de interfase, para equilibrar os dois retificadores (PAICE, 1995).

Como o projeto de um transformador de interfase é complexo, optou-se pelo estudo da ligação em série dos retificadores de 6 pulsos.

(a) Transformadores delta-delta/delta-estrela e delta/delta-estrela

(i) Diagrama esquemático

Para a retificação de 12 pulsos podem ser utilizados dois transformadores, ou seja, dois primários e dois secundários, ou apenas um transformador, com um primário e dois secundários. A Figura 9 e a Figura 10 mostram estes dois tipos de transformador.

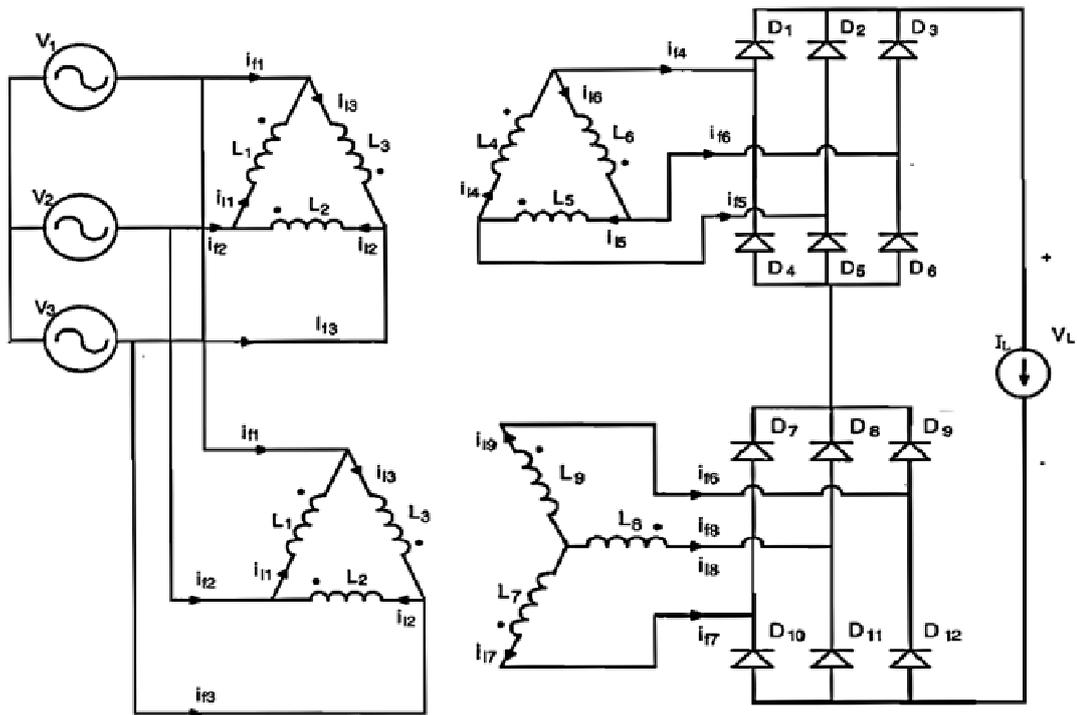


Figura 9 - Retificador de 12 Pulsos alimentado por transformador delta-delta/delta-estrela.
Fonte: adaptado de Barbi (2005, p. 308).

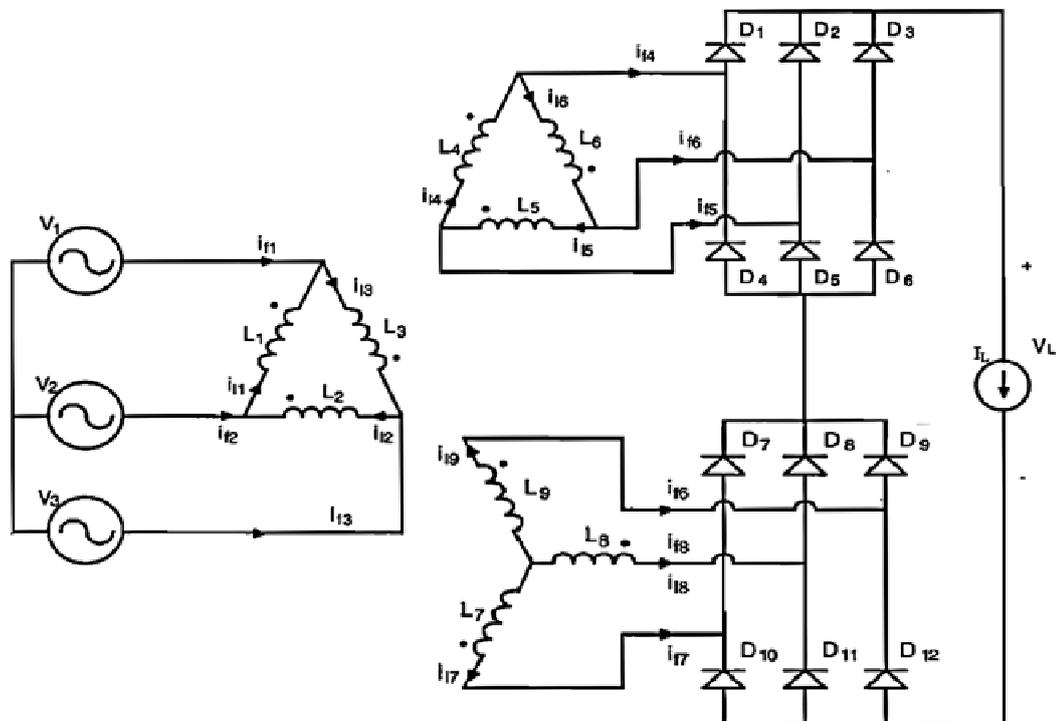


Figura 10 - Retificador de 12 Pulsos alimentado por transformador delta/delta-estrela.
Fonte: adaptado de Barbi (2005, p. 309).

(ii) Análise das tensões e correntes

Para este tipo de ligação dos retificadores de 6 pulsos, o diagrama da Figura 11 resume as formas de onda da tensão na carga (tensão total), tensão em cada retificador e tensão e corrente de entrada. Nota-se que a forma de onda da corrente assemelha-se a uma senóide.

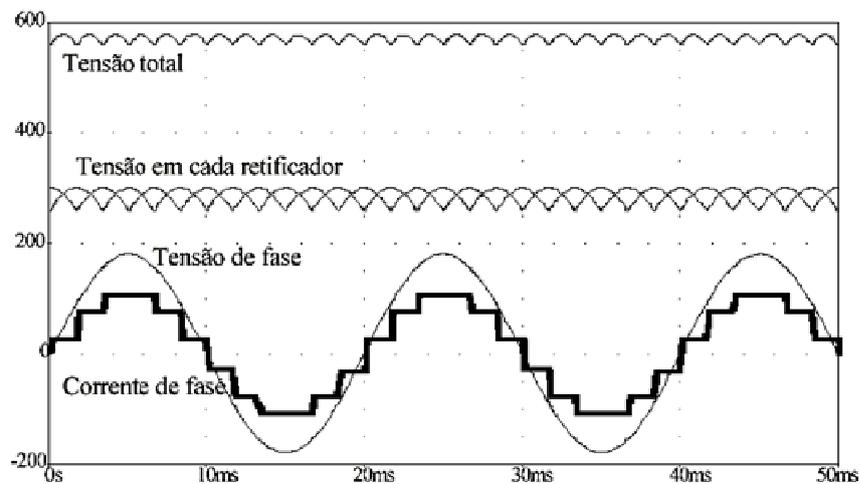


Figura 11 - Formas de onda de um retificador de 12 pulsos.
Fonte: Badin (2003a, p. 5).

A Figura 12 mostra que para um retificador de 12 pulsos, o componente harmônico de menor ordem (com exceção da fundamental) é o 11º, seguido do 13º, 23º e 25º etc.

(iii) Espectro harmônico

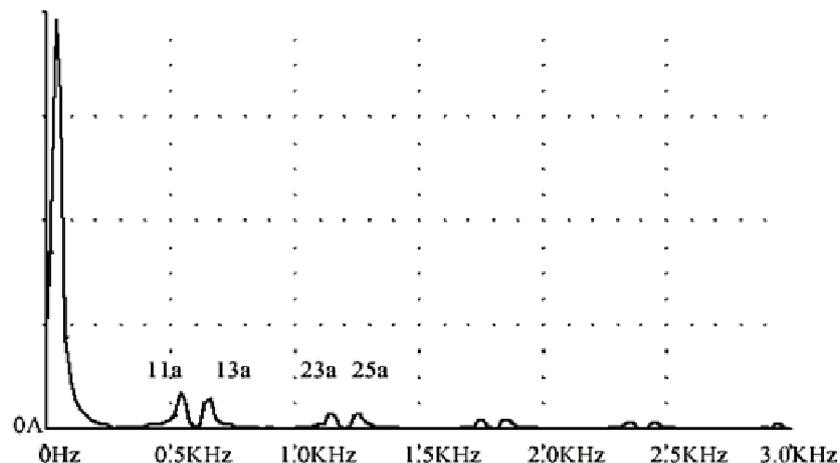


Figura 12 - Espectro harmônico da corrente de entrada de um retificador de 12 pulsos.
Fonte: Badin (2003a, p. 6).

Percebe-se aqui que os componentes de 5ª e 7ª ordem, presentes em cada retificador de 6 pulsos, foram anulados.

Nos apêndices, em especial na seção 11.2, há um estudo mais detalhado do retificador de 12 pulsos.

2.3.1.3 Retificador de 18 Pulsos

Para a retificação em 18 pulsos é necessário que a alimentação trifásica alternada permita uma defasagem de 20° . Esta defasagem é tradicionalmente obtida utilizando transformadores isolados com um primário e três secundários. Um secundário está em fase com o primário, enquanto os outros dois estão defasados ou em $+20^\circ$ ou em -20° (SWAMY, 2010).

Outra forma de se obter a defasagem de 20° é utilizando autotransformadores. Eles apresentam diversas vantagens em relação aos transformadores isolados, em especial em relação ao seu tamanho reduzido e ao seu custo. Porém, uma grande desvantagem é a complexidade das relações de espiras, as quais devem ser cuidadosamente analisadas para se conseguir a defasagem desejada (SWAMY, 2010).

(a) Diagrama esquemático

Um dos modos de representar um retificador de 18 pulsos está ilustrado na Figura 13.

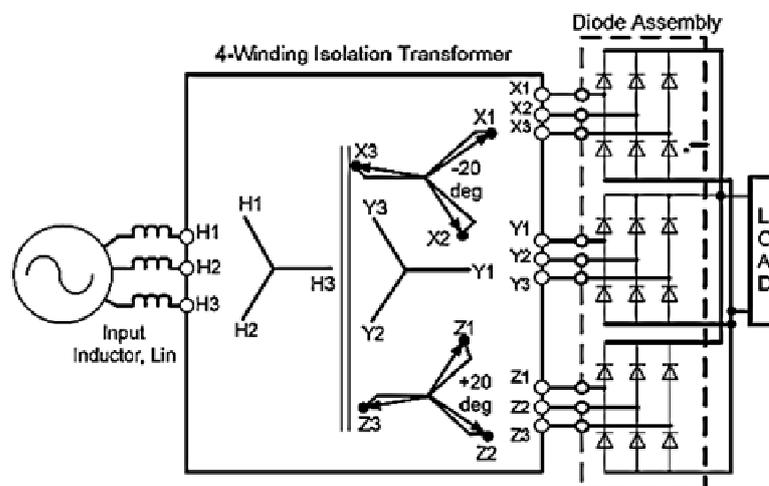


Figura 13 - Retificador de 18 pulsos ligado a um transformador estrela/zigzag-estrela-zigzag.
Fonte: Adaptado de Swamy (2010, p. 2485).

A partir da Figura 13 é possível notar que cada bloco retificador de 6 pulsos, está defasado entre si de 20° .

(b) Análise das tensões e correntes

A Figura 14 e a Figura 15 mostram a forma de onda da corrente de linha da entrada. É possível verificar que tal corrente se assemelha mais a uma senóide do que num retificador de 12 pulsos.

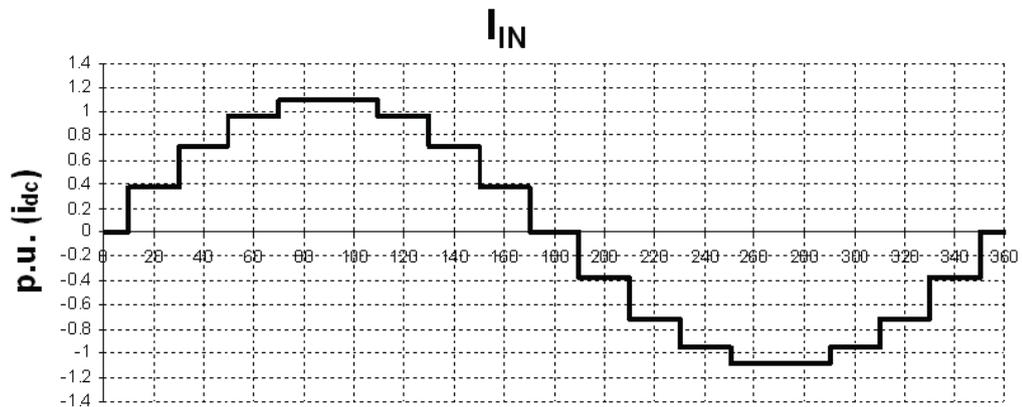


Figura 14 - Forma de onda da corrente de entrada para um retificador de 18 pulsos.
Fonte: Swamy (2010, p. 2490).

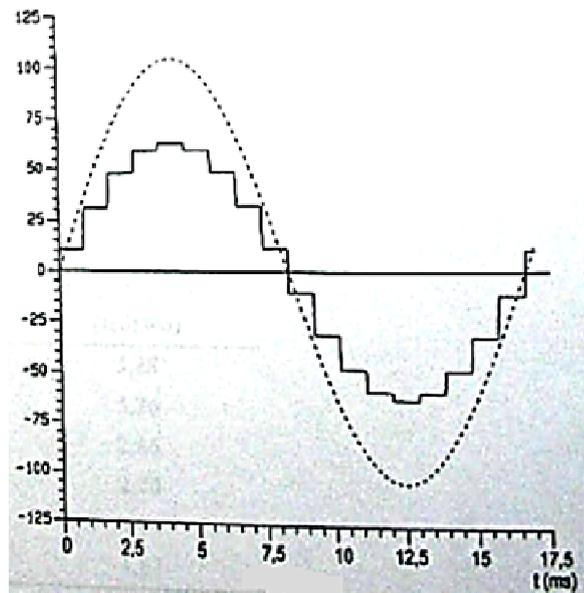


Figura 15 - Tensão e corrente de linha para um retificador de 18 pulsos.
Fonte: Colling (2000, p. 117)

A Figura 15 também mostra que a tensão e a corrente de entrada estão em fase.

(c) Espectro harmônico

Como a corrente de linha se assemelha ainda mais a uma senóide (se comparada à onda da corrente de linha de um retificador de 12 pulsos), espera-se que seu espectro harmônico apresente componentes harmônicos reduzidos e de maior ordem. A Figura 16 mostra o espectro harmônico de um retificador de 18 pulsos.

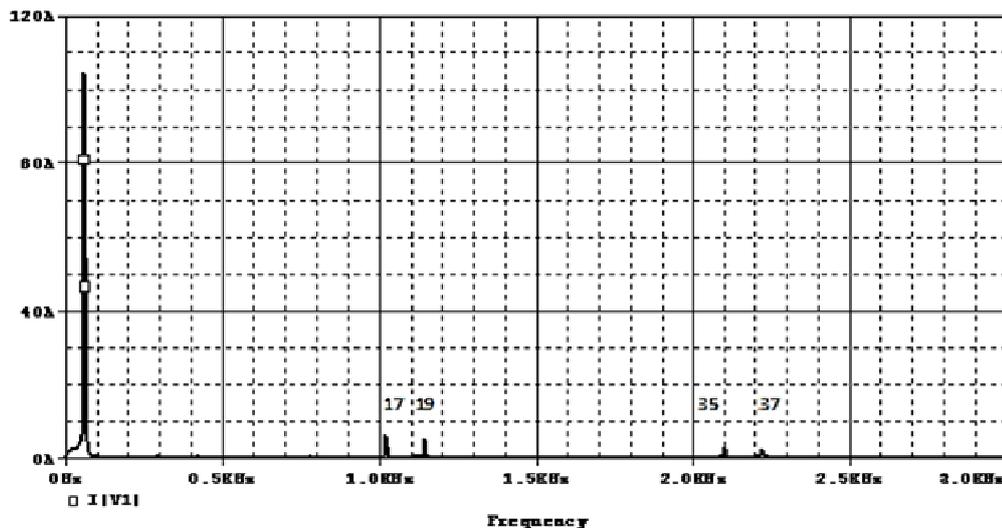


Figura 16 - Espectro harmônico da corrente da fonte de entrada de um retificador de 18 pulsos.

Fonte: Badin (2003b, p. 20).

A Figura 16 mostra que para um retificador trifásico de 18 pulsos o primeiro componente harmônico diferente da fundamental é o de ordem 17, seguido do 19º, 35º e 37º e assim por diante (BADIN, 2003b p. 3).

Em relação aos retificadores de 6 e 12 pulsos, o retificador de 18 pulsos possui uma corrente de linha com menos harmônicos. Desta forma, a aplicação do retificador atende a todos os critérios e recomendações da IEEE Std. 519-1992 (PAICE, 1995 p. 172).

2.3.2 TRANSFORMADORES TRIFÁSICOS/BIFÁSICOS

As conexões Scott e Le Blanc em transformadores trifásicos/bifásicos são as mais populares estruturas para se obter uma transformação entre um sistema trifásico em um bifásico com a possibilidade de equilíbrio de correntes e tensões. O

primeiro é obtido a partir de dois transformadores monofásicos e o segundo a partir de um transformador trifásico com enrolamentos modificados. Ambas as conexões possuem defasagens fixas entre o lado trifásico e bifásico.

Os transformadores com conexão Scott e Le Blanc eram amplamente utilizados como um meio de interconexão de sistemas de três fases para duas fases. Atualmente o uso de sistemas trifásicos é tão universal que a exigência de tais conexões não é mais tão grande. Eles também podem ser usados para reduzir o grau de desequilíbrio de fase, quando as cargas monofásicas são fornecidas a partir de fontes de três fases, o que significa que existe a possibilidade de eles ainda serem encontrados neste modo de operação (HEATHCOTE, 1998).

É também possível converter uma alimentação bifásica em trifásica, mas como existem muito poucos geradores bifásicos a serem utilizados, raramente é feita tal operação.

Devido ao número de conexões que são necessárias para as ligações Scott e Le Blanc, deve-se lembrar que tais transformadores geralmente são utilizados em baixas tensões (415 V ou inferior) e com classificações de apenas alguns kVA, de modo que o tamanho dos condutores e terminais não é significativo e conseqüentemente seu custo não é alto (HEATHCOTE, 1998).

Nos países orientais, como Japão e China, tais tipos de transformadores são utilizados na área de transportes ferroviários, na ordem de 25 kV a 161 kV (HO, 2001).

2.3.2.1 Conexão Scott (T)

A ligação Scott T consiste em dois transformadores de uma só fase e com características idênticas (Figura 17). Um possui uma ligação no enrolamento primário a cerca de 86,6% da tensão total à plena carga (CHAN, 2010).

Como na ligação Scott T as três fases de entrada produzem duas tensões desfasadas de 90°, nos enrolamentos primários dos transformadores, estas tensões primárias produzem tensões secundárias desfasadas também de 90°.

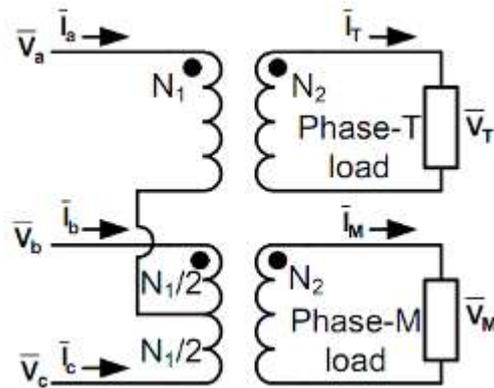


Figura 17 - Esquemático da conexão Scott. Fonte: Chan (2010, p. 158)

2.3.2.2 Conexão Le Blanc

A ligação alternativa para a conexão Scott para a transformação de um sistema de três fases para um de duas fases é a conexão Le Blanc (Figura 18). Este conceito tem sido aceito pelos engenheiros desde o final do século XIX, porém não ganhou a mesma popularidade que a ligação Scott e não é um método tão bem conhecido (HEATHCOTE, 1998).

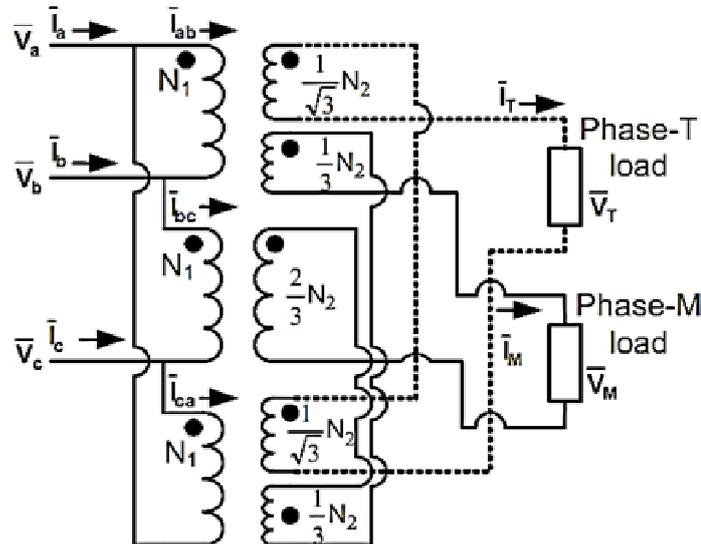


Figura 18 - Esquemático conexão Le Blanc. Fonte: Adaptado de Chan, (2010, p. 158).

Os esquemas gráficos de tensão da Scott e conexões Le Blanc podem ser vistos na Figura 19. A partir deles pode ser visto que o deslocamento de fase obtido por ambos os métodos é idêntico e que as ligações são intercambiáveis. Daí resulta que os transformadores com essas conexões funcionem satisfatoriamente

em paralelo um com o outro, se as exigências normais da relação de tensão e impedância são cumpridas (HEATHCOTE, 1998).

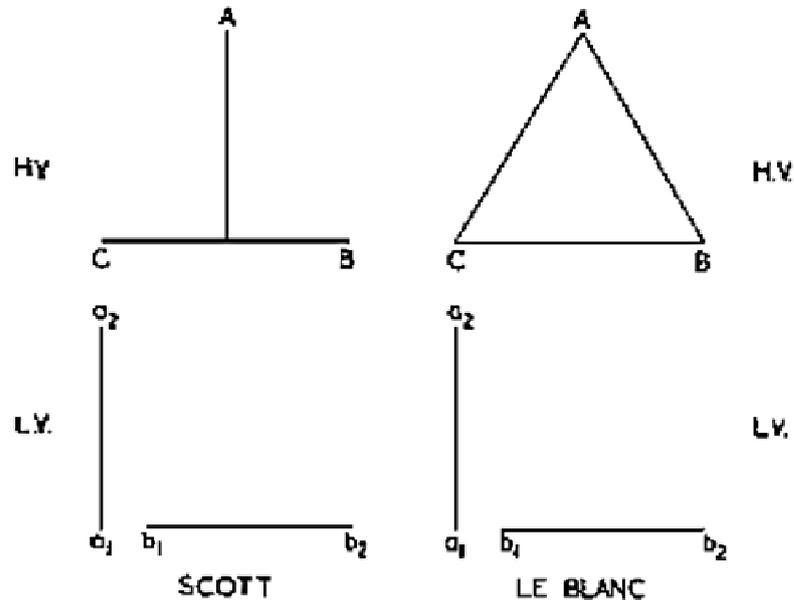


Figura 19 – Esquema gráfico ilustrando as conexões Scott e Le Blanc.
Fonte: Heathcote (1998, p. 733).

O primário do transformador com conexão Le Blanc mostrado na Figura 19 está conectado em delta de três fases, que é a conexão interfase normal no caso de uma unidade abaixadora fornecida por uma fonte de alta tensão. Este tipo de ligação tem como principal vantagem a supressão da tensão de terceiro harmônico. Sempre quando o lado trifásico for o secundário, ou seja, quando o transformador está operando de duas para três fases, é conveniente usar uma conexão estrela ao lado de trifásico (HEATHCOTE, 1998).

2.4 PADRONIZAÇÃO

2.4.1 Definições e normas

Os harmônicos do sistema de potência são definidos como tensão senoidal e corrente em frequências que são múltiplos inteiros da principal gerada (ou fundamental). Elas constituem os principais componentes de distorção da tensão da rede elétrica e ondas de correntes de carga (ARRILLAGA, 2003).

A maioria dos países, no passado, desenvolveram suas próprias normas ou recomendações, para atender às condições locais. No entanto, com o crescimento mundial, a necessidade de equipamentos fabricados no país para cumprir com as normas levou a um esforço concentrado na formulação de normas internacionais de harmônicos (ARRILLAGA, 2003).

O desenvolvimento de normas é centrado em torno das seguintes questões:

- descrição e caracterização do fenômeno;
- principais fontes de problemas de harmônicos;
- impacto sobre outros equipamentos e no sistema de alimentação;
- descrição matemática do fenômeno através de índices ou de análise estatística para fornecer uma avaliação quantitativa do seu significado;
- técnicas de medição e diretrizes;
- limites de emissão de diferentes tipos e classes de equipamentos;
- imunidade ou tolerância do nível de diferentes tipos de equipamentos;
- métodos de ensaio e procedimentos para o cumprimento dos limites;
- orientações de mitigação.

Atualmente tem-se como as maiores referências para limites de emissões de harmônicos, normas internacionais criadas por organizações respeitadas (IEC e IEEE). São elas: Norma IEC 61000 e a Recomendação IEEE-519.

2.4.2 IEC 61000

A organização reconhecida como a curadora dos padrões de qualidade de energia elétrica é o IEC (*International Electrotechnical Commission* ou Comissão Eletrotécnica Internacional), com sede em Genebra. O IEC definiu uma série de normas, chamadas de Compatibilidade Eletromagnética (EMC), para tratar de questões de qualidade de energia. A série IEC 61000 fornece uma descrição concisa dos documentos da série IEC, que fornecem informações aceitas internacionalmente para o controle de sistema de energia de distorção harmônica (ARRILLAGA, 2003).

São divididas em vários capítulos:

IEC 61000 1-4 - Apresenta os argumentos para limitar a frequência de energia conduzindo emissões harmônicas atuais de equipamentos na faixa de frequência de até 9 kHz;

IEC 61000 2-1 - Descreve as principais fontes de harmônicos em três categorias de equipamentos: equipamento de sistema de potência, cargas industriais e cargas residenciais;

IEC 61000 2-2 - Contém uma seção sobre os níveis de compatibilidade das distorções harmônicas de tensão em sistemas públicos de indústria de energia de baixa tensão;

IEC 61000 2-4 - Fornece níveis de compatibilidade harmônica para a planta industrial;

IEC 61000 2-12 similar ao 61000 2-4 - Aborda os níveis de compatibilidade de baixa frequência, distúrbios conduzidos ao sistema de média tensão de alimentação de energia. Também aborda o assunto de sinais injetados, como os usados no controle de ondulação;

IEC 61000 3-2 e 3-4 - Contém os limites para contenção das emissões de correntes harmônicas por equipamentos, com correntes de entrada de 16 A e abaixo por fase. Também especifica o circuito de medição, fonte de alimentação e as condições de teste, bem como os requisitos para a instrumentação;

IEC 61000 3-6 - Indica os níveis de capacidade de tensões harmônicas em redes de baixa e média tensão. Em seguida, faz uma avaliação dos limites de emissão para as cargas de distorção em média tensão e sistemas de energia de alta tensão.

IEC 61000 3-12 - Dispõe sobre os limites de correntes harmônicas produzidas pelos equipamentos ligados aos sistemas de baixa tensão com correntes de entrada igual e inferior a 75 A por fase;

IEC 61000 4-7 e 4-13 - Inclui técnicas de teste e medição. É um guia geral sobre as medidas harmônicas e de instrumentação para sistemas de energia e equipamentos ligados;

Uma alternativa generalizada da série IEC é o documento IEEE 519-1992, que fornece orientações sobre harmônicos (ARRILLAGA, 2003).

2.4.3 IEEE 519

O documento IEEE 519-1992 identifica as principais fontes de harmônicos em sistemas de potência. As fontes harmônicas descritas neste padrão incluem conversores de potência, fornos a arco, compensadores estáticos, inversores de produção dispersa, controle de fase eletrônico de potência, cicloconversores e largura de pulso modulada (PWM). O documento mostra as típicas formas de onda distorcidas, os números de ordem harmônica e o nível de cada componente harmônico da distorção causada por estes dispositivos. Também descreve como o sistema pode responder com a presença de harmônicos. A discussão sobre as respostas incluem ressonância paralela, ressonância série e do efeito de carregamento do sistema sobre a magnitude dessas ressonâncias. Com base em características típicas de sistemas de distribuição de baixa tensão, sistemas industriais e sistemas de transmissão, este documento discute a resposta geral desses sistemas de distorção harmônica (ARRILLAGA, 2003).

A norma descreve os métodos para a concepção de compensação reativa para sistemas com distorção harmônica. Práticas recomendadas são sugeridas para os consumidores individuais e utilitários para controlar a distorção harmônica a níveis toleráveis. Esta norma conclui com recomendações para a avaliação de novas fontes de harmônicos através de medições e de modelagem de estudos de simulação fornecendo vários exemplos para ilustrar como estas recomendações podem ser aplicadas de forma eficaz em sistemas práticos.

2.4.4 Normas e recomendações a nível nacional

No Brasil, tem-se como referência apenas o submódulo 2.2 Padrões de Desempenho da Rede Básica da ONS (Operador Nacional do Sistema), que trata de limites para a distorção harmônica de tensão para a Rede Básica. No nível da distribuição, o PRODIST (Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional) estabelece limites para distorção harmônica nas redes de distribuição. Para as instalações elétricas de baixa tensão a NBR 5410 (Instalações Elétricas de Baixa Tensão) estabelece critérios para o dimensionamento de condutores em locais onde são previstas cargas com conteúdo harmônico.

2.4.4.1 ONS - Submódulo 2.2 – Padrões de Desempenho da Rede Básica

O objetivo deste submódulo é garantir a qualidade de energia na rede básica, através do estabelecimento de padrões para análise do desempenho desta, relativas à flutuação de tensão, desequilíbrio de tensão, distorção harmônica, variação de frequência e tensão.

Caso haja violação destes indicadores, a ONS deverá providenciar a apuração das responsabilidades. Se o que motivar a violação for de caráter sistêmico deverão ser empreendidas ações para adequar os indicadores para seus padrões. Este submódulo considera limites para a distorção harmônica apenas de tensão nos barramentos da rede básica.

2.4.4.2 NBR 5410 – Instalações Elétricas de Baixa Tensão

De uma forma geral essa norma trata da questão das correntes harmônicas de forma simplesmente preventiva. Tomando como base o dimensionamento dos condutores em relação à presença e magnitude dos harmônicos.

A NBR 5410 recomenda que em caso de uma instalação trifásica com neutro onde há presença de 3º harmônico maiores que 15% (em relação à fundamental), deve-se considerar a instalação como 4 condutores carregados, aplicando um fator de correção na corrente de projeto de 0,86.

2.4.4.3 PRODIST - Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional

Os Procedimentos de Distribuição – PRODIST – são normas que disciplinam o relacionamento entre as distribuidoras de energia elétrica e demais agentes (unidades consumidoras e centrais geradores) conectados aos sistemas de distribuição, que incluem redes e linhas em tensão inferior a 230 kV. Tratam também, do relacionamento entre as distribuidoras e a agência, no que diz respeito ao intercâmbio de informações.

A norma diz que devem ser obedecidos os valores das distorções harmônicas individuais indicadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Valores de referência globais das distorções harmônicas totais (em porcentagem da tensão fundamental).

Tensão nominal do Barramento	Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) [%]
$V_N \leq 1 \text{ kV}$	10
$1 \text{ kV} < V_N \leq 13,8 \text{ kV}$	8
$13,8 \text{ kV} < V_N \leq 69 \text{ kV}$	6
$69 \text{ kV} < V_N \leq 230 \text{ kV}$	3

Fonte: PRODIST (2010, p.20)

Observa-se a partir da Tabela 4 que, além de não citar os componentes harmônicos de correntes, este documento propõe valores limites para a distorção de tensão muito elevada se comparados com as legislações internacionais.

Tabela 4 - Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão

Ordem Harmônica	Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]				
	$V_n \leq 1 \text{ kV}$	$1 \text{ kV} < V_n \leq 13,8 \text{ kV}$	$13,8 \text{ kV} < V_n \leq 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} < V_n < 230 \text{ kV}$	
Ímpares não múltiplas de 3	5	7,5	6	4,5	2,5
	7	6,5	5	4	2
	11	4,5	3,5	3	1,5
	13	4	3	2,5	1,5
	17	2,5	2	1,5	1
	19	2	1,5	1,5	1
	23	2	1,5	1,5	1
	25	2	1,5	1,5	1
	>25	1,5	1	1	0,5
Ímpares múltiplas de 3	3	6,5	5	4	2
	9	2	1,5	1,5	1
	15	1	0,5	0,5	0,5
	21	1	0,5	0,5	0,5
	>21	1	0,5	0,5	0,5
Pares	2	2,5	2	1,5	1
	4	1,5	1	1	0,5
	6	1	0,5	0,5	0,5
	8	1	0,5	0,5	0,5
	10	1	0,5	0,5	0,5
	>12	1	0,5	0,5	0,5

Fonte: PRODIST (2010, p. 21)

2.5 CONCLUSÕES

A partir da revisão bibliográfica feita, pode-se dizer que há informações suficientes na literatura e nas normas para se desenvolver de forma satisfatória o trabalho inédito proposto.

CAPÍTULO 3

3 ANÁLISE QUALITATIVA – Transformador e Retificador

Tanto para a análise qualitativa quanto para a análise quantitativa, a seguinte nomenclatura foi utilizada, com os devidos índices, como mostra o exemplo da Figura 20:

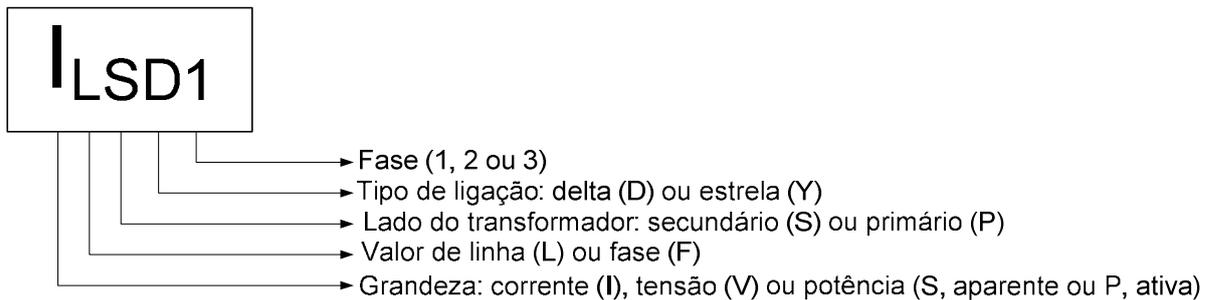


Figura 20 - Indiciação utilizada nas análises qualitativa e quantitativa.

3.1 TRANSFORMADOR TRIFÁSICO/BIFÁSICO

Para esta análise uma conexão baseada na conexão Le Blanc será estudada, pois com ela também é possível obter uma transformação trifásica/bifásica para qualquer defasagem entre primário e secundário. Utiliza-se 90° de defasagem entre os fasores do secundário para simplicidade de análise e de cálculos. A Figura 21 mostra o transformador para um ângulo de defasagem de 0° .

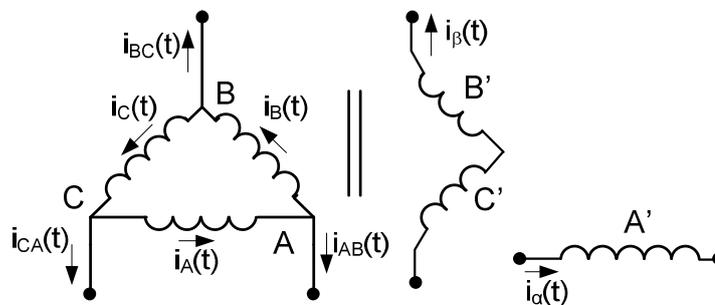


Figura 21 - Transformador trifásico/bifásico para $\theta=0^\circ$.

A Figura 22 representa o diagrama fasorial que representa o caso no qual o ângulo de defasagem é 0° . Neste caso bastam 3 enrolamentos para se obter a defasagem desejada.

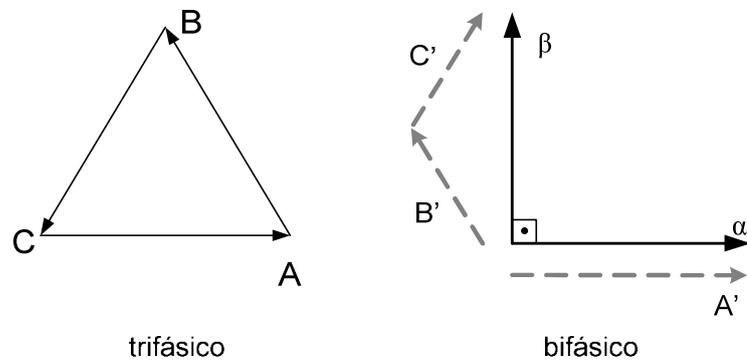


Figura 22 - Diagrama fasorial do transformador trifásico/bifásico para $\theta=0$.

Para outros ângulos é necessário fazer uma associação de 4 enrolamentos, como indicado pela Figura 23.

Os diagramas fasoriais para cada um dos casos mostrados na Figura 23 são mostrados na Figura 24, Figura 25 e Figura 26.

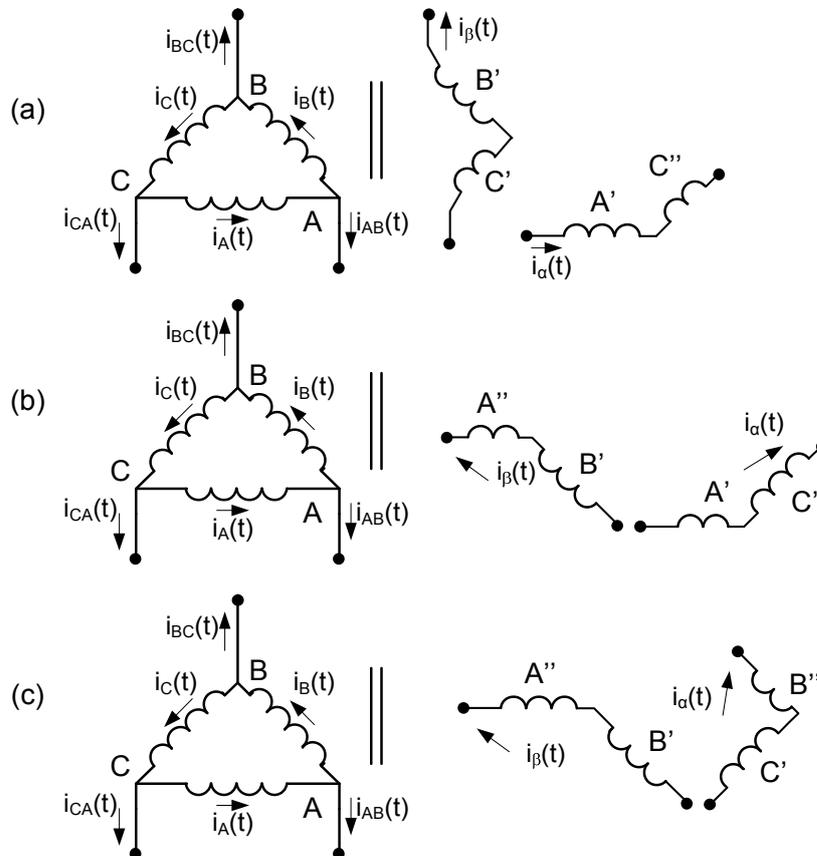


Figura 23 - Transformador trifásico/bifásico para defasagens diferentes de 0° . (a) $0 < \theta < \pi/6$ (b) $\pi/6 < \theta < \pi/3$ e (c) $\pi/3 < \theta < \pi/2$.

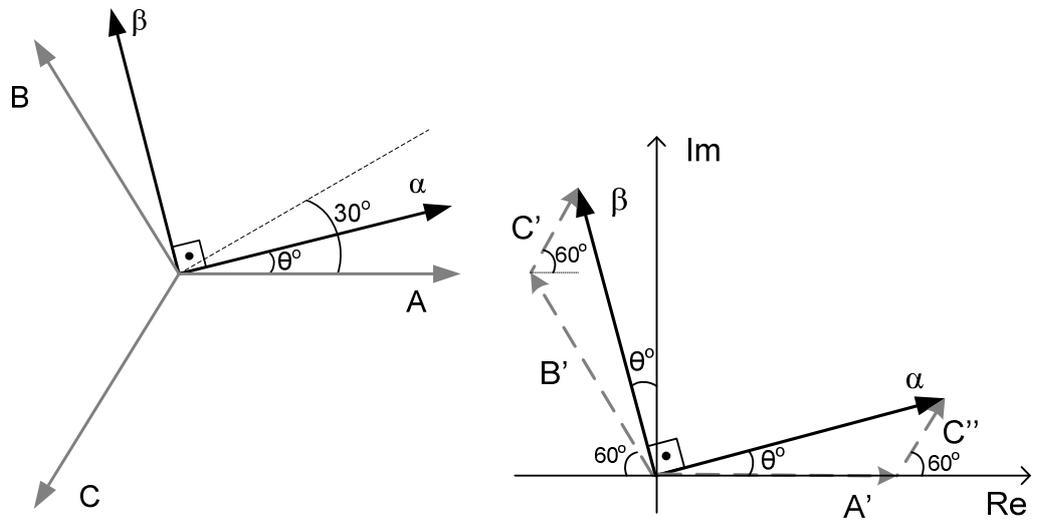


Figura 24 - Diagrama fasorial de um transformador trifásico/bifásico com $0 < \theta < \pi/6$.

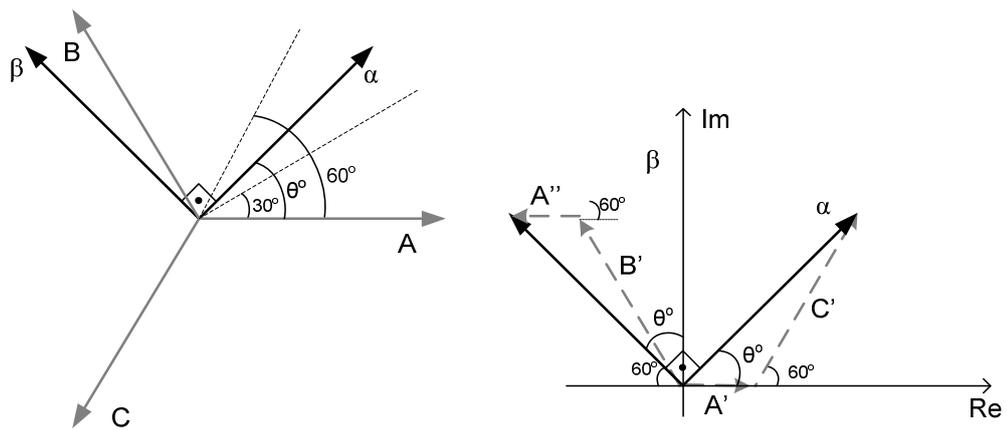


Figura 25 - Diagrama fasorial de um transformador trifásico/bifásico com $\pi/6 < \theta < \pi/3$.

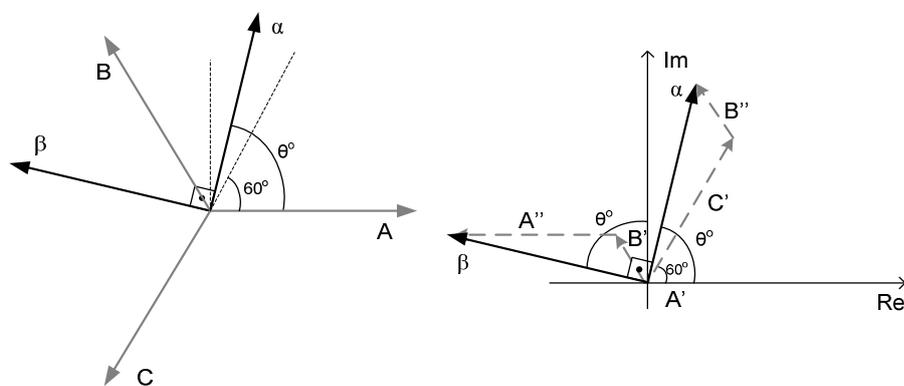


Figura 26 - Diagrama fasorial de um transformador trifásico/bifásico com $\pi/3 < \theta < \pi/2$

A partir dos diagramas apresentados anteriormente, é possível verificar que com um conjunto de 4 enrolamentos é possível de obter qualquer ângulo de defasagem.

3.2 RETIFICADOR MULTIPULSO – MÚLTIPLO DE 4 PULSOS

Esta seção e seu desenvolvimento foram baseados numa análise para o retificador de 12 pulsos, detalhado nos itens 11.1, 11.2 e 11.3 do material disponível nos apêndices deste trabalho.

Todas as análises aqui descritas foram realizadas utilizando simulações feitas com o *software* PSpice (Electronics-Lab). Para o retificador de 16 pulsos foi feita uma análise mais detalhada, descrita no item 3.2.4.

3.2.1 Retificador de 4 pulsos

Para a obtenção de dados e formas de onda deste tipo de retificador foi feita uma simulação utilizando tensão de entrada de 100 V, com defasagem de 120° , 60 Hz, uma carga composta de uma indutância (100 mH) em série com uma resistência (23Ω). A potência na carga considerada era de 3 kW.

3.2.1.1 Diagrama esquemático

O diagrama da Figura 27 mostra um retificador de 4 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico. Cabe aqui lembrar que a ligação entre as origens dos fasores α e β não existe na realidade. Isto é, os enrolamentos que estão relacionados a estes fasores não estão fisicamente conectados. Este é apenas um artifício utilizado para facilitar o entendimento do diagrama.

