

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETROTÉCNICA
ENGENHARIA INDUSTRIAL ELÉTRICA - ÊNFASE EM ELETROTÉCNICA**

JOSÉ RICARDO TOBIAS

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR DE ALTO FATOR DE
POTÊNCIA UTILIZANDO A TOPOLOGIA DE DEZ PULSOS**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

**CURITIBA
2013**

JOSÉ RICARDO TOBIAS

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR DE ALTO FATOR DE
POTÊNCIA UTILIZANDO A TOPOLOGIA DE DEZ PULSOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso 2, do Curso de Engenharia Industrial Elétrica – Ênfase em Eletrotécnica – do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin

**CURITIBA
2013**

José Ricardo Tobias

DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR DE ALTO FATOR DE POTÊNCIA UTILIZANDO A TOPOLOGIA DE DEZ PULSOS

Este Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação foi julgado e aprovado como requisito parcial para a obtenção do Título de Engenheiro Eletricista, do curso de Engenharia Elétrica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 11 de Setembro de 2013.

Prof. Emerson Rigoni, Dr.
Coordenador de Curso
Engenharia Elétrica

Profa. Annemarlen Gehrke Castagna, Ma.
Coordenadora dos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

Prof. Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná
Orientador

BANCA EXAMINADORA

Prof. Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Jair Urbanetz Junior, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Prof. Roger Gules, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

A folha de aprovação assinada encontra-se na Coordenação do Curso de Engenharia Elétrica

RESUMO

TOBIAS, José R. **Desenvolvimento de um retificador de alto fator de potência utilizando a topologia de dez pulsos**. 2013. 170f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Industrial Elétrica – ênfase em Eletrotécnica). Universidade Tecnológica do Paraná. Curitiba. 2013.

Este trabalho desenvolve um retificador trifásico de alto fator de potência de entrada segundo uma topologia ainda pouco explorada e a apresenta como uma possível alternativa às mais conhecidas topologias de 6 e 12 pulsos. O texto apresenta conceitos gerais sobre o processo de retificação e dispositivos retificadores trifásicos em geral, assim como conceitos e restrições normativas quanto à presença de componentes harmônicas em correntes de alimentação de retificadores e seu impacto sobre o fator de potência de entrada de equipamentos e instalações. Análises matemáticas e deduções teóricas relativas às características da topologia proposta, bem como o desenvolvimento do transformador com entrada trifásica e saída pentafásica utilizado para alimentar a ponte retificadora, são apresentadas. Na sequência, o trabalho especifica o circuito do protótipo do retificador a dez pulsos e simulações via ferramentas computacionais do desempenho do protótipo sob diferentes tipos de carga são realizadas e apresentadas. Por fim, relata-se o desenvolvimento dos ensaios do protótipo físico, analisa-se seus resultados e comenta-se o desempenho harmônico e o fator de potência de entrada do protótipo de retificador a dez pulsos.

Palavras-chave: Retificador, Pentafásico, 10 pulsos, Harmônicas, Fator de Potência.

ABSTRACT

TOBIAS, José R. **Development of a ten-pulse high power factor rectifier**. 2013. 170f. Trabalho de Conclusão de Curso (Bacharelado em Engenharia Industrial Elétrica – ênfase em Eletrotécnica). Universidade Tecnológica do Paraná. Curitiba. 2013.

This paper develops a three-phase rectifier, with a high input power factor, according to a topology which is still to be better explored, and present it as a possible alternative to the known and established six and twelve pulses topologies. It covers general concepts about the rectification process and three-phase rectifiers, as well as recommendations and restrictions related to current harmonics in rectifiers input currents and its impact on the device/installation input power factor. Mathematical analysis and theoretical deductions related to the proposed topology characteristics, as well as the three-to-five phase transformer development are shown and explained along the text. Following, the paper specifies the ten-pulse rectifier prototype schema and simulates its performance under various load situations via software. Finally, the real prototype testing is shown, and its results commented and analyzed according to the prototype's harmonic and input power factor display.

Palavras-chave: Rectifier, Five-phase, Ten-pulse, Harmonics, Power factor.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Forma de onda de corrente na fase A de um retificador com carga tipo fonte de corrente a 6 pulsos alimentado por transformador Delta/Delta	5
Figura 2: Forma de onda de corrente na fase A de um retificador a 12 pulsos com carga tipo fonte de corrente alimentado por transformadores Delta/Delta e Delta/Estrela e saídas ligadas em série.....	5
Figura 3: Forma de onda de corrente na fase A de um retificador a 12 pulsos com carga tipo fonte de corrente alimentado por transformadores Delta/Delta e Delta/Estrela e saídas ligadas em série.....	10
Figura 4: Retificador trifásico alimentado por transformador conectado em Delta-Zigue-Zague	18
Figura 5: Retificador trifásico alimentado por transformador conectado em Delta-Polígono	19
Figura 6: Diagrama fasorial de um transformador trifásico-bifásico segundo a conexão Le-Blanc	20
Figura 7: Transformador conectado em Delta-Zigue-Zague com carga resistiva.....	21
Figura 8: Esquema do transformador trifásico-pentafásico alimentando um retificador a dez pulsos	23
Figura 9: Esquema de ligação dos enrolamentos secundários do transformador	25
Figura 10: Bloco 1 – Primário do transformador.....	28
Figura 11: Bloco 2 – Secundário do transformador	29
Figura 12: Bloco 3 – Ponte de diodos	29
Figura 13: Tensões de fase e linha – primário do transformador	30
Figura 14: Tensões de fase – secundário do transformador	31
Figura 15: Tensões de linha notáveis – secundário do transformador	33
Figura 16: Tensão na saída do retificador.....	35
Figura 17: Distribuição temporal, em um ciclo da rede, da corrente de carga nos diodos superiores da ponte.....	36
Figura 18: Distribuição temporal, em um ciclo da rede, da corrente de carga nos diodos inferiores da ponte.....	37

Figura 19: Distribuição temporal, em um ciclo da rede, da corrente fornecida pelas cinco fases do secundário do transformador à ponte de diodos.....	38
Figura 20: Forma de onda das correntes dos enrolamentos do secundário do transformador.....	39
Figura 21: Forma de onda das correntes dos enrolamentos do primário do transformador.....	40
Figura 22: Forma de onda da corrente da fase A da rede.....	41
Figura 23: Forma de onda da corrente da fase B da rede.....	41
Figura 24: Forma de onda da corrente da fase C da rede.....	42
Figura 25: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente da fase A do retificador a dez pulsos.	49
Figura 26: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente da fase B do retificador a dez pulsos.	52
Figura 27: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente da fase C do retificador a dez pulsos.	55
Figura 28: Modelo no software OrCAD do retificador a dez pulsos com carga tipo fonte de corrente.....	61
Figura 29: Tensões de fase da rede da simulação com carga tipo fonte de corrente contínua.....	62
Figura 30: Tensões sobre os enrolamentos primários (ou tensões de linha) da simulação com carga tipo fonte de corrente contínua.....	62
Figura 31: Formas de onda de tensão das cinco fases de alimentação do retificador da simulação com carga tipo fonte de corrente contínua.....	63
Figura 32: Forma de onda de tensão da “Fase 2” e sobre os enrolamentos secundários conectados em série para a obtenção da dita “Fase 2”.	64
Figura 33: Forma de onda de tensão da “Fase 4” e sobre os enrolamentos secundários conectados em série para a obtenção da dita “Fase 4”.	64
Figura 34: Tensão no diodo D1.....	65
Figura 35: Tensão na carga em um ciclo da rede.....	65
Figura 36: Corrente de carga e corrente no diodo D1.....	66
Figura 37: Corrente nos diodos D3 e D8 (superior) e na fase F3 (inferior).	67

Figura 38: Corrente e tensão na fase F5.....	67
Figura 39: Correntes nos enrolamentos K1, K4, e em seu respectivo enrolamento primário KAB.	68
Figura 40: Correntes nos enrolamentos primários.	69
Figura 41: Comparação dos valores eficazes de corrente nos enrolamentos primários.....	69
Figura 42: Forma de onda de corrente da fase A na simulação com carga tipo fonte de corrente contínua.	70
Figura 43: Forma de onda de corrente da fase B na simulação com carga tipo fonte CC.	71
Figura 44: Forma de onda de corrente da fase C na simulação com carga tipo fonte CC.	71
Figura 45: Comparação dos valores eficazes de corrente das fases de entrada.	72
Figura 46: Componentes harmônicas da corrente de fase A	73
Figura 47: Modelo no software OrCAD do retificador a dez pulsos à plena carga resistiva	74
Figura 48: Tensão das cinco fases secundárias do retificador à plena carga resistiva ..	75
Figura 49: Tensões V_{13} e V_{24} e tensão no barramento de saída.	76
Figura 50: Forma de onda de tensão na saída e seu respectivo valor médio.	76
Figura 51: Forma de onda de corrente na saída e seu respectivo valor médio.....	77
Figura 52: Forma de onda de corrente nos diodos D1, D3 e D5.....	78
Figura 53: Correntes nos enrolamentos K1, K4, e em seu respectivo enrolamento primário KAB.	78
Figura 54: Correntes nos enrolamentos primários KAB, KBC, e KCA.....	79
Figura 55: Corrente da fase A – simulação do retificador à plena carga resistiva.....	79
Figura 56: Corrente da fase B – simulação do retificador à plena carga resistiva.....	80
Figura 57: Corrente da fase C – simulação do retificador à plena carga resistiva.....	80
Figura 58: Componentes harmônicas da corrente de fase A – simulação do retificador à plena carga resistiva	81
Figura 59: Modelo no software OrCAD do retificador a dez pulsos à meia carga resistiva	82

Figura 60: Tensão no barramento de saída do retificador a meia carga resistiva e seu respectivo valor médio.	83
Figura 61: Corrente de carga e seu respectivo valor médio na simulação do retificador a meia carga resistiva.	83
Figura 62: Corrente nos enrolamentos primários do retificador a meia carga resistiva. .	84
Figura 63: Corrente da fase A do retificador a meia carga resistiva.....	84
Figura 64: Corrente da fase B do retificador a meia carga resistiva.....	85
Figura 65: Corrente da fase C do retificador a meia carga resistiva.....	85
Figura 66: Componentes harmônicas da corrente de fase A – simulação do retificador a meia carga resistiva.	86
Figura 67: Transformador trifásico-pentafásico do protótipo do retificador.	88
Figura 68: Placa de dados do transformador.	88
Figura 69: Disposição dos diodos no encapsulamento da ponte retificadora 36MB140.	89
Figura 70: Pontes retificadoras 36MB140 utilizadas para a construção do protótipo.	90
Figura 71: Detalhe das pontes retificadoras monofásicas.....	90
Figura 72: Circuito do protótipo físico do retificador a 10 pulsos.	91
Figura 73: Protótipo em teste.	92
Figura 74: Detalhe do transformador do protótipo em teste.	92
Figura 75: Detalhe da ponte retificadora em teste.....	93
Figura 76: Valores de resistência e indutância da carga do ensaio do retificador à plena carga.	93
Figura 77: Tensões nos enrolamentos KAB, K1 e K4, em ordem decrescente de amplitude.....	94
Figura 78: Tensões nos enrolamentos KBC, K8, K5 e K3 em ordem decrescente de amplitude.....	95
Figura 79: Tensões nos enrolamentos KCA, K2, K6 e K7 em ordem decrescente de amplitude.....	95
Figura 80: Tensões da fase A (rede), fase 1 (secundário) e respectiva defasagem.	96
Figura 81: Tensões das cinco fases de alimentação da ponte retificadora.	96
Figura 82: Tensões de linha e tensão de saída do retificador à plena carga.	97
Figura 83: Tensão de saída e tensão no diodo D2.....	98

Figura 84: Tensões e corrente na carga.	98
Figura 85: Corrente de saída no ensaio do retificador à plena carga.	99
Figura 86: Corrente dos diodos D1 e D6 e tensão da fase 1.	100
Figura 87: Corrente e tensão da fase 1 e tensão no enrolamento primário KAB.	100
Figura 88: Corrente no enrolamento KAB no ensaio do retificador à plena carga.	101
Figura 89: Corrente no enrolamento KBC no ensaio do retificador à plena carga.	101
Figura 90: Corrente no enrolamento KCA no ensaio do retificador à plena carga.	102
Figura 91: Corrente da fase A no ensaio do retificador à plena carga.	103
Figura 92: Corrente da fase B no ensaio do retificador à plena carga.	103
Figura 93: Corrente da fase C no ensaio do retificador à plena carga.	104
Figura 94: Conexão do analisador de energia à rede trifásica.	105
Figura 95: Telas de medições principais do analisador de energia – ensaio à plena carga.	106
Figura 96: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase A.	106
Figura 97: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase B.	107
Figura 98: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase C.	107
Figura 99: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase A no ensaio do retificador à plena carga.	108
Figura 100: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase B no ensaio do retificador à plena carga.	108
Figura 101: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase C no ensaio do retificador à plena carga.	109
Figura 102: Primeira tela do módulo “ <i>Power and Energy</i> ” do ensaio à plena carga.	110
Figura 103: Segunda tela do módulo “ <i>Power and Energy</i> ” do ensaio à plena carga.	110
Figura 104: Terceira tela do módulo “ <i>Power and Energy</i> ” do ensaio à plena carga.	111
Figura 105: Valores de resistência e indutância da carga do ensaio do retificador à meia carga.	112
Figura 106: Tensões nos enrolamentos KAB, K1 e K4 no ensaio à meia carga.	112
Figura 107: Tensões nos enrolamentos KBC, K3, K5 e K8 no ensaio à meia carga.	113
Figura 108: Tensões nos enrolamentos KCA, K2, K6 e K7 no ensaio à meia carga.	113
Figura 109: Tensões das cinco fases no ensaio à meia carga.	114

Figura 110: Tensões de linha e tensão de saída do retificador à meia carga.	114
Figura 111: Tensões e corrente na carga no ensaio do retificador à meia carga.....	115
Figura 112: Corrente na saída do retificador à meia carga.	116
Figura 113: Corrente nos diodos D1 e D6, e tensão F1 no retificador à meia carga....	116
Figura 114: Corrente no enrolamento KAB no ensaio do retificador à meia carga.....	117
Figura 115: Corrente no enrolamento KBC no ensaio do retificador à meia carga.	117
Figura 116: Corrente no enrolamento KCA no ensaio do retificador à meia carga.	118
Figura 117: Corrente da fase A no ensaio do retificador à meia carga.	118
Figura 118: Corrente da fase B no ensaio do retificador à meia carga.	119
Figura 119: Corrente da fase C no ensaio do retificador à meia carga.	119
Figura 120: Telas de medições principais do analisador de energia – ensaio à meia carga.	120
Figura 121: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase A – meia carga.	120
Figura 122: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase B – meia carga.	121
Figura 123: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase C – meia carga.	121
Figura 124: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase A no ensaio do retificador à meia carga.	122
Figura 125: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase B no ensaio do retificador à meia carga.	122
Figura 126: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase C no ensaio do retificador à meia carga.	123
Figura 127: Primeira tela do módulo “ <i>Power and Energy</i> ” do ensaio à meia carga.....	124
Figura 128: Segunda tela do módulo “ <i>Power and Energy</i> ” do ensaio à meia carga.....	124
Figura 129: Terceira tela do módulo “ <i>Power and Energy</i> ” do ensaio à meia carga.....	125
Figura 130: Corrente magnetizante (ensaio a vazio) da fase A.....	126
Figura 131: Corrente magnetizante (ensaio a vazio) da fase B.....	126
Figura 132: Corrente magnetizante (ensaio a vazio) da fase C.	127

Figura 133: Corrente I_A no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.	128
Figura 134: Harmônicas de I_A no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.....	129
Figura 135: Corrente I_B no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.	130
Figura 136: Harmônicas de I_B no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.....	131
Figura 137: Corrente I_C no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.	132
Figura 138: Harmônicas de I_C no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.....	133
Figura 139: Corrente I_A no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.	134
Figura 140: Harmônicas de I_A no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.....	135
Figura 141: Corrente I_B no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.	136
Figura 142: Harmônicas de I_B no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.....	137
Figura 143: Corrente I_C no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.	138
Figura 144: Harmônicas de I_C no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.....	138
Figura 145: Retificador a seis pulsos (ponte de Graetz)	145
Figura 146: Modelo no software OrCAD de retificador a seis pulsos isolado por transformador Delta-Delta	146
Figura 147: Forma de onda de tensão na saída com relação às tensões de fase	147
Figura 148: Forma de onda de tensão na saída com relação às tensões de linha	147
Figura 149: Forma de onda de corrente do diodo	148
Figura 150: Forma de onda de corrente de fase	148

Figura 151: Gráfico de conteúdo harmônico normalizado da corrente de entrada do retificador de seis pulsos isolado com transformador Delta-Delta.....	152
Figura 152: Deslocamento entre tensão e corrente na entrada do retificador.....	153
Figura 153: Retificador a doze pulsos série	154
Figura 154: Modelo no software OrCAD de retificador a doze pulsos série	155
Figura 155: Representação fasorial das tensões resultantes da ligação dos enrolamentos de um transformador em Delta	156
Figura 156: Defasagem das tensões nas saídas dos transformadores com secundários ligados em Estrela (V_a , V_b e V_c) e Delta (V_a' , V_b' e V_c').....	156
Figura 157: Forma de onda na saída do retificador a doze pulsos.....	157
Figura 158: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente de entrada do retificador trifásico a doze pulsos, na sua configuração série	160
Figura 159: Deslocamento entre tensão e corrente na entrada do retificador a doze pulsos série	161

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Recomendação da IEEE-519 com relação à taxa de distorção harmônica de corrente	3
Tabela 2: Fator de interferência telefônica para várias frequências de sinais elétricos..	13
Tabela 3: Limites quanto à presença de harmônicas em sistemas alimentados em até 69 kV	15
Tabela 4: Limites das harmônicas características para retificadores a 10 pulsos em sistemas alimentados em até 69 kV	16
Tabela 5: Limites quanto à presença de harmônicas em sistemas alimentados por tensões de 69 kV a 161 kV.....	16
Tabela 6: Limites quanto à presença de harmônicas em sistemas alimentados por tensões acima de 161 kV	16
Tabela 7: Relação de espiras proposta por Iqbal et al. (2010) entre enrolamentos primários e secundários do transformador	27
Tabela 8: Relação de espiras entre os enrolamentos primários e secundários do transformador	28
Tabela 9: Valores das harmônicas de ordem 1 a 41 e seus respectivos valores normalizados para a fase A do retificador a dez pulsos	48
Tabela 10: Valores das harmônicas de ordem 1 a 41 e seus respectivos valores normalizados para a fase B do retificador a dez pulsos	51
Tabela 11: Valores das harmônicas de ordem 1 a 41 e seus respectivos valores normalizados para a fase C do retificador a dez pulsos	54
Tabela 12: Tensões eficazes nos enrolamentos secundários	57
Tabela 13: Valores eficazes e de pico de corrente dos enrolamentos secundários	58
Tabela 14: Valores eficazes de tensão dos enrolamentos secundários	58
Tabela 15: Valores eficazes e de pico de corrente dos enrolamentos primários.....	59
Tabela 16: Características da ponte monofásica 36MB140	89
Tabela 17: Comparação entre os resultados dos ensaios realizados.	139
Tabela 18: Valores dos coeficientes a_n , b_n , das harmônicas de ordem 1 a 37, e seus respectivos valores normalizados	151

Tabela 19: Valores das harmônicas de ordem 1 a 37, e seus respectivos valores normalizados para o retificador a doze pulsos série	159
Tabela 20: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase A..	162
Tabela 21: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase B..	163
Tabela 22: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase C..	164
Tabela 23: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase A da retificação do retificador à plena carga resistiva.....	165
Tabela 24: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase B da simulação do retificador à plena carga resistiva.....	166
Tabela 25: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase C da simulação do retificador à plena carga resistiva.....	167
Tabela 26: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase A na simulação do retificador à meia carga resistiva.....	168
Tabela 27: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase B na simulação do retificador à meia carga resistiva.....	169
Tabela 28: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase C na simulação do retificador à meia carga resistiva.....	170

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	TEMA	1
1.1.1	Delimitação do tema	2
1.2	PROBLEMAS E PREMISSAS	4
1.3	OBJETIVOS	6
1.3.1	Objetivo geral	6
1.3.2	Objetivos específicos	6
1.4	JUSTIFICATIVA	6
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	7
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	8
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	9
2.1	HARMÔNICAS	9
2.1.1	Problemas gerados por harmônicas	11
2.1.2	Requisitos quantitativos da norma IEEE 519	14
2.1.3	TDH	17
2.2	TRANSFORMADORES POLIFÁSICOS	17
2.2.1	Análise quantitativa da conexão zigue-zague	20
2.2.2	Transformador trifásico-pentafásico	22
3	RETIFICADOR A 10 PULSOS	24
3.1	CONCEITO	24
3.2	DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO TRANSFORMADOR	24
3.2.1	Defasagem do secundário do transformador	24
3.2.2	Equacionamento do transformador	24

3.3	PARAMETRIZAÇÃO DO RETIFICADOR / ANÁLISE MATEMÁTICA	28
3.3.1	Análise de tensão.....	29
3.3.2	Análise de corrente	35
3.3.3	Conteúdo harmônico das correntes de fase.....	46
4	PROJETO DO PROTÓTIPO DE RETIFICADOR A 10 PULSOS.....	56
4.1	PROJETO DO TRANSFORMADOR	56
4.1.1	Projeto dos enrolamentos secundários	56
4.1.2	Projeto dos enrolamentos primários.....	58
4.1.3	Especificações do transformador	59
4.2	ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS.....	60
5	SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS.....	61
5.1	SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS COM CARGA TIPO FONTE DE CORRENTE CONTÍNUA.....	61
5.1.1	Formas de onda de tensão	62
5.1.2	Formas de onda de corrente	66
5.1.3	Análise harmônica.....	72
5.2	SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS À PLENA CARGA RESISTIVA.....	74
5.2.1	Formas de onda de tensão	74
5.2.2	Formas de onda de corrente	77
5.2.3	Análise harmônica.....	80
5.3	SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS À MEIA CARGA RESISTIVA	81
5.3.1	Formas de onda de tensão	82
5.3.2	Formas de onda de corrente	83
5.3.3	Análise harmônica.....	85

6	ENSAIO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS.....	87
6.1	LISTA DE MATERIAIS	87
6.1.1	Transformador.....	87
6.1.2	Diodos/Pontes retificadoras	89
6.2	MONTAGEM DO PROTÓTIPO.....	91
6.3	ENSAIO DO PROTÓTIPO À PLENA CARGA.....	93
6.3.1	Formas de onda de tensão	94
6.3.2	Formas de onda de corrente	99
6.3.3	Resultados do analisador de energia	104
6.3.4	Análise harmônica.....	107
6.3.5	Análise de potência	109
6.4	ENSAIO DO PROTÓTIPO À MEIA CARGA.....	111
6.4.1	Formas de onda de tensão	112
6.4.2	Formas de onda de corrente	115
6.4.3	Resultados do analisador de energia	120
6.4.4	Análise harmônica.....	122
6.4.5	Análise de potência	124
6.5	ANÁLISE DOS RESULTADOS DESCONSIDERANDO A CORRENTE MAGNETIZANTE	125
6.5.1	Análise dos resultados do ensaio à plena carga	128
6.5.2	Análise dos resultados do ensaio à meia carga	134
6.6	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS.....	139
7	CONCLUSÕES	140
	REFERÊNCIAS.....	143

APÊNDICE A - ANÁLISE DO RETIFICADOR A SEIS PULSOS – PONTE DE GRAETZ ALIMENTADA POR TRANSFORMADOR DELTA-DELTA.....	145
A.1 ANÁLISE HARMÔNICA	149
A.2 FATOR DE POTÊNCIA	152
APÊNDICE B - ANÁLISE DO RETIFICADOR A DOZE PULSOS – SÉRIE.....	154
B.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	155
B.2 ANÁLISE HARMÔNICA	158
B.3 FATOR DE POTÊNCIA	160
APÊNDICE C – TABELAS DE CONTEÚDO HARMÔNICO DAS SIMULAÇÕES DO RETIFICADOR A DEZ PULSOS	162
C.1 CARGA TIPO CORRENTE CONTÍNUA.....	162
C.2 PLENA CARGA RESISTIVA	165
C.3 MEIA CARGA RESISTIVA	167

1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

Incontáveis e variadas são as aplicações em que barramentos de tensão contínua são necessários – seja como requisito de alimentação do próprio equipamento, ou como etapa intrínseca ao fluxo de potência até o consumidor final, como é o caso de um UPS *Online*¹, por exemplo.

Devido à principal maneira de geração de energia elétrica dos sistemas atuais basear-se em máquinas girantes, a potência entregue a consumidores finais é transmitida através de um sistema trifásico de tensões que variam senoidalmente com o tempo. Porém, desde aplicações residenciais e de baixa potência, que utilizam geralmente uma fonte própria acoplada ao equipamento, até máquinas e equipamentos industriais de grande porte, com consumo na ordem de MVA's, necessitam de alimentação em tensão contínua para seu funcionamento – ou seja, necessitam de circuitos retificadores. Singh et al. (2008, p. 260) enumera uma série de aplicações de retificadores, dentre elas sistemas de transmissão de corrente contínua em alta tensão (HVDC), processos eletroquímicos (como a eletrodeposição), alimentação de sistemas de telecomunicações, carregadores de baterias e os próprios UPS's anteriormente citados.

Para Ahmed (2000, p. 149), “retificação é o processo de converter tensões e correntes alternadas em tensões e correntes contínuas”, e são os chamados circuitos retificadores ou conversores CA-CC os elementos dedicados a essa conversão.

Atualmente, várias são as topologias utilizadas em retificadores – variações resultantes de aproximadamente cem anos de história e, conseqüentemente, estudo, como afirmam Siebert, Troedson e Ebner (2001, p. 145). Ainda segundo o histórico de Siebert, Troedson e Ebner,

O uso de retificadores em aplicações industriais começou com o conversor de contatos eletromecânicos, seguido pela era dos retificadores a mercúrio. Através de vários estágios de desenvolvimento, os retificadores de mercúrio permaneceram até o final da década de 1950, até a invenção dos

¹ *Uninterruptible Power Supplies* – também conhecidos como “*No breaks*” – são fontes auxiliares de alimentação de cargas críticas quando a rede não está entregando potência a essas cargas. Em *No breaks online*, há um barramento CC entre a entrada (senoidal) e a saída (alternada – senoidal ou não), de modo a extinguir o tempo de comutação entre a rede e o banco de baterias como fonte de energia à carga.

componentes semicondutores. A nova era iniciou-se com plantas retificadoras a diodo e já em 1960 o primeiro conversor a diodo com capacidade acima dos 100 kA estava instalado; dez anos depois, a primeira planta a tiristor com capacidade análoga já operava. (SIEBERT; TROEDSON; EBNER, 2001, p. 145, tradução nossa²)

Dentre as topologias utilizadas para a obtenção de tensão e correntes contínuas através de alternadas, surgem variações em termos de fases na entrada – monofásicas, bifásicas, trifásicas e mesmo multifásicas (mais que três fases); em termos de fluxo de potência – unidirecionais ou bidirecionais; em termos de controle de tensão de saída – controladas ou não controladas; em termos de isolamento galvânico entre o barramento DC e o barramento alternado – isoladas ou não isoladas; e em termos de quantidade de pulsos – desde retificadores a meia-onda, passando pelos convencionais trifásicos de seis pulsos, até os multipulsos com altíssimo fator de potência de 12, 18, 24 ou 30 pulsos.

Este presente trabalho apresentará o desenvolvimento de uma topologia de retificadores com entrada multifásica, alto fator de potência, reduzida distorção harmônica de corrente, isolado e com tensão de saída multipulsos.

1.1.1 Delimitação do tema

Durante o projeto de um retificador, Siebert, Troedson e Ebner (2001, p. 145) elencam dois principais grupos de fatores e parâmetros a serem considerados: os parâmetros de entrada – do lado da rede, e os parâmetros de saída – do lado da carga. Do lado da rede, destacam-se o fator de distorção harmônica e o consequente fator de potência de entrada. Já do lado da carga, o *ripple*, ou componente alternada, da tensão e corrente são de maior importância.

Paice (1996, p. 11) define fator de potência como a relação entre as potências ativa (em watts) e aparente (em volt-amperes) da componente fundamental. Essa definição é bastante abrangente, pois já inclui os efeitos resultantes da distorção

² Trecho original: “*High power converters have nearly a hundred years of history. The use of rectifiers in industrial applications started with the electromechanical contact converter followed by the era of mercury converters. In various development stages, mercury converter technology remained until the late 1950’s until the invention of the semiconductor component. The new age started with diode rectifier plants and already in 1960 the first diode rectifier above 100 kA was installed; ten years later the first thyristor plant of this rating was operational*”.

harmônica das formas de onda de corrente e tensão e o efeito do deslocamento de fase entre as mesmas.

Especificamente sobre a distorção harmônica – que é o fator que mais contribui para o baixo fator de potência em retificadores – há uma preocupação crescente com relação às elevadas taxas dessa distorção apresentadas em correntes de entrada de equipamentos eletrônicos e demais cargas retificadas. Recomendações e normas em âmbito internacional têm surgido nos últimos anos com enfoque voltado ao controle da presença de componentes harmônicas em sistemas elétricos – como exemplo, pode-se relacionar a IEEE-519, que relaciona práticas e requerimentos relacionados ao tema. Borgonovo (2005, p. 1) lista uma série de problemas causados por harmônicas, desde a geração às cargas, no sistema – dentre esses efeitos indesejados, destacam-se a distorção das tensões na rede, “causada pela circulação de harmônicas de corrente através das impedâncias de linha” (BORGONOVO, 2005, p.1); a interferência eletromagnética em sistemas de telecomunicação e em equipamentos de medição e proteção; e a circulação dessas componentes pelo neutro, em sistemas trifásicos, podendo gerar uma “consequente elevação de potencial do neutro (...), causando problemas de proteção” (BORGONOVO, 2005, p. 1) e resultando na necessidade de um superdimensionamento desses condutores.

A título de contextualização, a tabela abaixo foi transcrita da IEEE-519 e relaciona limites de distorção harmônica da corrente de acordo com o tamanho³ do consumidor:

Tabela 1: Recomendação da IEEE-519 com relação à taxa de distorção harmônica de corrente

I_{cc}/I_{car}	Distorção Harmônica (%)
< 20	5,0
20 < 50	8,0
50 < 100	12,0
100 < 1000	15,0
> 1000	20,0

Fonte: Autoria própria

³ Essa segmentação por “tamanho” é obtida através da relação entre I_{cc} (corrente de curto-circuito no ponto de acoplamento comum dos consumidores - usualmente o transformador de serviço da concessionária) e I_{car} (corrente máxima demandada pelo consumidor em questão).

Retomando e salientando a importância dada por Siebert, o fator de potência é um dos parâmetros de projetos mais críticos a serem considerados durante o desenvolvimento de um novo retificador. De forma mais abrangente, o fator de potência é um parâmetro crítico para projeto de quaisquer sistemas – incidindo diretamente no tamanho e, conseqüentemente, custo de estruturas de geração e transmissão, de transformadores e demais estruturas de subestações, e distribuição etc.

Como recomendação de aprofundamento ao leitor acerca do tema abordado no presente trabalho – retificadores multipulsos de alto fator de potência, baseados em transformadores com secundários arranjos não convencionalmente – aconselha-se o estudo de trabalhos similares e complementares, desenvolvidos no mesmo contexto de conclusão de curso na UTFPR. Como sugestão, o trabalho intitulado “Estudo de transformadores trifásicos/bifásicos aplicados aos retificadores multipulsos, isolados e com alto fator de potência”, de Beatriz Haddad de Oliveira e João Vitor Kozloski; e “Estudo de transformadores trifásicos/heptafásicos aplicados a retificadores 14 pulsos com alto fator de potência”, de Guilherme Antunes do Nascimento e Martin Breus Meier.

1.2 PROBLEMAS E PREMISAS

O principal problema e conseqüente limitante de um alto fator de potência em retificadores é intrínseco ao processo de funcionamento do mesmo: a comutação dos elementos semicondutores e a distribuição da entrega de potência entre as fases. Considerando que o fator de potência é dependente diretamente da distorção harmônica das formas de onda de tensão e corrente, e sabendo que com a comutação dos diodos/tiristores as três fases apresentam intervalos de tempo em que a corrente entregue à carga é zero, enquanto a tensão continua sua variação senoidal, conclui-se que, em retificadores trifásicos, quanto menor o número de pulsos na onda de tensão da saída, menor será o fator de potência de entrada – devido, novamente enfatizando, à distorção entre as formas de onda de tensão e corrente na entrada.

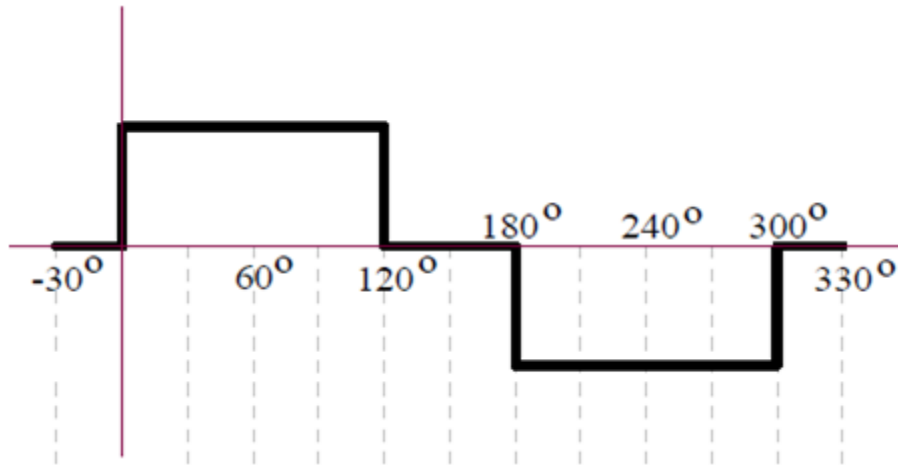


Figura 1: Forma de onda de corrente na fase A de um retificador com carga tipo fonte de corrente a 6 pulsos alimentado por transformador Delta/Delta
Fonte: Autoria própria

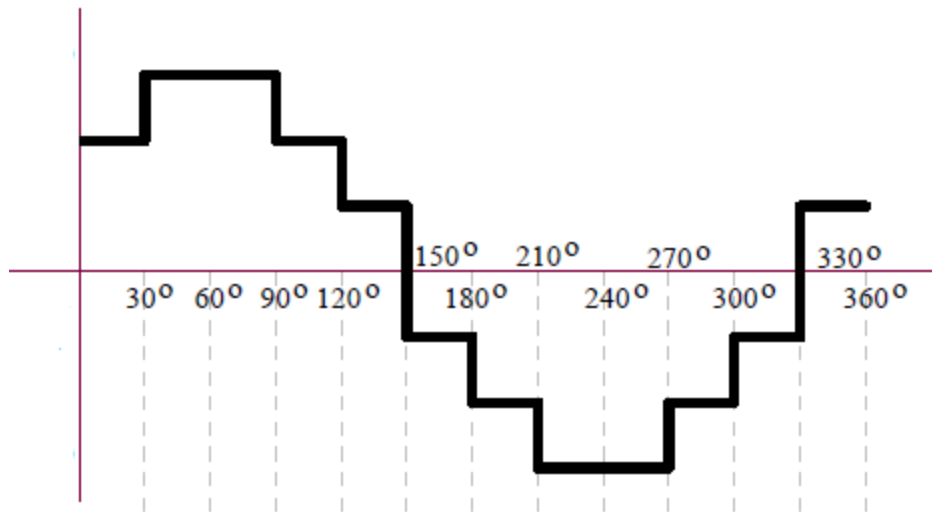


Figura 2: Forma de onda de corrente na fase A de um retificador a 12 pulsos com carga tipo fonte de corrente alimentado por transformadores Delta/Delta e Delta/Estrela e saídas ligadas em série
Fonte: Autoria própria

Analisando as figuras acima, conclui-se com base no capítulo 11, sobre retificadores de doze pulsos, do livro *Eletrônica de Potência* (BARBI, 2005, p. 293), que um aumento no número de pulsos acarreta um proporcional aumento do fator de potência de entrada do retificador – e é essa a premissa adotada para este trabalho.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo geral

Desenvolver um protótipo de um retificador multifásico com 10 pulsos e com elevado fator de potência.

1.3.2 Objetivos específicos

- Estudo de topologias multipulsos e multifásicas de retificadores;
- Estudo do transformador trifásico-pentafásico a ser utilizado para o desenvolvimento do projeto;
- Estudo e desenvolvimento analítico da topologia do retificador a ser construído;
- Desenvolvimento e simulação de um modelo computacional do retificador;
- Análise das formas de onda de tensão e corrente de entrada e de saída para variadas situações de carga;
- Análise do conteúdo harmônico das formas de onda;
- Construção do protótipo;
- Verificação e validação do modelo simulado e comparação das formas de ondas obtidas através da simulação e através do protótipo.

1.4 JUSTIFICATIVA

Em sintonia com o paradigma sustentável atual, que começa a reger e direcionar pesquisas científicas nos mais variados campos do conhecimento, os estudos de eletrônica de potência não podem fugir da tendência de redução do tamanho das estruturas e do aumento da eficiência dos sistemas.

Retificadores com menor distorção harmônica e conseqüente maior fator de potência trazem benefícios de ordem econômica, ambiental e até mesmo social facilmente identificáveis. Já a possibilidade de uma topologia pentafásica – comparativamente às trifásicas multipulsos com deslocamento de fases – entra em concordância com os princípios enunciados no primeiro parágrafo deste tópico, considerando que um transformador com menos enrolamentos e um circuito com menos elementos semicondutores podem ser utilizados para a obtenção de uma tensão

de saída com um *ripple* mínimo a partir de uma pequena distorção das ondas de entrada.

Quão mais difundida for a utilização de retificadores com maior fator de potência, menores serão os gastos de recursos financeiros e naturais com estruturas intrínsecas ao sistema de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica, refletindo diretamente os impactos positivos de ordem econômica e ambiental supracitados. Considerando, agora, a presença reduzida de componentes harmônicas circulando em condutores e transformadores da rede, tem-se uma efetiva melhora da qualidade do sistema – em termos de emissões e consequentes interferências eletromagnéticas, e em termos de confiabilidade – o que pode ser traduzido diretamente em benefícios de ordem social, de qualidade de vida da população dependente do sistema elétrico atual.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O trabalho será efetivado com base na predisposição cronológica e relacional dos objetivos específicos supracitados. Em uma primeira fase, realizar-se-á uma extensa consulta à bibliografia relativa a conversores CA-CC. Já, no próximo estágio, a reunião das informações e conhecimentos adquiridos nessa primeira consulta será utilizada para o desenvolvimento analítico do futuro protótipo, sempre paralelamente a simulações de circuitos em ferramentas de *software*.

As ferramentas a serem utilizadas nessa segunda etapa são o *software* de simulação de circuitos elétricos OrCad e o *software* de apoio a análises matemáticas MathCad.

Através de ferramentas matemáticas como séries de Fourier, calculadas e implementadas com o apoio da ferramenta citada acima, será possível o cumprimento da próxima etapa do trabalho: a análise harmônica das formas de onda resultantes das simulações.

Tão logo as simulações demonstrem resultados satisfatórios, um modelo físico baseado nesses circuitos simulados será construído e, posteriormente, avaliado e comparado com os resultados da prévia simulação.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente trabalho organizar-se-á da seguinte maneira:

- Capítulo 1: Introdução ao tema, proposta de trabalho e definição de objetivos;
- Capítulo 2: Revisão bibliográfica e fundamentação teórica;
- Capítulo 3: Desenvolvimento matemático e analítico do retificador a dez pulsos;
- Capítulo 4: Projeto do protótipo do retificador;
- Capítulo 5: Simulações computacionais do retificador a dez pulsos;
- Capítulo 6: Ensaio do protótipo;
- Capítulo 7: Conclusão.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Para fomentar um mais aprofundado estudo sobre retificadores multipulsos e possibilitar o cumprimento dos objetivos deste trabalho, esta fundamentação teórica inicia-se com um apanhado de conceitos e definições relevantes ao tema. Recorrer-se-á à IEEE 519 como apoio tanto teórico quanto normativo no que tange harmônicas em geral. Um breve estudo sobre transformadores aplicados em retificadores também é desenvolvido neste capítulo.

Como forma de obter uma base de dados de informações sobre o comportamento harmônico de diferentes topologias de retificadores para, posteriormente, confrontar resultados e fomentar conseqüentes discussões, foram analisadas duas topologias comumente utilizadas para a construção dos dispositivos retificadores em questão. Seguem dispostas nos Apêndices de A e B as referidas análises.

2.1 HARMÔNICAS

Segundo a definição da IEEE 519 (p. 10), harmônicos são componentes senoidais de uma onda periódica, com frequências sendo múltiplos inteiros da frequência fundamental dessa onda. No contexto deste trabalho, interessam particularmente duas grandezas elétricas que usualmente variam analogamente a uma onda senoidal e, portanto, são suscetíveis à presença de harmônicos – a tensão e a corrente elétricas.

Distorções da forma originalmente senoidal dessas grandezas são comumente causadas pela presença de harmônicos. “A forma de onda de tensão nunca é exatamente uma onda senoidal composta de uma só frequência. Esse fenômeno é chamado ‘distorção harmônica da tensão’ ou simplesmente ‘distorção da tensão’” (BOLLEN, p. 10, tradução nossa⁴). Para o caso da tensão, há basicamente dois mecanismos distintos de geração dessas componentes harmônicas: o primeiro, o “entalhamento⁵” da forma de onda de tensão, é resultado da comutação dos elementos semicondutores de retificadores, já o segundo é intrinsecamente dependente das

⁴ Trecho original: “*The voltage waveform is never exactly a single frequency sine wave. This phenomenon is called ‘harmonic voltage distortion’ or simply ‘voltage distortion’.*”

⁵ Tradução literal do inglês “*notching*”.

harmônicas de corrente. Este, conforme Arrillaga (2003, p.2), quando uma tensão senoidal é aplicada a uma carga não linear, a corrente resultante não é perfeitamente senoidal e, quando há a presença de impedâncias nas linhas que transmitem essa corrente, há uma conseqüente queda de tensão não-senoidal, produzindo, por fim, distorções na tensão entre os terminais da carga. Enquanto aquele, o dito entalhamento, “ocorre quando dois semicondutores de mesma polaridade estão simultaneamente contribuindo para a corrente de carga” (PAICE, 1996, p.2, tradução nossa⁶), resultado do fenômeno da comutação.

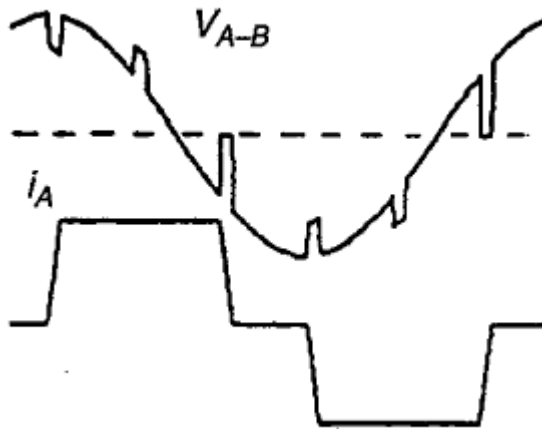


Figura 3: Forma de onda de corrente na fase A de um retificador a 12 pulsos com carga tipo fonte de corrente alimentado por transformadores Delta/Delta e Delta/Estrela e saídas ligadas em série
Fonte: PAICE (1996, p.3)

Na Figura 3 nota-se o surgimento de pequenos “dentes” na tensão de linha entre as fases A e B quando algum dos elementos semicondutores da ponte muda de estado. São justamente essas pequenas deformações que causam o surgimento de componentes harmônicas na forma de onda de tensão. Percebe-se facilmente essa relação entre a comutação dos semicondutores e a deformação da forma de onda de tensão, observando a forma que a corrente da fase A (i_A) assume ao longo do mesmo eixo de tempo que a tensão de linha.

Especificamente sobre as componentes harmônicas de corrente, que tangem, enfim, o escopo principal deste trabalho, várias podem ser as causas de sua geração.

⁶ Trecho original: “Line notching results when two semiconductors of the same polarity are simultaneously contributing to the load current”.

Não linearidades resultantes da saturação magnética do núcleo de transformadores, correntes em fornos a arco elétrico com comportamento estocástico, e não linearidades em cargas diversas, alimentadas principalmente por retificadores, compõem os principais elementos geradores de harmônicas de corrente.

Relativamente ao caso particular da geração de componentes harmônicas de corrente por retificadores trifásicos, pode-se afirmar, como explica a própria IEEE 519 (1993, p. 10), que as ordens das componentes geradas na corrente drenada da rede é função do número de pulsos na forma de onda de tensão na saída do respectivo retificador. Primeiramente, conclui-se que as componentes pares são nulas, dado que as correntes nas fases de alimentação apresentam simetria de meia onda. Com relação às ímpares, somente as harmônicas de ordem igual a $nP \pm 1$, sendo n um contador variando de 0 ao infinito e P o número de pulsos do retificador, estarão presentes na corrente drenada da rede. Exemplificando, um retificador de seis pulsos, como pode ser verificado no Apêndice A deste trabalho, apresentará as harmônicas de primeira, quinta, sétima, décima primeira, décima terceira ordem e assim *ad infinitum*. Para os retificadores de doze pulsos – analisado no Apêndice B –, as componentes presentes serão aquelas de primeira, décima primeira, décima terceira, vigésima primeira, vigésima terceira, e assim por diante. Essas componentes são denominadas componentes harmônicas características do retificador.

2.1.1 Problemas gerados por harmônicas

Dos pontos de vista de uma carga ou equipamento específico e também do sistema elétrico como um todo, há uma extensa gama de problemas, com efeitos e níveis de severidade distintos, que podem ser gerados pela presença de componentes harmônicas. A IEEE 519 (1993, p. 35) destaca três espécies de carga e as categoriza segundo seu nível de suscetibilidade à presença de harmônicas:

- Menos suscetíveis: fornos e dispositivos de aquecimento em geral, pois a energia transmitida pelas componentes harmônicas também é aproveitada nesse tipo de carga para gerar trabalho;

- Mais suscetíveis: equipamentos cujas premissas de projeto assumem a presença de uma entrada perfeitamente senoidal. Equipamentos de comunicação ou de processamento de dados são enquadrados nesta categoria;

- Razoavelmente suscetíveis: motores elétricos.

Porém, mesmo classificando fornos como as cargas menos suscetíveis à influência de harmônicas, a norma faz a ressalva de que, até mesmo nesses equipamentos, problemas como danos prematuros ao isolamento dielétrico podem ocorrer devido à presença das harmônicas.

Dentre esses já mencionados problemas, destacam-se aqueles gerados nas seguintes cargas ou dispositivos do sistema elétrico:

- Motores e geradores:

“o efeito mais pronunciado causado por harmônicas de tensão e corrente em máquinas rotativas (tanto em máquinas síncronas quanto em de indução) é o aumento do aquecimento devido a perdas no ferro e no cobre nas frequências harmônicas. As componentes harmônicas, portanto, afetam a eficiência da máquina e podem comprometer, também, o torque por ela desenvolvido”; (IEEE 519, 1993, p. 35, tradução nossa⁷)

- Transformadores: a norma 519 da IEEE (1993, p. 35) relaciona o aumento das perdas no cobre e por fluxo de dispersão a presença de harmônicas de corrente, enquanto um acréscimo das perdas no ferro é creditado às harmônicas de tensão;

- Capacitores: segundo Arrillaga (2003, p. 143), quando há a presença de capacitores no sistema, como aqueles usados para a correção do fator de deslocamento entre a onda de tensão e a de corrente, pode-se verificar o fenômeno da ressonância, que, por sua vez, pode levar ao aumento excessivo da corrente nesses dispositivos, podendo, inclusive, danificar os capacitores do banco.

- Cabos alimentadores: o principal efeito da presença de harmônicas nos cabos de energia é o aquecimento devido ao aumento da resistência, causado, por sua vez, pelo efeito pelicular, definido por Fuchs (1977, p. 453) como a concentração da densidade de corrente nas porções periféricas da seção transversal do condutor. Esse efeito pelicular, ou efeito *skin*, é mais pronunciado quanto maior for a frequência da

⁷ Trecho original: “A major effect of harmonic voltages and currents in rotating machinery (induction and synchronous) is increased heating due to iron and copper losses at the harmonic frequencies. The harmonic components thus affect the machine efficiency, and can also affect the torque developed”.

corrente circulante pelo cabo. Portanto, quão mais elevada a ordem da harmônica, mais prejudicial para o desempenho dos cabos alimentadores do sistema;

- Equipamentos eletrônicos: a presença de harmônicas pode causar o mau funcionamento de dispositivos eletrônicos, pois são usualmente parametrizados a partir de aspectos da onda de tensão (como a passagem por zero, por exemplo), comenta a IEEE 519 (1993, p. 38);

- Sistemas de telefonia: a produção de campos eletromagnéticos pela circulação de componentes harmônicas próxima a sistemas de telefonia pode influenciar negativamente a operação desses sistemas. Dada a proximidade das frequências de algumas componentes harmônicas geradas pelas fontes já mencionadas em relação à banda da voz humana⁸, a norma 519 da IEEE define o TIF (*telephone interference factor*) ou fator de interferência telefônica, uma quantidade adimensional que é proporcional à capacidade de uma onda eletromagnética interferir em um sistema de telefonia. A IEEE 519 traz a tabela abaixo, relacionando valores de TIF para frequências únicas:

Tabela 2: Fator de interferência telefônica para várias frequências de sinais elétricos

FREQ.	TIF	FREQ.	TIF	FREQ.	TIF	FREQ.	TIF
60	0,5	1020	5100	1860	7820	3000	9670
180	30	1080	5400	1980	8330	3180	8740
300	225	1140	5630	2100	8830	3300	8090
360	400	1260	6050	2160	9080	3540	6730
420	650	1380	6370	2220	9330	3660	6130
540	1320	1440	6560	2340	9840	3900	4400
660	2260	1500	6680	2460	10340	4020	3700
720	2760	1620	6970	2580	10600	4260	2750
780	3360	1740	7320	2820	10210	4380	2190
900	4350	1800	7570	2940	9820	5000	840
1000	5000						

Fonte: IEEE 519

⁸ De aproximadamente 200 Hz a 5000 Hz.

2.1.2 Requisitos quantitativos da norma IEEE 519

Como uma maneira de fomentar o desenvolvimento de sistemas e soluções com menor presença de componentes harmônicas, a IEEE 519 outorgou, através de sua seção 10, uma série de práticas e requisitos quantitativos relativos ao tema.

Especificamente, os índices recomendados pela norma são relativos ao entalhamento da tensão – a profundidade do entalhe, a sua área total e a distorção da tensão do barramento causado por esse efeito – e às distorções harmônicas individual e total de tensão e de corrente; salientando, novamente, que esta última é o enfoque deste trabalho.

A fim de padronização, a norma define o conceito de PCC (*point of common coupling*), ponto comum de acoplamento, onde devem efetivamente ser medidas as grandezas em questão. Como exemplo, em um sistema industrial, o PCC é o ponto entre a carga não linear e as demais cargas.

Como já fora brevemente explicado no item 1.1.1 deste trabalho, todos os parâmetros são definidos a partir de uma medida do “tamanho” da unidade consumidora e conseqüente geradora de componentes harmônicas. Esse procedimento é adotado para que grandes cargas, que são conseqüentemente mais impactantes para o sistema, tenham requisitos mais severos quanto à geração de harmônicas. A validade dessa classificação pode ser verificada através de dois pontos de vista: quão maior o consumidor, além de gerar um maior impacto para o sistema, maior deve ser, também, a sua disponibilidade de recursos técnicos e financeiros para sanar esse inconveniente; enquanto que, para consumidores menores, aplica-se a lógica inversa.

Reforçando o parágrafo anterior e o item 1.1.1, a medida utilizada como determinante para o tamanho da unidade consumidora é a relação entre a corrente da máxima potência demandada pelo consumidor (I_{car}) e a corrente de curto circuito (I_{cc}) no PCC.

Os limites estipulados pela IEEE 519 e reproduzidos nas tabelas abaixo se referem a retificadores de seis pulsos, para dispositivos com número maior de pulsos na tensão de saída utiliza-se um fator de correção para o limite das harmônicas características, aqui denominado por F_c dado por:

$$F_c = \sqrt{\frac{q}{6}}$$

Eq. 2-1

Na qual q é o número de pulsos do retificador.

Tabela 3: Limites quanto à presença de harmônicas em sistemas alimentados em até 69 kV

I_{cc}/I_{car}	ORDEM INDIVIDUAL DAS HARMÔNICAS (%)					Distorção Harmônica (%)
	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
< 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

Fonte: IEEE 519

A Tabela 3 acima traz, nas colunas centrais, os limites percentuais em relação à corrente de carga (I_{car}) para a presença das componentes harmônicas individuais. A última coluna da tabela, com valores em negritos, contém os valores máximos permitidos para a distorção harmônica da dita I_{car} . Percebe-se que quão maior for a ordem da harmônica, menor deve ser sua influência na corrente de carga. Já, em relação ao tamanho do consumidor, quão menor for a relação entre a corrente de curto-circuito no barramento onde está conectado e a máxima corrente de carga demandada, menor também devem ser as amplitudes individuais de cada uma das componentes harmônicas e o valor da distorção harmônica total da corrente.

Dentro do contexto do atual trabalho, a Eq. 2-1 é utilizada para calcular o fator corretor para a Tabela 3 de forma a aplicá-la direta a retificadores de dez pulsos. A Tabela 4 abaixo é a forma já corrigida da tabela anterior:

$$F_c = \sqrt{\frac{10}{6}} = 1,3$$

Tabela 4: Limites das harmônicas características para retificadores a 10 pulsos em sistemas alimentados em até 69 kV

I_{cc}/I_{car}	ORDEM INDIVIDUAL DAS HARMÔNICAS (%)					Distorção Harmônica (%)
	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
$100 < 1000$	15,6	7,2	6,5	2,6	1,3	15,0
> 1000	19,5	9,1	7,8	3,3	1,8	20,0

Fonte: Autoria própria.

Outros aspectos relevantes da limitação de distorção harmônica da corrente sugerida pela IEEE 519 são a segmentação por níveis de tensão e a limitação quanto a harmônicas pares. Esta última, segundo nota na própria norma, define que o máximo admitido para a amplitude de uma harmônica par deve ser 25% da amplitude máxima permitida para uma harmônica ímpar dentro da mesma faixa da harmônica par em questão. Em relação ao nível de tensão de alimentação da instalação, consumidores atendidos até 69 kV devem respeitar os limites impostos pela Tabela 3, enquanto aqueles atendidos de 69 a 161 kV e acima de 161 kV devem se referir, respectivamente, aos limites contidos nas tabelas 5 e 6.

Tabela 5: Limites quanto à presença de harmônicas em sistemas alimentados por tensões de 69 kV a 161 kV

I_{cc}/I_{car}	ORDEM INDIVIDUAL DAS HARMÔNICAS					Distorção Harmônica (%)
	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
< 20	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
$20 < 50$	3,5	1,75	1,25	0,5	0,25	4,0
$50 < 100$	5,0	2,25	2,0	0,75	0,35	6,0
$100 < 1000$	6,0	2,75	2,5	1,0	0,5	7,5
> 1000	7,5	3,5	3,0	1,25	0,7	10,0

Fonte: IEEE 519

Tabela 6: Limites quanto à presença de harmônicas em sistemas alimentados por tensões acima de 161 kV

I_{cc}/I_{car}	ORDEM INDIVIDUAL DAS HARMÔNICAS					Distorção Harmônica (%)
	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	
< 50	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5
≥ 50	3,0	1,5	1,15	0,45	0,22	3,75

Fonte: IEEE 519

2.1.3 TDH

A fim de facilitar a análise e quantificação do teor harmônico das formas de onda de tensão e corrente, definiu-se a chamada “Taxa de Distorção Harmônica” (TDH⁹), ou, como define a IEEE 519 (1993, p.10), “fator de distorção”, que é a relação entre o valor RMS do conteúdo harmônico pelo valor RMS da componente fundamental, expressada em função da fundamental, em porcentagem, como mostra a equação abaixo:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} A_n^2}}{A_1} \quad \text{Eq. 2-2}$$

2.2 TRANSFORMADORES POLIFÁSICOS

Com o intuito de obter um número elevado de pulsos nos bornes de saída dos retificadores, projetistas utilizam-se frequentemente de ligações não usuais dos enrolamentos de transformadores trifásicos – ao invés dos usuais Delta e Estrela, que apresentam vantagens e desvantagens entre si, mas continuam basicamente reproduzindo as três fases da entrada, com seus respectivos ângulos de fase e consequente defasagem entre si, no secundário do transformador.

Paice (1996, p. 31) define que, para a redução do conteúdo harmônico da corrente, transformadores deslocadores de fase são utilizados para alimentar estruturas retificadoras.

“Como uma entrada trifásica é disponível, tem-se uma maneira muito simples de obter deslocamentos de fase a partir da adição de segmentos de fasores de tensão em um transformador. Essa espécie de ‘recorta e cola’ dos fasores de tensão pode ser denominado como ‘divisão de fases’” (PAICE, 1996, p.31, tradução nossa¹⁰).

Duas ligações bastante comuns que se utilizam dessa técnica descrita na citação acima são as conhecidas “zigue-zague” e “polígono”, representadas nas figuras seguintes.

⁹ Neste trabalho, as siglas TDH e THD serão utilizadas intercambiavelmente. THD do inglês *Total Harmonic Distortion*.

¹⁰ Trecho original: “*Because a three-phase input is available, we have a simple means of obtaining phase shift by adding appropriate segments of voltage in a transformer. This sort of ‘cut and paste’ of the voltage vectors can be described as phase splitting*”.

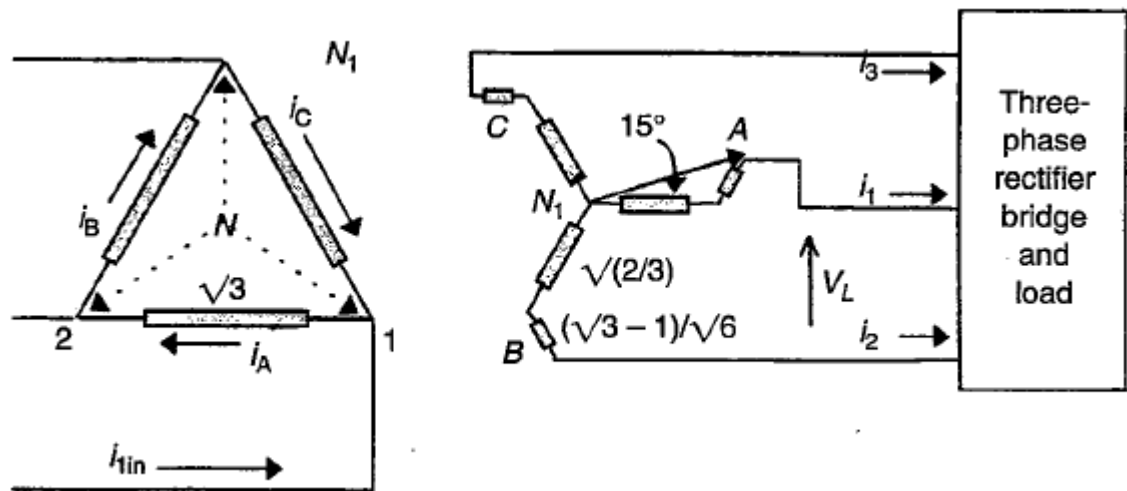


Figura 4: Retificador trifásico alimentado por transformador conectado em Delta-Zigue-Zague
Fonte: PAICE (1996, p.41)

A ligação zigue-zague no secundário do transformador (Figura 4) proporciona uma defasagem adicional entre as fases de entrada e as do secundário de quinze graus elétricos. Esse deslocamento, que pode tanto ser positivo quanto negativo, pode ser empregado para alimentar balanceadamente retificadores a doze pulsos, como afirma Paice (1996, p. 41) e como explorado nos apêndices deste trabalho.

Analisando o arranjo dos enrolamentos no secundário, percebe-se que a ligação zigue-zague consiste de um arranjo em estrela, em que cada um dos enrolamentos está associado em fase com um pequeno enrolamento - cujo número de espiras é menor e que está acoplado magneticamente a um enrolamento primário cujo ângulo de fase está 120° elétricos adiantado em relação ao enrolamento primário que está acoplado à bobina principal da fase em questão no secundário. Desde que o número de espiras esteja devidamente dimensionado (como mostra em detalhes a Figura 4), o deslocamento de quinze graus é obtido.

Como a ligação zigue-zague serve como subsídio teórico para este trabalho, a obtenção da relação de número de espiras entre o primário e secundário será analisada quantitativamente na seção 2.2.1.

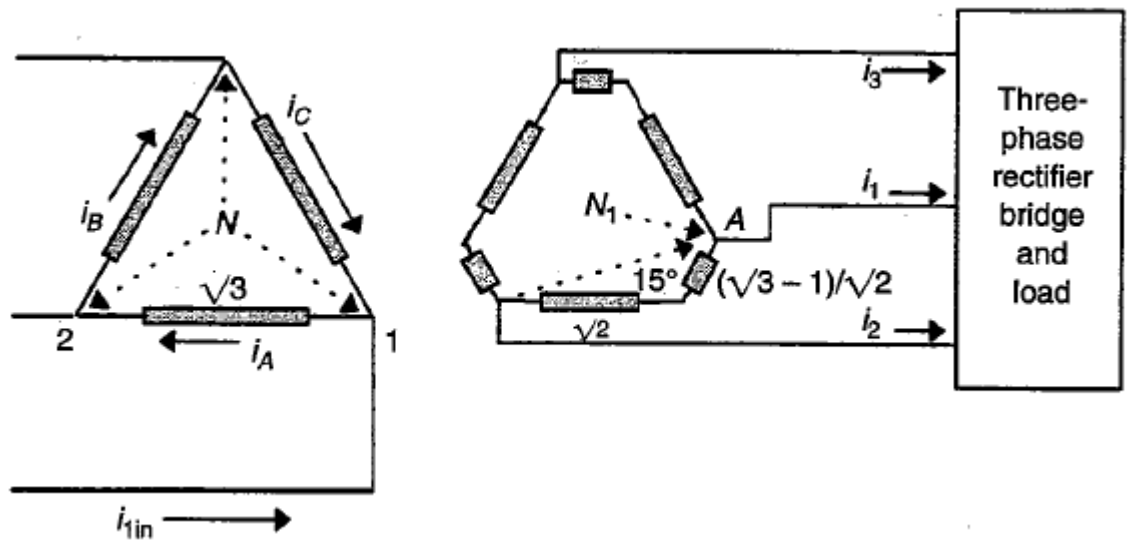


Figura 5: Retificador trifásico alimentado por transformador conectado em Delta-Polígono
 Fonte: PAICE (1996, p.42)

Na ligação polígono, como representada no secundário do transformador ilustrado na Figura 5 acima, aplica-se o mesmo princípio utilizado na ligação zig-zague. Porém, para este caso, a associação dos enrolamentos é fechada, assemelhando-se a um delta no secundário. Novamente, desde que as relações de espiras sejam respeitadas, o deslocamento de quinze graus elétricos será obtido e as correntes drenadas das fases na entrada do transformador, do lado da rede, serão equilibradas.

Outra aplicação direta dessa propriedade de associação de enrolamentos com ângulos de fase distintos é a possibilidade de obter um número de fases na saída do transformador diferente do número de fases de entrada. A antiga e conhecida ligação Le Blanc, que transforma um sistema trifásico de tensões em um sistema bifásico, é um exemplo de aplicação. A Figura 6 mostra o diagrama fasorial de um transformador utilizando a conexão Le Blanc.

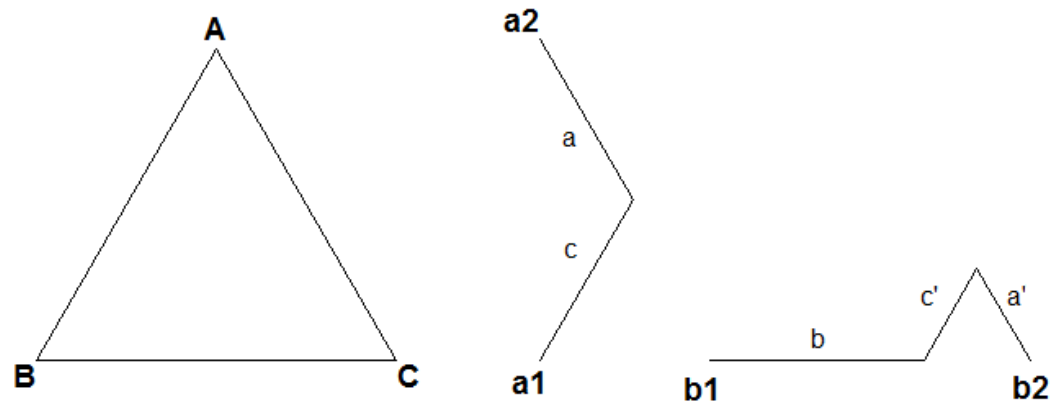


Figura 6: Diagrama fasorial de um transformador trifásico-bifásico segundo a conexão Le-Blanc
 Fonte: Autoria própria

Baseando-se nessa propriedade e no método de conversão de sistemas trifásicos em sistemas com número distinto de fases, o transformador com entrada trifásica e saída pentafásica será equacionado e o retificador com uma forma de onda de tensão de saída com dez pulsos será desenvolvido, nas próximas etapas deste trabalho. O tópico seguinte servirá como base do dito equacionamento do transformador tri-pentafásico a ser realizado.

2.2.1 Análise quantitativa da conexão zigue-zague

Como fora definido no tópico anterior, a conexão zigue-zague dá-se com a conexão em série de “segmentos” de fasores de tensão com defasamentos distintos. O intuito inicial dessa conexão foi a compensação, para o lado da rede, do desequilíbrio de cargas no secundário de transformadores de distribuição, mas a defasagem que pode ser obtida com essa técnica é largamente utilizada em retificadores multipulsos.

Para esta análise quantitativa, o esquema de um transformador conectado em Delta-Zigue-Zague alimentando uma carga resistiva trifásica (Figura 7) será utilizado como base. Segundo a representação abaixo, N_1 , N_2 e N_3 representam, respectivamente, o número de espiras nos enrolamentos primário e nos dois secundários de cada uma das três fases.

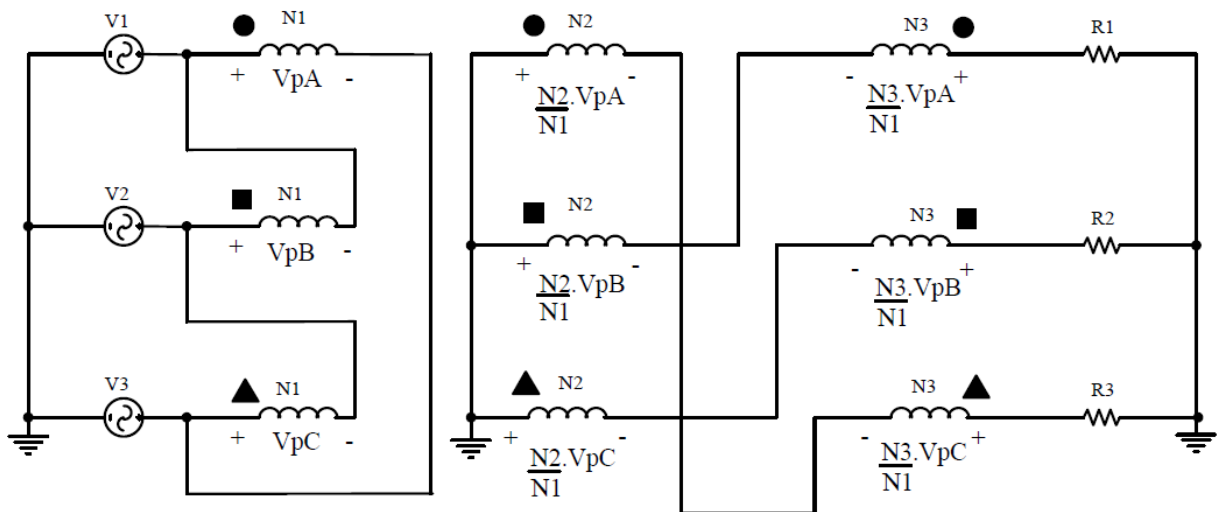


Figura 7: Transformador conectado em Delta-Zigzag-Zigzag com carga resistiva
Fonte: INEP (2007, p.7)

Necessita-se, portanto, das relações $N2/N1$ e $N3/N1$ de tal forma que o módulo da tensão sobre a carga seja o mesmo da tensão de entrada e que haja uma diferença, neste exemplo definida como 15° elétricos – de acordo com o retificador apresentado na Figura 4, entre os ângulos de fase das tensões de entrada e saída do transformador.

Utilizando como referência a sequência positiva de fasores, a conexão Delta no primário do transformador gera uma defasagem de 30° nas tensões de linha VpA , VpB e VpC , com relação às respectivas tensões de fase.

A tensão no resistor $R1$ é dada pela seguinte equação:

$$\dot{V}_{R1} = \frac{N3}{N1} \dot{V}_{pA} - \frac{N2}{N1} \dot{V}_{pB} \quad \text{Eq. 2-3}$$

A fins de facilitar os cálculos, $N1$ é considerado unitário. Sabendo-se, também, que o ângulo do fasor VpA é -30° e VpB , -150° , e que o módulo desses fasores é $\sqrt{3}$ vezes maior que o módulo da tensão de linha primária, a ser representada por Vp , tem-se:

$$\dot{V}_{R1} = N3 \cdot \sqrt{3} \cdot Vp \angle -30^\circ - N2 \cdot \sqrt{3} \cdot Vp \angle -150^\circ \quad \text{Eq. 2-4}$$

O que, após uma série de operações, pode ser reescrito como:

$$\dot{V}_{R1} = \sqrt{3} \cdot Vp \cdot \sqrt{(N2)^2 + N2 \cdot N3 + (N3)^2} \left| \arctg \left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{\frac{N2}{N3} - 1}{\frac{N2}{N3} + 1} \right) \right. \quad \text{Eq. 2-5}$$

Observa-se na Eq. 2-5 acima que tanto o módulo da tensão na carga, quanto o seu ângulo, são funções do número de espiras dos enrolamentos secundários (lembrando que N_1 é unitário). Portanto, tem-se o sistema abaixo:

$$\begin{cases} \arctg\left(\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \frac{\frac{N_2}{N_3}-1}{\frac{N_2}{N_3}+1}\right) = 15^\circ \\ \sqrt{3} \cdot \sqrt{(N_2)^2 + N_2 \cdot N_3 + (N_3)^2} = 1 \end{cases} \quad \text{Eq. 2-6}$$

O que resulta em:

$$N_2 = 0,4714$$

$$N_3 = 0,1725$$

Resultados que vêm de encontro ao que demonstrou a Figura 4, de Paice, para um defasamento de 15° entre a fase A de entrada (com ângulo de fase igual a 0°) e a fase A de saída (com ângulo de fase de 15° , como convencionado para este tópico) e relação de transformação unitária.

2.2.2 Transformador trifásico-pentafásico

Como brevemente explicado no tópico 2.2, o equacionamento apresentado no tópico anterior será a referência para a modelagem matemática do transformador com entrada trifásica e saída pentafásica. Vale ressaltar que, sendo o secundário, portanto, pentafásico, a defasagem necessária entre as fases será de 72° elétricos – como demonstrado pela Equação 3-1 –, e o módulo dessas tensões pode ser variado conforme os requisitos de projeto.

A Figura 8 representa o retificador tema deste trabalho, que será modelado e desenvolvido propriamente na próxima etapa deste projeto, utilizando o transformador com entrada trifásica e saída pentafásica.

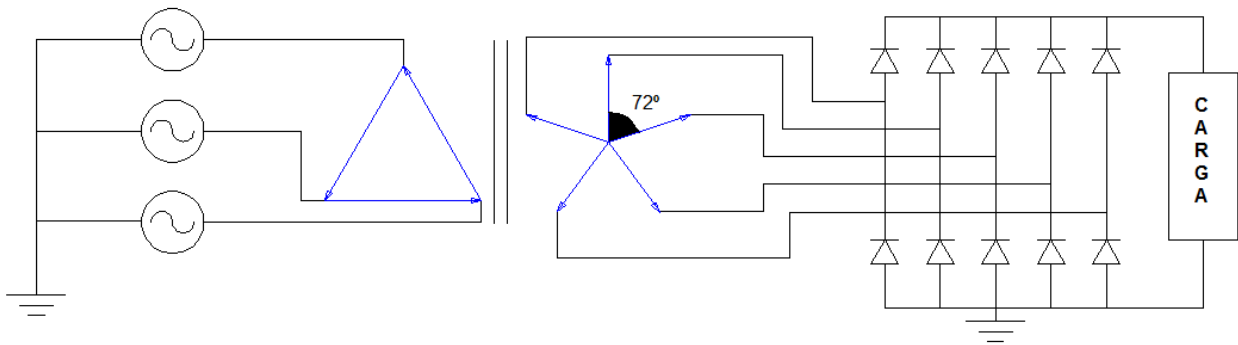


Figura 8: Esquema do transformador trifásico-pentafásico alimentando um retificador a dez pulsos
Fonte: Autoria própria

3 RETIFICADOR A 10 PULSOS

3.1 CONCEITO

O dispositivo retificador constitui-se de uma ponte de diodos de Graetz modificada, com 10 diodos, alimentada por um transformador com primário trifásico e secundário com enrolamentos conectados em um arranjo especial, de modo a obter cinco fases equilibradas e com a mesma defasagem entre si.

3.2 DESENVOLVIMENTO MATEMÁTICO DO TRANSFORMADOR

3.2.1 Defasagem do secundário do transformador

Como já demonstra a Figura 8, a defasagem entre as cinco fases do secundário do transformador para que se obtenha uma onda de tensão com dez pulsos no barramento do retificador deve ser igual a 72° elétricos. Esse valor é facilmente deduzido da expressão seguinte, em que o numerador representa o ciclo total da rede em graus elétricos e o denominador, o número de fases. O resultado é equivalente à defasagem entre essas ditas fases:

$$\frac{360^\circ}{5} = 72^\circ \quad \text{Eq. 3-1}$$

3.2.2 Equacionamento do transformador

Dentro do contexto de retificadores polifásicos, torna-se inegável a influência e importância do transformador para a concepção e performance do dispositivo a ser projetado.

Como previamente citado, grande parte de retificadores polifásicos são desenvolvidos baseados em número de fases de saída múltiplo de três, o que, em determinado nível, simplifica o desenvolvimento do transformador a ser utilizado, pois não existe a preocupação com o desbalanceamento das fases – resumidamente, basta replicar com a defasagem necessária as três fases da rede de entrada. Porém, tratando-se de um retificador pentafásico, cujo número de fases de saída é notadamente não múltiplo de três, há uma maior preocupação com o balanceamento das fases de entrada, e com o módulo das cinco fases de saída.

Referenciando o t3pico anterior, o secund3rio do transformador deve apresentar um arranjo de enrolamentos que possibilite um mesmo m3dulo na tens3o de cada um dos seus cinco bornes, e uma defasagem de 72° el3tricos entre si.

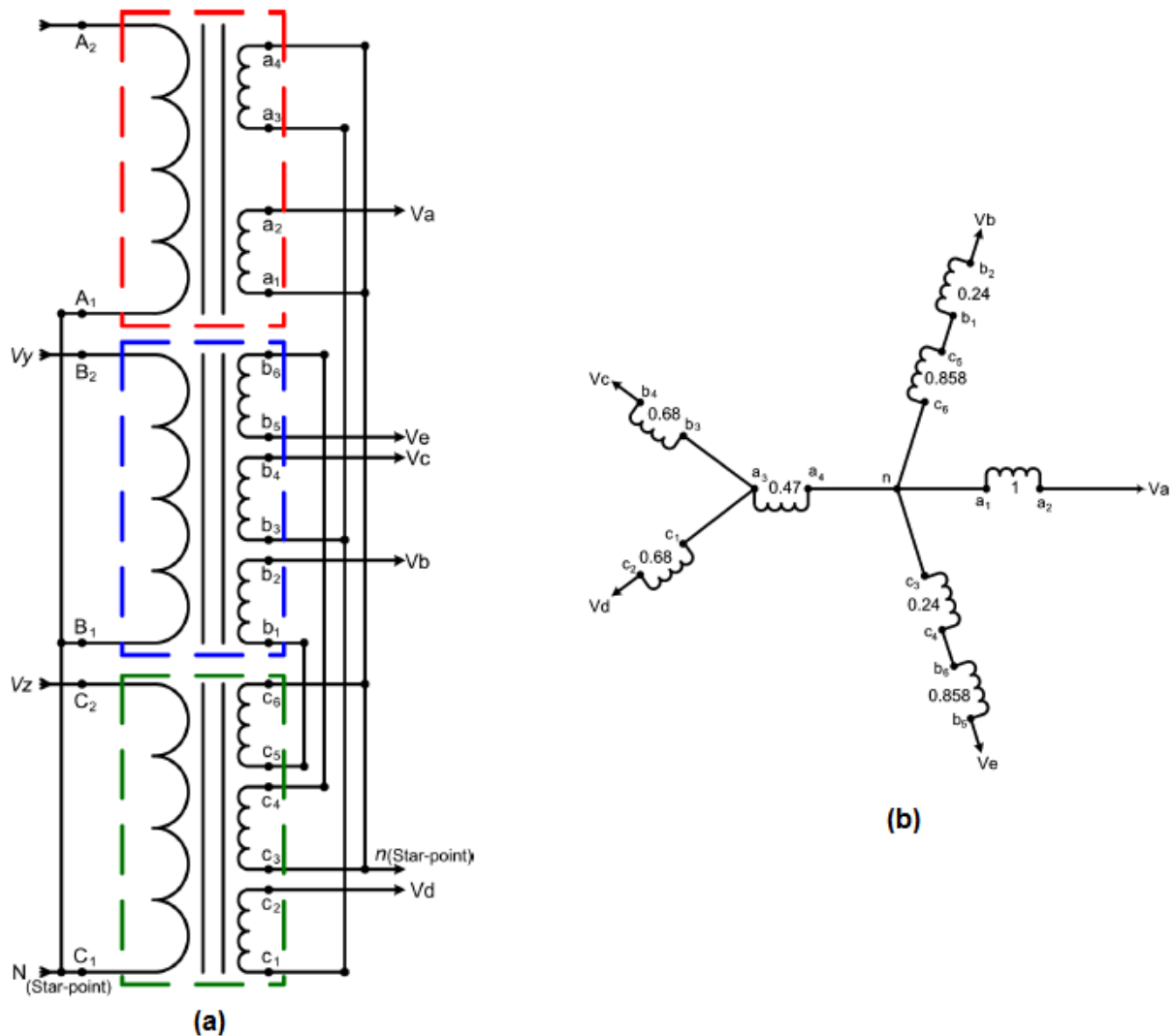


Figura 9: Esquema de liga3o dos enrolamentos secund3rios do transformador
 (a) Representa3o dos segmentos de enrolamentos
 (b) Resultado fasorial da liga3o

Fonte: Iqbal et al. (2010)

Iqbal et al. (2010) desenvolve o sistema de equa33es abaixo (Eq. 3-2) para determinar a combina3o dos tr3s fasores do prim3rio de modo a obterem-se as tens33es secund3rias conforme demonstra a Figura 9 acima.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} = \frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ 0 & \text{sen}\left(\frac{\pi}{15}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{15}\right) \\ -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{15}\right) & \text{sen}\left(\frac{\pi}{5}\right) & 0 \\ -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{15}\right) & 0 & \text{sen}\left(\frac{\pi}{5}\right) \\ 0 & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{15}\right) & -\text{sen}\left(\frac{\pi}{15}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} \quad \text{Eq. 3-2}$$

$$V_a = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Eq. 3-3}$$

$$V_b = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{15}\right) \quad \text{Eq. 3-4}$$

$$V_c = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{4\pi}{15}\right) \quad \text{Eq. 3-5}$$

$$V_d = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{15}\right) \quad \text{Eq. 3-6}$$

$$V_e = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{15}\right) \quad \text{Eq. 3-7}$$

$$V_x = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad \text{Eq. 3-8}$$

$$V_y = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{Eq. 3-9}$$

$$V_z = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{Eq. 3-10}$$

As tensões V_x , V_y e V_z são as tensões entre os respectivos bornes das bobinas do primário do transformador. Já as tensões V_a , V_b , V_c , V_d , e V_e representam as cinco fases de saída.

Expressando de outra maneira o resultado do modelo desenvolvido por Iqbal et al. (2010), a seguinte tabela contém as relações de espiras que, associadas no secundário, resultarão no sistema fasorial acima demonstrado.

Tabela 7: Relação de espiras proposta por Iqbal et al. (2010) entre enrolamentos primários e secundários do transformador

PRIMÁRIO	SECUNDÁRIO	RELAÇÃO ESPIRAS (N_p/N_s)
Fase X	a_1a_2	1
	a_4a_3	0,47
Fase Y	b_1b_2	0,24
	b_4b_3	0,68
	b_5b_6	0,858
Fase Z	c_1c_2	0,68
	c_4c_3	0,24
	c_5c_6	0,858

Fonte: Iqbal et al. (2010)

As relações expostas na tabela acima asseguram que o módulo das tensões do secundário seja equivalente, como já fora supracitado, àquele entre os bornes das bobinas do primário. Contudo, como para o desenvolvimento do retificador utilizar-se-á uma conexão em delta no primário, a tensão nos enrolamentos primários será $\sqrt{3}$ vezes maior que as tensões da rede – e é de interesse deste atual trabalho que o módulo das tensões pentafásicas apresente o mesmo valor que as tensões da rede. Portanto, a tabela abaixo apresenta os valores de referência adaptados daqueles propostos pela Tabela 7, mantendo-se o mesmo arranjo demonstrado pela Figura 9. Ressalta-se também que no contexto dos próximos tópicos deste trabalho, as fases da rede de entrada serão denominadas V_a , V_b e V_c ; as fases do secundário do transformador, V_1 , V_2 , V_3 , V_4 e V_5 .

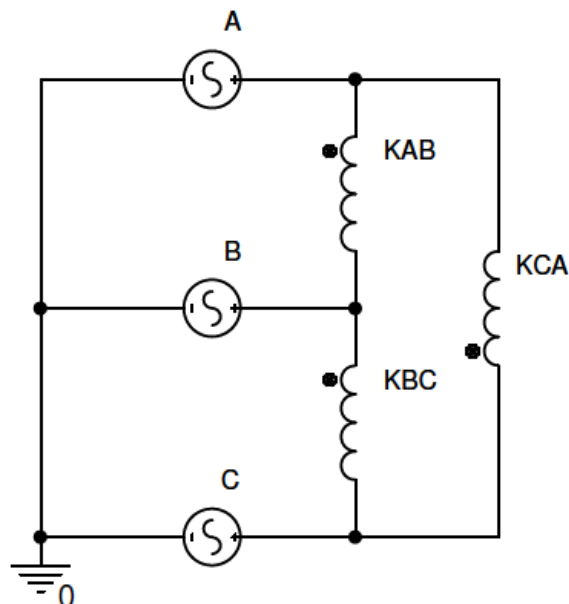
Tabela 8: Relação de espiras entre os enrolamentos primários e secundários do transformador

PRIMÁRIO	SECUNDÁRIO	NOMENCLATURA	RELAÇÃO ESPIRAS (N_p/N_s)
Enrolamento AB	ab_1ab_2	K1	0,577
	ab_4ab_3	K4	0,271
Enrolamento BC	bc_1bc_2	K3	0,139
	bc_4bc_3	K5	0,393
	bc_5bc_6	K8	0,495
Enrolamento CA	ca_1ca_2	K6	0,393
	ca_4ca_3	K7	0,139
	ca_5ca_6	K2	0,495

Fonte: Autoria própria

3.3 PARAMETRIZAÇÃO DO RETIFICADOR / ANÁLISE MATEMÁTICA

Para o adequado projeto do retificador, realizar-se-á uma breve análise matemática em termos algébricos dos diversos parâmetros do transformador – todos referenciados às tensões de entrada ou à corrente de carga. Com fins de simplificação, o circuito do retificador será didaticamente dividido em três blocos principais, definidos nas figuras a seguir: o primário do transformador – lado da rede, secundário do transformador, e ponte de diodos.

**Figura 10:** Bloco 1 – Primário do transformador

Fonte: Autoria própria

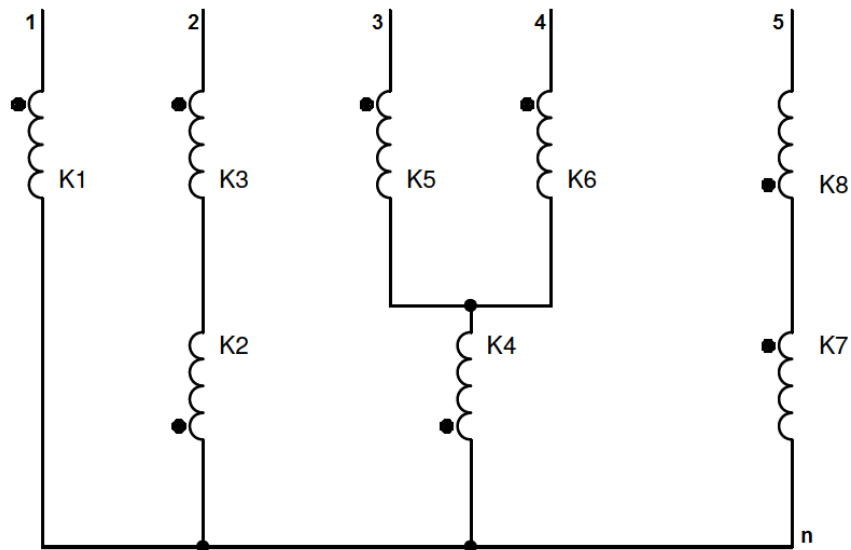


Figura 11: Bloco 2 – Secundário do transformador
Fonte: Autoria própria

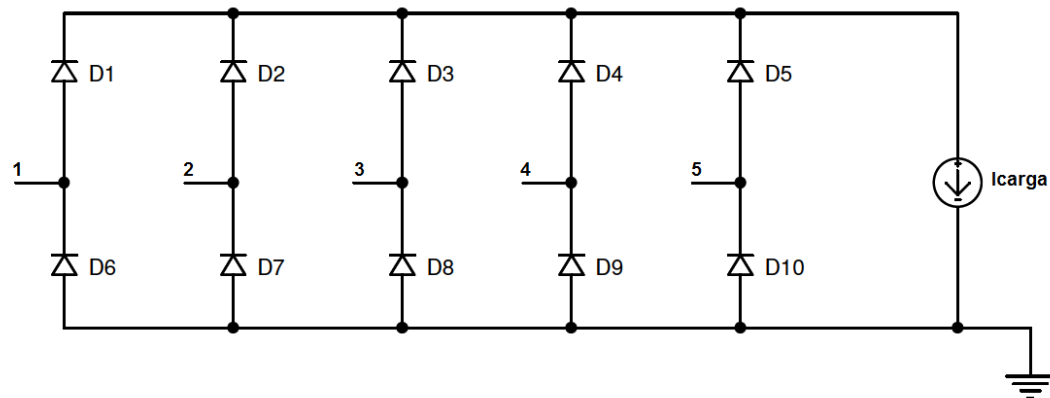


Figura 12: Bloco 3 – Ponte de diodos
Fonte: Autoria própria

3.3.1 Análise de tensão

Definem-se então as tensões da rede de alimentação do retificador:

$$\dot{V}_A = V_f \angle 0^\circ \quad \text{Eq. 3-11}$$

$$\dot{V}_B = V_f \angle -120^\circ \quad \text{Eq. 3-12}$$

$$\dot{V}_C = V_f \angle 120^\circ \quad \text{Eq. 3-13}$$

Nas quais V_f é o módulo da tensão de fase da rede.

Ainda do lado primário do transformador – Bloco 1, que será conectado em delta, deduzem-se facilmente as tensões nos bornes dos três enrolamentos, sendo estas as tensões de linha da rede:

$$\dot{V}_{AB} = \dot{V}_A - \dot{V}_B = \sqrt{3}.V_f \angle 30^\circ \quad \text{Eq. 3-14}$$

$$\dot{V}_{BC} = \dot{V}_B - \dot{V}_C = \sqrt{3}.V_f \angle -90^\circ \quad \text{Eq. 3-15}$$

$$\dot{V}_{CA} = \dot{V}_C - \dot{V}_A = \sqrt{3}.V_f \angle 150^\circ \quad \text{Eq. 3-16}$$

No gráfico abaixo, pode-se verificar a defasagem de 30° entre as tensões sobre os enrolamentos e suas correspondentes tensões de fase, e a diferença entre os respectivos módulos. É válido ressaltar a importância de ambas as tensões de fase e de linha, pois esta será utilizada para definir a fase e módulo das tensões do secundário enquanto aquela será a referência de fase para a corrente da rede.

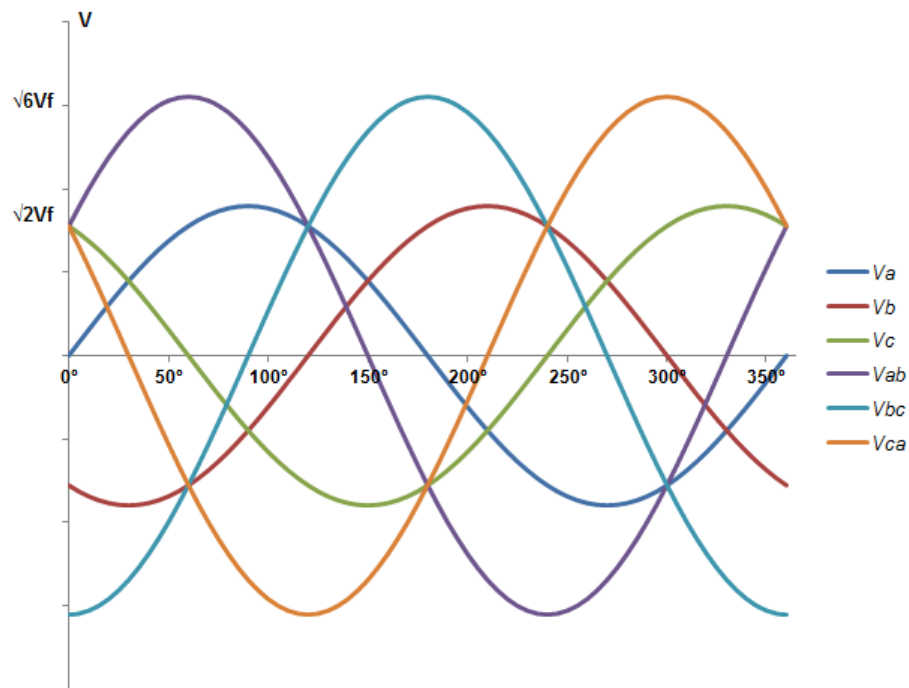


Figura 13: Tensões de fase e linha – primário do transformador
Fonte: Autoria própria

As tensões de fase do secundário do transformador – previamente definido Bloco 2, Figura 11 – são definidas em função das tensões das fases de entrada e de como serão arranjados os enrolamentos secundários. A obtenção da defasagem entre as respectivas fases do secundário é obtida através da Equação 3-1, e o módulo da

tensão das mesmas é definido como de valor igual ao de fase da tensão da rede de entrada (V_f), já o ângulo de fase é adiantado em 30° devido à conexão dos enrolamentos primários em delta. Portanto, as cinco fases do secundário do transformador, e, conseqüentemente, de alimentação do retificador, são expressas como segue abaixo:

$$\dot{V}_1 = V_f \angle 30^\circ \quad \text{Eq. 3-17}$$

$$\dot{V}_2 = V_f \angle -42^\circ \quad \text{Eq. 3-18}$$

$$\dot{V}_3 = V_f \angle -114^\circ \quad \text{Eq. 3-19}$$

$$\dot{V}_4 = V_f \angle -186^\circ \quad \text{Eq. 3-20}$$

$$\dot{V}_5 = V_f \angle -258^\circ \quad \text{Eq. 3-21}$$

O arranjo especificamente desenvolvido para este projeto fora explanado no tópico 2.2.2. Em seguida, verifica-se, através da Figura 14, a distribuição temporal da tensão das cinco fases do secundário:

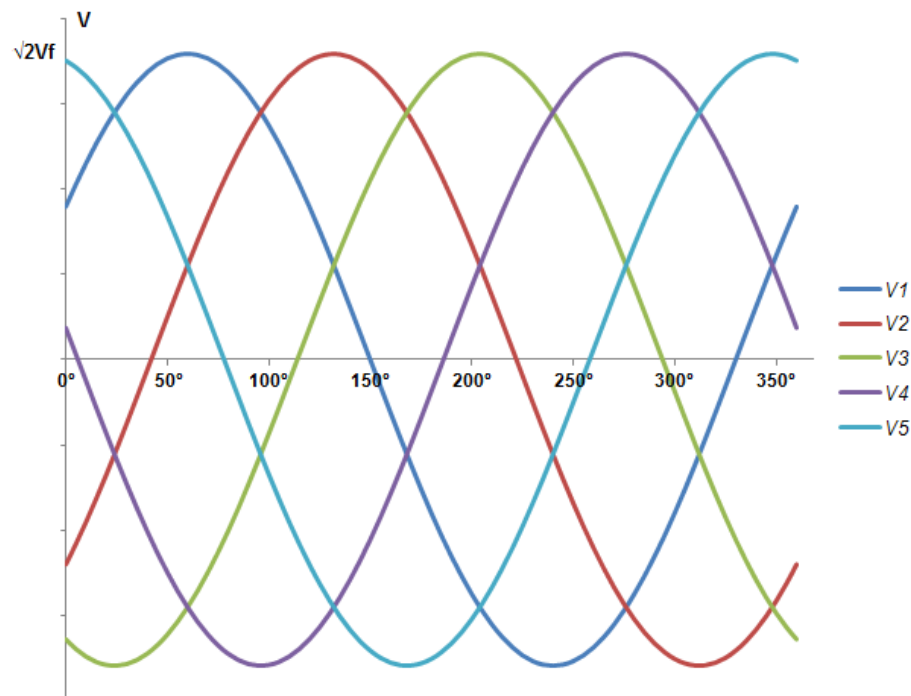


Figura 14: Tensões de fase – secundário do transformador
Fonte: Autoria própria

Baseados nos valores definidos para as tensões secundárias, calculam-se então as supostas “tensões de linha” secundárias – entre todas as possíveis combinações em pares das cinco fases.

$$\dot{V}_{12} = 1,175 \cdot V_f \angle 84^\circ \quad \text{Eq. 3-22}$$

$$\dot{V}_{13} = 1,902 \cdot V_f \angle 48^\circ \quad \text{Eq. 3-23}$$

$$\dot{V}_{14} = 1,902 \cdot V_f \angle 12^\circ \quad \text{Eq. 3-24}$$

$$\dot{V}_{15} = 1,175 \cdot V_f \angle -24^\circ \quad \text{Eq. 3-25}$$

$$\dot{V}_{23} = 1,175 \cdot V_f \angle 12^\circ \quad \text{Eq. 3-26}$$

$$\dot{V}_{24} = 1,902 \cdot V_f \angle -24^\circ \quad \text{Eq. 3-27}$$

$$\dot{V}_{25} = 1,902 \cdot V_f \angle -60^\circ \quad \text{Eq. 3-28}$$

$$\dot{V}_{34} = 1,175 \cdot V_f \angle -60^\circ \quad \text{Eq. 3-29}$$

$$\dot{V}_{35} = 1,902 \cdot V_f \angle -96^\circ \quad \text{Eq. 3-30}$$

$$\dot{V}_{45} = 1,175 \cdot V_f \angle -132^\circ \quad \text{Eq. 3-31}$$

Ressaltam-se, portanto, as tensões de linha de maior módulo V_{13} , V_{14} , V_{24} , V_{25} e V_{35} , pois determinarão o momento em que cada um dos diodos da ponte estará em condução, e, conseqüentemente, os pulsos de tensão na carga. Para melhor esclarecimento, plota-se o gráfico dessas cinco tensões acima mencionadas:

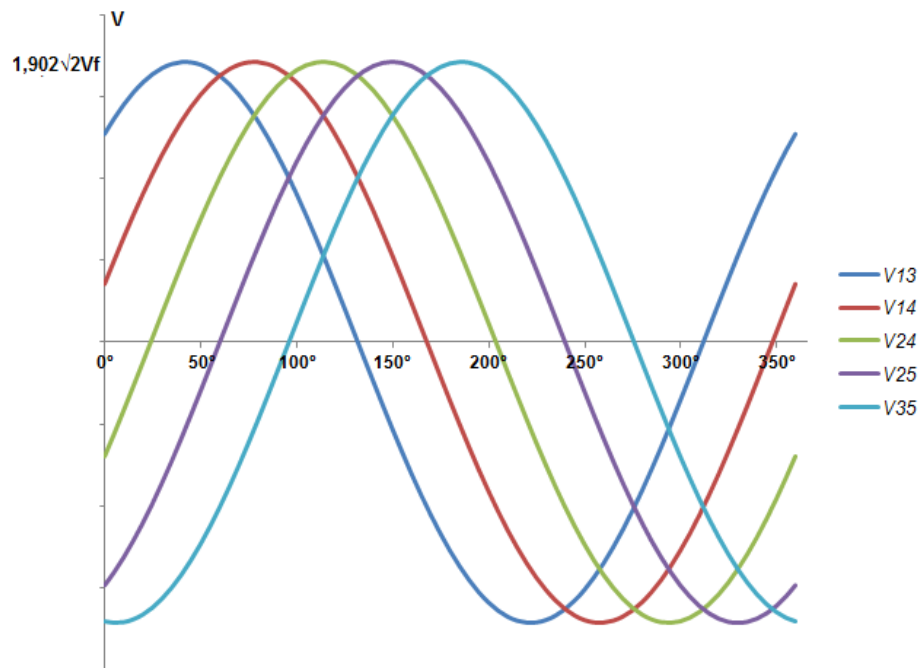


Figura 15: Tensões de linha notáveis – secundário do transformador
 Fonte: Autoria própria

Como o funcionamento da ponte de diodos do retificador a dez pulsos é análogo ao já conhecido princípio da ponte de Graetz, deduz-se que os diodos a conduzirem serão justamente aqueles submetidos ao maior valor momentâneo de tensão (de linha, no caso). De forma mais específica, enquanto a tensão V_{13} apresentar o maior valor momentâneo, a corrente de carga circulará pelos diodos 1 e 8 (Figuras 17 e 18); da mesma forma, quando o módulo da tensão V_{35} , por exemplo, for o mais significativo, os diodos 3 e 10 estarão conduzindo. O mesmo raciocínio se aplica para a metade do ciclo em que as tensões são negativas: enquanto a tensão V_{14} , por exemplo, apresentar – em módulo – o maior valor, os diodos 4 e 6 conduzirão.

Portanto, calcular-se-ão, através de equações trigonométricas, os instantes em que as tensões com menor defasagem entre si se igualam, para que sejam definidos, então, os instantes de comutação e, conseqüentemente, os intervalos de condução de cada um dos diodos da ponte e a forma de onda de tensão na saída do retificador.

$$\begin{aligned}\dot{V}_{13} = \dot{V}_{14} &\Rightarrow 2,690.V_f.\text{sen}(c_1 + 48^\circ) = 2,690.V_f.\text{sen}(c_1 + 12^\circ) & \text{Eq. 3-32} \\ \text{sen}(c_1 + 48^\circ) &= \text{sen}(c_1 + 12^\circ) \Rightarrow c_1 = 60^\circ\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_{14} = \dot{V}_{24} &\Rightarrow 2,690.V_f.\text{sen}(c_2 + 12^\circ) = 2,690.V_f.\text{sen}(c_2 - 24^\circ) & \text{Eq. 3-33} \\ \text{sen}(c_2 + 12^\circ) &= \text{sen}(c_2 - 24^\circ) \Rightarrow c_2 = 96^\circ\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_{24} = \dot{V}_{25} &\Rightarrow 2,690.V_f.\text{sen}(c_3 - 24^\circ) = 2,690.V_f.\text{sen}(c_3 - 60^\circ) & \text{Eq. 3-34} \\ \text{sen}(c_3 - 24^\circ) &= \text{sen}(c_3 - 60^\circ) \Rightarrow c_3 = 132^\circ\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_{25} = \dot{V}_{35} &\Rightarrow 2,690.V_f.\text{sen}(c_4 - 60^\circ) = 2,690.V_f.\text{sen}(c_4 - 96^\circ) & \text{Eq. 3-35} \\ \text{sen}(c_4 - 60^\circ) &= \text{sen}(c_4 - 96^\circ) \Rightarrow c_4 = 168^\circ\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_{35} = -\dot{V}_{13} &\Rightarrow 2,690.V_f.\text{sen}(c_5 - 96^\circ) = -2,690.V_f.\text{sen}(c_5 + 48^\circ) & \text{Eq. 3-36} \\ \text{sen}(c_5 - 96^\circ) &= -\text{sen}(c_5 + 48^\circ) \Rightarrow c_5 = 204^\circ\end{aligned}$$

$$-\dot{V}_{13} = -\dot{V}_{14} \Rightarrow c_6 = c_1 + 180^\circ \Rightarrow c_6 = 240^\circ \quad \text{Eq. 3-37}$$

$$-\dot{V}_{14} = -\dot{V}_{24} \Rightarrow c_7 = c_2 + 180^\circ \Rightarrow c_7 = 276^\circ \quad \text{Eq. 3-38}$$

$$-\dot{V}_{24} = -\dot{V}_{25} \Rightarrow c_8 = c_3 + 180^\circ \Rightarrow c_8 = 312^\circ \quad \text{Eq. 3-39}$$

$$-\dot{V}_{25} = -\dot{V}_{35} \Rightarrow c_9 = c_4 + 180^\circ \Rightarrow c_9 = 348^\circ \quad \text{Eq. 3-40}$$

$$-\dot{V}_{35} = \dot{V}_{13} \Rightarrow c_{10} = c_5 + 180^\circ \Rightarrow c_{10} = 384^\circ \Leftrightarrow c_{10} = 24^\circ \quad \text{Eq. 3-41}$$

Baseando-se nos cálculos acima, deduz-se, portanto, a forma de onda de tensão na saída do retificador:

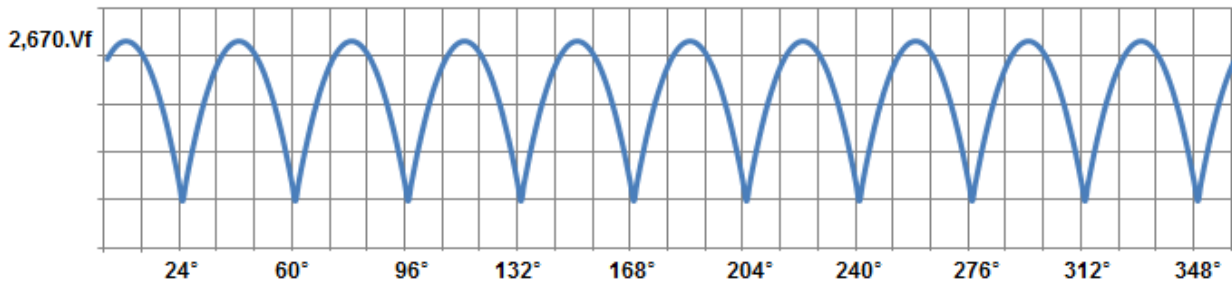


Figura 16: Tensão na saída do retificador
Fonte: Autoria própria

Finalizando a análise da tensão nos diversos pontos do retificador, calculam-se o valor médio da tensão de saída e seu *ripple*.

A integral do cálculo do valor médio é definida como:

$$V_{S_{med}} = \frac{1}{L} \int_0^L V_S(t) \cdot dt \quad \text{Eq. 3-42}$$

A forma de onda de tensão, para que se calcule seu valor médio, será modelizada como um pulso cossenoidal, como segue:

$$V_{S_{med}} = \frac{5}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{10}}^{\frac{\pi}{10}} 2,690 \cdot V_f \cdot \cos(t) \cdot dt = 2,646 \cdot V_f \quad \text{Eq. 3-43}$$

Já o *ripple* é definido como a diferença entre os valores máximo e mínimo apresentados pela onda, ou seja, segundo a modelização, os valores de cosseno de 0 e de $\pi/10$ respectivamente.

$$\Delta V_S = 2,690 \cdot V_f - 2,690 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{10}\right) \cdot V_f = 0,132 \cdot V_f \quad \text{Eq. 3-44}$$

Ou seja, a tensão de saída apresenta apenas em torno de 5% de variação.

3.3.2 Análise de corrente

A partir dos instantes de comutação, pode-se facilmente deduzir o período de condução particular dos diodos componentes da ponte. Como exemplo, o diodo D1 (Figura 12) conduzirá a corrente de carga durante o período em que as tensões de linha V_{13} ou V_{14} , como enfatizado em parágrafos anteriores, apresentarem o maior valor instantâneo com relação às demais – ou seja, entre os previamente definidos c_{10} e c_2 .

Em outros termos, também poder-se-ia determinar o período de condução de D1 através do gráfico da Figura 14, que demonstra em que período a tensão de fase V_1 assume o maior valor.

Analogamente, então, e supondo-se uma corrente de carga I_{carga} contínua (Figura 17) constrói-se o seguinte gráfico de distribuição temporal dessa corrente entre os diodos da ponte:



Figura 17: Distribuição temporal, em um ciclo da rede, da corrente de carga nos diodos superiores da ponte
Fonte: Autoria própria

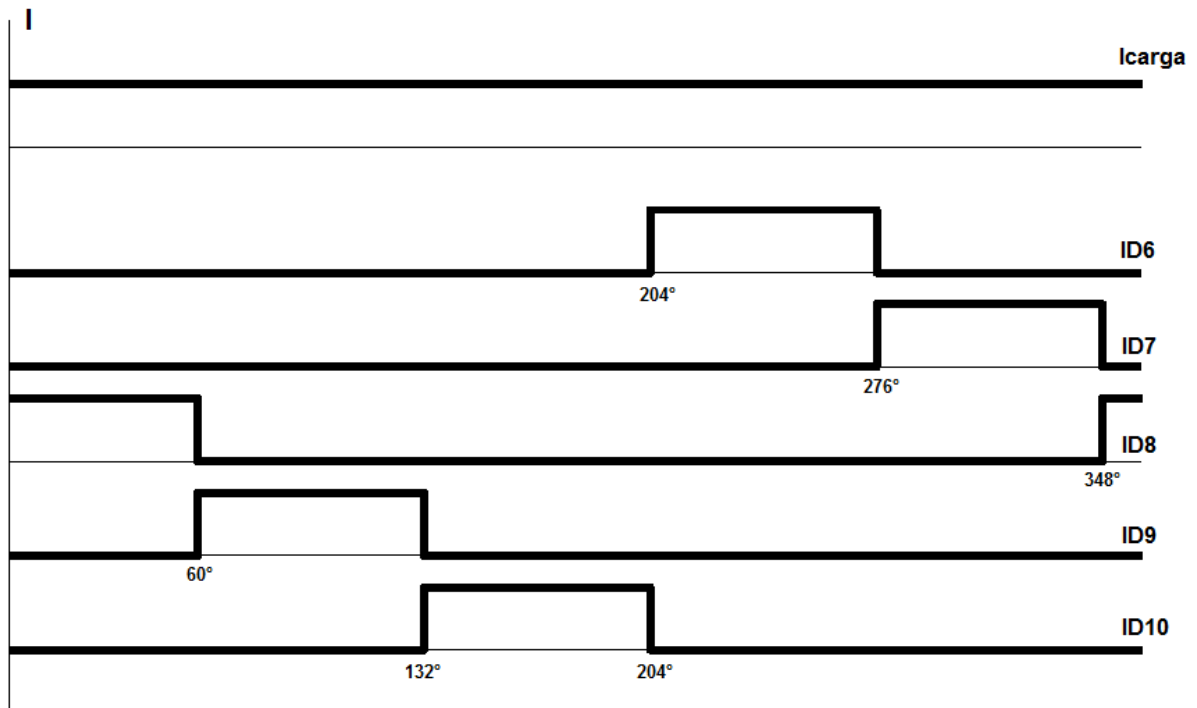


Figura 18: Distribuição temporal, em um ciclo da rede, da corrente de carga nos diodos inferiores da ponte
 Fonte: Autoria própria

Nota-se a partir da Figura 12 – Bloco 3 – que as correntes I_{D1} e I_{D6} são fornecidas pela fase 1; I_{D2} e I_{D7} , pela fase 2, I_{D3} e I_{D8} , fase 3 e assim por conseguinte para as duas fases restantes. Estabelecendo a convenção de que correntes “saindo” do ponto referência são positivas, e as que “entram” nesse mesmo ponto apresentam sinal negativo, pode-se construir o gráfico de distribuição temporal das correntes em cada uma das fases do secundário:

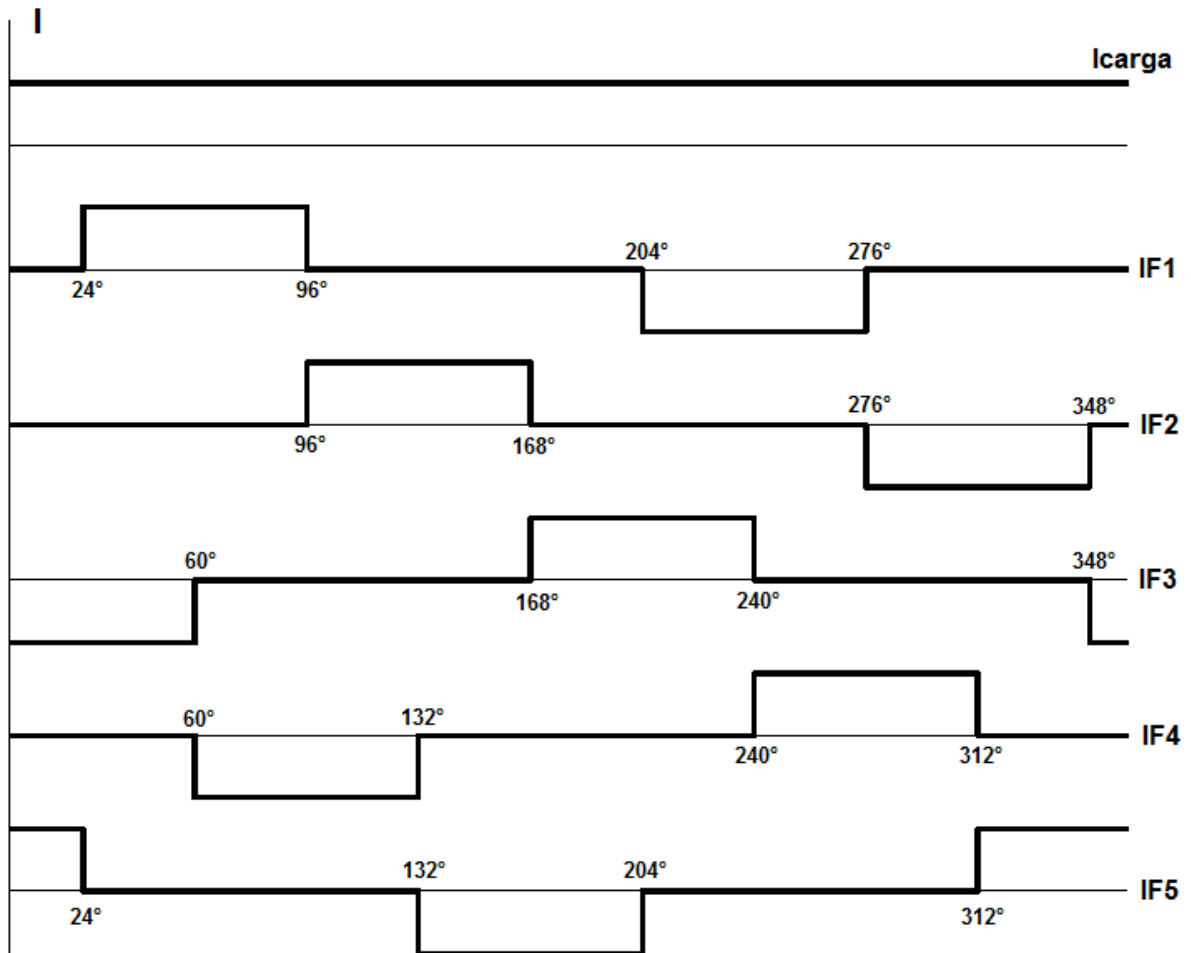


Figura 19: Distribuição temporal, em um ciclo da rede, da corrente fornecida pelas cinco fases do secundário do transformador à ponte de diodos
Fonte: Autoria própria

Para que seja possível a determinação da forma de onda das correntes circulantes pelo primário do transformador, deve-se a princípio determinar a forma de onda das correntes de cada um dos enrolamentos do secundário. Com base na Figura 11 – Bloco 2, notam-se as seguintes relações:

$$\dot{I}_{K1} = \dot{I}_{F1} \quad \text{Eq. 3-45}$$

$$\dot{I}_{K2} = \dot{I}_{K3} = \dot{I}_{F2} \quad \text{Eq. 3-46}$$

$$\dot{I}_{K4} = \dot{I}_{F3} + \dot{I}_{F4} \quad \text{Eq. 3-47}$$

$$\dot{I}_{K5} = \dot{I}_{F3} \quad \text{Eq. 3-48}$$

$$\dot{I}_{K6} = \dot{I}_{F4} \quad \text{Eq. 3-49}$$

$$\dot{I}_{K7} = \dot{I}_{K8} = \dot{I}_{F5} \quad \text{Eq. 3-50}$$

A partir dessas relações, desenvolve-se o seguinte gráfico, com as formas de onda de corrente de cada um dos enrolamentos do secundário.