3.2.1.2 Tensão

Como para os retificadores múltiplos de 6 pulsos, a obtenção de ondas retificadas com diferentes defasagens é conseguida devido à defasagem do transformador. No caso do retificador de 4 pulsos, a retificação ocorre a cada 90° . A Figura 28 mostra o resultado de uma simulação de um retificador de 4 pulsos. Nela é

possível ver as ondas das tensões de entrada nas três fases e a tensão de saída do retificador (a tensão sobre a carga).

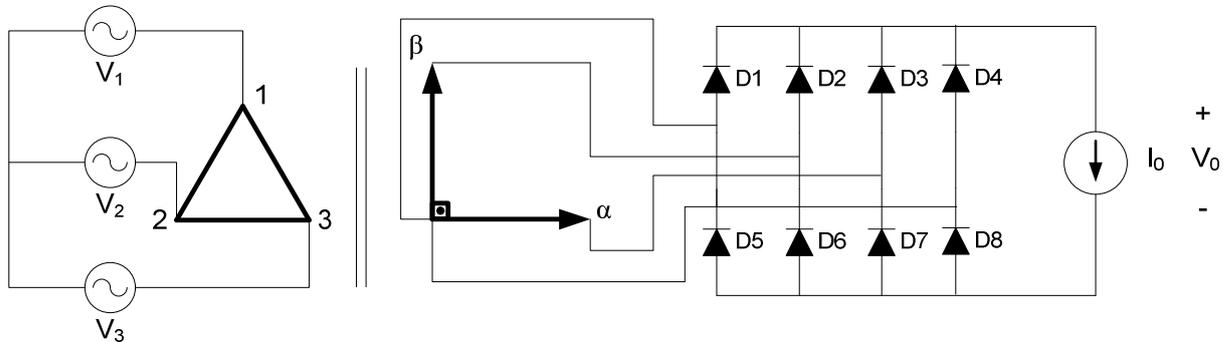


Figura 27 - Diagrama esquemático de um retificador de 4 pulsos.

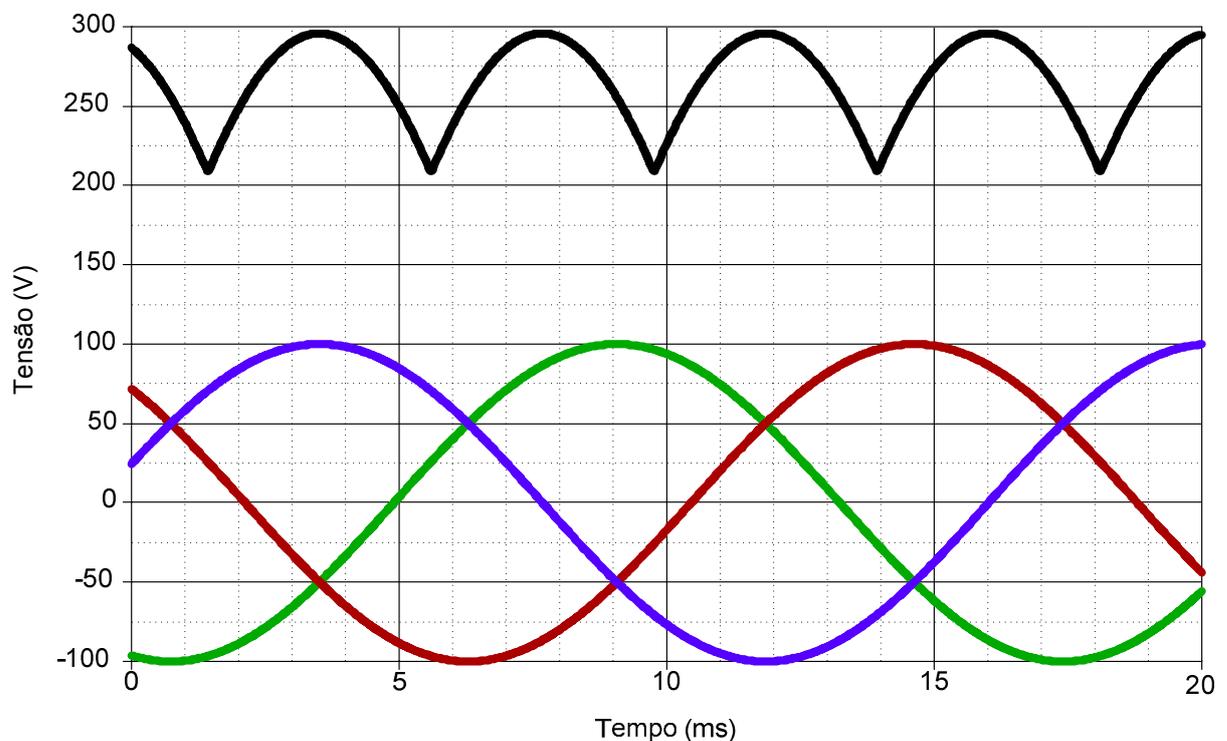


Figura 28 - Formas de onda de tensão de um retificador de 4 pulsos. As ondas das tensões de entrada estão representadas abaixo, enquanto, em preto, a tensão retificada na carga é mostrada.

A Figura 29, por sua vez, mostra as tensões de linha do secundário do transformador trifásico/bifásico. Nesta figura fica claro que as tensões do secundário estão defasadas de 90° uma da outra e, ao serem retificadas, garantem os 4 pulsos na tensão da carga.

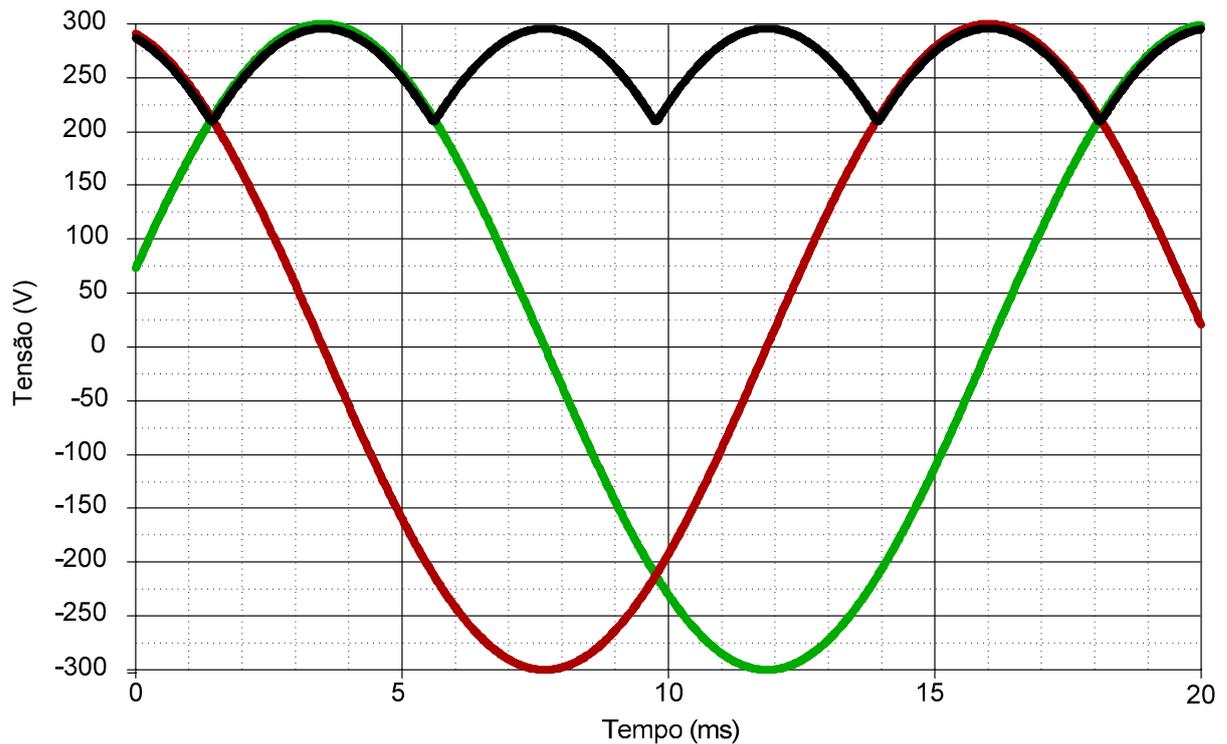


Figura 29 - Formas de onda de tensão no secundário e na carga de um retificador 4 pulsos.

3.2.1.3 Corrente

A análise da corrente para o retificador de 4 pulsos mostra as formas de onda das diversas correntes do circuito. Esta análise foi feita através de simulação, sendo que as simulações mais relevantes são mostradas em forma de figura.

(a) Corrente de linha no secundário

A Figura 30 mostra a forma de onda da corrente de linha do secundário do retificador de 4 pulsos. Ela também mostra que a corrente tem os pulsos com amplitude igual em módulo ao valor da corrente da carga (de 3 kW) e que ela é dependente da condução dos diodos. A pequena ondulação que pode ser observada próxima aos valores de pico da corrente é devida ao filtro indutivo utilizado. Para que não houvesse esta onda, seria necessário o emprego de um indutor infinito, o que é possível apenas teoricamente (BARBI, 2005).

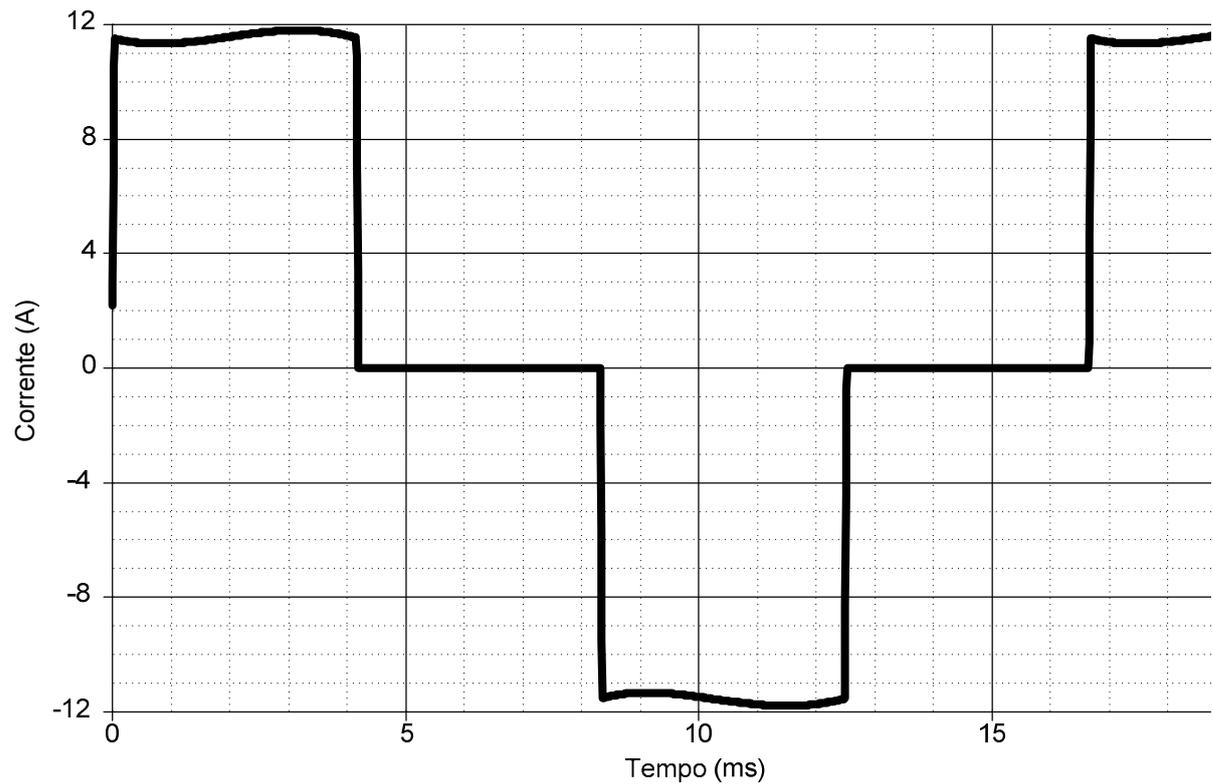


Figura 30 - Forma de onda da corrente de linha do secundário num retificador de 4 pulsos.

A forma de onda da fase do secundário é igual a da corrente de linha do secundário, sendo que apenas a defasagem muda, de acordo com o acoplamento dos enrolamentos em relação ao primário.

(b) Corrente de fase do primário

A Figura 31 mostra a forma de onda da corrente de fase do primário obtida por simulação. A partir desta figura é possível notar que a corrente de fase do primário apresenta uma forma de onda semelhante à da de fase do secundário, mudando apenas a defasagem (dependendo da fase tomada) e da amplitude.

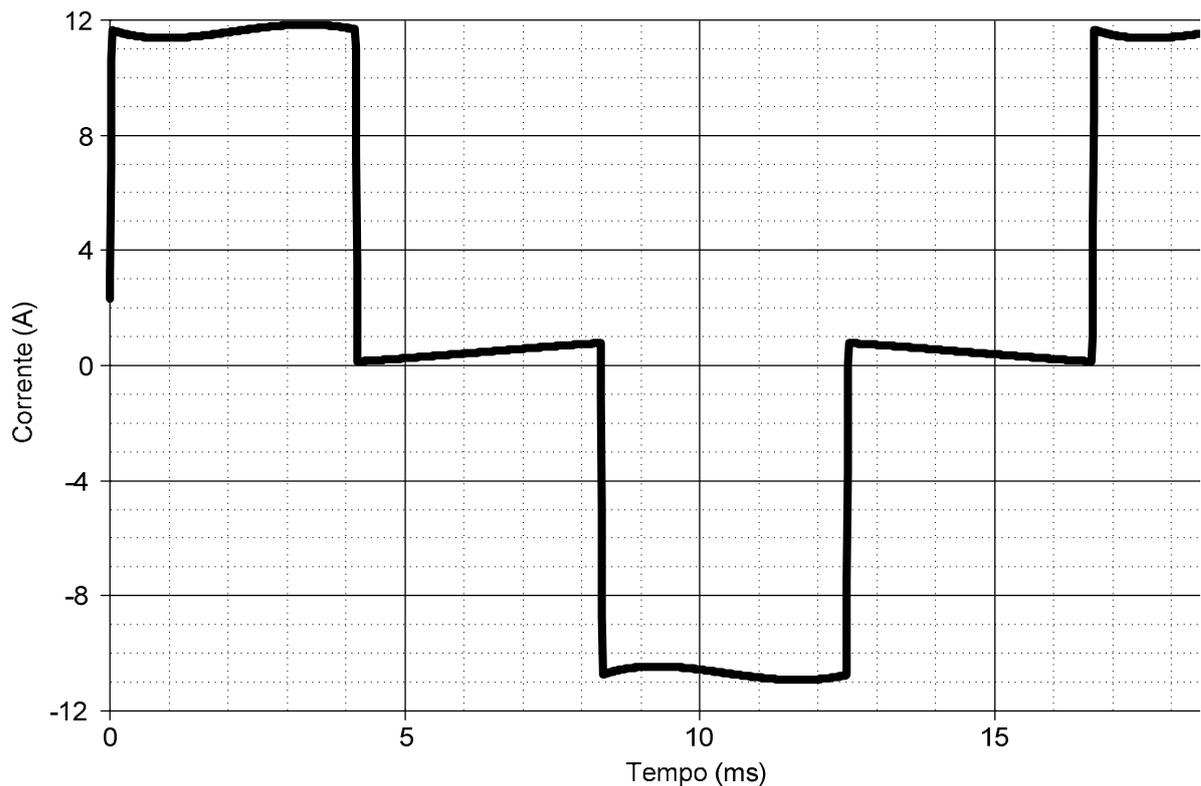


Figura 31 - Forma de onda da corrente de fase do primário de um retificador de 4 pulsos.

(c) Corrente de linha do primário

Para finalizar a análise das correntes do retificador de 4 pulsos, a Figura 32 mostra a forma de onda da corrente de linha do primário. Esta é a corrente que pode vir a influenciar o sistema. Quanto mais semelhante a uma senóide ela for, menos componentes harmônicos ela injeta no sistema e menor é a sua influência na desestabilização do sistema.

Para uma corrente de linha como a mostrada na Figura 32, a distorção harmônica é relativamente alta, se comparada às distorções de outros tipos de retificadores, com maior número de pulsos. Esta análise pode ser vista mais adiante.

A Figura 33 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada do retificador de 4 pulsos. A partir desta figura é possível notar que as correntes de linha são desbalanceadas, sendo duas de mesma forma de onda, porém com outras defasagens, e uma delas é diferente das demais. Além disso, cabe aqui lembrar que as correntes estão em fase com as tensões

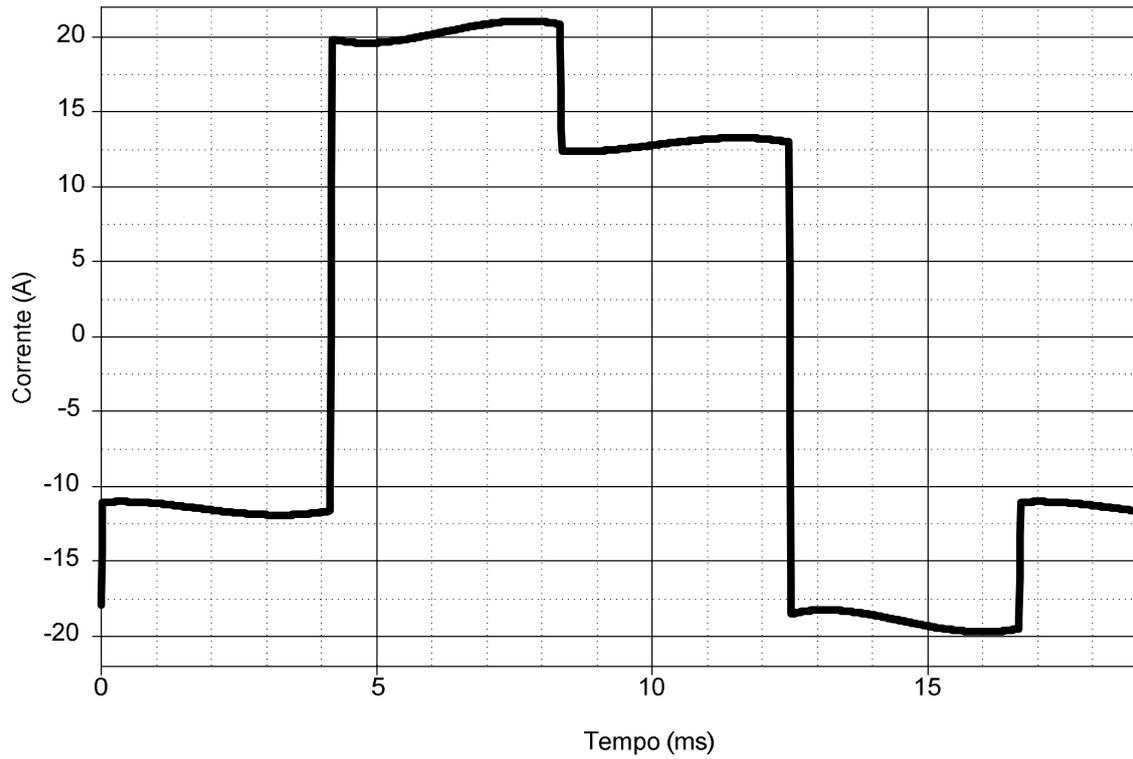


Figura 32 - Forma de onda da corrente de linha do primário de um retificador de 4 pulsos.

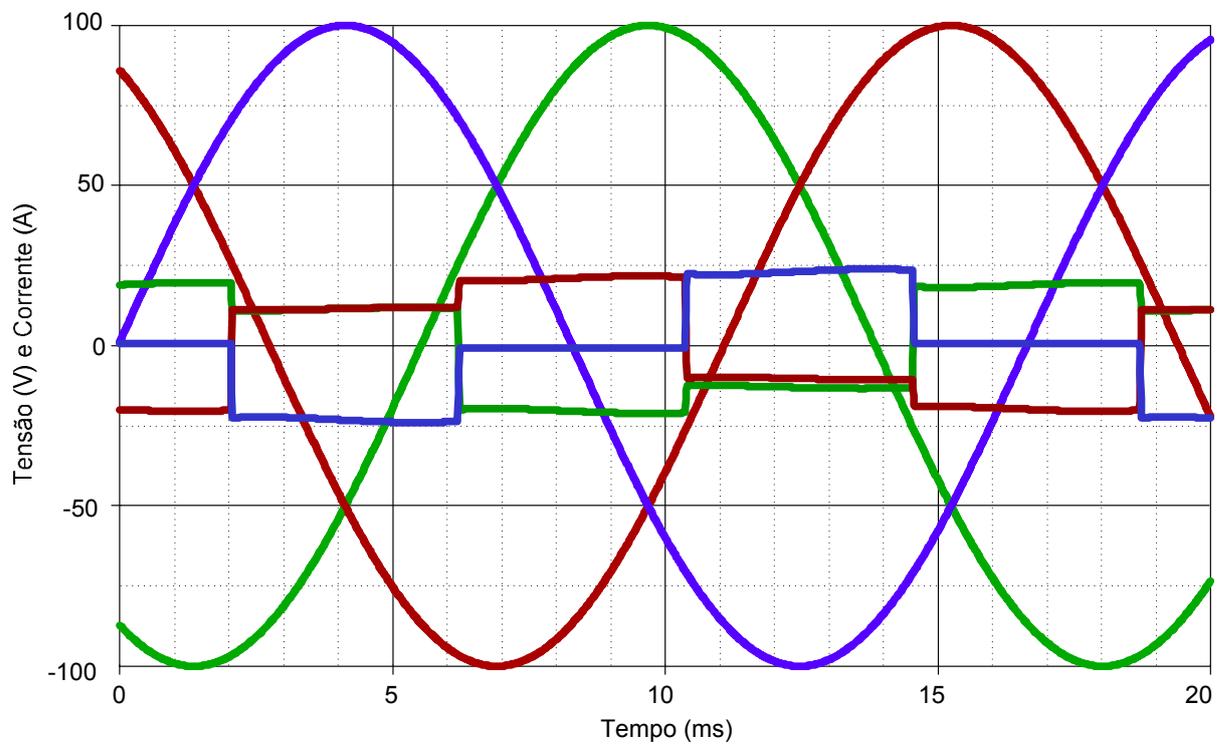


Figura 33 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 4 pulsos.

3.2.1.4 Espectro Harmônico

De acordo com a simulação feita para o retificador de 4 pulsos, o espectro harmônico é mostrado na Figura 34. Nota-se que os componentes harmônicos de baixa ordem deste tipo de retificador possuem amplitudes significativas em relação à fundamental. Neste caso, o componente do 3º harmônico tem cerca de um terço do valor do componente fundamental.

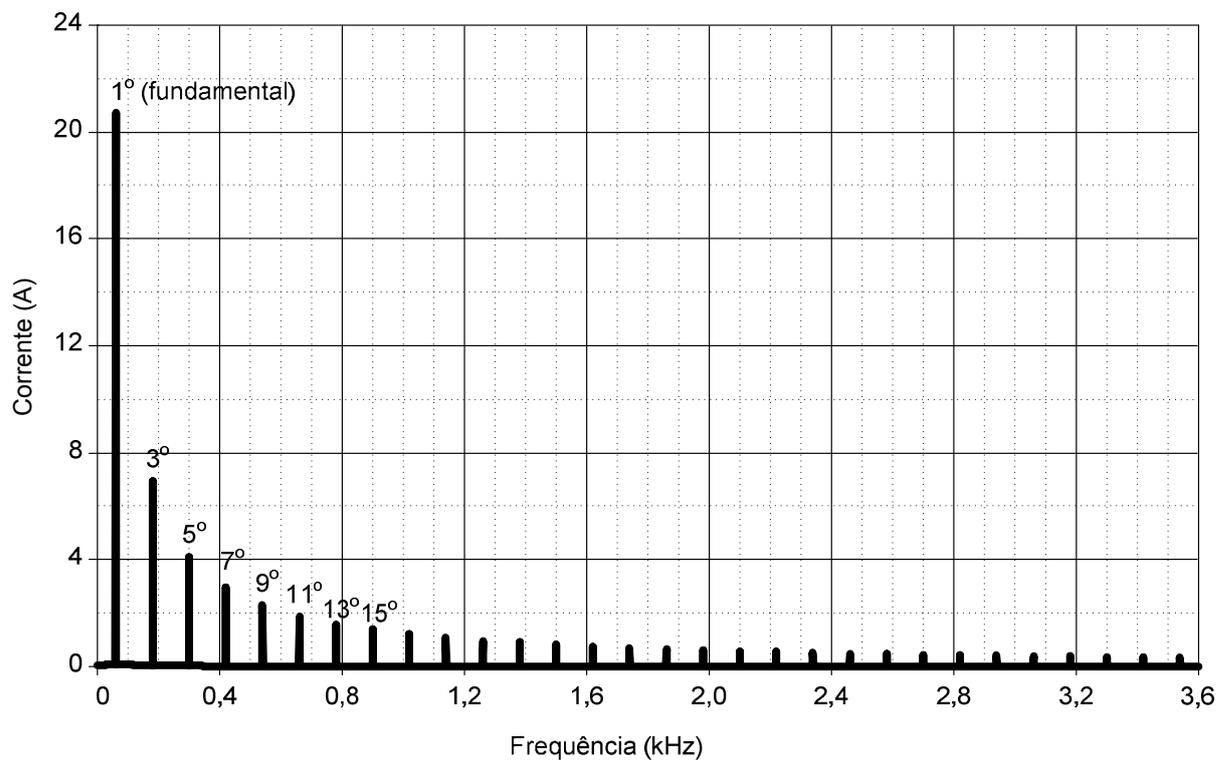


Figura 34 - Espectro harmônico do retificador de 4 pulsos.

3.2.2 Retificador de 8 pulsos

A partir deste retificador, não será feita uma análise minuciosa das correntes. Apenas as tensões e correntes de entrada, assim como as tensões dos secundários e da carga serão analisadas.

A simulação utilizada para se obter as formas de onda tinha como características 100 V de entrada com defasagem de 120° entre as fases, potência na carga (indutor de 100 mH em série com um resistor de 92 Ω) de 3 kW e a relação de transformação é de aproximadamente 2 entre secundário e primário.

3.2.2.1 Diagrama esquemático

Um possível digrama que descreve uma retificação de 8 pulsos está descrita na Figura 35. Nela é possível perceber que para se obter 8 pulsos na tensão de saída é necessário que haja uma defasagem de 45° entre os secundários.

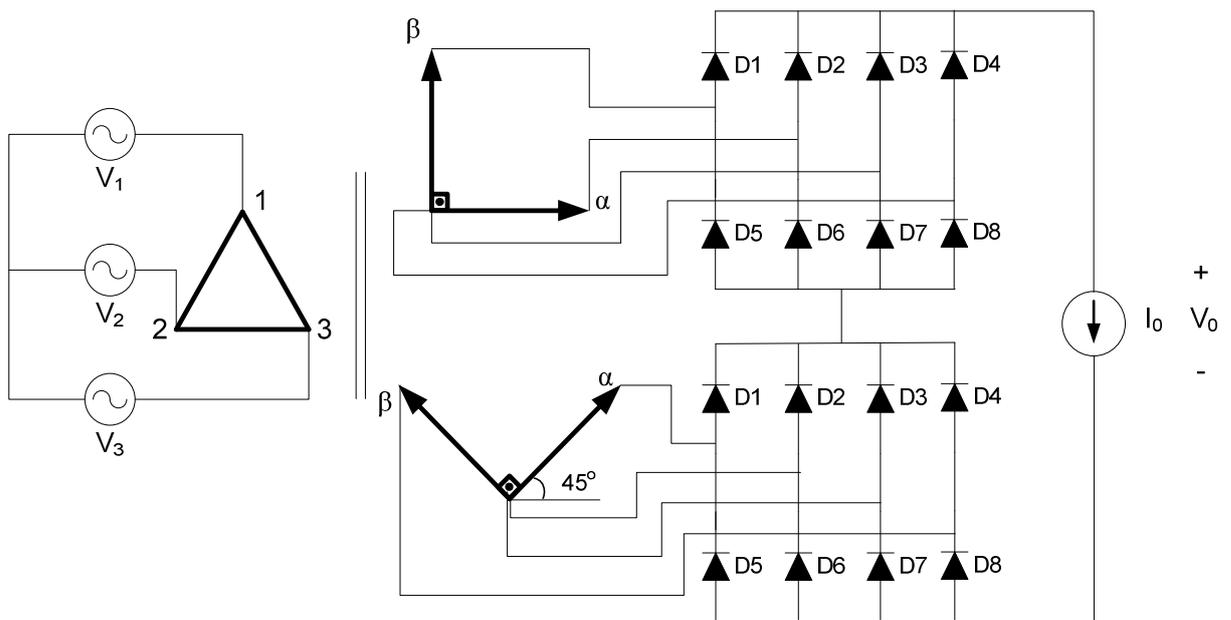


Figura 35 - Diagrama esquemático de um retificador de 8 pulsos.

3.2.2.2 Tensão e corrente

A Figura 36 mostra as formas de onda das tensões e corrente de entrada do retificador de 8 pulsos. Comparando estas ondas com as mostradas na Figura 33, é possível perceber que as ondas das correntes se assemelham um pouco mais a uma senóide.

Já a Figura 37 mostra as tensões dos secundários e na carga. Nela é possível verificar a presença de 8 pulsos de tensão na carga.

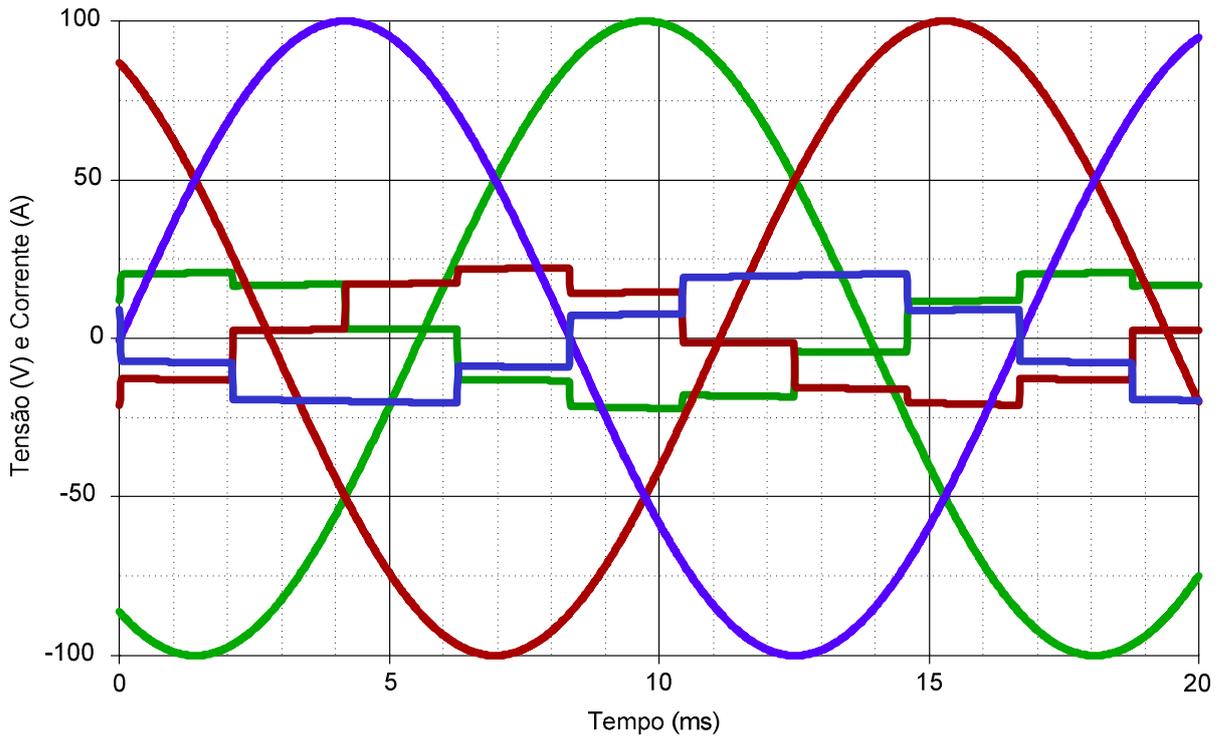


Figura 36 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 8 pulsos.

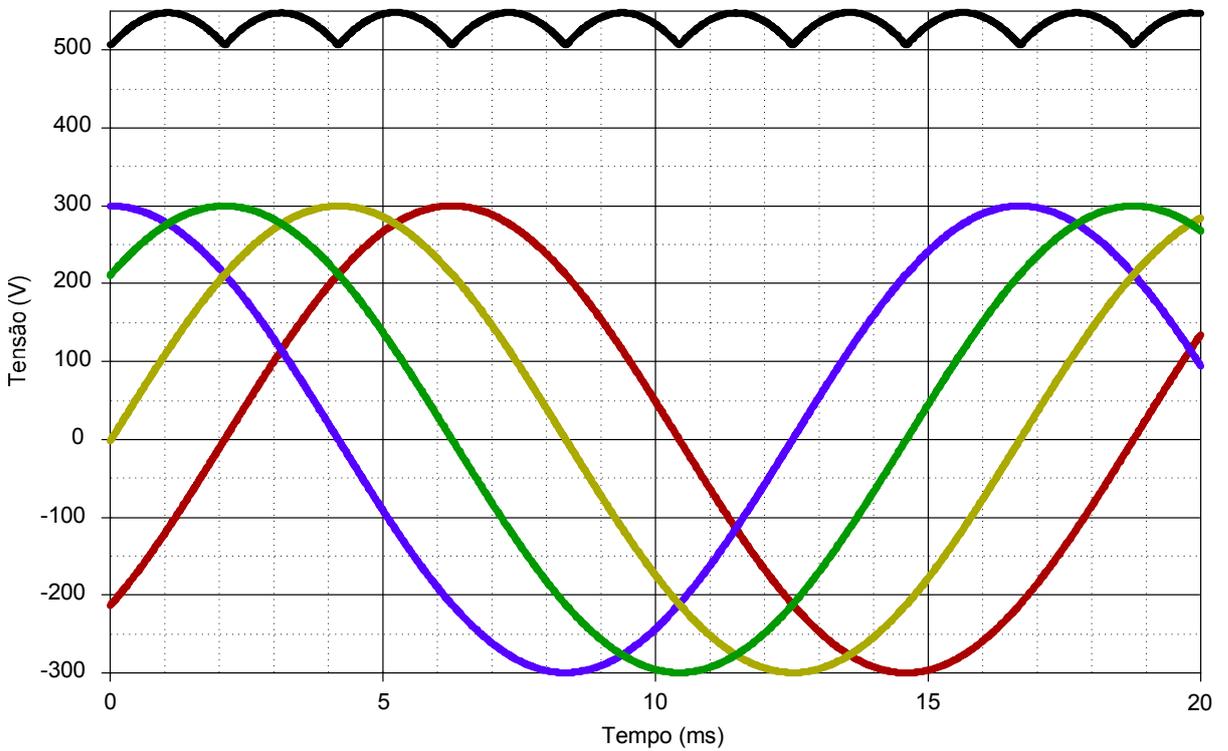


Figura 37 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 8 pulsos.

3.2.2.3 Espectro Harmônico

A Figura 38 mostra o espectro harmônico de um retificador de 8 pulsos. A partir dela pode-se notar que o componente harmônico mais significativo é o 7°.

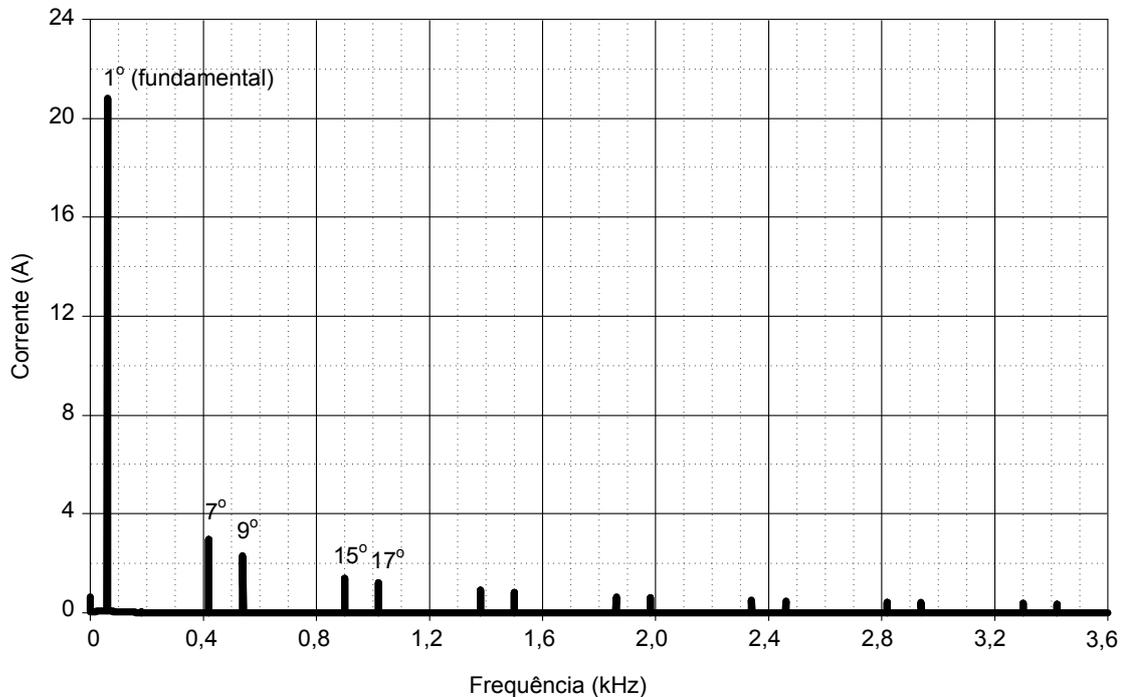


Figura 38 - Espectro harmônico do retificador de 8 pulsos.

3.2.3 Retificador de 12 pulsos

A partir de transformadores trifásicos/bifásicos e um conjunto de retificadores de 4 pulsos é possível obter um retificador de 12 pulsos.

Os dados e formas de onda deste retificador foram obtidos por simulação, considerando 100 V como a tensão de pico da entrada, com defasagem de 120° entre as fases, a potência na carga é de 6 kW e a carga é composta de um indutor de 100 mH e um resistor de 107 Ω . A relação de transformação é de 3, do secundário em relação ao primário.

3.2.3.1 Diagrama esquemático

A Figura 39 mostra uma possível ligação dos secundários do transformador trifásico/bifásico com os três retificadores de 4 pulsos. Como a defasagem entre os secundários é de 30°, a retificação de 12 pulsos é possível.

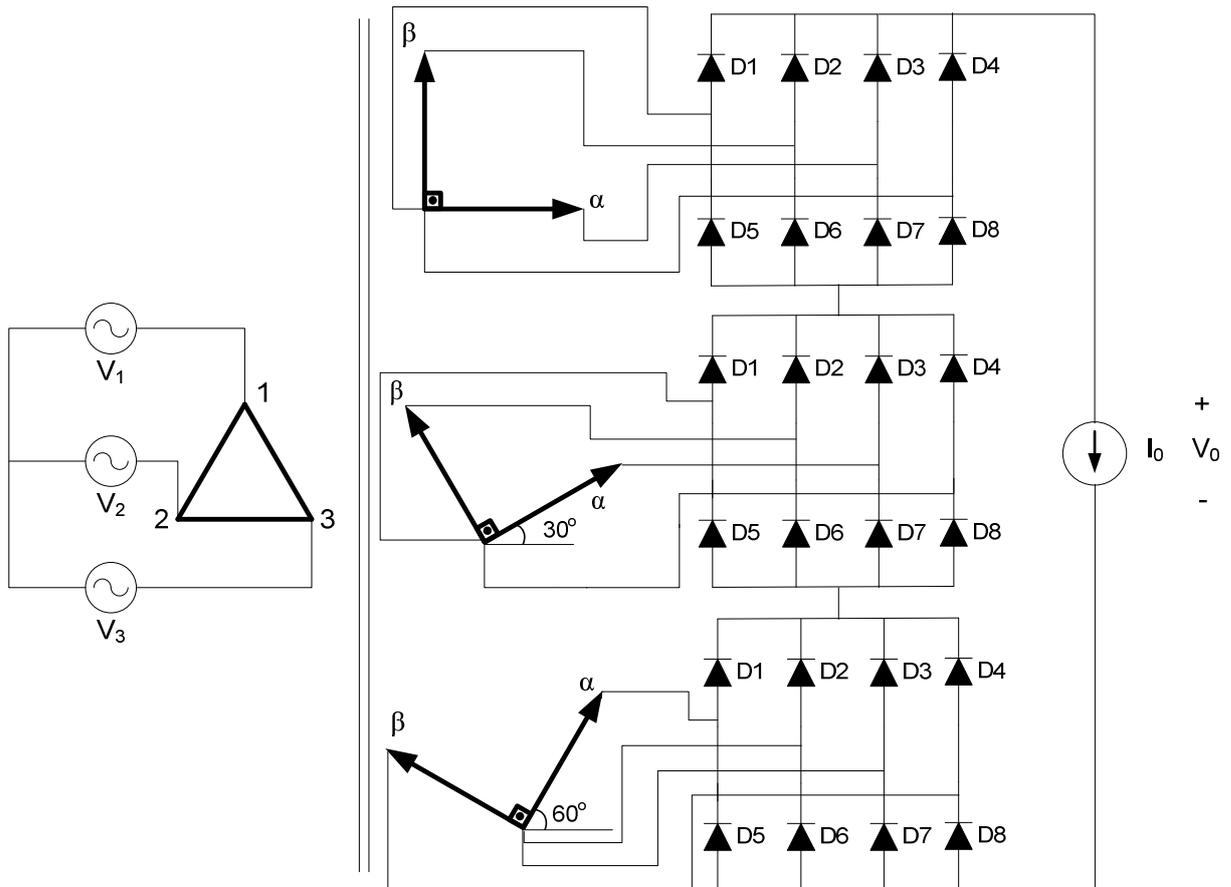


Figura 39 - Diagrama esquemático de um retificador de 12 pulsos, com transformador trifásico/bifásico.

3.2.3.2 Tensão e corrente

A Figura 40 mostra as formas de onda das correntes e tensões na entrada do retificador. Se comparado aos outros dois retificadores múltiplos de 4 pulsos vistos até agora, é possível verificar que as correntes de entrada do retificador de 12 pulsos é mais semelhante a uma senóide. Isto significa que este tipo de retificador injeta menos harmônicos no sistema.

A Figura 41 mostra as formas de onda de tensão de carga e nos secundários do transformador. A partir desta figura nota-se que a defasagem entre cada secundário é de 30° , garantindo os 12 pulsos na saída.

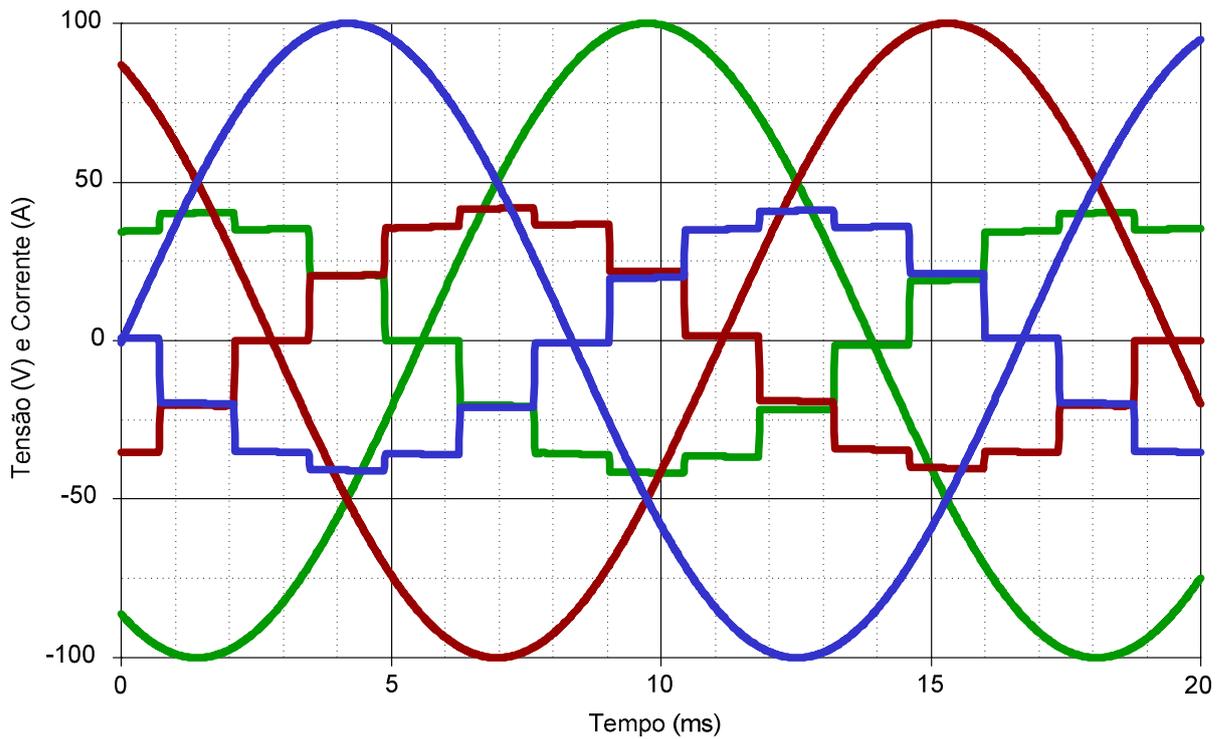


Figura 40 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 12 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico.

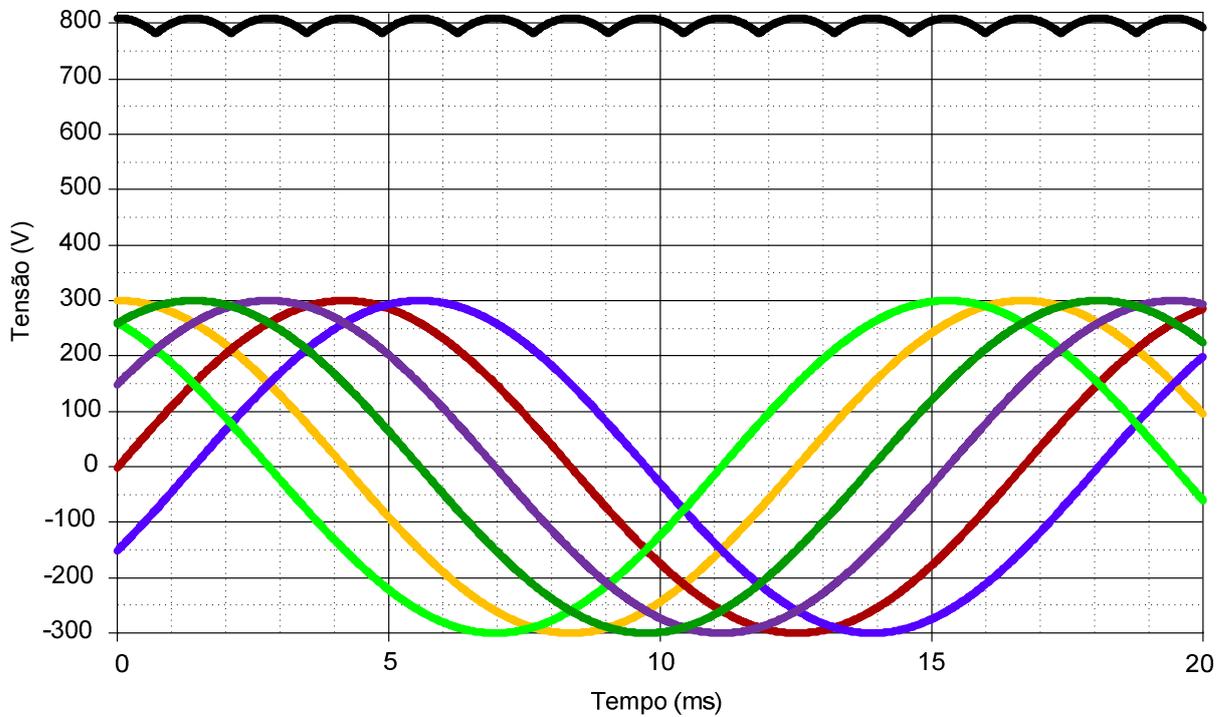


Figura 41 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 12 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico.

3.2.3.3 Espectro Harmônico

A Figura 42 mostra o espectro harmônico de um retificador de 12 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico. A partir dela é possível notar que o componente harmônico de menor ordem depois da fundamental é o 11°. Isto corrobora com a análise harmônica feita para este tipo de retificador, porém com outro tipo de transformador (Vide Apêndice, seção 11.3). Assim, independentemente do transformador utilizado, o retificador de 12 pulsos vai apresentar este espectro harmônico. Basta comparar a Figura 42 com a Figura 103.

Além disso, como visto anteriormente, pode-se notar que quanto maior o número de pulsos do retificador, menor é a influência dos componentes harmônicos.

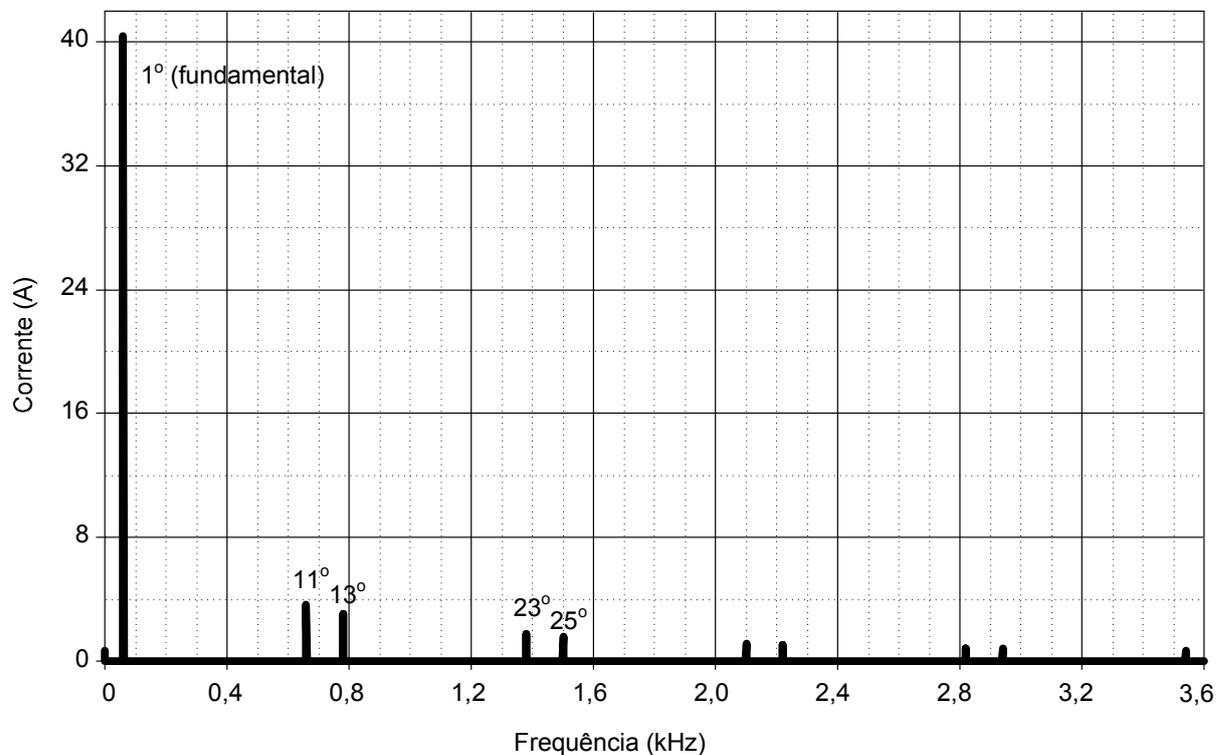


Figura 42 - Espectro harmônico do retificador de 12 pulsos ligado a um transformador trifásico/bifásico.

3.2.4 Retificador de 16 pulsos

Como o retificador de 16 pulsos foi o escolhido para ser implementado em protótipo, esta análise qualitativa tem um desenvolvimento mais minucioso e detalhado.

3.2.4.1 Diagrama esquemático

A Figura 43 mostra uma maneira de se obter um retificador de 16 pulsos, utilizando um arranjo de transformadores trifásicos/bifásicos, a fim de se obter tensões $22,5^\circ$ defasadas entre si. Foram utilizadas diferentes cores para representar os grupos retificadores de 4 pulsos cada, para facilitar o entendimento da análise.

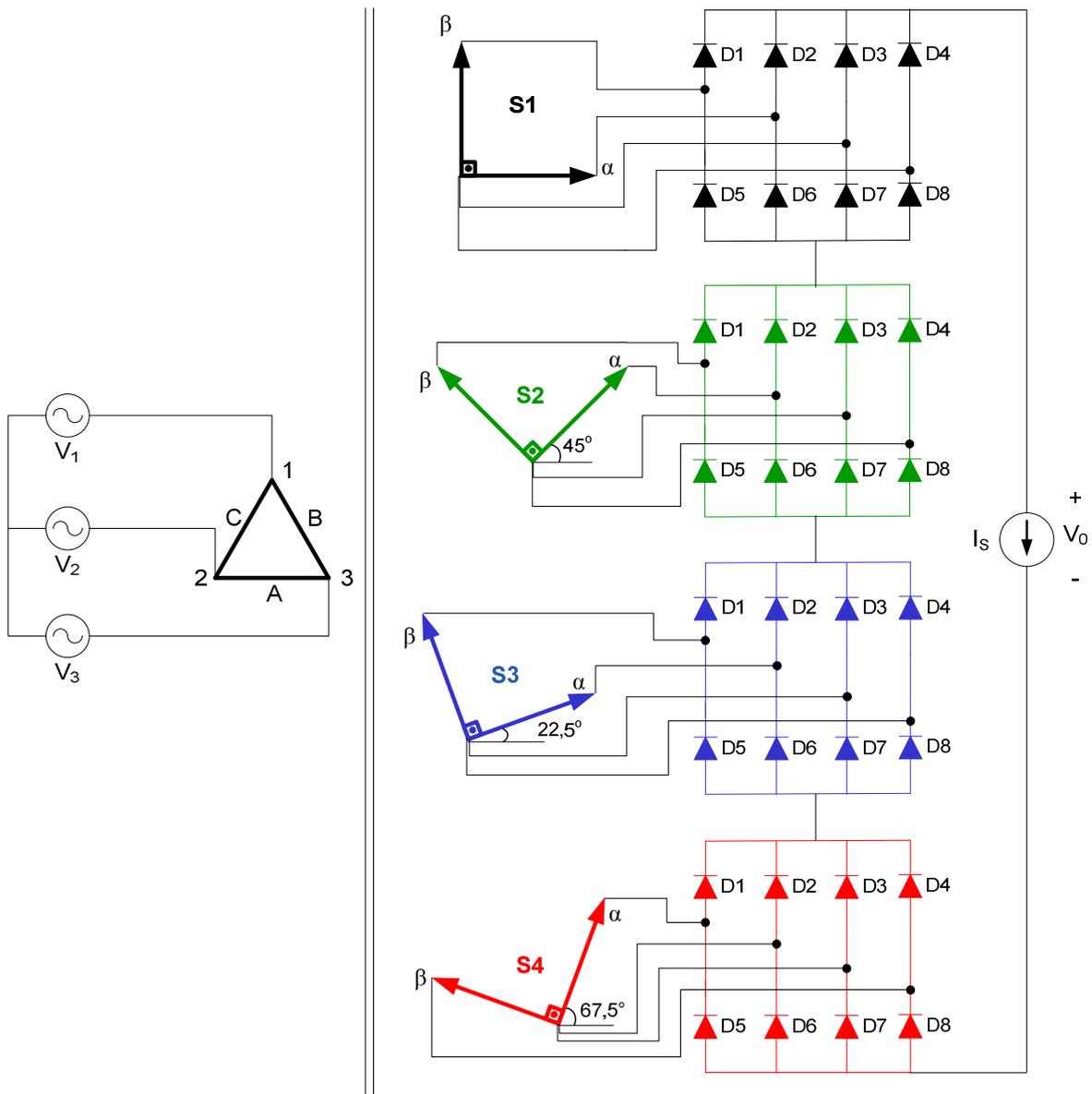


Figura 43 - Diagrama esquemático de um retificador de 16 pulsos.

Como descrito na Figura 43, o grupo retificador ligado ao secundário com defasagem 0° é denominado S1, o com 45° de defasagem chama-se S2, o de $22,5^\circ$ é o S3 e o de $67,5^\circ$ é o S4.

3.2.4.1 Formas de onda: tensão e corrente

Para esta análise, as seguintes considerações foram levadas em conta:

- A corrente de carga I_S não apresenta componentes harmônicos de corrente, sendo puramente contínua.
- As tensões de entrada são simétricas.
- As quedas de tensão nos diodos não são consideradas.
- Os transformadores são ideais, com corrente de magnetização desprezível, portanto, sem perdas nem dispersão de fluxo.

3.2.4.1.1 Tensão

Para cada grupo retificador, foram verificadas as formas de onda de tensão, que estão representadas da Figura 44 à Figura 47. Nelas é possível notar a defasagem de 90° entre V_α e V_β , sendo que a segunda foi sempre representada com uma cor mais clara.

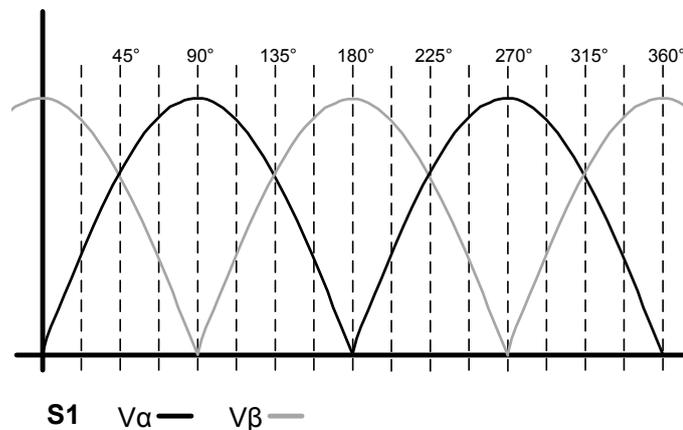


Figura 44 - Formas de onda da tensão em S1

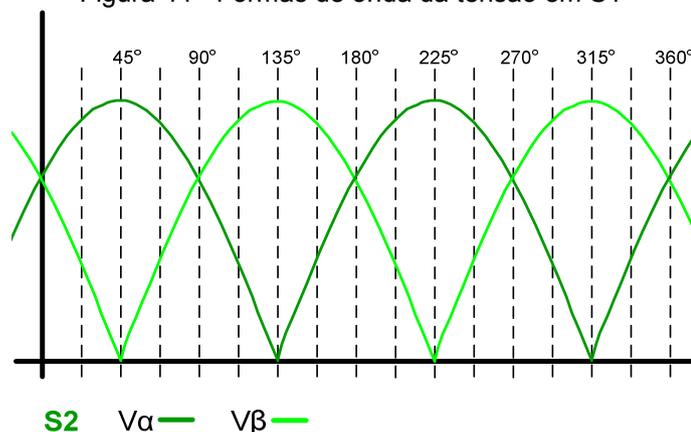


Figura 45 - Formas de onda da tensão em S2

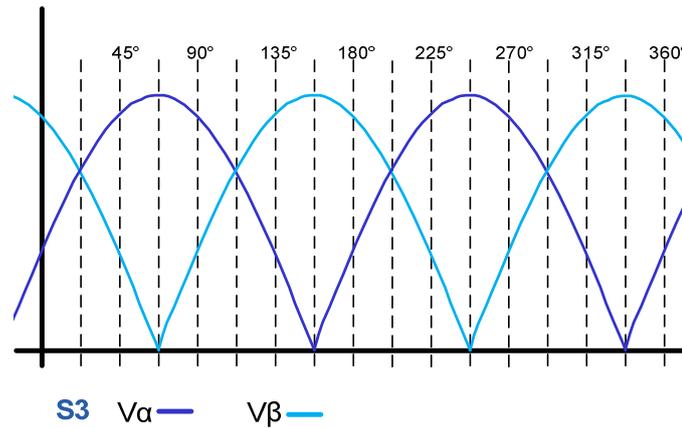


Figura 46 - Formas de onda da tensão em S3

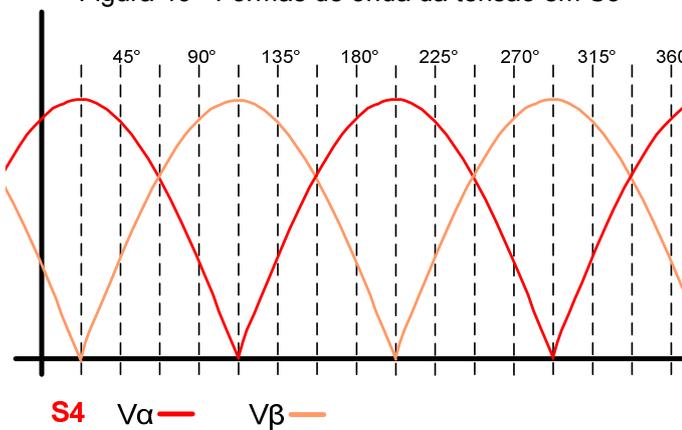


Figura 47 - Formas de onda da tensão em S4

3.2.4.1.2 Corrente

Conhecendo as formas de onda de tensão de cada grupo retificador, é possível desenhar as formas de onda de corrente, as quais são mostradas na Figura 48.

A partir das formas de onda dos secundários (I_{α} e I_{β}), é possível determinar as formas de onda das correntes no primário do transformador. Para tanto deve-se determinar a relação entre cada corrente de cada secundário e a respectiva corrente de fase do primário.

Esta relação pode ser obtida, em porcentagem, analisando os diagramas fasoriais apresentados na seção 3.1, utilizando os ângulos corretos para cada grupo retificador. Pode-se obter as seguintes relações descritas na Tabela 5. A partir destas relações é possível obter correntes I_{α} e I_{β} parciais para cada fase e, após somar tais formas de onda, obtém-se a forma de onda da corrente de fase, como indicado da Figura 49 à Figura 51.

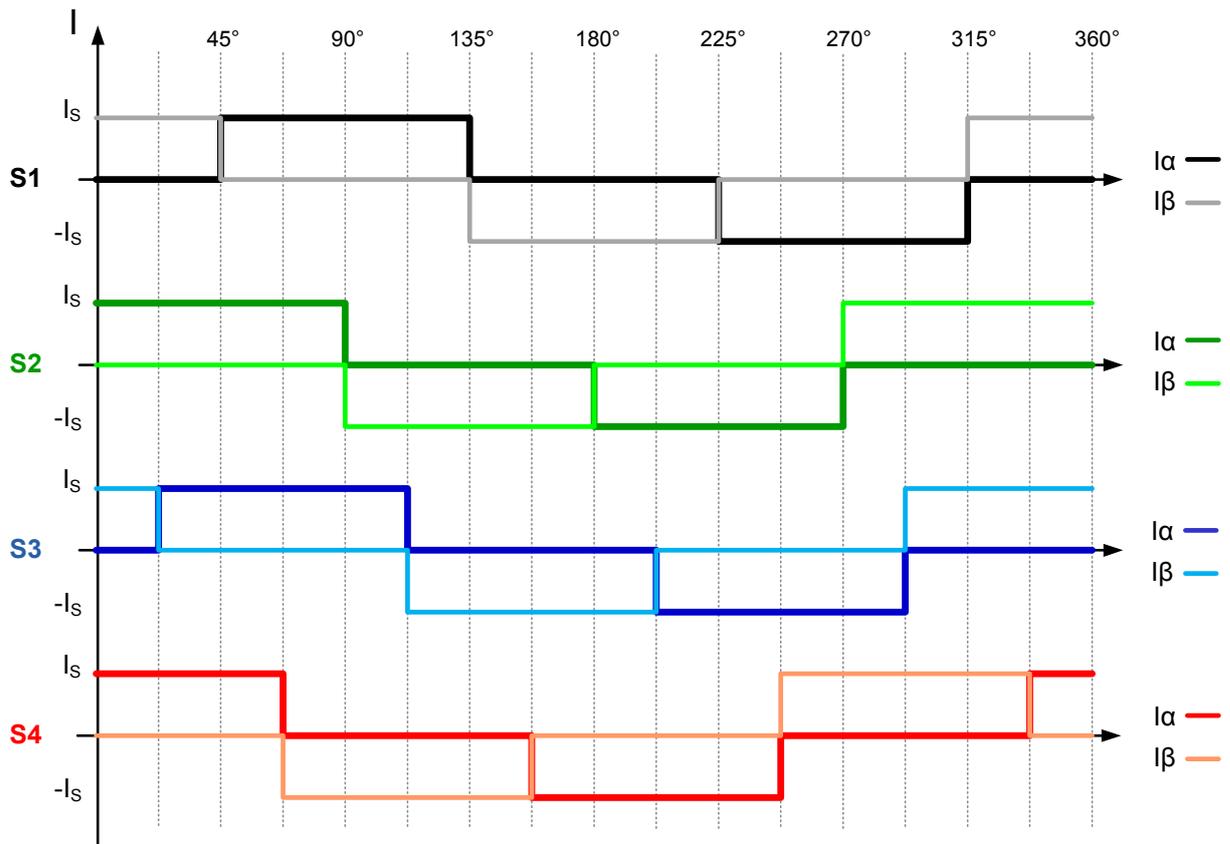


Figura 48 - Formas de onda de corrente em S1, S2, S3 e S4

Tabela 5 - Relação entre as correntes de fase do primário e as correntes dos secundários

FASE NO PRIMÁRIO	S1 (0°)		S2 (45°)		S3 (22,5°)		S4 (67,5°)	
	I_α	I_β	I_α	I_β	I_α	I_β	I_α	I_β
FASE A	100%	0	29,9%	29,9%	70,3%	0	0	70,3%
FASE B	0	57,7%	0	81,6%	0	91,6%	15,1%	44,2%
FASE C	0	57,7%	81,6%	0	44,2%	15,1%	91,6%	0

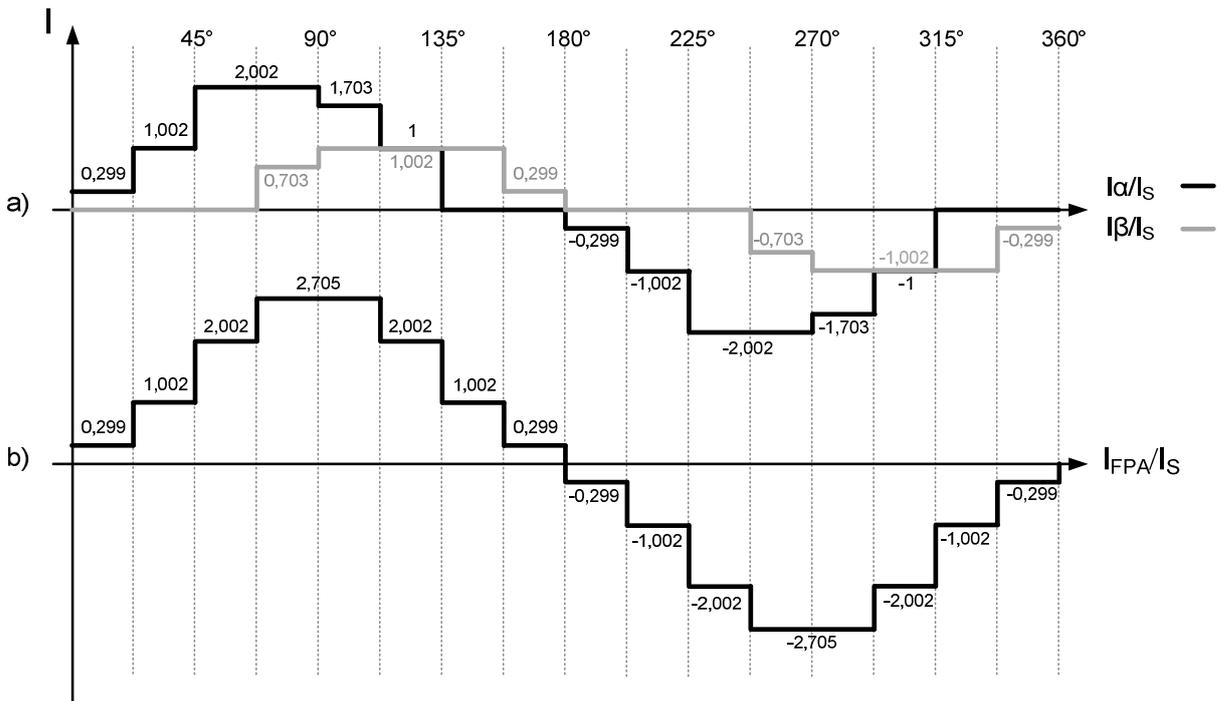


Figura 49 - Formas de onda de corrente. a) Ondas parciais para obter a forma de onda da Fase A no primário; b) Forma de onda da corrente da Fase A no primário (I_{FPA})

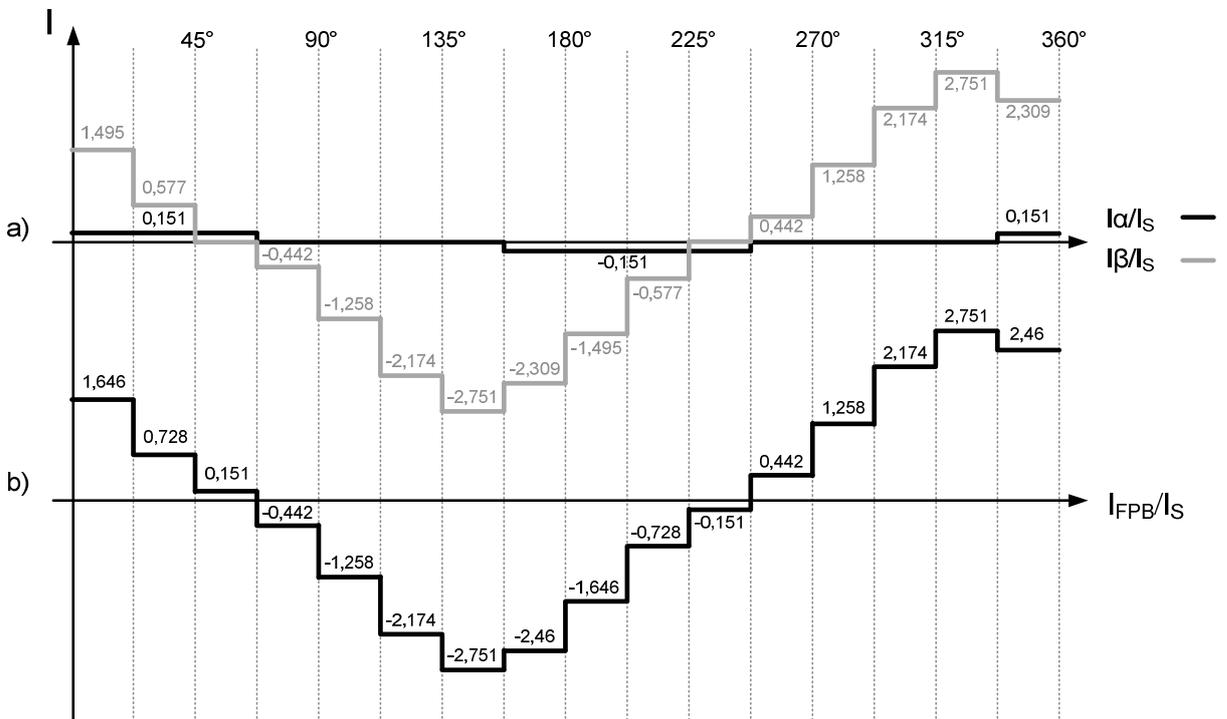


Figura 50 - Formas de onda de corrente. a) Ondas parciais para obter a forma de onda da Fase B no primário; b) Forma de onda da corrente da Fase B no primário (I_{FPB})

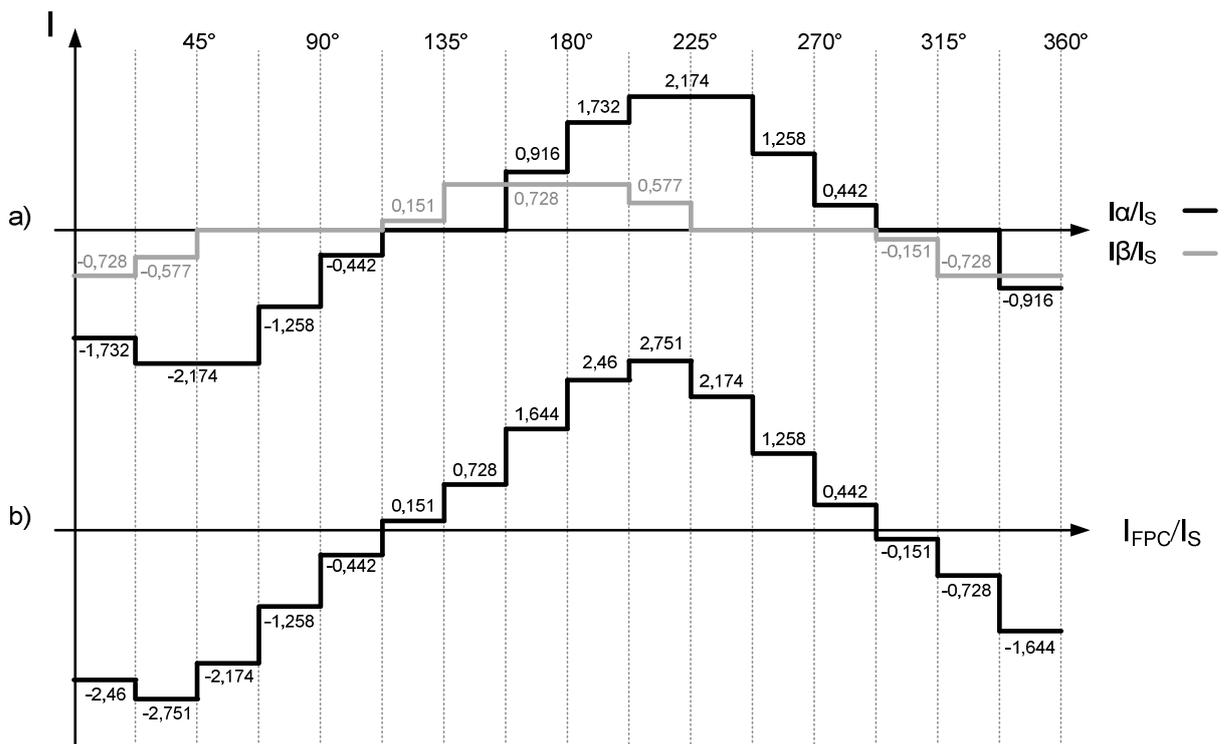


Figura 51 - Formas de onda de corrente. a) Ondas parciais para obter a forma de onda da Fase C no primário; b) Forma de onda da corrente da Fase C no primário (I_{FPC})

Tendo as formas de onda das correntes de fase no primário, é possível determinar as correntes de linha, sendo que as relações para cada corrente de linha estão apresentadas na Tabela 6.

Tabela 6 - Relação das correntes de linha e de fase do primário de um retificador de 16 pulsos.

Corrente de Linha do Primário	Correntes de Fase do Primário
I_{LP1}	$I_{FPB} - I_{FPC}$
I_{LP2}	$I_{FPC} - I_{FPA}$
I_{LP3}	$I_{FPA} - I_{FPB}$

Assim, podem ser obtidas as formas de onda mostradas na Figura 52, na Figura 53 e na Figura 54.

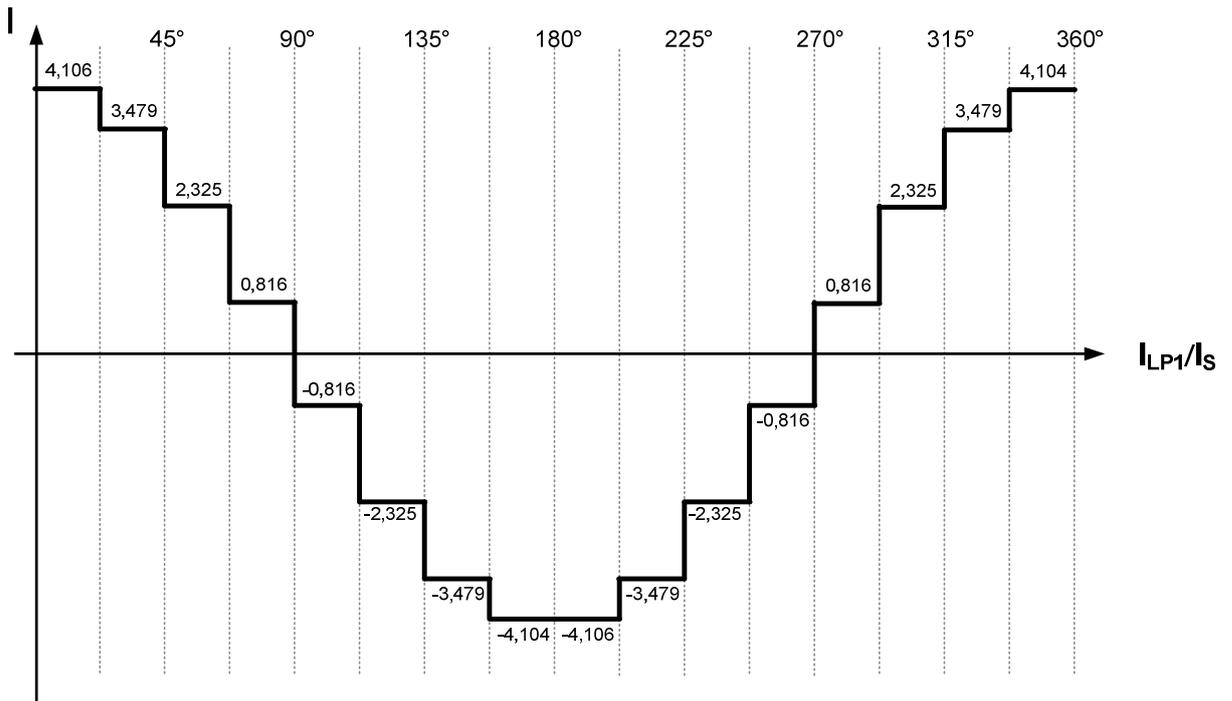


Figura 52 - Forma de onda da corrente de linha I_{LP1}

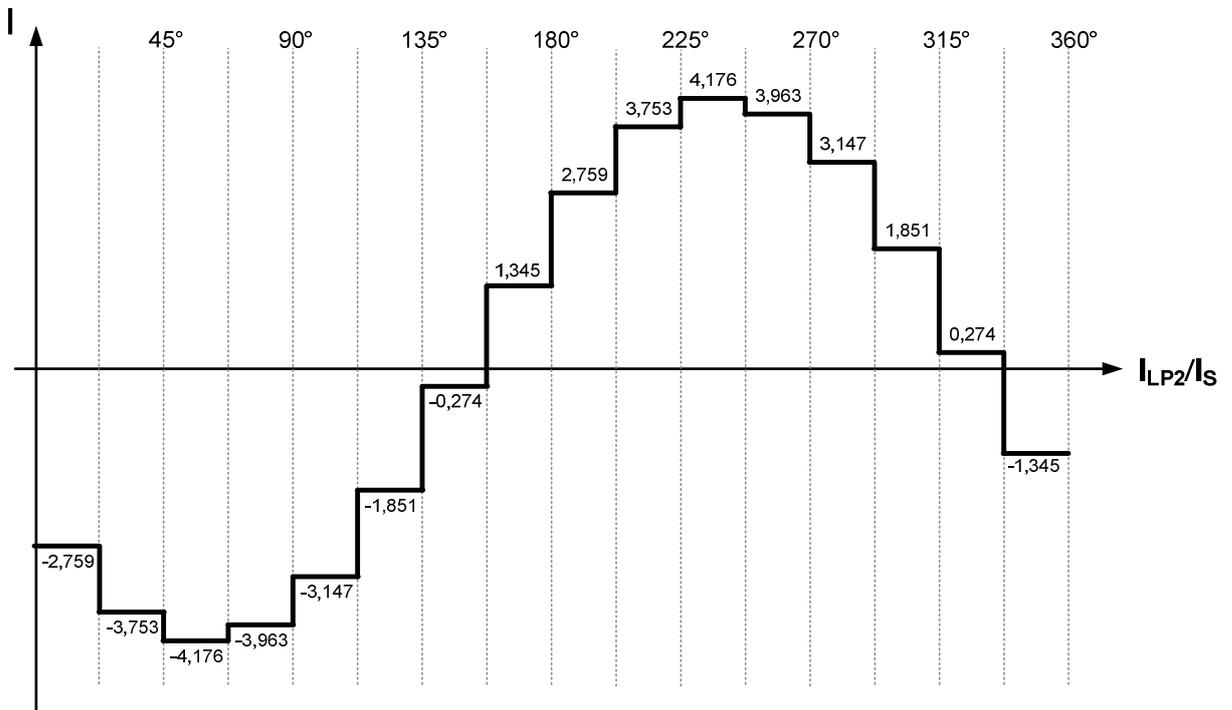


Figura 53 - Forma de onda da corrente de linha I_{LP2}

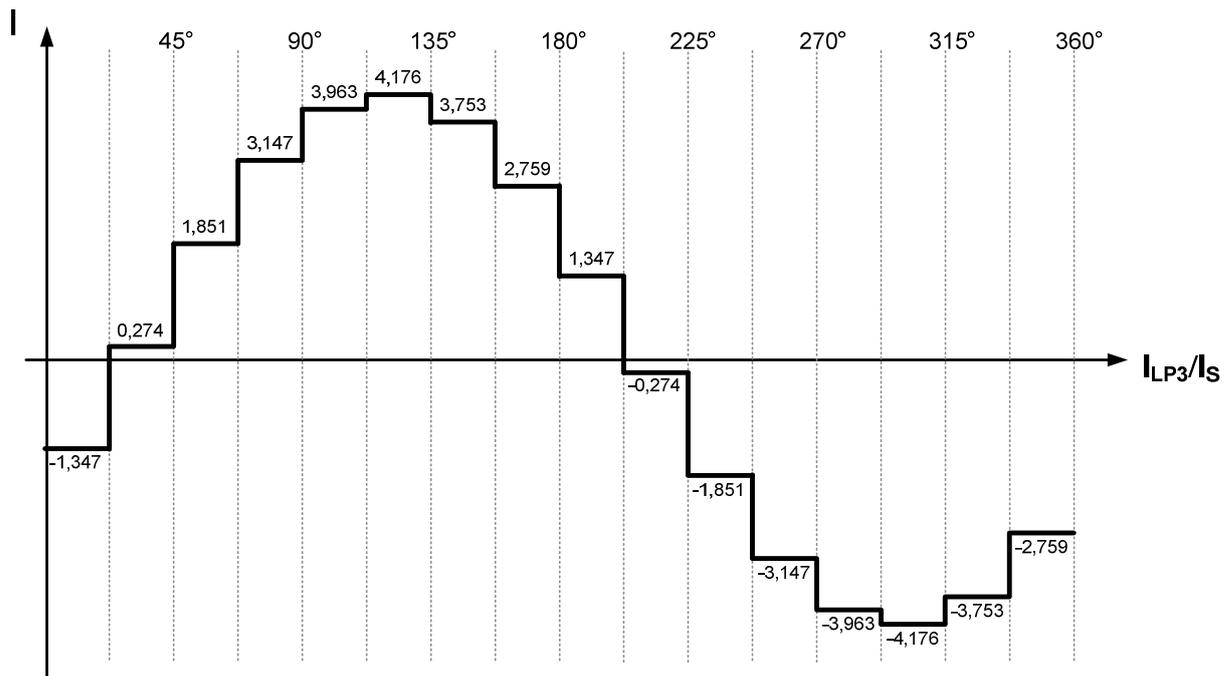


Figura 54 - Forma de onda da corrente de linha I_{LP3}

Pode-se observar que, apesar de as formas de onda das correntes de fase serem notavelmente desbalanceadas, as correntes de linha são balanceadas. A análise quantitativa da seção 4.1.1.2 evidencia isto.

Também foram realizadas simulações para verificar as formas de onda deste tipo de retificador. A seção 3.2.4.2 trata da simulação para um retificador de 16 pulsos.

3.2.4.2 Simulação

As informações utilizadas nesta seção foram obtidas através de simulação. A tensão de entrada era alternada com 100 V de pico. A carga era composta de um indutor de 100 mH e um resistor de 190 Ω . A potência de carga considerada foi de 6 kW. A relação de transformação usada neste caso foi de 3, do secundário para o primário.

3.2.4.2.1 Tensão e corrente

A Figura 55 mostra as ondas de tensão e corrente na entrada do retificador. A partir desta figura pode-se verificar que a onda da corrente é ainda

mais semelhante a uma senóide que as ondas dos retificadores de 4, 8 e 12 pulsos. Desta forma, a influência deste retificador na corrente do sistema é menor que a dos outros retificadores vistos até o momento.

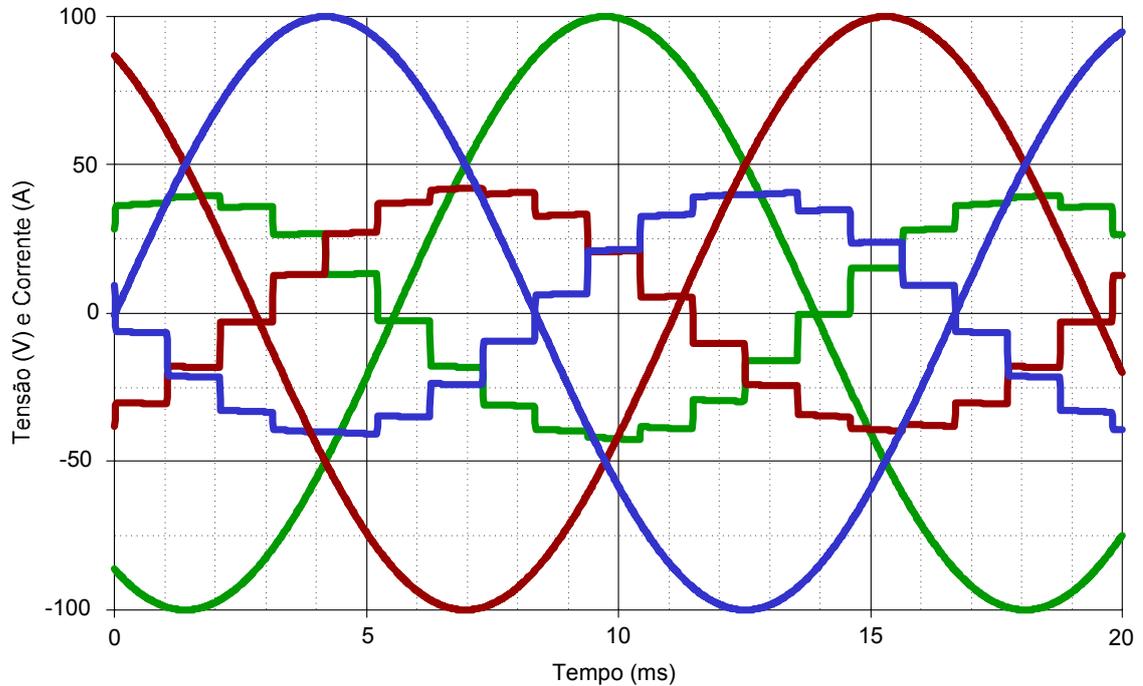


Figura 55 - Formas de onda das tensões e correntes na entrada do retificador de 16 pulsos.

A partir da Figura 56 nota-se que as tensões dos secundários estão defasadas entre si de $22,5^\circ$ e a sua retificação garante os 16 pulsos na saída do retificador.

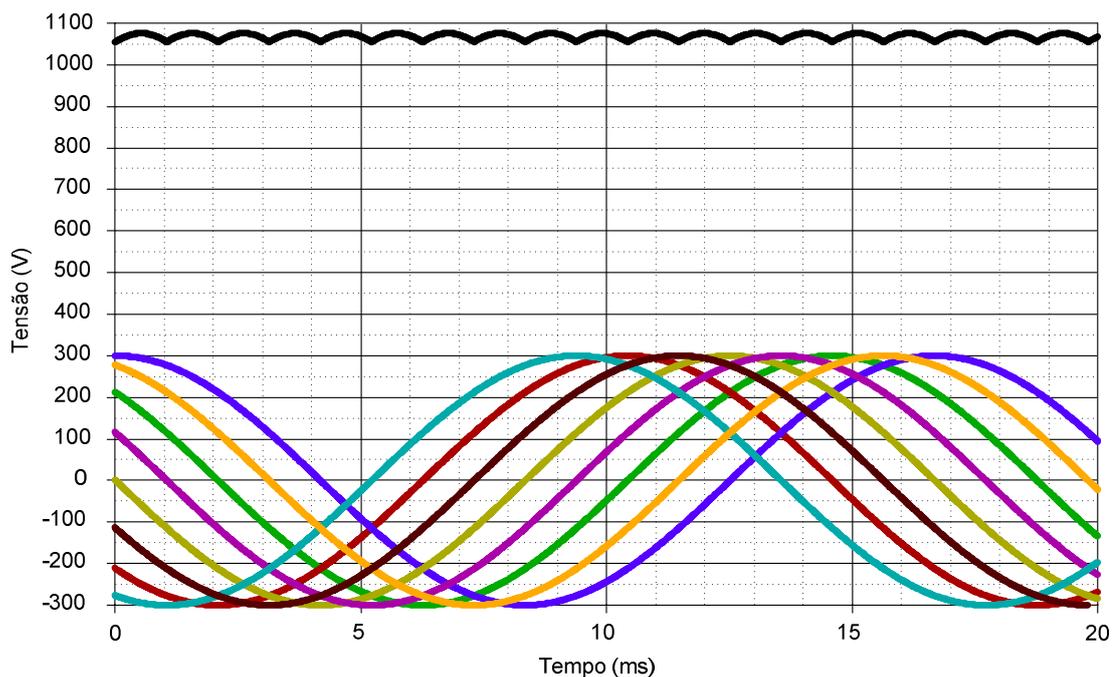


Figura 56 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 16 pulsos.

3.2.4.2.2 Espectro Harmônico

A Figura 57 mostra o espectro harmônico de um retificador de 16 pulsos. Nela pode-se observar que o menor componente que influencia o sistema é o 15°.

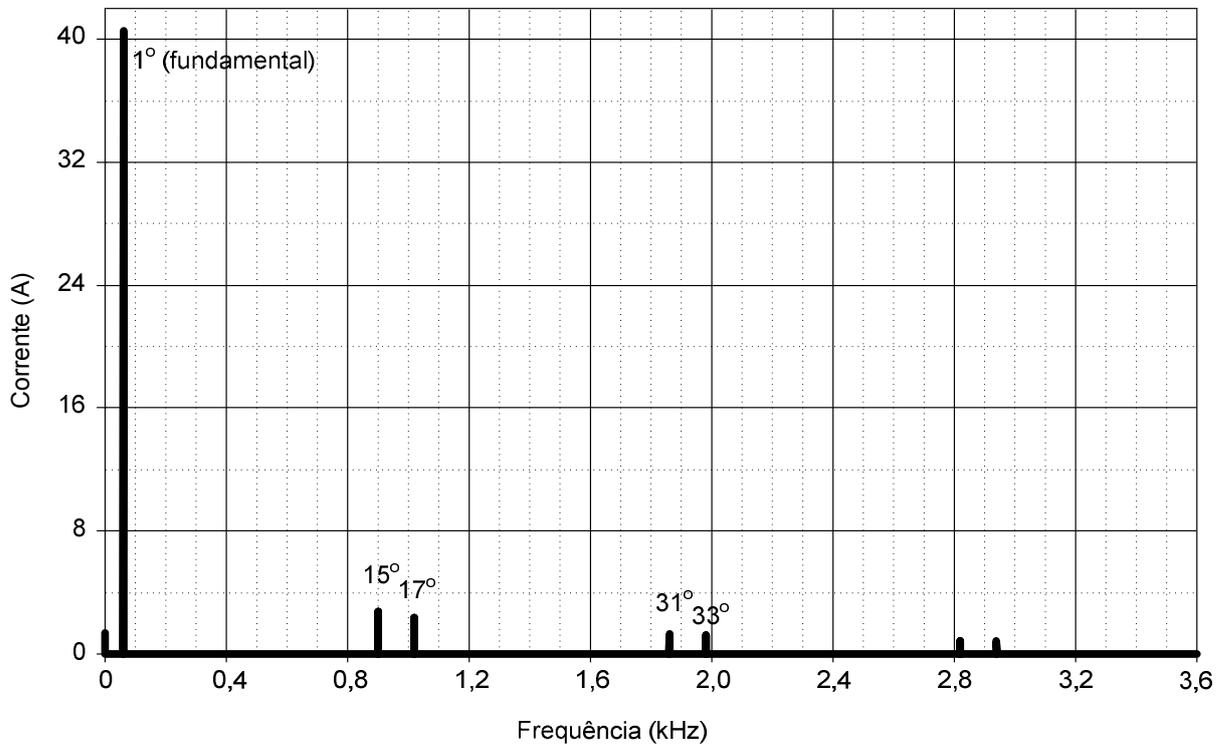


Figura 57 - Espectro harmônico do retificador de 16 pulsos.