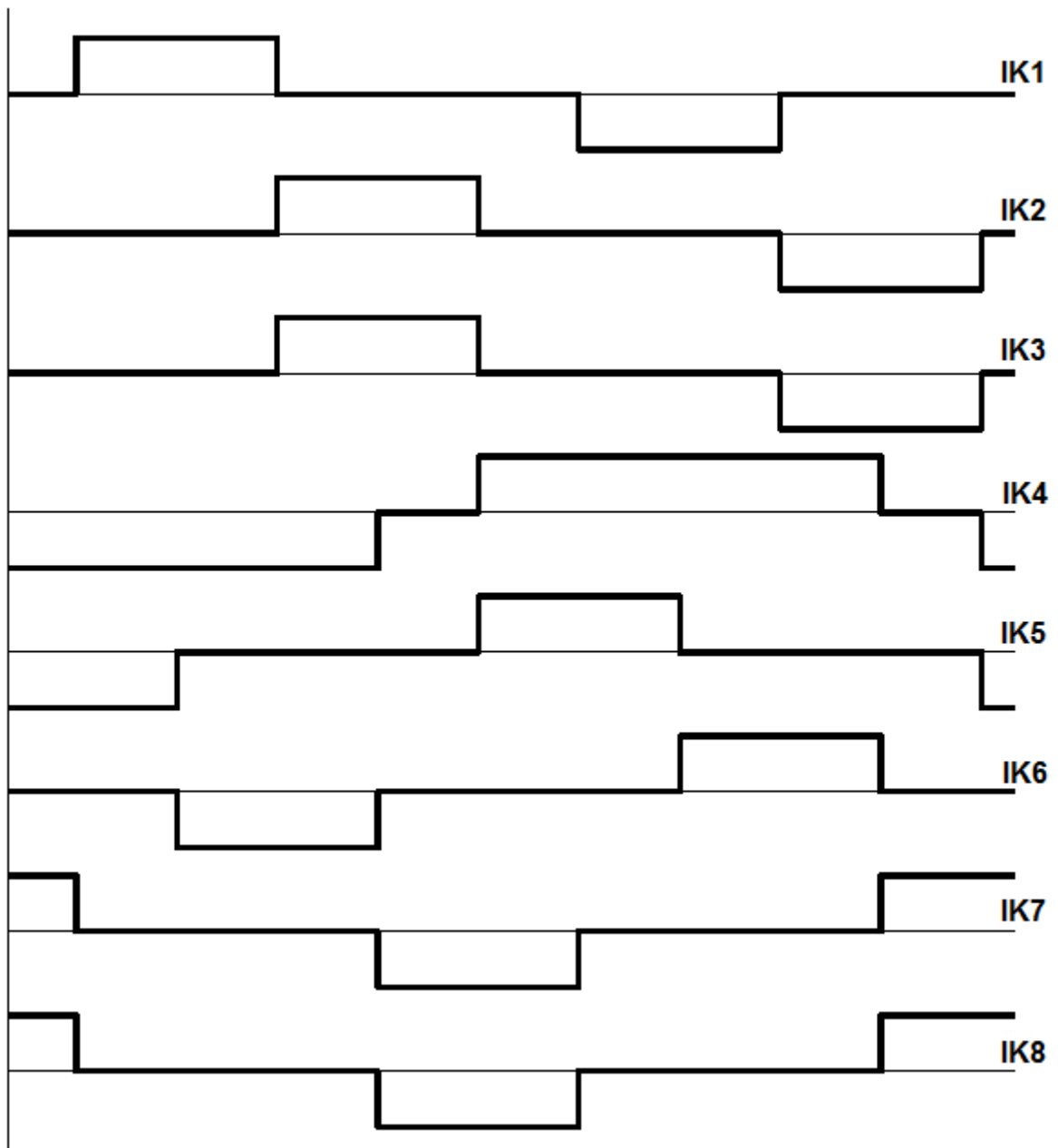


Figura 20: Forma de onda das correntes dos enrolamentos do secundário do transformador
Fonte: Autoria própria

O valor máximo do módulo das correntes acima representadas é igual para todos os enrolamentos e equivale à I_{carga} .

A partir das correntes dos enrolamentos, pode-se deduzir a expressão algébrica e a forma de onda das correntes circulantes no primário do transformador, em termos da corrente de carga. Para tal, recorre-se à Tabela 8, na qual está explícita a relação de espiras e o acoplamento entre os enrolamentos primários e secundários. Recorre-se, também, à Figura 11 (Bloco 2) que explicita como estão conectados os enrolamentos com relação à polarização (o dito “ponto”) – segue-se a convenção de que correntes “saindo” do ponto são positivas, enquanto atribui-se um sinal negativo às que “entram” no ponto. Expressam-se, portanto:

$$\dot{I}_{KAB} = \frac{N_{KAB}}{N_{K1}} \cdot \dot{I}_{K1} - \frac{N_{KAB}}{N_{K4}} \cdot \dot{I}_{K4} = 0,577 \cdot \dot{I}_{K1} - 0,271 \cdot \dot{I}_{K4} \quad \text{Eq. 3-51}$$

$$\dot{I}_{KBC} = \frac{N_{KBC}}{N_{K3}} \cdot \dot{I}_{K3} + \frac{N_{KBC}}{N_{K5}} \cdot \dot{I}_{K5} - \frac{N_{KBC}}{N_{K8}} \cdot \dot{I}_{K8} = 0,139 \cdot \dot{I}_{K3} + 0,393 \cdot \dot{I}_{K5} - 0,495 \cdot \dot{I}_{K8} \quad \text{Eq. 3-52}$$

$$\dot{I}_{KCA} = -\frac{N_{KCA}}{N_{K2}} \cdot \dot{I}_{K2} + \frac{N_{KCA}}{N_{K6}} \cdot \dot{I}_{K6} + \frac{N_{KCA}}{N_{K7}} \cdot \dot{I}_{K7} = 0,393 \cdot \dot{I}_{K6} - 0,495 \cdot \dot{I}_{K2} + 0,139 \cdot \dot{I}_{K7} \quad \text{Eq. 3-53}$$

São representadas abaixo as formas de onda de corrente dos enrolamentos primários:

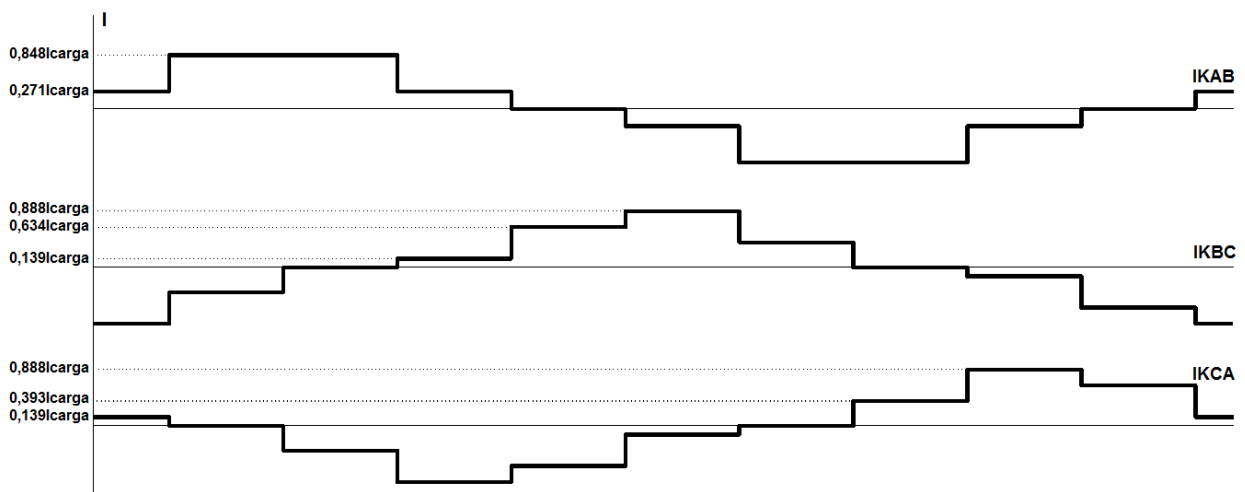


Figura 21: Forma de onda das correntes dos enrolamentos do primário do transformador
Fonte: Autoria própria

Finalmente, por aplicação da Primeira Lei de Kirchhoff, determinam-se as correntes que são efetivamente drenadas da rede:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{KAB} - \dot{I}_{KCA} \quad \text{Eq. 3-54}$$

$$\dot{I}_B = \dot{I}_{KBC} - \dot{I}_{KBA} \quad \text{Eq. 3-55}$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_{KCA} - \dot{I}_{KBC} \quad \text{Eq. 3-56}$$

E suas respectivas formas de onda:

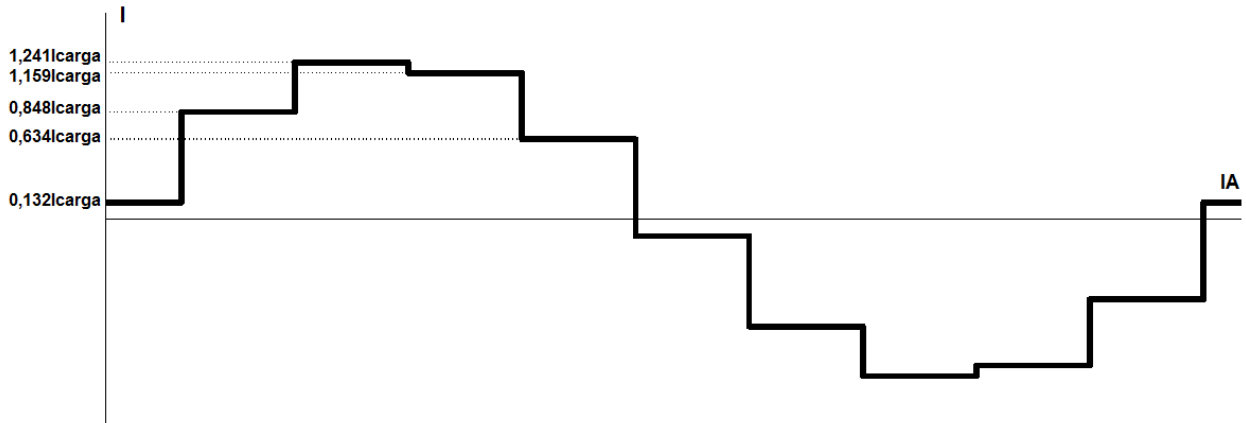


Figura 22: Forma de onda da corrente da fase A da rede
Fonte: Autoria própria

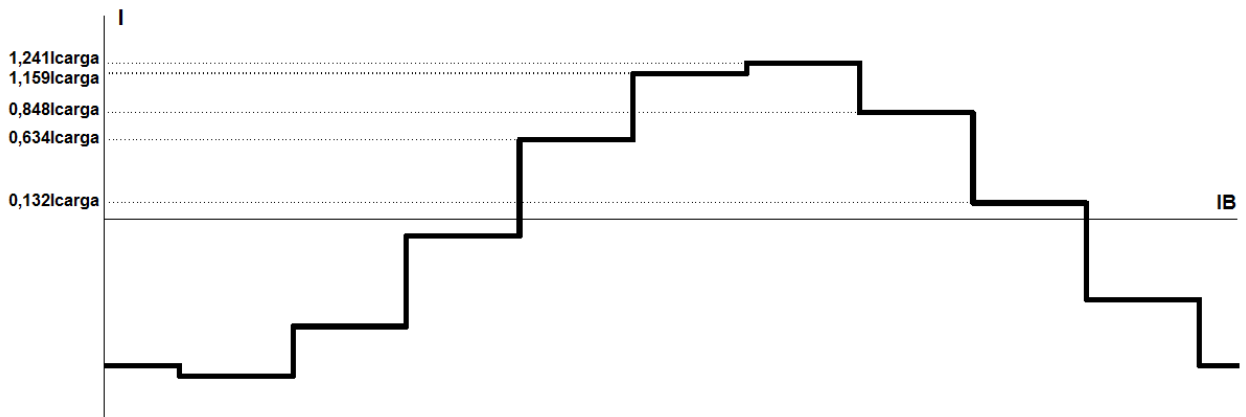


Figura 23: Forma de onda da corrente da fase B da rede
Fonte: Autoria própria

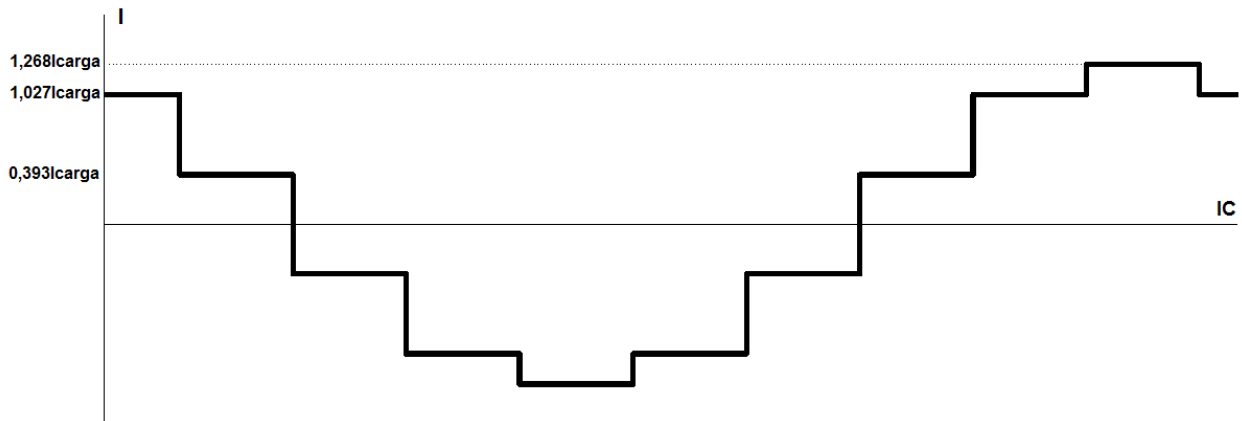


Figura 24: Forma de onda da corrente da fase C da rede
Fonte: Autoria própria

Apesar das formas de onda diferirem levemente entre si, e as correntes de linha – correntes circulantes nos enrolamentos primários – apresentarem um breve desbalanceamento da ordem de 7%, como demonstrado ao fim deste parágrafo, o retificador drena balanceadamente corrente das três fases da rede, pois apresentam o mesmo valor eficaz e – mais relevante – injetam as mesmas harmônicas na rede. Para tal demonstração, calcula-se inicialmente a corrente RMS do enrolamento KAB:

$$I_{KAB}(t) = \begin{cases} 0,271I_{carga}, & 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{15} \text{ ou } \frac{8\pi}{15} < t \leq \frac{11\pi}{15} \text{ ou } \frac{29\pi}{15} \leq t \leq 2\pi \\ 0,848I_{carga}, & \frac{2\pi}{15} < t \leq \frac{8\pi}{15} \\ -0,271I_{carga}, & \frac{14\pi}{15} < t \leq \frac{17\pi}{15} \text{ ou } \frac{23\pi}{15} < t \leq \frac{26\pi}{15} \\ -0,848I_{carga}, & \frac{17\pi}{15} < t \leq \frac{23\pi}{15} \\ 0, & \text{p/ demais valores de } t \end{cases} \quad \text{Eq. 3-57}$$

$$I_{RMS_{KAB}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_{KAB}(t)]^2 dt} \quad \text{Eq. 3-58}$$

$$I_{RMS_{KAB}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,0734 \left(\int_0^{\frac{2\pi}{15}} dt + \int_{\frac{8\pi}{15}}^{\frac{11\pi}{15}} dt + \int_{\frac{14\pi}{15}}^{\frac{17\pi}{15}} dt + \int_{\frac{23\pi}{15}}^{\frac{26\pi}{15}} dt + \int_{\frac{29\pi}{15}}^{2\pi} dt \right) \right] + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,7191 \left(\int_{\frac{15}{15}}^{\frac{8\pi}{15}} dt + \int_{\frac{15}{15}}^{\frac{23\pi}{15}} dt \right) \right]}} \quad \text{Eq. 3-59}$$

$$I_{RMS_{KAB}} = \sqrt{\frac{2}{5}(I_{carga})^2 [0,0734 + 0,7191]} = 0,5630(I_{carga}) A \quad \text{Eq. 3-60}$$

Para a corrente I_{KBC} calcula-se como segue:

$$I_{KBC}(t) = \begin{cases} 0,139I_{carga}, & \frac{8\pi}{15} < t \leq \frac{11\pi}{15} \\ 0,393I_{carga}, & \frac{17\pi}{15} < t \leq \frac{20\pi}{15} \\ 0,634I_{carga}, & \frac{11\pi}{15} < t \leq \frac{14\pi}{15} \\ 0,888I_{carga}, & \frac{14\pi}{15} < t \leq \frac{17\pi}{15} \\ -0,139I_{carga}, & \frac{23\pi}{15} < t \leq \frac{26\pi}{15} \\ -0,393I_{carga}, & \frac{2\pi}{15} < t \leq \frac{5\pi}{15} \\ -0,634I_{carga}, & \frac{26\pi}{15} < t \leq \frac{29\pi}{15} \\ -0,888I_{carga}, & 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{15} \text{ ou } \frac{29\pi}{15} < t \leq 2\pi \\ 0, & \text{p/ demais valores de } t \end{cases} \quad \text{Eq. 3-61}$$

$$I_{RMS_{KBC}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_{KBC}(t)]^2 dt} \quad \text{Eq. 3-62}$$

$$I_{RMS_{KBC}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,0193 \left(\int_{\frac{8\pi}{15}}^{\frac{11\pi}{15}} dt + \int_{\frac{23\pi}{15}}^{\frac{26\pi}{15}} dt \right) + 0,1544 \left(\int_{\frac{2\pi}{15}}^{\frac{5\pi}{15}} dt + \int_{\frac{17\pi}{15}}^{\frac{20\pi}{15}} dt \right) \right]} \\ + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,4020 \left(\int_{\frac{11\pi}{15}}^{\frac{14\pi}{15}} dt + \int_{\frac{26\pi}{15}}^{\frac{29\pi}{15}} dt \right) + 0,7885 \left(\int_{-\frac{\pi}{15}}^{\frac{2\pi}{15}} dt + \int_{\frac{14\pi}{15}}^{\frac{17\pi}{15}} dt \right) \right]}$$

$$I_{RMS_{KBC}} = \sqrt{\frac{1}{5} (I_{carga})^2 [0,0193 + 0,1544 + 0,4020 + 0,7885]}$$

$$I_{RMS_{KBC}} = 0,5223(I_{carga}) A \quad \text{Eq. 3-63}$$

Analogamente, I_{KCA} :

$$I_{KCA}(t) = \begin{cases} 0,139I_{carga}, & 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{15} \text{ ou } \frac{29\pi}{15} < t \leq 2\pi \\ 0,393I_{carga}, & \frac{20\pi}{15} < t \leq \frac{23\pi}{15} \\ 0,634I_{carga}, & \frac{26\pi}{15} < t \leq \frac{29\pi}{15} \\ 0,888I_{carga}, & \frac{23\pi}{15} < t \leq \frac{26\pi}{15} \\ -0,139I_{carga}, & \frac{14\pi}{15} < t \leq \frac{17\pi}{15} \\ -0,393I_{carga}, & \frac{5\pi}{15} < t \leq \frac{8\pi}{15} \\ -0,634I_{carga}, & \frac{11\pi}{15} < t \leq \frac{14\pi}{15} \\ -0,888I_{carga}, & \text{ou } \frac{8\pi}{15} < t \leq \frac{11\pi}{15} \\ 0, & \text{p/ demais valores de } t \end{cases} \quad \text{Eq. 3-64}$$

$$I_{RMS_{KCA}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,0193 \left(\int_{\frac{15}{15}}^{\frac{2\pi}{15}} dt + \int_{\frac{14\pi}{15}}^{\frac{17\pi}{15}} dt \right) + 0,1544 \left(\int_{\frac{5\pi}{15}}^{\frac{8\pi}{15}} dt + \int_{\frac{20\pi}{15}}^{\frac{23\pi}{15}} dt \right) \right] + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,4020 \left(\int_{\frac{11\pi}{15}}^{\frac{14\pi}{15}} dt + \int_{\frac{26\pi}{15}}^{\frac{29\pi}{15}} dt \right) + 0,7885 \left(\int_{\frac{8\pi}{15}}^{\frac{11\pi}{15}} dt + \int_{\frac{23\pi}{15}}^{\frac{26\pi}{15}} dt \right) \right]}$$

$$I_{RMS_{KCA}} = 0,5223(I_{carga}) A \quad \text{Eq. 3-65}$$

Partindo para a segunda fase da demonstração – o cálculo dos valores eficazes das correntes de fase – utilizar-se-á a modelagem matemática da corrente I_A contida na Equação 3-69, nas páginas seguintes, que também será ponto inicial para o cálculo das componentes harmônicas da mesma corrente. Portanto, o valor RMS de I_A é calculado como segue:

$$I_{ARMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,0174 \left(\int_0^{\frac{\pi}{5}} dt + \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{6\pi}{5}} dt \right) + 0,7191 \left(\int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} dt + \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{7\pi}{5}} dt \right) \right] + \dots}$$

$$\sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[1,5401 \left(\int_{\frac{2\pi}{5}}^{\frac{3\pi}{5}} dt + \int_{\frac{7\pi}{5}}^{\frac{8\pi}{5}} dt \right) + 1,3433 \left(\int_{\frac{3\pi}{5}}^{\frac{4\pi}{5}} dt + \int_{\frac{8\pi}{5}}^{\frac{9\pi}{5}} dt \right) \right]} + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,4019 \left(\int_{\frac{4\pi}{5}}^{\frac{\pi}{5}} dt + \int_{\frac{9\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} dt \right) \right]} = 0,897 I_{carga} \quad \text{Eq. 3-66}$$

De maneira análoga, a o valor eficaz de I_B é calculado baseando-se na modelagem matemática posteriormente exposta na Equação 3-73:

$$I_{B_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,0174 \left(\int_{\frac{4\pi}{5}}^{\frac{\pi}{5}} dt + \int_{\frac{9\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} dt \right) + 0,7191 \left(\int_{\frac{3\pi}{5}}^{\frac{4\pi}{5}} dt + \int_{\frac{8\pi}{5}}^{\frac{9\pi}{5}} dt \right) \right]} + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[1,5401 \left(\int_{\frac{2\pi}{5}}^{\frac{3\pi}{5}} dt + \int_{\frac{7\pi}{5}}^{\frac{8\pi}{5}} dt \right) + 1,3433 \left(\int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} dt + \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{7\pi}{5}} dt \right) \right]} + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,4019 \left(\int_0^{\frac{\pi}{5}} dt + \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{\pi}{5}} dt \right) \right]} = 0,897 I_{carga} \quad \text{Eq. 3-67}$$

A corrente I_C é então, também, definida a partir da Equação 3-78, e tem seu valor RMS calculado na sequência:

$$I_{C_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[0,1544 \left(\int_0^{\frac{\pi}{5}} dt + \int_{\frac{4\pi}{5}}^{\frac{\pi}{5}} dt + \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{6\pi}{5}} dt \int_{\frac{2\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} dt \right) \right]} + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[1,0547 \left(\int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} dt + \int_{\frac{3\pi}{5}}^{\frac{4\pi}{5}} dt + \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{7\pi}{5}} dt + \int_{\frac{8\pi}{5}}^{\frac{9\pi}{5}} dt \right) \right]} + \sqrt{\frac{1}{2\pi} (I_{carga})^2 \left[1,6078 \left(\int_{\frac{2\pi}{5}}^{\frac{3\pi}{5}} dt + \int_{\frac{7\pi}{5}}^{\frac{8\pi}{5}} dt \right) \right]} = 0,897 I_{carga} \quad \text{Eq. 3-68}$$

Finalmente, comprova-se então que, como enunciado anteriormente, apesar do desequilíbrio entre as correntes de linha, circulantes nos enrolamentos primário do transformador do retificador, os valores eficazes das correntes efetivamente drenadas das fases da rede trifásica são perfeitamente equilibrados entre si, não gerando, assim,

nenhum prejuízo para a rede de alimentação. Portanto, de posse das correntes de fase e de seus respectivos valores RMS, podem-se calcular as componentes harmônicas das correntes drenadas da rede e suas respectivas TDH's.

3.3.3 Conteúdo harmônico das correntes de fase

Como já citado no tópico anterior, e apesar de já demonstrado o balanceamento das correntes de fase, devido à diferença entre as formas de onda dessas correntes analisar-se-á o conteúdo harmônico individualmente de cada uma das fases.

3.3.3.1 Corrente fase A

A modelagem matemática da forma de corrente da fase A basear-se-á, diferentemente da expressão matemática das correntes nos enrolamentos, numa aproximação senoidal para que sejam corretamente calculados seus respectivos coeficientes da série de Fourier – procedimento, este, que será repetido para a análise das demais fases. Em termos práticos, sabendo que o valor RMS não será alterado, a forma de onda será transladada no tempo. Escreve-se, portanto, como função do tempo da seguinte forma:

$$I_A(t) = \begin{cases} 0,132I_{carga}, & 0 < t \leq \frac{\pi}{5} \\ 0,848I_{carga}, & \frac{\pi}{5} < t \leq \frac{2\pi}{5} \\ 1,241I_{carga}, & \frac{2\pi}{5} < t \leq \frac{3\pi}{5} \\ 1,159I_{carga}, & \frac{3\pi}{5} < t \leq \frac{4\pi}{5} \\ 0,634I_{carga}, & \frac{4\pi}{5} < t \leq \pi \\ -0,132I_{carga}, & \pi < t \leq \frac{6\pi}{5} \\ -0,848I_{carga}, & \frac{6\pi}{5} < t \leq \frac{7\pi}{5} \\ -1,241I_{carga}, & \frac{7\pi}{5} < t \leq \frac{8\pi}{5} \\ -1,159I_{carga}, & \frac{8\pi}{5} < t \leq \frac{9\pi}{5} \\ -0,634I_{carga}, & \frac{9\pi}{5} < t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. 3-69}$$

$$b_{nIA} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_A(t) \operatorname{sen}\left(\frac{n\pi t}{\pi}\right) dt =$$

$$\frac{I_{carga}}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & (0,132) \left[\int_0^{\frac{\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt - \int_{\pi}^{\frac{6\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt \right] + (0,848) \left[\int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt - \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{7\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt \right] + \\ & (1,241) \left[\int_{\frac{2\pi}{5}}^{\frac{3\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt - \int_{\frac{7\pi}{5}}^{\frac{8\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt \right] + (1,159) \left[\int_{\frac{3\pi}{5}}^{\frac{4\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt - \int_{\frac{8\pi}{5}}^{\frac{9\pi}{5}} \operatorname{sen}(nt) dt \right] \\ & + (0,634) \left[\int_{\frac{4\pi}{5}}^{\pi} \operatorname{sen}(nt) dt - \int_{\frac{9\pi}{5}}^{2\pi} \operatorname{sen}(nt) dt \right] \end{aligned} \right\}$$

$$b_{nIA} = \frac{I_{carga}}{\pi n} \left\{ \begin{aligned} & 0,716 \left(\cos\left(\frac{\pi n}{5}\right) \right) + 0,393 \left(\cos\left(\frac{2\pi n}{5}\right) \right) - 0,082 \left(\cos\left(\frac{3\pi n}{5}\right) \right) \\ & - 0,525 \left(\cos\left(\frac{4\pi n}{5}\right) \right) - 0,766 \left(\cos(\pi n) \right) - 0,716 \left(\cos\left(\frac{6\pi n}{5}\right) \right) \\ & - 0,393 \left(\cos\left(\frac{7\pi n}{5}\right) \right) + 0,082 \left(\cos\left(\frac{8\pi n}{5}\right) \right) + 0,525 \left(\cos\left(\frac{9\pi n}{5}\right) \right) + 0,766 \end{aligned} \right\}$$

Eq. 3-70

Calculam-se, então, as componentes harmônicas da corrente da fase A de ordem 2 a 41. A Tabela 9 na próxima página apresenta suas respectivas amplitudes absolutas e normalizadas:

Tabela 9: Valores das harmônicas de ordem 1 a 41 e seus respectivos valores normalizados para a fase A do retificador a dez pulsos

Ordem Harmônica	AMPLITUDE	AMPLITUDE NORMALIZADA
1	1.220	1.000
2	0.000	0.000
3	0.000	0.000
4	0.000	0.000
5	0.000	0.000
6	0.000	0.000
7	0.000	0.000
8	0.000	0.000
9	0.136	0.111
10	0.000	0.000
11	0.111	0.091
12	0.000	0.000
13	0.000	0.000
14	0.000	0.000
15	0.000	0.000
16	0.000	0.000
17	0.000	0.000
18	0.000	0.000
19	0.064	0.053
20	0.000	0.000
21	0.058	0.048
22	0.000	0.000
23	0.000	0.000
24	0.000	0.000
25	0.000	0.000
26	0.000	0.000
27	0.000	0.000
28	0.000	0.000
29	0.042	0.034
30	0.000	0.000
31	0.039	0.032
32	0.000	0.000
33	0.000	0.000
34	0.000	0.000
35	0.000	0.000
36	0.000	0.000
37	0.000	0.000
38	0.000	0.000
39	0.031	0.026
40	0.000	0.000
41	0.030	0.024

Fonte: Autoria própria.

E com os valores da tabela acima, plota-se o gráfico do conteúdo harmônico da fase A, apresentado na Figura 25:

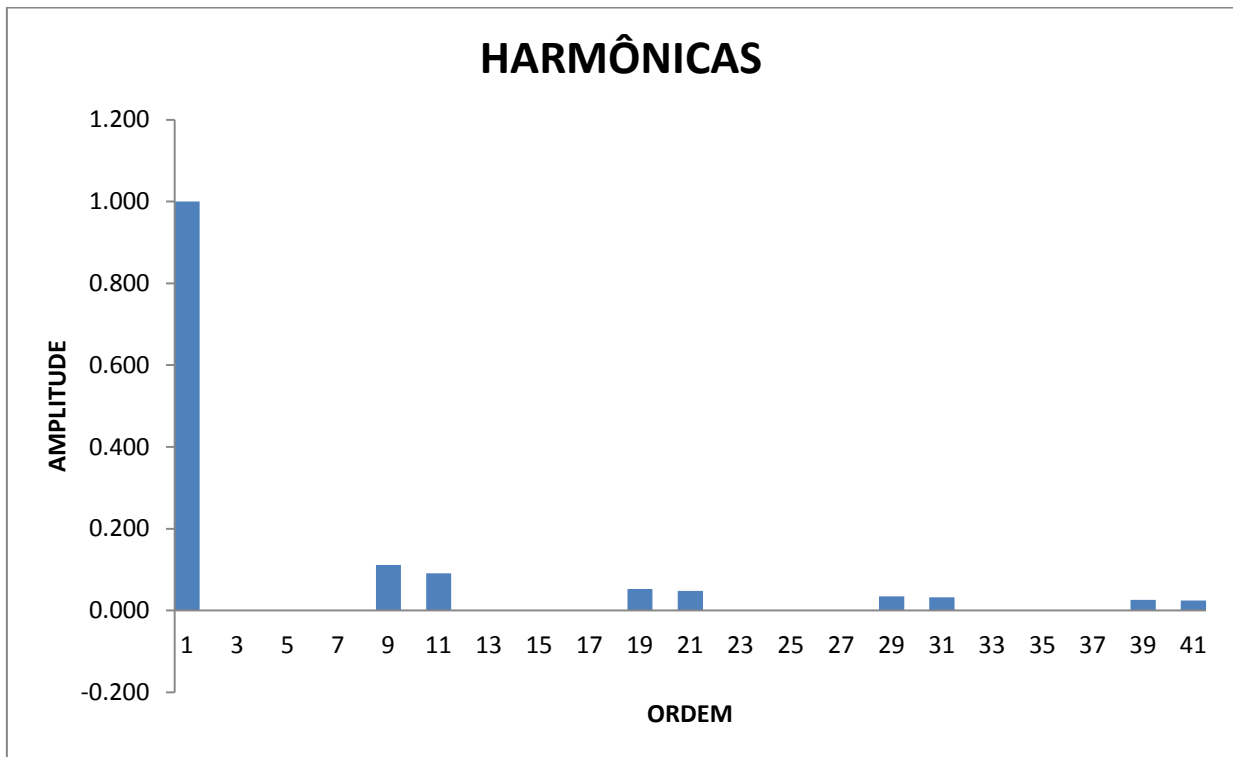


Figura 25: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente da fase A do retificador a dez pulsos.

Fonte: Autoria própria.

E finalizando a análise do conteúdo harmônico da corrente da fase A, calcula-se sua TDH:

$$TDH = \sqrt{\frac{(0,136)^2 + (0,111)^2 + (0,064)^2 + (0,058)^2 + (0,042)^2 + (0,039)^2 + (0,031)^2 + (0,030)^2}{(1,220)^2}} \quad \text{Eq. 3-71}$$

$$TDH = 17,07\%$$

E o fator de potência:

$$F.P. = \frac{1}{\sqrt{1+0,17^2}} \quad \text{Eq. 3-72}$$

$$F.P. = 0,9857$$

3.3.3.2 Corrente fase B

Analogamente à fase A, define-se:

$$I_B(t) = \begin{cases} 0,634I_{carga}, & 0 < t \leq \frac{\pi}{5} \\ 1,159I_{carga}, & \frac{\pi}{5} < t \leq \frac{2\pi}{5} \\ 1,241I_{carga}, & \frac{2\pi}{5} < t \leq \frac{3\pi}{5} \\ 0,848I_{carga}, & \frac{3\pi}{5} < t \leq \frac{4\pi}{5} \\ 0,132I_{carga}, & \frac{4\pi}{5} < t \leq \pi \\ -0,634I_{carga}, & \pi < t \leq \frac{6\pi}{5} \\ -1,159I_{carga}, & \frac{6\pi}{5} < t \leq \frac{7\pi}{5} \\ -1,241I_{carga}, & \frac{7\pi}{5} < t \leq \frac{8\pi}{5} \\ -0,848I_{carga}, & \frac{8\pi}{5} < t \leq \frac{9\pi}{5} \\ -0,132I_{carga}, & \frac{9\pi}{5} < t \leq 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. 3-73}$$

$$b_{n_{IB}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_B(t) \text{sen}\left(\frac{n\pi t}{\pi}\right) dt =$$

$$\frac{I_{carga}}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & (0,634) \left[\int_0^{\frac{\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\pi}^{\frac{6\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt \right] + (1,159) \left[\int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{7\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt \right] + \\ & (1,241) \left[\int_{\frac{2\pi}{5}}^{\frac{3\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{7\pi}{5}}^{\frac{8\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt \right] + (0,848) \left[\int_{\frac{3\pi}{5}}^{\frac{4\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{8\pi}{5}}^{\frac{9\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt \right] \\ & + (0,132) \left[\int_{\frac{4\pi}{5}}^{\pi} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{9\pi}{5}}^{2\pi} \text{sen}(nt) dt \right] \end{aligned} \right\}$$

$$b_{n_{IB}} = \frac{I_{carga}}{\pi n} \left\{ \begin{aligned} & 0,525 \left(\cos\left(\frac{\pi n}{5}\right) \right) + 0,082 \left(\cos\left(\frac{2\pi n}{5}\right) \right) - 0,393 \left(\cos\left(\frac{3\pi n}{5}\right) \right) \\ & -0,716 \left(\cos\left(\frac{4\pi n}{5}\right) \right) - 0,766 \left(\cos(\pi n) \right) - 0,525 \left(\cos\left(\frac{6\pi n}{5}\right) \right) \\ & -0,082 \left(\cos\left(\frac{7\pi n}{5}\right) \right) + 0,393 \left(\cos\left(\frac{8\pi n}{5}\right) \right) + 0,716 \left(\cos\left(\frac{9\pi n}{5}\right) \right) + 0,766 \end{aligned} \right\}$$

Eq. 3-74

Calculam-se, então, as componentes harmônicas da corrente da fase B de ordem 2 a 41. Mesmo sendo exatamente as mesmas componentes da fase A, anteriormente desenvolvida, opta-se por apresentar-se Tabela 10 abaixo:

Tabela 10: Valores das harmônicas de ordem 1 a 41 e seus respectivos valores normalizados para a fase B do retificador a dez pulsos

Ordem Harmônica	AMPLITUDE	AMPLITUDE NORMALIZADA
1	1.220	1.000
2	0.000	0.000
3	0.000	0.000
4	0.000	0.000
5	0.000	0.000
6	0.000	0.000
7	0.000	0.000
8	0.000	0.000
9	0.136	0.111
10	0.000	0.000
11	0.111	0.091
12	0.000	0.000
13	0.000	0.000
14	0.000	0.000
15	0.000	0.000
16	0.000	0.000
17	0.000	0.000
18	0.000	0.000
19	0.064	0.053
20	0.000	0.000
21	0.058	0.048
22	0.000	0.000
23	0.000	0.000
24	0.000	0.000
25	0.000	0.000
26	0.000	0.000
27	0.000	0.000
28	0.000	0.000
29	0.042	0.034
30	0.000	0.000
31	0.039	0.032
32	0.000	0.000
33	0.000	0.000
34	0.000	0.000
35	0.000	0.000
36	0.000	0.000
37	0.000	0.000
38	0.000	0.000
39	0.031	0.026
40	0.000	0.000
41	0.030	0.024

Fonte: Autoria própria.

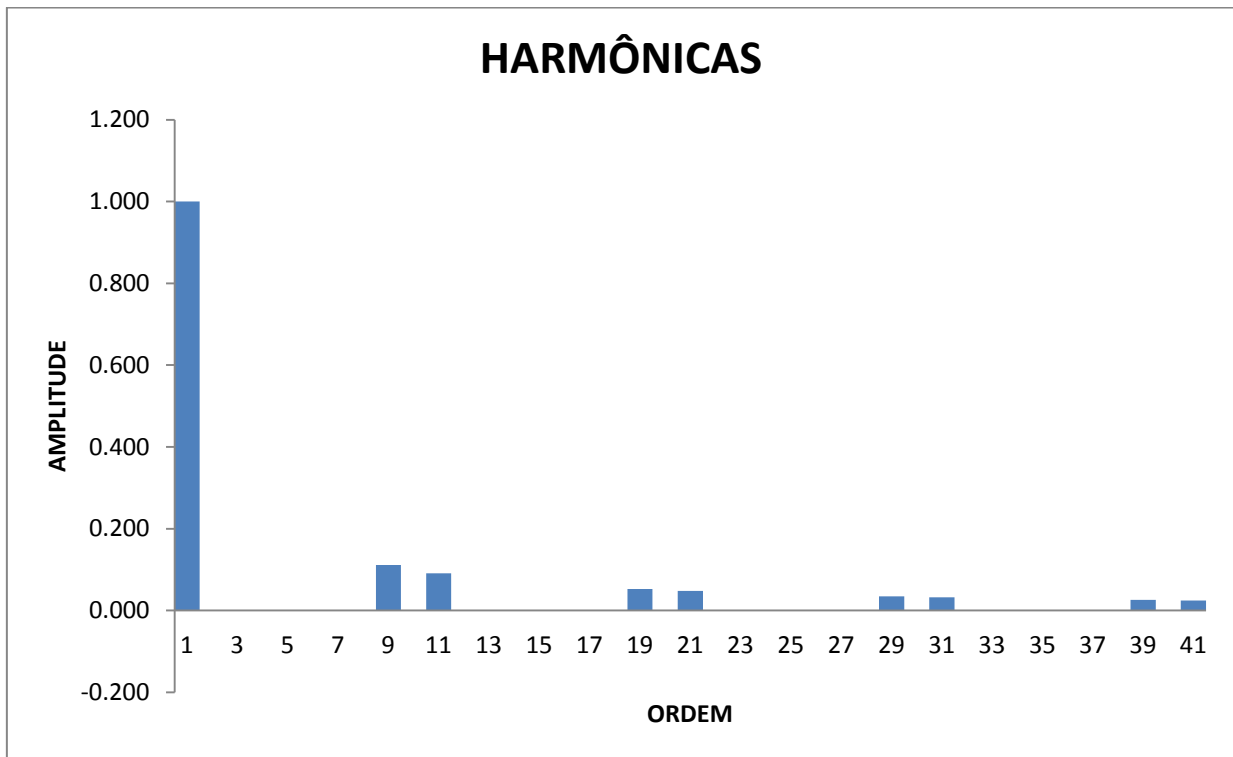


Figura 26: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente da fase B do retificador a dez pulsos.

Fonte: Autoria própria.

E finalizando a análise do conteúdo harmônico da corrente da fase B, calcula-se sua TDH, cujo valor já se conhece de antemão:

$$TDH = \sqrt{\frac{(0,136)^2 + (0,111)^2 + (0,064)^2 + (0,058)^2 + (0,042)^2 + (0,039)^2 + (0,031)^2 + (0,030)^2}{(1,220)^2}} \quad \text{Eq. 3-75}$$

$$TDH = 17,07\%$$

E o fator de potência:

$$F.P. = \frac{1}{\sqrt{1+0,17^2}} \quad \text{Eq. 3-76}$$

$$F.P. = 0,9857$$

3.3.3.3 Corrente fase C

$$I_C(t) = \begin{cases} 0,393I_{carga}, & 0 < t \leq \frac{\pi}{5} \text{ ou } \frac{4\pi}{5} < t \leq \pi \\ 1,027I_{carga}, & \frac{\pi}{5} < t \leq \frac{2\pi}{5} \text{ ou } \frac{3\pi}{5} < t \leq \frac{4\pi}{5} \\ 1,268I_{carga}, & \frac{2\pi}{5} < t \leq \frac{3\pi}{5} \\ -0,393I_{carga}, & \pi < t \leq \frac{6\pi}{5} \text{ ou } \frac{9\pi}{5} < t \leq 2\pi \\ -1,027I_{carga}, & \frac{6\pi}{5} < t \leq \frac{7\pi}{5} \text{ ou } \frac{8\pi}{5} < t \leq \frac{9\pi}{5} \\ -1,268I_{carga}, & \frac{7\pi}{5} < t \leq \frac{8\pi}{5} \end{cases} \quad \text{Eq. 3-77}$$

$$b_{nIC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_C(t) \text{sen}\left(\frac{n\pi t}{\pi}\right) dt =$$

$$\frac{I_{carga}}{\pi} \left\{ \begin{aligned} & (0,393) \left[\int_0^{\frac{\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{4\pi}{5}}^{\pi} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{6\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{9\pi}{5}}^{2\pi} \text{sen}(nt) dt \right] + \\ & + (1,027) \left[\int_{\frac{\pi}{5}}^{\frac{2\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{3\pi}{5}}^{\frac{4\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{6\pi}{5}}^{\frac{7\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{8\pi}{5}}^{\frac{9\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt \right] \\ & + (1,268) \left[\int_{\frac{2\pi}{5}}^{\frac{3\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{7\pi}{5}}^{\frac{8\pi}{5}} \text{sen}(nt) dt \right] \end{aligned} \right\}$$

$$b_n = \frac{I_{carga}}{\pi n} \left\{ \begin{aligned} & 0,634 \left(\cos\left(\frac{\pi n}{5}\right) \right) + 0,241 \left(\cos\left(\frac{2\pi n}{5}\right) \right) - 0,241 \left(\cos\left(\frac{3\pi n}{5}\right) \right) \\ & - 0,634 \left(\cos\left(\frac{4\pi n}{5}\right) \right) - 0,786 \left(\cos(\pi n) \right) - 0,634 \left(\cos\left(\frac{6\pi n}{5}\right) \right) \\ & - 0,241 \left(\cos\left(\frac{7\pi n}{5}\right) \right) + 0,241 \left(\cos\left(\frac{8\pi n}{5}\right) \right) + 0,634 \left(\cos\left(\frac{9\pi n}{5}\right) \right) + 0,786 \end{aligned} \right\}$$

Eq. 3-78

São apresentadas, então, as componentes harmônicas da corrente da fase C de ordem 2 a 41. A Tabela 11 abaixo se diferencia levemente das duas anteriores:

Tabela 11: Valores das harmônicas de ordem 1 a 41 e seus respectivos valores normalizados para a fase C do retificador a dez pulsos

Ordem Harmônica	AMPLITUDE	AMPLITUDE NORMALIZADA
1	1.248	1.000
2	0.000	0.000
3	0.000	0.000
4	0.000	0.000
5	0.000	0.000
6	0.000	0.000
7	0.000	0.000
8	0.000	0.000
9	0.139	0.111
10	0.000	0.000
11	0.113	0.091
12	0.000	0.000
13	0.000	0.000
14	0.000	0.000
15	0.000	0.000
16	0.000	0.000
17	0.000	0.000
18	0.000	0.000
19	0.066	0.053
20	0.000	0.000
21	0.059	0.048
22	0.000	0.000
23	0.000	0.000
24	0.000	0.000
25	0.000	0.000
26	0.000	0.000
27	0.000	0.000
28	0.000	0.000
29	0.043	0.034
30	0.000	0.000
31	0.040	0.032
32	0.000	0.000
33	0.000	0.000
34	0.000	0.000
35	0.000	0.000
36	0.000	0.000
37	0.000	0.000
38	0.000	0.000
39	0.032	0.026
40	0.000	0.000
41	0.030	0.024

Fonte: Autoria própria.

Porém, como os valores normalizados são equivalentes aos das fases B e C, o perfil é idêntico, como comprova a figura abaixo:

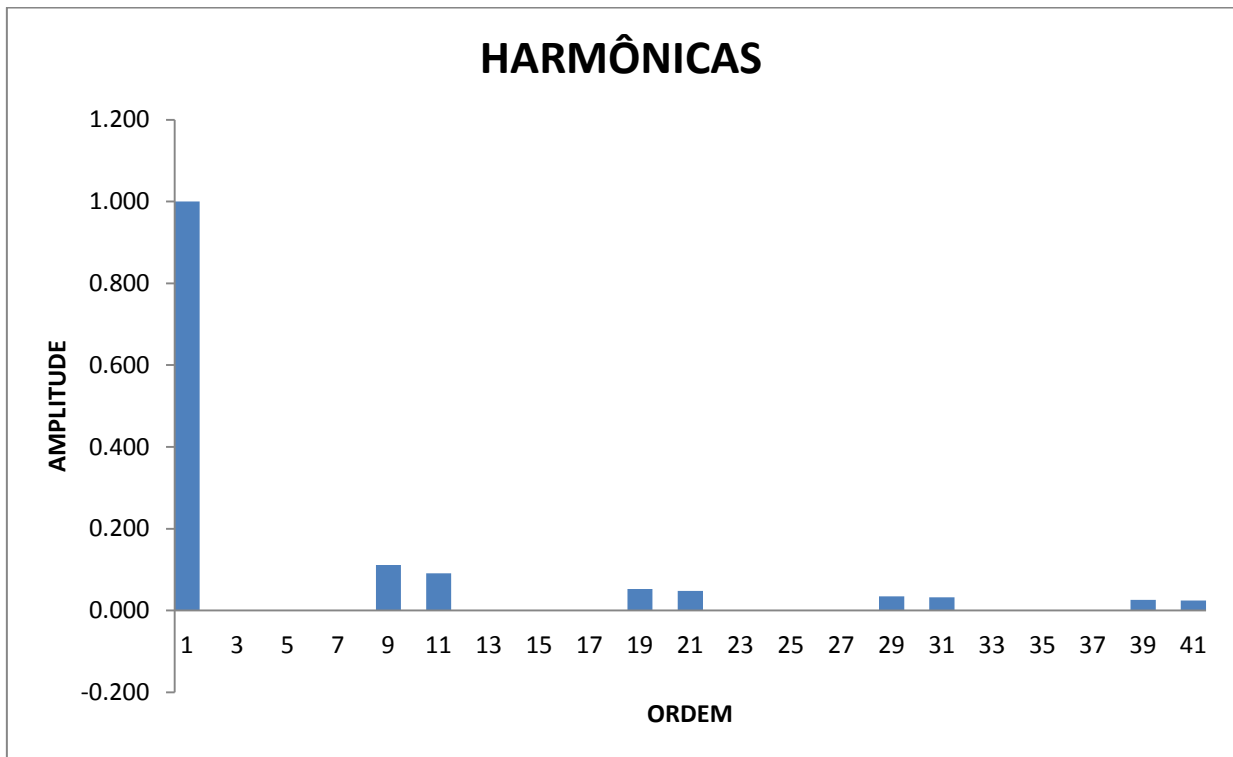


Figura 27: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente da fase C do retificador a dez pulsos.

Fonte: Autoria própria.

E finalmente calculando-se os parâmetros decisivos de TDH e fator de potência, conclui-se, como segue abaixo, que apesar das formas de onda brevemente distintas, os parâmetros relativos aos harmônicos são completamente equivalentes entre as três fases de entrada do retificador:

$$TDH = \sqrt{\frac{(0,136)^2 + (0,111)^2 + (0,064)^2 + (0,058)^2 + (0,042)^2 + (0,039)^2 + (0,031)^2 + (0,030)^2}{(1,220)^2}} \quad \text{Eq. 3-79}$$

$$TDH = 17,07\%$$

E o fator de potência:

$$F.P. = \frac{1}{\sqrt{1+0,17^2}} \quad \text{Eq. 3-80}$$

$$F.P. = 0,9857$$

4 PROJETO DO PROTÓTIPO DE RETIFICADOR A 10 PULSOS

O protótipo de retificador a 10 pulsos será projetado para as seguintes condições de operação:

- Tensão nominal de alimentação: 127 V-fase, ou 220 V-linha;
- Potência nominal de saída: 2000 W;
- Corrente de carga: 6 A.

4.1 PROJETO DO TRANSFORMADOR

O transformador para o protótipo será especificado a partir de três parâmetros de seus enrolamentos: tensão e corrente eficazes, e corrente de pico. Portanto, esses ditos parâmetros são definidos a partir das equações determinadas nos tópicos anteriores.

4.1.1 Projeto dos enrolamentos secundários

Consideram-se, a princípio, os enrolamentos do secundário do transformador, cujo valor de tensão eficaz é função da tensão no enrolamento primário ao qual o respectivo enrolamento secundário a ser calculado está acoplado e a relação de espiras entre os mesmos. As correntes de pico e eficazes dos enrolamentos secundários são determinadas em função de suas respectivas formas de onda e do valor da corrente de carga.

4.1.1.1 Tensão dos enrolamentos secundários

Recorre-se novamente à Tabela 8 para que se determinem os valores de tensão eficaz que constam na tabela seguinte:

Tabela 12: Tensões eficazes nos enrolamentos secundários

ENROLAMENTO	TENSÃO EFICAZ PRIMÁRIA (V)	RELAÇÃO ESPIRAS (Np/Ns)	TENSÃO EFICAZ (V)
K1	220	0,577	127,0
K2		0,495	109,0
K3		0,139	30,6
K4		0,271	59,7
K5		0,393	86,5
K6		0,393	86,5
K7		0,139	30,6
K8		0,495	109,0

Fonte: Autoria própria

4.1.1.2 Corrente dos enrolamentos secundários

Baseando-se na Figura 20 calcula-se a corrente no enrolamento K1 como exemplo:

$$I_{K1}(t) = \begin{cases} I_{carga}, & \frac{2\pi}{15} \leq t \leq \frac{8\pi}{15} \\ -I_{carga}, & \frac{17\pi}{15} \leq t \leq \frac{23\pi}{15} \\ 0, & p/ \text{ demais valores de } t \end{cases} \quad \text{Eq. 4-1}$$

$$I_{RMS_{K1}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_{K1}(t)]^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{2\pi}{15}}^{\frac{8\pi}{15}} (I_{carga})^2 dt + \int_{\frac{17\pi}{15}}^{\frac{23\pi}{15}} (-I_{carga})^2 dt \right]}$$

$$I_{RMS_{K1}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[I_{carga}^2 \left(\frac{8\pi}{15} - \frac{2\pi}{15} \right) + I_{carga}^2 \left(\frac{23\pi}{15} - \frac{17\pi}{15} \right) \right]} = \sqrt{\frac{2}{5}} I_{carga}$$

$$I_{RMS_{K1}} = \sqrt{\frac{2}{5}} 6 = 3,79 \text{ A} \quad \text{Eq. 4-2}$$

O mesmo cálculo é realizado para os demais enrolamentos, resultando na Tabela 13 abaixo:

Tabela 13: Valores eficazes e de pico de corrente dos enrolamentos secundários

ENROLAMENTO	CORRENTE EFICAZ (A)	CORRENTE DE PICO (A)
K1	3,79	6,0
K2	3,79	6,0
K3	3,79	6,0
K4	5,37	6,0
K5	3,79	6,0
K6	3,79	6,0
K7	3,79	6,0
K8	3,79	6,0

Fonte: Aatoria própria

4.1.2 Projeto dos enrolamentos primários

Na sequência, parametrizar-se-ão os enrolamentos do primário do transformador. Como previamente definido, esses enrolamentos serão conectados em delta, e deduzem-se facilmente seus valores de tensão em função da amplitude das tensões de fase da rede. Por sua vez, as correntes de pico e eficazes dos enrolamentos primários são determinadas em função de suas respectivas formas de onda, do valor da corrente de carga, e das relações de espiras com os enrolamentos secundários respectivamente acoplados.

4.1.2.1 Tensão dos enrolamentos primários

A tensão entre os bornes dos enrolamentos será igual à tensão de linha da rede, ou seja, $\sqrt{3}$ a tensão de fase.

Tabela 14: Valores eficazes de tensão dos enrolamentos secundários

ENROLAMENTO	TENSÃO DE FASE DA REDE (V)	TENSÃO EFICAZ (V)
KAB	127	220
KBC		220
KCA		220

Fonte: Aatoria própria

4.1.2.2 Corrente dos enrolamentos primários

Como os cálculos da corrente eficaz nos enrolamentos primários já foram realizados em tópicos anteriores, apresentar-se-ão diretamente os valores especificados na tabela a seguir:

Tabela 15: Valores eficazes e de pico de corrente dos enrolamentos primários

ENROLAMENTO	CORRENTE EFICAZ (A)	CORRENTE DE PICO (A)
KAB	3,38	5,1
KBC	3,13	5,3
KCA	3,13	5,3

Fonte: A autoria própria

Apesar de explícito na tabela acima e já comentado em tópicos anteriores, vale ressaltar novamente que apesar das correntes dos enrolamentos primários do transformador serem desequilibradas – a corrente I_{KAB} possui um valor eficaz 7% maior que as correntes circulantes nos enrolamentos KBC e KCA – esse fato não é impactante no que tange a performance do dispositivo retificador – pois, do lado secundário, a corrente de carga é evidentemente equilibrada entre as cinco fases –, tampouco para a rede como um todo, pois, como calculado e demonstrado anteriormente, as correntes de fase da são equilibradas.

4.1.3 Especificações do transformador

De maneira geral, os valores acima calculados foram enviados para o fabricante do equipamento com um sobredimensionamento de correntes eficazes da ordem de 10% e, para os valores de pico, de 25%, para que se possa trabalhar com uma maior segurança com relação a possíveis variações na tensão da rede trifásica de alimentação.

Ressalta-se que os cálculos referentes ao circuito magnético e à construção das bobinas do transformador foram realizados pela empresa responsável pela fabricação do próprio trafo – no caso do presente trabalho, a empresa MVA Transformadores, vencedora do processo licitatório. Outra especificidade do equipamento em questão deve-se ao fato de que, por pedido expresso, todos os enrolamentos – tanto primários quanto secundários – sairão “abertos” de fábrica, sem

uma interconexão prévia, para a mitigação de possíveis erros de arranjo durante o processo de fabricação e, possivelmente, utilização em outros futuros trabalhos.

4.2 ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS

Para a definição dos diodos que comporão a ponte retificadora, analisam-se os parâmetros de corrente de pico e eficaz que o diodo conduzirá e de tensão reversa à qual os diodos estarão submetidos durante o funcionamento em regime do retificador.

$$I_{D_{MAX}} = I_{carga} = 6 A \quad \text{Eq. 4-3}$$

$$I_{D_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{5}} I_{carga} = 2,68 A \quad \text{Eq. 4-4}$$

$$V_{REV_{MAX}} = 1,902\sqrt{2}V_f = 2,68 A \quad \text{Eq. 4-5}$$

5 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS

A fins de validação da análise matemática desenvolvida no capítulo 3 deste presente trabalho, e de comparação com os resultados e performance reais do protótipo físico – explanadas no capítulo subsequente – simulações via OrCad do retificador submetido a diferentes cargas foram realizadas e são relatadas nos tópicos subsequentes.

5.1 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS COM CARGA TIPO FONTE DE CORRENTE CONTÍNUA

O modelo desenvolvido para a simulação (Figura 28 abaixo) contempla uma fonte de corrente contínua como carga, pequenos resistores para compensar possíveis não-linearidades do método de resolução do *software*, valores de indutâncias arbitrários – cuja única restrição de escolha fora a manutenção das relações de transformação – e os já citados elementos “K_Linear” representando o acoplamento magnético entre os diversos enrolamentos:

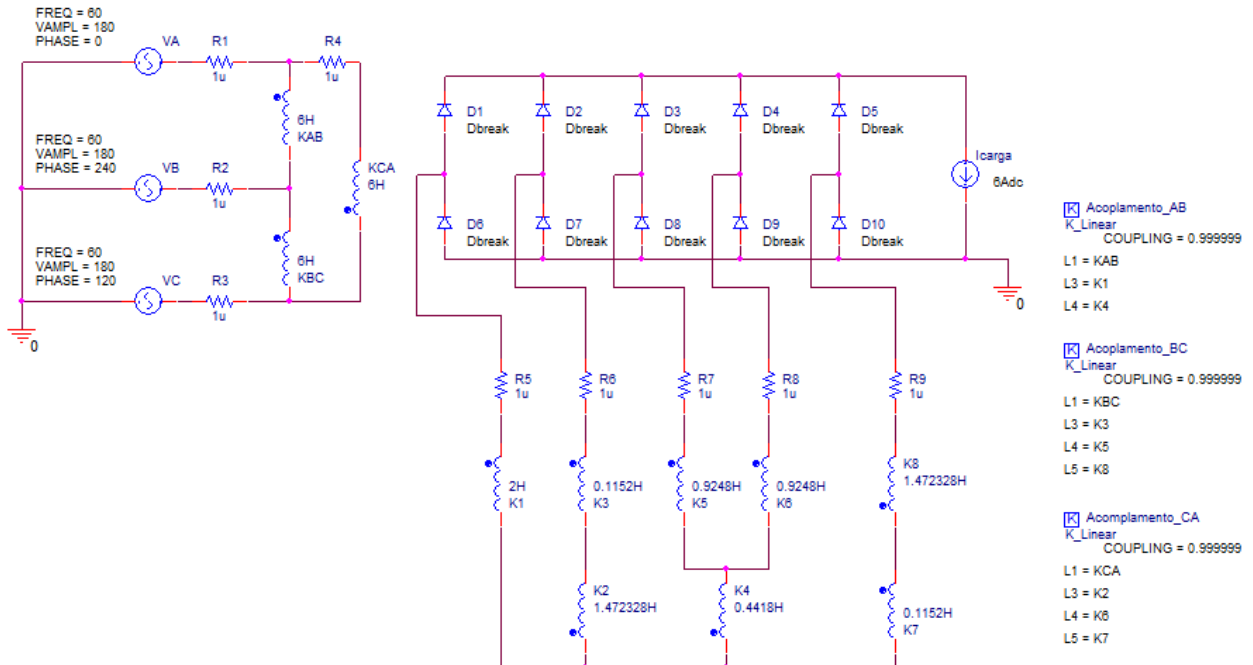


Figura 28: Modelo no software OrCAD do retificador a dez pulsos com carga tipo fonte de corrente

Fonte: Autoria própria

O resultado da simulação desse modelo é explorado nos tópicos seguintes.

5.1.1 Formas de onda de tensão

Um dos parâmetros a serem analisados dentro do conjunto de resultados da simulação é a sequência de formas de onda de tensão dos variados componentes do circuito do retificador. São reunidos e dispostos nas páginas subseqüentes os gráficos de interesse gerados pelo *software* de simulação.

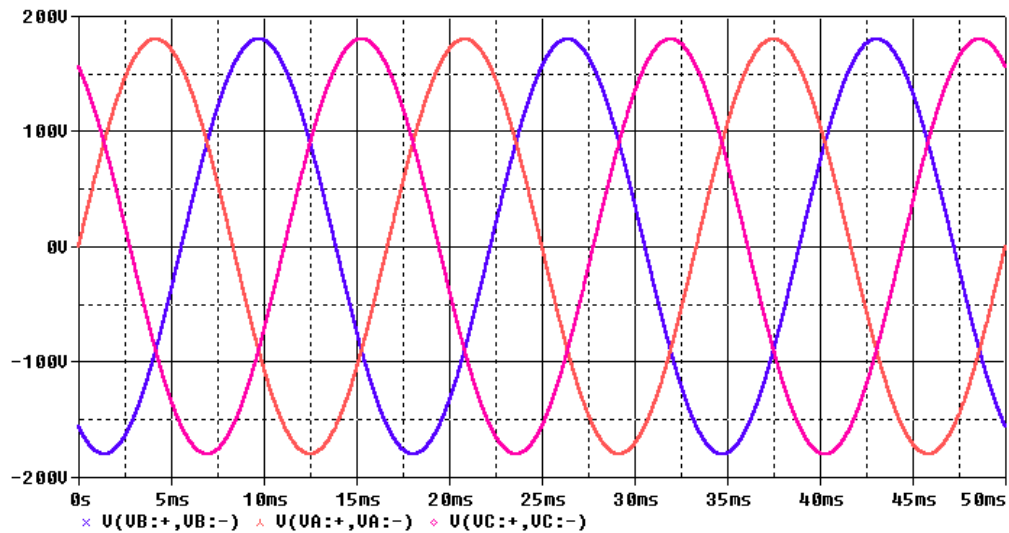


Figura 29: Tensões de fase da rede da simulação com carga tipo fonte de corrente contínua
Fonte: Autoria própria

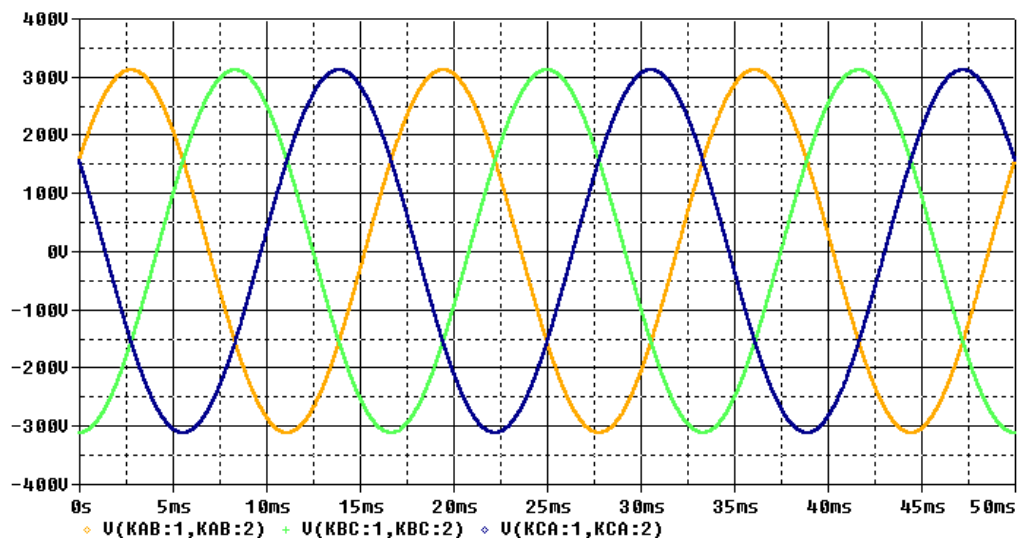


Figura 30: Tensões sobre os enrolamentos primários (ou tensões de linha) da simulação com carga tipo fonte de corrente contínua.
Fonte: Autoria própria

As figuras acima apresentam as tensões de rede e de fase do primário do transformador. Abaixo, apresentam-se tensões referentes ao secundário do transformador de alimentação. As formas de onda de tensão das cinco fases são representadas abaixo:

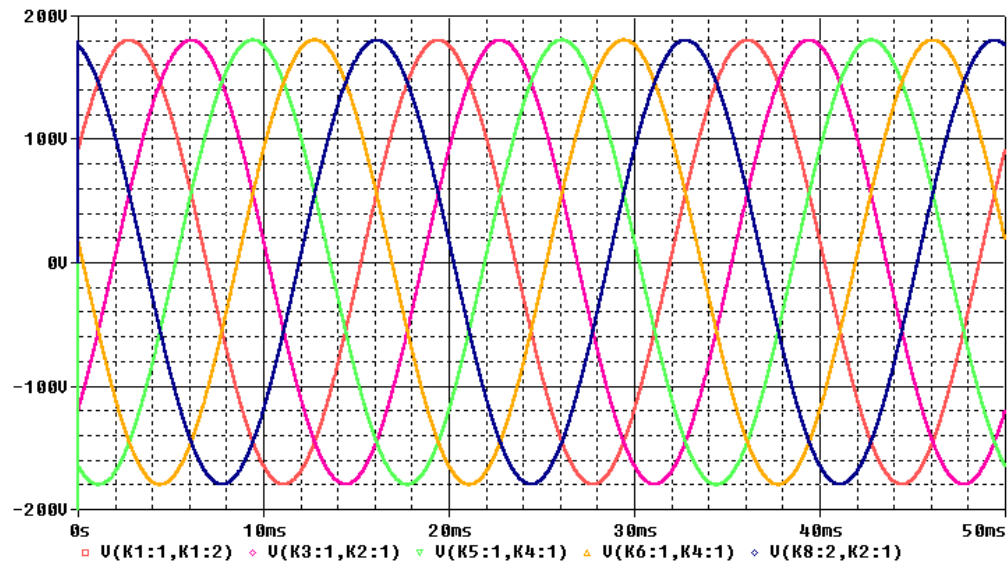


Figura 31: Formas de onda de tensão das cinco fases de alimentação do retificador da simulação com carga tipo fonte de corrente contínua.

Fonte: Autoria própria

Os próximos dois gráficos gerados pela simulação no *software* evidenciam a combinação de dois enrolamentos acoplados a diferentes enrolamentos primários – consequentemente apresentando ângulos de fase distintos – e com relações de espiras também diferentes entre si, de acordo com o projeto do transformador – o que, por sua vez, ocasiona um diferente módulo entre as tensões dos enrolamentos individuais – combinação, essa, que resulta na Figura 32 na fase 2, e na Figura 33, na fase 4.

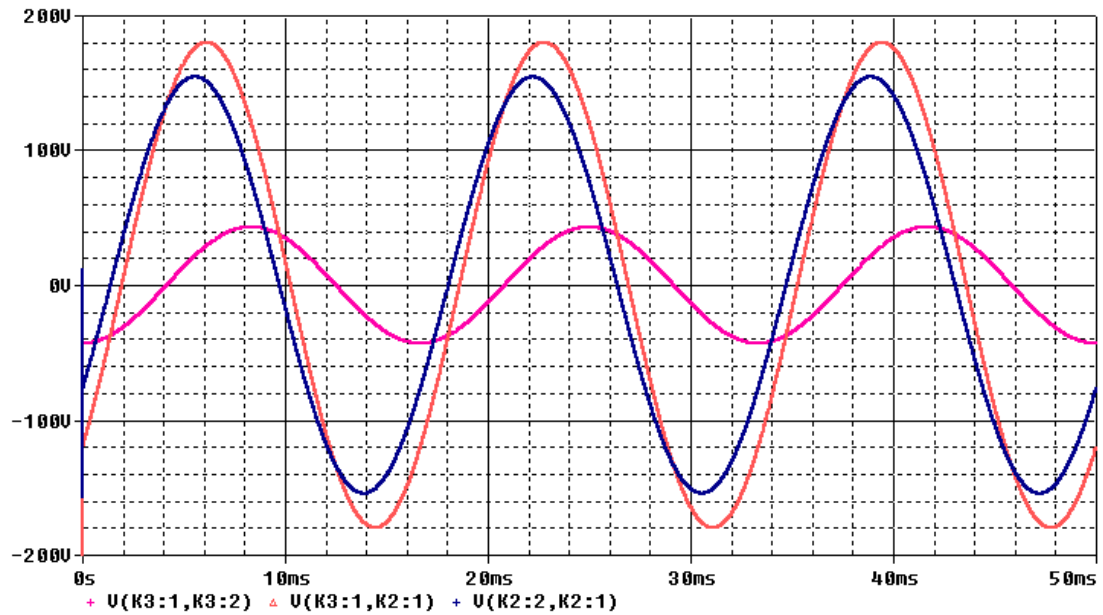


Figura 32: Forma de onda de tensão da “Fase 2” e sobre os enrolamentos secundários conectados em série para a obtenção da dita “Fase 2”.

Fonte: Autoria própria

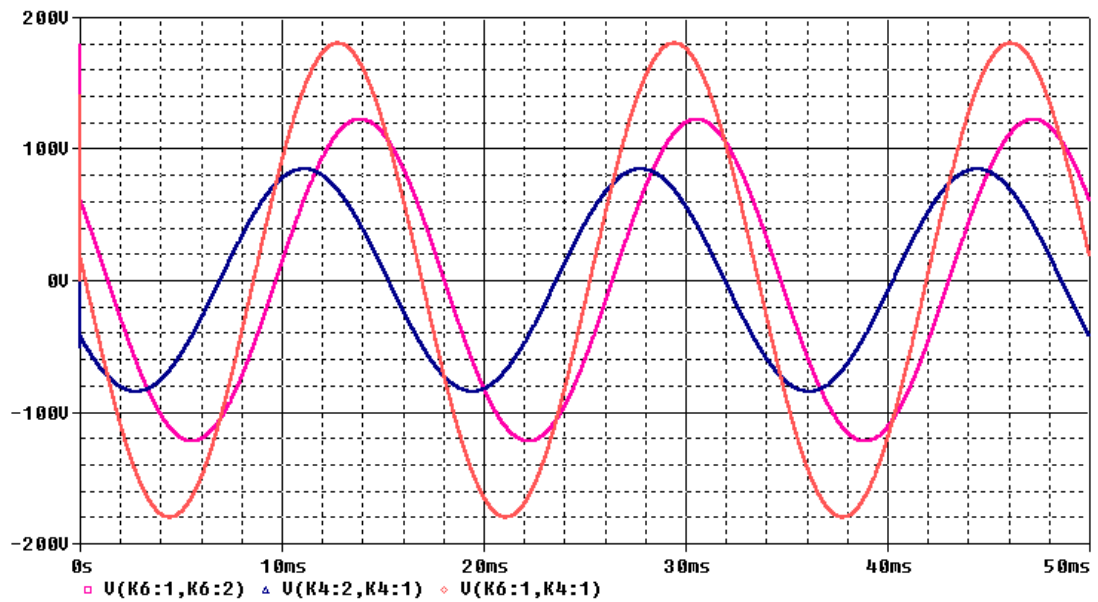


Figura 33: Forma de onda de tensão da “Fase 4” e sobre os enrolamentos secundários conectados em série para a obtenção da dita “Fase 4”.

Fonte: Autoria própria

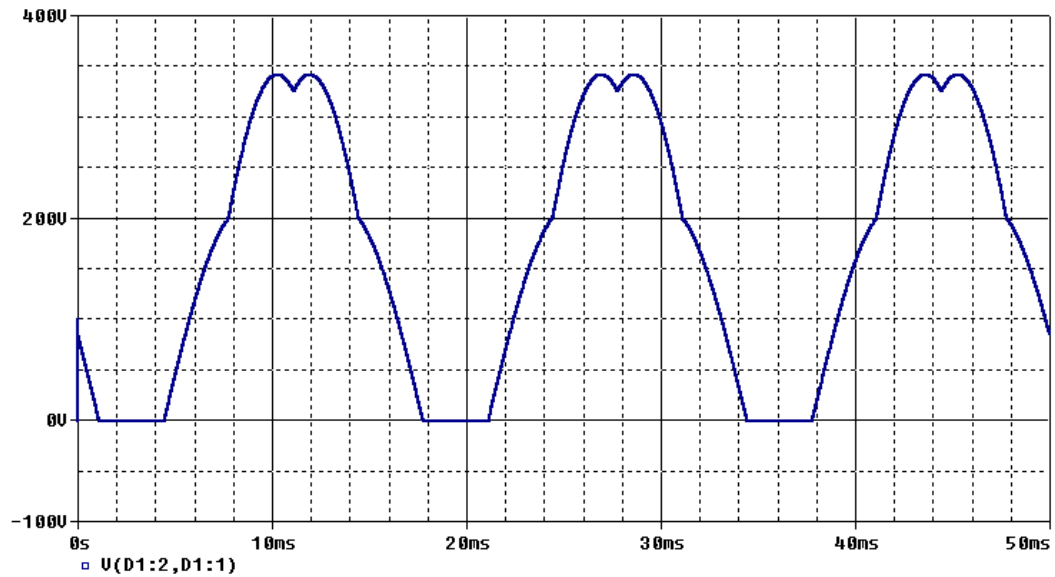


Figura 34: Tensão no diodo D1.
Fonte: Autoria própria

A partir do gráfico acima representado, confirma-se o valor de tensão reversa ao qual os diodos da ponte estão submetidos como a amplitude das tensões de linha do secundário. Relacionando com a Figura 35 abaixo, verifica-se que, como esperado, a tensão na carga apresenta dez pulsos em um ciclo da rede, com amplitude igual à tensão reversa sobre os diodos, valor médio e *ripple* coerentes com o previsto no capítulo 3.

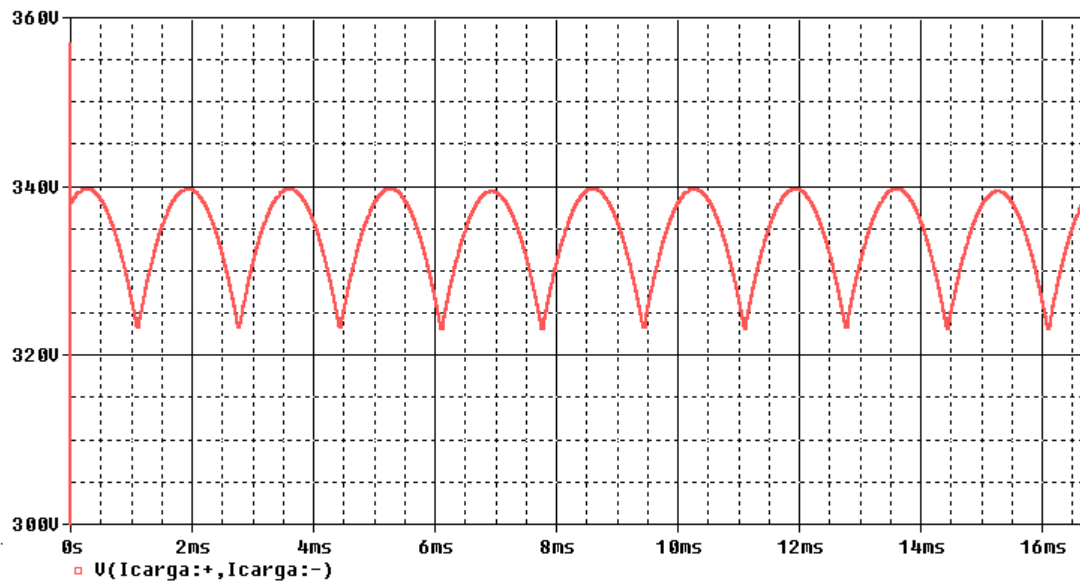


Figura 35: Tensão na carga em um ciclo da rede.
Fonte: Autoria própria

5.1.2 Formas de onda de corrente

Repetindo a mesma abordagem do tópico anterior, foram geradas as formas de onda de corrente em diversos pontos do circuito do retificador. A análise parte da corrente de carga, que, neste caso, é simulada como uma fonte ideal de corrente contínua de valor igual a 6 A.

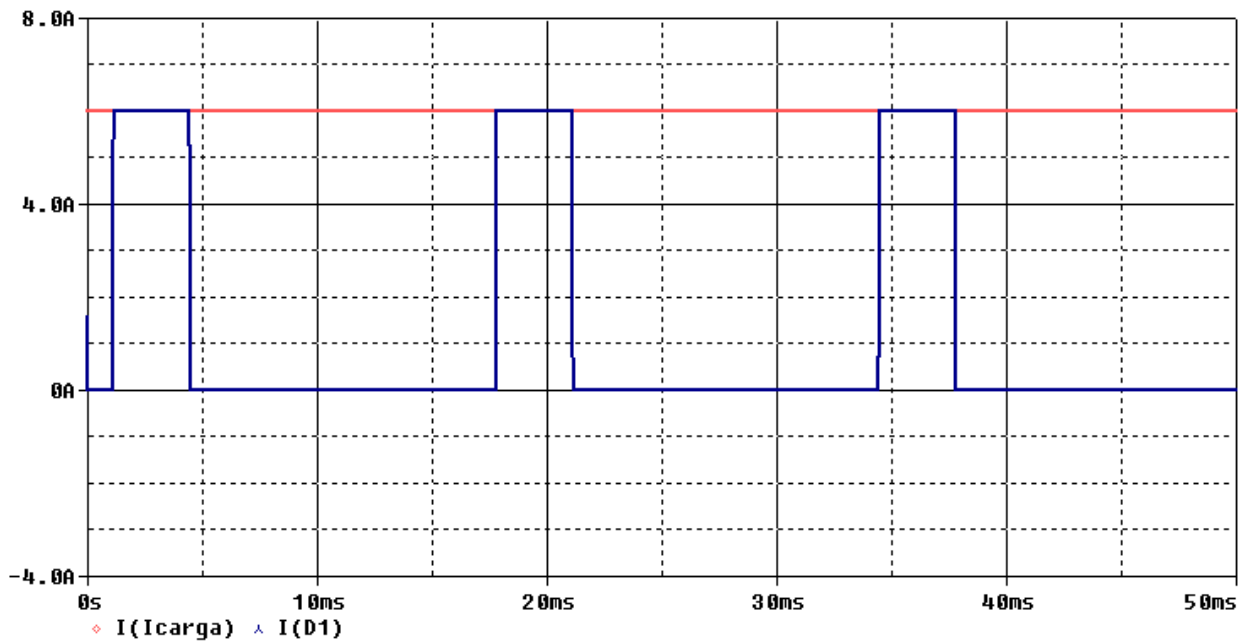


Figura 36: Corrente de carga e corrente no diodo D1.
Fonte: Autoria própria

Acima, além da corrente contínua de carga representa-se também a corrente no diodo D1. Como previsto, durante seus períodos de condução, o diodo conduz exatamente a corrente de carga.

Na figura seguinte evidencia-se a formação da onda de corrente de fase do secundário através da composição das correntes dos diodos alimentados por essa respectiva fase. Na sequência, nota-se a defasagem nula entre a tensão e corrente de fase no secundário:

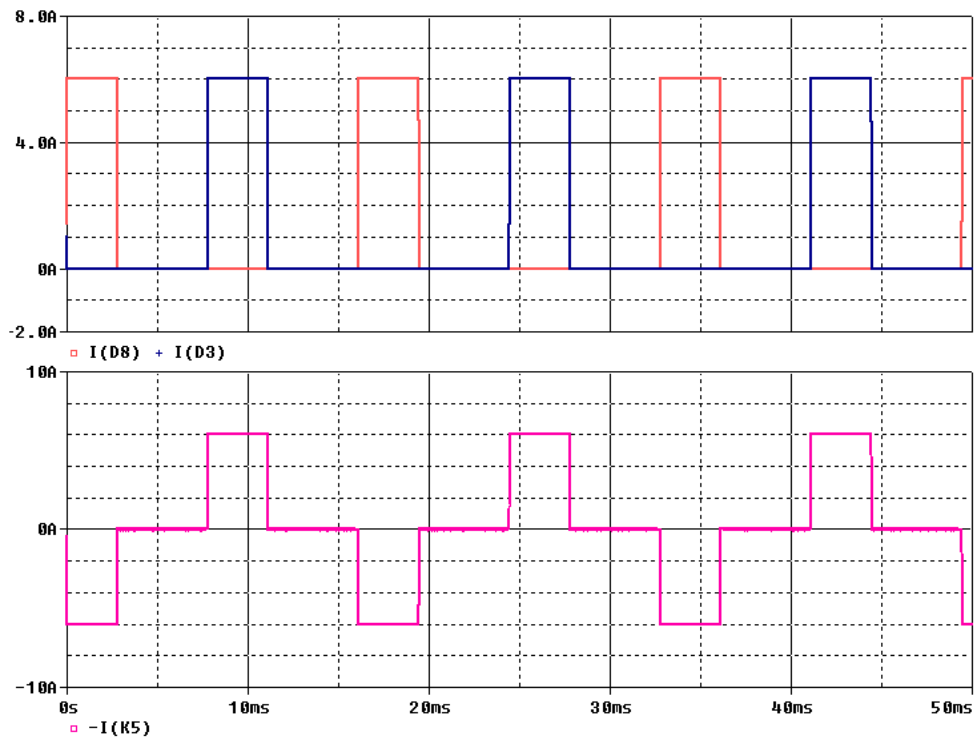


Figura 37: Corrente nos diodos D3 e D8 (superior) e na fase F3 (inferior).
Fonte: Autoria própria

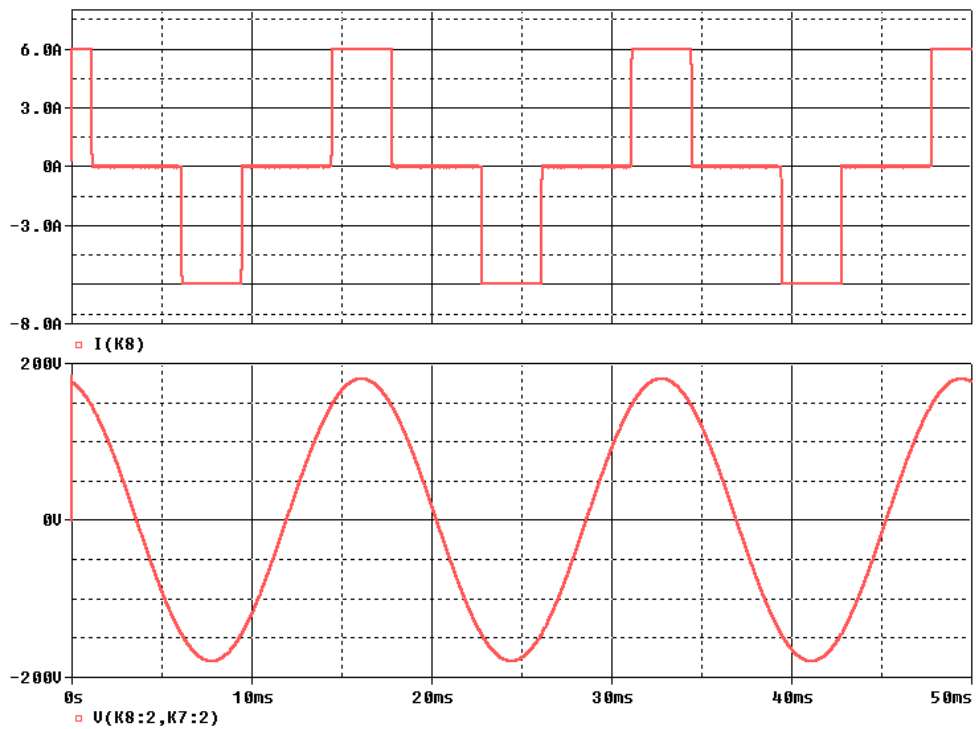


Figura 38: Corrente e tensão na fase F5.
Fonte: Autoria própria

Nas próximas figuras, são representadas as formas de onda dos enrolamentos secundários K1 e K4, e de seu respectivo enrolamento primário KAB. Nota-se, tomando por referência a equação 3-51, a contribuição de cada uma das bobinas secundárias – de acordo com suas respectivas relações de espiras – para a corrente circulando na KAB.

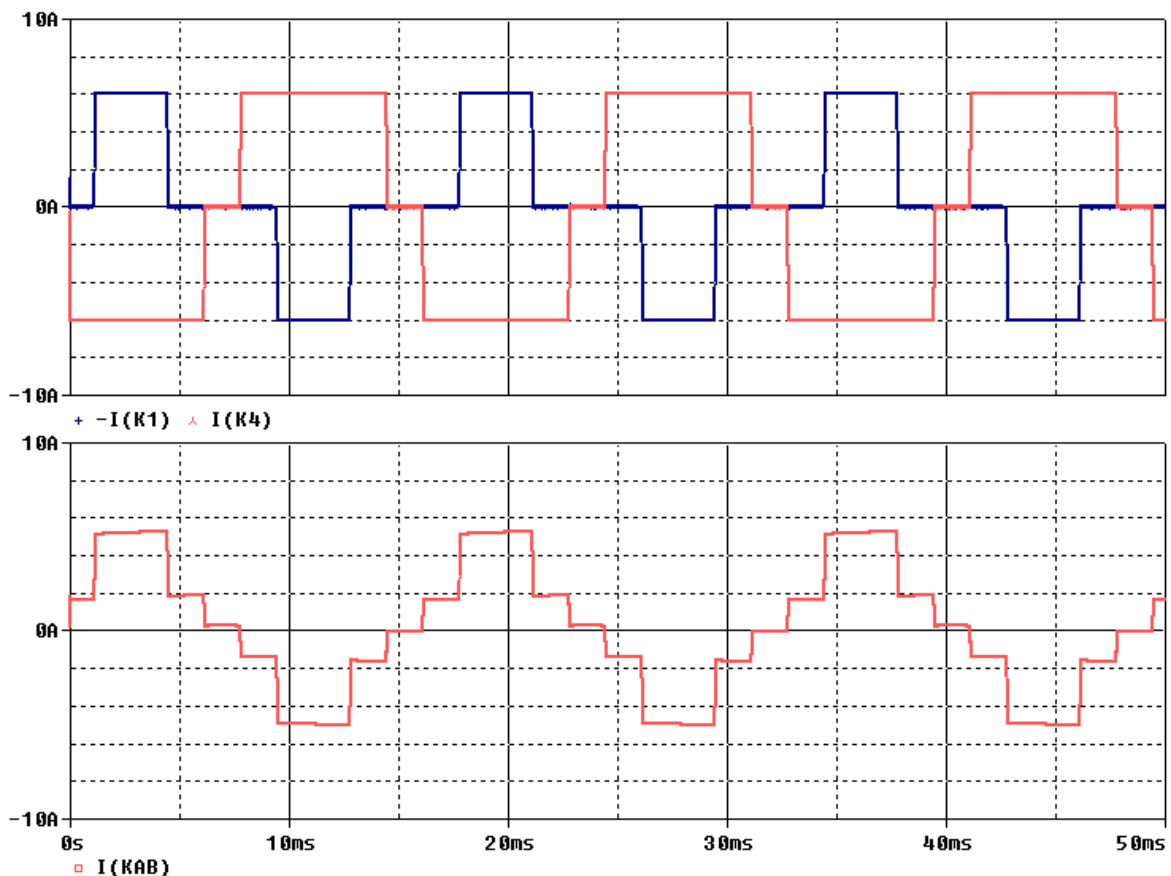


Figura 39: Correntes nos enrolamentos K1, K4, e em seu respectivo enrolamento primário KAB.
Fonte: Autoria própria

Já, na página seguinte, expõe-se a forma de onda de corrente dos três enrolamentos primários. Nota-se facilmente a semelhança com as formas deduzidas matematicamente nos capítulos anteriores (Figuras 20 a 22) – o aspecto brevemente assimétrico das formas expostas abaixo se deve à corrente de magnetização do transformador, considerada pelo *software* durante a simulação.

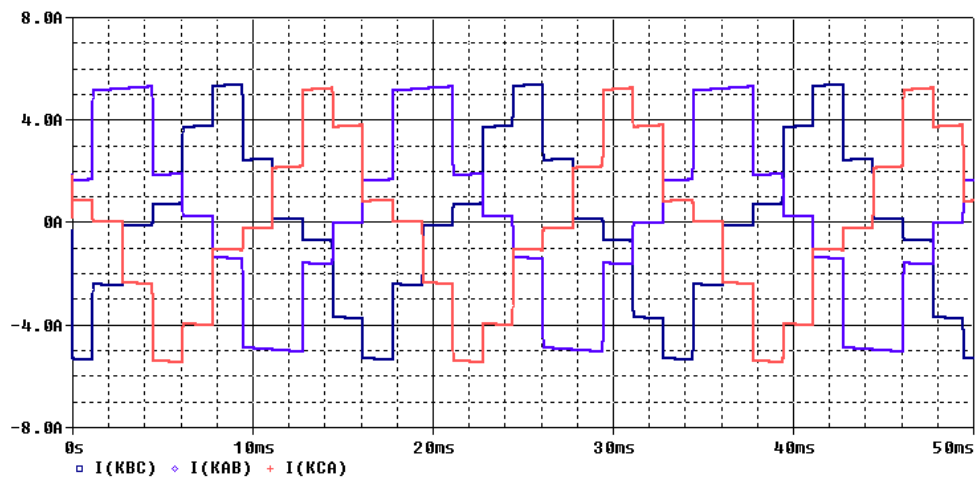


Figura 40: Correntes nos enrolamentos primários.
Fonte: Autoria própria

Novamente confirmando as deduções teóricas, o gráfico abaixo demonstra o pequeno desbalanceamento (I_{KAB} é em torno de 10% maior que as demais) entre os valores eficazes das correntes circulantes nos enrolamentos primários. São plotadas em sequência a forma de onda de corrente e seu respectivo valor RMS do enrolamento KAB, seguido ordenadamente de KBC e KCA.

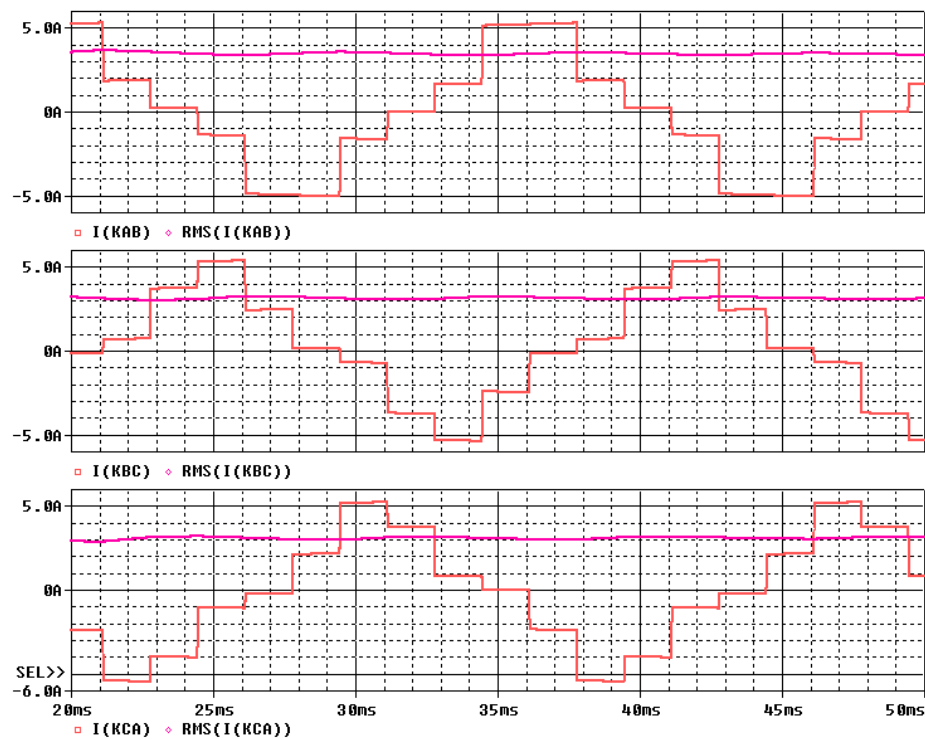


Figura 41: Comparação dos valores eficazes de corrente nos enrolamentos primários.
Fonte: Autoria própria

Finalmente, analisam-se as correntes efetivamente drenadas da rede segundo a simulação com uma carga ideal tipo fonte de corrente contínua. Na sequência são apresentados os gráficos relevantes:

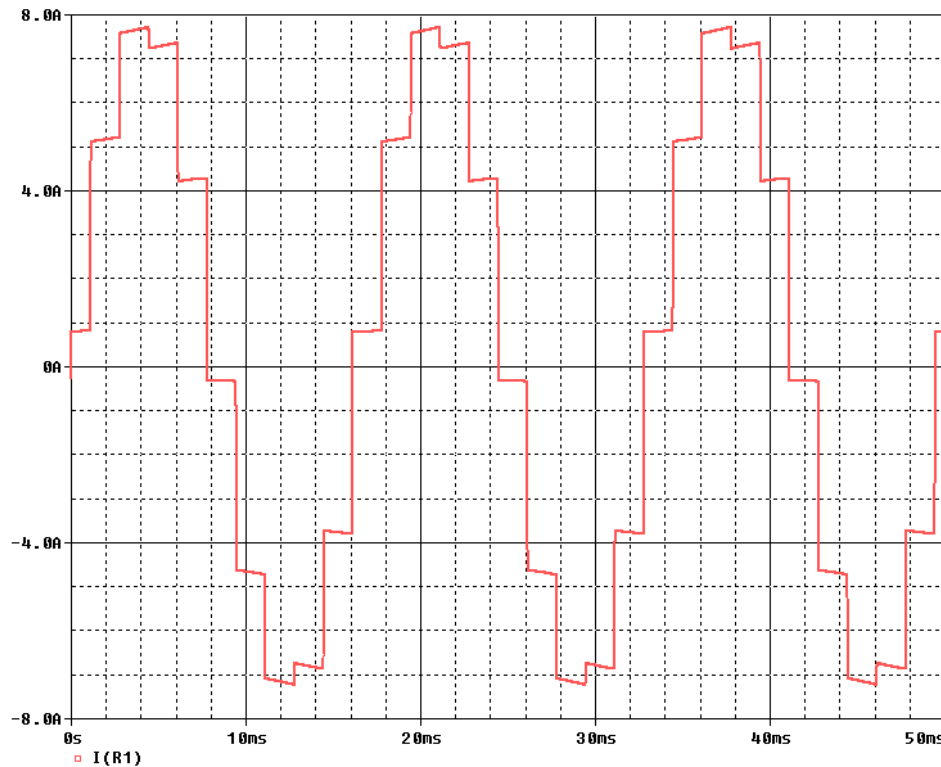


Figura 42: Forma de onda de corrente da fase A na simulação com carga tipo fonte de corrente contínua.

Fonte: Autoria própria

Comparando os resultados da simulação para as correntes de fase (Figura 42 acima, 43 e 44 na próxima página) novamente com as formas de onda já previstas e deduzidas no capítulo 3, conclui-se que os valores de pico e a distribuição temporal em um ciclo da rede (formato de onda) são coerentes com a análise matemática prévia. Novamente ressalta-se o fato de que as distorções no formato de onda, com relação ao previsto, devem-se à adição das correntes magnetizantes - circulantes no primário do transformador - pelo OrCAD.

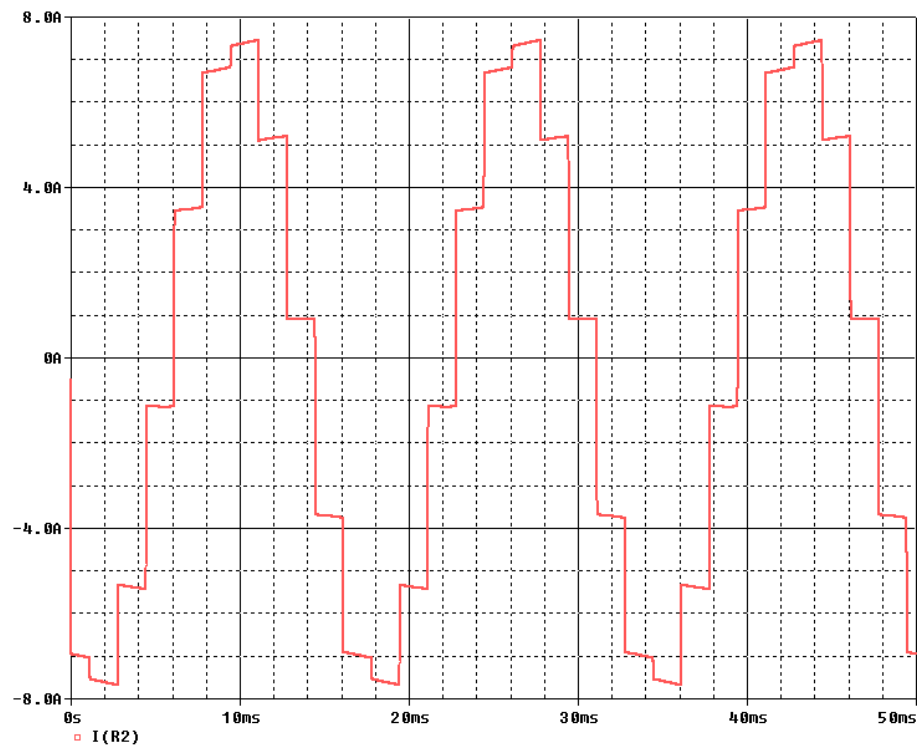


Figura 43: Forma de onda de corrente da fase B na simulação com carga tipo fonte CC.
Fonte: Autoria própria

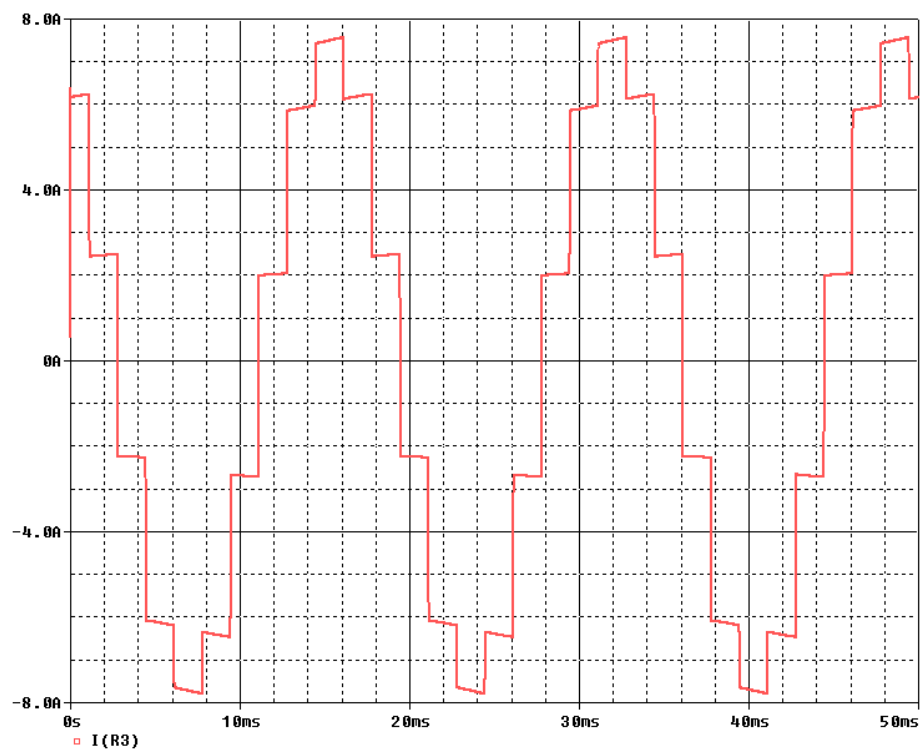


Figura 44: Forma de onda de corrente da fase C na simulação com carga tipo fonte CC.
Fonte: Autoria própria

A fins de comprovar a hipótese de que as correntes de fase são equilibradas, apresenta-se o gráfico abaixo:

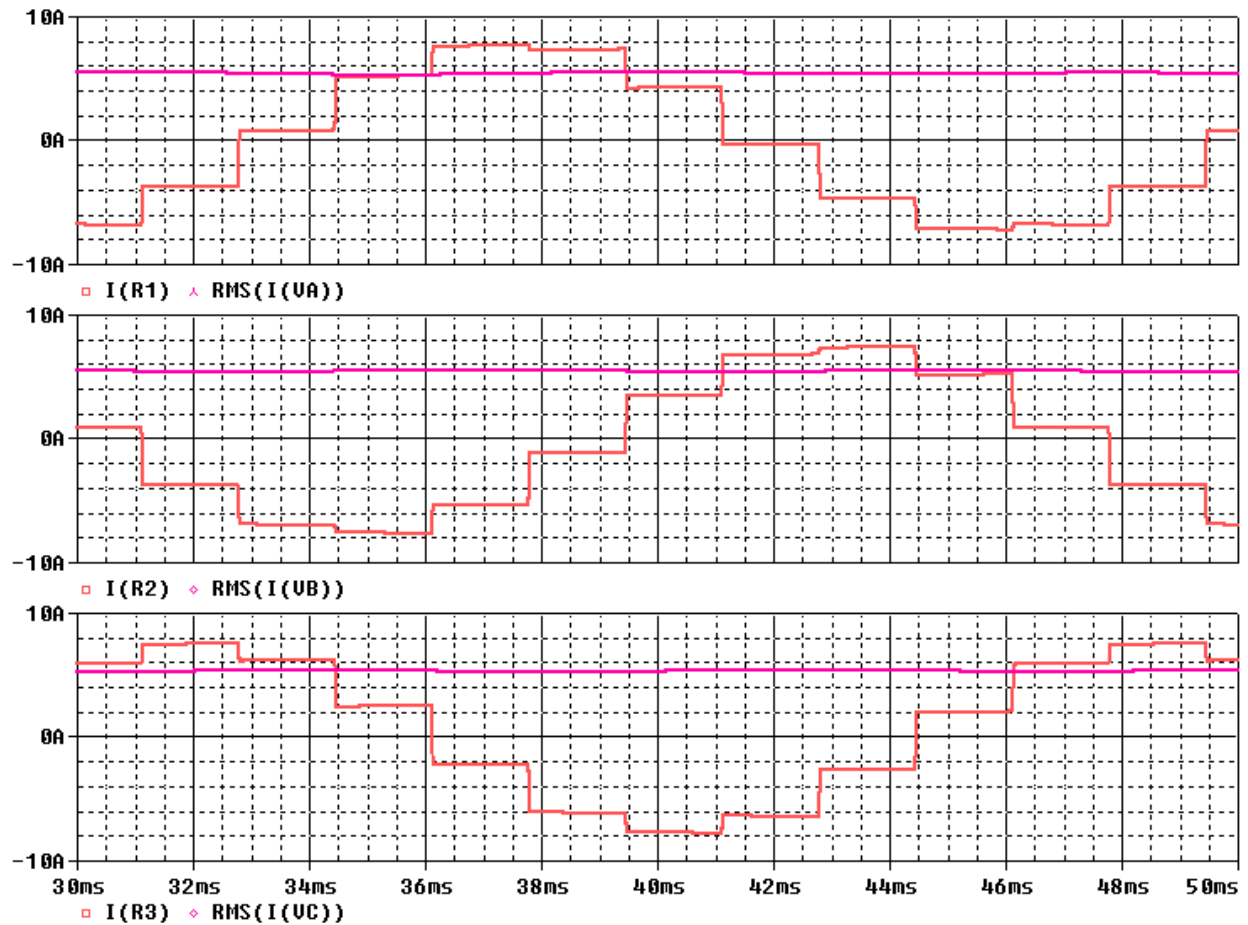


Figura 45: Comparação dos valores eficazes de corrente das fases de entrada.
Fonte: Autoria própria

5.1.3 Análise harmônica

O *software* utilizado também propõe como possíveis resultados de suas simulações numéricas a análise das componentes harmônicas das diversas formas de onda do circuito – tanto em forma de gráfico, com a representação da amplitude em função da frequência das respectivas componentes, quanto através de tabelas com as magnitudes das “n” primeiras harmônicas (sendo “n” definido pelo próprio usuário). Abaixo, apresenta-se o gráfico da corrente de fase A.

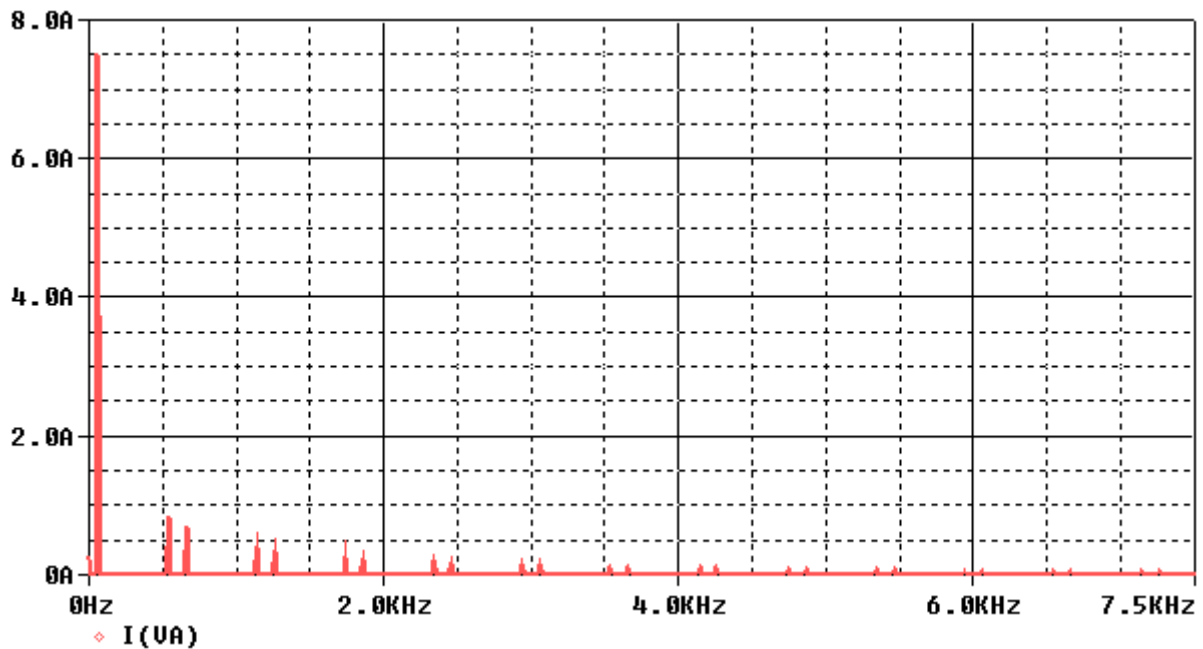


Figura 46: Componentes harmônicas da corrente de fase A
Fonte: Autoria própria

Na escala permitida pela formatação do trabalho, o perfil das componentes das três fases é idêntico – devido à praticamente nula diferença entre a magnitude de suas respectivas harmônicas. Portanto, fora apresentado acima apenas o perfil harmônico da corrente de fase A, sendo válido também para as duas demais correntes. No entanto, ao nível numérico a diferença, mesmo que desprezível, é passível de representação, e, como consequência, apresentam-se no Apêndice C as tabelas referentes às três fases.

Como se pode facilmente verificar através do perfil das componentes harmônicas e suas respectivas magnitudes, conclui-se que, como esperado, além da fundamental (60 Hz), as harmônicas relevantes são aquelas em torno das frequências resultantes da multiplicação da fundamental por um múltiplo de dez – por exemplo, a nona (540Hz) e a décima primeira (660 Hz) harmônicas, e a décima nona (1140 Hz) e a vigésima primeira (1260 Hz).

Finalizando a análise, são apresentadas abaixo as TDH's das correntes individuais de cada uma das fases (extraídas dos dados contidos em nu``):

$$TDH_A = 16,34\%$$

$$TDH_B = 16,35\%$$

$$TDH_C = 16,37\%$$

5.2 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS À PLENA CARGA RESISTIVA

O circuito a ser simulado à plena carga resistiva é equivalente ao representado na Figura 28, com a simples troca da carga tipo fonte de corrente por uma plenamente resistiva, que dissipe a potência nominal para a qual o retificador fora projetado – ou seja, 2000 W. Segue representação abaixo:

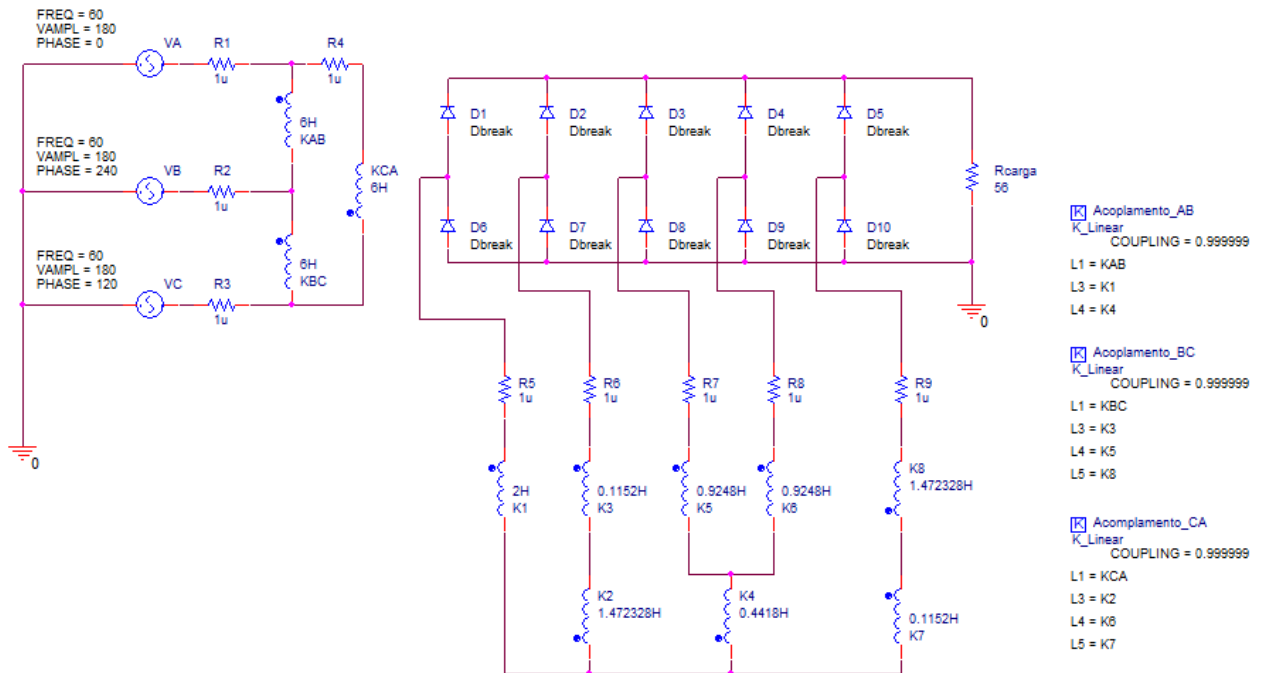


Figura 47: Modelo no software OrCAD do retificador a dez pulsos à plena carga resistiva
Fonte: Autoria própria

O procedimento de análise dos resultados será o mesmo adotado para a simulação anterior.

5.2.1 Formas de onda de tensão

Como os parâmetros de entrada da rede e as relações entre os enrolamentos do transformador seguem inalterados entre as simulações subsequentes, o presente tópico abster-se-á de apresentar as formas de onda de tensão do primário e algumas do secundário, dado que as figuras a serem apresentadas já o foram em tópicos anteriores – somente os resultados mais importantes serão representados.

Dedutivelmente, as tensões secundárias seguem inalteradas, apresentando o mesmo módulo das tensões da rede de entrada e a defasagem de 72° entre si:

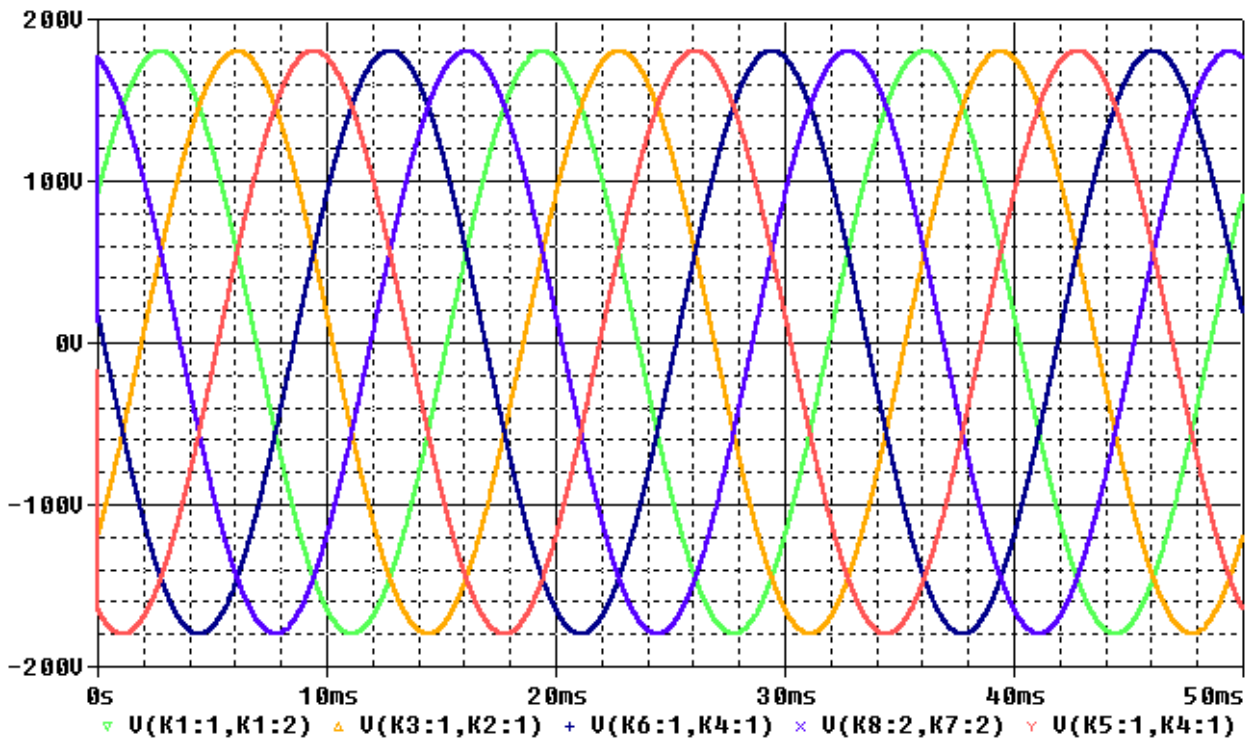


Figura 48: Tensão das cinco fases secundárias do retificador à plena carga resistiva
 Fonte: Autoria própria

Abaixo, as formas de onda de duas tensões de linha do secundário e a tensão na carga. Como a tensão entre os terminais dos diodos é equivalente à apresentada no tópico anterior, optou-se por omiti-la.