3.2.5 Retificador de 20 pulsos

Utilizando o programa PSpice (Electronics-Lab) foi possível realizar simulações que mostrassem as formas de onda geradas por um retificador de 20 pulsos. A potência da carga considerada era de 6 kW. Tal carga era composta de um indutor de 100 mH e um resistor de 300 Ω , em série. A tensão de entrada era de 100 V, com defasagem de 120° e a relação de transformação utilizada foi de 1 no primário para 3 no secundário.

3.2.5.1 Diagrama esquemático

A Figura 58 mostra o diagrama esquemático de um retificador de 20 pulsos. Nela é possível observar que, para obter os 20 pulsos na saída, uma defasagem de 18° é necessária, exigindo 5 secundários.

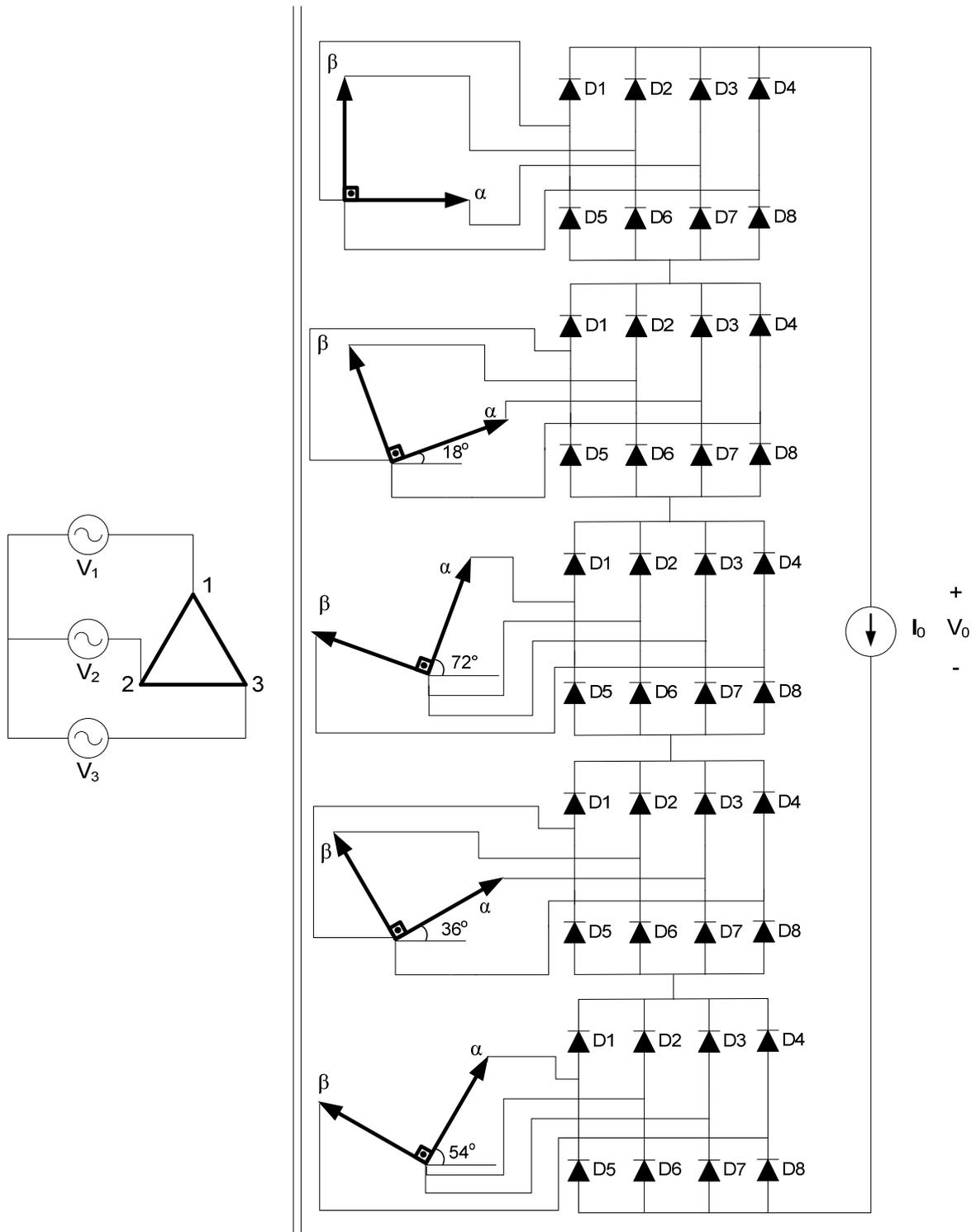


Figura 58 - Diagrama esquemático de um retificador de 20 pulsos.

3.2.5.1 Tensão e corrente

A Figura 59 mostra as formas de onda de tensão e corrente na entrada. Considerando todos os retificadores analisados até o momento, este é o que tem

uma corrente de linha do primário mais semelhante a uma senóide. Desta forma, em relação à distorção harmônica, este é o retificador que apresenta a menor.

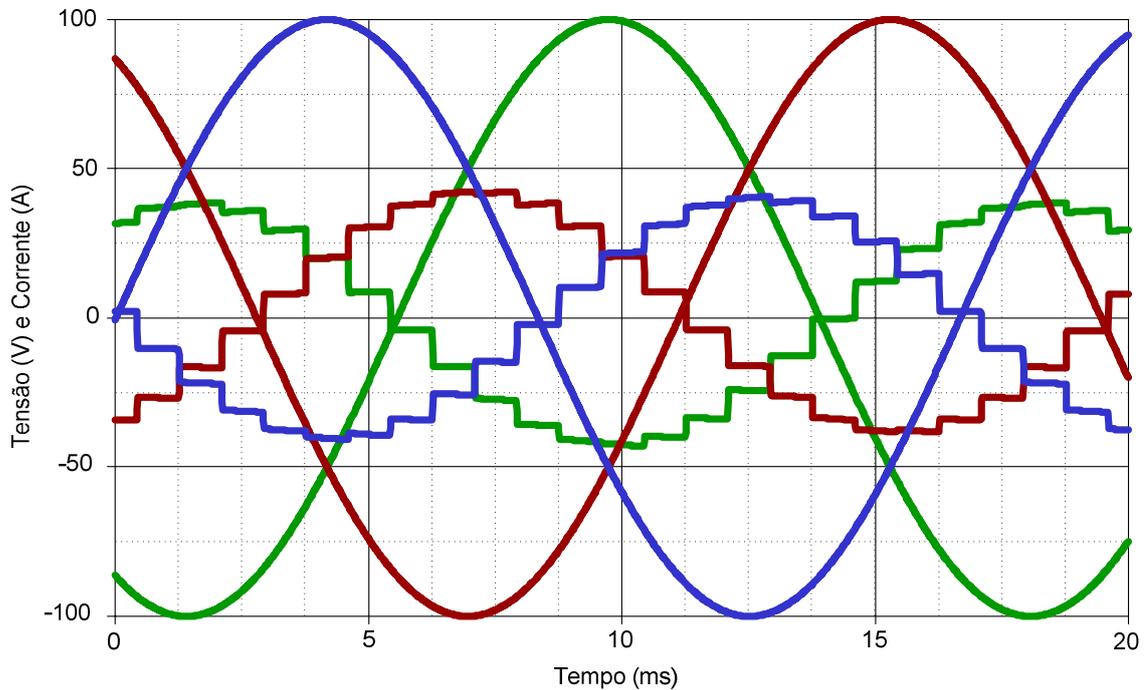


Figura 59 - Formas de onda de tensão e corrente na entrada de um retificador de 20 pulsos.

A Figura 60 mostra as formas de onda das tensões de linha nos secundários e a tensão na carga, retificada. Os 20 pulsos, resultantes da retificação das tensões de saída dos secundários, podem ser visualizados nesta figura.

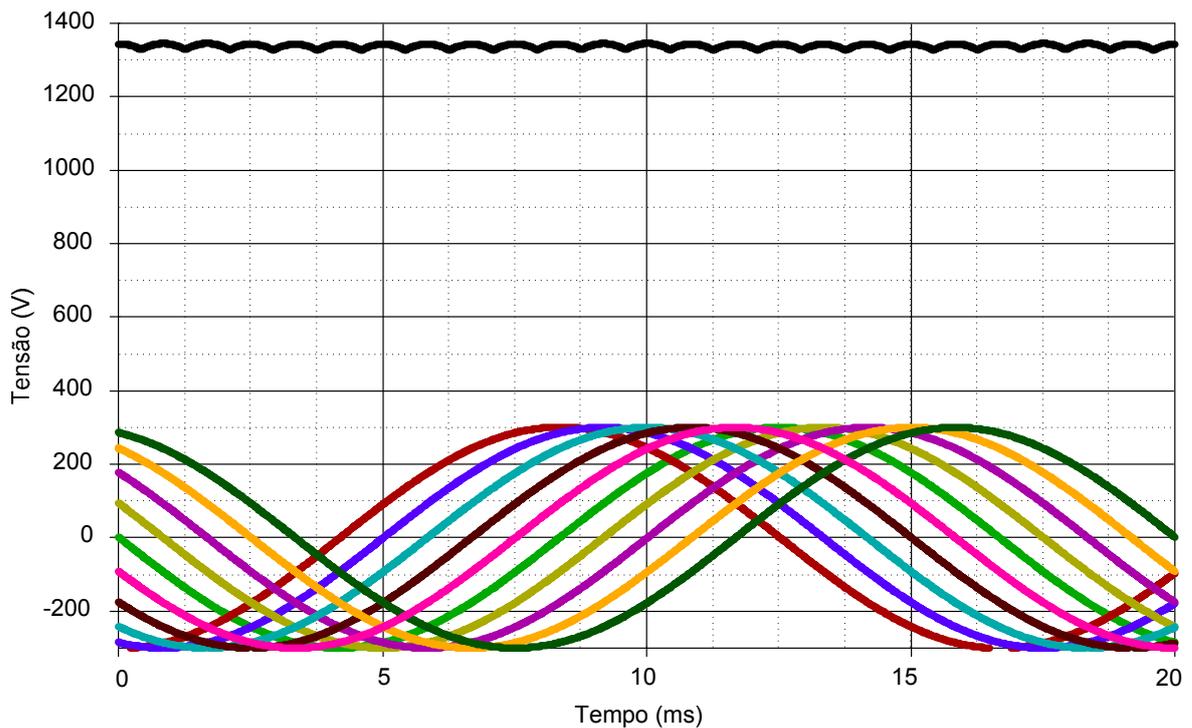


Figura 60 - Formas de onda de tensão nos secundários e na carga de um retificador de 20 pulsos.

3.2.5.2 Espectro Harmônico

A Figura 61 mostra o espectro harmônico para este tipo de retificador. É possível notar que o menor componente harmônico é o 19°.

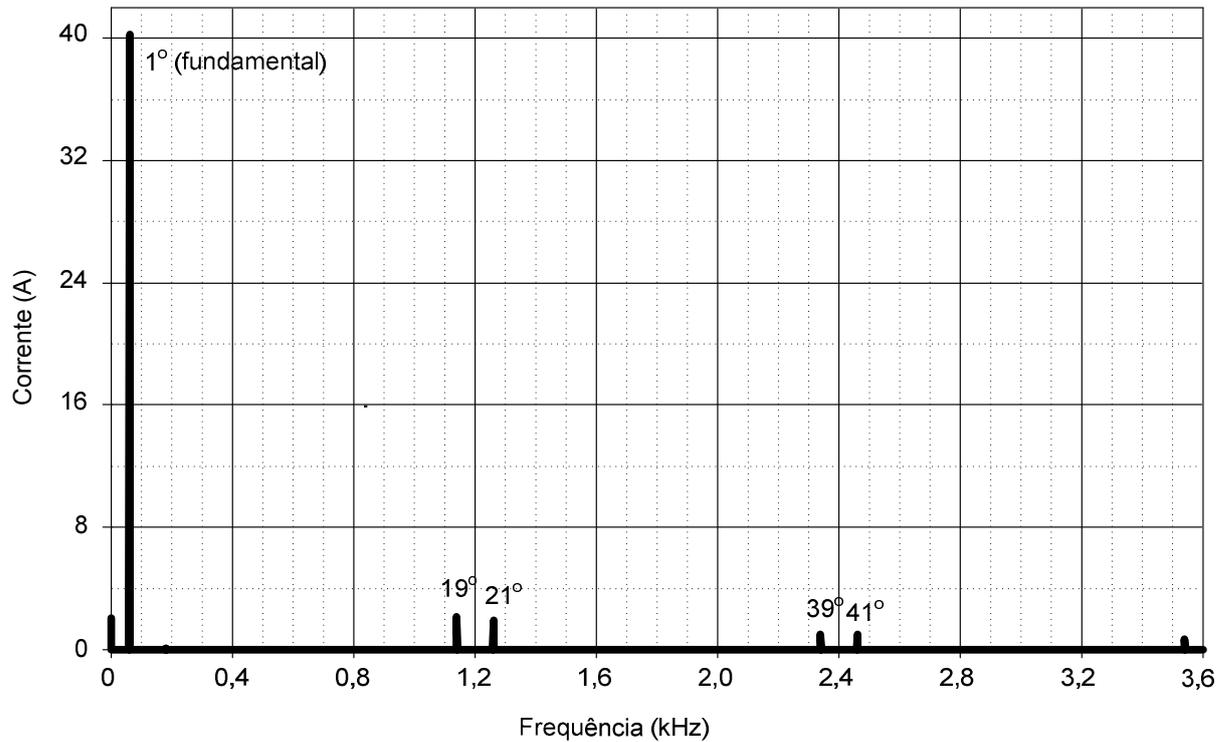


Figura 61 - Espectro harmônico do retificador de 20 pulsos.

3.3 CONCLUSÕES

A partir das análises feitas é possível verificar que quanto maior o número de pulsos, menor é a influência dos componentes harmônicos na rede, porém, maior é a complexidade topológica do circuito. Uma análise quantitativa faz-se necessária para verificar as vantagens de cada tipo de circuito.

CAPÍTULO 4

4 ANÁLISE QUANTITATIVA – Transformador e Retificador

4.1 TRANSFORMADOR TRIFÁSICO/BIFÁSICO

A análise quantitativa feita para o transformador trifásico/bifásico refere-se à determinação de expressões que mostrem as relações de tensões e correntes.

4.1.1 Tensões e correntes do Transformador Trifásico/Bifásico

A análise foi feita em relação ao secundário bifásico do transformador. A composição dos enrolamentos para diferentes ângulos de defasagens são especificados em intervalos de $\pi/6$ radianos. Desta forma, para cada intervalo, um conjunto de equações foi especificado.

4.1.1.1 Cálculo das tensões:

As tensões trifásicas consideradas são, em volts:

$$V_A = V_p \angle 0^\circ \quad (9)$$

$$V_B = V_p \angle (-120^\circ) \quad (10)$$

$$V_C = V_p \angle 120^\circ \quad (11)$$

As tensões bifásicas são:

$$V_\alpha = V_s \angle \theta \quad (12)$$

$$V_\beta = V_s \angle (\theta + 90^\circ) \quad (13)$$

Sendo que V_p é a tensão de pico no primário e V_s é a tensão de pico no secundário.

A partir daí é possível formular as expressões para se determinar as tensões sobre cada enrolamento do secundário.

A Tabela 7 mostra as equações que descrevem as tensões no secundário (V_α e V_β) para cada intervalo. As deduções completas para se obter tais equações estão no apêndice do memorial de cálculos, item 11.4.1.

Tabela 7 - Equações que descrevem as tensões V_α e V_β para cada intervalo desejado.

	V_α	V_β
<p>$0 < \theta < \pi/6$</p>	$V_s \cdot \left(\frac{2\sqrt{3} + 3}{3} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right)$	$V_s \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$
<p>$\pi/6 < \theta < \pi/3$</p>	$V_s \cdot \left(\cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right)$	$V_s \cdot \left(\sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$
<p>$\pi/3 < \theta < \pi/2$</p>	$V_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \theta$	$V_s \cdot \left(\sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$

4.1.1.2 Cálculo das correntes:

Para calcular as correntes (consideradas todas em ampères), também é necessário fazer uso dos diagramas fasoriais para cada intervalo considerado.

As correntes do lado bifásico podem ser expressas de acordo com as equações abaixo:

$$I_{\alpha} = I_s \angle \theta \quad (14)$$

$$I_{\beta} = I_s \angle (\theta + 90^\circ) \quad (15)$$

A partir destas expressões é possível determinar as correntes do primário (parte trifásica) referentes às correntes I_{α} e I_{β} para cada intervalo, sendo I_s a corrente de pico no secundário.

Todas as deduções matemáticas estão descritas no item 11.4.2 dos apêndices deste trabalho.

A Tabela 8 mostra as equações que descrevem as correntes de fase do primário para cada intervalo de θ .

Tabela 8 - Correntes de fase do primário para cada intervalo de θ .

	Correntes	$I_s \angle \theta$	$I_s \angle (\theta + 90^\circ)$
$0 < \theta < \pi/6$	I_A	$\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \operatorname{sen} \theta \right)$	
	I_B		$\left(\operatorname{sen} \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$
	I_C	$\left(-\frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \operatorname{sen} \theta \right)$	$\left(\operatorname{sen} \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$
$\pi/6 < \theta < \pi/3$	I_A	$\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \operatorname{sen} \theta \right)$	$\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \operatorname{sen} \theta \right)$
	I_B		$\left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$
	I_C	$\left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \operatorname{sen} \theta \right)$	
$\pi/3 < \theta < \pi/2$	I_A		$\left(\operatorname{sen} \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$
	I_B	$\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \operatorname{sen} \theta - \cos \theta \right)$	$\left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right)$
	I_C	$\left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \operatorname{sen} \theta - \cos \theta \right)$	

Já a Tabela 9 mostra as equações que descrevem as correntes de linha do primário. Tais correntes são aqui denominadas I_{AB} , I_{BC} e I_{CA} e foram calculadas a partir das correntes de fase mostradas na Tabela 8.

Tabela 9 - Correntes de linha do primário de um transformador trifásico bifásico.

	Correntes
$0 < \theta < \pi/6$	$I_{AB} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(-\frac{\pi}{6}\right)$
	$I_{BC} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{\pi}{2}\right)$
	$I_{CA} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{7\pi}{6}\right)$
$\pi/6 < \theta < \pi/3$	$I_{AB} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(-\frac{\pi}{6}\right)$
	$I_{BC} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{\pi}{2}\right)$
	$I_{CA} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{7\pi}{6}\right)$
$\pi/3 < \theta < \pi/2$	$I_{AB} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(-\frac{\pi}{6}\right)$
	$I_{BC} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{\pi}{2}\right)$
	$I_{CA} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{7\pi}{6}\right)$

A partir dos resultados das correntes de linha para cada intervalo, verifica-se que elas são independentes do ângulo θ e, portanto, são as mesmas para qualquer intervalo. Além disso, enquanto as correntes de fase variam (são desequilibradas), as correntes de linha são equilibradas e defasadas entre si de 120° .

4.2 RETIFICADOR MULTIPULSO – MÚLTIPLO DE 4 PULSOS

A análise matemática feita para os retificadores múltiplos de 4 pulsos foi feita em relação à taxa de distorção harmônica para cada tipo de retificador. Os valores da TDH foram obtidos através de simulação, considerando 60 componentes harmônicos. Padronizou-se uma potência de saída para cada retificador, a fim de possibilitar uma comparação mais coerente. Para os retificadores de 4 e 8 pulsos foram feitas simulações cuja potência na carga era de 3 kW. Já para os retificadores de 12, 16 e 20 pulsos a potência de saída foi de 6 kW. No Apêndice deste trabalho é possível verificar os dados obtidos por simulação, já que, aqui só será utilizada a TDH para estes retificadores.

A Tabela 10 mostra os resultados obtidos nas simulações.

Tabela 10 - Taxa de distorção harmônica (TDH) para retificadores de 4, 8, 12 e 16 pulsos.

Retificador	Potência na carga	TDH (%)
4 pulsos	3 kW	48,7516
8 pulsos	3 kW	22,4453
12 pulsos	6 kW	14,255
16 pulsos	6 kW	10,3447

A partir da Tabela 10 pode-se perceber que quanto maior o número de pulsos, menor é a taxa de distorção harmônica. Tal fato está de acordo com a revisão bibliográfica e a análise teórica que foi feita a respeito de retificadores multipulso.

4.3 COMPARAÇÃO DAS TAXAS DE DISTORÇÃO HARMÔNICA

Este item tratará da comparação das taxas de distorção harmônica obtidas por simulação para retificadores de 4, 6, 8, 12, 16 e 18 pulsos.

Para os retificadores de 4, 6 e 8 pulsos foi considerada uma carga de 3 kW. Já os retificadores de 12, 16 e 18 pulsos estavam ligados a uma carga de 6 kW.

A Tabela 11 mostra as taxas de distorção harmônica (TDH) obtidas através de simulações com o *software* PSpice (Electronics-Lab).

Tabela 11 - Taxa de distorção harmônica (TDH) de retificadores de 4, 6, 8, 12, 16 e 18 pulsos.

Retificador	Potência na carga	TDH (%)
4 pulsos	3 kW	48,75
6 pulsos	3 kW	30,02
8 pulsos	3 kW	22,45
12 pulsos	6 kW	14,25
16 pulsos	6 kW	10,34
18 pulsos	6 kW	9,19

Novamente é possível perceber que quanto maior o número de pulsos, menor é a taxa de distorção harmônica.

4.4 RETIFICADOR 16 PULSOS

Esta seção tratará da análise quantitativa específica para o retificador de 16 pulsos, sem levar em consideração os dados simulados.

4.4.1 Correntes eficazes

Utilizando as formas de onda das correntes de fase no primário (ver Figura 49 para Fase A, Figura 50 para Fase B e Figura 51 para Fase C) foram obtidos os valores de corrente eficaz mostrados na Tabela 12. Esta tabela também mostra os valores eficazes das correntes de linha do primário (Figura 52 para Linha 1, Figura 53 para Linha 2 e Figura 54 para Linha 3).

Tabela 12 - Valores eficazes das correntes de fase e de linha do primário em relação à corrente de carga I_s

	I_{FPAef}	I_{FPBef}	I_{FPCef}	I_{LP1ef}	I_{LP2ef}	I_{LP3ef}
I/I_s	1,76179	1,70991	1,70991	2,9593998	2,9593998	2,9593998

A Tabela 12 mostra, como esperado, que os valores das correntes eficazes de fase são diferentes, já que são desbalanceadas, enquanto os valores eficazes das correntes de linha são todos iguais.

4.4.2 Tensões

Neste tópico o objetivo foi definir quais as tensões eficaz e média na carga.

Para tanto, foram calculados os valores de tensão para um intervalo único de $22,5^\circ$ (ou $\pi/8$). Foi escolhido o primeiro intervalo de cada grupo retificador, como mostra a Figura 62.

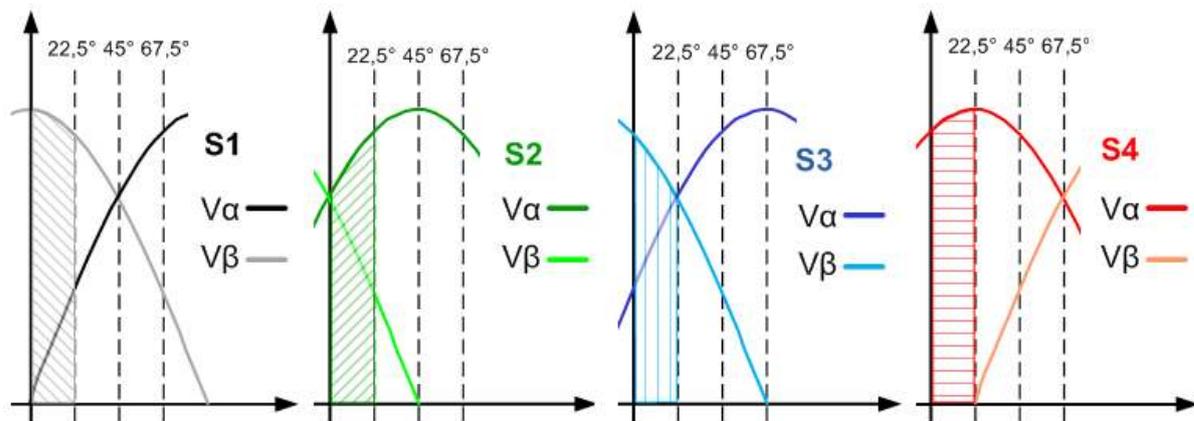


Figura 62 - Intervalos utilizados nos cálculos de tensão eficaz e tensão média na carga

A Figura 62 mostra que para S1, a tensão $V_\beta = V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 90^\circ)$ deve ser utilizada nos cálculos. Já para S2, é a tensão $V_\alpha = V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 45^\circ)$ que deve ser considerada. Para S3, a tensão é $V_\beta = V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 112,5^\circ)$ e para S4, $V_\alpha = V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 67,5^\circ)$.

A expressão para determinar o valor eficaz da corrente na carga é:

$$V_{CARGA\text{ eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{8}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{8}} \left[V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 90^\circ) + V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 45^\circ) + V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 112,5^\circ) + V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 67,5^\circ) \right]^2 d\omega t} \quad (16)$$

Assim,

$$V_{CARGA\text{ eficaz}} = 3,6013 \cdot V_S \quad (17)$$

Já a expressão para o valor médio da tensão na carga é dada por:

$$V_{CARGA\text{ médio}} = \frac{1}{\frac{\pi}{8}} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{8}} \left[V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 90^\circ) + V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 45^\circ) + V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 112,5^\circ) + V_S \cdot \text{sen}(\omega t + 67,5^\circ) \right] d\omega t \quad (18)$$

Logo,

$$V_{CARGA\text{ médio}} = 3,6012 \cdot V_S \quad (19)$$

4.4.3 Potência

Para realizar a análise de potência, foi decidido calcular o fator de potência (FP) na entrada do circuito, ou seja, utilizando os valores de linha de interesse.

Sabendo que a tensão de entrada é senoidal e que a corrente pode ser representada como aquelas mostradas da Figura 52 a Figura 54 e que a potência é dada pelo produto da tensão pela corrente, é possível obter as potências aparente (S) e ativa (P) necessárias para o cálculo do FP.

Realizando cálculos de integração por intervalo de $22,5^\circ$ da onda resultante da multiplicação da tensão pela corrente de entrada, determinou-se que P é igual à $457,422 \cdot V_p \cdot I_p$ e S é igual a $460,375 \cdot V_p \cdot I_p$, com V_p e I_p igual à tensão e corrente de pico na entrada, respectivamente. Logo, para o cálculo do fator de potência tem-se que:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{457,422 \cdot V_p \cdot I_p}{460,375 \cdot V_p \cdot I_p} = \mathbf{0,9936} \quad (20)$$

Tendo o valor do FP é possível determinar a taxa de distorção harmônica (TDH) neste caso, considerando $\cos\varphi = 1$. Desta forma:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2 - 1}} = \sqrt{\frac{1}{0,9936^2 - 1}} = \mathbf{0,1138} \quad (21)$$

Tanto o valor obtido para o FP quanto o determinado para a TDH foram melhores que os valores obtidos para um retificador de 12 pulsos (ver item 11.2.1.3), isto é, maior FP e menor TDH.

4.4.4 Análise Harmônica

A análise harmônica para o retificador de 16 pulsos foi feita utilizando a Série de Fourier para as formas de onda das correntes. Na seção 11.3 do Apêndice deste trabalho encontra-se o detalhamento das expressões para a análise harmônica de um retificador de 12 pulsos. Para este caso foram seguidas formulações semelhantes adaptadas às formas de onda das correntes de fase e linha do primário do circuito retificador de 16 pulsos.

A Figura 63 mostra os espectros harmônicos das três fases, sendo os componentes harmônicos percentualmente relacionados à corrente fundamental. Os componentes de ordem par não foram representados, pois são desprezíveis.

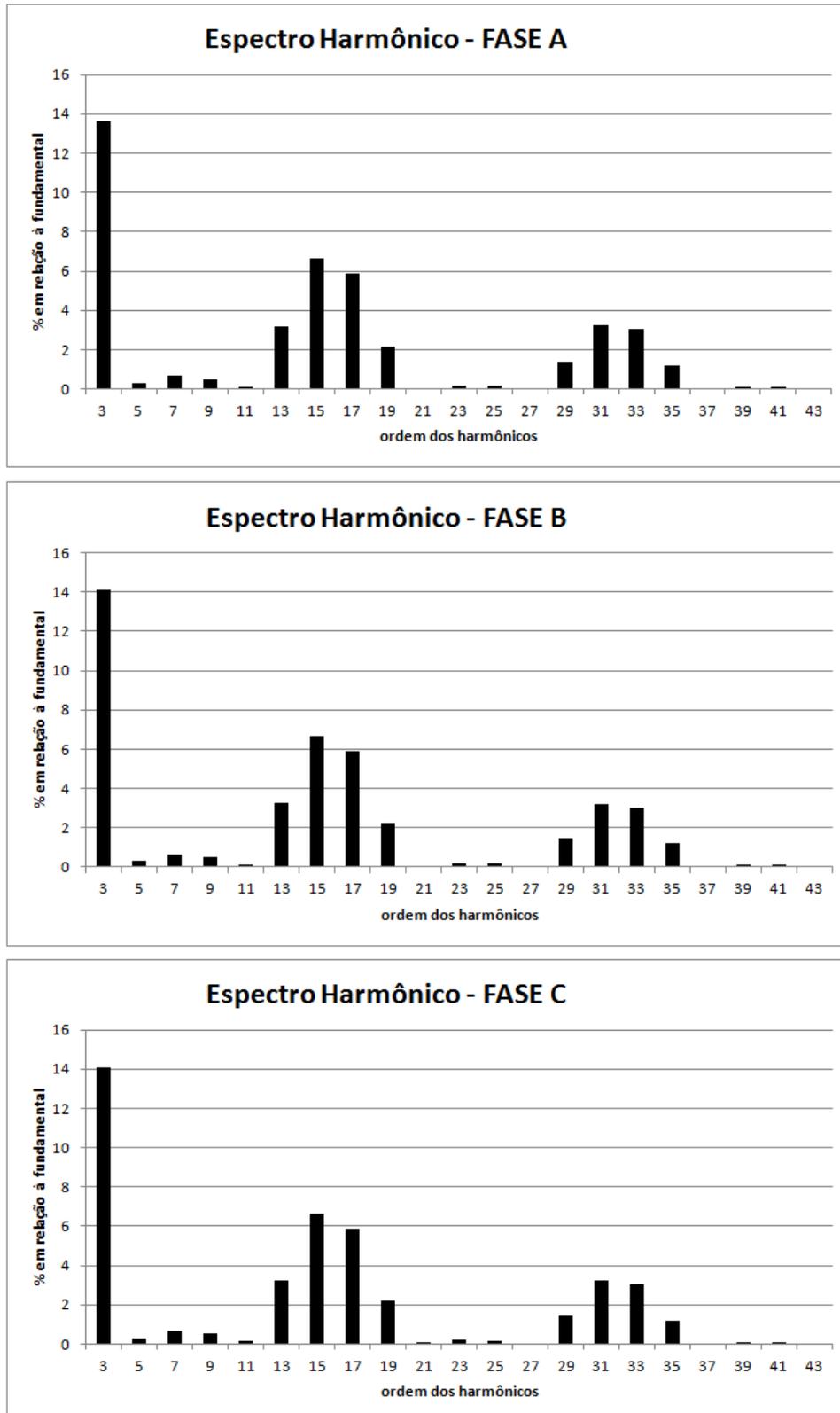


Figura 63 - Espectro harmônico das correntes de fase

Já a Figura 64 mostra os espectros harmônicos das correntes de linha (da entrada).

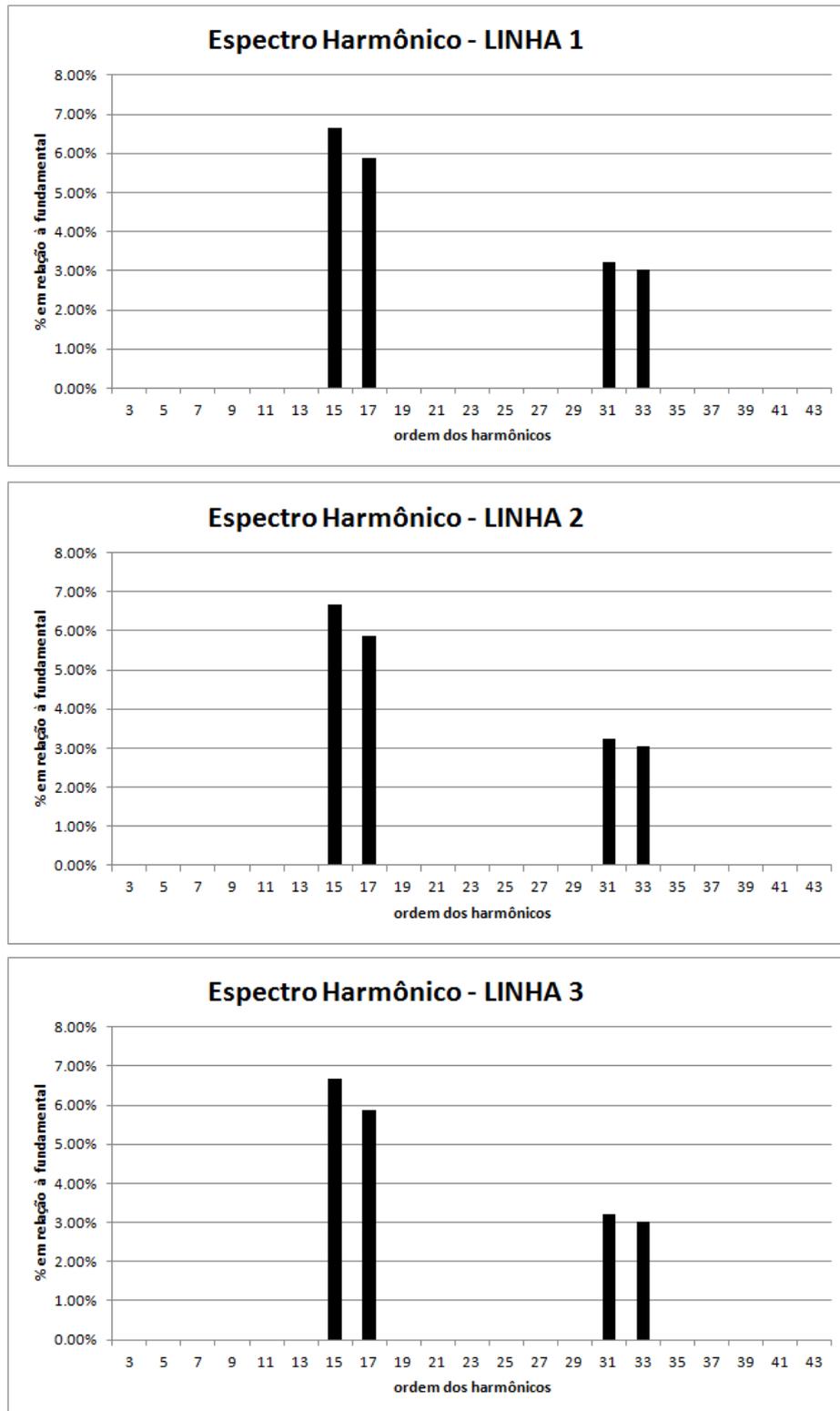


Figura 64 - Espectro harmônico das correntes de linha

A partir da Figura 63 é possível notar a influência de diversos componentes harmônicos de várias ordens. Observa-se também que, como as

correntes são desbalanceadas, a influência de cada harmônico em cada corrente é diferente. Entretanto, a influência global é bastante semelhante. Já a Figura 64 mostra, como era esperado, que o primeiro componente harmônico a influenciar a corrente é o 15°, seguido do 17°. Também nota-se que o espectro harmônico das três linhas é idêntico, corroborando com o fato de as correntes de linha serem balanceadas.

Entretanto, de acordo com a recomendação da IEEE (segunda linha da Tabela 2), os valores obtidos por esta análise estariam fora do sugerido, como mostra a Figura 65.

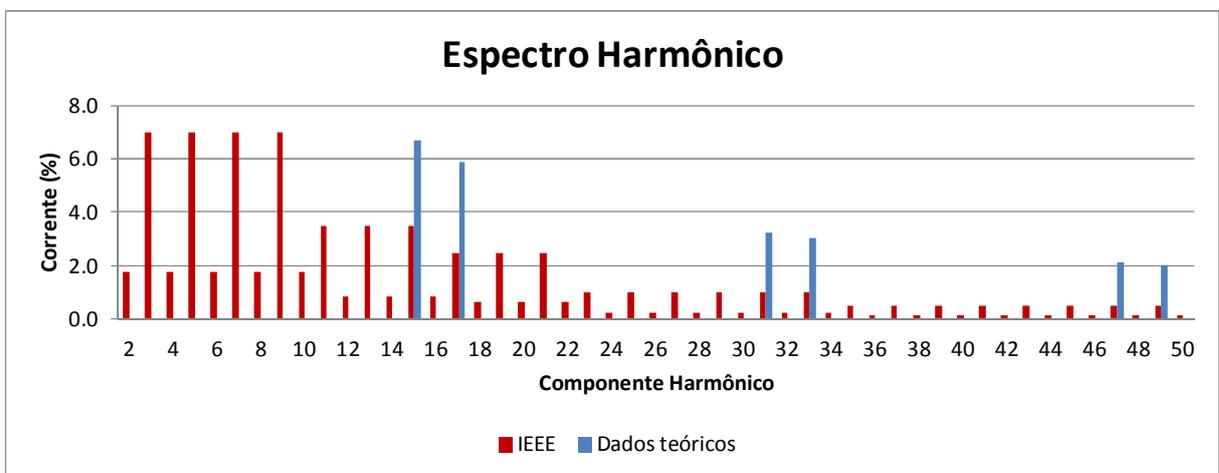


Figura 65 - Comparação dos dados teóricos do espectro harmônico das correntes de linha com a recomendação da IEEE.

4.5 CONCLUSÕES

Verifica-se, a partir dos dados obtidos, que o retificador de 16 pulsos possui valores intermediários de fator de potência e taxa de distorção harmônica, se comparados aos retificadores de 12 e 18 pulsos.

Apesar de apresentar correntes de fase no primário distorcidas e com espectro harmônico com várias componentes relativamente significativas, as correntes de linha do primário são balanceadas e seu espectro harmônico está de acordo com o previsto na literatura e no que foi descrito na análise qualitativa deste trabalho.

Os componentes harmônicos estão acima do sugerido pela recomendação da IEEE, porém, um sistema real e não teórico pode atender as especificações. Portanto, não se descartou a continuidade deste projeto.

CAPÍTULO 5

5 DIMENSIONAMENTO DO PROJETO

Conhecendo as características teóricas do retificador de 16 pulsos, foi desenvolvido um protótipo para a obtenção de dados experimentais.

5.1 TRANSFORMADORES

Foram utilizados 4 transformadores trifásicos/bifásicos que já estavam disponíveis no laboratório, cujas características são mostradas na Tabela 13.

Tabela 13 - Transformadores disponíveis e suas características nominais

<u>Transformador 1</u>	Fase 1		Fase 2		Fase 2	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
<i>Primário</i>	380 V	2,3 A	380 V	1,3 A	380 V	1,3 A
<i>Secundário</i>	140 V	6,3 A	80,8 V	6,3 A	80,8V	6,3 A
<u>Transformador 2</u>	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
<i>Primário</i>	380 V	1,7 A	380 V	2,1 A	380 V	1,1 A
<i>Secundários</i>	98,4 V	6,3 A	128,3 V	6,3 A	61,9 V	6,3 A
	X	X	X	X	21,1 V	6,3 A
<u>Transformador 3</u>	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
<i>Primário</i>	380 V	1 A	380 V	1,9 A	380 V	1,9 A
<i>Secundários</i>	41,8 V	6,3 A	114,3 V	6,3 A	114,3 V	6,3 A
	41,8 V	6,3 A	X	X	X	X
<u>Transformador 4</u>	Fase 1		Fase 2		Fase 3	
	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente	Tensão	Corrente
<i>Primário</i>	380 V	1,7 A	380 V	1,1 A	380 V	2,1 A
<i>Secundários</i>	98,4 V	6,3 A	61,9 V	6,3 A	128,3 V	6,3 A
	X	X	21,1 V	6,3 A	X	X

A partir dos dados da Tabela 13 é possível notar que o transformador 1 dá a defasagem de 0° no secundário. O transformador 2 garante os $22,5^\circ$ de defasagem no secundário. O transformador 3 tem 45° de defasagem e o transformador 4, $67,5^\circ$ de defasagem no lado bifásico.

Optou-se por utilizar 4 transformadores separadamente ao invés de um transformador com quatro secundários por dois motivos. O primeiro foi devido à disponibilidade destes transformadores, os quais já estavam prontos nas

configurações necessárias para a montagem do protótipo. O segundo motivo foi o fato de que, com tais transformadores, é possível medir as quatro diferentes correntes de fase no primário, relativas a cada secundário, separadamente. Tal medição não é possível num transformador único. Sabe-se porém, que, neste caso, mais material construtivo foi utilizado, deixando o protótipo mais caro e mais pesado.

Apesar de a tensão nominal no secundário dos transformadores ser 140 V, ela será considerada 81 V, já que no primário pode ser aplicada uma tensão de no máximo 220 V e não 380 V, devido à configuração da rede elétrica no estado do Paraná.

5.2 DIODOS

Para a escolha dos diodos foi necessário determinar três parâmetros principais: a corrente média e a de pico sobre o diodo e a tensão reversa máxima.

Sabe-se que a corrente de pico no diodo é a corrente nominal do secundário do transformador multiplicado por dois, ou seja, 12,6 A. Em relação à tensão, sabe-se que sobre o diodo a tensão reversa máxima é $\sqrt{2}$ vezes a tensão do eficaz no secundário, ou seja,

$$V_{revMAX} = \sqrt{2} \cdot 81 = \mathbf{114,55 V} \quad (22)$$

Desta forma, foram procurados diodos ou pontes retificadoras que atendessem tais especificações.

Foram utilizadas 8 pontes retificadoras, cada uma contendo o equivalente a quatro diodos, tipo 36MB140 (vide Datasheet anexado para maiores informações técnicas). O aspecto de cada ponte é mostrado na Figura 66.



Figura 66 - Ponte retificadora 36MB140. Fonte: datasheet Vishay.

Estas 8 pontes retificadoras estavam distribuídas sobre um dissipador superdimensionado, devido à disponibilidade de peças, de forma ordenada, como indicado na Figura 67.



Figura 67 - Arranjo das pontes retificadoras sobre o dissipador.

5.3 CARGA

A carga foi determinada sabendo-se os valores de pico teóricos a serem obtidos na saída.

Como a corrente nominal do secundário é de 6,3 A, o valor de pico da corrente na carga é $2 \cdot 6,3 \text{ A} = 12,6 \text{ A}$.

A tensão de pico na carga é $\sqrt{2} \cdot 3,6012 \cdot 81 \text{ V} = 412,5 \text{ V}$.

Logo, a potência aparente da carga é:

$$S_{CARGA} = V \cdot I = 412,5 \cdot 12,6 = 5197,92 \text{ VA} \cong 5,2 \text{ kVA} \quad (23)$$

Considerando que a potência aparente é igual à potência ativa, pode-se obter o valor da resistência da carga utilizando a expressão

$$R = \frac{P}{I^2} = \frac{5197,92}{12,6^2} = 32,74 \Omega \quad (24)$$

Foram verificados os reostatos disponíveis para utilização e optou-se por utilizar três reostatos de 100Ω cada, com corrente máxima de 6 A. Estes reostatos foram arranjados em paralelo, obtendo-se uma carga de 33Ω .

Sabe-se também a necessidade da utilização de indutores, os quais foram escolhidos de acordo com o material disponível em laboratório, sendo seu arranjo determinado pelos valores de corrente nominal de cada indutor.

5.4 CABOS

Os cabos utilizados devem suportar uma corrente de cerca de 15 A (12,6 A). Optou-se por utilizar cabos de bitola 2,5 mm², pois eles suportam as tensões e correntes de projeto.

5.5 CONCLUSÕES

Os materiais e equipamentos a serem utilizados no projeto já estão disponíveis no laboratório ou são facilmente encontrados no mercado, permitindo a implementação do protótipo sem maiores problemas.

CAPÍTULO 6

6 SIMULAÇÃO

6.1 DESCRIÇÃO

Foi feita uma simulação do circuito que foi implementado como protótipo. O *software* utilizado foi o PSpice (Eletronics-Lab). Foram considerados acoplamentos e componentes ideais na simulação. Tanto a implementação virtual do protótipo quanto os dados de simulação estão disponíveis nos apêndices deste trabalho (seção 12).

A Figura 68 mostra as tensões e correntes na entrada, sendo que as correntes foram multiplicadas por 5 para facilitar a visualização das ondas na escala do gráfico. Além disso, as correntes estão representadas com inversão de fase, devido ao ponto de aquisição de dados escolhido e também para facilitar a visualização da forma de onda.

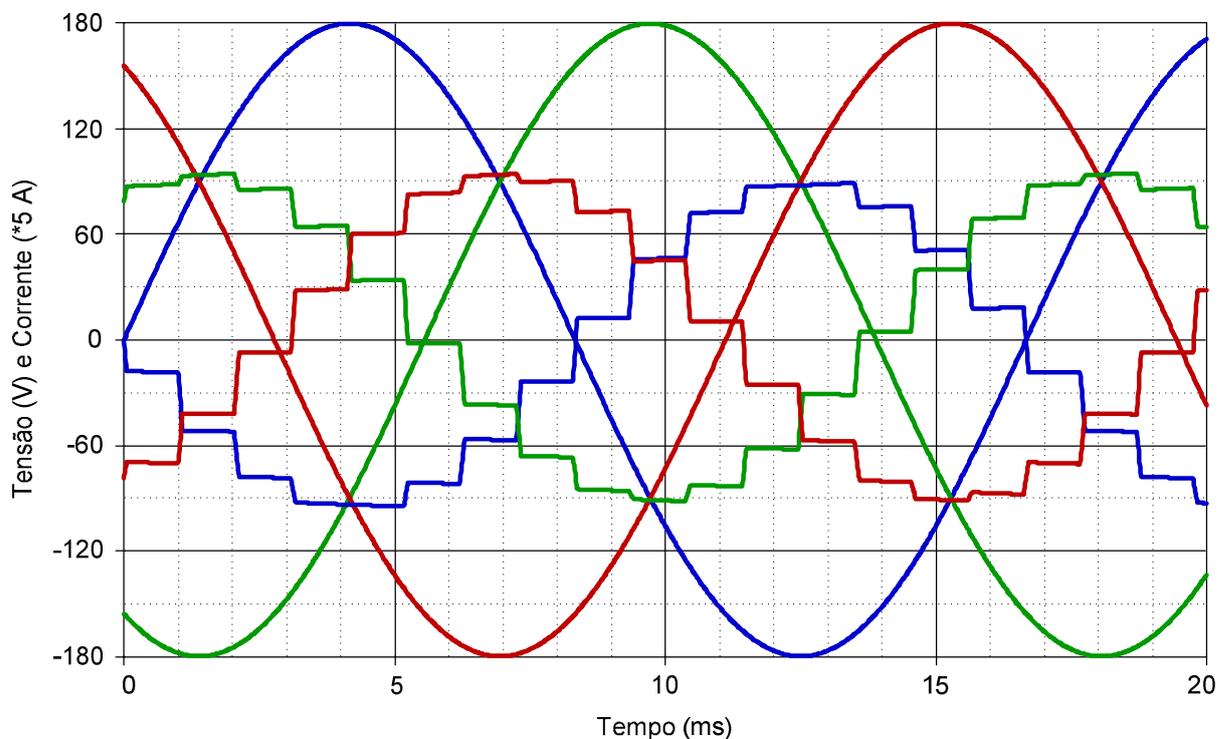


Figura 68 - Simulação do protótipo: formas de onda de tensão e corrente na entrada

A Figura 69 destaca a forma de onda da corrente de entrada.

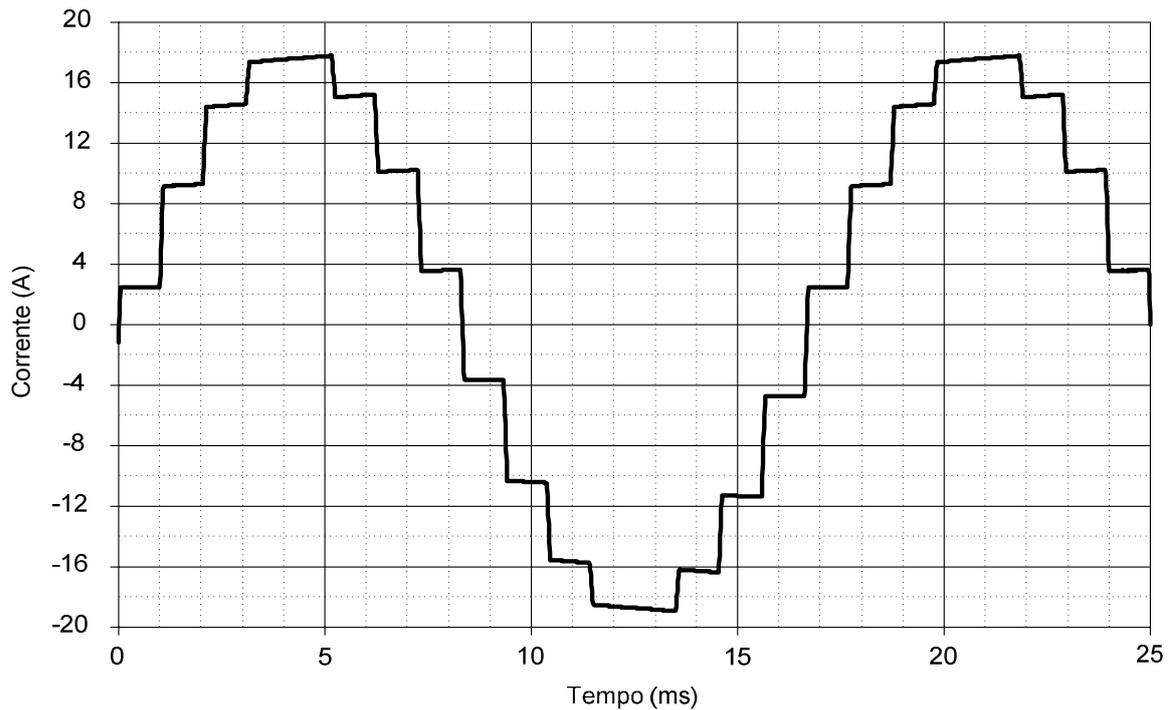


Figura 69 - Forma de onda da corrente de entrada.

Também foram obtidas as formas de onda de tensão nos secundários e na saída, como mostra a Figura 70. Esta figura também mostra os 16 pulsos na tensão de saída (na carga), a qual é mais que o triplo do valor de pico da tensão nos secundários.

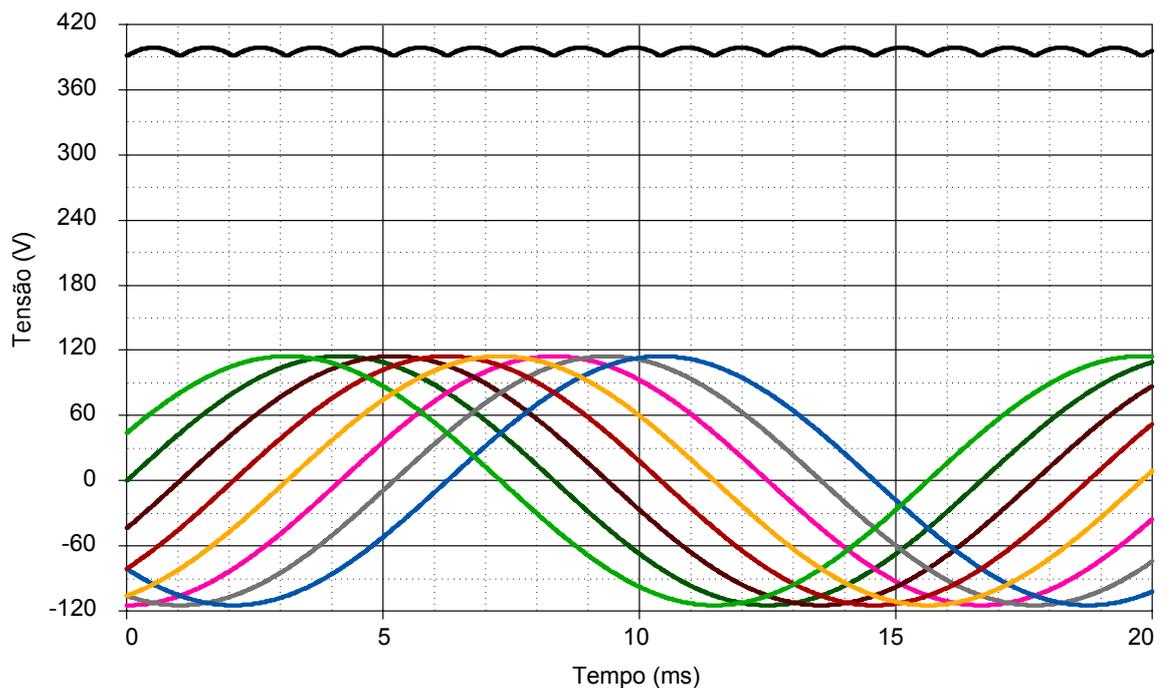


Figura 70 - Simulação do protótipo: formas de onda de tensão nos secundários e na carga

Também foi verificado o espectro harmônico nesta simulação, representado na Figura 71, que, como esperado, mostra que o componente harmônico de menor ordem é o 15°.

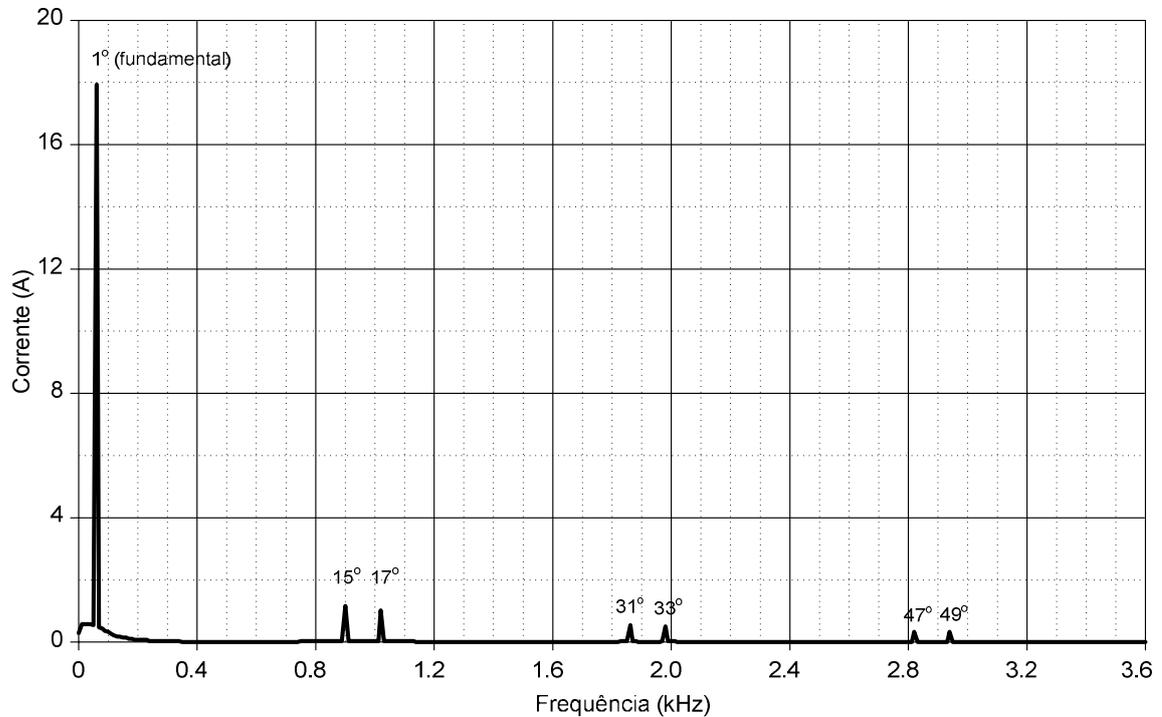


Figura 71 - Simulação do protótipo: espectro harmônico.

As taxas de distorção harmônica para cada fase também foram determinadas por simulação e estão representadas na Tabela 14.

Tabela 14 - Simulação do protótipo: resultados das TDH para cada fase.

	TDH (%)
Fase A	10,11533
Fase B	10,11466
Fase C	10,11542

Comparando os resultados da simulação com as recomendações da IEEE, comparação esta que pode ser visualizada na Figura 72, pode-se verificar que a simulação não atende às especificações.

Cabe aqui lembrar que a comparação foi feita tendo como referência as recomendações explicitadas na Tabela 2, mais especificamente em relação à segunda linha.

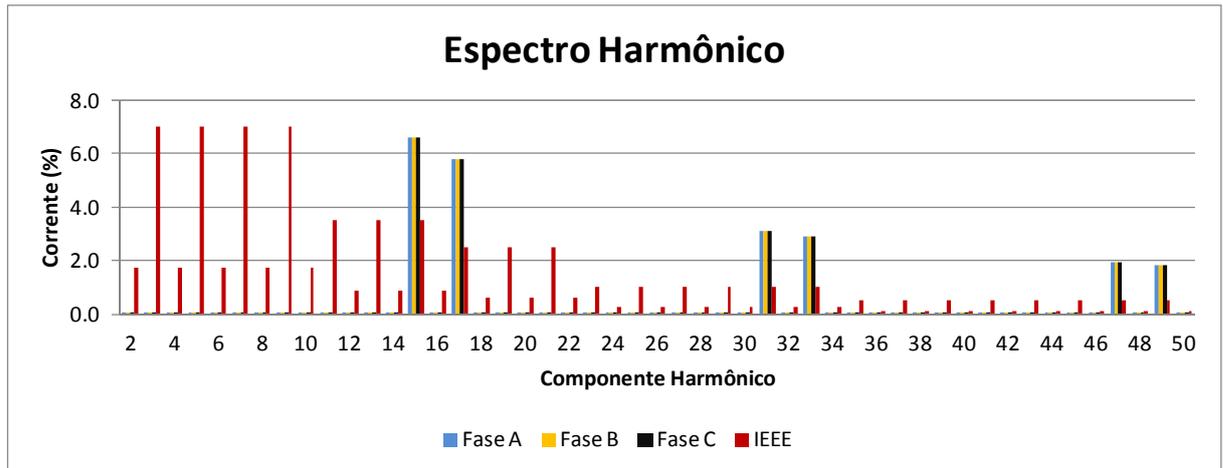


Figura 72 - Comparação dos espectros harmônicos simulados com a recomendação da IEEE

6.2 CONCLUSÕES

Apesar de a simulação utilizar elementos e componentes ideais, os resultados estão de acordo com o esperado pelas análises qualitativa e quantitativa realizadas nos capítulos anteriores.

Entretanto, assim como na análise teórica, as recomendações da IEEE não foram atendidas pela simulação. Mesmo assim, não se descartou a montagem do protótipo e seus ensaios, já que em condições reais e não ideais, o comportamento do circuito pode ser diferenciado e atender as especificações.

CAPÍTULO 7

7 IMPLEMENTAÇÃO E ENSAIOS DO PROTÓTIPO

7.1 IMPLEMENTAÇÃO

O protótipo foi montado numa bancada do laboratório de pesquisa do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) B 207, no laboratório de eletrônica de potência, no campus central da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – Curitiba. Foram utilizados equipamentos de medição e acessórios que estavam disponíveis no laboratório, assim como cabos, soldadores e outros materiais.

As pontes retificadoras e os transformadores empregados na implementação do protótipo foram trazidos do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), devido a uma parceria com o Prof. Dr. Ivo Barbi.

Os reostatos e os indutores utilizados como carga foram cedidos pelo Setor de Manutenção e Patrimônio (SEMAP) do DAELT durante os dias de aquisição de dados.

A Figura 73 mostra o aspecto final da montagem do protótipo.

7.1.1 Equipamentos de medida

Para realizar as medições foram utilizados osciloscópios da Tektronix TPS2024, com quatro canais e aquisição 200 MHz, 2 GS/s, como o da Figura 74.

Foram utilizadas três sondas de corrente. Uma Fluke 80i – 110s AC/DC, uma AEMC OneSource SL261 e uma AGILENT 1146A 100 kHz/100 A AC/DC. A Figura 75 mostra uma sonda de corrente similar às utilizadas.

Também foram utilizados multímetros da marca ICEL manaus, MD 6110.

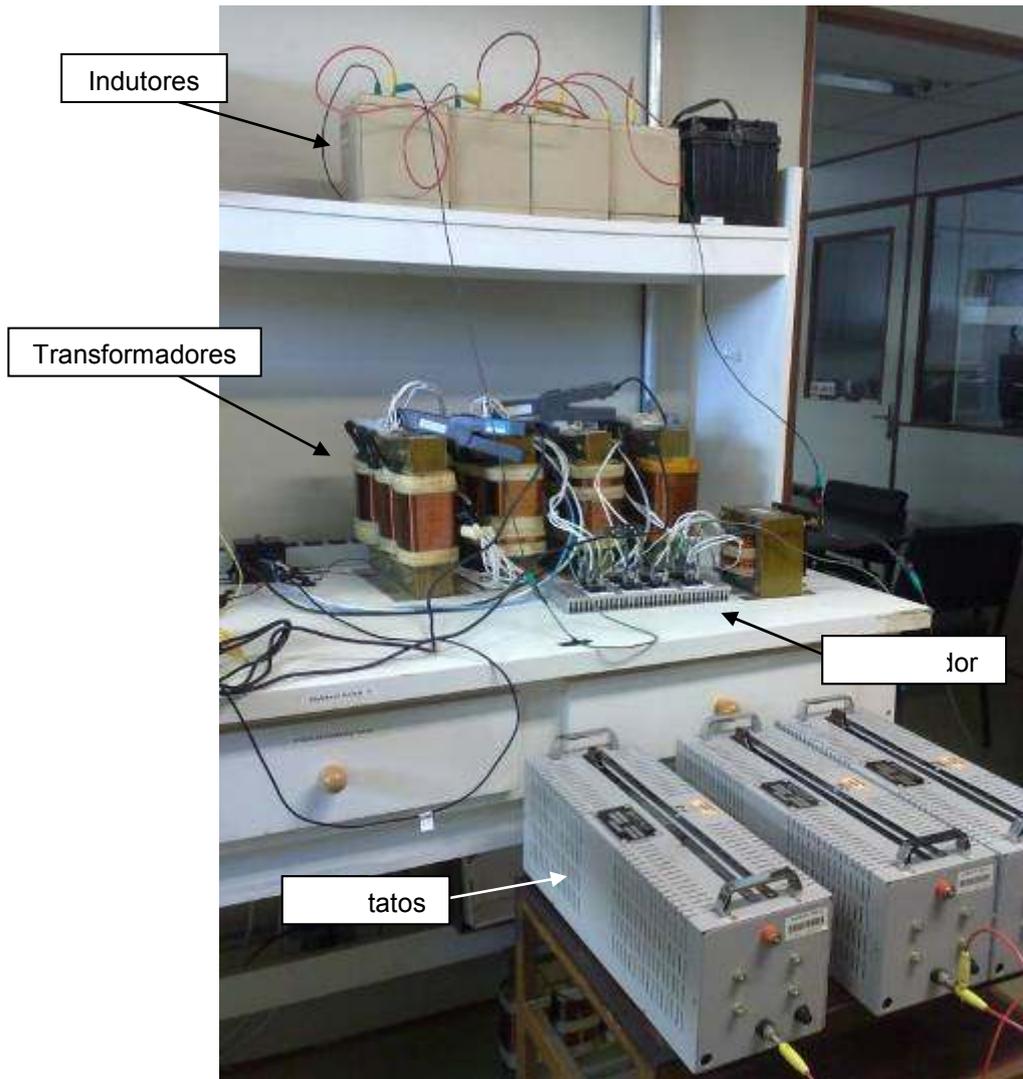


Figura 73 - Protótipo de um retificador de 16 pulsos utilizando transformadores trifásicos/bifásicos.



Figura 74 – Osciloscópio Tektronix utilizado nas medições. Fonte: www.tek.com



Figura 75 - Sonda de corrente Fluke 80i. Fonte: www.flukenow.com

7.2 ENSAIOS

7.2.1 Aferição dos dados

Os dados foram aferidos em dois dias, sendo escolhidos horários nos quais a universidade estivesse com um volume de pessoas menor. Acreditava-se que com menos pessoas e, por conseguinte, menor utilização de energia, conseguir-se-ia um forma de onda da tensão de entrada mais pura. Isto é, mais parecida a uma senóide. Entretanto verificou-se que, mesmo com tal precaução, as formas de onda da rede estavam deformadas.

Os ensaios sempre foram realizados na presença e com a ajuda de um supervisor.

Os dados foram salvos em formato .csv e depois tratados pelos softwares Excel (Microsoft Office) e WaveStar™ WSTRO (Tektronix). Os resultados obtidos estão descritos no item 7.2.2.

7.2.2 Resultados

Para os resultados a seguir, foi escolhida a seguinte denominação: fase A, B e C referente à rede (tensões e correntes de entrada). Elas são correspondentes às tensões e correntes de linha dos primários.

A Figura 76, a Figura 77 e a Figura 78 mostram as três correntes de entrada em relação às respectivas tensões de entrada.

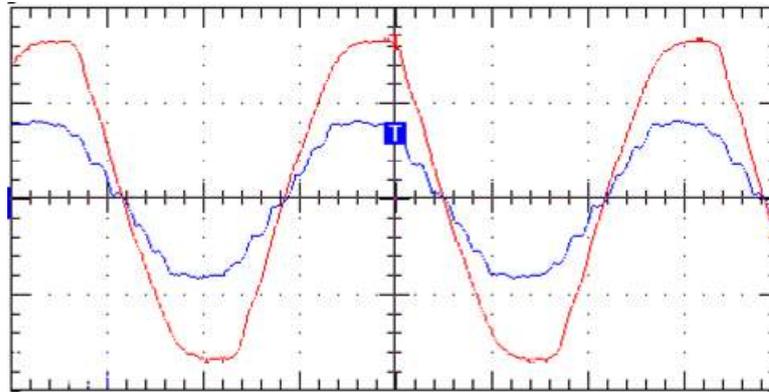


Figura 76 – Formas de onda de corrente (azul) e tensão (vermelho) da fase A. Escala vertical 100 V ou 20 A. Escala horizontal 5 ms.

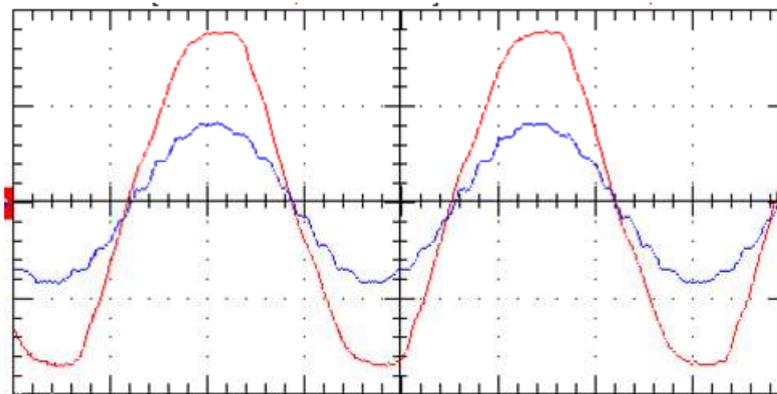


Figura 77 – Formas de onda de corrente (azul) e tensão (vermelho) da fase B. Escala vertical 100 V ou 20 A. Escala horizontal 5 ms.

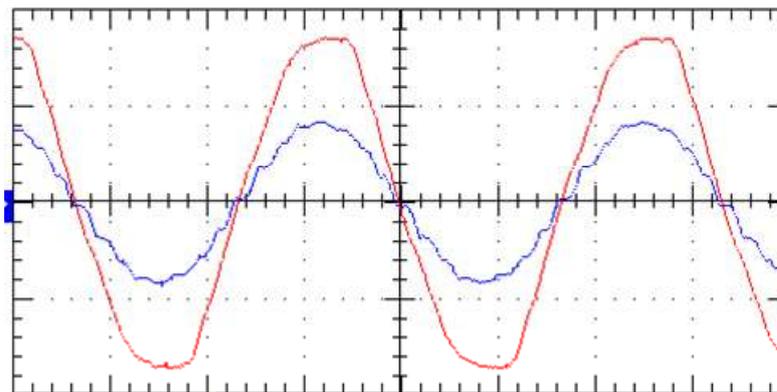


Figura 78 – Formas de onda de corrente (azul) e tensão (vermelho) da fase C. Escala vertical 100 V ou 20 A. Escala horizontal 5 ms.

Nota-se que as correntes estão em fase com as tensões e que se assemelham a ondas senoidais.

A Figura 79 mostra as três correntes de entrada. É possível verificar que elas estão 120° defasadas umas das outras, o que era esperado além de desejado.

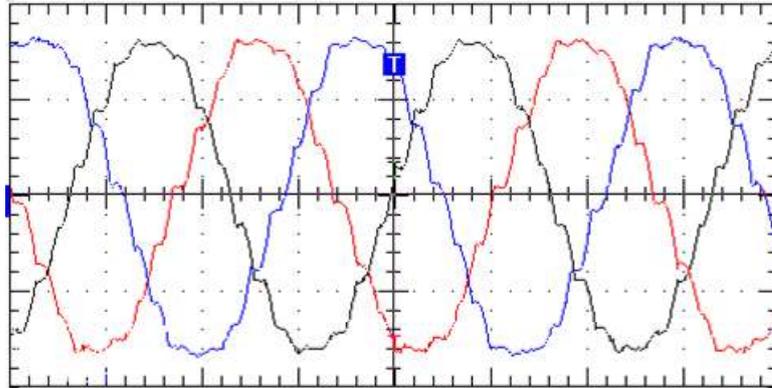


Figura 79 - Ondas de corrente das fases A (preto), B (vermelho) e C (azul). Escala vertical 10 A. Escala horizontal 5 ms.

A Tabela 15 mostra os resultados experimentais de fator de potência e taxas de distorção harmônica obtidos nos ensaios.

Tabela 15 - Resultados experimentais de fator de potência e taxas de distorção harmônica (TDH).

Fase	Fator de Potência	Corrente – TDH (%)	Tensão – TDH (%)
A	0,99696	6,00	5,26
B	0,99628	4,96	4,81
C	0,99735	5,68	5,63

Na Figura 80, na Figura 81 e na Figura 82 são apresentadas as comparações dos espectros harmônicos dos dados experimentais obtidos através dos ensaios e dos valores referenciados nas recomendações do IEEE-519 (vide Tabela 2), reconhecido internacionalmente.

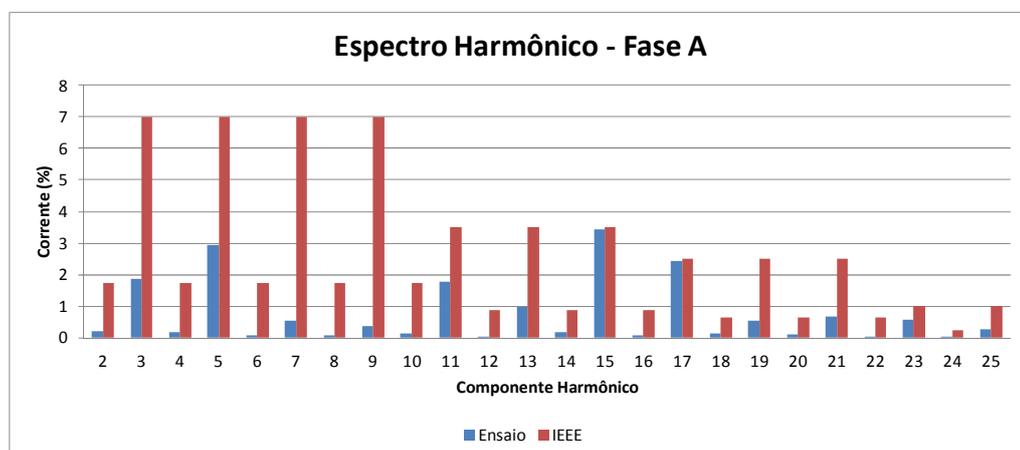


Figura 80 - Espectro harmônico fase A comparado ao padrão IEEE.

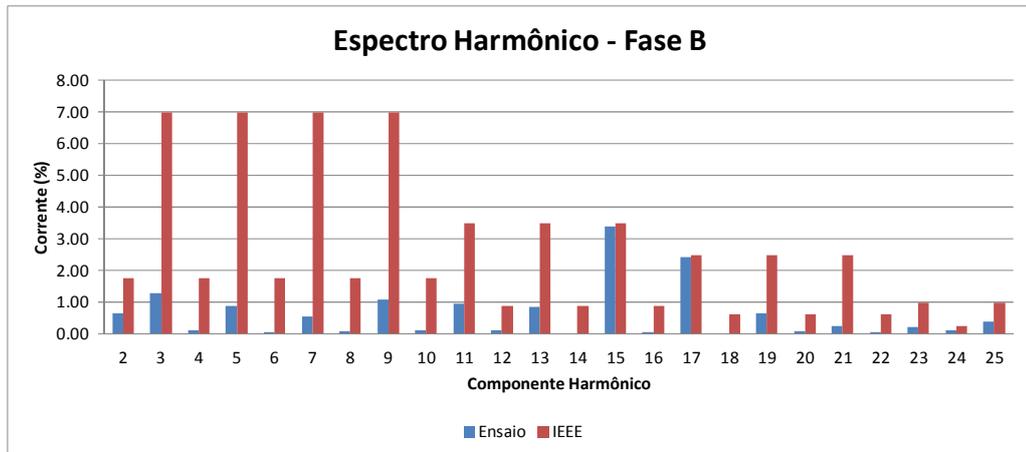


Figura 81 - Espectro harmônico fase B comparado ao padrão IEEE.

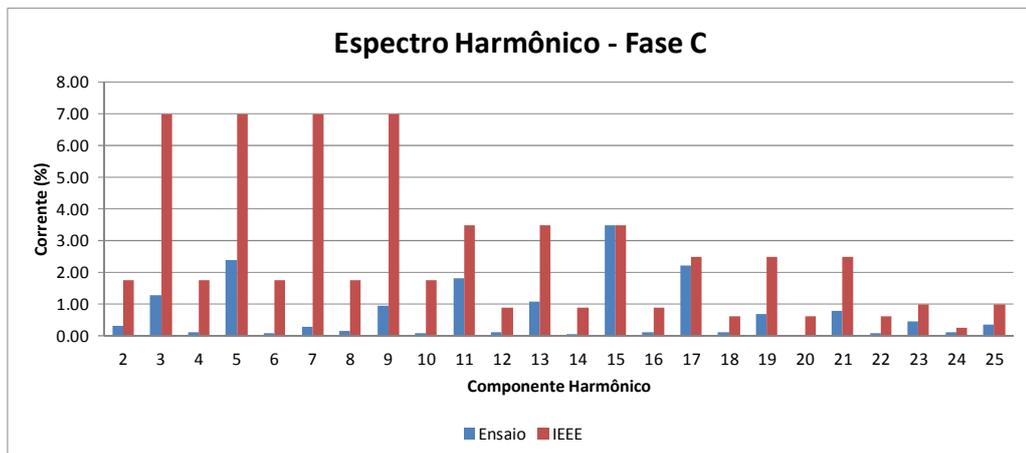


Figura 82 - Espectro harmônico fase C comparado ao padrão IEEE.

A partir destas comparações verifica-se que as amplitudes dos componentes harmônicos estão contemplando as recomendações da norma IEEE-519. Nota-se também que os componentes mais significativos do espectro harmônico do retificador de 16 pulsos são o 15° e 17°. Este resultado valida os valores obtidos através das simulações e das análises qualitativa e quantitativa.

7.3 CONCLUSÕES

Os dados experimentais estão em grande parte de acordo com as análises feitas anteriormente, no que diz respeito às ordens dos componentes harmônicos mais significativos. Além disso, também mostraram que tal topologia atende as especificações e normas internacionais.

CAPÍTULO 8

8 CONCLUSÕES GERAIS

A utilização de cargas não-lineares pode causar diversos problemas na rede, como distorção da corrente de alimentação e por conseguinte distorção da tensão, redução do fator de potência, interferências eletromagnéticas, aumento de perdas nas redes de distribuição e transmissão e diminuição de rendimento das máquinas ligadas à rede.

Para diminuir ou eliminar tais problemas retificadores multipulsos podem ser utilizados.

Assim, como proposto no início, este estudo permite explorar novas topologias de conversores além de dar incremento teórico para retificadores múltiplos de 4 pulsos, já que retificadores multipulso são amplamente empregados e têm uso abrangente em diversas áreas do conhecimento.

Conclui-se que o retificador de 16 pulsos apresenta valores intermediários de fator de potência e de taxa de distorção harmônica, o que pode vir a ser útil em diversos tipos de aplicação.

De acordo com os resultados obtidos nas análises teóricas, além dos dados fornecidos pelas simulações, pode-se verificar que o retificador de 16 pulsos apresenta uma vantagem em relação à tensão sobre os diodos, a qual é menor se comparada a esta mesma tensão de outros retificadores, como o de 18 pulsos. Enquanto o retificador de 18 pulsos tem uma tensão sobre seus diodos de no mínimo um terço da tensão total (tensão na carga), o de 16 pulsos pode ter uma tensão muito menor que a da carga sobre os seus diodos. Isto permite uma maior tensão na carga. Tal conclusão foi obtida através da análises feitas nos capítulos 3 e 4 e a partir dos resultados de simulação do protótipo e dos dados experimentais.

Apesar de as análises teóricas e a simulação não atenderem as recomendações da IEEE, observou-se que os valores experimentais atenderam as especificações. Isto se deu principalmente à não idealidade do circuito, em especial à dispersão nos transformadores, a qual atuou como uma espécie de filtro de corrente, reduzindo as amplitudes das correntes harmônicas. Mesmo assim, os valores experimentais obtidos ficaram no limite do que é recomendado pela IEEE. Este fato não é agravante, já que indica que pequenas modificações/adaptações no

circuito, como, por exemplo, a utilização de filtros, podem garantir uma conformidade com maior folga em relação à recomendação internacional.

Além disso, mesmo tendo atendido as especificações na faixa de 20 a 50 vezes a corrente máxima (vide segunda linha da Tabela 2) em relação aos componentes harmônicos, seriam necessárias medições utilizando uma fonte puramente senoidal. Sugere-se, portanto, uma continuação deste trabalho no que diz respeito às normas, padrões e recomendações internacionais.

9 REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). **Procedimento de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional** (Prodist): módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica. ANEEL, 2010.

ARRILLAGA, Jos; WATSON, Neville R. **Power System Harmonics**. 2ª Edição. São Francisco: John Wiley Ltd, 2003.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS (ABNT). **NBR 5410**: Instalações elétricas de baixa tensão. Rio de Janeiro, 1997.

BADIN, Alceu André. **Retificadores Trifásicos com Fator de Potência Unitário baseados nos Transformadores Trifásicos/Bifásicos**. 2009. 208 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.

Disponível em

<http://wiki.ifsc.edu.br/mediawiki/images/b/b8/Tese_alceu_andre_badin.pdf>. Acesso em: 29 março 2011, 14:00.

BADIN, Alceu André; RIGONI, Emerson; GUEDES, José Augusto da Matta; DE MORAES, Paulo Mário dos Santos Dias; MILLER, Stephanie Katherine Teixeira Miller. **Retificador Trifásico a 12 pulsos alimentado por transformadores com conexões Delta/Delta e Delta/Estrela e saídas ligadas em série**. Publicação interna INEP-UFSC, Florianópolis, 2003 (a).

BADIN, Alceu André; RIGONI, Emerson; GUEDES, José Augusto da Matta; DE MORAES, Paulo Mário dos Santos Dias; MILLER, Stephanie Katherine Teixeira Miller. **Retificador Trifásico a 18 pulsos alimentado por transformador com conexões Delta/Zigue-Zague, Delta, Zigue-Zague e saídas ligadas em série e em paralelo**. Publicação interna INEP-UFSC, Florianópolis, 2003 (b).

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 5ª ed. Florianópolis: Ed. do Autor, 2005.

BORGONOVO, Devis. **Análise, Modelagem e Controle de Retificadores PWM trifásicos**. 2005. 274 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005. Disponível em <http://ivobarbi.com/PDF/Teses/Tese_devis.pdf>. Acesso em: 30 março 2011, 9:00.

CHAN, Yao-Hung; WU, Chi-Jui. **Power Quality Assessment of Specially Connected Transformers**. The 9th WSEAS International Conference on INSTRUMENTATION, MEASUREMENT, CIRCUITS and SYSTEMS, 2010.

COLLING, Ivan Eidt. **Retificador Trifásico de 18 Pulsos alimentado por Transformador com Conexões Delta / Estrela – Zigue-Zague – Zigue-Zague e Saídas ligadas em Paralelo**. Publicação interna INEP-UFSC, Florianópolis, 2000.

CRUZ, Cícero M. T. **Retificador Trifásico a Doze Pulsos alimentado por Transformador com Conexão Direta e Delta/Estrela e Saídas ligadas em Série.** Publicação Interna INEP-UFSC, Florianópolis, 2000.

HEATHCOTE, Martin J. **The J & P transformer book: a practical technology of the power transformer.** 12.ed. Boston: Newnes, 1998.

HO, Jin-Maun; TSOU, Tsung-Ling. The Effect Analysis and Simulation Test of Harmonics on Differential Protection of Scott Transformers. **IEEE Porto Power Tech Conference**, Porto, Portugal. 10-13 Setembro 2001.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). **IEEE Std. 519-1992:** Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems. New York, 1993.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). **IEC/TS 61000-3-2:** Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current lower than 16 A. Geneva, 2005.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION (IEC). **IEC/TS 61000-3-4:** Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A. Geneva, 1998.

SINGH, Bhim; GAIROLA, Sanjay; SINGH, Brij N.; CHANDRA, Ambrish; AL-HADDAD, Kamal. Multipulse AC-DC Converters for Improving Power Quality: A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 260-281, jan. 2008.

SWAMY, Mahesh; KUME, Tsuneo J. e TAKADA, Noriyuki. A Hybrid 18-Pulse Rectification Scheme for Diode Front-End Rectifiers With Large DC-Bus Capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 6, p. 2484-2494, nov-dez. 2010

OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO (ONS). **Verificação da conformidade das instalações da rede básica aos requisitos mínimos:** Submódulo 2.2. Rio de Janeiro: ONS, 2000.

OLESKOVICZ, Mário. **Qualidade da Energia – Fundamentos Básicos.** 2010. Disponível em: <<http://pt.scribd.com/doc/37598019/Qualidade-de-Energia-Mario-Oleskovicz>>. Acesso em: 01 junho 2011.

PAICE, Derek A. **Power Electronic Converter Harmonics – Multipulse Methods for Clean Power.** New York: IEEE Press, 1995.

PÖTTKER, Fabiana. **Retificador Trifásico a Doze Pulsos alimentado por Transformador com Conexão Delta/Delta-Estrela e Saídas ligadas em Paralelo.** Publicação Interna INEP-UFSC, Florianópolis, 2000.

APÊNDICES

10 TABELAS DE RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Todos os valores das tabelas abaixo foram obtidos a partir de simulações feitas com o *software* PSpice (Electronics-Labs), utilizados no Capítulo 3 deste trabalho.

Foram obtidos valores para as três correntes de linha de entrada, porém apenas os dados de uma delas está disposto neste apêndice. O valor da Taxa de Distorção Harmônica obtido é a média entre as TDH da corrente de cada fase.

10.1 RETIFICADOR DE 4 PULSOS

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	2.09E+01	1.00E+00	1.48E+02	0.00E+00
2	1.20E+02	3.05E-04	1.46E-05	9.16E+01	-2.03E+02
3	1.80E+02	6.98E+00	3.35E-01	2.80E+01	-4.15E+02
4	2.40E+02	4.00E-04	1.92E-05	-7.58E+01	-6.66E+02
5	3.00E+02	4.15E+00	1.99E-01	-2.76E+01	-7.65E+02
6	3.60E+02	3.70E-04	1.77E-05	6.47E+01	-8.20E+02
7	4.20E+02	2.99E+00	1.43E-01	-1.50E+02	-1.18E+03
8	4.80E+02	2.35E-04	1.13E-05	5.32E+01	-1.13E+03
9	5.40E+02	2.34E+00	1.12E-01	1.51E+02	-1.18E+03
10	6.00E+02	8.46E-05	4.06E-06	-1.05E+02	-1.58E+03
11	6.60E+02	1.92E+00	9.23E-02	3.04E+01	-1.59E+03
12	7.20E+02	9.90E-05	4.75E-06	1.44E+02	-1.63E+03
13	7.80E+02	1.64E+00	7.87E-02	-2.93E+01	-1.95E+03
14	8.40E+02	2.41E-04	1.16E-05	8.45E+01	-1.98E+03
15	9.00E+02	1.44E+00	6.89E-02	-1.50E+02	-2.36E+03
16	9.60E+02	1.54E-04	7.37E-06	5.82E+01	-2.30E+03
17	1.02E+03	1.28E+00	6.14E-02	1.51E+02	-2.36E+03
18	1.08E+03	1.52E-05	7.28E-07	-6.52E+01	-2.72E+03
19	1.14E+03	1.16E+00	5.56E-02	3.03E+01	-2.77E+03
20	1.20E+03	7.77E-05	3.73E-06	1.31E+02	-2.82E+03
21	1.26E+03	1.06E+00	5.10E-02	-2.96E+01	-3.13E+03
22	1.32E+03	1.52E-04	7.30E-06	9.44E+01	-3.15E+03
23	1.38E+03	9.86E-01	4.73E-02	-1.50E+02	-3.54E+03
24	1.44E+03	7.39E-05	3.55E-06	8.64E+01	-3.45E+03
25	1.50E+03	9.23E-01	4.42E-02	1.50E+02	-3.54E+03
26	1.56E+03	7.28E-05	3.49E-06	-1.77E+02	-4.01E+03
27	1.62E+03	8.69E-01	4.17E-02	3.02E+01	-3.95E+03
28	1.68E+03	1.60E-04	7.66E-06	1.47E+02	-3.98E+03
29	1.74E+03	8.26E-01	3.96E-02	-2.98E+01	-4.31E+03
30	1.80E+03	2.21E-04	1.06E-05	1.18E+02	-4.31E+03
31	1.86E+03	7.88E-01	3.78E-02	-1.50E+02	-4.72E+03
32	1.92E+03	1.76E-04	8.43E-06	1.12E+02	-4.61E+03
33	1.98E+03	7.57E-01	3.63E-02	1.50E+02	-4.72E+03
34	2.04E+03	1.55E-04	7.44E-06	1.27E+02	-4.89E+03
35	2.10E+03	7.32E-01	3.51E-02	3.01E+01	-5.13E+03
36	2.16E+03	2.33E-04	1.12E-05	1.17E+02	-5.19E+03
37	2.22E+03	7.11E-01	3.41E-02	-2.98E+01	-5.49E+03
38	2.28E+03	2.84E-04	1.36E-05	9.77E+01	-5.51E+03
39	2.34E+03	6.93E-01	3.32E-02	-1.50E+02	-5.90E+03
40	2.40E+03	2.23E-04	1.07E-05	8.39E+01	-5.82E+03
41	2.46E+03	6.79E-01	3.26E-02	1.50E+02	-5.90E+03
42	2.52E+03	1.49E-04	7.15E-06	8.62E+01	-6.11E+03
43	2.58E+03	6.68E-01	3.21E-02	3.00E+01	-6.31E+03
44	2.64E+03	1.86E-04	8.91E-06	9.33E+01	-6.40E+03
45	2.70E+03	6.60E-01	3.17E-02	-2.99E+01	-6.67E+03
46	2.76E+03	2.24E-04	1.08E-05	8.38E+01	-6.70E+03
47	2.82E+03	6.55E-01	3.14E-02	-1.50E+02	-7.08E+03

48	2.88E+03	1.60E-04	7.69E-06	7.26E+01	-7.01E+03
49	2.94E+03	6.53E-01	3.13E-02	1.50E+02	-7.08E+03
50	3.00E+03	9.16E-05	4.39E-06	9.00E+01	-7.28E+03
51	3.06E+03	6.53E-01	3.13E-02	3.00E+01	-7.49E+03
52	3.12E+03	1.60E-04	7.69E-06	1.07E+02	-7.56E+03
53	3.18E+03	6.55E-01	3.14E-02	-3.00E+01	-7.85E+03
54	3.24E+03	2.24E-04	1.08E-05	9.62E+01	-7.87E+03
55	3.30E+03	6.60E-01	3.17E-02	-1.50E+02	-8.26E+03
56	3.36E+03	1.86E-04	8.91E-06	8.67E+01	-8.17E+03
57	3.42E+03	6.68E-01	3.21E-02	1.50E+02	-8.26E+03
58	3.48E+03	1.49E-04	7.15E-06	9.38E+01	-8.46E+03
59	3.54E+03	6.79E-01	3.26E-02	2.99E+01	-8.67E+03
60	3.60E+03	2.23E-04	1.07E-05	9.61E+01	-8.75E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			4.87516E+01	%	

10.2 RETIFICADOR DE 6 PULSOS

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	2.07E+01	1.00E+00	1.78E+02	0.00E+00
2	1.20E+02	1.45E-02	6.97E-04	5.19E+01	-3.04E+02
3	1.80E+02	1.43E-02	6.89E-04	-9.07E-01	-5.34E+02
4	2.40E+02	1.42E-02	6.86E-04	-5.40E+01	-7.65E+02
5	3.00E+02	4.15E+00	2.00E-01	-8.15E-01	-8.89E+02
6	3.60E+02	2.24E-02	1.08E-03	-9.11E+01	-1.16E+03
7	4.20E+02	2.95E+00	1.42E-01	-2.43E-01	-1.24E+03
8	4.80E+02	1.38E-02	6.64E-04	-1.28E+02	-1.55E+03
9	5.40E+02	1.38E-02	6.67E-04	1.79E+02	-1.42E+03
10	6.00E+02	1.39E-02	6.72E-04	1.26E+02	-1.65E+03
11	6.60E+02	1.89E+00	9.10E-02	1.79E+02	-1.78E+03
12	7.20E+02	2.23E-02	1.08E-03	8.89E+01	-2.04E+03
13	7.80E+02	1.58E+00	7.63E-02	1.79E+02	-2.13E+03
14	8.40E+02	1.39E-02	6.72E-04	5.11E+01	-2.44E+03
15	9.00E+02	1.40E-02	6.75E-04	-1.54E+00	-2.67E+03
16	9.60E+02	1.41E-02	6.81E-04	-5.52E+01	-2.90E+03
17	1.02E+03	1.22E+00	5.88E-02	-1.53E+00	-3.02E+03
18	1.08E+03	2.22E-02	1.07E-03	-9.22E+01	-3.29E+03
19	1.14E+03	1.08E+00	5.19E-02	-1.64E+00	-3.38E+03
20	1.20E+03	1.37E-02	6.62E-04	-1.30E+02	-3.68E+03
21	1.26E+03	1.38E-02	6.67E-04	1.78E+02	-3.55E+03
22	1.32E+03	1.40E-02	6.75E-04	1.24E+02	-3.79E+03
23	1.38E+03	8.98E-01	4.33E-02	1.78E+02	-3.91E+03
24	1.44E+03	2.21E-02	1.07E-03	8.74E+01	-4.18E+03
25	1.50E+03	8.11E-01	3.91E-02	1.78E+02	-4.26E+03
26	1.56E+03	1.37E-02	6.60E-04	4.94E+01	-4.57E+03
27	1.62E+03	1.38E-02	6.67E-04	-2.80E+00	-4.80E+03
28	1.68E+03	1.40E-02	6.76E-04	-5.68E+01	-5.03E+03
29	1.74E+03	7.09E-01	3.42E-02	-2.63E+00	-5.16E+03
30	1.80E+03	2.20E-02	1.06E-03	-9.35E+01	-5.42E+03
31	1.86E+03	6.48E-01	3.12E-02	-2.78E+00	-5.51E+03
32	1.92E+03	1.35E-02	6.50E-04	-1.32E+02	-5.82E+03
33	1.98E+03	1.37E-02	6.59E-04	1.77E+02	-5.69E+03
34	2.04E+03	1.39E-02	6.71E-04	1.23E+02	-5.92E+03
35	2.10E+03	5.83E-01	2.81E-02	1.77E+02	-6.04E+03
36	2.16E+03	2.18E-02	1.05E-03	8.59E+01	-6.31E+03
37	2.22E+03	5.37E-01	2.59E-02	1.77E+02	-6.40E+03
38	2.28E+03	1.34E-02	6.45E-04	4.77E+01	-6.70E+03
39	2.34E+03	1.36E-02	6.55E-04	-4.04E+00	-6.93E+03
40	2.40E+03	1.39E-02	6.68E-04	-5.84E+01	-7.17E+03
41	2.46E+03	4.94E-01	2.38E-02	-3.74E+00	-7.29E+03
42	2.52E+03	2.16E-02	1.04E-03	-9.49E+01	-7.56E+03
43	2.58E+03	4.56E-01	2.20E-02	-3.89E+00	-7.64E+03
44	2.64E+03	1.32E-02	6.35E-04	-1.33E+02	-7.95E+03
45	2.70E+03	1.34E-02	6.46E-04	1.75E+02	-7.82E+03
46	2.76E+03	1.37E-02	6.62E-04	1.21E+02	-8.05E+03
47	2.82E+03	4.27E-01	2.06E-02	1.76E+02	-8.18E+03
48	2.88E+03	2.13E-02	1.03E-03	8.45E+01	-8.44E+03
49	2.94E+03	3.94E-01	1.90E-02	1.76E+02	-8.53E+03
50	3.00E+03	1.30E-02	6.26E-04	4.60E+01	-8.84E+03
51	3.06E+03	1.33E-02	6.39E-04	-5.29E+00	-9.07E+03
52	3.12E+03	1.36E-02	6.56E-04	-6.01E+01	-9.30E+03
53	3.18E+03	3.74E-01	1.80E-02	-4.84E+00	-9.42E+03
54	3.24E+03	2.11E-02	1.02E-03	-9.63E+01	-9.69E+03
55	3.30E+03	3.46E-01	1.67E-02	-4.99E+00	-9.78E+03