Comprova-se novamente o que já fora explicado anteriormente: que a forma que a tensão de saída assume – a onda com dez pulsos por ciclo da rede – é resultado da associação das tensões de linha no secundário e a alternância de condução da corrente de carga entre os diodos. Em outras palavras, aos diodos que estão submetidos à maior tensão positiva entre seu anodo e seu catodo, respectivamente, reserva-se à função de conduzir a corrente de carga, e aqueles cuja tensão reversa é a maior momentaneamente estão submetidos exatamente à tensão do barramento.

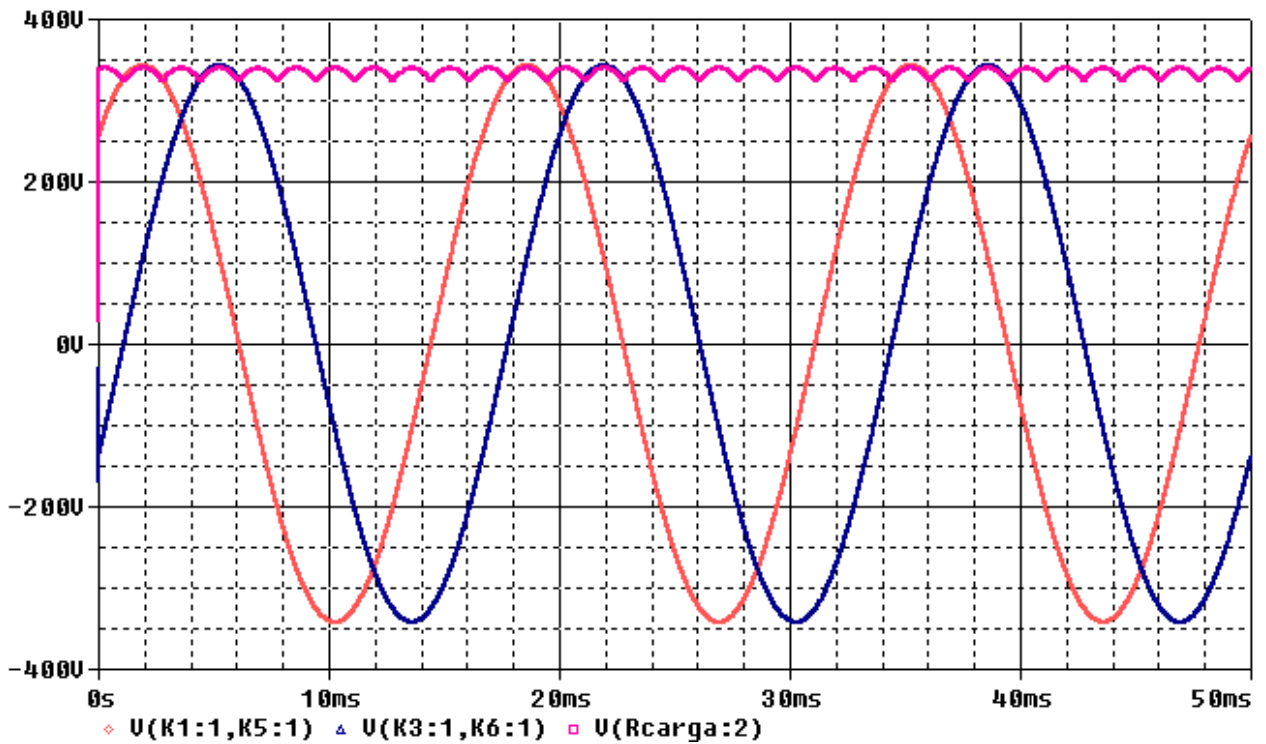


Figura 49: Tensões V_{13} e V_{24} e tensão no barramento de saída.
 Fonte: Autoria própria

Finalmente, a tensão no barramento de saída com seu valor médio:

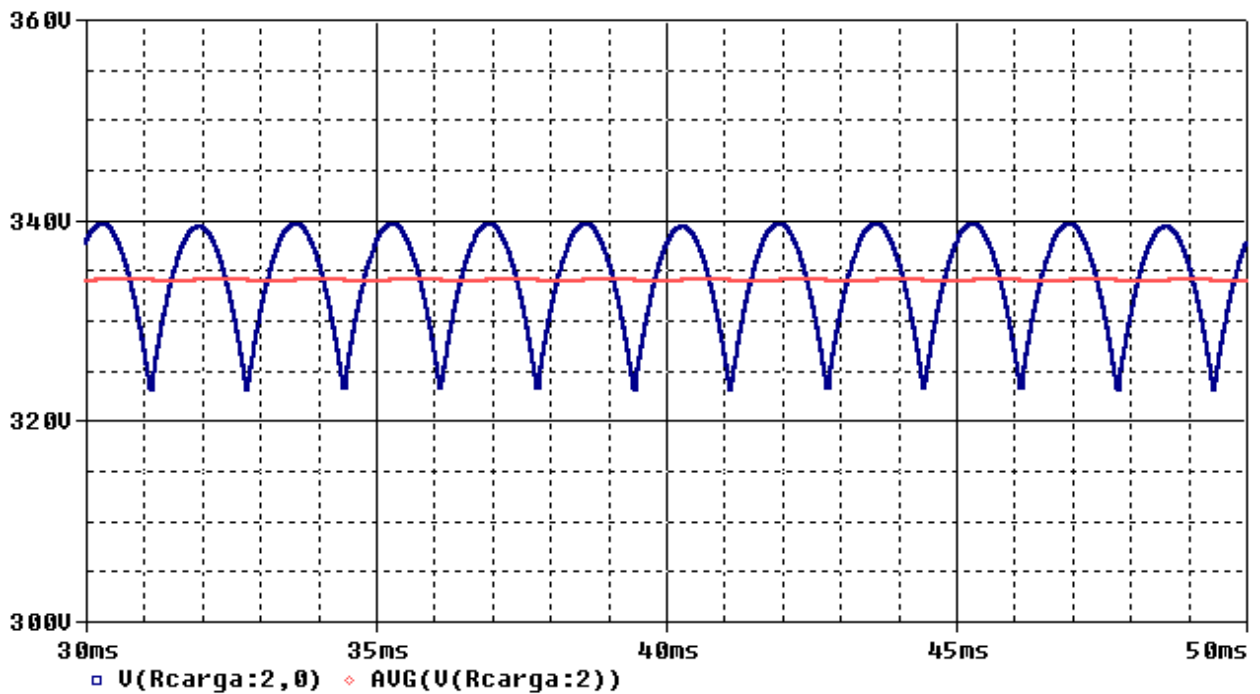


Figura 50: Forma de onda de tensão na saída e seu respectivo valor médio.
 Fonte: Autoria própria

5.2.2 Formas de onda de corrente

Coerentemente aos demais tópicos do trabalho, serão apresentadas inicialmente as formas de onda de corrente na carga, nos diodos e nos enrolamentos secundários, para determinar-se, então, as correntes de fase.

Como esperado, neste tópico – simulação do retificador à plena carga resistiva – a corrente, apesar de apresentar valor médio muito próximo a 6 A, não é perfeitamente constante, apresentando pulsos equivalentes aos da tensão no barramento, como pode ser verificado na Figura 51 a seguir:

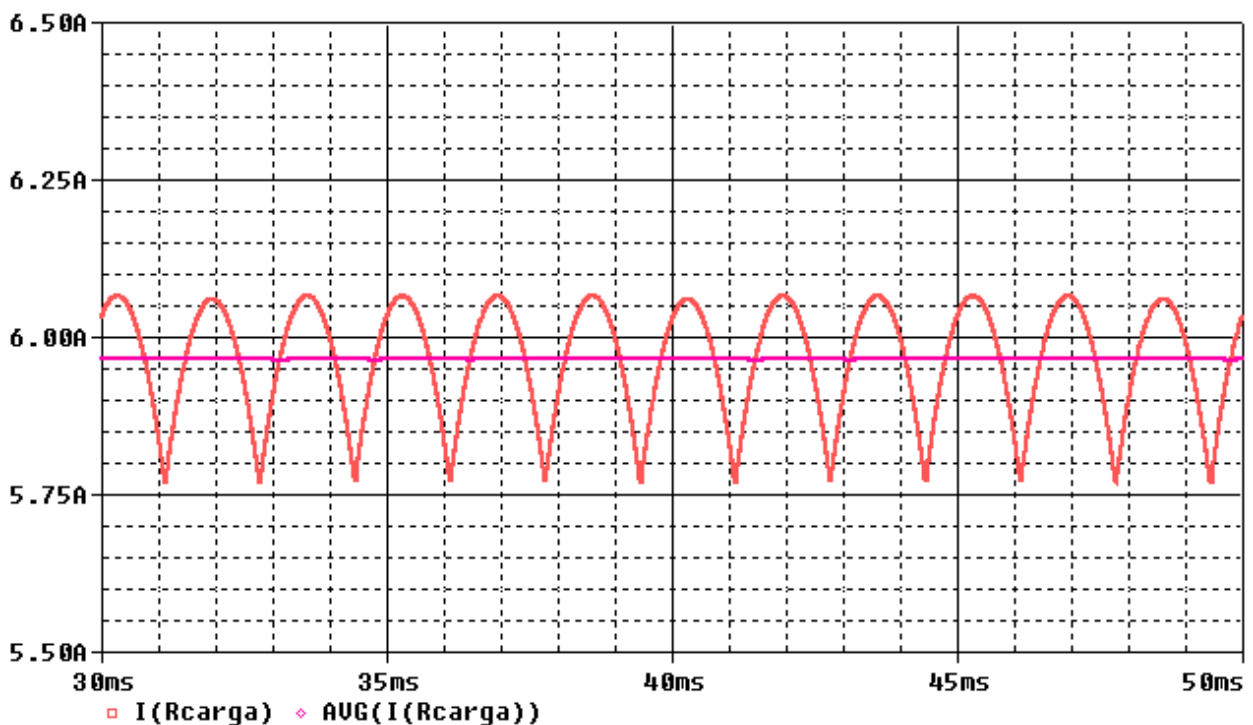


Figura 51: Forma de onda de corrente na saída e seu respectivo valor médio.
Fonte: Autoria própria

A condução corrente de carga, agora pulsada, é distribuída temporalmente entre os diodos da ponte. A forma de onda de corrente em três desses diodos é apresentada na página seguinte.

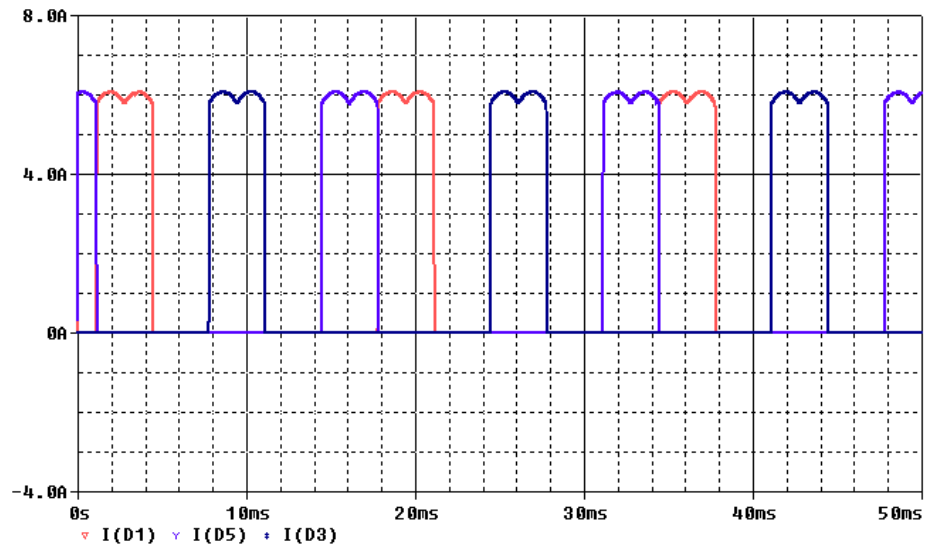


Figura 52: Forma de onda de corrente nos diodos D1, D3 e D5.
Fonte: Autoria própria

De forma análoga à simulação anterior, são apresentadas na sequência as formas de onda de corrente nos enrolamentos secundários acoplados magneticamente ao primário KAB (K1 e K4), e do próprio KAB.

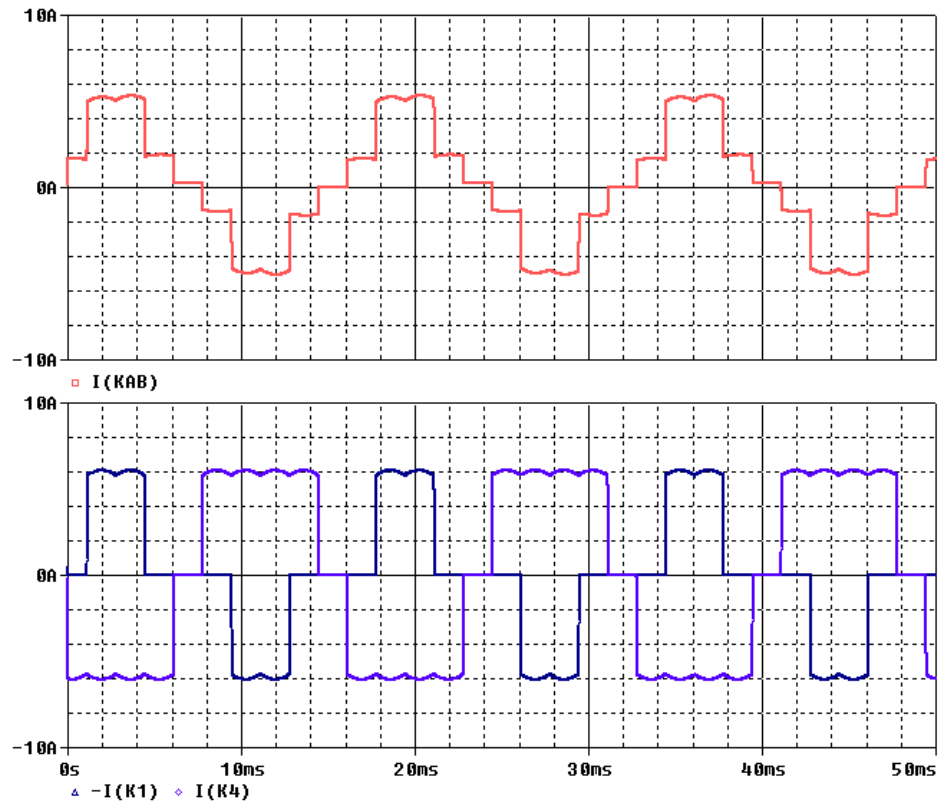


Figura 53: Correntes nos enrolamentos K1, K4, e em seu respectivo enrolamento primário KAB.
Fonte: Autoria própria

Seguem, então, as correntes nos enrolamentos primários:

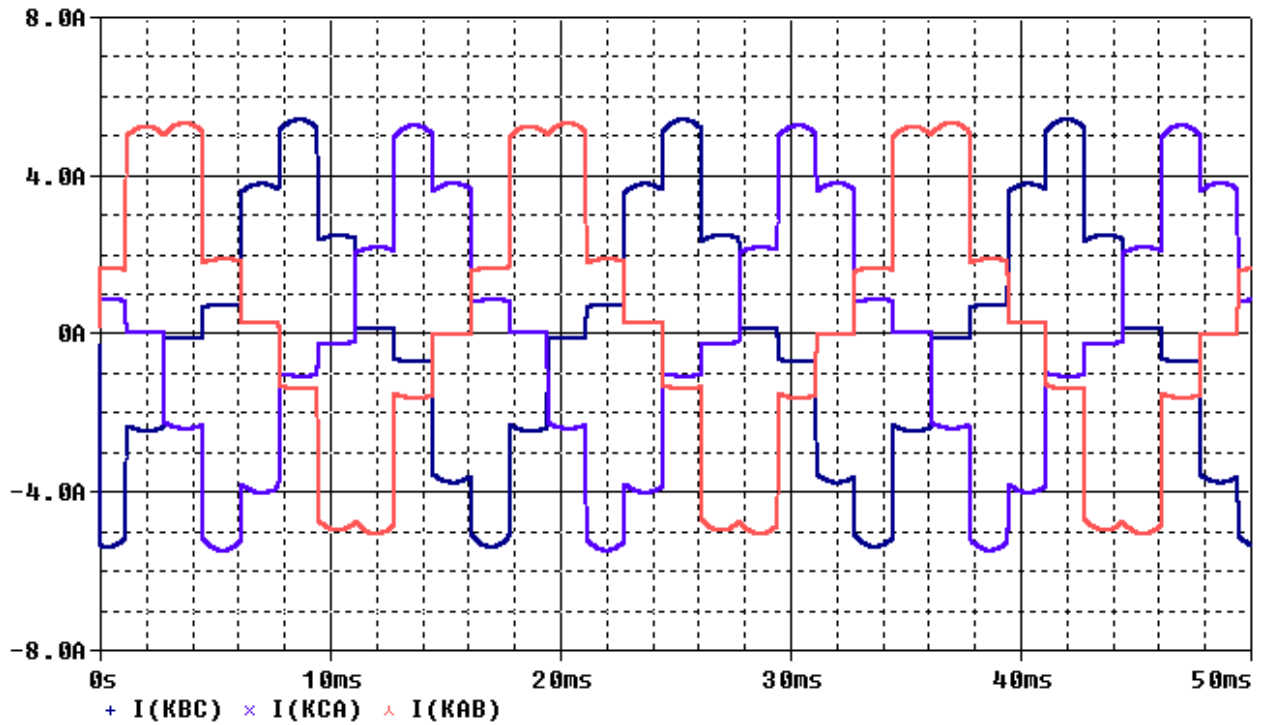


Figura 54: Correntes nos enrolamentos primários KAB, KBC, e KCA.
Fonte: Autoria própria

Finalmente, as formas de onda de corrente drenadas da rede:

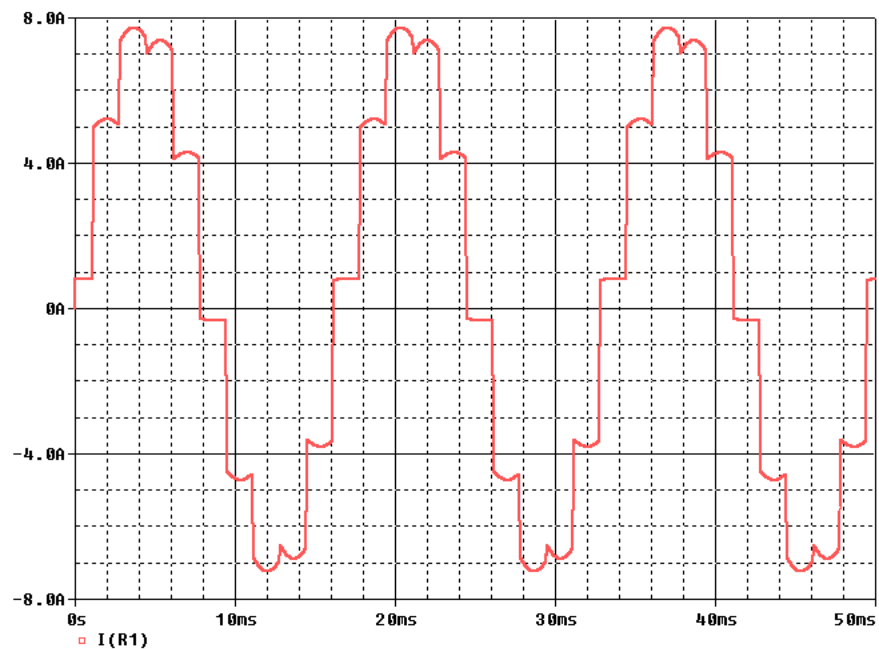


Figura 55: Corrente da fase A – simulação do retificador à plena carga resistiva.
Fonte: Autoria própria

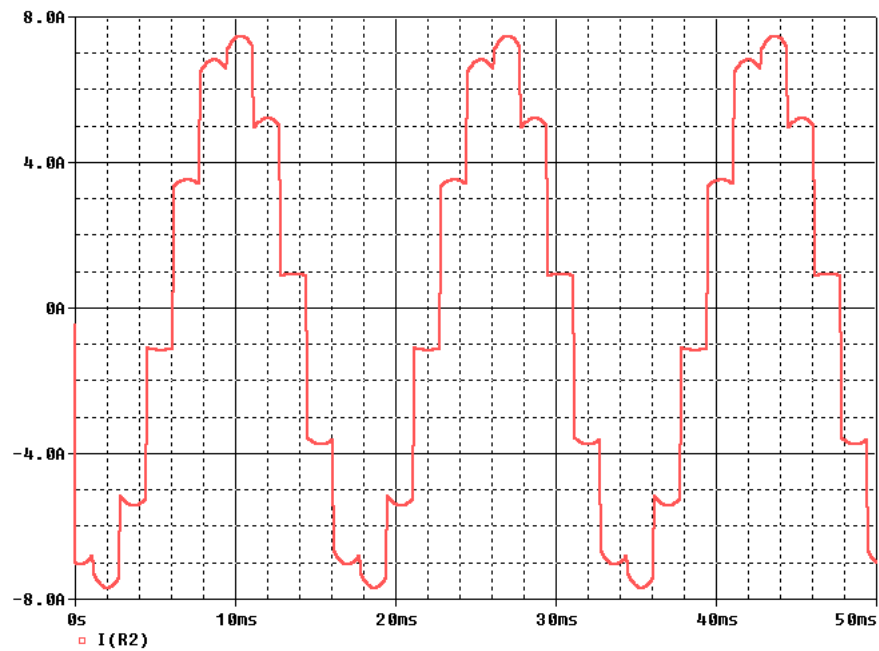


Figura 56: Corrente da fase B – simulação do retificador à plena carga resistiva.
Fonte: Autoria própria

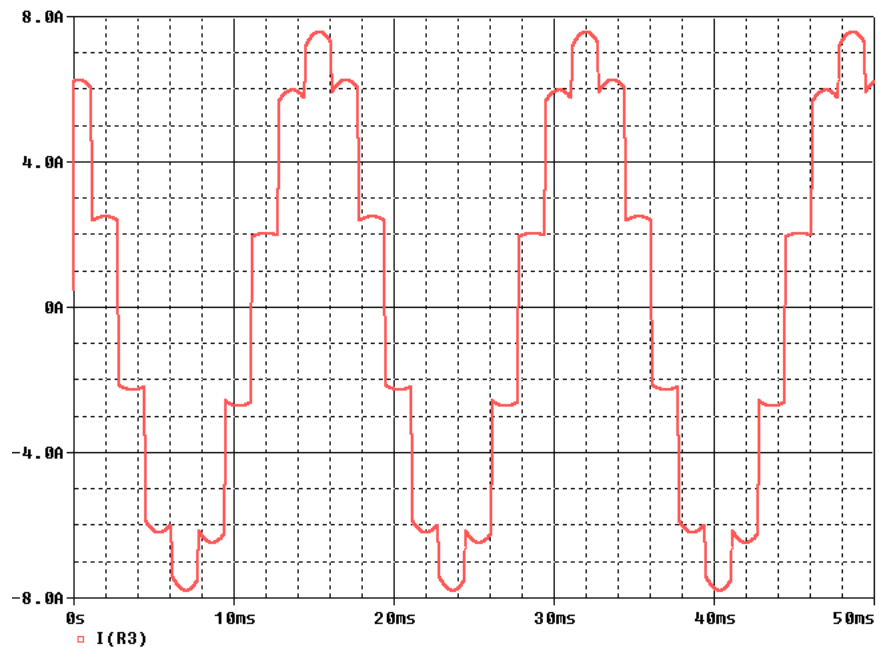


Figura 57: Corrente da fase C – simulação do retificador à plena carga resistiva.
Fonte: Autoria própria

5.2.3 Análise harmônica

Como realizado na simulação anterior, apenas o perfil da corrente de fase A será apresentado abaixo. Porém, quanto às tabelas contendo os valores numéricos de

amplitude das harmônicas, todas as três fases serão devidamente expostas nos apêndices.

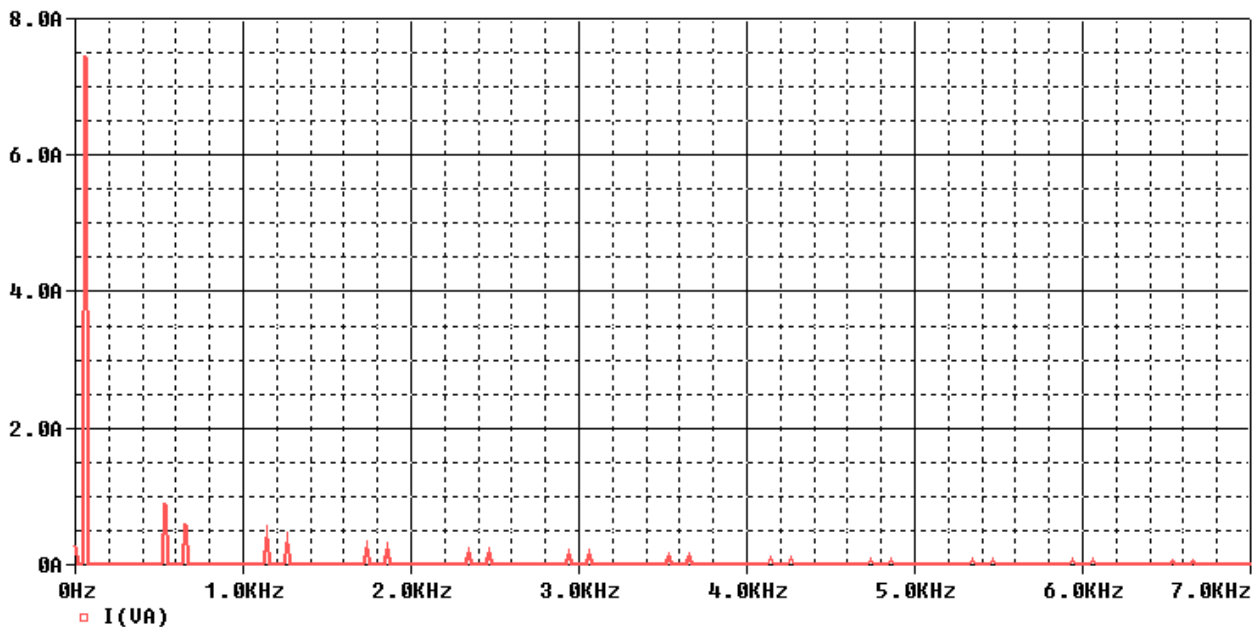


Figura 58: Componentes harmônicas da corrente de fase A – simulação do retificador à plena carga resistiva

Fonte: Autoria própria

Novamente, como anteriormente previsto, as harmônicas relevantes são as de ordem “ $10n \pm 1$ ”. As tabelas apresentadas no Apêndice C comprovam de forma numérica o já constatado no gráfico acima. As taxas de distorção harmônica são as seguintes:

$$TDH_A = 16,42\%$$

$$TDH_B = 16,43\%$$

$$TDH_C = 16,46\%$$

5.3 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS À MEIA CARGA RESISTIVA

A última simulação a ser realizada utilizar-se-á novamente do mesmo circuito das duas simulações anteriores, com a alteração do valor de resistência da carga – o dobro da resistência utilizada anteriormente, para que a corrente de carga e, conseqüentemente, a potência dissipada sejam a metade dos primeiros casos. Portanto, o circuito simulado é apresentado abaixo:

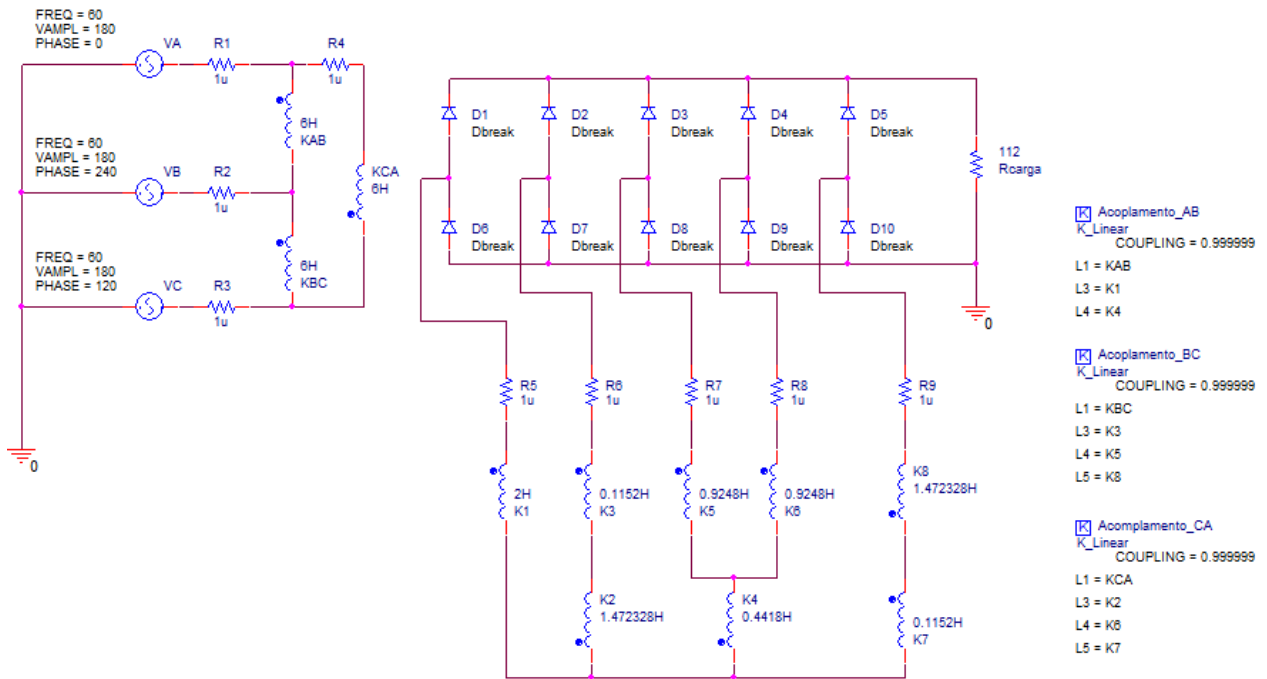


Figura 59: Modelo no software OrCAD do retificador a dez pulsos à meia carga resistiva
Fonte: Autoria própria

Nos tópicos seguintes, serão apresentados os resultados da simulação, seguindo o mesmo procedimento adotado para os tópicos anteriores.

5.3.1 Formas de onda de tensão

A fim de evitar a repetição de formas de onda já apresentadas, a única imagem que apresenta relevância para a atual análise – pois se diferencia brevemente daquelas resultantes das simulações anteriores – e, conseqüentemente, a ser explorada é a forma de onda de tensão no barramento de saída do retificador.

Dedutivelmente, e como se pode verificar na Figura 60, a tensão na saída – em termos de amplitude e valor médio – sofre um leve *offset* se comparada com os resultados obtidos nas simulações precedentes. Em outras palavras, a tensão de saída é ligeiramente superior quando o retificador está submetido à meia carga, pois, como esperado, as quedas de tensão nos componentes não ideais simulados são menores devido à corrente circulante ser, também por sua vez, de valor inferior.

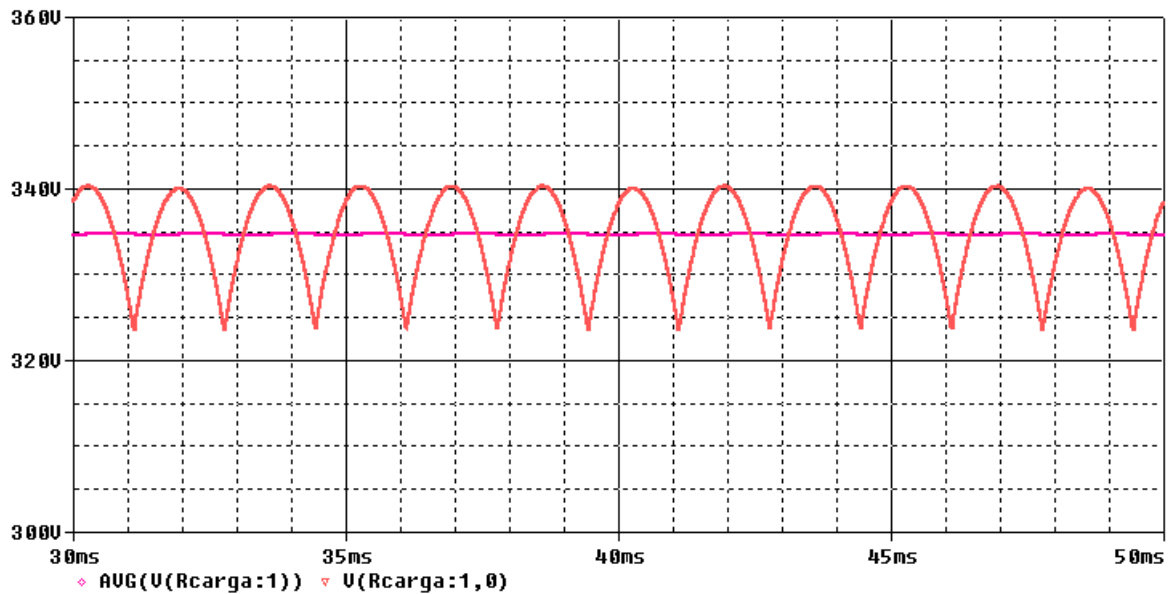


Figura 60: Tensão no barramento de saída do retificador a meia carga resistiva e seu respectivo valor médio.

Fonte: Autoria própria

5.3.2 Formas de onda de corrente

A forma de onda que a corrente de carga assume é análoga àquela apresentada na análise anterior, também pulsada, dado o seu caráter resistivo, mas de amplitude e valor médio reduzidos à metade:

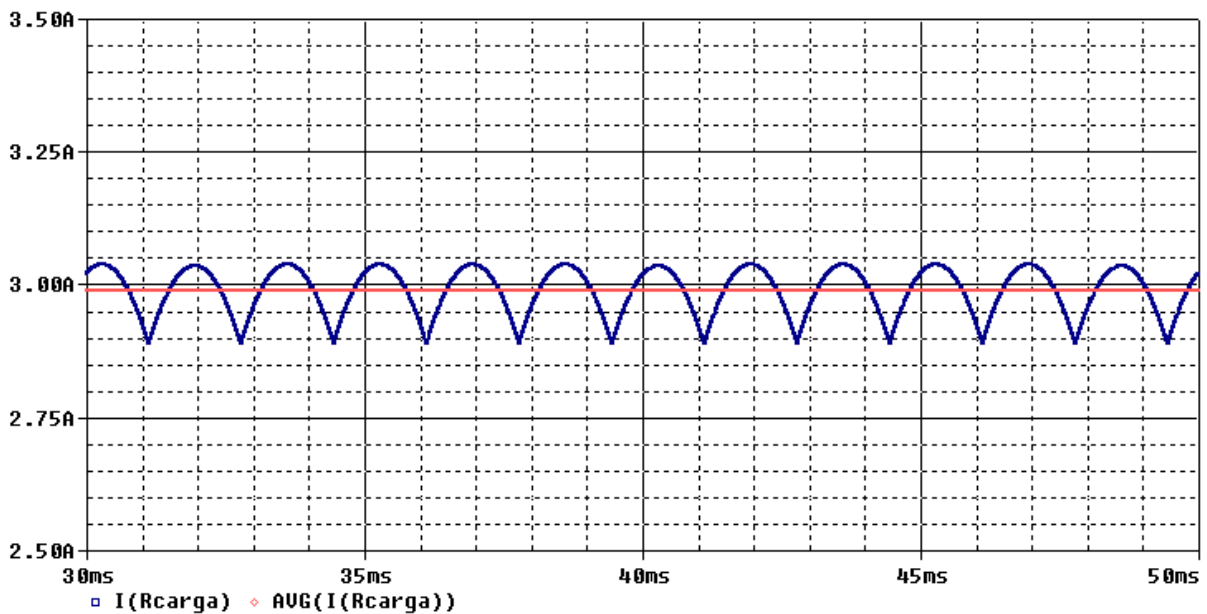


Figura 61: Corrente de carga e seu respectivo valor médio na simulação do retificador a meia carga resistiva.

Fonte: Autoria própria

As correntes dos diodos, das fases do secundário do transformador e dos respectivos enrolamentos secundários apresentam forma equivalente às correntes da simulação anterior – com amplitude reduzida à metade – e não serão representadas neste tópico.

Nos enrolamentos primários, pode-se notar novamente a presença da corrente magnetizante do transformador, deformando as formas de onda do lado da rede:

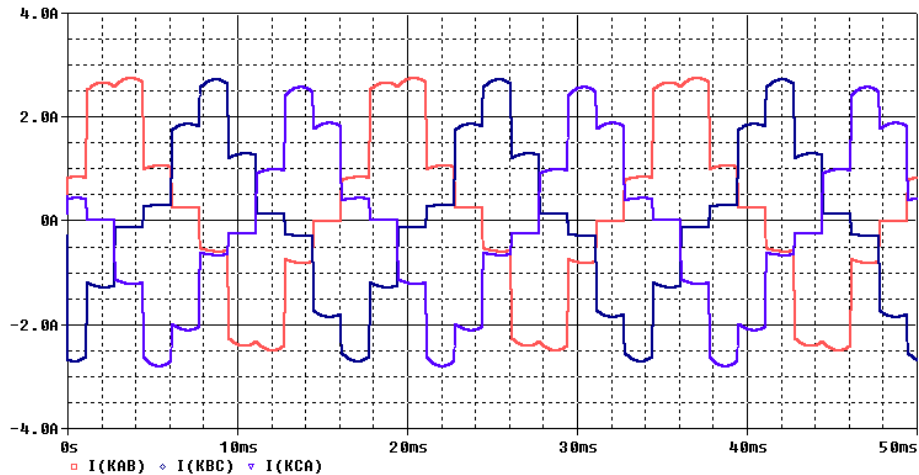


Figura 62: Corrente nos enrolamentos primários do retificador a meia carga resistiva.
Fonte: Autoria própria

Partindo-se da Figura 62 acima e das subsequentes (correntes de fase), conclui-se que a menor corrente circulante do lado primário do transformador evidencia os efeitos das correntes magnetizantes (e.g. harmônicas de componentes diferentes das características, componentes DC nas correntes idealmente alternadas).

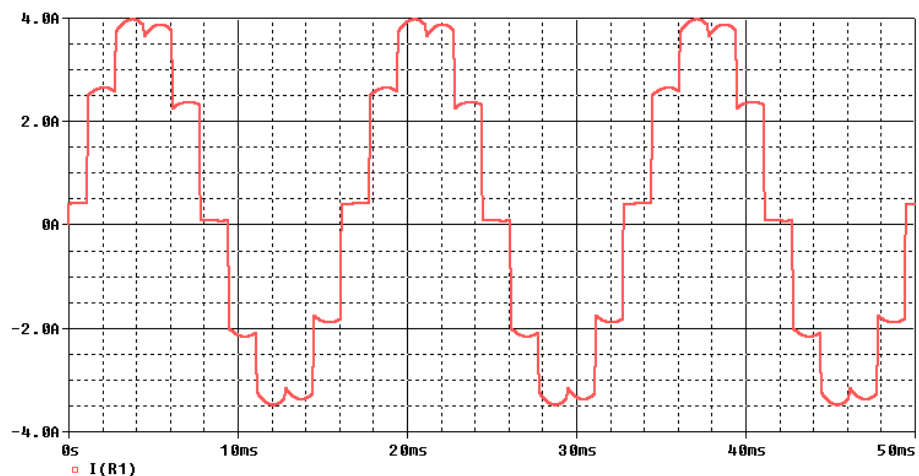


Figura 63: Corrente da fase A do retificador a meia carga resistiva.
Fonte: Autoria própria

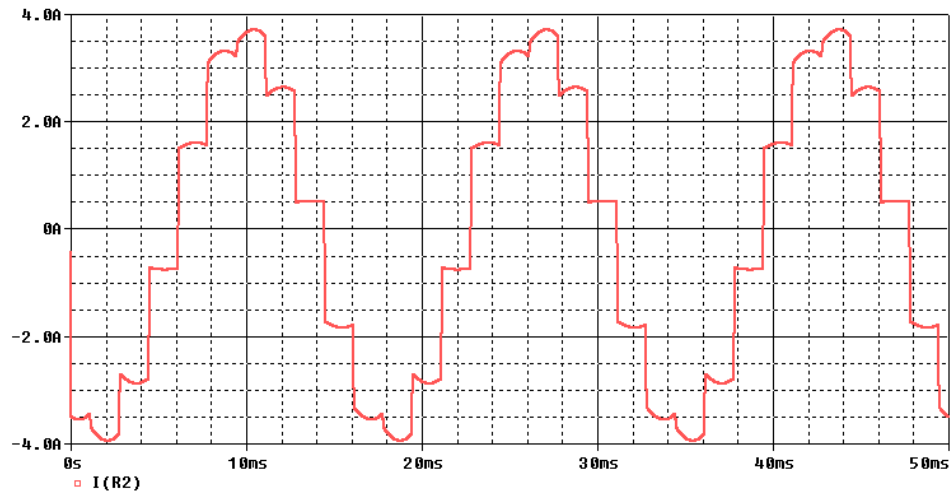


Figura 64: Corrente da fase B do retificador a meia carga resistiva.
Fonte: Autoria própria

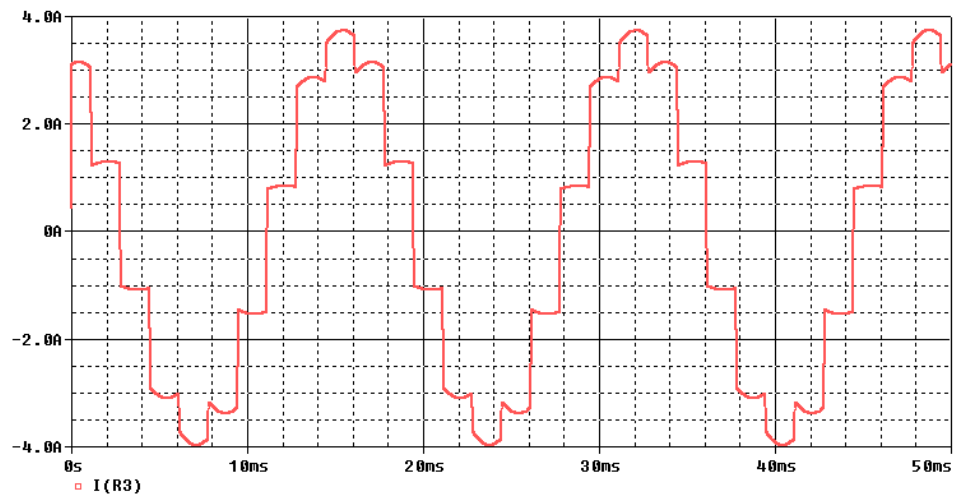


Figura 65: Corrente da fase C do retificador a meia carga resistiva.
Fonte: Autoria própria

5.3.3 Análise harmônica

O perfil das componentes harmônicas da corrente de fase, como se poderia deduzir, mantém-se o mesmo para as três fases e inalterado com relação às análises anteriores. A Figura 66 na sequência apresenta o gráfico das amplitudes das diversas componentes da corrente de fase A para a presente simulação.

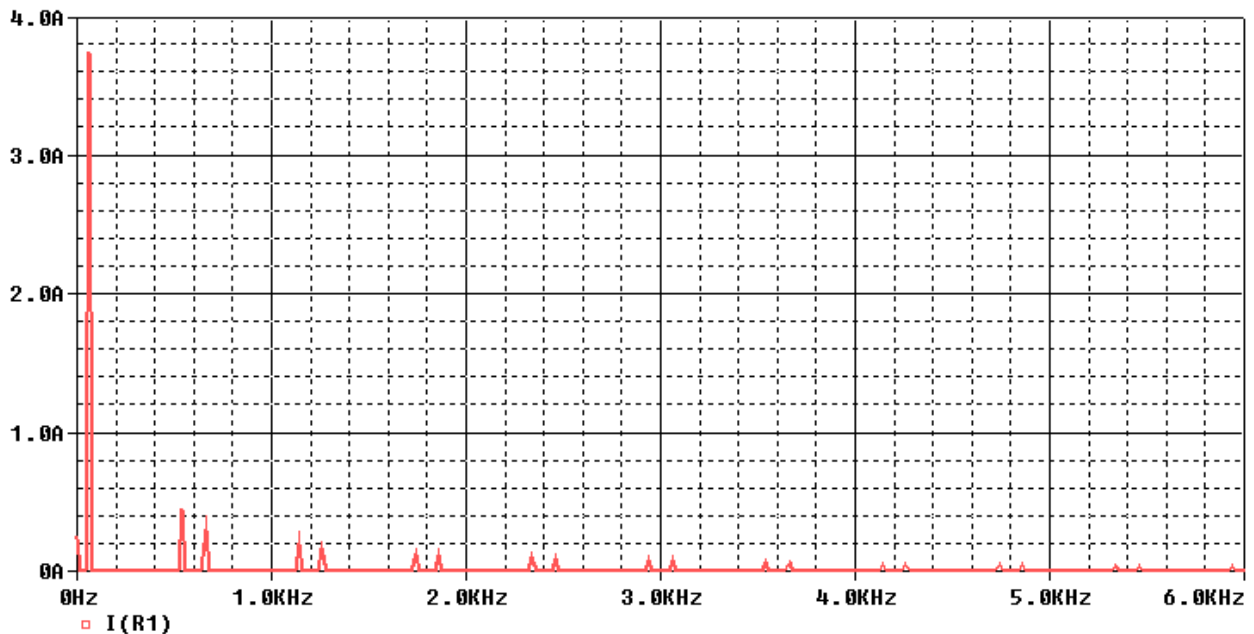


Figura 66: Componentes harmônicas da corrente de fase A – simulação do retificador a meia carga resistiva.

Fonte: Autoria própria

A fins de verificação, são postados os detalhes sobre as componentes das fases individuais junto aos demais dados das simulações anteriores no Apêndice C. Os dados mais relevantes, as TDH's de cada uma das correntes são apresentadas abaixo:

$$TDH_A = 16,40\%$$

$$TDH_B = 16,41\%$$

$$TDH_C = 16,41\%$$

Conclui-se preliminarmente, portanto, considerando os dados das Figuras 46, 58 e 66, e das Tabelas 20 a 28, que as componentes harmônicas e a consequente TDH das correntes drenadas da rede pelo retificador a dez pulsos não se alteram significativamente segundo o tipo e a intensidade da carga à qual está submetido. Maiores considerações são abordadas no último capítulo do presente trabalho.

6 ENSAIO DO RETIFICADOR A 10 PULSOS

Como etapa final do presente trabalho, a fins de comprovar os preceitos teóricos e validar a modelagem matemática do retificador a dez pulsos com alto fator de potência, um protótipo físico do dispositivo retificador fora projetado e ensaiado sob três condições distintas de carga: a plena carga, a meia carga e a vazio.

Os ensaios foram realizados durante as primeiras semanas de agosto de 2013, nos laboratórios do NUPET – Núcleo de Pesquisa de Eletrotécnica – na UTFPR. Todos os recursos utilizados, listados no tópico seguinte, foram disponibilizados pelo próprio NUPET e pela Fundação Araucária, responsável pela compra do transformador.

6.1 LISTA DE MATERIAIS

Os equipamentos utilizados para a construção do protótipo e realização dos ensaios são listados abaixo:

- 1 transformador trifásico multienrolamentos customizado;
- 3 pontes retificadoras monofásicas 36MB140A;
- 4 resistências variáveis – 300 Ω e 2 A cada resistência;
- 3 indutores – 400 mH e 2,5 A cada indutor;
- 1 osciloscópio digital Tektronix THS3014;
- 1 osciloscópio digital Tektronix TPS2024;
- 1 analisador de energia Fluke 434 Series II;
- 1 multímetro ICEL MD-6110.

6.1.1 Transformador

As figuras seguintes mostram detalhes do transformador utilizado, como os bornes respectivos de cada um dos onze enrolamentos devidamente identificados e a placa de dados do equipamento:



Figura 67: Transformador trifásico-pentafásico do protótipo do retificador.
 Fonte: Autoria própria

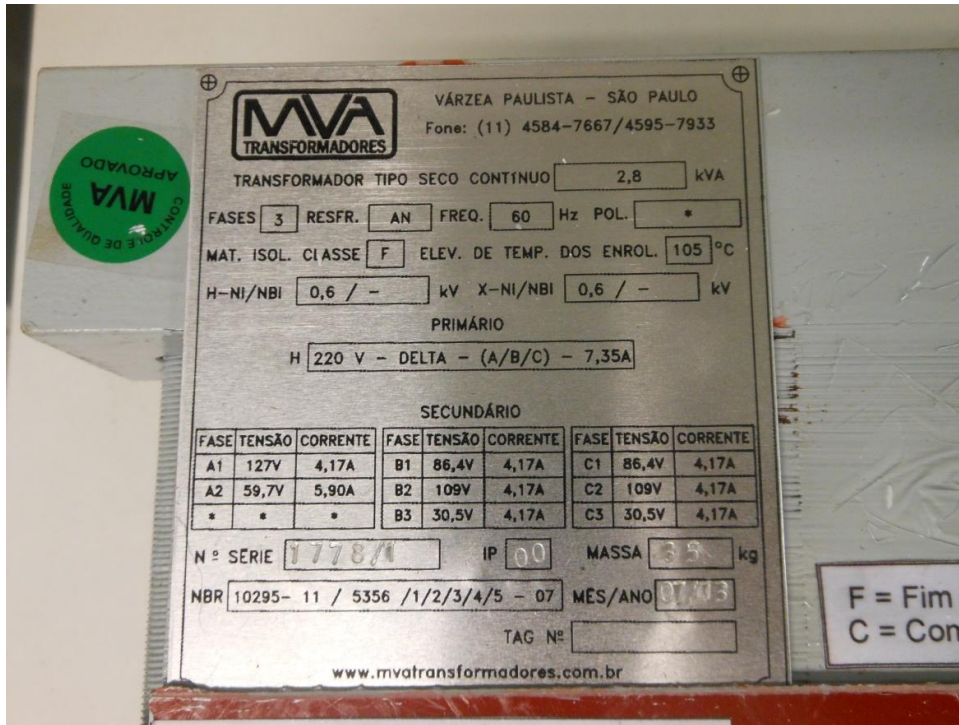


Figura 68: Placa de dados do transformador.
 Fonte: Autoria própria.

Trata-se, como se pode verificar pela placa de dados e através da própria construção do equipamento, de um transformador a seco, cujos enrolamentos foram construídos exatamente conforme o especificado e já relatado em tópicos anteriores.

6.1.2 Diodos/Pontes retificadoras

Objetivando uma maior otimização dos recursos utilizados para a construção do protótipo, os dez diodos da ponte foram obtidos através de três pontes retificadoras monofásicas – de um conjunto de oito – acopladas a um dissipador térmico, já disponíveis previamente no laboratório (utilizadas anteriormente em outro projeto realizado no próprio NUPET). As pontes monofásicas, fabricadas pela International Rectifier sob o código 36MB140, apresentam características como capacidade de corrente e tensão reversa máximas largamente superiores às necessárias para o atual projeto, como mostra a Tabela 16 abaixo:

Tabela 16: Características da ponte monofásica 36MB140

PARÂMETRO	VALOR LIMITE	UNIDADE
Corrente DC de saída @ 60 °C	35	A
Corrente máx. (um ciclo, não repetitiva) @ 60 Hz	500	A
Máximo I^2t @ 60 Hz	1030	A ² s
Tensão reversa	1600	V
Temperatura de junção	-55 a 160	°C

Fonte: *Datasheet* 36MB140.

A disposição dos diodos dentro do encapsulamento das pontes utilizadas segue o esquema básico de uma ponte retificadora onda completa monofásica, como a Figura 69 expõe:

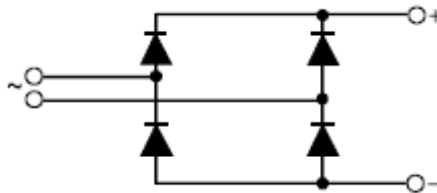


Figura 69: Disposição dos diodos no encapsulamento da ponte retificadora 36MB140.
Fonte: *Datasheet* 36MB140.

Fotografias das pontes acopladas ao dissipador térmico seguem abaixo. Das oito pontes monofásicas disponíveis, apenas três foram efetivamente utilizadas:

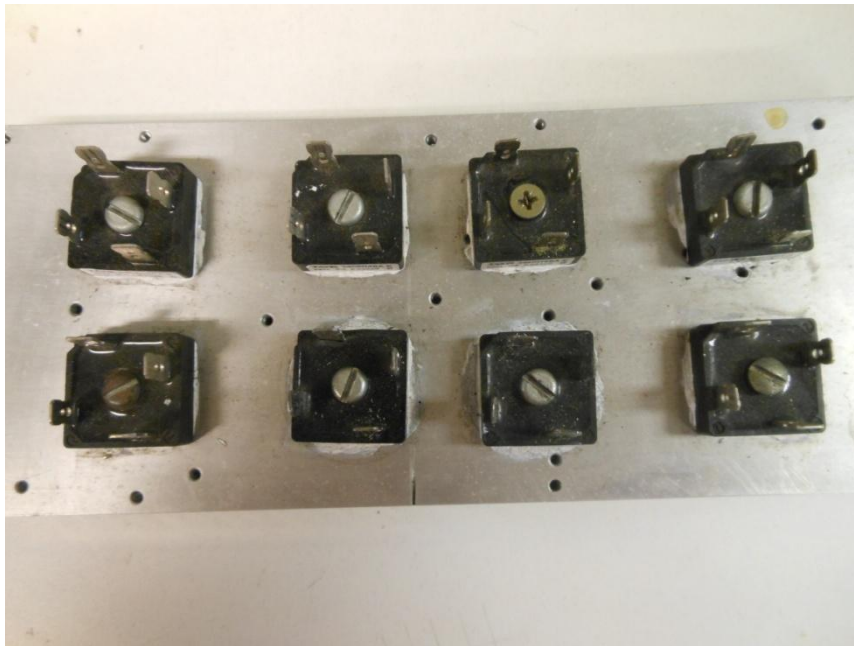


Figura 70: Pontes retificadoras 36MB140 utilizadas para a construção do protótipo.
Fonte: Autoria própria.

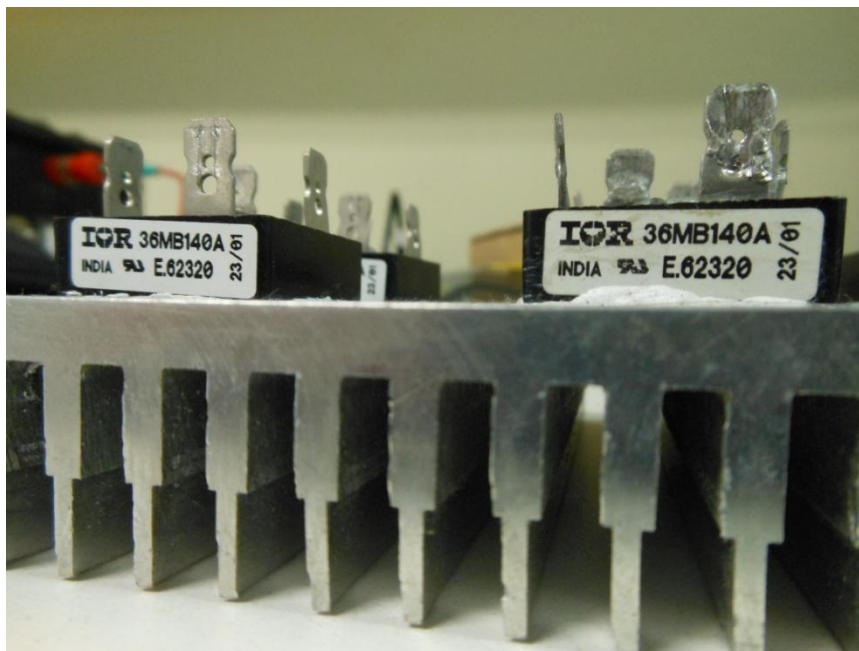


Figura 71: Detalhe das pontes retificadoras monofásicas.
Fonte: Autoria própria.

6.2 MONTAGEM DO PROTÓTIPO

O circuito fora arranjado de acordo com a Figura 72 abaixo, a partir da qual se podem destacar os seguintes elementos do protótipo físico: as fases da rede trifásica da UTFPR, o transformador multienrolamentos – representado pelas bobinas Kx e o acoplamento magnético -, a ponte retificadora, e a carga – na saída da ponte – representada pela associação dos resistores e indutores.