56	3.36E+03	1.28E-02	6.15E-04	-1.35E+02	-1.01E+04
57	3.42E+03	1.31E-02	6.29E-04	1.74E+02	-9.95E+03
58	3.48E+03	1.35E-02	6.49E-04	1.19E+02	-1.02E+04
59	3.54E+03	3.32E-01	1.60E-02	1.75E+02	-1.03E+04
60	3.60E+03	2.08E-02	1.00E-03	8.31E+01	-1.06E+04
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			3.0023E+01	%	

10.3 RETIFICADOR DE 8 PULSOS

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	2.09E+01	1.00E+00	1.48E+02	0.00E+00
2	1.20E+02	1.02E-02	4.86E-04	-1.26E+02	-4.22E+02
3	1.80E+02	1.77E-02	8.48E-04	-9.73E+01	-5.41E+02
4	2.40E+02	9.49E-03	4.54E-04	-8.96E+01	-6.81E+02
5	3.00E+02	1.77E-02	8.45E-04	-7.84E+01	-8.17E+02
6	3.60E+02	1.05E-02	5.01E-04	-5.40E+01	-9.41E+02
7	4.20E+02	3.00E+00	1.43E-01	-1.51E+02	-1.19E+03
8	4.80E+02	1.61E-02	7.71E-04	-9.02E+01	-1.27E+03
9	5.40E+02	2.31E+00	1.11E-01	1.50E+02	-1.18E+03
10	6.00E+02	1.04E-02	4.96E-04	-1.26E+02	-1.60E+03
11	6.60E+02	1.77E-02	8.46E-04	-1.01E+02	-1.73E+03
12	7.20E+02	9.52E-03	4.55E-04	-9.02E+01	-1.86E+03
13	7.80E+02	1.74E-02	8.34E-04	-7.94E+01	-2.00E+03
14	8.40E+02	1.05E-02	5.01E-04	-5.45E+01	-2.12E+03
15	9.00E+02	1.40E+00	6.70E-02	-1.51E+02	-2.37E+03
16	9.60E+02	1.62E-02	7.75E-04	-9.03E+01	-2.46E+03
17	1.02E+03	1.22E+00	5.83E-02	1.50E+02	-2.36E+03
18	1.08E+03	1.03E-02	4.92E-04	-1.26E+02	-2.79E+03
19	1.14E+03	1.77E-02	8.49E-04	-1.02E+02	-2.91E+03
20	1.20E+03	9.52E-03	4.55E-04	-9.04E+01	-3.05E+03
21	1.26E+03	1.73E-02	8.29E-04	-8.00E+01	-3.18E+03
22	1.32E+03	1.05E-02	5.03E-04	-5.47E+01	-3.31E+03
23	1.38E+03	9.16E-01	4.38E-02	-1.51E+02	-3.55E+03
24	1.44E+03	1.62E-02	7.76E-04	-9.05E+01	-3.64E+03
25	1.50E+03	8.25E-01	3.95E-02	1.49E+02	-3.55E+03
26	1.56E+03	1.02E-02	4.90E-04	-1.27E+02	-3.97E+03
27	1.62E+03	1.78E-02	8.53E-04	-1.02E+02	-4.09E+03
28	1.68E+03	9.52E-03	4.55E-04	-9.06E+01	-4.23E+03
29	1.74E+03	1.72E-02	8.25E-04	-8.06E+01	-4.37E+03
30	1.80E+03	1.06E-02	5.05E-04	-5.49E+01	-4.49E+03
31	1.86E+03	6.82E-01	3.26E-02	-1.51E+02	-4.73E+03
32	1.92E+03	1.62E-02	7.76E-04	-9.07E+01	-4.82E+03
33	1.98E+03	6.22E-01	2.98E-02	1.49E+02	-4.73E+03
34	2.04E+03	1.02E-02	4.87E-04	-1.27E+02	-5.15E+03
35	2.10E+03	1.79E-02	8.56E-04	-1.03E+02	-5.28E+03
36	2.16E+03	9.52E-03	4.55E-04	-9.07E+01	-5.41E+03
37	2.22E+03	1.71E-02	8.20E-04	-8.11E+01	-5.55E+03
38	2.28E+03	1.06E-02	5.07E-04	-5.52E+01	-5.67E+03
39	2.34E+03	5.43E-01	2.60E-02	-1.51E+02	-5.92E+03
40	2.40E+03	1.62E-02	7.75E-04	-9.09E+01	-6.00E+03
41	2.46E+03	4.98E-01	2.38E-02	1.49E+02	-5.91E+03
42	2.52E+03	1.01E-02	4.85E-04	-1.27E+02	-6.33E+03
43	2.58E+03	1.80E-02	8.60E-04	-1.03E+02	-6.46E+03
44	2.64E+03	9.51E-03	4.55E-04	-9.09E+01	-6.59E+03
45	2.70E+03	1.71E-02	8.16E-04	-8.16E+01	-6.73E+03
46	2.76E+03	1.06E-02	5.09E-04	-5.54E+01	-6.85E+03
47	2.82E+03	4.51E-01	2.16E-02	-1.51E+02	-7.10E+03
48	2.88E+03	1.62E-02	7.75E-04	-9.11E+01	-7.18E+03
49	2.94E+03	4.15E-01	1.98E-02	1.49E+02	-7.09E+03
50	3.00E+03	1.01E-02	4.82E-04	-1.27E+02	-7.52E+03
51	3.06E+03	1.80E-02	8.63E-04	-1.04E+02	-7.64E+03
52	3.12E+03	9.51E-03	4.55E-04	-9.11E+01	-7.78E+03
53	3.18E+03	1.70E-02	8.11E-04	-8.20E+01	-7.91E+03
54	3.24E+03	1.07E-02	5.11E-04	-5.57E+01	-8.04E+03
55	3.30E+03	3.86E-01	1.85E-02	-1.52E+02	-8.28E+03
56	3.36E+03	1.62E-02	7.75E-04	-9.12E+01	-8.37E+03
57	3.42E+03	3.54E-01	1.70E-02	1.48E+02	-8.28E+03
58	3.48E+03	1.00E-02	4.79E-04	-1.27E+02	-8.70E+03
59	3.54E+03	1.81E-02	8.66E-04	-1.04E+02	-8.82E+03
60	3.60E+03	9.51E-03	4.55E-04	-9.12E+01	-8.96E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			2.24453E+01	%	

10.4 RETIFICADOR DE 12 PULSOS

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	4.04E+01	1.00E+00	1.49E+02	0.00E+00
2	1.20E+02	1.69E-02	4.17E-04	1.63E+02	-1.35E+02
3	1.80E+02	1.01E-02	2.50E-04	1.72E+02	-2.75E+02
4	2.40E+02	7.82E-03	1.93E-04	1.73E+02	-4.22E+02
5	3.00E+02	6.72E-03	1.66E-04	1.78E+02	-5.66E+02
6	3.60E+02	6.65E-03	1.65E-04	1.80E+02	-7.13E+02
7	4.20E+02	6.76E-03	1.67E-04	-1.79E+02	-1.22E+03
8	4.80E+02	7.89E-03	1.95E-04	-1.74E+02	-1.37E+03
9	5.40E+02	1.02E-02	2.53E-04	-1.73E+02	-1.51E+03
10	6.00E+02	1.72E-02	4.26E-04	-1.65E+02	-1.65E+03
11	6.60E+02	3.68E+00	9.11E-02	2.83E+01	-1.61E+03
12	7.20E+02	1.25E-02	3.10E-04	8.91E+01	-1.70E+03
13	7.80E+02	3.10E+00	7.66E-02	-2.97E+01	-1.96E+03
14	8.40E+02	1.69E-02	4.19E-04	-1.63E+01	-2.10E+03
15	9.00E+02	1.03E-02	2.55E-04	-7.56E+00	-2.24E+03
16	9.60E+02	7.95E-03	1.97E-04	-6.60E+00	-2.39E+03
17	1.02E+03	6.83E-03	1.69E-04	-2.37E+00	-2.53E+03
18	1.08E+03	6.73E-03	1.66E-04	-5.70E-01	-2.68E+03
19	1.14E+03	6.81E-03	1.69E-04	1.32E+00	-2.83E+03
20	1.20E+03	7.91E-03	1.96E-04	5.33E+00	-2.97E+03
21	1.26E+03	1.02E-02	2.52E-04	7.06E+00	-3.12E+03
22	1.32E+03	1.73E-02	4.27E-04	1.44E+01	-3.26E+03
23	1.38E+03	1.75E+00	4.33E-02	-1.52E+02	-3.57E+03
24	1.44E+03	1.28E-02	3.17E-04	-9.04E+01	-3.66E+03
25	1.50E+03	1.62E+00	3.99E-02	1.49E+02	-3.57E+03
26	1.56E+03	1.67E-02	4.12E-04	1.62E+02	-3.71E+03
27	1.62E+03	1.02E-02	2.52E-04	1.72E+02	-3.85E+03
28	1.68E+03	7.84E-03	1.94E-04	1.72E+02	-3.99E+03
29	1.74E+03	6.72E-03	1.66E-04	1.77E+02	-4.14E+03
30	1.80E+03	6.63E-03	1.64E-04	1.79E+02	-4.29E+03
31	1.86E+03	6.72E-03	1.66E-04	-1.79E+02	-4.79E+03
32	1.92E+03	7.81E-03	1.93E-04	-1.75E+02	-4.94E+03
33	1.98E+03	1.01E-02	2.49E-04	-1.73E+02	-5.08E+03
34	2.04E+03	1.73E-02	4.28E-04	-1.67E+02	-5.23E+03
35	2.10E+03	1.15E+00	2.84E-02	2.78E+01	-5.18E+03
36	2.16E+03	1.29E-02	3.19E-04	8.91E+01	-5.27E+03
37	2.22E+03	1.09E+00	2.70E-02	-3.21E+01	-5.54E+03
38	2.28E+03	1.65E-02	4.09E-04	-1.87E+01	-5.67E+03
39	2.34E+03	1.02E-02	2.53E-04	-8.88E+00	-5.81E+03
40	2.40E+03	7.86E-03	1.94E-04	-8.22E+00	-5.96E+03
41	2.46E+03	6.74E-03	1.67E-04	-3.74E+00	-6.10E+03
42	2.52E+03	6.64E-03	1.64E-04	-1.91E+00	-6.25E+03
43	2.58E+03	6.74E-03	1.67E-04	1.01E-01	-6.40E+03
44	2.64E+03	7.82E-03	1.93E-04	4.00E+00	-6.54E+03
45	2.70E+03	1.00E-02	2.48E-04	6.35E+00	-6.69E+03
46	2.76E+03	1.74E-02	4.31E-04	1.26E+01	-6.83E+03
47	2.82E+03	8.50E-01	2.10E-02	-1.53E+02	-7.15E+03
48	2.88E+03	1.29E-02	3.19E-04	-9.11E+01	-7.23E+03
49	2.94E+03	8.22E-01	2.03E-02	1.47E+02	-7.14E+03
50	3.00E+03	1.63E-02	4.04E-04	1.60E+02	-7.28E+03
51	3.06E+03	1.02E-02	2.52E-04	1.71E+02	-7.42E+03
52	3.12E+03	7.80E-03	1.93E-04	1.71E+02	-7.57E+03
53	3.18E+03	6.68E-03	1.65E-04	1.76E+02	-7.71E+03
54	3.24E+03	6.59E-03	1.63E-04	1.77E+02	-7.86E+03
55	3.30E+03	6.68E-03	1.65E-04	1.79E+02	-8.00E+03
56	3.36E+03	7.75E-03	1.92E-04	-1.77E+02	-8.51E+03
57	3.42E+03	9.93E-03	2.46E-04	-1.74E+02	-8.66E+03
58	3.48E+03	1.74E-02	4.32E-04	-1.68E+02	-8.80E+03
59	3.54E+03	6.74E-01	1.67E-02	2.64E+01	-8.75E+03
60	3.60E+03	1.29E-02	3.19E-04	8.84E+01	-8.84E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			1.4255E+01	%	

10.5 RETIFICADOR DE 16 PULSOS

HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	4.05E+01	1.00E+00	1.48E+02	0.00E+00
2	1.20E+02	1.91E-02	4.70E-04	-1.55E+02	-4.50E+02
3	1.80E+02	1.93E-02	4.75E-04	-1.29E+02	-5.72E+02
4	2.40E+02	1.16E-02	2.86E-04	-1.18E+02	-7.09E+02

5	3.00E+02	1.24E-02	3.07E-04	-1.14E+02	-8.52E+02
6	3.60E+02	1.30E-02	3.20E-04	-1.01E+02	-9.87E+02
7	4.20E+02	1.26E-02	3.10E-04	-9.44E+01	-1.13E+03
8	4.80E+02	1.31E-02	3.22E-04	-8.99E+01	-1.27E+03
9	5.40E+02	1.27E-02	3.12E-04	-8.50E+01	-1.41E+03
10	6.00E+02	1.31E-02	3.23E-04	-7.89E+01	-1.56E+03
11	6.60E+02	1.25E-02	3.08E-04	-6.05E+01	-1.69E+03
12	7.20E+02	1.19E-02	2.94E-04	-6.16E+01	-1.83E+03
13	7.80E+02	1.83E-02	4.51E-04	-5.36E+01	-1.97E+03
14	8.40E+02	1.99E-02	4.91E-04	-2.65E+01	-2.09E+03
15	9.00E+02	2.72E+00	6.71E-02	-1.52E+02	-2.37E+03
16	9.60E+02	2.78E-02	6.86E-04	-9.07E+01	-2.45E+03
17	1.02E+03	2.36E+00	5.83E-02	1.50E+02	-2.36E+03
18	1.08E+03	1.95E-02	4.81E-04	-1.55E+02	-2.81E+03
19	1.14E+03	1.85E-02	4.57E-04	-1.28E+02	-2.93E+03
20	1.20E+03	1.16E-02	2.87E-04	-1.19E+02	-3.07E+03
21	1.26E+03	1.22E-02	3.01E-04	-1.18E+02	-3.22E+03
22	1.32E+03	1.30E-02	3.20E-04	-1.02E+02	-3.35E+03
23	1.38E+03	1.26E-02	3.11E-04	-9.55E+01	-3.49E+03
24	1.44E+03	1.31E-02	3.23E-04	-9.09E+01	-3.64E+03
25	1.50E+03	1.27E-02	3.13E-04	-8.59E+01	-3.78E+03
26	1.56E+03	1.31E-02	3.24E-04	-7.99E+01	-3.92E+03
27	1.62E+03	1.25E-02	3.08E-04	-6.25E+01	-4.05E+03
28	1.68E+03	1.20E-02	2.97E-04	-6.28E+01	-4.20E+03
29	1.74E+03	1.83E-02	4.53E-04	-5.44E+01	-4.34E+03
30	1.80E+03	1.98E-02	4.90E-04	-2.75E+01	-4.46E+03
31	1.86E+03	1.31E+00	3.23E-02	-1.52E+02	-4.73E+03
32	1.92E+03	2.81E-02	6.93E-04	-9.09E+01	-4.82E+03
33	1.98E+03	1.22E+00	3.00E-02	1.49E+02	-4.73E+03
34	2.04E+03	1.92E-02	4.74E-04	-1.56E+02	-5.18E+03
35	2.10E+03	1.84E-02	4.53E-04	-1.28E+02	-5.30E+03
36	2.16E+03	1.14E-02	2.82E-04	-1.20E+02	-5.44E+03
37	2.22E+03	1.21E-02	2.98E-04	-1.19E+02	-5.58E+03
38	2.28E+03	1.29E-02	3.19E-04	-1.02E+02	-5.72E+03
39	2.34E+03	1.26E-02	3.10E-04	-9.60E+01	-5.86E+03
40	2.40E+03	1.31E-02	3.23E-04	-9.14E+01	-6.00E+03
41	2.46E+03	1.27E-02	3.13E-04	-8.64E+01	-6.14E+03
42	2.52E+03	1.32E-02	3.25E-04	-8.04E+01	-6.28E+03
43	2.58E+03	1.25E-02	3.09E-04	-6.34E+01	-6.41E+03
44	2.64E+03	1.22E-02	3.00E-04	-6.36E+01	-6.56E+03
45	2.70E+03	1.84E-02	4.53E-04	-5.51E+01	-6.70E+03
46	2.76E+03	1.99E-02	4.92E-04	-2.84E+01	-6.82E+03
47	2.82E+03	8.63E-01	2.13E-02	-1.52E+02	-7.09E+03
48	2.88E+03	2.81E-02	6.94E-04	-9.13E+01	-7.18E+03
49	2.94E+03	8.17E-01	2.01E-02	1.48E+02	-7.09E+03
50	3.00E+03	1.90E-02	4.69E-04	-1.57E+02	-7.54E+03
51	3.06E+03	1.83E-02	4.51E-04	-1.29E+02	-7.66E+03
52	3.12E+03	1.13E-02	2.78E-04	-1.21E+02	-7.80E+03
53	3.18E+03	1.20E-02	2.95E-04	-1.20E+02	-7.95E+03
54	3.24E+03	1.28E-02	3.17E-04	-1.03E+02	-8.08E+03
55	3.30E+03	1.25E-02	3.08E-04	-9.64E+01	-8.22E+03
56	3.36E+03	1.31E-02	3.22E-04	-9.19E+01	-8.36E+03
57	3.42E+03	1.27E-02	3.14E-04	-8.69E+01	-8.51E+03
58	3.48E+03	1.32E-02	3.26E-04	-8.10E+01	-8.65E+03
59	3.54E+03	1.26E-02	3.11E-04	-6.41E+01	-8.78E+03
60	3.60E+03	1.23E-02	3.03E-04	-6.43E+01	-8.93E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			1.03447E+01	%	

10.6 RETIFICADOR DE 18 PULSOS

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	1.31E+01	1.00E+00	1.79E+02	0.00E+00
2	1.20E+02	7.09E-04	5.40E-05	5.99E+01	-2.97E+02
3	1.80E+02	1.46E-03	1.11E-04	-9.23E+01	-6.28E+02
4	2.40E+02	6.73E-04	5.13E-05	2.46E+01	-6.90E+02
5	3.00E+02	3.63E-03	2.77E-04	-4.00E+01	-9.33E+02
6	3.60E+02	5.20E-03	3.96E-04	-5.08E+01	-1.12E+03
7	4.20E+02	1.14E-03	8.71E-05	1.48E+02	-1.10E+03
8	4.80E+02	3.47E-03	2.64E-04	-7.15E+01	-1.50E+03
9	5.40E+02	6.33E-03	4.83E-04	-1.80E+02	-1.79E+03
10	6.00E+02	3.48E-03	2.66E-04	7.06E+01	-1.72E+03
11	6.60E+02	3.47E-03	2.64E-04	-1.70E+02	-2.13E+03
12	7.20E+02	5.27E-03	4.01E-04	5.02E+01	-2.09E+03

13	7.80E+02	2.31E-03	1.76E-04	9.42E+01	-2.23E+03
14	8.40E+02	6.98E-04	5.32E-05	-2.35E+01	-2.52E+03
15	9.00E+02	1.44E-03	1.10E-04	9.13E+01	-2.59E+03
16	9.60E+02	7.40E-04	5.64E-05	-5.84E+01	-2.92E+03
17	1.02E+03	7.71E-01	5.88E-02	-2.96E-02	-3.04E+03
18	1.08E+03	8.33E-04	6.35E-05	8.53E+01	-3.13E+03
19	1.14E+03	6.90E-01	5.26E-02	1.41E-01	-3.39E+03
20	1.20E+03	6.61E-04	5.04E-05	-1.17E+02	-3.69E+03
21	1.26E+03	1.49E-03	1.13E-04	8.69E+01	-3.66E+03
22	1.32E+03	6.51E-04	4.97E-05	-1.54E+02	-4.08E+03
23	1.38E+03	2.55E-03	1.94E-04	1.15E+02	-3.99E+03
24	1.44E+03	5.13E-03	3.91E-04	1.29E+02	-4.16E+03
25	1.50E+03	2.10E-03	1.60E-04	-1.48E+01	-4.48E+03
26	1.56E+03	3.45E-03	2.63E-04	1.08E+02	-4.54E+03
27	1.62E+03	6.33E-03	4.82E-04	1.40E+00	-4.82E+03
28	1.68E+03	3.50E-03	2.67E-04	-1.10E+02	-5.11E+03
29	1.74E+03	2.91E-03	2.22E-04	1.37E+01	-5.17E+03
30	1.80E+03	5.33E-03	4.06E-04	-1.30E+02	-5.49E+03
31	1.86E+03	2.33E-03	1.77E-04	-9.86E+01	-5.63E+03
32	1.92E+03	7.20E-04	5.49E-05	1.58E+02	-5.56E+03
33	1.98E+03	1.42E-03	1.08E-04	-8.98E+01	-5.98E+03
34	2.04E+03	7.84E-04	5.97E-05	1.24E+02	-5.95E+03
35	2.10E+03	3.74E-01	2.85E-02	-1.80E+02	-6.43E+03
36	2.16E+03	8.39E-04	6.39E-05	-9.94E+01	-6.53E+03
37	2.22E+03	3.54E-01	2.70E-02	-1.80E+02	-6.79E+03
38	2.28E+03	6.24E-04	4.76E-05	6.50E+01	-6.72E+03
39	2.34E+03	1.51E-03	1.15E-04	-9.39E+01	-7.06E+03
40	2.40E+03	6.30E-04	4.80E-05	2.70E+01	-7.12E+03
41	2.46E+03	2.46E-03	1.88E-04	-7.06E+01	-7.39E+03
42	2.52E+03	5.06E-03	3.86E-04	-5.18E+01	-7.55E+03
43	2.58E+03	2.25E-03	1.71E-04	1.68E+02	-7.51E+03
44	2.64E+03	3.43E-03	2.61E-04	-7.34E+01	-7.93E+03
45	2.70E+03	6.32E-03	4.82E-04	-1.78E+02	-8.21E+03
46	2.76E+03	3.52E-03	2.68E-04	6.87E+01	-8.15E+03
47	2.82E+03	2.79E-03	2.12E-04	-1.65E+02	-8.56E+03
48	2.88E+03	5.39E-03	4.11E-04	4.92E+01	-8.52E+03
49	2.94E+03	2.35E-03	1.79E-04	7.74E+01	-8.67E+03
50	3.00E+03	7.44E-04	5.67E-05	-2.12E+01	-8.95E+03
51	3.06E+03	1.40E-03	1.06E-04	8.91E+01	-9.02E+03
52	3.12E+03	8.30E-04	6.33E-05	-5.43E+01	-9.34E+03
53	3.18E+03	2.46E-01	1.88E-02	1.48E-01	-9.46E+03
54	3.24E+03	8.48E-04	6.46E-05	7.59E+01	-9.57E+03
55	3.30E+03	2.37E-01	1.81E-02	1.93E-01	-9.82E+03
56	3.36E+03	5.90E-04	4.49E-05	-1.13E+02	-1.01E+04
57	3.42E+03	1.52E-03	1.16E-04	8.54E+01	-1.01E+04
58	3.48E+03	6.08E-04	4.64E-05	-1.52E+02	-1.05E+04
59	3.54E+03	2.43E-03	1.85E-04	1.07E+02	-1.04E+04
60	3.60E+03	4.99E-03	3.80E-04	1.28E+02	-1.06E+04
TOTAL HARMONIC DISTORTION =			9.19E+00	%	

11 MEMORIAL DE CÁLCULOS

Neste apêndice encontram-se todas os cálculos utilizados para o desenvolvimento deste trabalho, em especial nos capítulos 3 e 4.

11.1 ANÁLISE QUALITATIVA DO RETIFICADOR DE 12 PULSOS

11.1.1 Transformador ligado em Delta/Delta-Estrela, com 2 retificadores de 6 pulsos em série

Para esta análise, as seguintes considerações foram levadas em conta:

- A corrente de carga I_0 não apresenta componentes harmônicos de corrente, ou seja, é puramente contínua.
- As tensões de entrada são simétricas.
- As quedas de tensão nos diodos não são consideradas.
- Os transformadores são considerados ideais, ou seja, sua corrente de magnetização foi considerada como sendo desprezível. Assim, não há perdas nem dispersão de fluxo.

O retificador de 12 pulsos está ligado como indica a Figura 83. As tensões de entrada estão defasadas entre si de 120° e a relação de transformação do transformador é de 1:1. Sabe-se que o secundário em estrela fornece uma tensão com 30° de defasagem em relação ao secundário em delta, como indica o diagrama fasorial da Figura 84. A carga está representada como uma fonte de corrente.

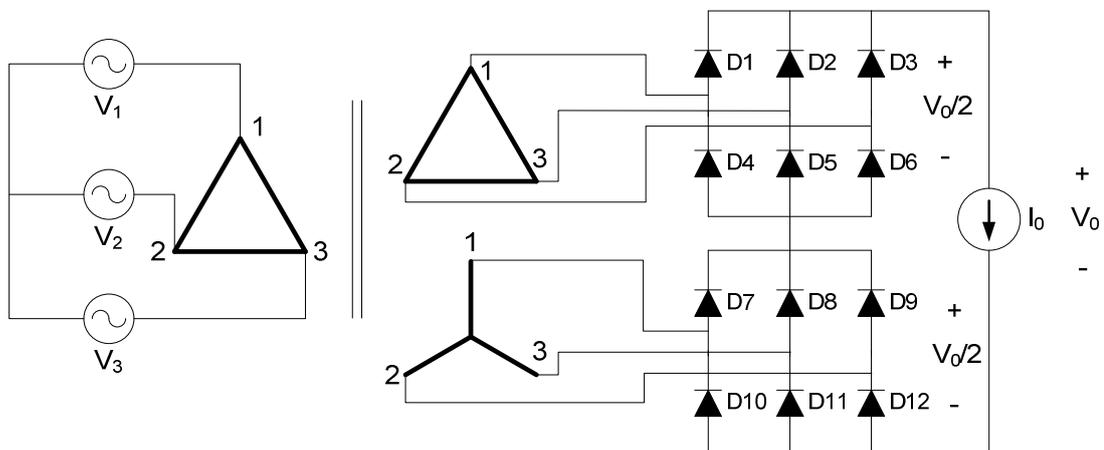


Figura 83 - Retificador 12 pulsos com transformador ligado em Delta/Delta-Estrela.

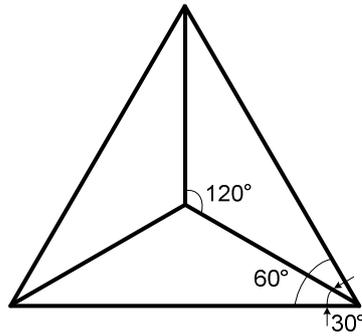


Figura 84 - Diagrama esquemático Delta-Estrela.

Considerando as ondas de tensão e a retificação, pode-se determinar a forma de onda na saída dos retificadores e na carga, como mostrado na Figura 85.

A Figura 85 mostra as tensões de saída dos secundários do transformador, retificadas (sem a parte negativa). Em preto é possível identificar as tensões do delta, sendo que a linha contínua indica a tensão a 0° , a tracejada mostra a tensão defasada em 120° e a pontilhada -120° ou 240° . Em destaque, nota-se a tensão de saída do retificador de 6 pulsos ligado a esse secundário. Em azul estão representadas as tensões do estrela. A linha contínua mostra a tensão defasada em -30° , a tracejada em 90° e a pontilhada em 210° . Também neste caso nota-se em evidência a tensão de saída do retificador de 6 pulsos ligado ao secundário em estrela. Na parte de cima desta figura há o somatório das tensões de ambos os retificadores, que resultam na tensão sobre a carga (em verde, pontilhado). A figura também mostra que se trata de um retificador de 12 pulsos, com cada pulso ocorrendo a cada 30° .

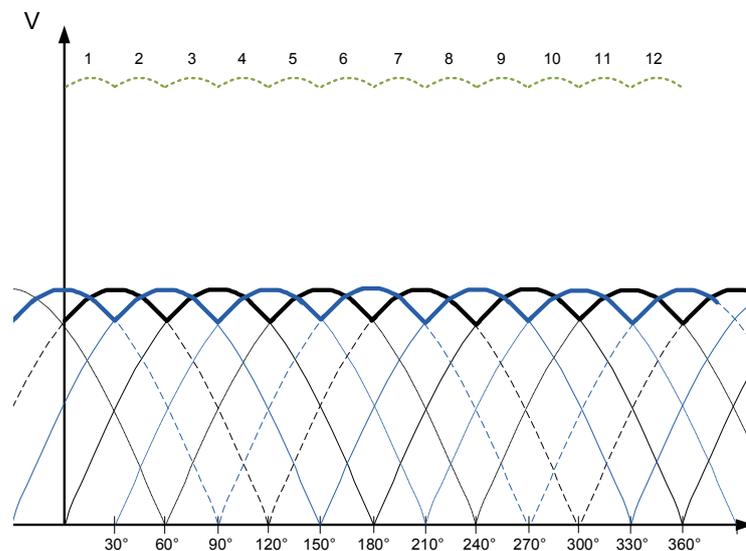


Figura 85 - Formas de onda de tensão. Em preto, tensão em relação ao secundário em delta. Em azul, tensão em relação ao secundário em estrela. Em verde, tensão retificada na carga.

Tabela 16 - Condução dos diodos das pontes retificadoras, de um retificador 12 pulsos.

Intervalo	Retificador ligado no Delta	Retificador ligado no Estrela
0° a 30°	D3 e D5	D7 e D11
30° a 60°	D1 e D5	D7 e D11
60° a 90°	D1 e D5	D7 e D12
90° a 120°	D1 e D6	D7 e D12
120° a 150°	D1 e D6	D8 e D12
150° a 180°	D2 e D6	D8 e D12
180° a 210°	D2 e D6	D8 e D10
210° a 240°	D2 e D4	D8 e D10
240° a 270°	D2 e D4	D9 e D10
270° a 300°	D3 e D4	D9 e D10
300° a 330°	D3 e D4	D9 e D11
330° a 360°	D3 e D5	D9 e D11

Sabendo que as correntes de linha que saem dos secundários e alimentam os retificadores podem ser obtidas levando em consideração a condução dos diodos, pode-se obter as formas apresentadas na Figura 86.

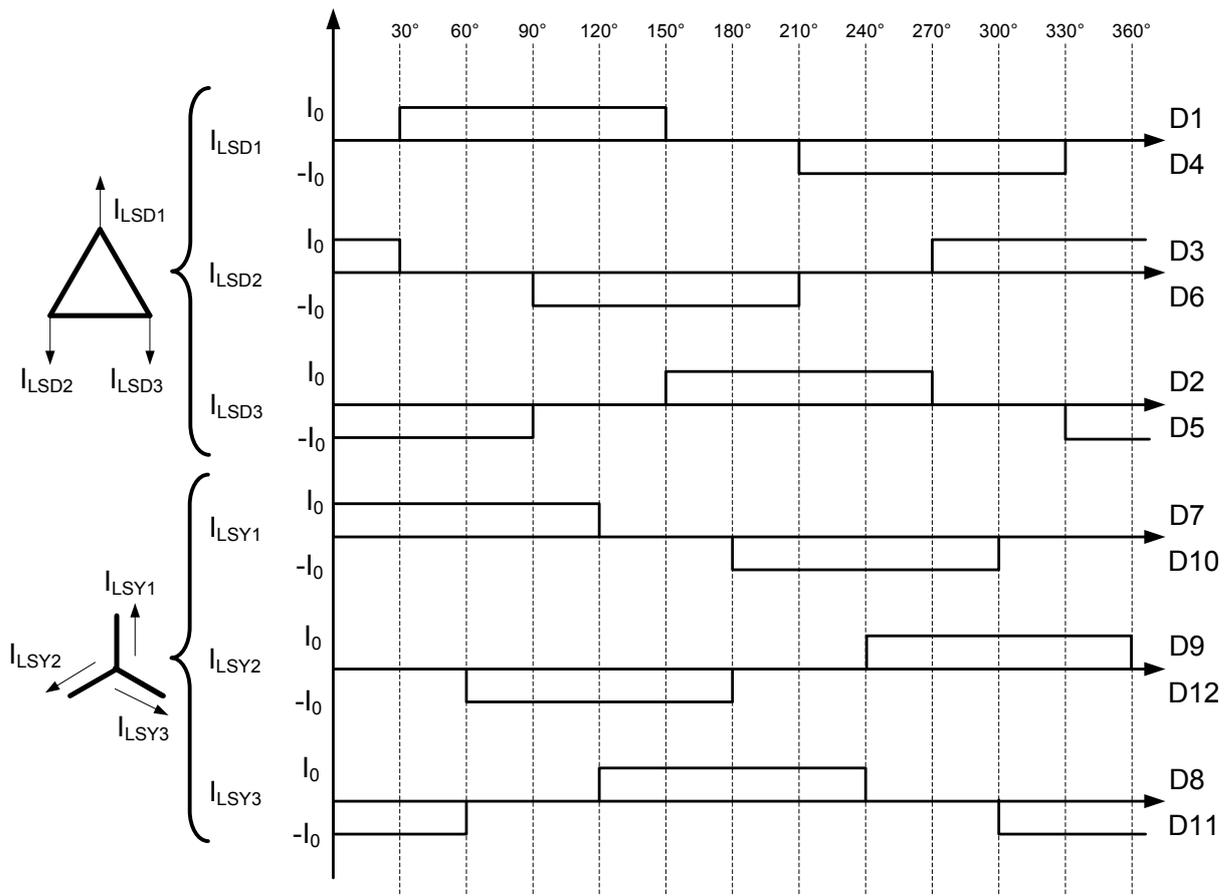


Figura 86 - Formas de onda das correntes de linha do secundário de um retificador de 12 pulsos.

Em relação às correntes de fase do secundário, sabe-se que o somatório das correntes é zero. Também sabe-se que a corrente de fase no estrela é a mesma que a corrente de linha. Desta forma, como o valor da corrente de linha é, em módulo, no máximo I_0 , assim também o é o valor da corrente de fase do secundário em estrela. Já no caso do delta, a corrente de fase é igual à de linha subtraída a corrente de fase que passa pelo enrolamento adjacente. Sabendo que isso ocorre para cada fase do delta e isolando as correntes de fase, obtém-se que a corrente de fase do delta é igual à diferença entre duas correntes de linha dividida por 3. Assim o valor máximo, em módulo, da corrente de fase do delta é igual a dois terços do valor de I_0 . Além disso, essa corrente também possui um valor intermediário equivalente a um terço do valor da corrente da carga. A Figura 87 mostra as correntes de fase no secundário.

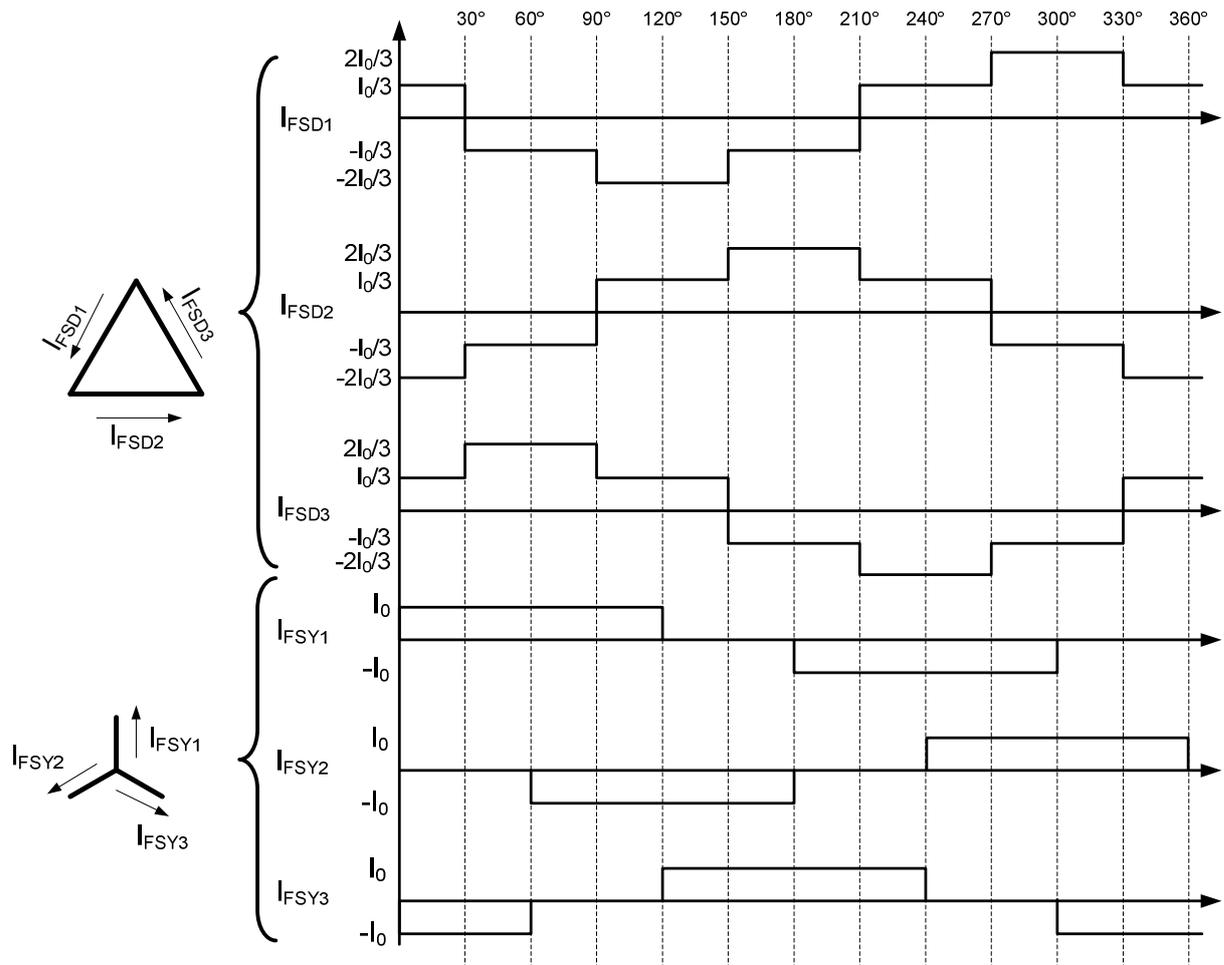


Figura 87 - Formas de onda das correntes de fase no secundário, para um retificador de 12 pulsos.

Analisando as correntes de fase no primário, sabe-se que estas são compostas pela soma das correntes de fase dos secundários, respeitada a relação

entre as fases. A Tabela 17 mostra as relações das correntes de fase do primário em relação às correntes de fase dos secundários, as quais também são mostradas na Figura 88. Cabe aqui lembrar, que para uma relação de transformação de 1:1 do transformador, o termo da corrente I_{FSD} tem fator de multiplicação 1 e o termo da corrente I_{FSY} tem fator de multiplicação $1/\sqrt{3}$. A Figura 89 mostra as formas de onda das correntes de fase do primário.

Tabela 17 - Relação entre a corrente de fase do primário e as correntes de fase dos secundários.

Corrente de Fase do Primário	Corrente de Fase do Secundário em Delta	Corrente de Fase do Secundário em Estrela
I_{FPD1}	$1 * I_{FSD1}$	$1/\sqrt{3} * I_{FSY2}$
I_{FPD2}	$1 * I_{FSD2}$	$1/\sqrt{3} * I_{FSY3}$
I_{FPD3}	$1 * I_{FSD3}$	$1/\sqrt{3} * I_{FSY1}$

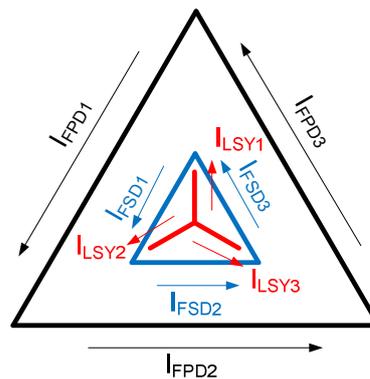


Figura 88 - Relação entre as correntes de fase do primário e dos secundários.

Conhecendo as formas de onda das correntes de fase do primário, é possível mostrar as formas de onda das correntes de linha do primário, as quais também são as correntes de linha da rede. Porém, é necessário levar em conta que as correntes de linha que entram nos terminais do primário do transformador podem ser representadas como a diferença entre a corrente de fase de um enrolamento com a corrente de fase do outro enrolamento adjacente, como indica a Tabela 18.

Tabela 18 - Relação das correntes de linha e de fase do primário.

Corrente de Linha do Primário	Correntes de Fase do Primário
I_{LPD1}	$I_{FPD3} - I_{FPD1}$
I_{LPD2}	$I_{FPD1} - I_{FPD2}$
I_{LPD3}	$I_{FPD2} - I_{FPD3}$

A Figura 90 mostra as formas de onda da corrente de linha, que se assemelha à uma senóide. Também é possível notar que as correntes de linha estão em fase com suas respectivas tensões de linha, ou seja, estão defasadas entre si de 120° , sendo que a corrente I_{LPD1} tem ângulo de 0° , a I_{LPD2} tem ângulo de -120° e a I_{LPD3} de 120° .

Sabendo tanto as formas de onda das tensões quanto as formas de onda das correntes, em cada parte do transformador, é possível determinar os valores eficazes dessas grandezas, além de calcular as potências fornecidas pelo transformador. Esta análise está descrita na análise matemática para este mesmo circuito.

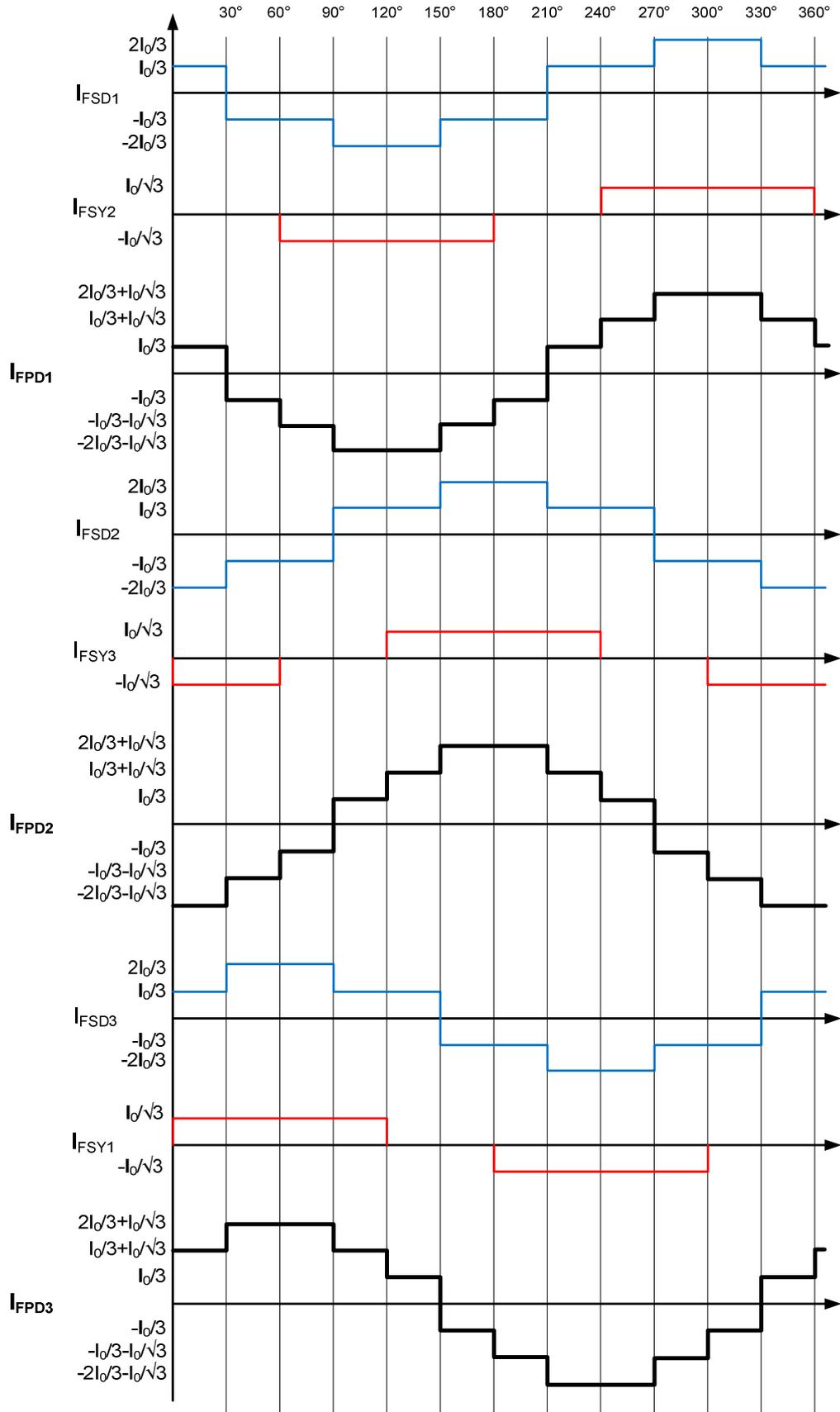


Figura 89 - Formas de onda das correntes de fase do primário (preto) e dos secundários (azul - delta; vermelho - estrela).

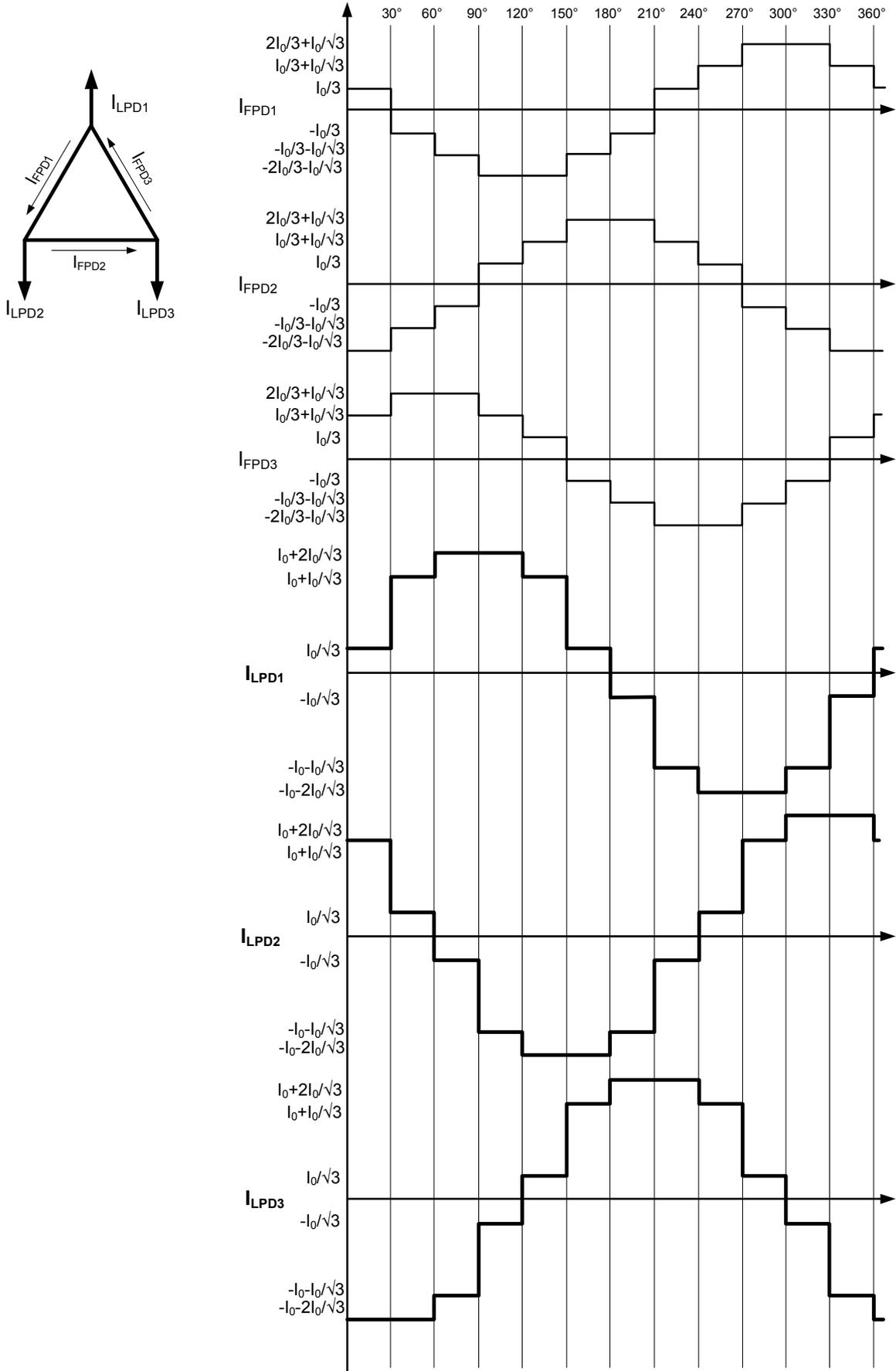


Figura 90 - Formas de onda das correntes de fase e linha do primário.

11.2 ANÁLISE QUANTITATIVA DO RETIFICADOR DE 12 PULSOS

11.2.1 Transformador ligado em Delta/Delta-Estrela, com 2 retificadores de 6 pulsos em série

11.2.1.1 Cálculo dos valores eficazes de corrente

(a) Corrente de linha do secundário em delta:

Tomando uma forma de onda qualquer da corrente de linha do secundário em delta (I_{LSD} – Figura 91), pode-se obter o valor eficaz dessa corrente, aplicando a Equação (4).

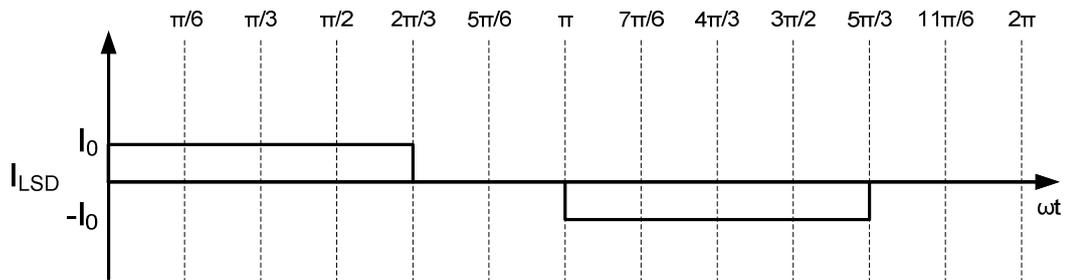


Figura 91 - Forma de onda de uma corrente de linha do secundário em delta.

$$I_{LSD\text{Def}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{2\pi} (I_0)^2 d\omega t + \int_{\pi}^{5\pi} (-I_0)^2 d\omega t \right]} \quad (25)$$

$$I_{LSD\text{Def}} = \sqrt{\frac{I_0^2}{2\pi} \left[\left(\frac{2\pi}{3} - 0 \right) + \left(\frac{5\pi}{3} - \pi \right) \right]} = \sqrt{\frac{I_0^2}{2\pi} \cdot \frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_0 = \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot I_0 \quad (26)$$

$$I_{LSD\text{Def}} = \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot I_0 \quad (27)$$

(b) Corrente de fase do secundário em delta:

Tomando uma forma de onda qualquer da corrente de fase do secundário em delta (I_{FSD} – Figura 92), pode-se obter o valor eficaz dessa corrente, aplicando a Equação (4).

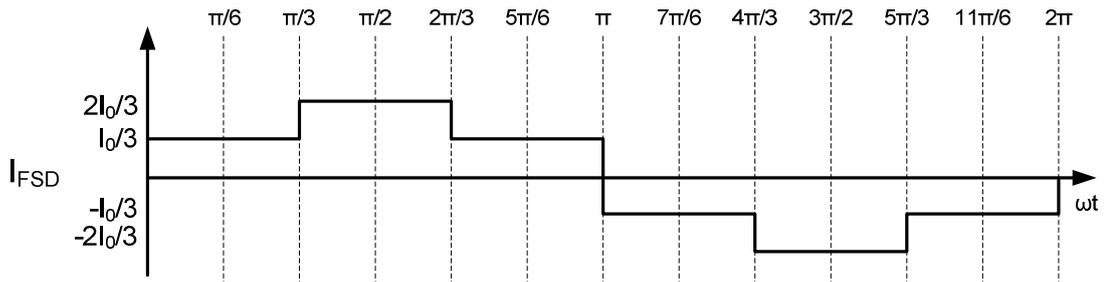


Figura 92 - Forma de onda de uma corrente de fase do secundário em delta.

$$I_{FSDef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\pi/3} \left(\frac{I_0}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \left(\frac{2I_0}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{2\pi/3}^{\pi} \left(\frac{I_0}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{\pi}^{4\pi/3} \left(-\frac{I_0}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} \left(-\frac{2I_0}{3}\right)^2 d\omega t + \int_{5\pi/3}^{2\pi} \left(-\frac{I_0}{3}\right)^2 d\omega t \right]} \quad (28)$$

$$I_{FSDef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I_0^2}{9} \left[\left(\frac{\pi}{3} - 0\right) + 4 \cdot \left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3}\right) + \left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(\frac{4\pi}{3} - \pi\right) + 4 \cdot \left(\frac{5\pi}{3} - \frac{4\pi}{3}\right) + \left(\frac{5\pi}{3} - 2\pi\right) \right]} \quad (29)$$

$$I_{FSDef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I_0^2}{9} \cdot \frac{12\pi}{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_0 \quad (30)$$

$$I_{FSDef} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot I_0 \quad (31)$$

(c) Corrente de linha do secundário em estrela

Tomando uma forma de onda qualquer da corrente de linha do secundário em estrela (I_{LSY} – Figura 93), pode-se obter o valor eficaz dessa corrente, como segue.

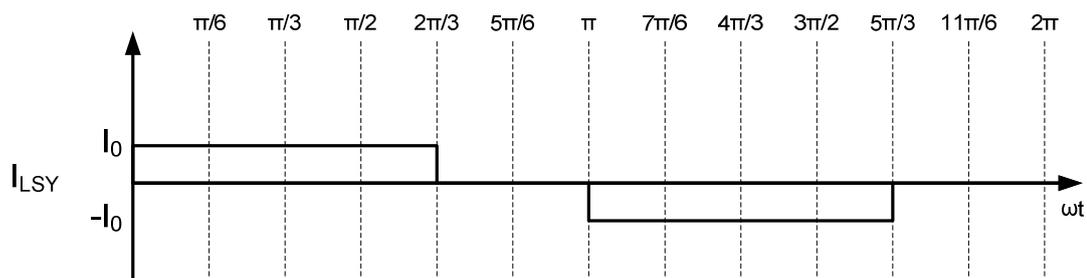


Figura 93 - Forma de onda de uma corrente de linha do secundário em estrela.

$$I_{LSYef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{2\pi}{3}} (I_0)^2 d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\pi} (-I_0)^2 d\omega t \right]} \quad (32)$$

$$I_{LSYef} = \sqrt{\frac{I_0^2}{2\pi} \left[\left(\frac{2\pi}{3} - 0 \right) + \left(\frac{5\pi}{3} - \pi \right) \right]} = \sqrt{\frac{I_0^2}{2\pi} \cdot \frac{4\pi}{3}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_0 = \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot I_0 \quad (33)$$

$$I_{LSYef} = \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot I_0 \quad (34)$$

(d) Corrente de fase do secundário em estrela

Como a corrente de fase do secundário em estrela é a mesma que a corrente de fase, logo, seu valor eficaz coincide, assim:

$$I_{FSYef} = \frac{\sqrt{6}}{3} \cdot I_0 \quad (35)$$

(e) Corrente de fase do primário

A forma de onda da corrente de fase do primário, mostrada na Figura 94, é utilizada para determinar a corrente eficaz de fase I_{FPDef} , como descrito a seguir.

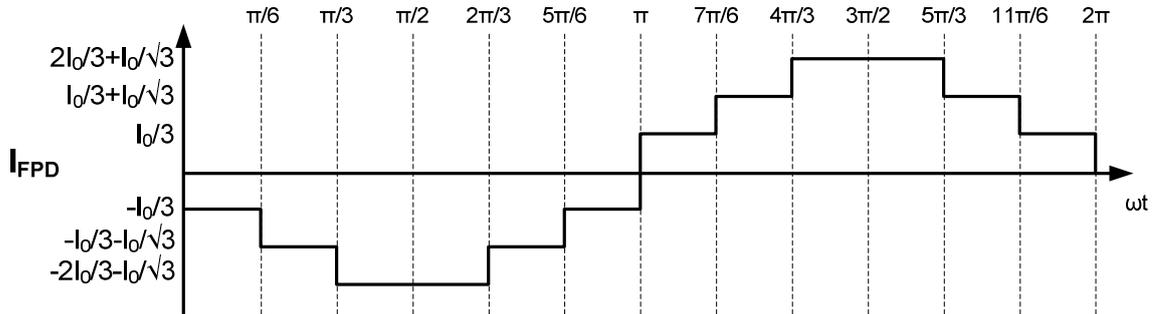


Figura 94 - Forma de onda da corrente de fase do primário.

$$I_{FPDef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{6}} \left(-\frac{I_0}{3} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} \left(-\frac{I_0}{3} - \frac{I_0}{\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(-\frac{2I_0}{3} - \frac{I_0}{\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(-\frac{I_0}{3} - \frac{I_0}{\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\pi} \left(-\frac{I_0}{3} \right)^2 d\omega t + \int_{\pi}^{\frac{7\pi}{6}} \left(\frac{I_0}{3} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} \left(\frac{I_0}{3} + \frac{I_0}{\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} \left(\frac{2I_0}{3} + \frac{I_0}{\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{3}} \left(\frac{I_0}{3} + \frac{I_0}{\sqrt{3}} \right)^2 d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{11\pi}{6}} \left(\frac{I_0}{3} \right)^2 d\omega t \right]} \quad (36)$$

$$I_{FPDef} = 0,9107 \cdot I_0 \quad (37)$$

(f) Corrente de linha do primário

Como foi feito até o momento, é possível determinar a corrente eficaz de linha do primário (I_{LPDef}) utilizando a forma de onda apresentada na Figura 95.

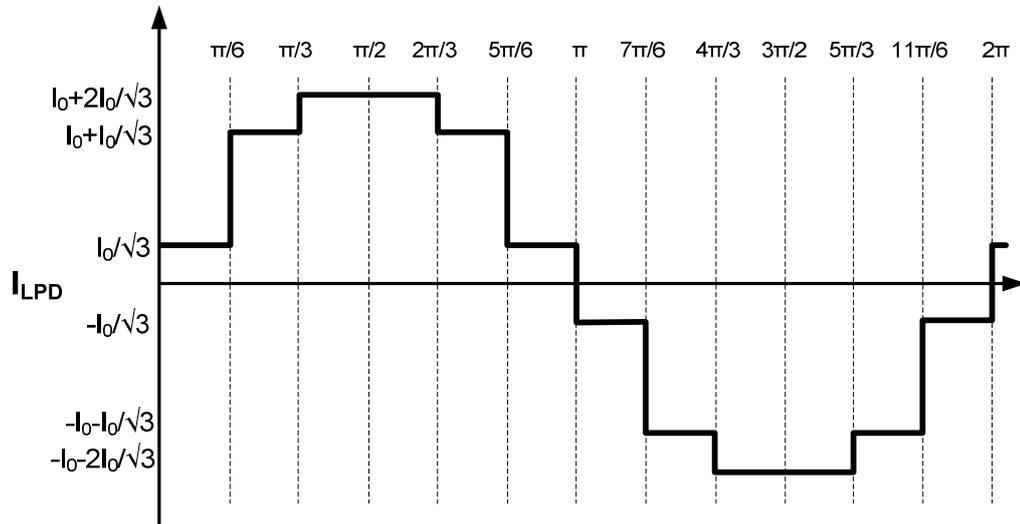


Figura 95 - Forma de onda da corrente de linha no primário.

$$I_{LPDef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{6}} \left(\frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} \left(I_0 + \frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(I_0 + \frac{2I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(I_0 + \frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\pi} \left(\frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\pi}^{\frac{7\pi}{6}} \left(-\frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{4\pi}{3}} \left(-I_0 - \frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{3\pi}{2}} \left(-I_0 - \frac{2I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{3}} \left(-I_0 - \frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{5\pi}{3}}^{\frac{11\pi}{6}} \left(-\frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t + \int_{\frac{11\pi}{6}}^{2\pi} \left(\frac{I_0}{\sqrt{3}}\right)^2 d\omega t \right]} \quad (38)$$

$$I_{LPDef} = 1,573 \cdot I_0 \quad (39)$$

11.2.1.2 Cálculo dos valores eficazes de tensão

Para a determinação dos valores eficazes de tensão, foram consideradas as tensões representadas na Figura 96:

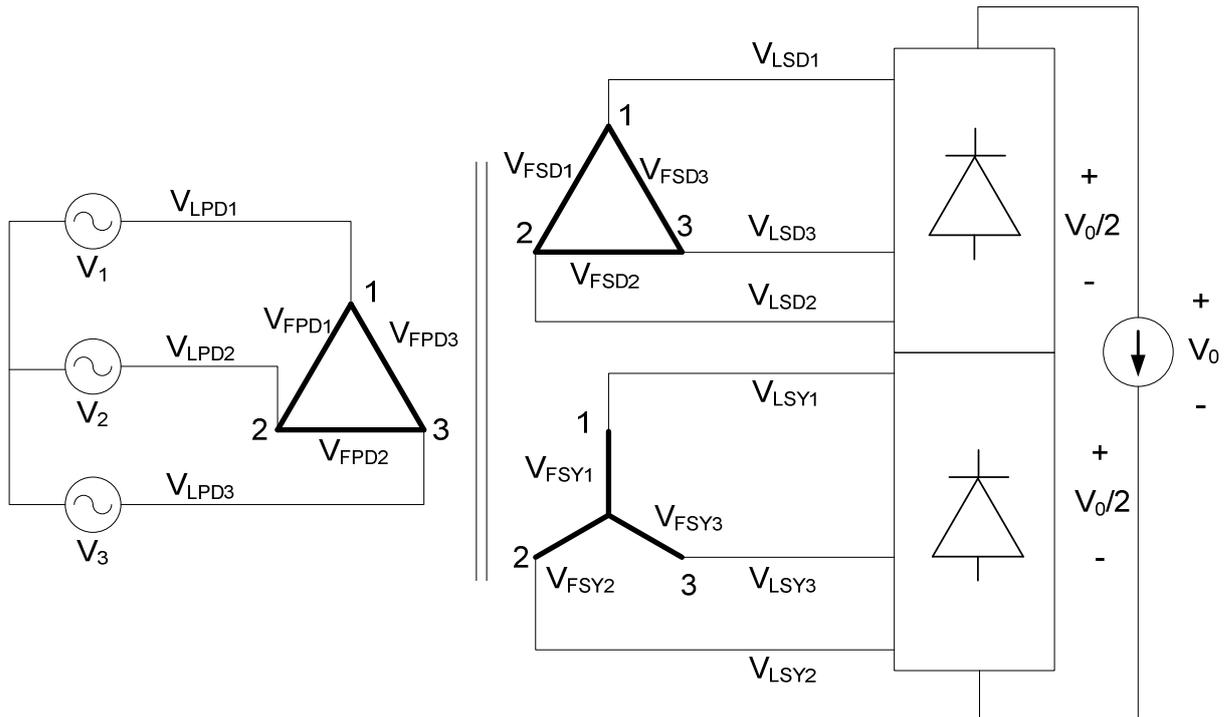


Figura 96 - Diagrama esquemático mostrando as diferentes tensões do circuito a serem consideradas nas análises.

(a) Tensão de linha do primário

As tensões de linha do primário são as mesmas de linha do sistema. Sabe-se que para ondas senoidais com período de 2π , o valor eficaz é igual ao valor de pico (V_p) dividido pela raiz quadrada de dois. Assim, as seguintes relações podem ser feitas:

$$V_{LPDef} = V_{1ef} = V_{2ef} = V_{3ef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (40)$$

(b) Tensão de fase do primário

Como a tensão de fase de uma ligação delta é a mesma que a tensão de linha, tem-se que:

$$V_{FPDef} = V_{LPDef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (41)$$

(c) Tensão de fase do secundário em delta

Já que a relação de transformação considerada é de 1:1, no caso do secundário em delta, pode-se dizer que a tensão de fase do secundário é a mesma, tanto para o primário como para o secundário. Daí vem que:

$$V_{FSDef} = V_{FPDef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (42)$$

(d) Tensão de linha do secundário em delta

Como a tensão de linha da ligação em delta é igual à tensão de fase, pode-se dizer que:

$$V_{LSDef} = V_{FSDef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (43)$$

(e) Tensão de linha do secundário em estrela

A tensão de linha de ambos os secundários é a mesma. Assim,

$$V_{LSYef} = V_{LSDef} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \quad (44)$$

(f) Tensão de fase do secundário em estrela

Como a relação de transformação do transformador é de 1:1 e a relação entre as tensões de uma ligação estrelas pode ser expressa por:

$$V_{LY} = \sqrt{3} \cdot V_{FY} \quad (45)$$

Sabendo também que as tensões fornecidas por ambos os secundários (tensões de linha) devem ser as mesmas, para não desbalancear a retificação, a tensão de fase do secundário em estrela deve ser $\sqrt{3}$ menor que a tensão de linha. Como a tensão de linha já foi calculada para o secundário em delta, tem-se que:

$$V_{FSYef} = V_{LSYef} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{V_p}{\sqrt{6}} \quad (46)$$

(g) Tensão na carga

A tensão na carga pode ser representada pela seguinte forma de onda (Figura 97):

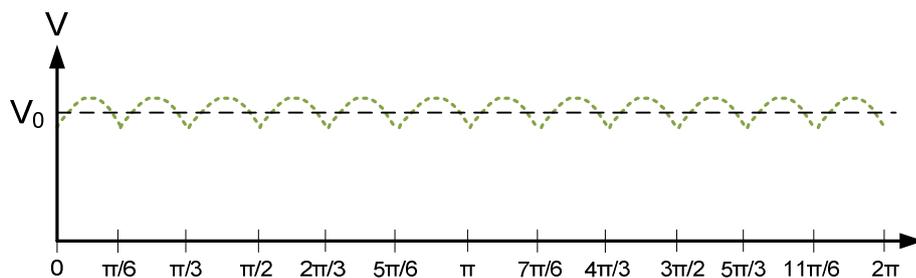


Figura 97 - Forma de onda da tensão na carga.

Para a determinação da corrente eficaz na carga, a análise deve ser um pouco mais aprofundada, já que a partir dos retificadores a forma de onda das tensões não são mais puramente senoidais.

Desta forma, para calcular a corrente eficaz de um pulso, deve-se observar as formas de onda de tensão que saem de ambos os secundários.

Por exemplo, para se determinar a tensão eficaz do primeiro pulso da Figura 85, é necessário somar os valores das funções da tensão com ângulo de 90° com a de 120° . As áreas hachuradas na Figura 98 indicam quais funções e qual o intervalo de integração para a determinação da tensão eficaz do primeiro pulso.

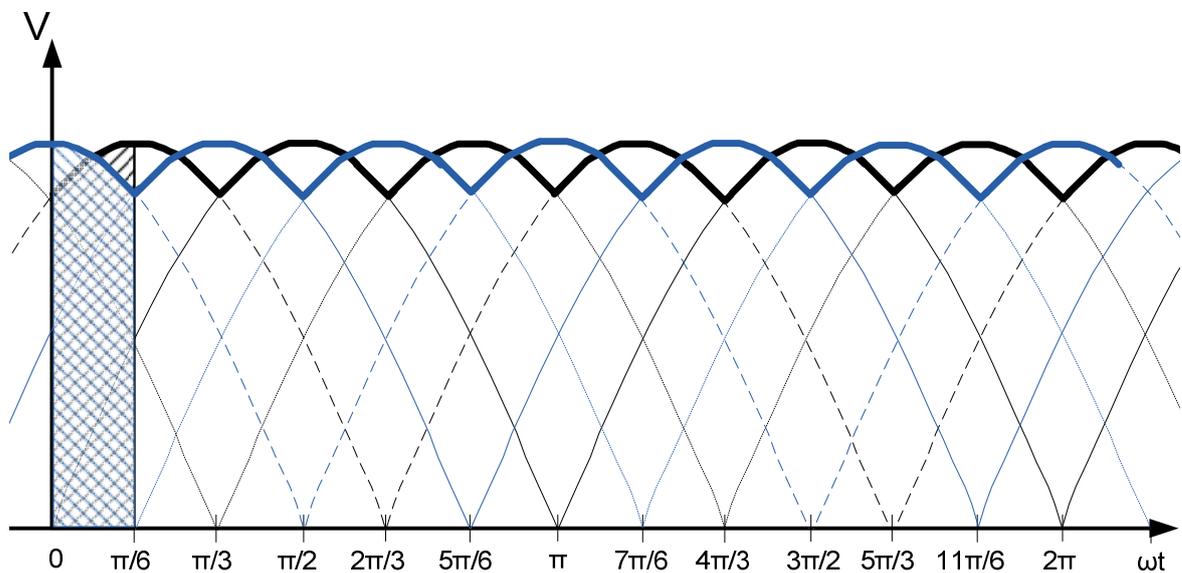


Figura 98 - Tensões de saída de cada retificador. Em preto, saída do retificador ligado ao secundário em delta. Em azul, saída do retificador ligado ao secundário em estrela. Área hachurada em preto: $V_{LSD3} \angle 120^\circ$; Área hachurada em azul: $V_{LSY3} \angle 90^\circ$

Assim, o cálculo da tensão eficaz da carga fica:

$$V_{CARGAef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/6} \left[-V_p \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - V_p \operatorname{sen} \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right]^2 d\omega t} \quad (47)$$

Cabe aqui uma observação: os sinais negativos de cada expressão senoidal se devem à inversão das ondas pela retificação.

$V_{CARGAef}$

$$= \sqrt{\frac{6}{\pi} \cdot V_p^2 \left[2\omega t \cdot \cos^2\left(\frac{2\pi}{6} - \frac{\pi}{4}\right) + \cos 2\omega t \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos^2\left(\frac{2\pi}{6} - \frac{\pi}{4}\right) - \sin 2\omega t \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right) \cdot \cos^2\left(\frac{2\pi}{6} - \frac{\pi}{4}\right) \right]_0^{\frac{\pi}{6}}} \quad (48)$$

$$V_{CARGAef} = \sqrt{\frac{6}{\pi} \cdot V_p^2 \cdot \left[\frac{\pi}{3} \cdot 0,933 + \left(\frac{1}{2} - 1\right) \cdot \left(-\frac{1}{2}\right) \cdot 0,933 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \cdot 0,933 \right]} \quad (49)$$

$$V_{CARGAef} = \sqrt{\frac{6}{\pi} \cdot V_p^2 \cdot 1,91006} = 1,90996 \cdot V_p = 1,91 \cdot V_p \quad (50)$$

$$V_{CARGAef} = 1,91 \cdot V_p \quad (51)$$

Este valor de quase 2 vezes maior que a tensão de pico injetada no transformador era esperado, pois cada retificador fornece metade da tensão da carga, já que estão ligados em série.

A tensão média V_0 da carga pode ser calculada como sendo:

$$V_{CARGAm} = V_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \left[-V_p \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - V_p \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \right] d\omega t \quad (52)$$

$$V_0 = \frac{6V_p}{\pi} \left[\cos\left(\frac{2\pi}{3} - \omega t\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2} - \omega t\right) \right]_0^{\frac{\pi}{6}} \quad (53)$$

$$V_0 = \frac{6V_p}{\pi} \left\{ \left[\cos\left(\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right] + \left[\cos\left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] \right\} \quad (54)$$

$$V_0 = \frac{6V_p}{\pi} \left\{ \left[0 - \left(-\frac{1}{2}\right) \right] + \left[\frac{1}{2} - 0 \right] \right\} = \frac{6V_p}{\pi} \cdot 1 = 1,9109859 \cdot V_p = 1,91 \cdot V_p \quad (55)$$

$$V_0 = 1,91 \cdot V_p \quad (56)$$

ou

$$V_p = 0,524 \cdot V_0 \quad (57)$$

Tendo o valor de V_p em função de V_0 , pode-se escrever todos os valores eficazes determinados anteriormente em função de V_0 , como indicado na Tabela 19.

Tabela 19 - Tensões eficazes em relação à tensão de pico de entrada (V_p) ou em relação à tensão média da carga (V_0).

Tensão eficaz	Em relação à V_p	Em relação à V_0
V_{LPD}	$0,707 \cdot V_p$	$0,37 \cdot V_0$
V_{FPD}	$0,707 \cdot V_p$	$0,37 \cdot V_0$
V_{LSD}	$0,707 \cdot V_p$	$0,37 \cdot V_0$
V_{FSD}	$0,707 \cdot V_p$	$0,37 \cdot V_0$
V_{LSY}	$0,707 \cdot V_p$	$0,37 \cdot V_0$
V_{FSY}	$0,408 \cdot V_p$	$0,214 \cdot V_0$

11.2.1.3 Análise de Potência

Para a análise de potência é necessário fazer a multiplicação dos valores eficazes de tensão e corrente de cada trecho do circuito, assim:

$$S = V_{ef} \cdot I_{ef} \quad (58)$$

A potência ativa na carga é dada por:

$$P_0 = V_0 \cdot I_0 \quad (59)$$

A Tabela 20 resume os valores eficazes de corrente, tensão além da potência aparente relacionada à potência ativa na carga em cada trecho do circuito.

Tabela 20 - Valores eficazes de tensão e corrente e potência aparente por trecho do circuito.

Trecho do circuito	Tensão Eficaz	Corrente Eficaz	Potência Aparente
Linha do primário	$V_{LPD}=0,37 \cdot V_0$	$I_{LPD}=1,573 \cdot I_0$	$0,582 \cdot P_0$
Fase do primário	$V_{FPD}=0,37 \cdot V_0$	$I_{FPD}=0,9107 \cdot I_0$	$0,337 \cdot P_0$
Linha do secundário em delta	$V_{LSD}=0,37 \cdot V_0$	$I_{LSD}=0,816 \cdot I_0$	$0,302 \cdot P_0$
Fase do secundário em delta	$V_{FSD}=0,37 \cdot V_0$	$I_{FSD}=0,471 \cdot I_0$	$0,174 \cdot P_0$
Linha do secundário em estrela	$V_{LSY}=0,37 \cdot V_0$	$I_{LSY}=0,816 \cdot I_0$	$0,302 \cdot P_0$
Fase do secundário em estrela	$V_{FSY}=0,214 \cdot V_0$	$I_{FSY}=0,816 \cdot I_0$	$0,174 \cdot P_0$

Analisando a Tabela 20 pode-se verificar que apesar de valores distintos de tensão e corrente eficazes de fase, ambos os secundários têm a mesma potência aparente sobre seus enrolamentos.

Além disso, também é possível notar que cada secundário fornece a mesma potência, fato verificado pela igualdade de valores das potências aparentes de linha de cada um deles.

Para o cálculo do fator de potência, é necessário determinar a potência aparente total. Para tanto, a potência aparente de fase do primário deve ser multiplicada por três, assim:

$$S_{TOTAL} = 3 \cdot S_{FASE DO PRIMÁRIO} = 3 \cdot 0,337 \cdot P_0 = 1,011 \cdot P_0 \quad (60)$$

O fator de potência é a razão entre a potência ativa e a potência aparente. Logo, para o retificador de 12 pulsos, o fator de potência é:

$$FP = \frac{P_0}{S_{TOTAL}} = \frac{P_0}{1,011 \cdot P_0} = \mathbf{0,98911} \quad (61)$$

O que caracteriza tal retificador como um retificador de alto fator de potência.

A taxa de distorção harmônica (TDH) pode ser obtida a partir do fator de potência. Considerando considerando $\cos\varphi = 1$. Desta forma:

$$TDH = \sqrt{\frac{1}{FP^2 - 1}} = \sqrt{\frac{1}{0,98911^2 - 1}} = \mathbf{0,1483} \quad (62)$$

11.3 ANÁLISE HARMÔNICA DO RETIFICADOR DE 12 PULSOS

Para a Análise Harmônica foi utilizado o recurso de Séries de Fourier. Como as ondas estudadas são funções ímpares, há coeficientes da Série de Fourier que se cancelam, como indicado pelas expressões abaixo.

Série de Fourier:

$$f(x) = \frac{A_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_n \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi x}{L}\right) + B_n \cdot \text{cos}\left(\frac{n\pi x}{L}\right) \right] \quad (63)$$

$$A_0 = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(x) dx \quad (64)$$

$$A_n = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(x) \cdot \text{sen}\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad (65)$$

$$B_n = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(x) \cdot \text{cos}\left(\frac{n\pi x}{L}\right) dx \quad (66)$$

L = semiperíodo

Neste caso: $A_0=0$ e $B_n=0$

Sabendo disso, a Série de Fourier foi aplicada a cada corrente do circuito.

Esta análise foi feita considerando dois grupos retificadores de 6 pulsos em paralelo. Desta forma, a corrente de linha que sai de cada um dos secundários do transformador são equivalentes à metade da corrente de carga I_0 .

(a) Série de Fourier para onda de corrente de fase do secundário conectado em Y(estrela)

$$A_n = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(n\pi) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(n\pi) \cdot dx \quad (67)$$

A partir desta expressão, pode-se dizer que quando n for par, o valor do coeficiente A_n será nulo e, portanto, tal coeficiente não será calculado.

$$A_1 = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(1\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(1\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_1 = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{1 \cdot \pi} \quad A_1 = \frac{1,5}{1 \cdot \pi} \quad (68)$$

$$A_3 = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(3\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(3\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_3 = 0 \quad (69)$$

$$A_5 = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(5\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(5\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_5 = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{5 \cdot \pi} \quad A_5 = \frac{1,5 \cdot I_0}{5 \cdot \pi} \quad (70)$$

$$A_7 = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(7\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(7\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_7 = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{7 \cdot \pi} \quad A_7 = \frac{1,5 \cdot I_0}{7 \cdot \pi} \quad (71)$$

$$A_9 = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(9\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(9\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_9 = 0 \quad (72)$$

A partir dos coeficientes A_3 e A_9 pode-se verificar que quando n for múltiplo de 3, os coeficientes A_n também serão nulos e não serão calculados daqui para frente.

$$A_{11} = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(11\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(11\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{11} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{11 \cdot \pi} \quad A_{11} = \frac{1,5 \cdot I_0}{11 \cdot \pi} \quad (73)$$

$$A_{13} = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(13\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(13\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{13} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{13 \cdot \pi} \quad A_{13} = \frac{1,5 \cdot I_0}{13 \cdot \pi} \quad (74)$$

$$A_{17} = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(17\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(17\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{17} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{17 \cdot \pi} \quad A_{17} = \frac{1,5 \cdot I_0}{17 \cdot \pi} \quad (75)$$

$$A_{19} = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(19\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(19\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{19} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{19 \cdot \pi} \quad A_{19} = \frac{1,5 \cdot I_0}{19 \cdot \pi} \quad (76)$$

$$A_{23} = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(23\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(23\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{23} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{23 \cdot \pi} \quad A_{23} = \frac{1,5 \cdot I_0}{23 \cdot \pi} \quad (77)$$

$$A_{25} = \int_0^{2\pi/3} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(25\pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/3} \frac{(-I_0)}{2} \cdot \sin(25\pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{25} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{25 \cdot \pi} \quad A_{25} = \frac{1,5 \cdot I_0}{25 \cdot \pi} \quad (78)$$

Tendo estes valores dos coeficientes, é possível obter a seguinte expressão para a $f(x)$:

$$f(x) = \frac{1,5 \cdot I_0}{\pi} \cdot \left(\frac{\sin(1 \cdot \pi \cdot x)}{1} + \frac{\sin(5 \cdot \pi \cdot x)}{5} + \frac{\sin(7 \cdot \pi \cdot x)}{7} + \frac{\sin(11 \cdot \pi \cdot x)}{11} + \frac{\sin(13 \cdot \pi \cdot x)}{13} + \frac{\sin(17 \cdot \pi \cdot x)}{17} + \dots \right) \quad (79)$$

Tendo tal equação em mente pode-se desenhar o gráfico da Figura 99, a qual mostra, como visto em diversas literaturas, que os componentes harmônicos de uma ligação em estrela são todas positivas.

Além disso, sabe-se que a corrente de linha de uma ligação em estrela é a mesma corrente de fase desta ligação. Assim, as funções que descrevem cada uma delas também são iguais e, portanto, os componentes harmônicos são as mesmas, tanto para a corrente de fase quanto para a de linha.

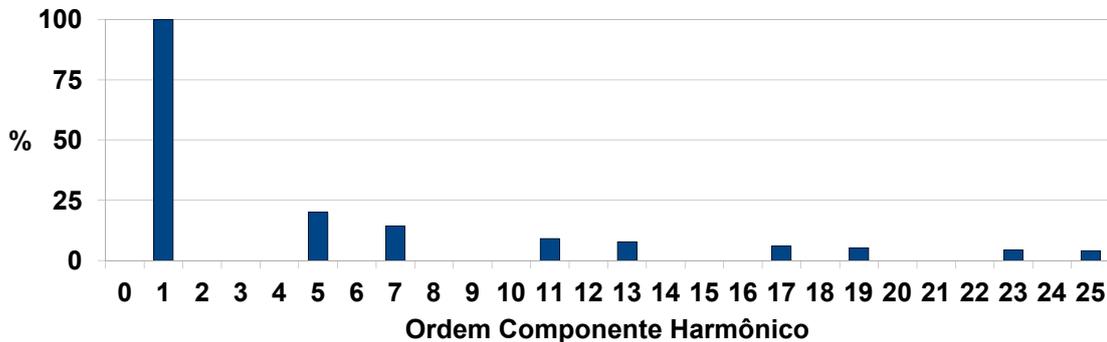


Figura 99 - Espectro harmônico da corrente de fase em estrela.

(b) Série de Fourier para onda de corrente de fase do secundário conectado em Δ (delta)

A equação que descreve os coeficientes da Série de Fourier para a corrente de fase do secundário em delta é:

$$A_n = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad (80)$$

Como no caso anterior, aqui também os coeficientes nos quais n é par são iguais a zero e por isso não serão determinados por fórmula.

$$A_1 = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_1 = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{3}{1 \cdot \pi} \quad A_1 = \frac{1,5 \cdot I_0}{1 \cdot \pi} \quad (81)$$

$$A_3 = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_3 = 0 \quad (82)$$

Assim como no cálculo dos coeficientes da Série de Fourier para a corrente de fase do secundário em estrela, no caso do delta, os coeficientes múltiplos de 3 são iguais a zero e não serão mais mostrados na sequência de fórmulas.

$$A_5 = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_5 = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{(-2 \cdot \sqrt{3})}{5 \cdot \pi}$$

$$A_5 = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{5 \cdot \pi} \quad (83)$$

$$A_7 = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_7 = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{(-2 \cdot \sqrt{3})}{7 \cdot \pi} \quad A_7 = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{7 \cdot \pi}$$

$$(84)$$

$$A_{11} = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{11} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{11 \cdot \pi} \quad A_{11} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{11 \cdot \pi}$$

$$(85)$$

$$A_{13} = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{13} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{13 \cdot \pi} \quad A_{13} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{13 \cdot \pi}$$

$$(86)$$

$$A_{17} = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{17} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{(-2 \cdot \sqrt{3})}{17 \cdot \pi}$$

$$A_{17} = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{17 \cdot \pi} \quad (87)$$

$$A_{19} = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{19} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{(-2 \cdot \sqrt{3})}{19 \cdot \pi}$$

$$A_{19} = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{19 \cdot \pi} \quad (88)$$

$$A_{23} = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{23} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{23 \cdot \pi} \quad A_{23} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{23 \cdot \pi}$$

$$(89)$$

$$A_{25} = \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \frac{I_0}{2} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} \left(\frac{-I_0}{2} \right) \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{25} = \frac{I_0}{2} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{25 \cdot \pi} \quad A_{25} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{25 \cdot \pi}$$

$$(90)$$

Portanto, a função da corrente de fase do secundário em delta pode ser representada pela Série de Fourier da seguinte forma:

$$f(x) = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{\pi} \cdot \left(\frac{\sin(1 \cdot \pi \cdot x)}{1} - \frac{\sin(5 \cdot \pi \cdot x)}{5} - \frac{\sin(7 \cdot \pi \cdot x)}{7} + \frac{\sin(11 \cdot \pi \cdot x)}{11} + \frac{\sin(13 \cdot \pi \cdot x)}{13} - \frac{\sin(17 \cdot \pi \cdot x)}{17} + \dots \right) \quad (91)$$

Com esta igualdade pode-se montar o gráfico dos componentes harmônicos desta corrente, como mostra a Figura 100:

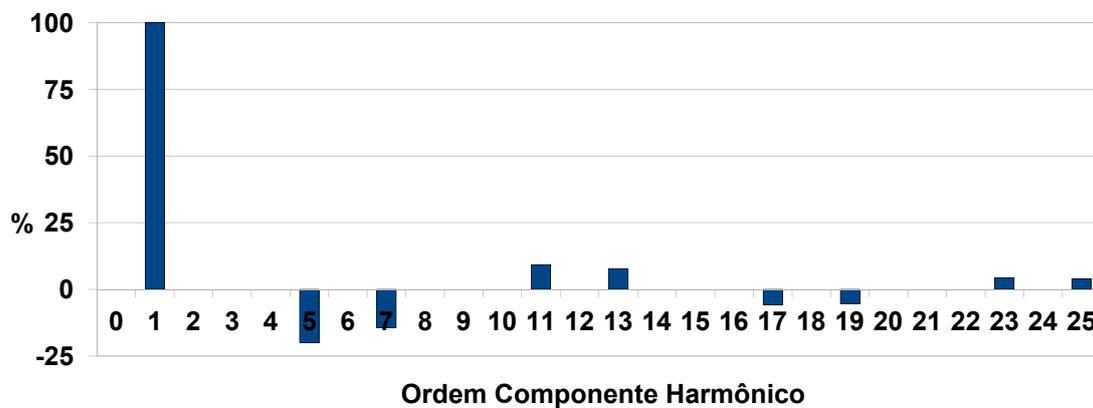


Figura 100 - Espectro harmônico da corrente de fase do secundário em delta.

Como visto na revisão bibliográfica, há componentes harmônicos positivas e negativas na corrente de fase de uma ligação delta.

(c) Série de Fourier para onda de corrente de linha secundário conectado em Δ (delta)

A equação que descreve os coeficientes da Série de Fourier para a corrente de linha do secundário em delta é a seguinte:

$$A_n = \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad (92)$$

Do mesmo modo como nos casos anteriores, coeficientes cujos valores de n sejam pares ou múltiplos de 3 são iguais a zero e não será representada sua obtenção na sequência.

$$\begin{aligned}
A_1 = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(n \cdot \pi) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(n \cdot \pi) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(n \cdot \pi) \cdot dx \\
& A_1 = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{1 \cdot 2\pi} \quad (93)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_5 = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_5 = I_0 \cdot \frac{(-\sqrt{3})}{5 \cdot 2\pi} \quad A_5 = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{10 \cdot \pi} \quad (94)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_7 = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_7 = I_0 \cdot \frac{(-\sqrt{3})}{7 \cdot 2\pi} \quad A_7 = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{14 \cdot \pi} \quad (95)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{11} = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_{11} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{11 \cdot 2\pi} \quad A_{11} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{22 \cdot \pi} \quad (96)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{13} = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_{13} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{13 \cdot 2\pi} \quad A_{13} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{26 \cdot \pi} \quad (97)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{17} = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_{17} = I_0 \cdot \frac{(-\sqrt{3})}{17 \cdot 2\pi} \quad A_{17} = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{34 \cdot \pi} \quad (98)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{19} = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_{19} = I_0 \cdot \frac{(-\sqrt{3})}{19 \cdot 2\pi} \quad A_{19} = -\frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{38 \cdot \pi} \quad (99)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{23} = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_{23} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{23 \cdot 2\pi} \quad A_{23} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{46 \cdot \pi} \quad (100)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{25} = & \int_0^{\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_0}{3} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{7\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} \frac{(-I_0)}{3} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{11\pi/6} \frac{(-I_0)}{6} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{11\pi/6}^{2\pi} \frac{I_0}{6} \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \\
& A_{25} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{25 \cdot 2\pi} \quad A_{25} = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{50 \cdot \pi} \quad (101)
\end{aligned}$$

Tendo calculado estes coeficientes, é possível escrever a Série de Fourier para a corrente de linha do secundário em delta da seguinte forma:

$$f(x) = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{2 \cdot \pi} \cdot \left(\frac{\sin(1 \cdot \pi \cdot x)}{1} - \frac{\sin(5 \cdot \pi \cdot x)}{5} - \frac{\sin(7 \cdot \pi \cdot x)}{7} + \frac{\sin(11 \cdot \pi \cdot x)}{11} + \frac{\sin(13 \cdot \pi \cdot x)}{13} - \frac{\sin(17 \cdot \pi \cdot x)}{17} - \frac{\sin(19 \cdot \pi \cdot x)}{19} + \dots \right) \quad (102)$$

Esta igualdade mostra que, como visto anteriormente, ligações em delta possuem componentes harmônicos tanto positivas quanto negativas. A Figura 101 mostra alguns componentes harmônicos desta corrente.

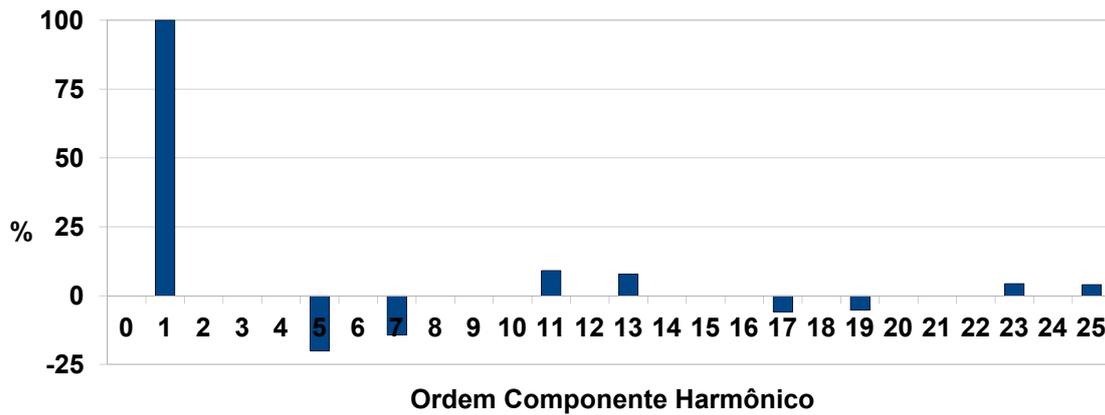


Figura 101 - Espectro harmônico da corrente de linha do secundário em delta.

(d) Série de Fourier para onda de corrente de fase primário conectado em Δ (delta)

A equação que descreve os coeficientes da Série de Fourier para a corrente de fase do primário em delta é apresentada a seguir.

$$\begin{aligned}
 A_n = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
 & + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
 & + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
 & + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad (103)
 \end{aligned}$$

Como nos casos anteriores, quando n é par, o coeficiente correspondente é nulo. Logo, ele não será representado na análise matemática a seguir.

$$\begin{aligned}
 A_1 = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
 & + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
 & + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
 & + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_1 = I_0 \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{1 \cdot \pi} \quad (104)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_3 = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(3 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_3 = 0 \quad (105)
\end{aligned}$$

Como visto anteriormente, coeficientes cujo n é múltiplo de três são nulos.

$$\begin{aligned}
A_5 = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_5 = 0 \quad (106)
\end{aligned}$$

Neste caso pode-se notar que o componente do 5º harmônico é nula.

$$\begin{aligned}
A_7 = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_7 = 0 \quad (107)
\end{aligned}$$

O componente do 7º harmônico também é nula.

$$\begin{aligned}
A_{11} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{11} = I_0 \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{11 \cdot \pi} \quad (108)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{13} &= \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{13} = I_0 \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{13 \cdot \pi} \quad (109)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{17} &= \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{17} = 0 \quad (110)
\end{aligned}$$

Nota-se que o 17° harmônico também é nulo.

$$\begin{aligned}
A_{19} &= \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{19} = 0 \quad (111)
\end{aligned}$$

O 19° harmônico também é nulo.

$$\begin{aligned}
A_{23} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{23} = I_0 \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{23 \cdot \pi} \quad A_{23} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_0}{23 \cdot \pi} \quad (112)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{25} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} 0,28 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{4\pi/3} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{4\pi/3}^{5\pi/3} 1,07 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,78) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} (-0,28) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{25} = I_0 \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{3}}{25 \cdot \pi} \quad A_{25} = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_0}{25 \cdot \pi} \quad (113)
\end{aligned}$$

A função da onda de corrente de fase do primário pode ser representada pela seguinte Série de Fourier:

$$f(x) = \frac{2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_0}{\pi} \cdot \left(\frac{\sin(1 \cdot \pi \cdot x)}{1} + \frac{\sin(11 \cdot \pi \cdot x)}{11} + \frac{\sin(13 \cdot \pi \cdot x)}{13} - \frac{\sin(23 \cdot \pi \cdot x)}{23} + \frac{\sin(25 \cdot \pi \cdot x)}{25} + \dots \right) \quad (114)$$

A partir desta função, nota-se que alguns componentes harmônicos presentes no secundário são canceladas no primário, resultando num espectro harmônico como o da Figura 102.