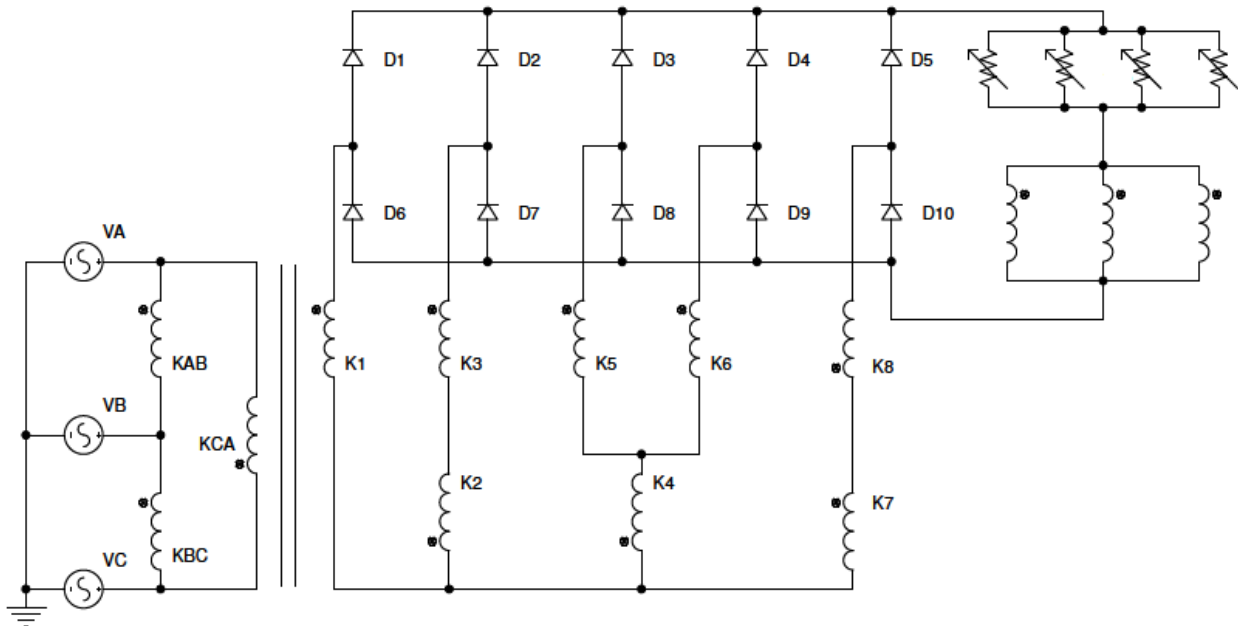


Figura 72: Circuito do protótipo físico do retificador a 10 pulsos.
Fonte: Autoria própria

Utilizaram-se quatro resistências variáveis em paralelos para a simulação da carga devido à corrente máxima admitida pelas cargas e pela própria potência nominal e corrente de carga para as quais o retificador fora projetado.

Quanto aos indutores, foram adicionados à carga para a obtenção de uma forma de corrente próxima de uma DC constante. Os valores de indutância foram determinados pela disponibilidade dos equipamentos, e a corrente máxima admitida definiu a quantidade de indutores em paralelo.

A Figura 73 apresenta uma fotografia da bancada do protótipo do retificador sendo efetivamente ensaiado. As figuras subsequentes apresentam detalhes dos componentes do protótipo.

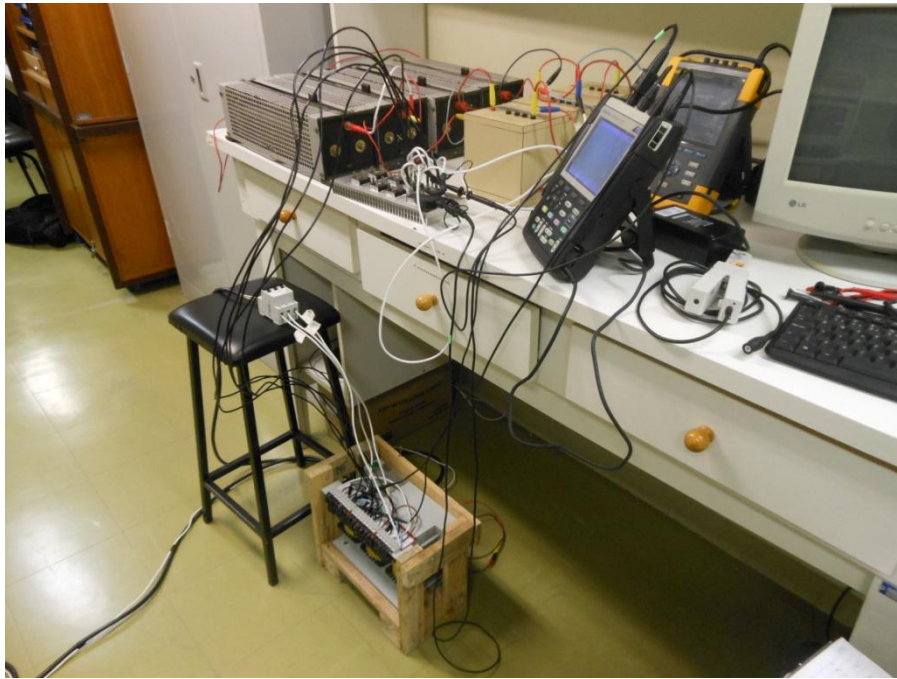


Figura 73: Protótipo em teste.
Fonte: Autoria própria

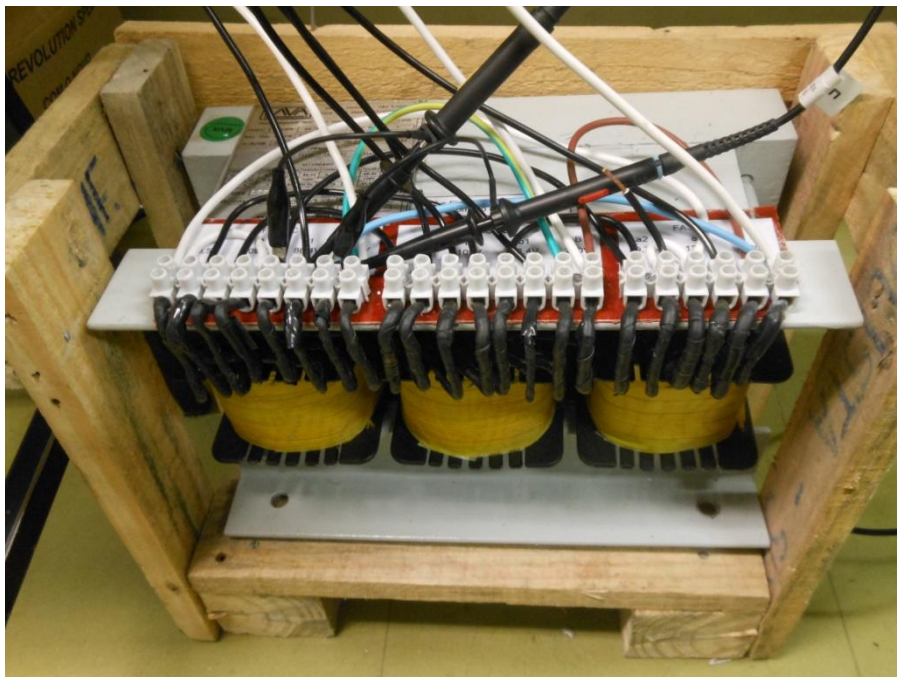


Figura 74: Detalhe do transformador do protótipo em teste.
Fonte: Autoria própria

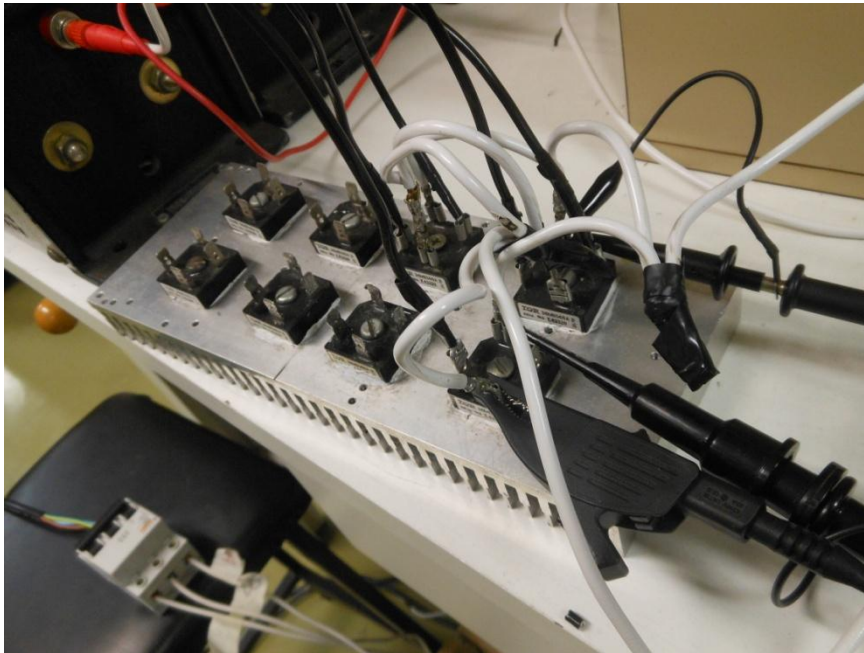


Figura 75: Detalhe da ponte retificadora em teste.
Fonte: Autoria própria

6.3 ENSAIO DO PROTÓTIPO À PLENA CARGA

Para que o retificador fornecesse a potência nominal em sua saída, as cargas resistivas foram assim configuradas e os valores de indutância mensurados:

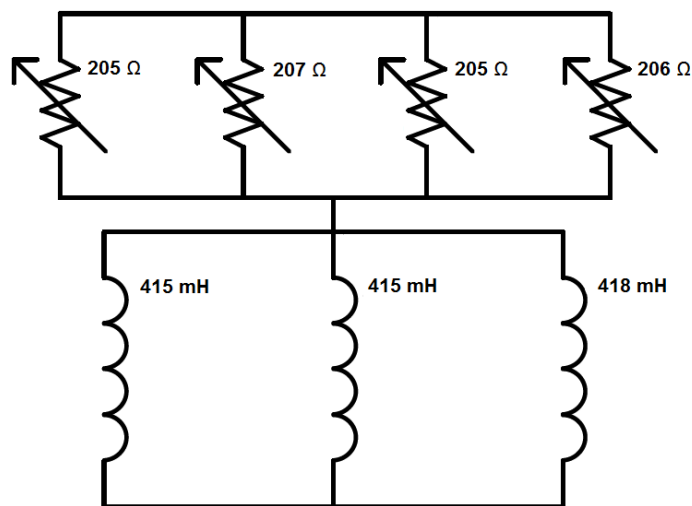


Figura 76: Valores de resistência e indutância da carga do ensaio do retificador à plena carga.
Fonte: Autoria própria.

Para este ensaio e o ensaio à meia carga, relatado na sequência, dois instrumentos de avaliação e medida foram utilizados: um osciloscópio para a obtenção das distintas formas de onda em diversos pontos de interesse do circuito do protótipo, e um analisador de energia, para avaliar os parâmetros efetivamente de interesse para a rede. Os resultados obtidos através do osciloscópio são primeiramente apresentados.

6.3.1 Formas de onda de tensão

A fins de início de análise e validação do transformador, as formas de onda de tensão de todos os onze enrolamentos do transformador trifásico/pentafásico são apresentadas por fase: na Figura 77, a tensão entre os bornes dos enrolamentos KAB, K1 e K4; na Figura 78, enrolamentos KBC, K3, K5 e K8; e na Figura 79, os restantes:

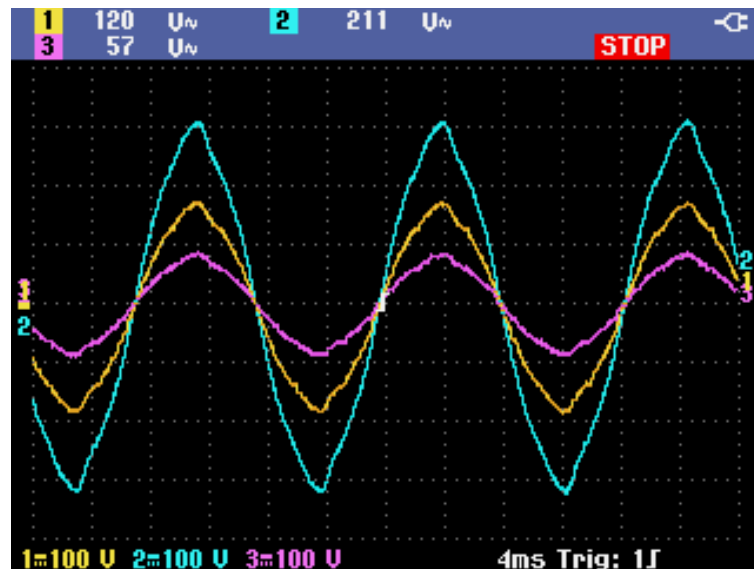


Figura 77: Tensões nos enrolamentos KAB, K1 e K4, em ordem decrescente de amplitude.
Fonte: Autoria própria.

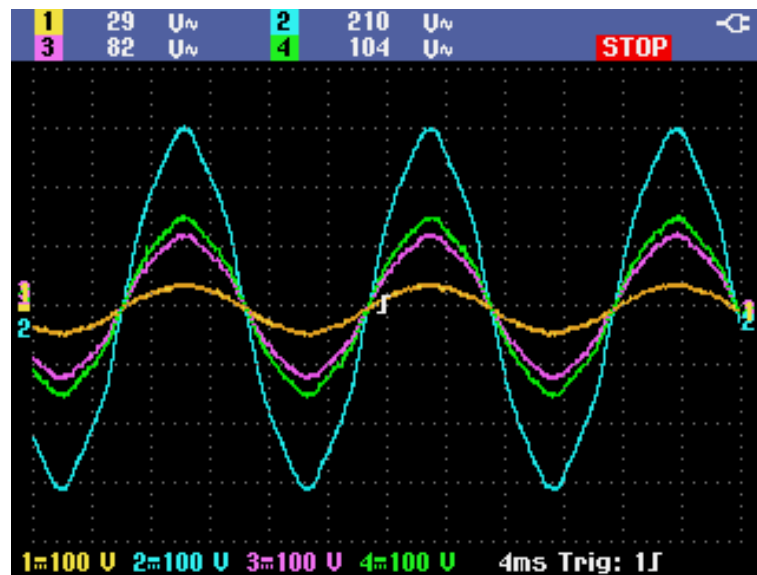


Figura 78: Tensões nos enrolamentos KBC, K8, K5 e K3 em ordem decrescente de amplitude.
Fonte: Autoria própria.

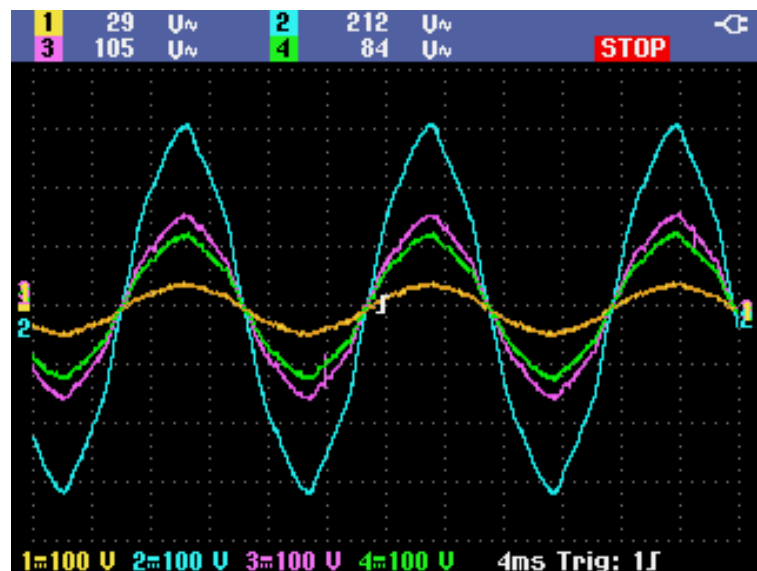


Figura 79: Tensões nos enrolamentos KCA, K2, K6 e K7 em ordem decrescente de amplitude.
Fonte: Autoria própria.

Apesar dos valores de tensão de linha da rede (KAB, KBC e KCA) estarem em torno de 5% abaixo do nominal, as relações de transformação e consequentes valores de tensão dos enrolamentos secundários – estabelecidos e previstos, respectivamente, nas Tabelas 8 e 12 – são bastante próximos dos esperados. A título demonstrativo, a Figura 80 abaixo apresenta a defasagem de aproximadamente 30° entre a tensão da

fase A da rede, e a fase 1, do secundário do transformador, causada pelo arranjo em delta dos enrolamentos primários.

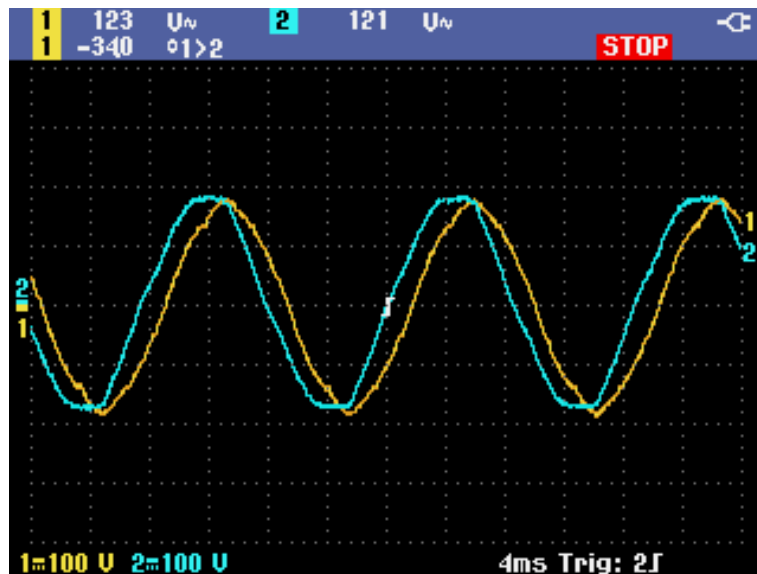


Figura 80: Tensões da fase A (rede), fase 1 (secundário) e respectiva defasagem.
Fonte: Autoria própria.

Na próxima figura, as cinco fases do secundário do transformador, obtidas através do arranjo já demonstrado dos enrolamentos secundários e utilizadas para alimentar a ponte retificadora, e seus respectivos parâmetros são apresentados:

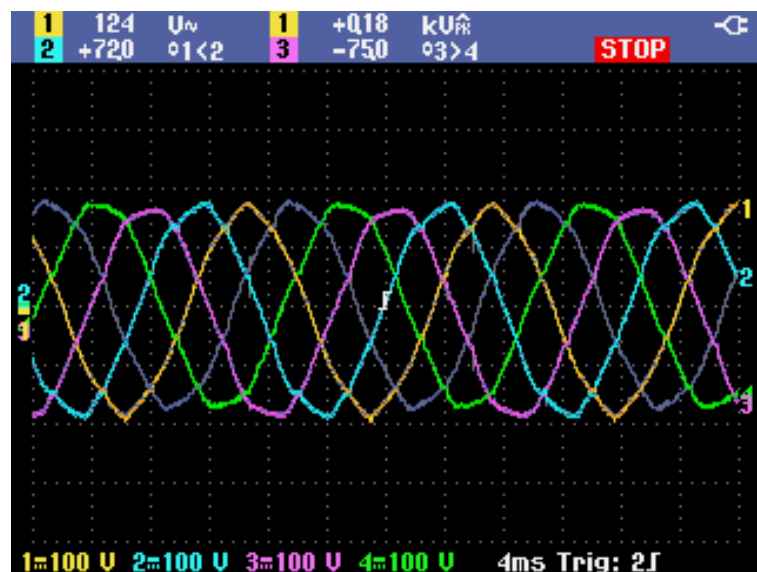


Figura 81: Tensões das cinco fases de alimentação da ponte retificadora.
Fonte: Autoria própria.

Ressaltam-se os valores de pico e eficazes das tensões de fase, respectivamente 180 e 124 V, de acordo com o projetado, e os ângulos de defasagem das fases entre si - 72° entre F1 e F2 e 75° entre F4 e F3. O pequeno desequilíbrio entre os ângulos de defasagem pode ser explicado por possíveis desequilíbrios na rede de entrada e, mais provavelmente, na construção dos enrolamentos do transformador. Vale a ressalva de que esse desvio não é relevante para a performance geral do dispositivo.

O próximo gráfico capturado apresenta as cinco “tensões de linha” e a tensão no barramento de saída do retificador:

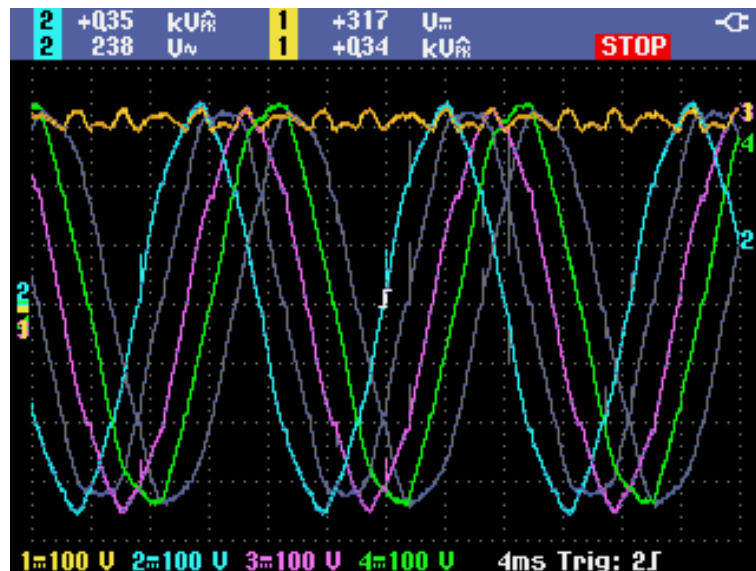


Figura 82: Tensões de linha e tensão de saída do retificador à plena carga.
Fonte: Autoria própria.

A Figura 82 evidencia a formação da onda de dez pulsos na saída através dos valores momentâneos das cinco tensões de linha de maior amplitude. Apesar das consideráveis distorções, ainda notam-se os previstos dez pulsos na tensão do barramento de saída do retificador. Assim como em parágrafos anteriores, os parâmetros da rede trifásica de entrada, e desequilíbrios resultantes de pequenos desvios na construção do transformador podem explicar a deformação na onda da tensão de saída.

Quanto à tensão nos diodos, a figura seguinte corrobora as deduções teóricas e evidencia o valor de tensão máxima reversa como o de pico da tensão de saída:

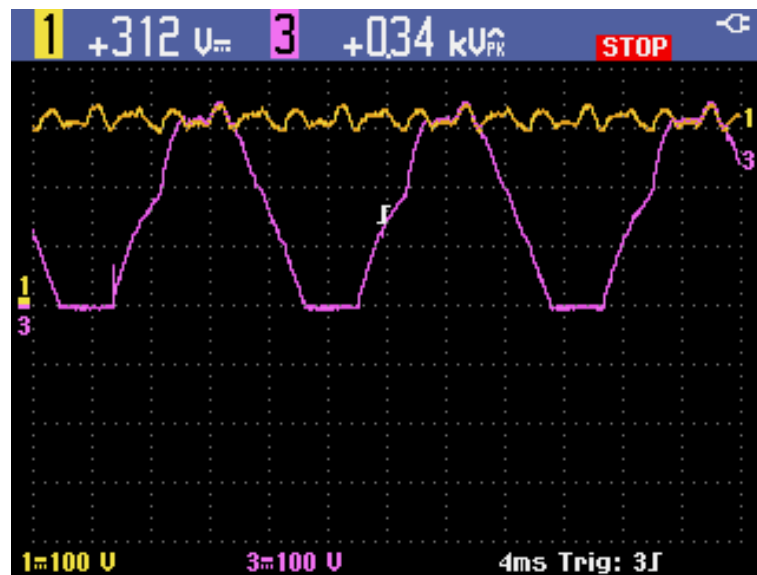


Figura 83: Tensão de saída e tensão no diodo D2.
Fonte: Autoria própria.

Finalizando a seção das formas de onda de tensão, são apresentadas (Figura 84) as diversas formas de onda capturadas na carga do retificador: a tensão do barramento de saída – já apresentada previamente – e as tensões sobre a carga resistiva e sobre os indutores, além da corrente de saída:

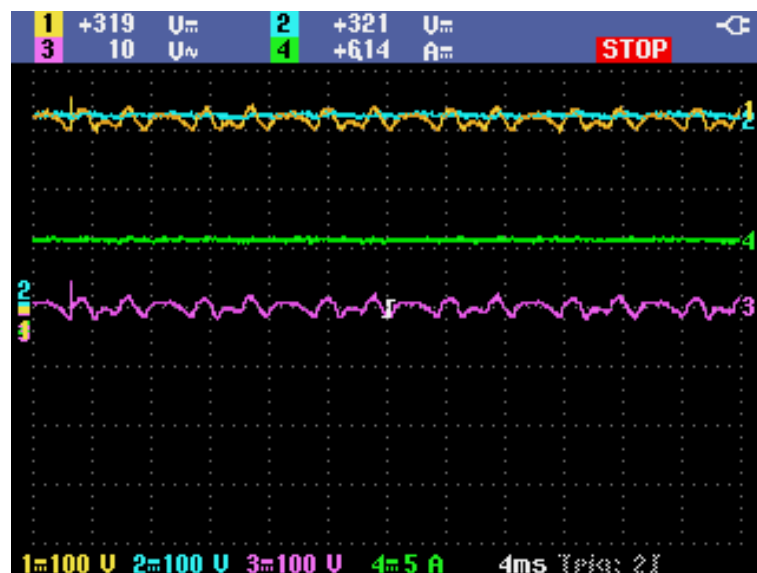


Figura 84: Tensões e corrente na carga.
Fonte: Autoria própria.

A tensão nas resistências é apresentada no canal 2, praticamente constante devido à forma de corrente (canal 4) que, por sua vez, é também praticamente

constante devido à presença da indutância resultante de aproximadamente 135 mH em série com a carga. A tensão nos bornes dos indutores é apresentada no canal 3.

6.3.2 Formas de onda de corrente

Para a apresentação das formas de onda de corrente, como realizado no capítulo 5, partir-se-á isolando o canal 4 da figura anterior – a corrente de carga:

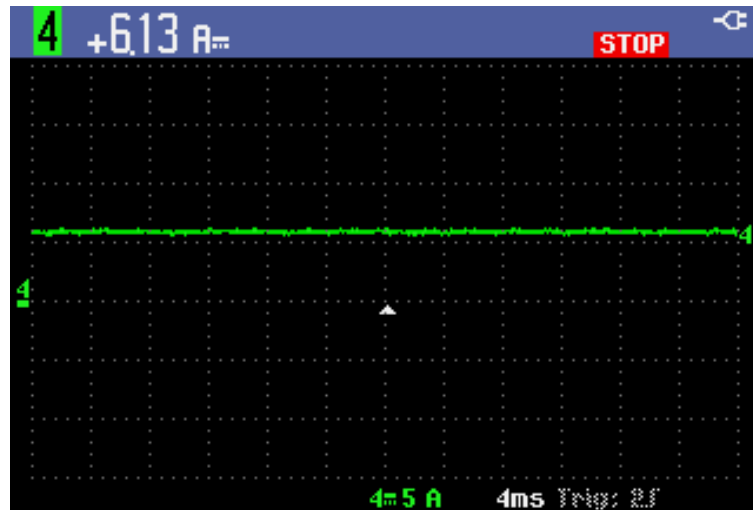


Figura 85: Corrente de saída no ensaio do retificador à plena carga.
Fonte: Autoria própria.

Como mencionado previamente, com a conexão de indutores em série com a carga, obteve-se uma corrente de saída satisfatoriamente constante.

A Figura 86 abaixo apresenta respectivamente as correntes nos diodos D1 e D6 em fase com a tensão da fase 1, como ilustrativas das correntes circulantes nos dez diodos da ponte retificadora. Relacionando-a com a figura subsequente, que expõe a corrente na fase 1, comprova-se como a forma de onda das correntes de fase do secundário do transformador trifásico-pentafásico é formada.

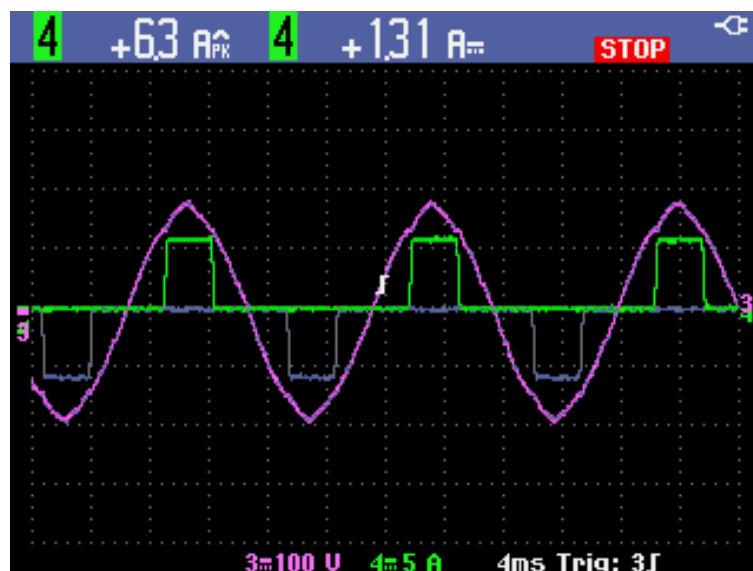


Figura 86: Corrente dos diodos D1 e D6 e tensão da fase 1.
Fonte: Autoria própria.

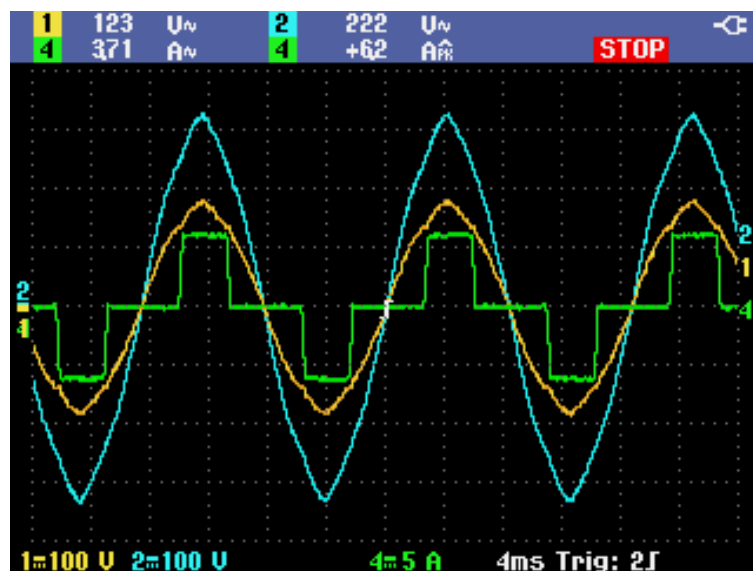


Figura 87: Corrente e tensão da fase 1 e tensão no enrolamento primário KAB.
Fonte: Autoria própria.

As Figuras 88, 89 e 90 seguintes apresentam as correntes nos enrolamentos primários, de acordo com o arranjo dos enrolamentos secundários e a relação de espiras entre as respectivas bobinas, como previsto matematicamente e comprovado mediante simulação nos capítulos anteriores:

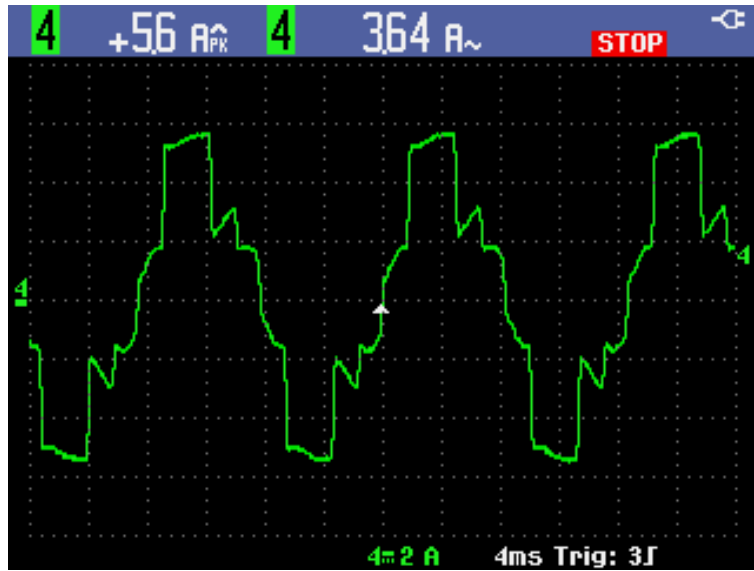


Figura 88: Corrente no enrolamento KAB no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

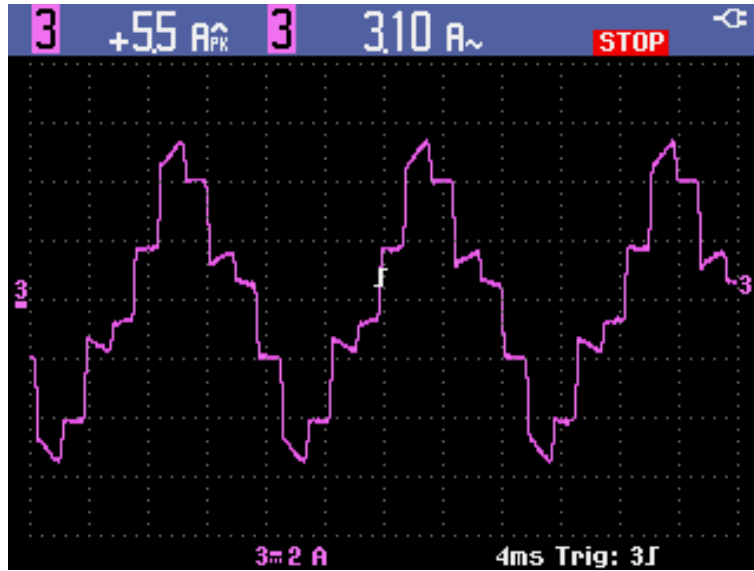


Figura 89: Corrente no enrolamento KBC no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

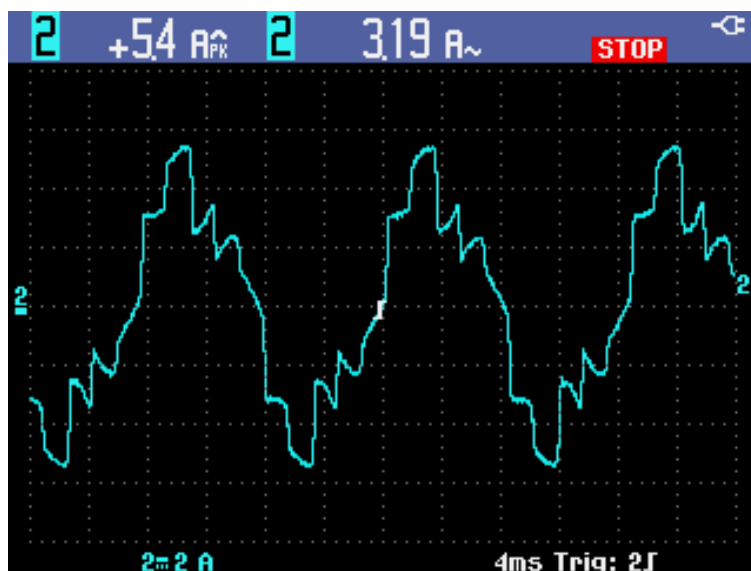


Figura 90: Corrente no enrolamento KCA no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

Como previsto, as imagens acima comprovam a teoria de que as correntes eficazes dos enrolamentos primários são desequilibradas, com a corrente do enrolamento KAB aproximadamente 15% superior às demais em valores RMS. Nota-se, também, a forte presença das componentes magnetizantes da corrente circulante pelos enrolamentos, distorcendo visivelmente as formas de onda e distanciando a imagem daquelas previstas nas Figuras 21 da análise matemática e 40 da simulação.

Finalizando a apresentação dos dados e resultados obtidos através do osciloscópio, seguem as formas de onda de corrente efetivamente percebidas pela rede, drenadas das fases da rede trifásica:

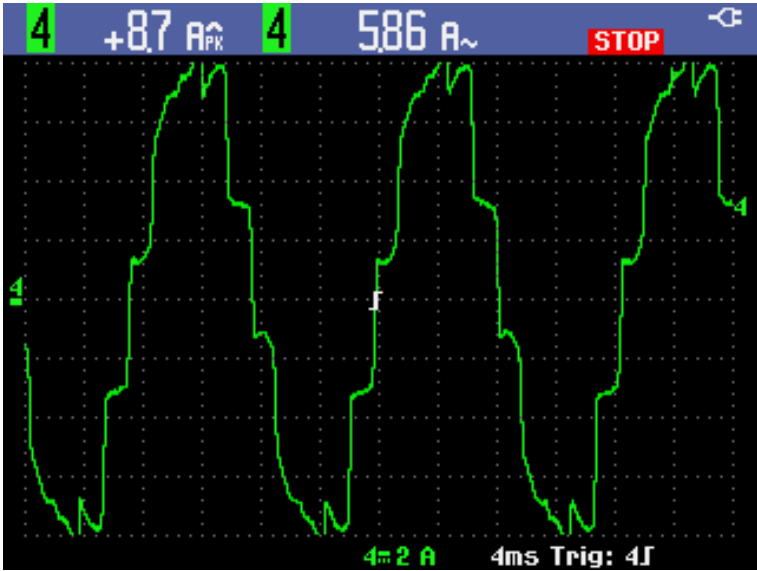


Figura 91: Corrente da fase A no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

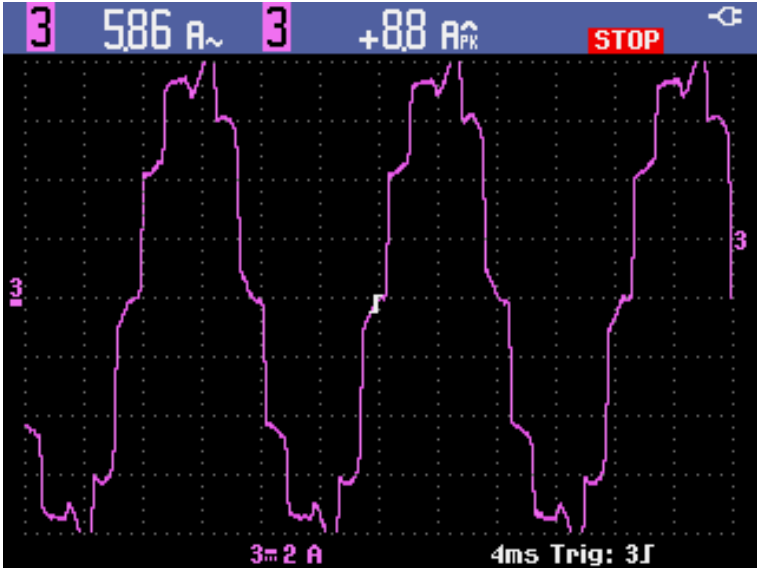


Figura 92: Corrente da fase B no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

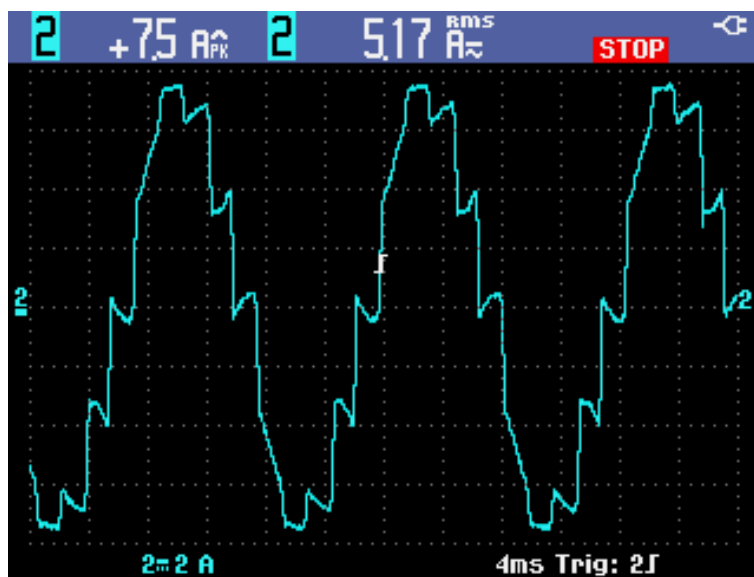


Figura 93: Corrente da fase C no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

Novamente, as correntes magnetizantes distorcem fortemente as formas de onda de corrente. Porém, diferentemente daquilo que havia sido previsto matematicamente e via simulações, as correntes das três fases não resultaram equilibradas, apresentando uma diferença de 12% entre os valores eficazes de I_A e I_B com relação à I_C . Tanto a distorção da forma de onda – que tem um papel fundamental na análise harmônica do retificador – quanto o desequilíbrio entre as fases podem ser explicados pelo alto valor das correntes magnetizantes do transformador e serão assunto de tópico 6.5 nas próximas páginas.

6.3.3 Resultados do analisador de energia

Para uma análise mais aprofundada dos parâmetros relativos à rede de alimentação quando da conexão do retificador, o *Fluke 434 II Energy Analyzer* – analisador de energia trifásico – fora conectado às fases de entrada de acordo com o esquema abaixo, presente no manual do aparelho:

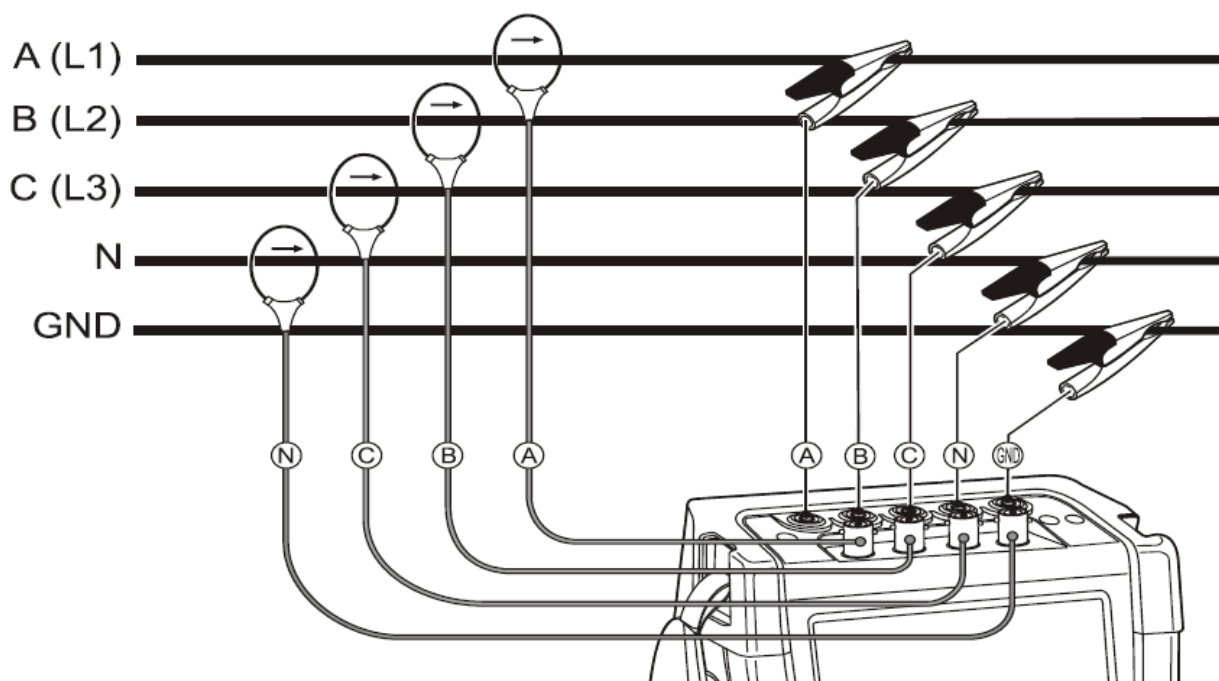


Figura 94: Conexão do analisador de energia à rede trifásica.
 Fonte: Manual Fluke 434 II Energy Analyzer.

O equipamento oferece vários módulos propiciando análises distintas. Os módulos “Volts/Amps/Hertz”, que disponibiliza as principais medições efetuadas pelo aparelho, “Scope/Phasor”, com gráficos estilo osciloscópio e representações fasoriais, “Harmonics”, que analisa as componentes harmônicas de corrente e tensão das fases e “Power and Energy” as componentes ativa e reativa da potência complexa drenada da rede.

As telas fornecidas pelo módulo de medições gerais são apresentadas pela Figura 95 a seguir e validam os dados já obtidos através do osciloscópio quanto às correntes de fase:

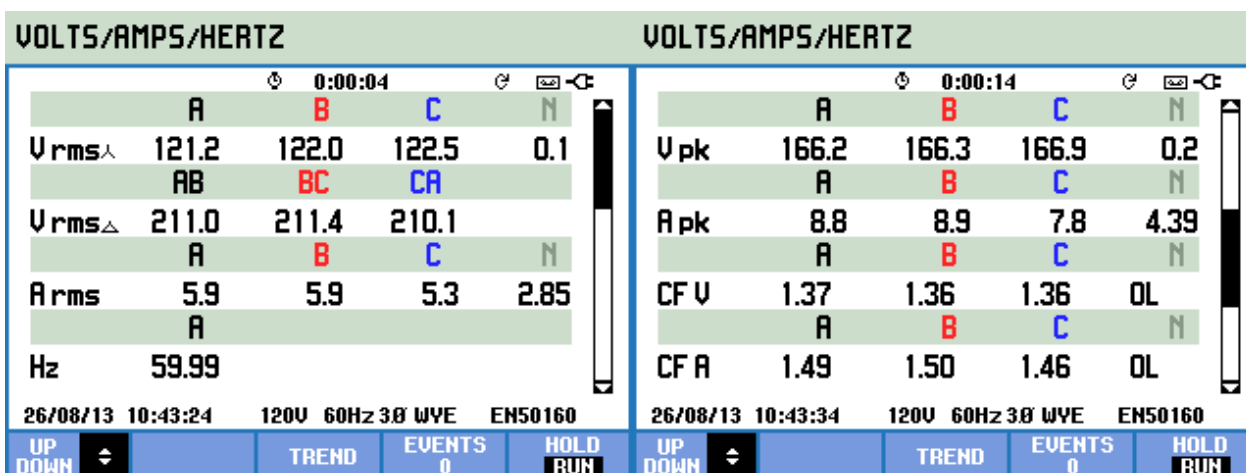


Figura 95: Telas de medições principais do analisador de energia – ensaio à plena carga.
Fonte: Autoria própria.

As próximas telas referem-se às formas de onda capturadas pelo modo de osciloscópio do analisador de energia e pelos diagramas fasoriais elaborados pelo equipamento. As três fases são apresentadas:

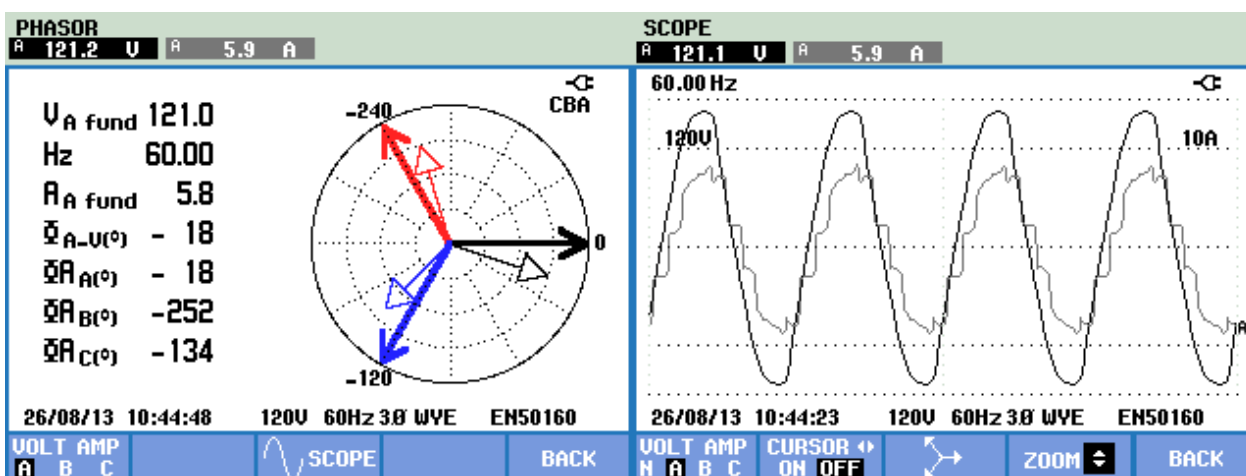


Figura 96: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase A.
Fonte: Autoria própria.

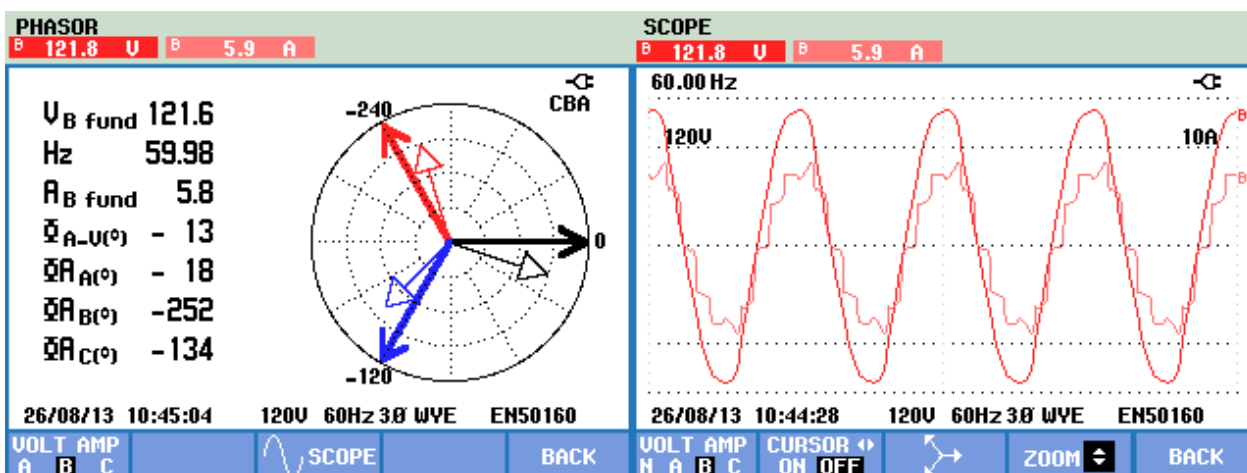


Figura 97: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase B.
Fonte: Autoria própria.

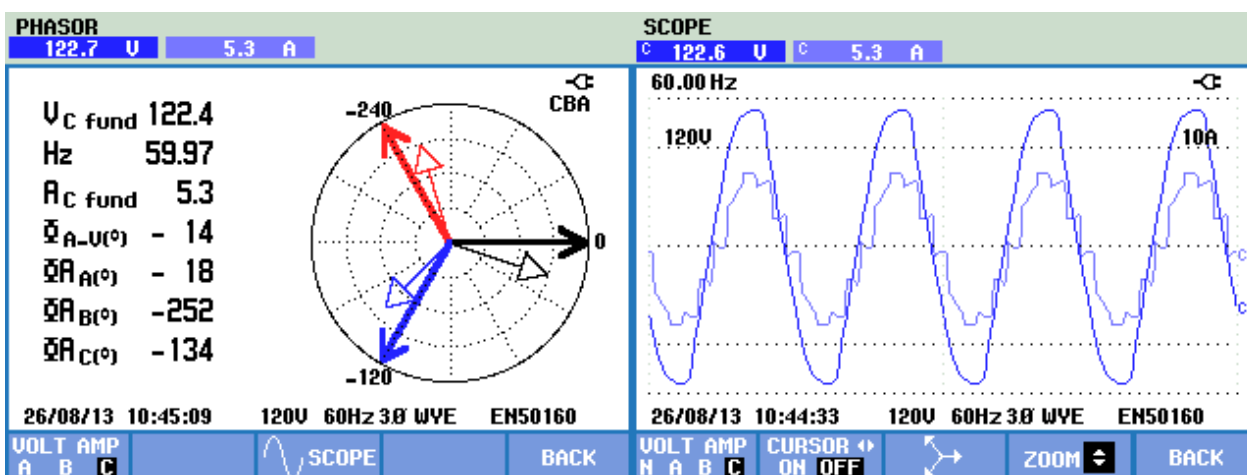


Figura 98: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase C.
Fonte: Autoria própria.

A análise das componentes harmônicas das correntes de fase é proporcionada por um módulo específico, e o resultado em forma de gráfico de barras é apresentado no tópico seguinte.

6.3.4 Análise harmônica

O módulo de análise das componentes harmônicas do analisador de energia fora utilizado para a geração dos seguintes gráficos:

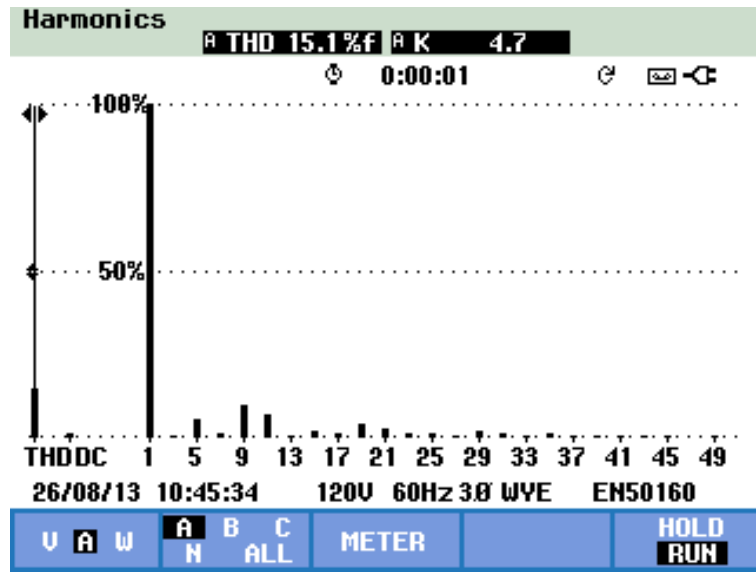


Figura 99: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase A no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

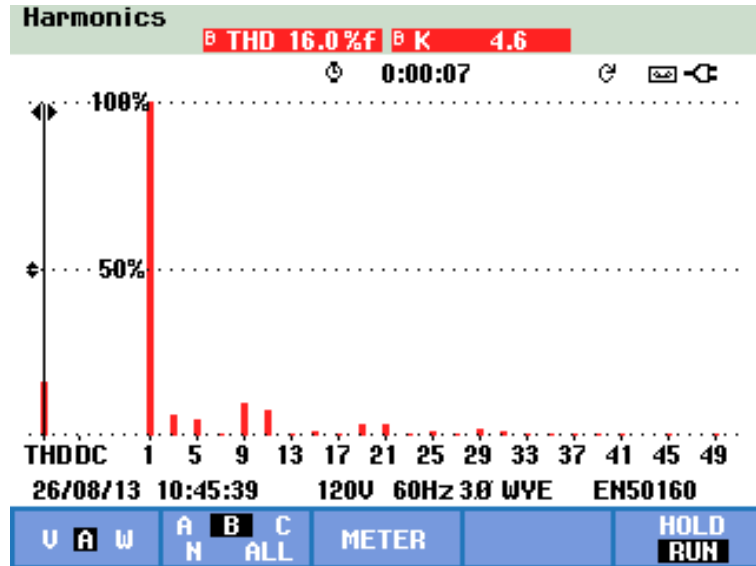


Figura 100: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase B no ensaio do retificador à plena carga.
 Fonte: Autoria própria.

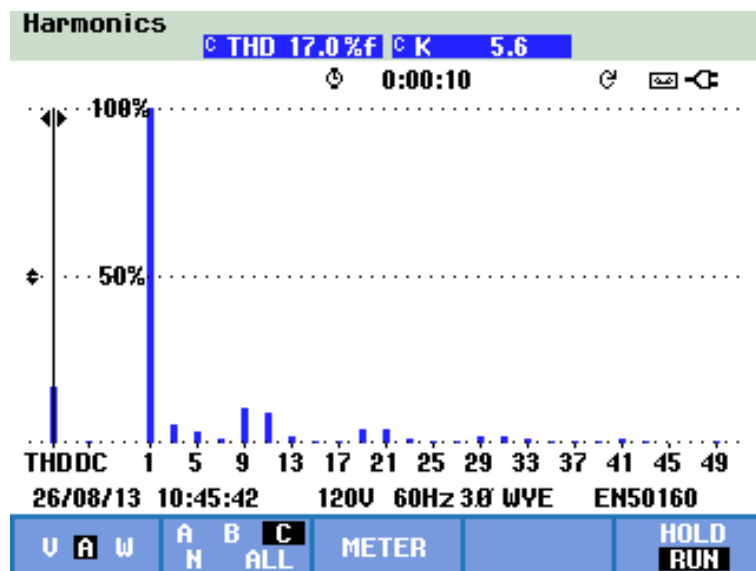


Figura 101: Componentes harmônicos de corrente e THD da fase C no ensaio do retificador à plena carga.

Fonte: Autoria própria.

Com base nos gráficos acima, conclui-se preliminarmente que, apesar da forte presença das terceiras e quintas harmônicas – consequência da forte corrente de magnetização demandada pelo transformadores – as ordens das demais componentes relevantes obedecem à expressão “ $10n \pm 1$ ”, e as taxas de distorção não se distanciam do esperado e previsto anteriormente matematicamente e via simulação.

6.3.5 Análise de potência

O último módulo a ser utilizado do equipamento de análise é responsável por reunir e analisar os dados relativos à potência consumida pela carga ou rede a ser medida – no caso, o retificador à plena carga. As telas apresentadas pelo equipamento são postadas a seguir:

POWER & ENERGY				
	0:00:06			
	A	B	C	Total
kW	0.67	0.69	0.62	1.98
	A	B	C	Total
kVA	0.71	0.72	0.65	2.09
	A	B	C	Total
kvar	0.22	0.16	0.16	0.54
	A	B	C	Total
PF	0.94	0.96	0.95	0.95
26/08/13 10:47:16 120V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
UP DOWN	TREND	EVENTS 0	HOLD RUN	

Figura 102: Primeira tela do módulo "Power and Energy" do ensaio à plena carga.
Fonte: Autoria própria.

POWER & ENERGY				
	0:00:26			
	A	B	C	Total
kVA harm	0.12	0.12	0.12	0.35
	Total			
kVA unb	0.13			
	A	B	C	Total
kW fund	0.67	0.69	0.62	1.98
	A	B	C	Total
kVA fund	0.70	0.71	0.64	2.05
26/08/13 10:47:36 120V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
UP DOWN	TREND	EVENTS 0	HOLD RUN	

Figura 103: Segunda tela do módulo "Power and Energy" do ensaio à plena carga.
Fonte: Autoria própria.

POWER & ENERGY				
0:00:47				
	A	B	C	Total
DPF	0.95	0.97	0.97	0.97
	A	B	C	N
V_{rms}	121.1	121.8	122.6	0.1
	A	B	C	N
I_{rms}	5.9	5.9	5.3	2.72
	A	B	C	Total
kWh	0.009	0.009	0.008	0.026
26/08/13 10:47:57		120V 60Hz 3Ø WYE		EN50160
UP DOWN	TREND		EVENTS 0	HOLD RUN

Figura 104: Terceira tela do módulo “Power and Energy” do ensaio à plena carga.
Fonte: Autoria própria.

Na Figura 102, o analisador fornece as informações de potências complexa, ativa e reativa demandadas por cada uma das fases e pelo retificador como um todo. O fator de potência global também é apresentado, e se mostra razoavelmente abaixo dos deduzidos matematicamente no capítulo 3. A razão para essa diferença aparece na Figura 104, a terceira tela, na qual se pode conferir o “DPF”, ou dito *displacement Power factor*¹¹, diferente de “1” dado o caráter fortemente indutivo da relevante corrente de magnetização – comprovado, por sua vez, pelos diagramas fasoriais das Figuras 96 a 98.

6.4 ENSAIO DO PROTÓTIPO À MEIA CARGA

Para o ensaio do protótipo do retificador a dez pulsos à meia carga, os mesmos procedimentos adotados para o ensaio à plena carga previamente relatado foram repetidos. O circuito apresentado na Figura 72 segue inalterado, com exceção da carga resistiva, que teve o valor de sua resistência ôhmica dobrado, para que a potência dissipada fosse a metade da nominal. A carga utilizada é então representada pela figura a seguir:

¹¹ Fator de potência de deslocamento.

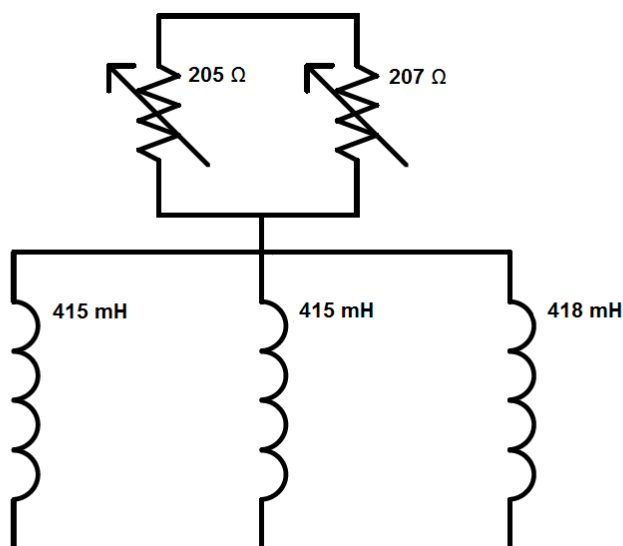


Figura 105: Valores de resistência e indutância da carga do ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

6.4.1 Formas de onda de tensão

As formas de onda dos enrolamentos do transformador são inicialmente apresentadas abaixo:

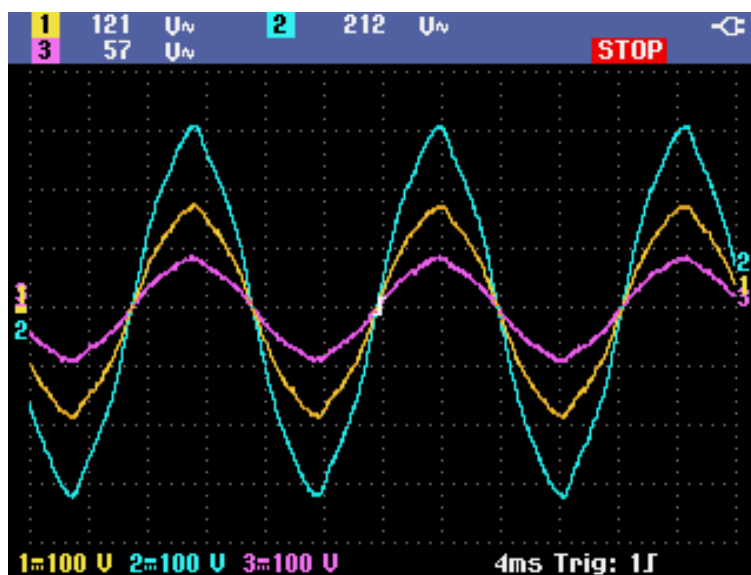


Figura 106: Tensões nos enrolamentos KAB, K1 e K4 no ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

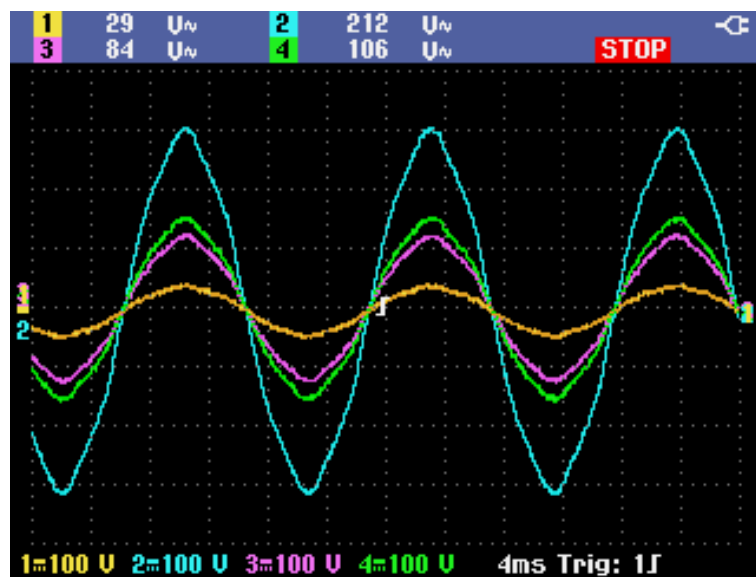


Figura 107: Tensões nos enrolamentos KBC, K3, K5 e K8 no ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

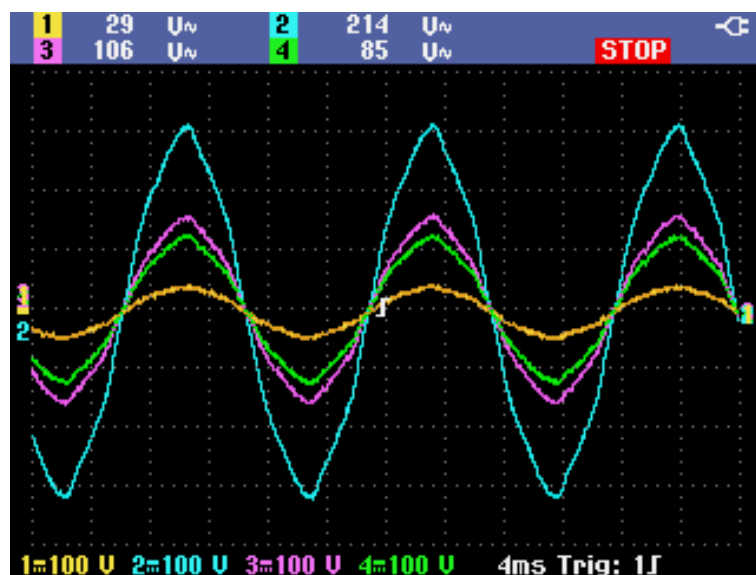


Figura 108: Tensões nos enrolamentos KCA, K2, K6 e K7 no ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Como esperado, as formas de onda de tensão nos enrolamentos seguem o previsto e não apresentam alterações com relação às apresentadas no ensaio anterior. As tensões do lado pentafásico do transformador, obtidas através do arranjo especial dos enrolamentos cujas tensões estão acima expostas, são representadas na Figura 109:

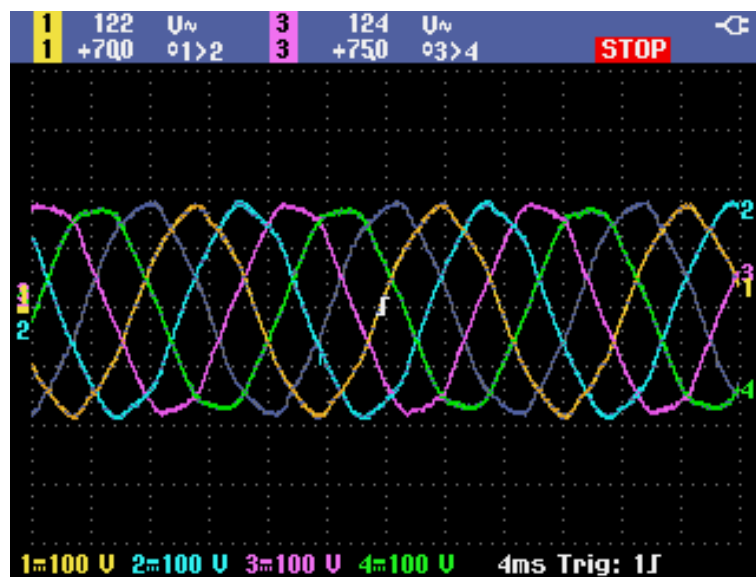


Figura 109: Tensões das cinco fases no ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Pode-se constatar a partir da representação acima, novamente, um leve desequilíbrio entre os módulos e os ângulos de fase das cinco tensões secundárias. Parte-se, agora, à formação da onda de tensão de saída a partir das ditas tensões de linha:

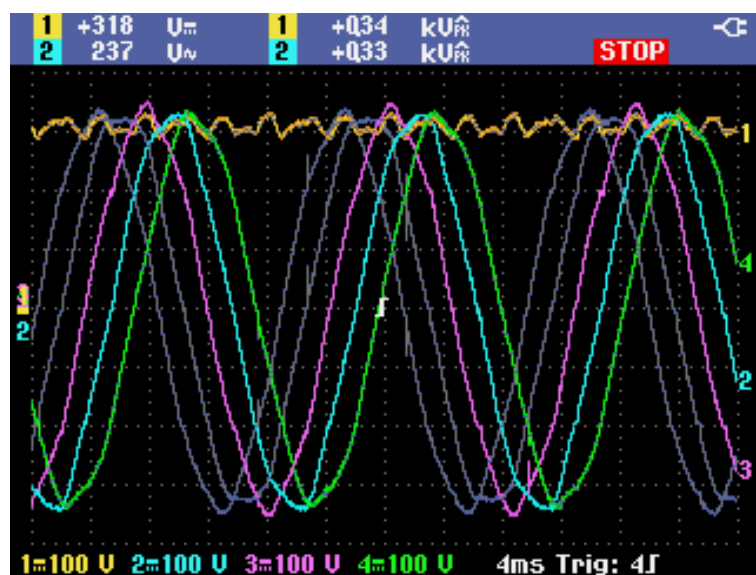


Figura 110: Tensões de linha e tensão de saída do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Os comentários realizados no ensaio anterior quanto à forma de onda da tensão de saída continuam válidos para o ensaio atualmente relatado. A forma de onda nos diodos também é análoga e não será apresentada.

Finalizando a apresentação das formas de onda de tensão, os parâmetros principais do barramento de saída do retificador à meia carga constam na Figura 111 abaixo:

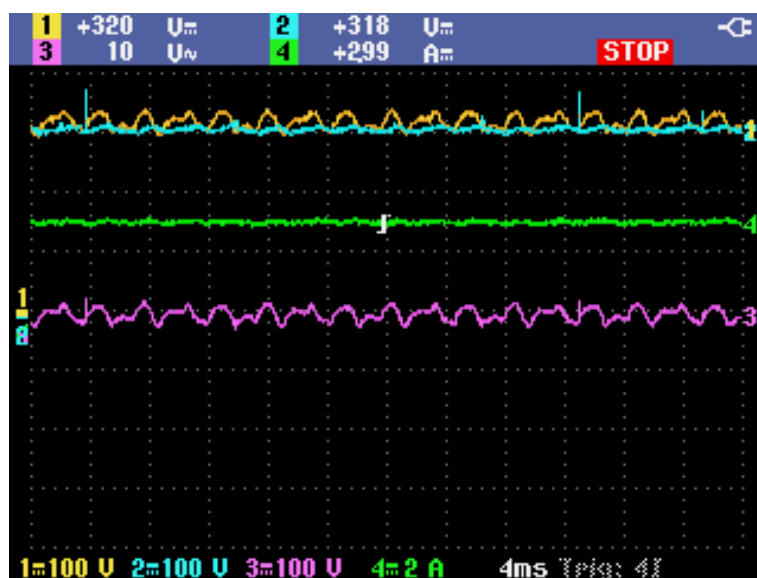


Figura 111: Tensões e corrente na carga no ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Novamente, os canais 1, 2 e 3 apresentam, respectivamente, as tensões no barramento de saída, nos bornes da carga resistiva, e nos bornes dos indutores. O canal 4 é ocupado pela forma de onda de corrente na carga.

6.4.2 Formas de onda de corrente

Iniciar-se-á a apresentação e análise das formas de onda de corrente, como nas análises anteriores, a partir da corrente na carga, que, como evidencia a Figura 111, é muito próxima àquela que dissipa potência igual à metade da nominal para qual fora projetado o retificador. Nota-se, também, o caráter praticamente constante da corrente de saída – devido, novamente, à presença da indutância em série com a carga.

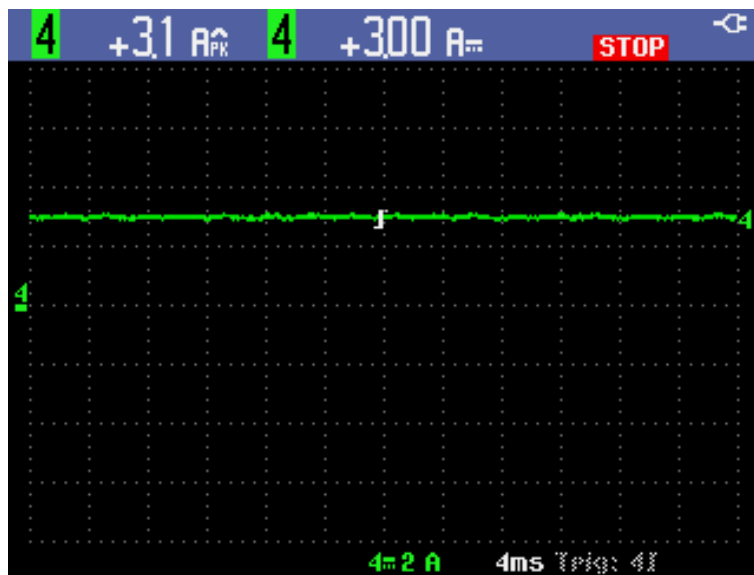


Figura 112: Corrente na saída do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

A seguir, as correntes dos diodos D1 e D6, compondo a prevista forma de onda da corrente da fase 1 do secundário do transformador, em fase com V_{F1} :

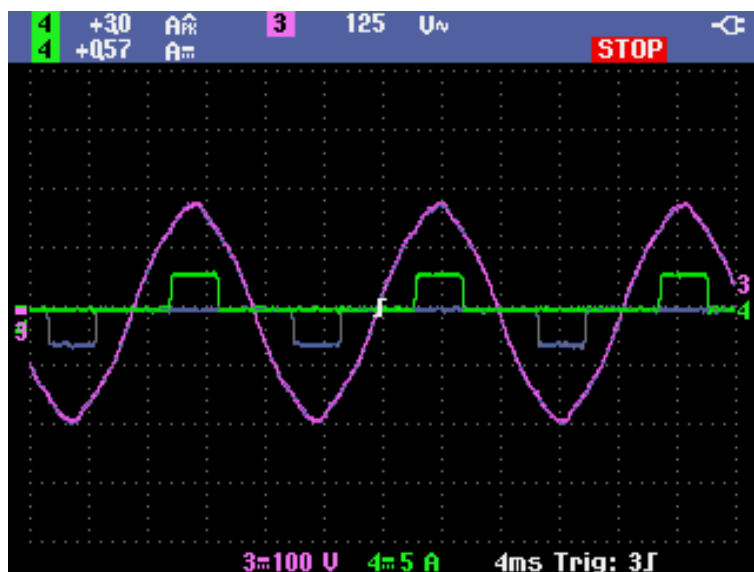


Figura 113: Corrente nos diodos D1 e D6, e tensão F1 no retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

As Figuras 114, 115 e 116, apresentam, respectivamente, as formas de onda nos enrolamentos primários entre as fases A e B, B e C, e C e A:

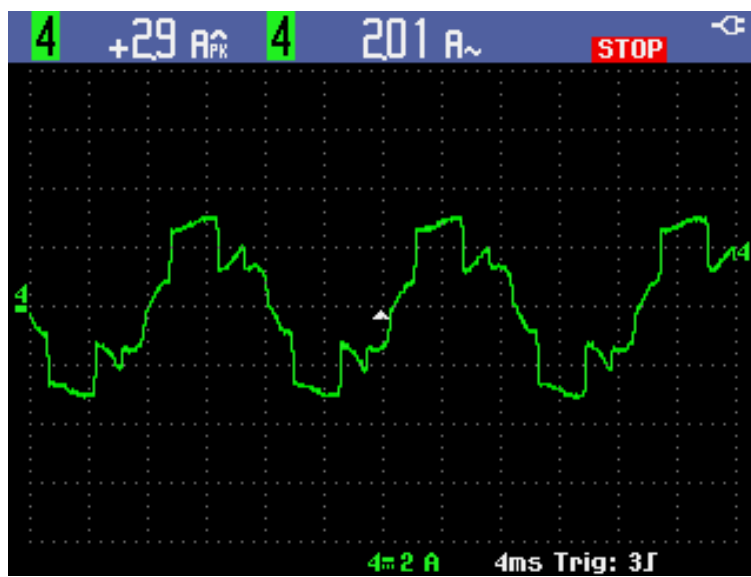


Figura 114: Corrente no enrolamento KAB no ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

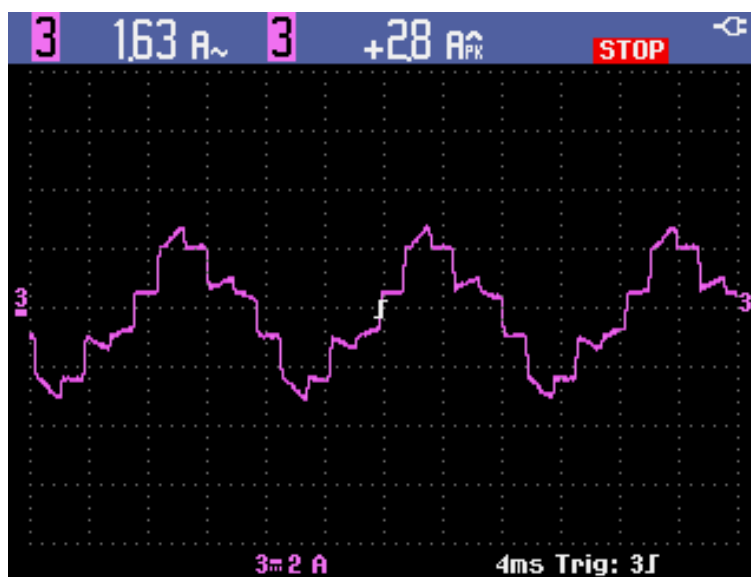


Figura 115: Corrente no enrolamento KBC no ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

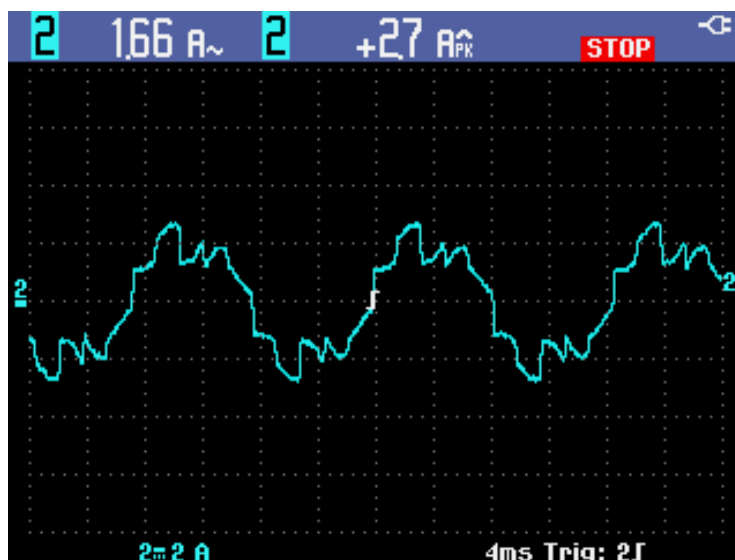


Figura 116: Corrente no enrolamento KCA no ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Os mesmos comentários são novamente pertinentes: as imagens acima permitem evidenciar o desbalanceamento previsto para as correntes de linha no primário do transformador. Outro fato ainda mais notável é a fortíssima distorção das formas de onda pela presença das componentes magnetizantes – percebe-se que, como se poderia prever, quanto menor a corrente de carga, ou seja, quão menor a componente ativa das correntes circulantes pelos enrolamentos, mais sensíveis serão os efeitos da corrente de magnetização na forma de onda dessas correntes de linha e de fase, como se pode constatar nas figuras subsequentes:

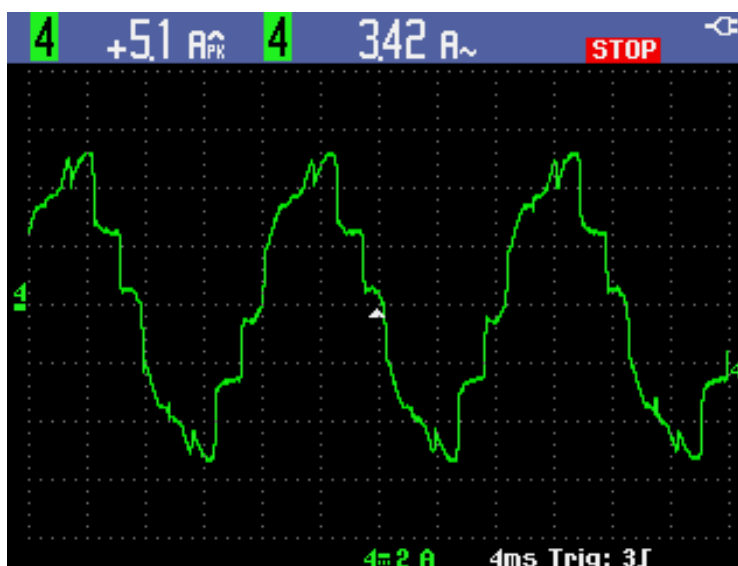


Figura 117: Corrente da fase A no ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

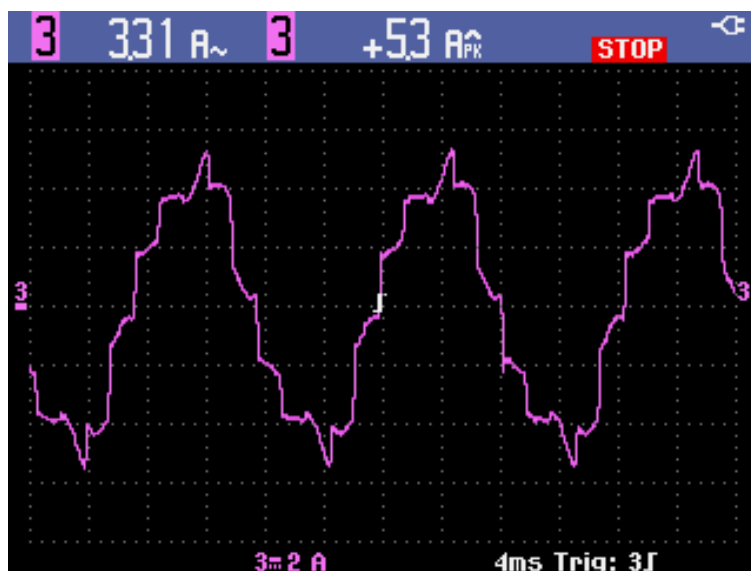


Figura 118: Corrente da fase B no ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

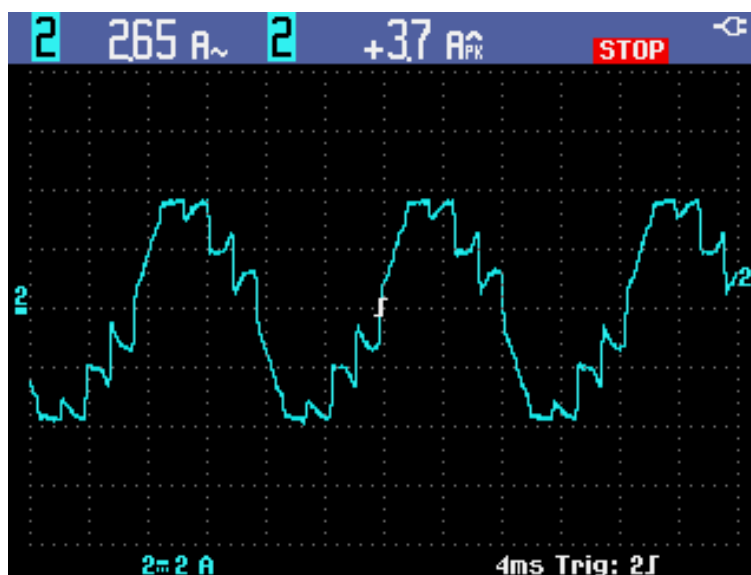


Figura 119: Corrente da fase C no ensaio do retificador à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Como abordado no parágrafo anterior, para as correntes de fase da rede alimentando o retificador à meia carga, a distorção resultante da interação das componentes magnetizantes é ainda maior que aquelas expostas nos tópicos anteriores, quando do retificador submetido à carga nominal.

6.4.3 Resultados do analisador de energia

Analogamente ao ensaio anterior, as telas de medições gerais são apresentadas abaixo, corroborando as medidas do osciloscópio exploradas no item anterior:

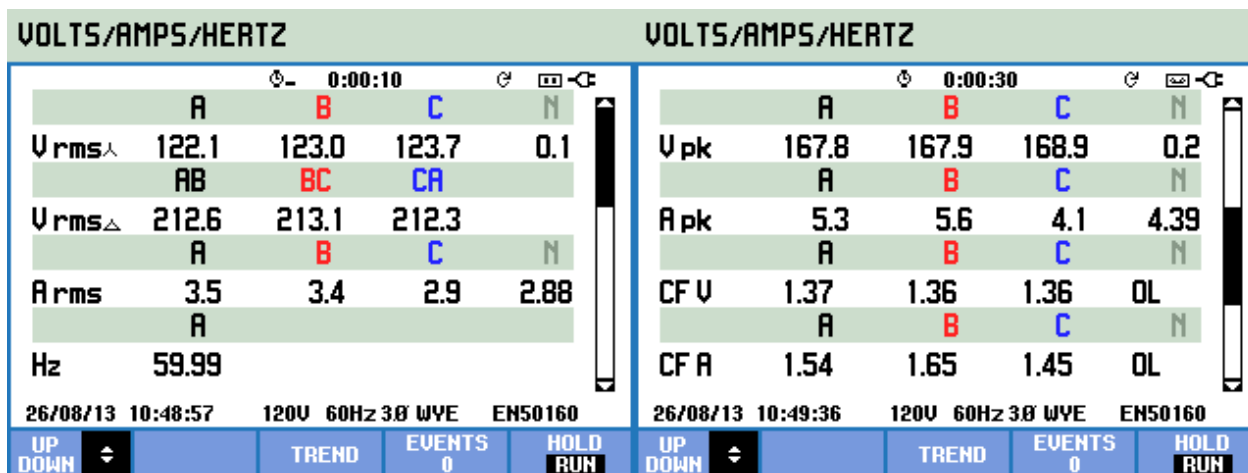


Figura 120: Telas de medições principais do analisador de energia – ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Os diagramas fasoriais e medições de ângulos de fase são apresentados por fase nas Figuras 121 a 123 abaixo:

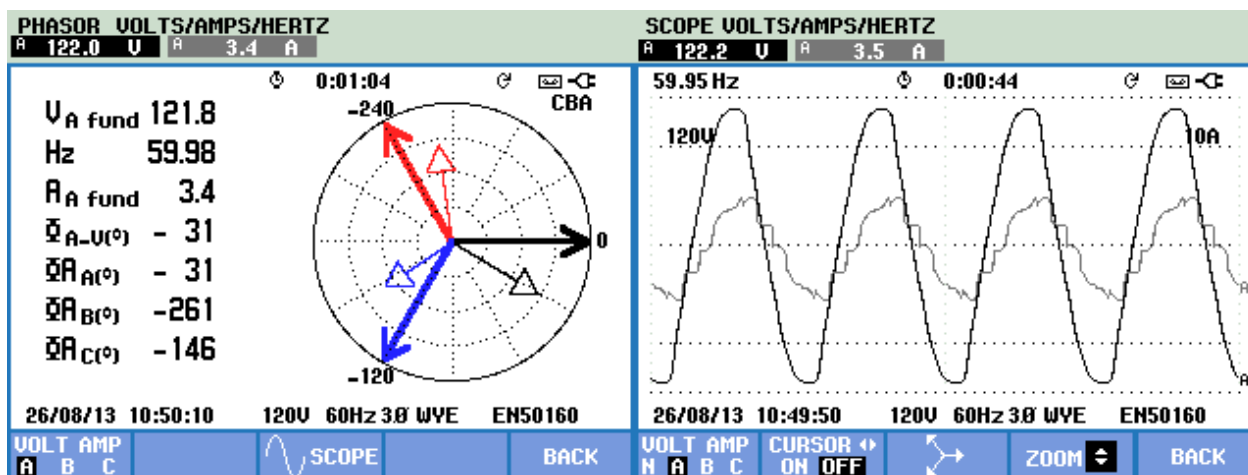


Figura 121: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase A – meia carga.
Fonte: Autoria própria

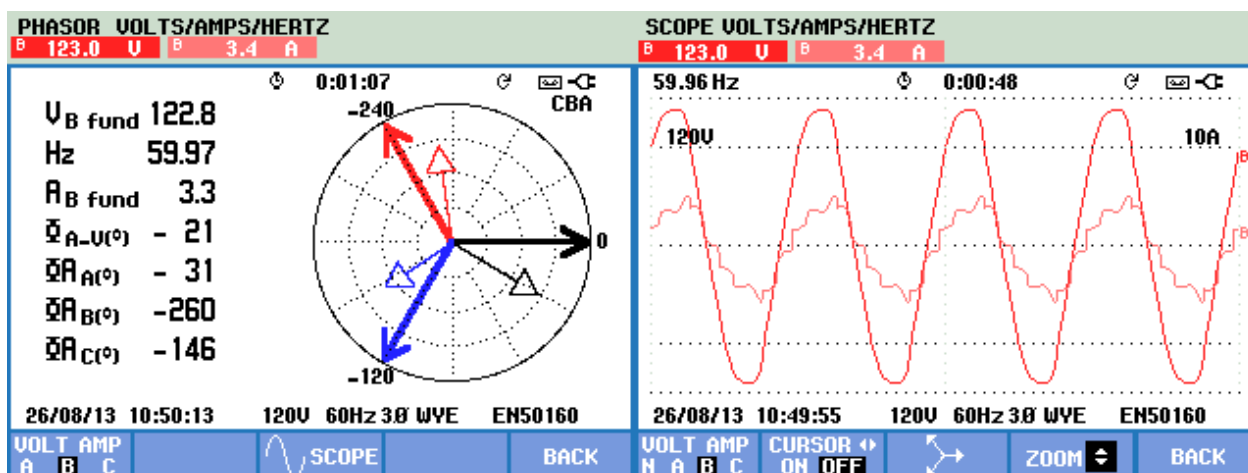


Figura 122: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase B – meia carga.
 Fonte: Autoria própria

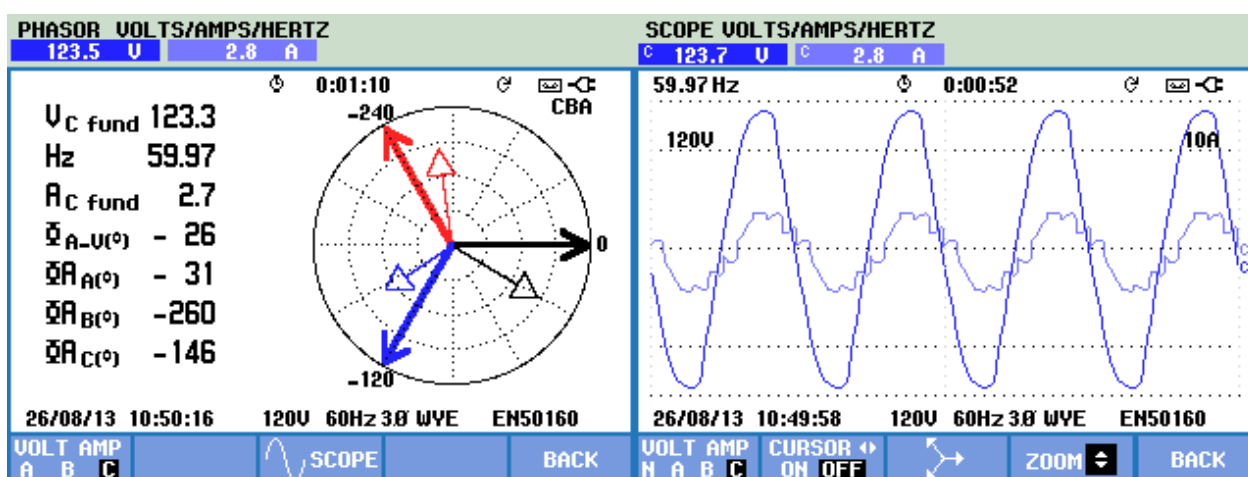


Figura 123: Diagrama fasorial e formas de onda de tensão e corrente de fase C – meia carga.
 Fonte: Autoria própria

6.4.4 Análise harmônica

Os gráficos resultantes do módulo de análise harmônica são apresentados na sequência:

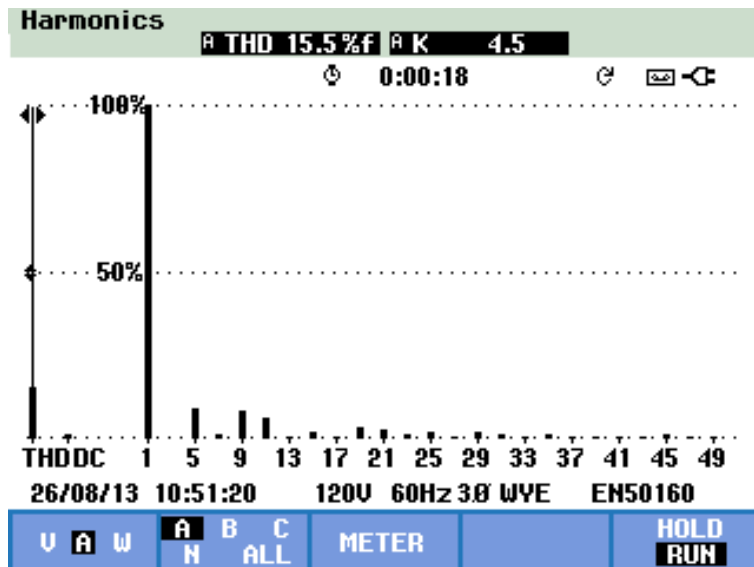


Figura 124: Componentes harmônicos de corrente e THD da fase A no ensaio do retificador à meia carga.

Fonte: Autoria própria.

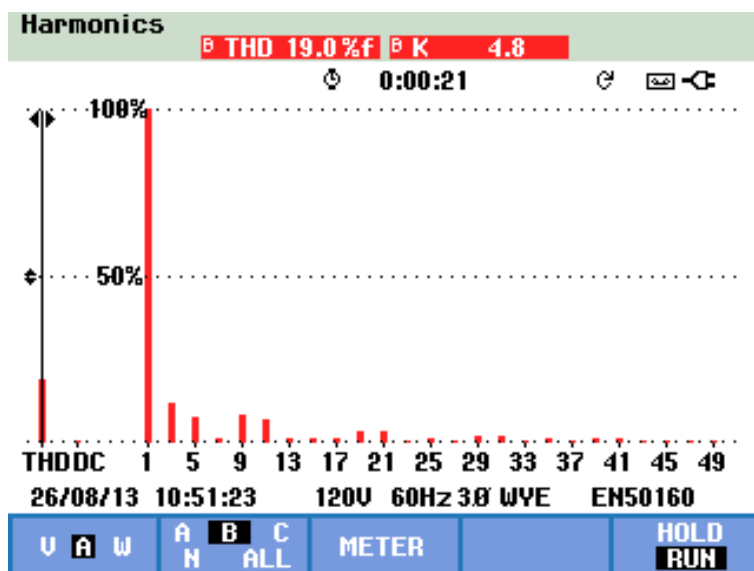


Figura 125: Componentes harmônicos de corrente e THD da fase B no ensaio do retificador à meia carga.

Fonte: Autoria própria.

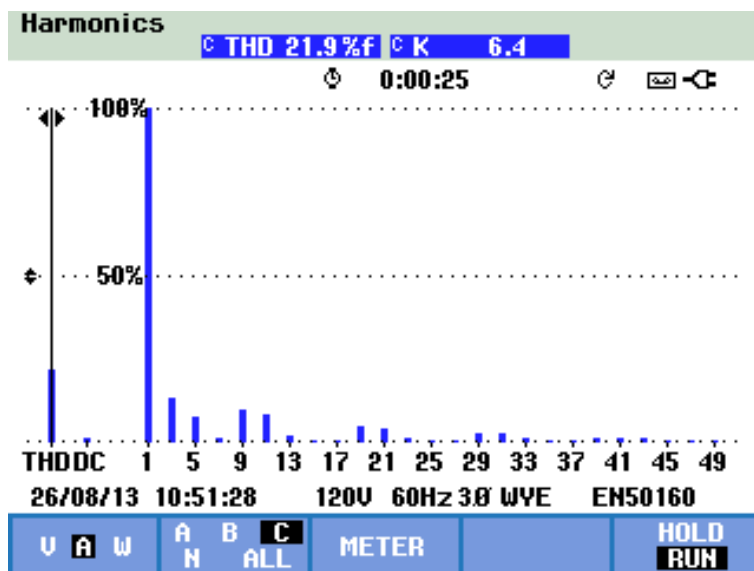


Figura 126: Componentes harmônicas de corrente e THD da fase C no ensaio do retificador à meia carga.

Fonte: Autoria própria.

Devido à redução da corrente de carga à metade de seu valor nominal, as componentes harmônicas criadas como consequência da corrente magnetizante se fazem ainda mais perceptíveis e aumentam consideravelmente a THD das correntes de fase – principalmente das fases B e C.

6.4.5 Análise de potência

As medições de potência realizadas pelo analisador de energia para o ensaio do retificador à meia carga são expostas abaixo:

POWER & ENERGY				
	A	B	C	Total
kW	0.35	0.38	0.30	1.04
kVA	0.42	0.41	0.35	1.19
kvar	0.22	0.15	0.15	0.52
PF	0.84	0.92	0.87	0.87
26/08/13 10:52:38 120V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
UP DOWN	TREND	EVENTS 0	HOLD RUN	

Figura 127: Primeira tela do módulo "Power and Energy" do ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

POWER & ENERGY				
	A	B	C	Total
kVA harm	0.07	0.08	0.08	0.23
kVA unb	0.14			
kW fund	0.35	0.38	0.30	1.04
kVA fund	0.42	0.41	0.34	1.16
26/08/13 10:52:44 120V 60Hz 3Ø WYE EN50160				
UP DOWN	TREND	EVENTS 0	HOLD RUN	

Figura 128: Segunda tela do módulo "Power and Energy" do ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

POWER & ENERGY				
0:00:05				
	A	B	C	Total
DPF	0.85	0.93	0.89	0.89
	A	B	C	N
V_{rms}	122.4	123.6	124.0	0.1
	A	B	C	N
I_{rms}	3.5	3.4	2.8	2.61
	A	B	C	Total
kWh	0.001	0.001	0.000	0.002
26/08/13 10:52:52		120V 60Hz 3Ø WYE		EN50160
UP DOWN		TREND	EVENTS 0	HOLD RUN

Figura 129: Terceira tela do módulo “Power and Energy” do ensaio à meia carga.
Fonte: Autoria própria.

Por meio das figuras acima, os comentários e conclusões preliminares, já realizados ao fim da apresentação dos resultados do ensaio anterior, ficam ainda mais evidentes: o baixo fator de potência de entrada apresentado pelo retificador submetido à meia carga é resultado da maior influência da corrente de magnetização – tanto em termos de deslocamento, dado seu caráter indutivo, quanto em termos de distorção harmônica, dadas suas componentes de 180 e 300 Hz de grande amplitude.

6.5 ANÁLISE DOS RESULTADOS DESCONSIDERANDO A CORRENTE MAGNETIZANTE

Constatada a forte presença da já várias vezes supracitada corrente magnetizante, ou de excitação, optou-se por analisar os resultados sob um prisma hipotético: como seriam os dados de corrente de entrada se o transformador apresentasse melhores características construtivas.

Para explicitar, abaixo, as Figuras 130 a 132 apresentam as correntes de excitação, resultado do ensaio do retificador a vazio:

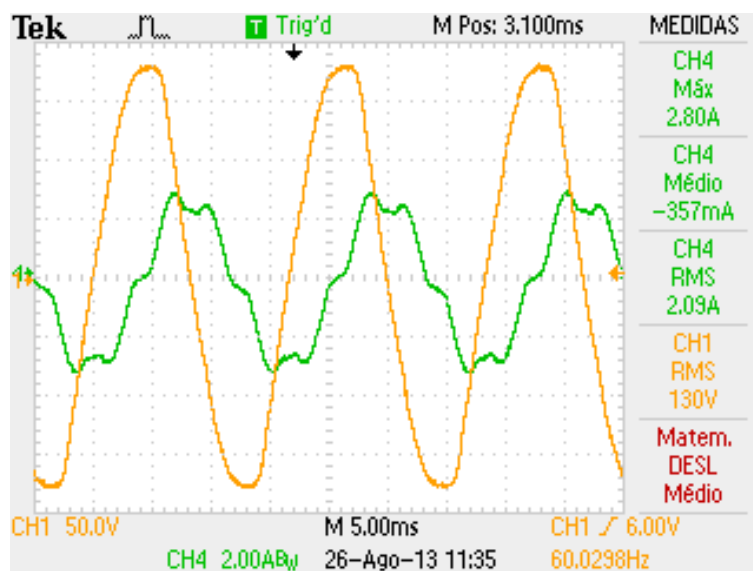


Figura 130: Corrente magnetizante (ensaio a vazio) da fase A.
Fonte: Autoria própria.

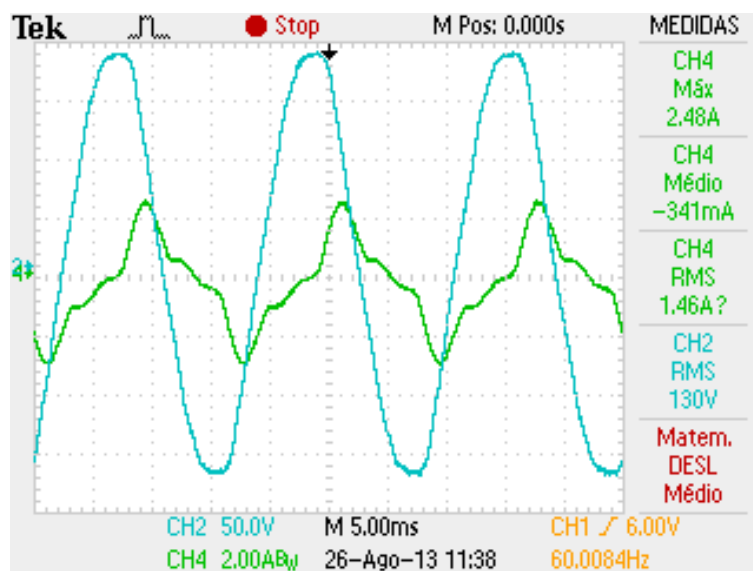


Figura 131: Corrente magnetizante (ensaio a vazio) da fase B.
Fonte: Autoria própria.

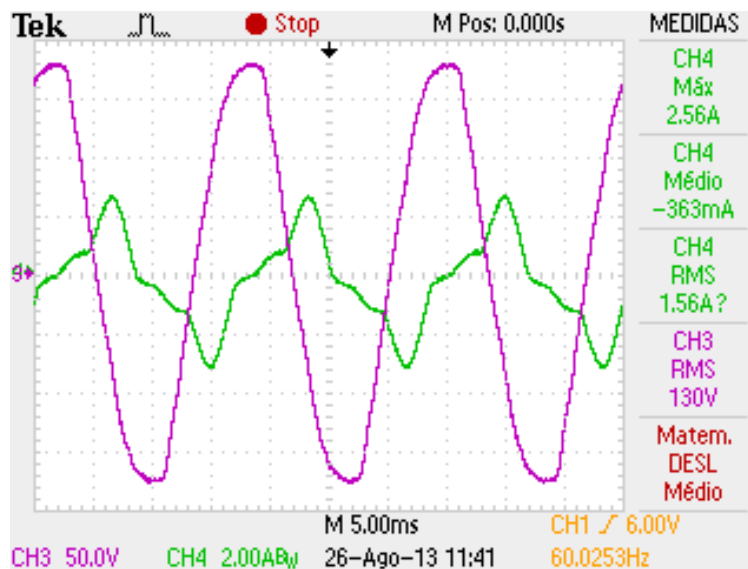


Figura 132: Corrente magnetizante (ensaio a vazio) da fase C.
Fonte: Autoria própria.

Pode-se facilmente concluir, baseado nas figuras acima, que além de apresentarem valores eficazes longe de serem desprezíveis – o que, de imediato, sugere um consumo de reativos indesejado – possuem formas de onda visivelmente compostas por um espectro considerável de frequências harmônicas. As próprias formas de onda acima corroboram as conclusões preliminares dos ensaios que já previram a ação da magnetizante como o fator que mais contribuiu para a distorção dos resultados esperados. Portanto, dado o módulo não desprezível dessas correntes, seu ângulo de fase fortemente indutivo, e seu conteúdo harmônico visível, o atual trabalho propõe-se a analisar os resultados anteriormente obtidos filtrando a ação indesejável de uma corrente de excitação fruto de uma construção ineficaz do transformador proposto, para que a topologia de dez pulsos em si possa ser avaliada de maneira mais robusta.

Para tanto, o osciloscópio TPS 2024 fora utilizado para capturar o formato numérico das ondas de corrente a vazio, à meia e à plena cargas, sincronizadas todas com relação à sua própria tensão de fase, via arquivos “.csv”¹². Posteriormente, utilizou-se a ferramenta MS Excel para, dado que as formas de onda de corrente estavam sincronizadas no eixo do tempo, efetuar o filtro das componentes magnetizantes das correntes de fase de entrada do retificador. Numa última etapa, os arquivos .csv das

¹² “Comma separated values”, ou arquivo de valores separados por vírgula, editável via MS Excel.

ondas ditas “filtradas”, já livres da interferência das correntes de excitação, foram reconstituídas graficamente através do *software* “WaveStar for Oscilloscopes”, da própria Tektronix. Os resultados da análise dessas formas de onda, para as três fases e para ambos os ensaios, são apresentados a seguir.

6.5.1 Análise dos resultados do ensaio à plena carga

6.5.1.1 Fase A

Abaixo, pode-se verificar a forma de onda de corrente da fase A do retificador a dez pulsos sem as componentes magnetizantes:

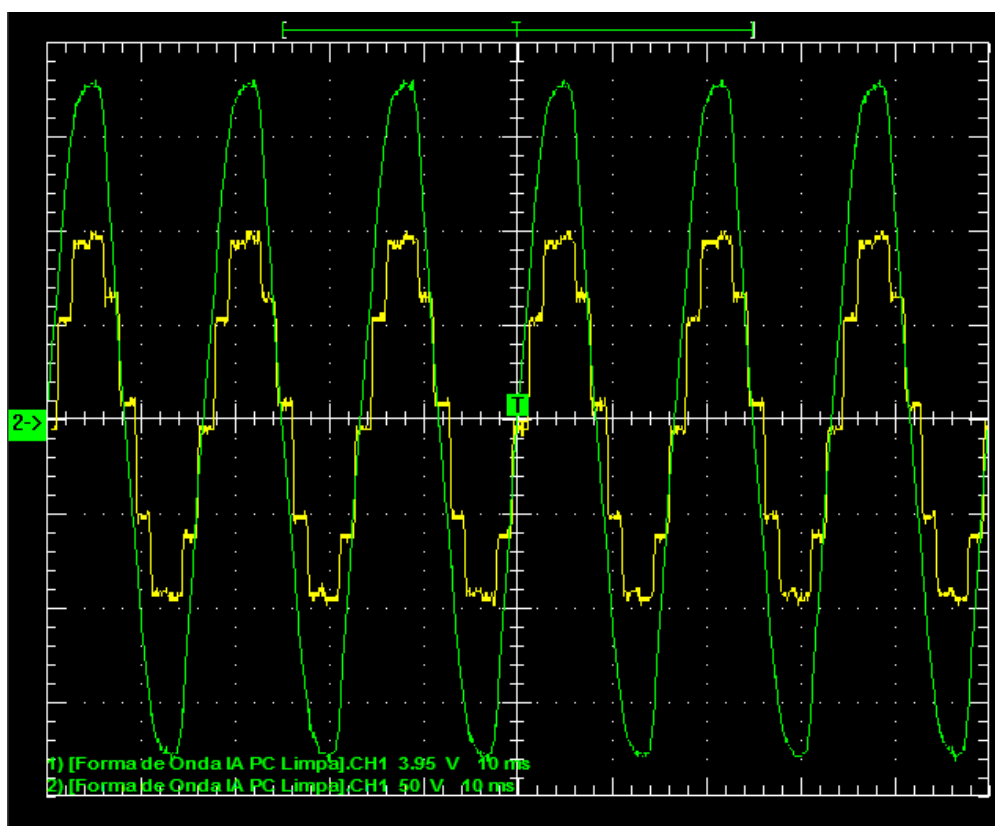


Figura 133: Corrente I_A no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.
Fonte: Autoria própria.

Constata-se acima que a forma de onda de corrente aproxima-se muito daquelas previstas nas deduções matemáticas e nas simulações via *software*. Além das componentes harmônicas, visivelmente pertencentes agora às ordens “ $10n \pm 1$ ”, o deslocamento entre corrente e tensão de fase é nulo, o que mitiga o consumo de reativos causado pelo fator de potência de deslocamento diferente de 1.

Especificamente em relação às harmônicas, o próprio WaveStar propõe uma análise gráfica e matemática das componentes dessa nova forma de onda resultante:

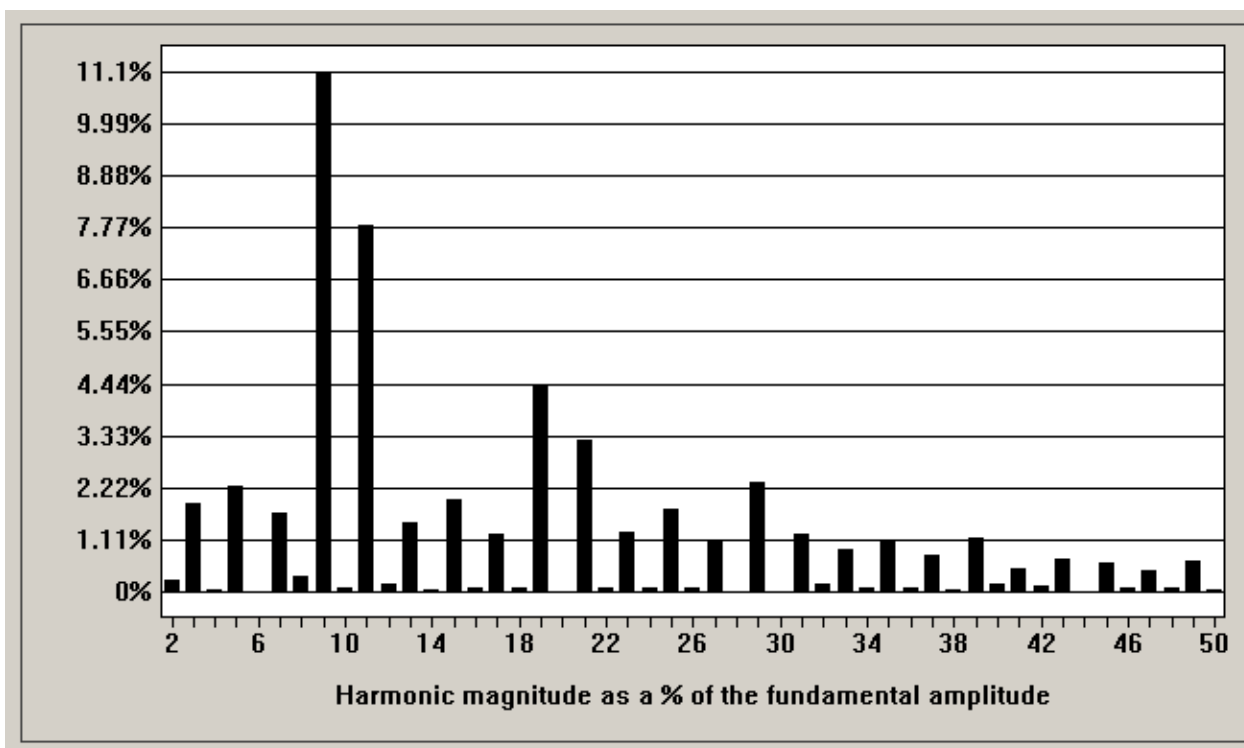


Figura 134: Harmônicas de I_A no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.
Fonte: Autoria própria.

Outras informações relevantes retiradas do próprio programa computacional são apresentadas em destaque:

$$I_{ARMS} = 5,505 A$$

$$THD(I_{ARMS}) = 15,86\%$$

$$F.P. = 0,985$$

Surpreendentemente, se comparada com o resultado exposto pela Figura 99, após a filtragem numérica da forma de onda de corrente na fase A, a taxa de distorção harmônica aumentou brevemente – dado o perfil harmônico da corrente de magnetização, que anulava algumas componentes originalmente derivadas da corrente de alimentação do retificador. Por outro lado, o fator de potência, devido majoritariamente à redução no deslocamento entre as ondas de tensão e corrente,

aumentou significativamente. Vale ressaltar que, mesmo com esse breve aumento, a taxa de distorção continua dentro dos limites previstos pelas análises anteriores.

O valor RMS será utilizado como base de comparação com as outras fases, expostas abaixo, para verificar o balanceamento entre as três fases após a filtragem da corrente de excitação.

6.5.1.2 Fase B

Analogamente à fase A, a forma de onda de corrente da fase B após o tratamento matemático é apresentada na Figura 135:

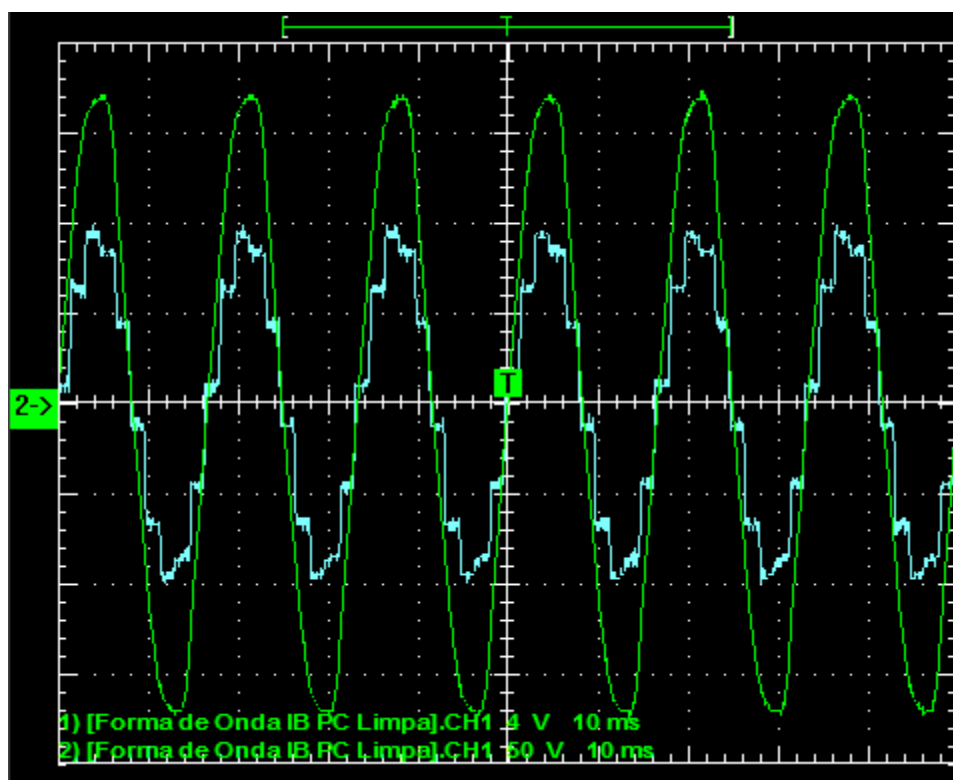


Figura 135: Corrente I_B no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.
Fonte: Autoria própria.