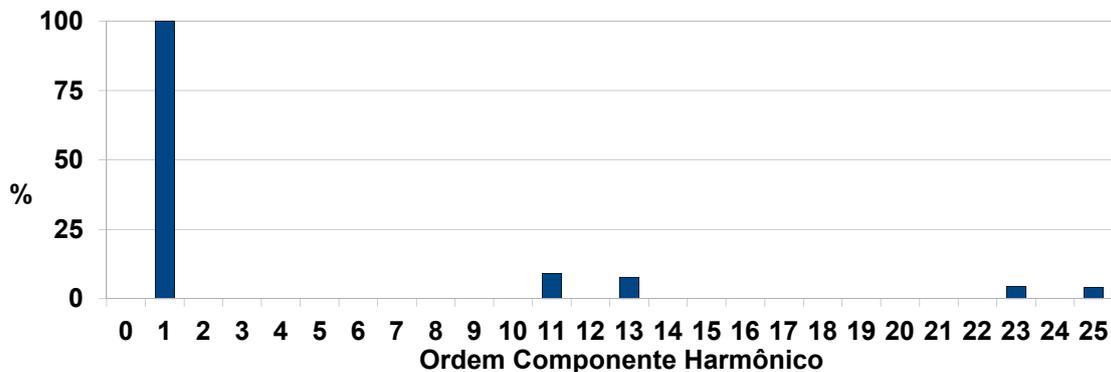


Figura 102 - Espectro harmônico da corrente de fase do primário.

A equação de $f(x)$ pode ser simplificada, podendo ser representada da seguinte forma:

$$f(x) = \frac{2\sqrt{3}I_0}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin[(12n\pm 1)\pi x]}{(12n\pm 1)} \quad (115)$$

Esta relação é encontrada na literatura, como em PÖTTKER (2000).

(e) Série de Fourier para onda de corrente de linha primário conectado em Δ (delta)

A equação que descreve os coeficientes da Série de Fourier para a corrente de linha do primário é:

$$\begin{aligned} A_n = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\ & + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\ & + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\ & + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(n \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad (116) \end{aligned}$$

Assim como nos casos anteriores, sabe-se que os coeficientes com n par ou múltiplo de três são nulos.

$$\begin{aligned} A_1 = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\ & + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\ & + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\ & + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(1 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_1 = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{1 \cdot \pi} \quad (117) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_5 = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\ & + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(5 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_5 = 0 \quad (118)
\end{aligned}$$

Como visto no caso anterior, o coeficiente do 5° harmônico é nulo.

$$\begin{aligned}
A_7 = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(7 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_7 = 0 \quad (119)
\end{aligned}$$

Assim também o é o coeficiente do 7° harmônico.

$$\begin{aligned}
A_{11} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(11 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{11} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{11 \cdot \pi} \quad (120)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{13} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(13 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{13} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{13 \cdot \pi} \quad (121)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{17} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(17 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{17} = 0 \quad (122)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{19} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(19 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{19} = 0 \quad (123)
\end{aligned}$$

O 17° e o 19° coeficientes dos componentes harmônicos também são iguais a zero. Isto indica que estes harmônicos são nulos.

$$\begin{aligned}
A_{23} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(23 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{23} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{23 \cdot \pi} \quad (124)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_{25} = & \int_0^{\pi/6} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/6}^{\pi/2} 0,62 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi/2}^{2\pi/3} 0,45 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{2\pi/3}^{5\pi/6} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/6}^{\pi} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{\pi}^{7\pi/6} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{7\pi/6}^{3\pi/2} (-0,62) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{3\pi/2}^{5\pi/3} (-0,45) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \int_{5\pi/3}^{11\pi/6} (-0,17) \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx + \\
& + \int_{11\pi/6}^{2\pi} 0,17 \cdot I_0 \cdot \sin(25 \cdot \pi \cdot x) \cdot dx \quad A_{25} = I_0 \cdot \frac{\sqrt{3}}{25 \cdot \pi} \quad (125)
\end{aligned}$$

Assim, a Série de Fourier para a corrente de linha do primário pode ser representada pela seguinte igualdade:

$$f(x) = \frac{\sqrt{3} \cdot I_0}{\pi} \cdot \left(\frac{\sin(1 \cdot \pi \cdot x)}{1} + \frac{\sin(11 \cdot \pi \cdot x)}{11} + \frac{\sin(13 \cdot \pi \cdot x)}{13} - \frac{\sin(23 \cdot \pi \cdot x)}{23} + \frac{\sin(25 \cdot \pi \cdot x)}{25} + \dots \right) \quad (126)$$

Esta função pode ser representada em gráfico, como mostra a Figura 103.

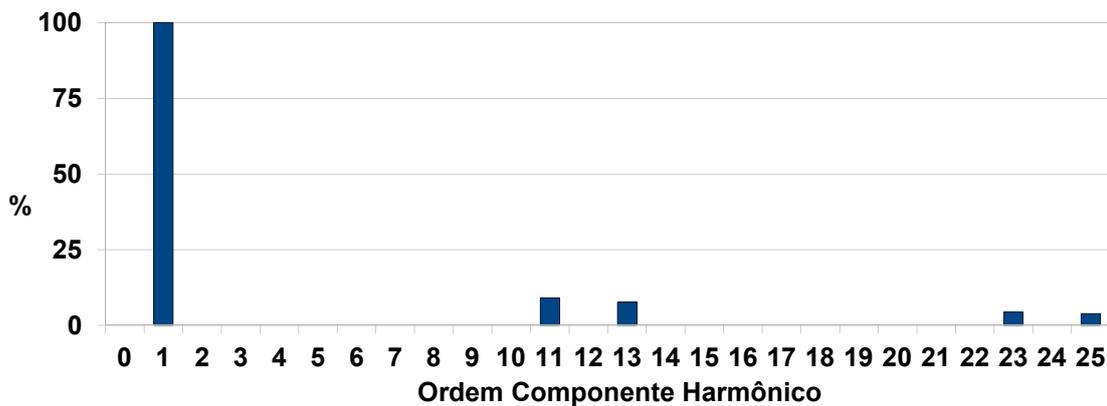


Figura 103 - Espectro harmônico da corrente de linha do primário.

Isto indica que a corrente de linha do sistema possui menos componentes harmônicos, pois estas são canceladas devido à retificação 12 pulsos. Isto ocorre pois os componentes harmônicos negativos do secundário em delta são canceladas pelos componentes de mesma ordem do secundário em estrela.

11.4 CÁLCULOS DE TENSÃO E CORRENTE NO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO/BIFÁSICO

11.4.1 Cálculos das tensões nos enrolamentos bifásicos do transformador

11.4.1.1 Tensões V_α e V_β para $0 < \theta < \pi/6$

Para esta dedução foi utilizada a Figura 104:

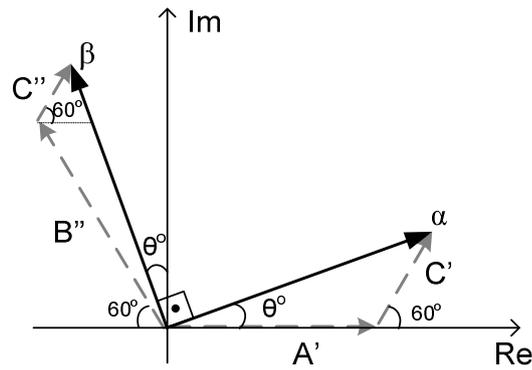


Figura 104 - Diagrama fasorial para $0 < \theta < \pi/6$

$$V_{\alpha} = V_{A'} + V_{C'} \quad (127)$$

$$V_s \cdot \cos \theta = V_{A'} + V_{C'} \cdot \cos 60^{\circ} = V_{A'} + \frac{V_{C'}}{2} \quad (128)$$

$$V_s \cdot \sin \theta = V_{C'} \cdot \sin 60^{\circ} = \frac{\sqrt{3}V_{C'}}{2} \quad (129)$$

Isolando $V_{A'}$ e $V_{C'}$, tem-se:

$$V_{A'} = V_s \cdot \left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) = V_s \cdot N_{A'} \quad (130)$$

$$V_{C'} = \frac{2\sqrt{3}}{3} V_s \cdot \sin \theta = V_s \cdot N_{C'} \quad (131)$$

Com

$$N_{A'} = \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \quad (132)$$

$$N_{C'} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \sin \theta \quad (133)$$

Porém, como C' tem sentido invertido daquele utilizado como referência (vide Figura 24), $N_{C''}$ deve ter sinal negativo. Cabe aqui lembrar que isto não significa que a relação de transformação é negativa. Este é somente um artifício matemático usado para indicar que o sentido de C' é oposto àquele tomado como referência. Assim:

$$N_{C'} = -\frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \sin \theta \quad (134)$$

$$\text{Portanto: } V_{C''} = -V_s \cdot N_{C'} \quad (135)$$

Assim, para este intervalo:

$$V_{\alpha} = V_s \cdot \left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) + \frac{2\sqrt{3}V_s}{3} \cdot \cos \theta = V_s \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}+3}{3} \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \quad (136)$$

$$V_{\alpha} = V_s \cdot (N_{A'} - N_{C'}) \quad (137)$$

$$V_{\beta} = V_{B''} + V_{C''} \quad (138)$$

$$V_s \cdot \cos \theta = V_{B''} \cdot \sin 60^\circ + V_{C''} \cdot \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} (V_{B''} + V_{C''}) \quad (139)$$

$$V_s \cdot \sin \theta = V_s \cdot \cos \theta = V_{B''} \cdot \cos 60^\circ - V_{C''} \cdot \cos 60^\circ = \frac{1}{2} (V_{B''} - V_{C''}) \quad (140)$$

Isolando $V_{B''}$ e $V_{C''}$, tem-se:

$$V_{B''} = V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta + \sin \theta \right) = V_s \cdot N_{B''} \quad (141)$$

$$V_{C''} = V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) = V_s \cdot N_{C''} \quad (142)$$

Com

$$N_{B''} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta + \sin \theta \quad (143)$$

$$N_{C''} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \quad (144)$$

Porém, como no caso anterior, o vetor C'' analisado está no sentido oposto daquele utilizado como referência (fase C). Assim, é necessário colocar o sinal “-” para indicar esta oposição:

$$N_{C''} = - \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) = \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \quad (145)$$

E assim:

$$V_{C''} = -V_s \cdot N_{C''} \quad (146)$$

Assim, para este intervalo:

$$V_{\beta} = V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta + \sin \theta \right) + V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) = V_s \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \quad (147)$$

$$V_{\beta} = V_s \cdot (N_{B''} - N_{C''}) \quad (148)$$

11.4.1.2 Tensões V_{α} e V_{β} para $\pi/6 < \theta < \pi/3$

Para esta análise foi utilizado o diagrama fasorial apresentado na Figura 105.

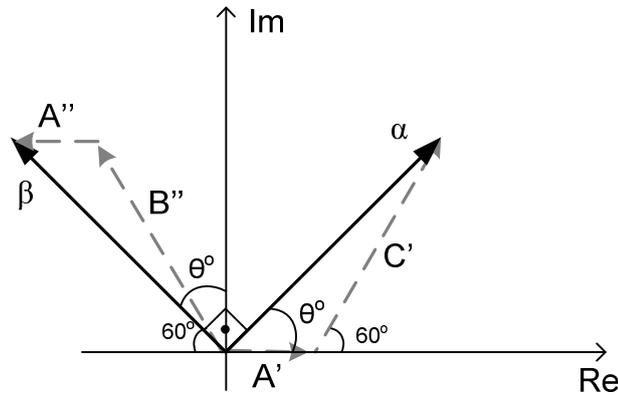


Figura 105 - Diagrama fasorial para $\pi/6 < \theta < \pi/3$.

Pelo diagrama nota-se que os componentes de V_α são as mesmas (V_A e V_C) utilizadas no intervalo anterior, variando apenas o módulo de cada uma. Desta forma, a equação que descreve a tensão V_α neste intervalo é igual à expressão utilizada no intervalo anterior, isto é:

$$N_{A'} = \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \quad (149)$$

$$N_{C'} = -\frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \sin \theta \quad (150)$$

$$\begin{aligned} V_\alpha &= V_s \cdot \left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) + \frac{2\sqrt{3}}{3} V_s \cdot \sin \theta = V_s \cdot \left(\cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \\ &= V_s \cdot (N_{A'} - N_{C'}) \end{aligned} \quad (151)$$

Já para a tensão V_β , novas expressões devem ser determinadas, como segue.

$$V_\beta = V_{A''} + V_{B''} \quad (152)$$

$$V_s \cdot \cos \theta = V_{B''} \cdot \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{B''} \quad (153)$$

$$V_s \cdot \sin \theta = V_{A''} + V_{B''} \cdot \cos 60^\circ = V_{A''} + \frac{V_{B''}}{2} \quad (154)$$

Isolando $V_{A''}$ e $V_{B''}$, tem-se:

$$V_{A''} = V_s \cdot \left(\text{sen } \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) = V_s \cdot N_{A''} \quad (155)$$

$$V_{B''} = \frac{2\sqrt{3}}{3} V_s \cdot \cos \theta = V_s \cdot N_{B''} \quad (156)$$

Com

$$N_{A''} = \text{sen } \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \quad (157)$$

$$N_{B''} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \quad (158)$$

Porém, como neste caso o fasor A'' está no sentido oposto do utilizado como referência, a expressão de $N_{A''}$ fica:

$$N_{A''} = - \left(\text{sen } \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) = \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \text{sen } \theta \quad (159)$$

Portanto,

$$V_{A''} = -V_s \cdot N_{A''} \quad (160)$$

Assim, para este intervalo:

$$V_{\beta} = V_s \cdot \left(\text{sen } \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) + V_s \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) = V_s \cdot \left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \quad (161)$$

$$V_{\beta} = V_s \cdot (-N_{A''} + N_{B'}) \quad (162)$$

11.4.1.3 Tensões V_{α} e V_{β} para $\pi/3 < \theta < \pi/2$

O diagrama fasorial apresentado na Figura 106 auxilia na determinação das expressões das tensões V_{α} e V_{β} .

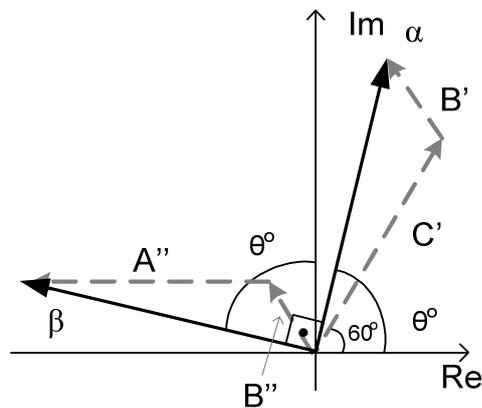


Figura 106 - Diagrama fasorial para $\pi/3 < \theta < \pi/2$.

$$V_{\alpha} = V_{B'} + V_{C'} \quad (163)$$

$$V_s \cdot \sin \theta = V_{B'} \cdot \sin 60^\circ + V_{C'} \cdot \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} (V_{B'} + V_{C'}) \quad (164)$$

$$V_s \cdot \cos \theta = V_{C'} \cdot \cos 60^\circ - V_{B'} \cdot \cos 60^\circ = \frac{1}{2} (V_{C'} - V_{B'}) \quad (165)$$

Isolando $V_{B'}$ e $V_{C'}$, tem-se:

$$V_{B'} = V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) = V_s \cdot N_{B'} \quad (166)$$

$$V_{C'} = V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta + \cos \theta \right) = V_s \cdot N_{C'} \quad (167)$$

Com

$$N_{B'} = \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \quad (168)$$

$$N_{C'} = \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta + \cos \theta \quad (169)$$

Entretanto, como o vetor C' está em oposição à referência utilizada, é necessário multiplicar o $N_{C'}$ por (-1) , assim:

$$N_{C'} = - \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta + \cos \theta \right) = - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \quad (170)$$

Assim,

$$V_{C'} = -V_s \cdot N_{C'} \quad (171)$$

Para este intervalo:

$$V_{\alpha} = V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) + V_s \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta + \cos \theta \right) = V_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \theta \quad (172)$$

$$V_{\alpha} = V_s \cdot (N_{B'} - N_{C'}) \quad (173)$$

Como no caso anterior, a partir do diagrama fasorial, nota-se que os componentes que formam o fasor de V_{β} são as mesmas utilizadas no intervalo anterior. Assim, a expressão que define V_{β} neste caso é:

$$N_{B''} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \quad (174)$$

$$V_{\beta} = V_s \cdot \left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) = V_s \cdot (-N_{A''} + N_{B'}) \quad (175)$$

$$N_{A''} = \text{sen } \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \quad (176)$$

11.4.2 Cálculo das correntes no primário do transformador trifásico/bifásico

11.4.2.1 Correntes do primário para $0 < \theta < \pi/6$

O diagrama fasorial da Figura 104 auxilia a determinação dos fasores das correntes de fase do primário.

$$I_A = I_{\alpha} \cdot N_{A'} = I_s \cdot \left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen } \theta \right) \angle \theta \quad (177)$$

$$I_B = I_{\beta} \cdot N_{B''} = I_s \cdot \left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \quad (178)$$

$$I_C = I_{\alpha} \cdot N_{C'} + I_{\beta} \cdot N_{C''} = I_s \cdot \left[\left(-\frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \text{sen } \theta \right) \angle \theta + \left(\text{sen } \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (179)$$

A partir destas correntes pode-se calcular a corrente de linha do primário.

Aqui elas serão denominadas I_{AB} , I_{BC} e I_{CA} , da seguinte forma:

$$I_{AB} = I_A - I_B = I_s \cdot \left[\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen } \theta \right) \angle \theta - \left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (180)$$

$$I_{AB} = I_s \cdot \left\{ \left[\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen } \theta \right) \cdot \cos \theta + j \left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen } \theta \right) \cdot \text{sen } \theta \right] - \left[\left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \cdot \cos (\theta + 90^\circ) + j \left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \cdot \text{sen } (\theta + 90^\circ) \right] \right\} \quad (181)$$

$$I_{AB} = I_s \cdot \left\{ \left[\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen } \theta \right) \cdot \cos \theta + j \left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen } \theta \right) \cdot \text{sen } \theta \right] - \left[\left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \cdot (-\text{sen } \theta) + j \left(\text{sen } \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \cdot \cos \theta \right] \right\} \quad (182)$$

$$I_{AB} = I_s \cdot \left\{ \left[\left(\cos^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen } \theta \cos \theta \right) + j \left(\cos \theta \text{sen } \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \text{sen}^2 \theta \right) \right] - \left[\left(-\text{sen}^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \text{sen } \theta \right) + j \left(\text{sen } \theta \cos \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos^2 \theta \right) \right] \right\} \quad (183)$$

$$I_{AB} = I_s \cdot \left\{ \left[\left(\cos^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \cos \theta + \sin^2 \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \sin \theta \right) + j \left(\cos \theta \sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos^2 \theta - \sin \theta \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos^2 \theta \right) \right] \right\} \quad (184)$$

$$I_{AB} = I_s \cdot \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{3} j \right) = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(-\frac{\pi}{6} \right) \quad (185)$$

Portanto:

$$I_{AB} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(-\frac{\pi}{6} \right) \quad (186)$$

$$I_{BC} = I_B - I_C = I_s \cdot \left\{ \left(\sin \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) - \left[\left(-\frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \sin \theta \right) \angle \theta + \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \right\} \quad (187)$$

$$I_{BC} = I_s \cdot \left[\left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cdot \sin \theta \right) \angle \theta + \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (188)$$

$$I_{BC} = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s \cdot [\sin \theta \cos \theta + j \sin \theta \sin \theta + \cos \theta \cos(\theta + 90^\circ) + j \cos \theta \sin(\theta + 90^\circ)] \quad (189)$$

$$I_{BC} = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s \cdot [\sin \theta \cos \theta + j \sin \theta \sin \theta + \cos \theta (-\sin \theta) + j \cos \theta \cos \theta] \quad (190)$$

$$I_{BC} = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s \cdot [\sin \theta \cos \theta + j \sin^2 \theta - \sin \theta \cos \theta + j \cos^2 \theta] = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s j = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s \angle \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (191)$$

$$I_{BC} = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s \angle \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (192)$$

$$I_{CA} = I_C - I_A = I_s \cdot \left[\left(-\frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta + \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) - \left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta \right] \quad (193)$$

$$I_{CA} = I_s \cdot \left[\left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \angle \theta + \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (194)$$

$$I_{CA} = I_s \cdot \left[\left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \cos \theta + j \left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \sin \theta + \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \cos(\theta + 90^\circ) + j \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \sin(\theta + 90^\circ) \right] \quad (195)$$

$$I_{CA} = I_s \cdot \left[\left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \cos \theta + j \left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \sin \theta + \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) (-\sin \theta) + j \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \cos \theta \right] \quad (196)$$

$$I_{CA} = I_s \cdot \left[-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \cos \theta - \cos^2 \theta + j \left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin^2 \theta - \sin \theta \cos \theta \right) - \sin^2 \theta + \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \cos \theta + j \sin \theta \cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos^2 \theta \right] \quad (197)$$

$$I_{CA} = I_s \cdot \left[-\sin^2 \theta - \cos^2 \theta + \mathbf{j} \left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin^2 \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos^2 \theta \right) \right] = I_s \cdot \left(-1 - \frac{\sqrt{3}}{3} \mathbf{j} \right) = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{7\pi}{6} \right) \quad (198)$$

$$I_{CA} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{7\pi}{6} \right) \quad (199)$$

11.4.2.2 Correntes do primário para $\pi/6 < \theta < \pi/3$

A partir da Figura 105 pode-se chegar às seguintes expressões para as correntes de fase do primário no intervalo de $\pi/6$ a $\pi/3$ radianos.

$$I_A = I_\alpha \cdot N_{A'} + I_\beta \cdot N_{A''} = I_s \cdot \left[\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta + \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (200)$$

$$I_B = I_\beta \cdot N_{B''} = I_s \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \quad (201)$$

$$I_C = I_\alpha \cdot N_{C'} = I_s \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta \quad (202)$$

Assim, as correntes de linha do primário podem ser determinadas:

$$I_{AB} = I_A - I_B = I_s \cdot \left[\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta + \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) - \frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (203)$$

Simplificando esta expressão, como feito para o intervalo anterior, obtém-se:

$$I_{AB} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(-\frac{\pi}{6} \right) \quad (204)$$

$$I_{BC} = I_B - I_C = I_s \cdot \left[\left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) - \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta \right] \quad (205)$$

Da mesma forma, ao simplificar a expressão para I_{BC} , chega-se ao seguinte resultado:

$$I_{BC} = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s \angle \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (206)$$

$$I_{CA} = I_C - I_A = I_s \cdot \left\{ \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta - \left[\left(\cos \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta \right) \angle \theta + \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta - \sin \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \right\} \quad (207)$$

Igualdade esta que resulta em

$$I_{CA} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{7\pi}{6} \right) \quad (208)$$

11.4.2.3 Correntes do primário para $\pi/3 < \theta < \pi/2$

A Figura 106 mostra o diagrama fasorial que indica as relações que podem ser utilizadas na determinação das correntes de fase do primário neste caso.

$$I_A = I_\beta \cdot N_{A''} = I_s \cdot \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \quad (209)$$

$$I_B = I_\alpha \cdot N_{B''} + I_\beta \cdot N_{B'} = I_s \cdot \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \angle \theta + \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (210)$$

$$I_C = I_\alpha \cdot N_{C'} = I_s \cdot \left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \angle \theta \quad (211)$$

A partir destas correntes pode-se calcular a corrente de linha do primário, da seguinte forma:

$$I_{AB} = I_A - I_B = I_s \cdot \left\{ \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) - \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \angle \theta + 233 \cos \theta \angle \theta + 90^\circ \right] \right\} \quad (212)$$

Simplificando esta equação, tem-se que:

$$I_{AB} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(-\frac{\pi}{6} \right) \quad (213)$$

$$I_{BC} = I_B - I_C = I_s \cdot \left\{ \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \angle \theta + \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] - -33 \sin \theta - \cos \theta \angle \theta \right\} \quad (214)$$

A qual, ao ser simplificada, fica:

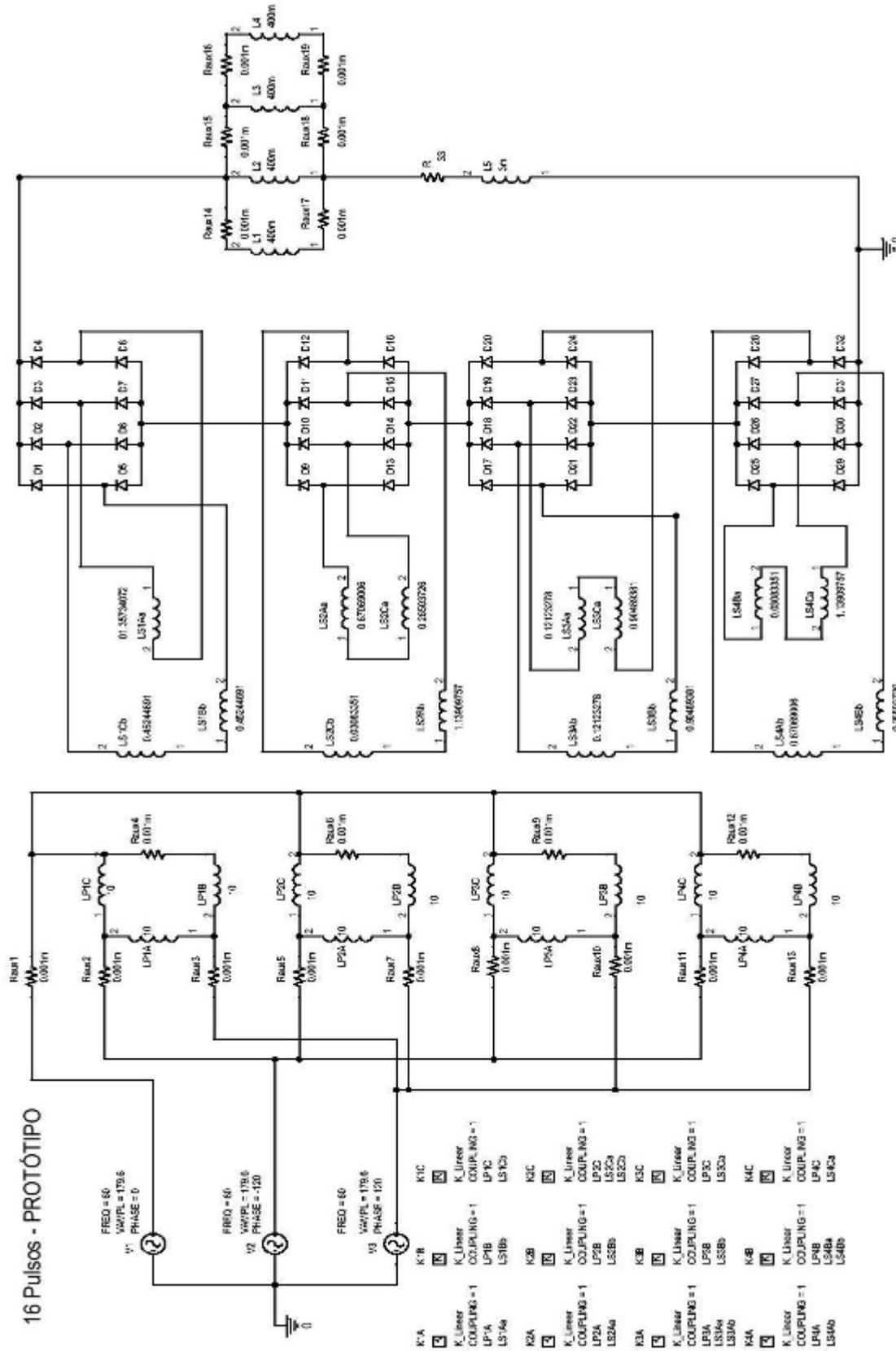
$$I_{BC} = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_s \angle \left(\frac{\pi}{2} \right) \quad (215)$$

$$I_{CA} = I_C - I_A = I_s \cdot \left[\left(-\frac{\sqrt{3}}{3} \sin \theta - \cos \theta \right) \angle \theta - \left(\sin \theta - \frac{\sqrt{3}}{3} \cos \theta \right) \angle (\theta + 90^\circ) \right] \quad (216)$$

Simplificando a expressão de I_{CA} , obtém-se:

$$I_{CA} = I_s \cdot \frac{2\sqrt{3}}{3} \angle \left(\frac{7\pi}{6} \right) \quad (217)$$

12 SIMULAÇÃO DO PROTÓTIPO



12.1 DADOS DE SIMULAÇÃO – 16 pulsos protótipo

12.1.1 Análise de Fourier para Fase A

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	1.84E+01	1.00E+00	1.78E+02	0.00E+00
2	1.20E+02	7.85E-05	4.27E-06	1.15E+02	-2.41E+02
3	1.80E+02	5.45E-05	2.96E-06	-1.78E+02	-7.13E+02
4	2.40E+02	1.53E-04	8.33E-06	1.70E+02	-5.43E+02
5	3.00E+02	1.27E-05	6.92E-07	6.06E+01	-8.31E+02
6	3.60E+02	4.82E-05	2.62E-06	1.44E+02	-9.26E+02
7	4.20E+02	2.67E-05	1.45E-06	-1.40E+02	-1.39E+03
8	4.80E+02	4.60E-05	2.50E-06	9.40E+01	-1.33E+03
9	5.40E+02	2.27E-05	1.24E-06	6.53E+01	-1.54E+03
10	6.00E+02	1.54E-05	8.38E-07	-1.49E+01	-1.80E+03
11	6.60E+02	1.30E-05	7.07E-07	4.14E+01	-1.92E+03
12	7.20E+02	1.15E-04	6.23E-06	3.26E+01	-2.11E+03
13	7.80E+02	3.73E-05	2.03E-06	-2.95E+01	-2.35E+03
14	8.40E+02	1.62E-04	8.83E-06	3.32E+01	-2.46E+03
15	9.00E+02	1.21E+00	6.60E-02	1.80E+02	-2.49E+03
16	9.60E+02	1.38E-04	7.48E-06	2.62E+01	-2.83E+03
17	1.02E+03	1.07E+00	5.81E-02	-1.80E+02	-3.21E+03
18	1.08E+03	5.10E-05	2.78E-06	1.13E+02	-3.10E+03
19	1.14E+03	6.40E-05	3.48E-06	-1.67E+02	-3.55E+03
20	1.20E+03	1.69E-04	9.16E-06	1.73E+02	-3.39E+03
21	1.26E+03	4.05E-05	2.20E-06	6.59E+01	-3.68E+03
22	1.32E+03	6.13E-05	3.33E-06	-1.51E+02	-4.07E+03
23	1.38E+03	1.66E-05	9.03E-07	-1.39E+02	-4.24E+03
24	1.44E+03	4.85E-05	2.64E-06	9.64E+01	-4.18E+03
25	1.50E+03	2.91E-05	1.58E-06	-1.06E+02	-4.56E+03
26	1.56E+03	3.72E-05	2.02E-06	2.14E+01	-4.61E+03
27	1.62E+03	1.27E-05	6.88E-07	-2.64E+01	-4.84E+03
28	1.68E+03	6.65E-05	3.62E-06	2.09E+01	-4.97E+03
29	1.74E+03	5.47E-05	2.97E-06	-1.91E+01	-5.19E+03
30	1.80E+03	1.95E-04	1.06E-05	3.41E+01	-5.31E+03
31	1.86E+03	5.69E-01	3.09E-02	1.80E+02	-5.35E+03
32	1.92E+03	2.58E-04	1.40E-05	1.08E+01	-5.69E+03
33	1.98E+03	5.32E-01	2.89E-02	-1.80E+02	-6.06E+03
34	2.04E+03	2.33E-05	1.27E-06	-2.26E+00	-6.06E+03
35	2.10E+03	2.45E-05	1.33E-06	1.51E+02	-6.09E+03
36	2.16E+03	1.95E-04	1.06E-05	1.69E+02	-6.25E+03
37	2.22E+03	3.34E-05	1.82E-06	-5.90E+01	-6.65E+03

Figura 107 - Circuito simulado - configurações do protótipo

38	2.28E+03	8.90E-05	4.84E-06	1.16E+02	-6.66E+03
39	2.34E+03	6.47E-05	3.52E-06	-1.04E+02	-7.06E+03
40	2.40E+03	3.98E-05	2.17E-06	9.63E+01	-7.03E+03
41	2.46E+03	4.38E-05	2.38E-06	1.29E+02	-7.18E+03
42	2.52E+03	2.95E-05	1.61E-06	-4.10E+01	-7.53E+03
43	2.58E+03	4.18E-05	2.27E-06	3.99E+01	-7.62E+03
44	2.64E+03	9.13E-06	4.96E-07	3.85E+01	-7.80E+03
45	2.70E+03	3.73E-05	2.03E-06	-3.47E+01	-8.05E+03
46	2.76E+03	2.52E-04	1.37E-05	3.80E+01	-8.16E+03
47	2.82E+03	3.55E-01	1.93E-02	-1.80E+02	-8.56E+03
48	2.88E+03	3.40E-04	1.85E-05	1.19E+01	-8.54E+03
49	2.94E+03	3.38E-01	1.84E-02	-1.80E+02	-8.91E+03
50	3.00E+03	9.25E-05	5.03E-06	-2.72E+01	-8.94E+03
51	3.06E+03	5.95E-05	3.23E-06	1.53E+02	-8.94E+03
52	3.12E+03	1.61E-04	8.74E-06	1.75E+02	-9.09E+03
53	3.18E+03	4.06E-05	2.21E-06	-4.13E+01	-9.49E+03
54	3.24E+03	6.24E-05	3.39E-06	1.31E+02	-9.49E+03
55	3.30E+03	6.09E-05	3.31E-06	-1.16E+02	-9.92E+03
56	3.36E+03	4.14E-05	2.25E-06	5.81E+01	-9.92E+03
57	3.42E+03	3.42E-05	1.86E-06	1.34E+02	-1.00E+04
58	3.48E+03	3.33E-05	1.81E-06	-7.11E+01	-1.04E+04
59	3.54E+03	4.81E-05	2.62E-06	3.36E+01	-1.05E+04
60	3.60E+03	3.12E-05	1.70E-06	1.28E+02	-1.06E+04

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.011533E+01 %

12.1.2 Análise de Fourier para Fase B

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	1.84E+01	1.00E+00	5.82E+01	0.00E+00
2	1.20E+02	1.22E-04	6.63E-06	-8.13E+01	-1.98E+02
3	1.80E+02	3.27E-05	1.78E-06	1.32E+02	-4.26E+01
4	2.40E+02	1.65E-04	8.98E-06	4.54E+01	-1.87E+02
5	3.00E+02	6.23E-05	3.39E-06	1.64E+02	-1.28E+02
6	3.60E+02	3.06E-05	1.67E-06	-7.08E+00	-3.56E+02
7	4.20E+02	2.87E-05	1.56E-06	1.28E+02	-2.79E+02
8	4.80E+02	2.96E-05	1.61E-06	-1.06E+02	-5.71E+02
9	5.40E+02	4.70E-05	2.55E-06	-1.70E+02	-6.93E+02
10	6.00E+02	2.56E-05	1.39E-06	-1.37E+02	-7.19E+02
11	6.60E+02	2.09E-05	1.14E-06	1.52E+02	-4.89E+02
12	7.20E+02	1.09E-04	5.94E-06	1.77E+02	-5.22E+02
13	7.80E+02	1.49E-05	8.12E-07	9.26E+01	-6.64E+02
14	8.40E+02	1.63E-04	8.84E-06	-1.35E+02	-9.50E+02
15	9.00E+02	1.21E+00	6.60E-02	-6.02E+01	-9.34E+02
16	9.60E+02	5.49E-05	2.99E-06	1.26E+02	-8.06E+02
17	1.02E+03	1.07E+00	5.81E-02	6.02E+01	-9.30E+02

18	1.08E+03	2.07E-04	1.12E-05	-1.02E+02	-1.15E+03
19	1.14E+03	1.43E-05	7.80E-07	2.33E+01	-1.08E+03
20	1.20E+03	1.14E-04	6.20E-06	6.56E+01	-1.10E+03
21	1.26E+03	7.06E-05	3.84E-06	-1.19E+02	-1.34E+03
22	1.32E+03	4.99E-05	2.71E-06	6.01E+01	-1.22E+03
23	1.38E+03	8.14E-05	4.43E-06	-1.63E+02	-1.50E+03
24	1.44E+03	6.73E-05	3.66E-06	-4.30E+01	-1.44E+03
25	1.50E+03	7.02E-05	3.82E-06	1.72E+02	-1.28E+03
26	1.56E+03	5.88E-05	3.20E-06	-1.26E+02	-1.64E+03
27	1.62E+03	1.75E-05	9.49E-07	-2.70E+01	-1.60E+03
28	1.68E+03	9.09E-05	4.94E-06	1.64E+02	-1.47E+03
29	1.74E+03	3.12E-05	1.70E-06	-9.07E+01	-1.78E+03
30	1.80E+03	1.05E-04	5.70E-06	-1.44E+02	-1.89E+03
31	1.86E+03	5.69E-01	3.09E-02	-6.00E+01	-1.87E+03
32	1.92E+03	1.61E-05	8.74E-07	8.08E+01	-1.78E+03
33	1.98E+03	5.31E-01	2.89E-02	6.01E+01	-1.86E+03
34	2.04E+03	2.20E-04	1.20E-05	-9.11E+01	-2.07E+03
35	2.10E+03	1.49E-05	8.11E-07	1.58E+02	-1.88E+03
36	2.16E+03	1.66E-04	9.00E-06	3.08E+01	-2.07E+03
37	2.22E+03	2.49E-05	1.35E-06	-1.62E+02	-2.32E+03
38	2.28E+03	2.58E-05	1.40E-06	-1.20E+01	-2.22E+03
39	2.34E+03	1.20E-05	6.54E-07	9.32E+01	-2.18E+03
40	2.40E+03	2.72E-05	1.48E-06	-9.13E+01	-2.42E+03
41	2.46E+03	1.83E-06	9.92E-08	1.38E+02	-2.25E+03
42	2.52E+03	7.03E-05	3.82E-06	-1.41E+02	-2.59E+03
43	2.58E+03	1.85E-05	1.00E-06	3.47E+01	-2.47E+03
44	2.64E+03	8.30E-05	4.51E-06	-1.79E+02	-2.74E+03
45	2.70E+03	2.33E-05	1.27E-06	-5.35E+01	-2.67E+03
46	2.76E+03	1.46E-04	7.95E-06	-1.70E+02	-2.85E+03
47	2.82E+03	3.55E-01	1.93E-02	-6.00E+01	-2.80E+03
48	2.88E+03	6.64E-05	3.61E-06	-1.26E+02	-2.92E+03
49	2.94E+03	3.38E-01	1.84E-02	6.00E+01	-2.79E+03
50	3.00E+03	2.78E-04	1.51E-05	-1.06E+02	-3.02E+03
51	3.06E+03	3.99E-05	2.17E-06	2.88E+01	-2.94E+03
52	3.12E+03	1.40E-04	7.63E-06	4.50E+01	-2.98E+03
53	3.18E+03	1.81E-05	9.85E-07	-1.16E+02	-3.20E+03
54	3.24E+03	7.14E-05	3.88E-06	4.87E+01	-3.10E+03
55	3.30E+03	1.02E-05	5.53E-07	9.58E+01	-3.11E+03
56	3.36E+03	4.09E-05	2.23E-06	4.86E+01	-3.21E+03
57	3.42E+03	2.63E-05	1.43E-06	9.49E+01	-3.22E+03
58	3.48E+03	3.80E-05	2.07E-06	1.30E+02	-3.25E+03
59	3.54E+03	4.46E-05	2.43E-06	5.68E+01	-3.38E+03
60	3.60E+03	9.23E-05	5.02E-06	1.43E+02	-3.35E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.011466E+01 %

12.1.3 Análise de Fourier para Fase C

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.00E+01	1.84E+01	1.00E+00	-6.18E+01	0.00E+00
2	1.20E+02	5.19E-05	2.82E-06	7.30E+01	1.97E+02
3	1.80E+02	7.96E-05	4.33E-06	-1.65E+01	1.69E+02
4	2.40E+02	1.49E-04	8.11E-06	-7.64E+01	1.71E+02
5	3.00E+02	6.07E-05	3.30E-06	-2.82E+01	2.81E+02
6	3.60E+02	2.63E-05	1.43E-06	-7.15E+01	2.99E+02
7	4.20E+02	3.86E-05	2.10E-06	-7.99E+00	4.25E+02
8	4.80E+02	2.07E-05	1.12E-06	-5.70E+01	4.37E+02
9	5.40E+02	3.86E-05	2.10E-06	-1.82E+01	5.38E+02
10	6.00E+02	2.18E-05	1.19E-06	7.99E+01	6.98E+02
11	6.60E+02	2.04E-05	1.11E-06	-6.50E+01	6.15E+02
12	7.20E+02	6.85E-05	3.72E-06	-7.94E+01	6.62E+02
13	7.80E+02	3.19E-05	1.74E-06	1.74E+02	9.77E+02
14	8.40E+02	3.42E-05	1.86E-06	1.29E+02	9.94E+02
15	9.00E+02	1.21E+00	6.60E-02	5.98E+01	9.87E+02
16	9.60E+02	1.39E-04	7.58E-06	-1.31E+02	8.58E+02
17	1.02E+03	1.07E+00	5.81E-02	-5.98E+01	9.91E+02
18	1.08E+03	1.67E-04	9.09E-06	6.83E+01	1.18E+03
19	1.14E+03	5.00E-05	2.72E-06	9.94E+00	1.18E+03
20	1.20E+03	1.72E-04	9.38E-06	-4.57E+01	1.19E+03
21	1.26E+03	3.05E-05	1.66E-06	5.38E+01	1.35E+03
22	1.32E+03	3.20E-05	1.74E-06	-2.56E+01	1.33E+03
23	1.38E+03	9.67E-05	5.26E-06	2.10E+01	1.44E+03
24	1.44E+03	4.39E-05	2.39E-06	-1.77E+02	1.31E+03
25	1.50E+03	7.98E-05	4.34E-06	1.33E+01	1.56E+03
26	1.56E+03	3.43E-05	1.86E-06	9.07E+01	1.70E+03
27	1.62E+03	3.00E-05	1.63E-06	1.53E+02	1.82E+03
28	1.68E+03	5.45E-05	2.96E-06	-6.21E+01	1.67E+03
29	1.74E+03	7.10E-05	3.86E-06	1.36E+02	1.93E+03
30	1.80E+03	9.00E-05	4.90E-06	-1.48E+02	1.71E+03
31	1.86E+03	5.69E-01	3.09E-02	6.00E+01	1.98E+03
32	1.92E+03	2.64E-04	1.44E-05	-1.66E+02	1.81E+03
33	1.98E+03	5.32E-01	2.89E-02	-5.99E+01	1.98E+03
34	2.04E+03	2.22E-04	1.20E-05	9.50E+01	2.20E+03
35	2.10E+03	3.94E-05	2.14E-06	-2.62E+01	2.14E+03
36	2.16E+03	1.32E-04	7.19E-06	-6.81E+01	2.16E+03
37	2.22E+03	3.68E-05	2.00E-06	7.98E+01	2.37E+03
38	2.28E+03	7.59E-05	4.13E-06	-7.95E+01	2.27E+03
39	2.34E+03	5.34E-05	2.90E-06	7.18E+01	2.48E+03
40	2.40E+03	1.34E-05	7.28E-07	-6.83E+01	2.40E+03

41	2.46E+03	4.57E-05	2.48E-06	-5.12E+01	2.48E+03
42	2.52E+03	7.12E-05	3.87E-06	6.27E+01	2.66E+03
43	2.58E+03	6.02E-05	3.27E-06	-1.42E+02	2.52E+03
44	2.64E+03	7.59E-05	4.13E-06	-3.05E+00	2.72E+03
45	2.70E+03	5.98E-05	3.25E-06	1.38E+02	2.92E+03
46	2.76E+03	1.41E-04	7.64E-06	-1.13E+02	2.73E+03
47	2.82E+03	3.55E-01	1.93E-02	6.00E+01	2.96E+03
48	2.88E+03	2.94E-04	1.60E-05	-1.77E+02	2.79E+03
49	2.94E+03	3.38E-01	1.84E-02	-6.00E+01	2.97E+03
50	3.00E+03	3.09E-04	1.68E-05	9.07E+01	3.18E+03
51	3.06E+03	4.99E-05	2.71E-06	-6.91E+01	3.08E+03
52	3.12E+03	1.28E-04	6.95E-06	-6.16E+01	3.15E+03
53	3.18E+03	4.87E-05	2.65E-06	1.18E+02	3.39E+03
54	3.24E+03	1.01E-04	5.47E-06	-9.34E+01	3.24E+03
55	3.30E+03	5.26E-05	2.86E-06	5.82E+01	3.46E+03
56	3.36E+03	8.21E-05	4.46E-06	-1.27E+02	3.33E+03
57	3.42E+03	5.71E-05	3.11E-06	-6.31E+01	3.46E+03
58	3.48E+03	1.36E-05	7.38E-07	8.90E+00	3.59E+03
59	3.54E+03	9.09E-05	4.94E-06	-1.35E+02	3.51E+03
60	3.60E+03	1.23E-04	6.67E-06	-4.09E+01	3.67E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.011542E+01 %

ANEXOS

Disponível em <http://www.vishay.com/docs/93564/36mb140.pdf>