Já em relação às componentes harmônicas da corrente nota-se novamente uma drástica melhora com relação ao perfil apresentado nos relatos do ensaio. As componentes de terceira e quinta ordem são praticamente negligenciáveis:

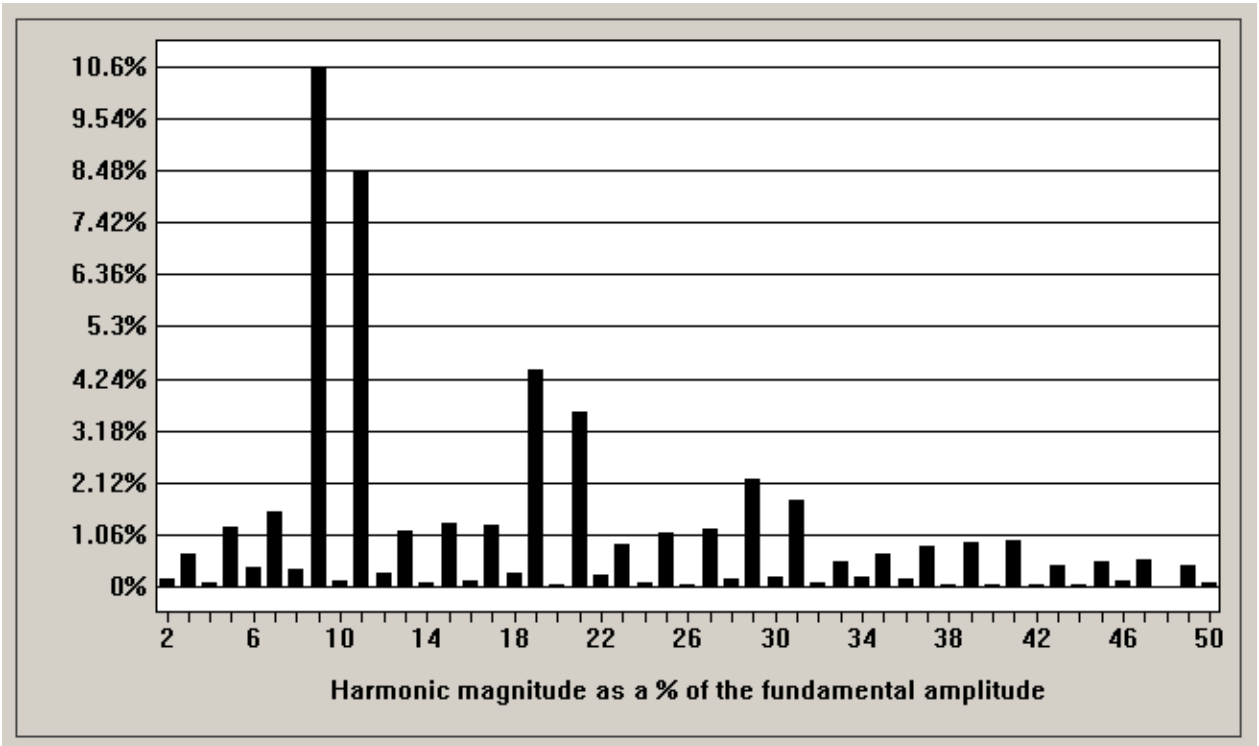


Figura 136: Harmônicas de I_B no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.
 Fonte: Autoria própria.

As demais informações pertinentes seguem abaixo em destaque:

$$I_{B_{RMS}} = 5,391 \text{ A}$$

$$THD(I_{B_{RMS}}) = 15,49\%$$

$$F.P. = 0,986$$

6.5.1.3 Fase C

A reconstrução das formas de onda de corrente e tensão da fase C segue abaixo:

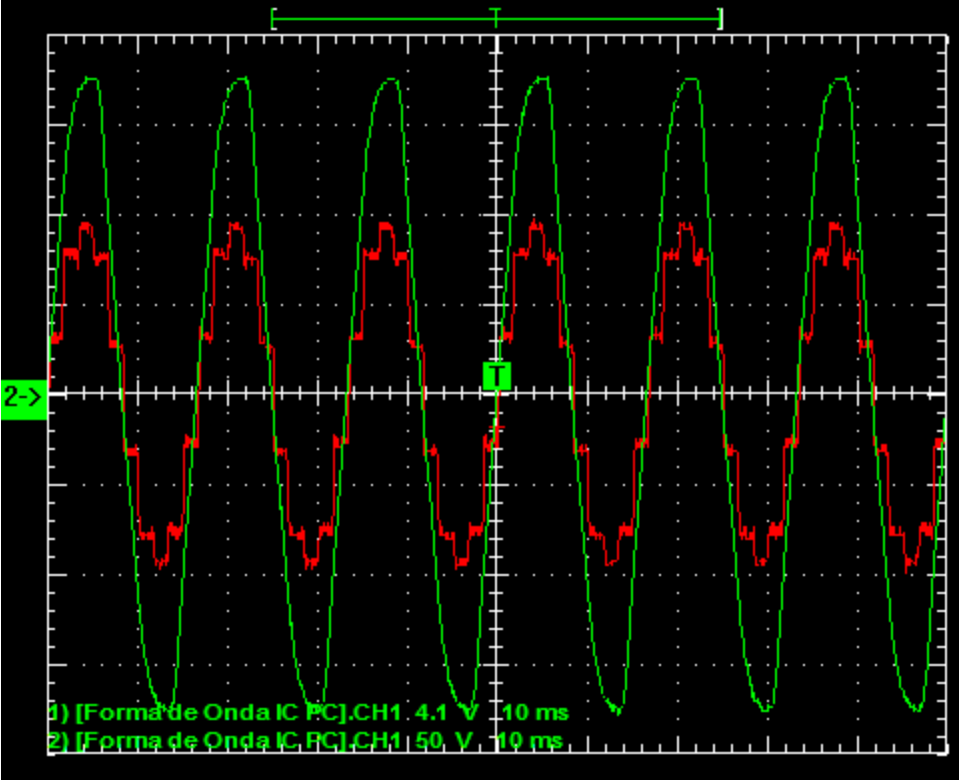


Figura 137: Corrente I_C no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.
 Fonte: Autoria própria.

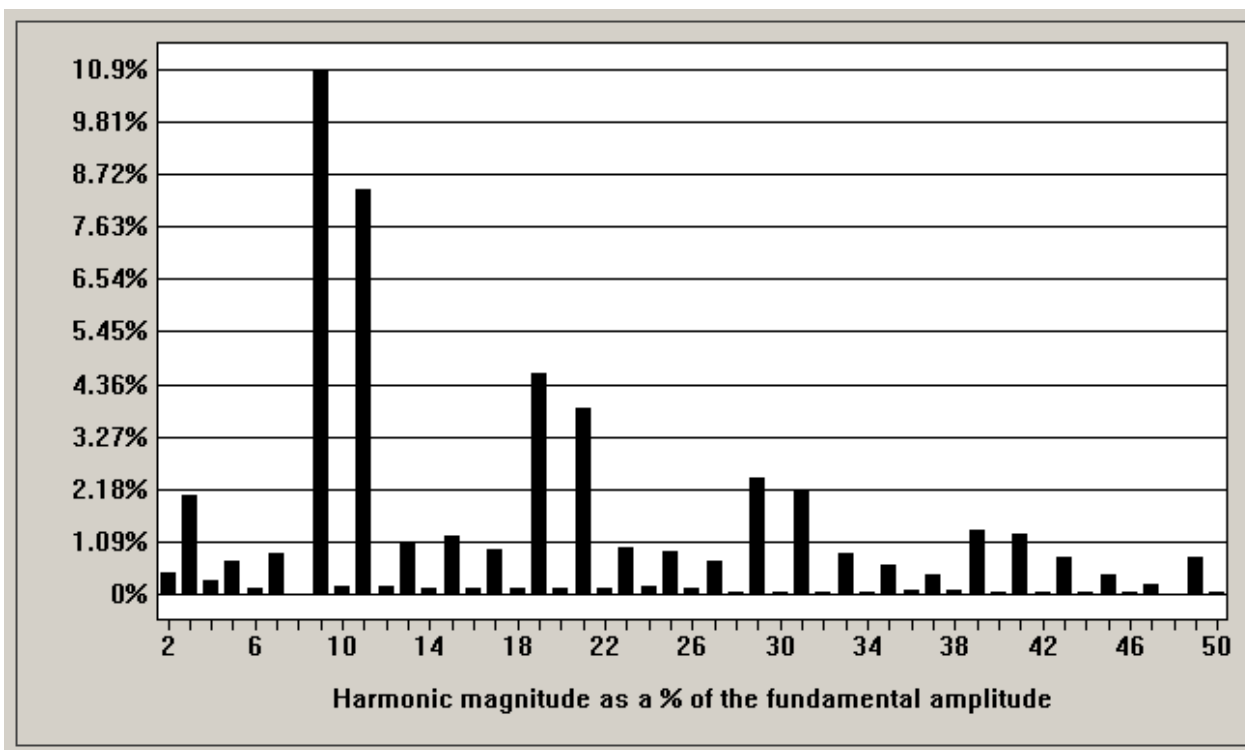


Figura 138: Harmônicas de I_C no ensaio à plena carga sem as componentes magnetizantes.
Fonte: Autoria própria.

As demais informações pertinentes seguem abaixo em destaque:

$$I_{C_{RMS}} = 5,478 \text{ A}$$

$$THD(I_{C_{RMS}}) = 15,89\%$$

$$F.P. = 0,986$$

Comprova-se, portanto, comparando o valor RMS das três correntes livres da influência das componentes magnetizantes, que o retificador drena, como previsto, correntes balanceadas da rede. Nota-se também, principalmente para a fase C, uma melhora não negligenciável na taxa de distorção harmônica.

6.5.2 Análise dos resultados do ensaio à meia carga

Como os resultados do ensaio à meia carga foram ainda mais distorcidos pelas características construtivas do transformador, a mesma análise efetivada no tópico anterior para o ensaio à plena carga é aqui repetida. Inicia-se com a fase A.

6.5.2.1 Fase A

A forma de onda de corrente reconstruída pelo WaveStar a partir da manipulação do arquivo .csv é apresentada abaixo, seguida pela Figura 140, com o conteúdo harmônico dessa mesma forma de onda de corrente:

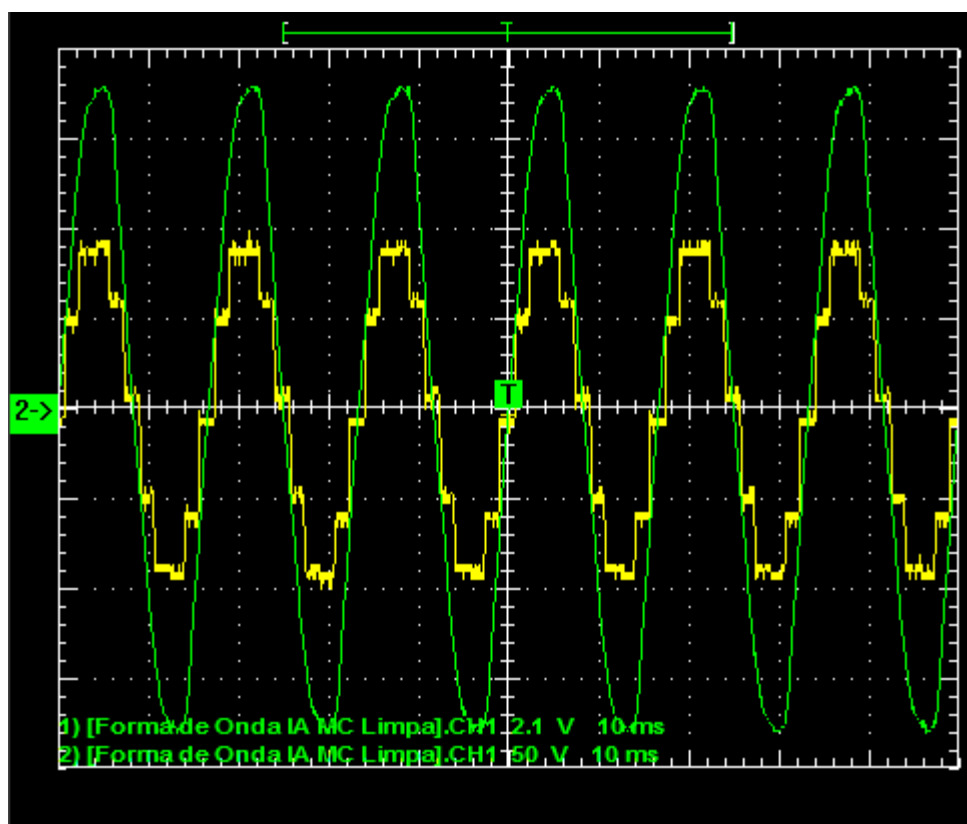


Figura 139: Corrente I_A no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.
Fonte: Autoria própria.

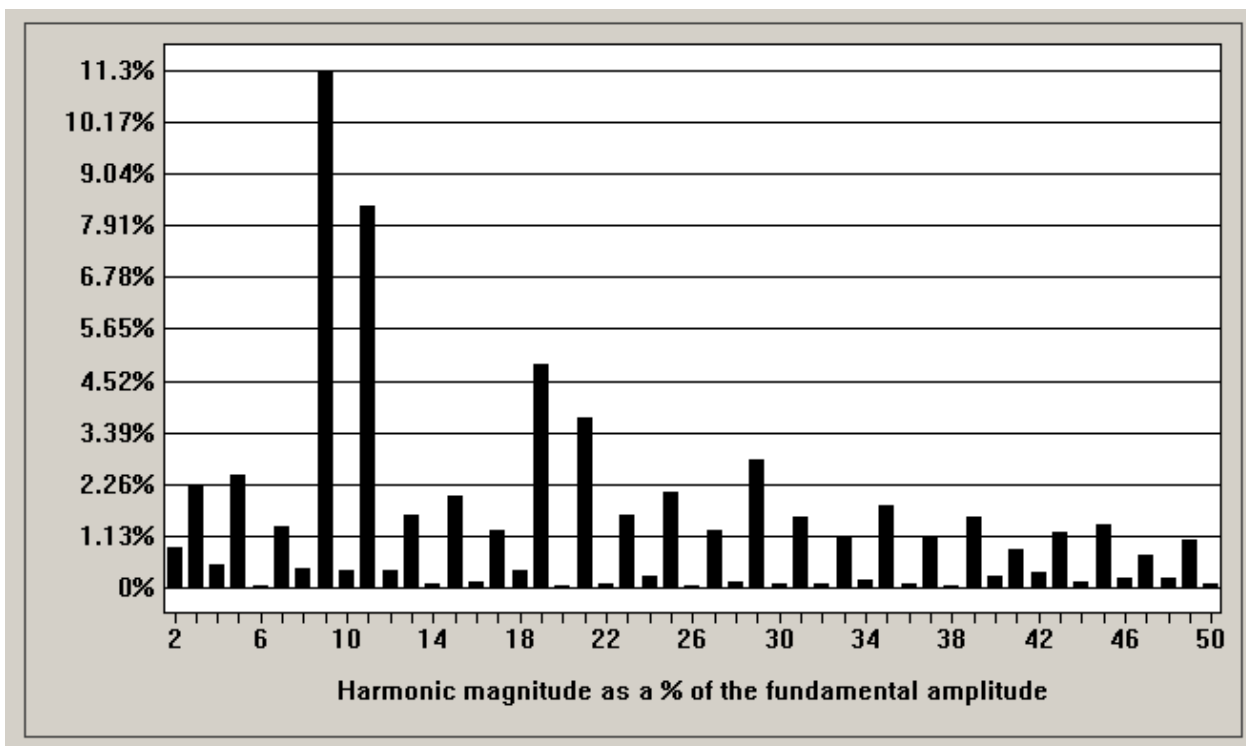


Figura 140: Harmônicas de I_A no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.
Fonte: Autoria própria.

Os comentários anteriormente realizados para a fase A, quando da análise dos resultados e da manipulação da forma de onda de corrente do ensaio à plena carga, continuam válidos. Ressalta-se, apenas, o fator de potência que, extinguindo-se a forte componente indutiva, elevou-se expressivamente. Os demais dados relevantes seguem abaixo:

$$I_{A_{RMS}} = 2,887 \text{ A}$$

$$THD(I_{A_{RMS}}) = 17,01\%$$

$$F. P. = 0,951$$

6.5.2.2 Fase B

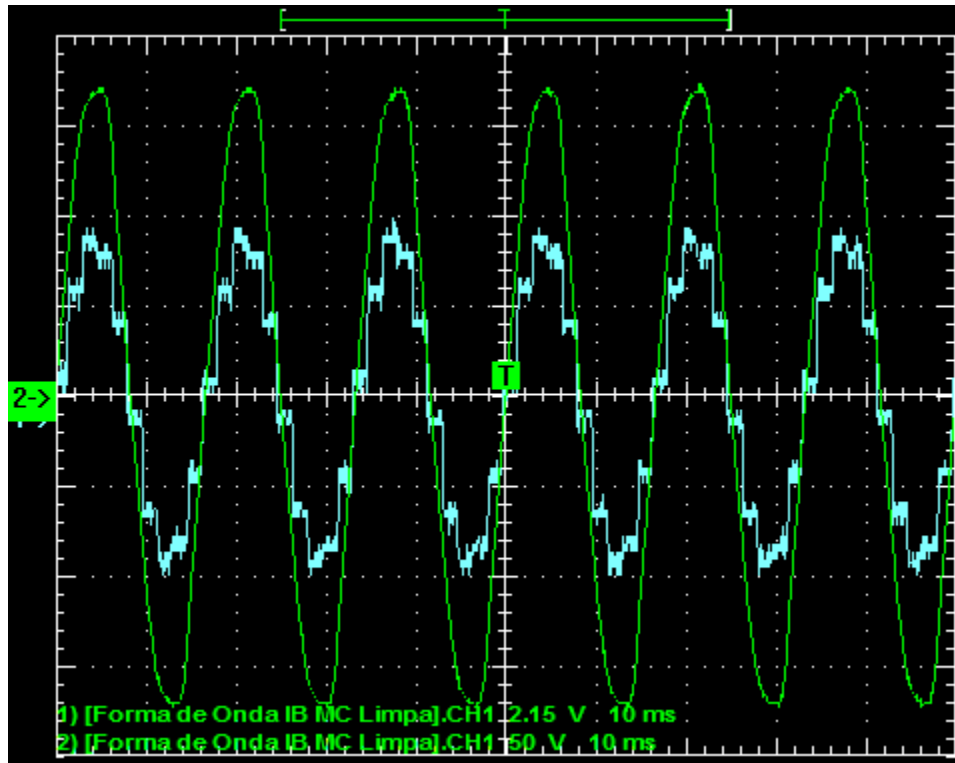


Figura 141: Corrente I_B no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.
Fonte: Autoria própria.

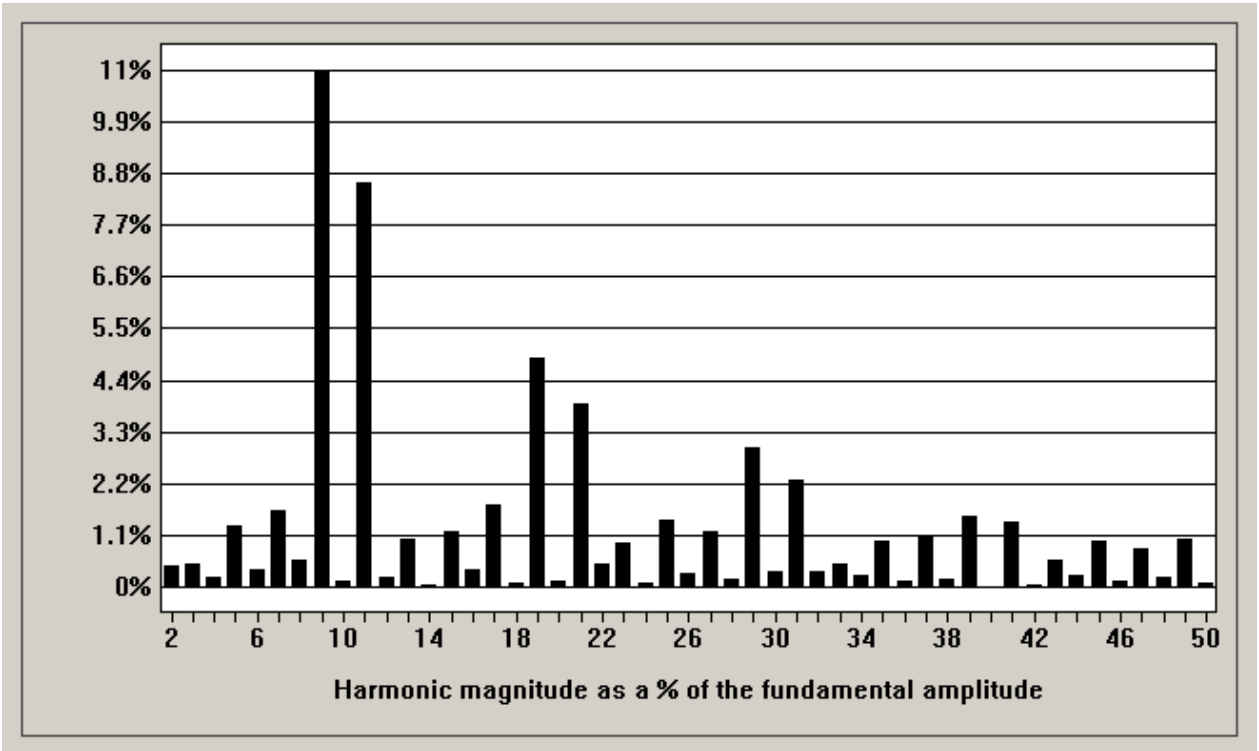


Figura 142: Harmônicas de I_B no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.
 Fonte: Autoria própria.

$$I_{B_{RMS}} = 2,755 \text{ A}$$

$$THD(I_{B_{RMS}}) = 16,59\%$$

$$F.P. = 0,980$$

6.5.2.3 Fase C

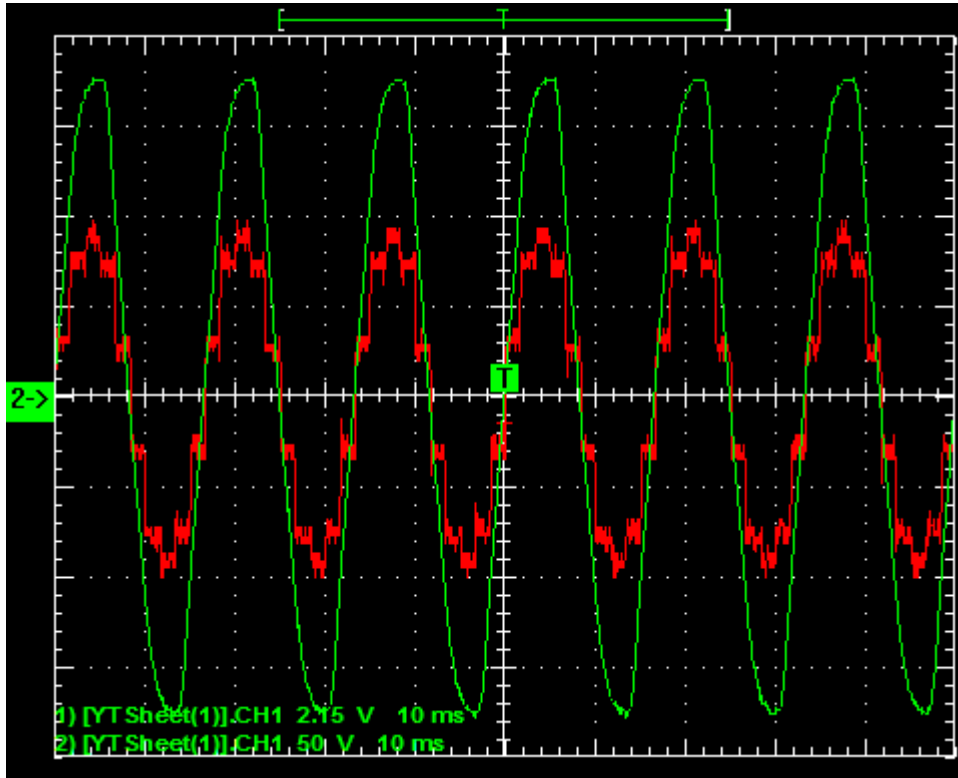


Figura 143: Corrente I_C no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.
 Fonte: Autoria própria.

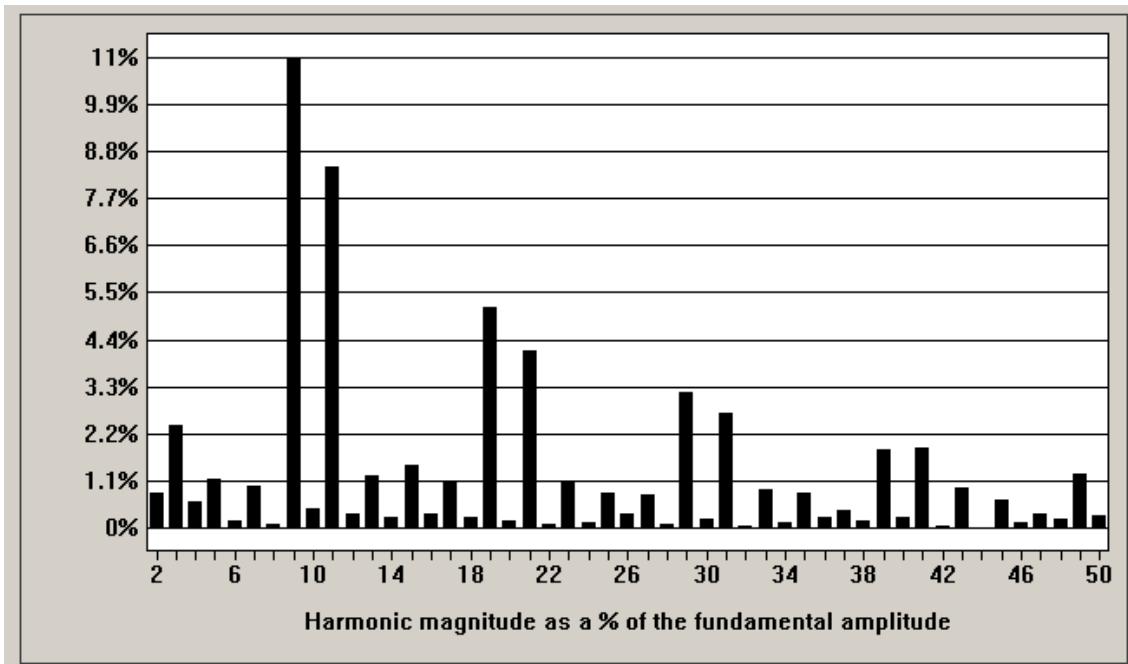


Figura 144: Harmônicas de I_C no ensaio à meia carga sem as componentes magnetizantes.
 Fonte: Autoria própria.

$$I_{C_{RMS}} = 2,801 A$$

$$THD(I_{C_{RMS}}) = 16,824\%$$

$$F.P. = 0,984$$

6.6 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS

A fins de evidenciar e contrastar os resultados obtidos anteriormente, e facilitar a visualização dos mesmos para fomentar a posterior discussão no próximo tópico, a Tabela 17 abaixo reúne os parâmetros de interesse do trabalho para os ensaios físicos realizados:

Tabela 17: Comparação entre os resultados dos ensaios realizados.

ANÁLISE	TDH / FP Fase A	TDH / FP Fase B	TDH / FP Fase C
Ensaio à plena carga	15,1% / 0,94	16,0% / 0,96	17,0% / 0,95
Ensaio à plena carga, desconsiderando magnetizante	15,86% / 0,985	15,59% / 0,986	15,89% / 0,986
Ensaio à meia carga	15,5% / 0,84%	19,0% / 0,92	21,9% / 0,87
Ensaio à meia carga, desconsiderando magnetizante	17,01% / 0,951	16,59% / 0,980	16,82 % / 0,984

Fonte: Autoria própria.

7 CONCLUSÕES

Consoante ao contexto socioeconômico atual, dentro do qual *slogans* como sustentabilidade, eficiência energética, qualidade de energia e enxutez de recursos e *designs* vêm se tornando palavras de ordem, o presente trabalho apresentou uma topologia de circuitos retificadores ainda pouco explorada nas esferas acadêmicas, industriais e comerciais, mas com um grande potencial de atender a esses anseios da sociedade no que tange a transformação e manipulação de energia elétrica.

Nas primeiras etapas do trabalho, foram revisados os principais conceitos referentes aos temas de circuitos retificadores e componentes harmônicas – uma base teórica de trabalhos relativos à área fora consultada e utilizada como referência para desenvolver a fundamentação das afirmações aqui propostas, assim como a concepção do projeto do retificador propriamente dito. Em concomitância a esse desenvolvimento, uma pequena base de comparação com outros circuitos retificadores de aplicação análoga e atualmente mais utilizados fora estabelecida através de análises e simulações computacionais dessas diversas topologias.

No que tange ao desenvolvimento do retificador a dez pulsos propriamente dito, o trabalho de Iqbal et al. (2010) fora utilizado como base para a conceitualização e especificação do transformador trifásico-pentafásico, alimentador da ponte retificadora. Com o desenvolvimento matemático e posterior dimensionamento e especificação dos componentes do retificador, também relatados previamente, pode-se simular o comportamento do dispositivo sob tipos de cargas diferentes, validando o projeto e a performance esperada.

Quanto à fase de ensaios e testes realizada no protótipo físico, alguns resultados não esperados acumularam-se quanto aos parâmetros de entrada do retificador: tanto em plena carga quanto quando submetido à meia carga, o protótipo do dispositivo apresentava taxas de distorção harmônica e fatores de potência relativamente abaixo do que havia sido previsto analiticamente. A causa desse desvio nos resultados fora devidamente identificada: o projeto construtivo do transformador – desenvolvido pela própria empresa fabricante – orientado a uma forte redução de custos, incidiu diretamente no desempenho do retificador como um todo; a forte corrente de excitação demandada pelo transformador apresentou, como previa

Fitzgerald (p. 27), uma série de harmônicas de ordem ímpares que impactaram negativamente a taxa de distorção das correntes de fase de entrada. Ainda apoiando-se sobre os enunciados de Fitzgerald (p.28), o mesmo afirma que “a corrente de excitação em um transformador de potência típico é cerca de 5% da corrente de plena carga”, podendo-se, então, desconsiderar os efeitos das componentes harmônicas demandadas por esse tipo de equipamento; porém, evidenciou-se neste trabalho (Figuras 129, 130 e 131) correntes de magnetização de ordem superior a 30% da corrente de plena carga.

Portanto, duas análises distintas foram realizadas em paralelo: análise harmônica das correntes de entrada do protótipo do retificador, considerando a forte influência das correntes de excitação, e uma análise dessas correntes de entrada após um filtro, aplicado computacionalmente sob a forma de onda capturada dessas correntes, que mitigava a ação dessas correntes magnetizantes.

Como esperado – e como pode ser verificado comparando-se os parâmetros obtidos no tópico 3.3.3 com os Apêndices B e C – teoricamente o retificador a 10 pulsos situou-se entre duas das topologias mais utilizadas para retificação trifásica, corroborando a afirmação de que quanto maior o número de pulsos na tensão de saída, menor a distorção harmônica da corrente de entrada e, conseqüentemente, melhor o fator de potência de entrada desse retificador. Os resultados dos ensaios do protótipo do retificador a dez pulsos e das respectivas análises a partir da desconsideração das correntes magnetizantes – como apresentados pela Tabela 17 – permitem as seguintes conclusões:

- Como já supracitado, o transformador utilizado apresenta correntes de excitação fora do padrão, o que deturpa consideravelmente os padrões harmônicos do retificador;
- Como esperado, o retificador, quando submetido à plena carga, apresenta uma performance harmônica bastante superior comparado ao mesmo dispositivo atuando à meia carga, ou carga inferiores em geral;
- Os valores resultantes dos ensaios do protótipo são coerentes com os previstos matematicamente.

Abordando, por fim, os parâmetros normativos da IEEE 519, toma-se por referência a Tabela 4, no item 2.1.2, já adequada aos limites impostos ao retificador de 10 pulsos. Dada a possível aplicação e natureza de cargas alimentadas pelo retificador em questão, as duas últimas categorias de I_{cc}/I_{car} são selecionadas para análise. Tomando por base os gráficos abordando o conteúdo harmônico do retificador ao longo do trabalho – seja em análises teóricas, simulações, e ensaios – pode-se afirmar que com relação aos valores individuais das componentes harmônicas características com relação à fundamental o dispositivo atende tranquilamente aos limites estipulados para ambas as classes de consumidores. Contudo, com relação à taxa de distorção harmônica, a atual configuração desenvolvida para o retificador a dez pulsos atenderia diretamente – sem o uso de demais técnicas de mitigação de harmônicas – apenas a necessidade de consumidores menores, cuja relação I_{cc}/I_{car} é maior que 1000.

Como possíveis sugestões de exploração posterior da topologia desenvolvida, elencam-se trabalhos que submetam o retificador a outras espécies e amplitudes de carga, trabalhos que submetam as topologias aqui abordadas a uma análise mais robusta relativa a seus desempenhos industriais e comerciais (relação de peso/potência, custo/potência, etc.), e uma nova bateria de ensaios da topologia de dez pulsos utilizando-se de um transformador com um melhor desempenho.

De forma geral, conclui-se portanto que a topologia desenvolvida por este trabalho alinha-se aos requisitos atuais comentados ao início deste capítulo de fechamento. O retificador a dez pulsos pode certamente ser uma alternativa mais viável economicamente e de desempenho praticamente análogo às topologias de 12 pulsos, e apresenta um ganho considerável de desempenho quando comparado aos circuitos cuja tensão de saída apresenta 6 pulsos.

REFERÊNCIAS

AHMED, Ashfaq. **Eletrônica de Potência**. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

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

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. Florianópolis: Ed. Do Autor, 2005.

BOLLEN, Math H.J. **Understanding power quality problems: voltage sags and interruptions**. New Jersey: John Wiley & Sons, 2000.

BORGONOVO, Deivis. **Análise modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos**. 2005. 255 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Instituto de Eletrônica de Potência, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.

FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR, Charles; KUSKO, Alexander. **Máquinas Elétricas**. São Paulo: McGraw-Hill, 1975.

FUCHS, Rubens D. **Transmissão de energia elétrica: linhas aéreas; teoria das linhas em regime permanente**. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1977.

IQBAL, Atif et al. **A Novel Three-Phase to Five-Phase Transformation Using a Special Transformer Connection**, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 3, pp. 1637-1644, Jul. 2010

Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=05491358>>. Acesso em: 29 ago. 2013.

INEP – Instituto de Eletrônica de Potência. **Estudo do transformador Delta/Zigzag em três topologias: Carga resistiva, Retificador Trifásico e Retificador Trifásico a Seis pulsos**. Florianópolis: Publicação interna INEP-UFSC, 2007

PAICE, Derek A. **Power electronic converter harmonics: Multipulse methods for clean power**. New York: IEEE, 1996.

SIEBER, Anthony; TROEDSON, Anders; EBNER, Stephan. **AC to DC power conversion now and in the future**. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 4, pp. 934-940, Jul./Aug. 2002

Disponível

em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1019947&isnumber=21939>>. Acesso em: 19 abr. 2011.

SINGH, Bhim; GAIROLA, Sanjay; SINGH, Brij N.; CHANDRA, Ambrish; AL-HADDAD, Kamal. **Multipulse AC-DC Converters for Improving Power Quality: A Review**. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no.1, pp. 260-281, Jan. 2008

Disponível

em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4399718&isnumber=4418431>>. Acesso em: 20 abr. 2011.

APÊNDICE A - ANÁLISE DO RETIFICADOR A SEIS PULSOS – PONTE DE GRAETZ ALIMENTADA POR TRANSFORMADOR DELTA-DELTA

A ponte de Graetz, segundo Barbi (2005, p. 57), “pode ser considerada como uma associação série de dois retificadores trifásicos de ponto médio”. Como cada um desses retificadores de ponto médio proporciona respectivamente três pulsos de tensão à carga, com duração de 120 graus elétricos cada um, a associação série dessas subestruturas proporciona uma tensão de saída composta por seis pulsos de duração de 60 graus elétricos – determinando, assim, o retificador a seis pulsos, como também é conhecida a ponte de Graetz, representado abaixo:

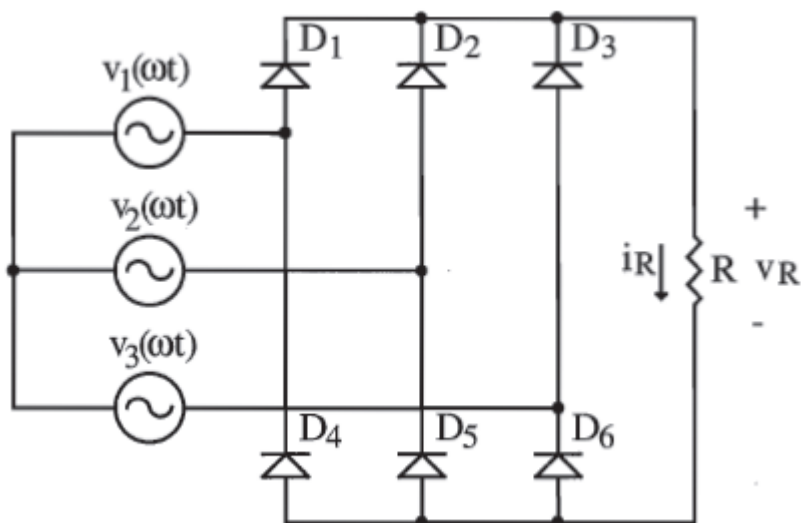


Figura 145: Retificador a seis pulsos (ponte de Graetz)
Fonte: Barbi (2005, p. 57)

Para a análise do retificador acima, construiu-se um modelo no *software*, a fim de simular computacionalmente o comportamento dessa estrutura através da plataforma PSpice. O modelo desenvolvido diferencia-se em alguns detalhes da topologia básica proposta por Barbi e disposta na Figura 145 – o modelo é isolado por um transformador trifásico com os enrolamentos de ambos os lados (primário e secundário) ligados em delta, além da presença de resistores de valor desprezível para possibilitar a convergência da simulação¹³. O acoplamento magnético entre os enrolamentos é simulado através do componente “K_Linear”:

¹³ Restrição do próprio *software* de simulação.

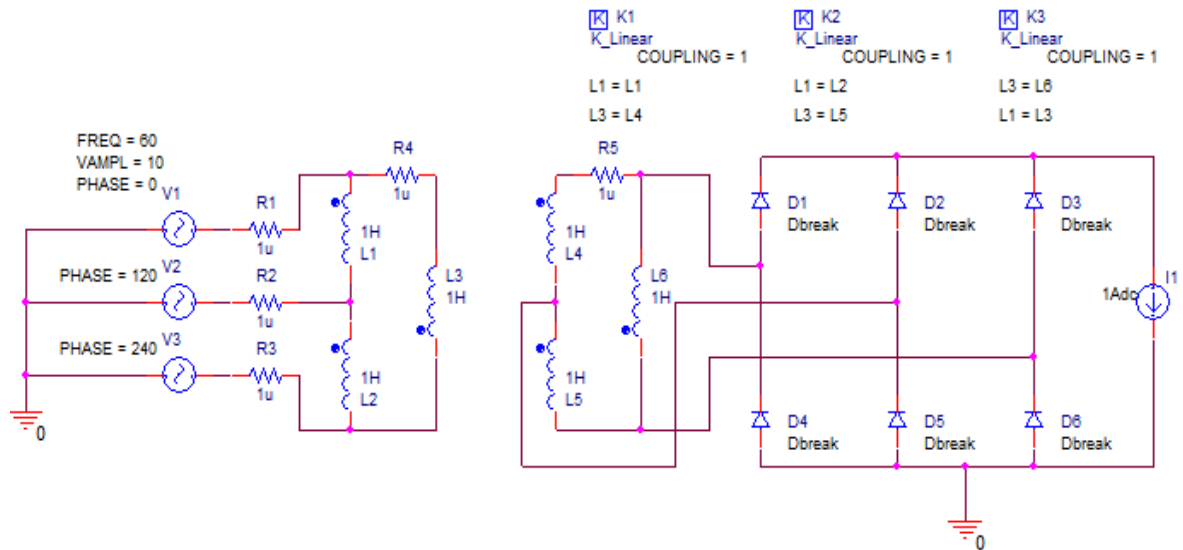


Figura 146: Modelo no software OrCAD de retificador a seis pulsos isolado por transformador Delta-Delta

Fonte: Autoria própria

Uma hipótese simplificadora e utilizada também a título de padronização é a carga do tipo fonte de corrente. Percebe-se o elemento equivalente a uma fonte de corrente CC na saída do retificador. Esse mesmo elemento será utilizado como carga para análise das demais topologias de retificadores multipulsos no decorrer deste trabalho.

A seguir, são apresentadas algumas formas de onda de tensão e corrente do retificador:

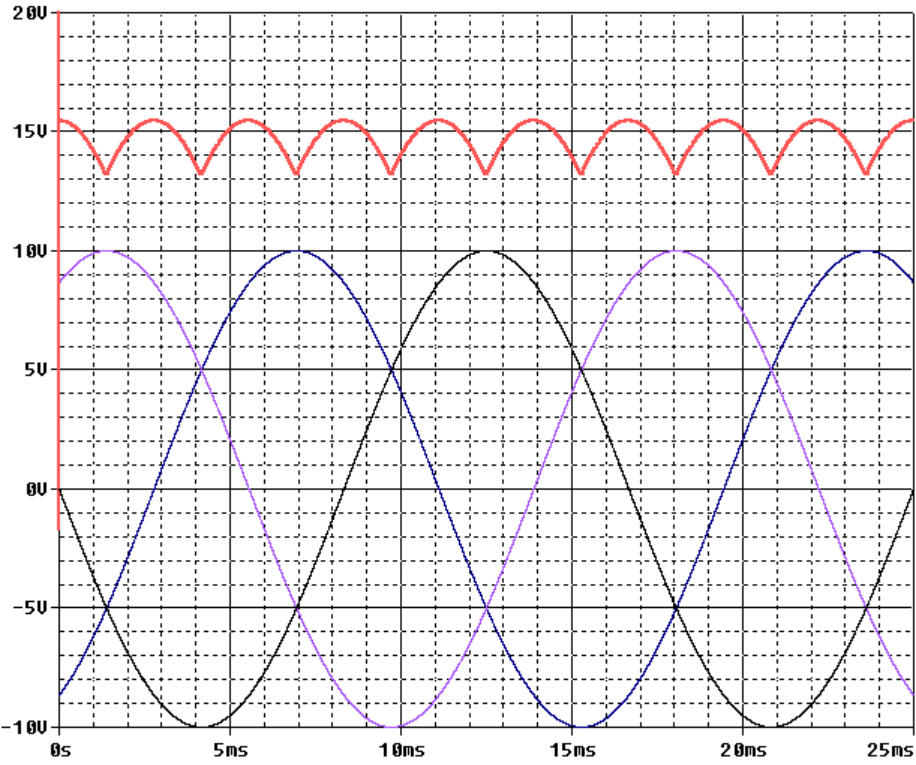


Figura 147: Forma de onda de tensão na saída com relação às tensões de fase
Fonte: Autoria própria

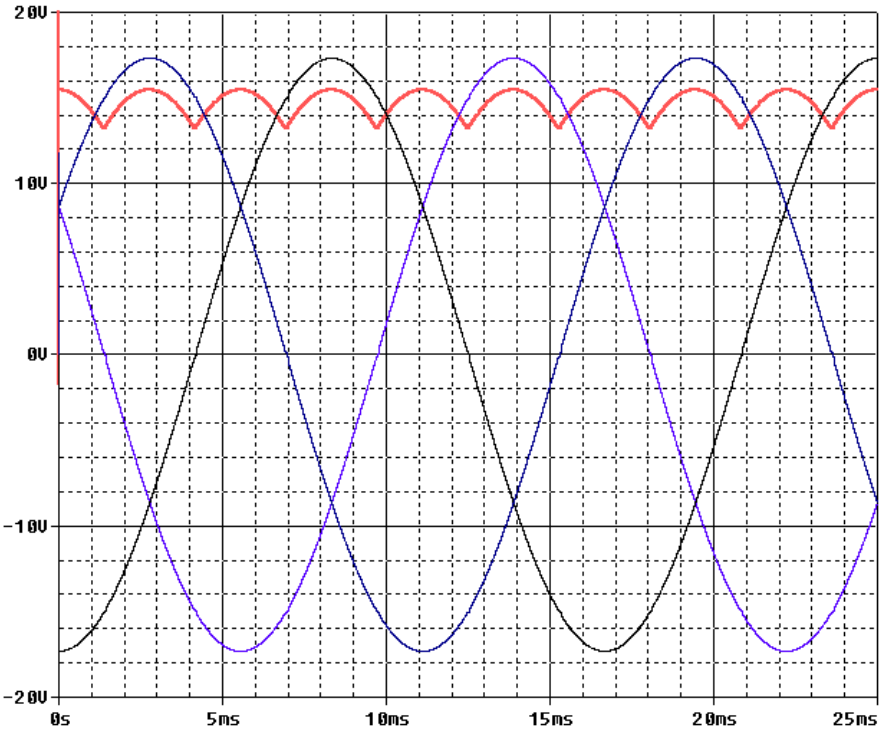


Figura 148: Forma de onda de tensão na saída com relação às tensões de linha
Fonte: Autoria própria

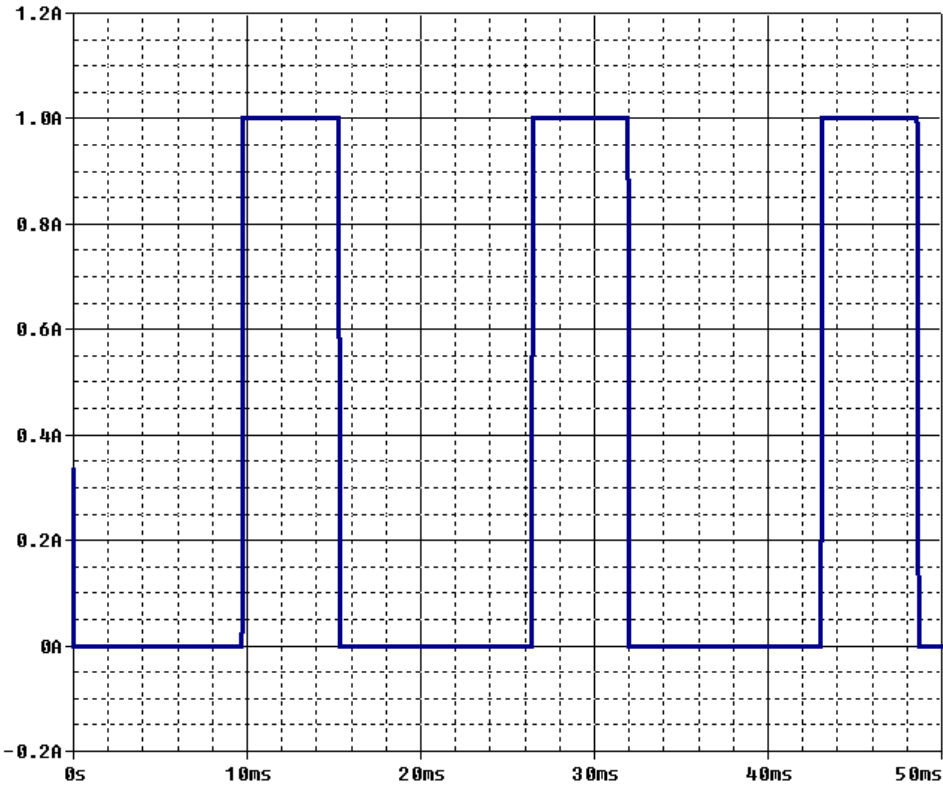


Figura 149: Forma de onda de corrente do diodo
Fonte: Autoria própria

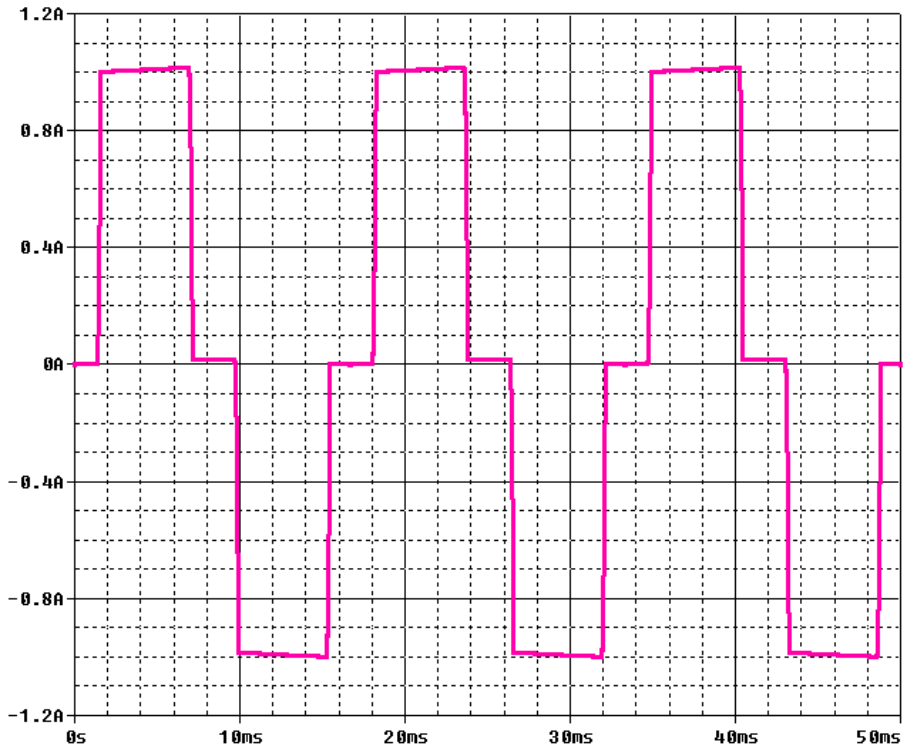


Figura 150: Forma de onda de corrente de fase
Fonte: Autoria própria

A.1 ANÁLISE HARMÔNICA

Tomando como base a forma de onda das correntes fornecidas pelas três fases da rede, é indispensável realizar uma análise do conteúdo harmônico dessas correntes. Para a realização da mencionada análise, utilizar-se-á a ferramenta matemática de decomposição em séries de Fourier – segundo a qual pode-se destrinchar qualquer função periódica no domínio do tempo em uma soma de senóides e cossenóides com amplitudes e frequências diversas.

A série de Fourier de uma função qualquer é dada pela seguinte expressão:

$$f(t) = \frac{a_0}{2L} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{n\pi t}{L} + b_n \sen \frac{n\pi t}{L} \right) \quad \text{Eq. A-1}$$

Na qual os coeficientes a_0 , a_n e b_n são calculados, respectivamente, através de:

$$a_0 = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(t) dt \quad \text{Eq. A-2}$$

$$a_n = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(t) \cos \left(\frac{n\pi t}{L} \right) dt \quad \text{Eq. A-3}$$

$$b_n = \frac{1}{L} \int_c^{c+2L} f(t) \sen \left(\frac{n\pi t}{L} \right) dt \quad \text{Eq. A-4}$$

Nas quais L é metade do período.

Sabendo que, em função da frequência da rede (60 Hz), cada ciclo dessa função leva 16,667 segundos para se completar e é equivalente a um ciclo trigonométrico (2π), a função periódica para a corrente solicitada pelo retificador à rede é, para cada fase:

$$I(t) = \begin{cases} 0 \text{ para } 0 \leq t < \frac{\pi}{6} \\ A \text{ para } \frac{\pi}{6} \leq t < \frac{5\pi}{6} \\ 0 \text{ para } \frac{5\pi}{6} \leq t < \frac{7\pi}{6} \\ -A \text{ para } \frac{7\pi}{6} \leq t < 2\pi \end{cases} \quad \text{Eq. A-5}$$

Na qual A representa a amplitude de corrente na saída do retificador.

Calculando os coeficientes a_0 , a_n e b_n , tem-se:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(t) dt = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{6}} 0 \cdot dt + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} A \cdot dt + \int_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} 0 \cdot dt - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{2\pi} A \cdot dt \right) = 0 \quad \text{Eq. A-6}$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(t) \cos\left(\frac{n\pi t}{\pi}\right) dt = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} A \cdot \cos(nt) dt - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{2\pi} A \cdot \cos(nt) dt \right)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{A}{n} \left[\text{sen}\left(\frac{5\pi n}{6}\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi n}{6}\right) \right] - \frac{A}{n} \left[\text{sen}\left(\frac{11\pi n}{6}\right) - \text{sen}\left(\frac{7\pi n}{6}\right) \right] \right\}$$

$$\boxed{a_n = \frac{A}{\pi n} \left[\text{sen}\left(\frac{5\pi n}{6}\right) + \text{sen}\left(\frac{7\pi n}{6}\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi n}{6}\right) \text{sen}\left(\frac{11\pi n}{6}\right) \right]}$$

Eq. A-7

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I(t) \text{sen}\left(\frac{n\pi t}{\pi}\right) dt = \frac{1}{\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} A \cdot \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{2\pi} A \cdot \text{sen}(nt) dt \right)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{A}{n} \left[\cos\left(\frac{\pi n}{6}\right) - \cos\left(\frac{5\pi n}{6}\right) \right] + \frac{A}{n} \left[\cos\left(\frac{11\pi n}{6}\right) - \cos\left(\frac{7\pi n}{6}\right) \right] \right\}$$

$$\boxed{b_n = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{A}{n} \left[\cos\left(\frac{\pi n}{6}\right) + \cos\left(\frac{11\pi n}{6}\right) - \cos\left(\frac{5\pi n}{6}\right) - \cos\left(\frac{7\pi n}{6}\right) \right] \right\}}$$

Eq. A-8

Tomando como base as equações A-7 e A-8 acima, calculam-se através de uma planilha eletrônica os coeficientes a_n e b_n , com n variando de 1 a 27. Como a_n representa a amplitude das componentes cossenoidais e a forma de onda da corrente foi matematicamente modelada baseando-se em uma variação senoidal, esse coeficiente será sempre nulo. No entanto, como esperado, b_n é não-nulo justamente nas componentes harmônicas características do retificador de seis pulsos, representando, portanto, a amplitude das componentes harmônicas de ordem igual a n , sendo essa amplitude decrescente em função da ordem da harmônica, como nota-se na Tabela 18 na página seguinte:

Tabela 18: Valores dos coeficientes a_n , b_n , das harmônicas de ordem 1 a 37, e seus respectivos valores normalizados

Ordem Harmônica	A_n	B_n	AMPLITUDE HARMÔNICA	AMPLITUDE NORMALIZADA
1	0.000	1.103	1.103	1.000
2	0.000	0.000	0.000	0.000
3	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.000	0.000	0.000	0.000
5	0.000	-0.221	-0.221	-0.200
6	0.000	0.000	0.000	0.000
7	0.000	-0.158	-0.158	-0.143
8	0.000	0.000	0.000	0.000
9	0.000	0.000	0.000	0.000
10	0.000	0.000	0.000	0.000
11	0.000	0.100	0.100	0.091
12	0.000	0.000	0.000	0.000
13	0.000	0.085	0.085	0.077
14	0.000	0.000	0.000	0.000
15	0.000	0.000	0.000	0.000
16	0.000	0.000	0.000	0.000
17	0.000	-0.065	-0.065	-0.059
18	0.000	0.000	0.000	0.000
19	0.000	-0.058	-0.058	-0.053
20	0.000	0.000	0.000	0.000
21	0.000	0.000	0.000	0.000
22	0.000	0.000	0.000	0.000
23	0.000	0.048	0.048	0.043
24	0.000	0.000	0.000	0.000
25	0.000	0.044	0.044	0.040
26	0.000	0.000	0.000	0.000
27	0.000	0.044	0.000	0.000
28	0.000	0.000	0.000	0.000
29	0.000	-0.038	-0.038	-0.034
30	0.000	0.000	0.000	0.000
31	0.000	-0.036	-0.036	-0.032
32	0.000	0.000	0.000	0.000
33	0.000	0.000	0.000	0.000
34	0.000	0.000	0.000	0.000
35	0.000	0.032	0.032	0.029
36	0.000	0.000	0.000	0.000
37	0.000	0.030	0.030	0.027

Fonte: Autoria própria

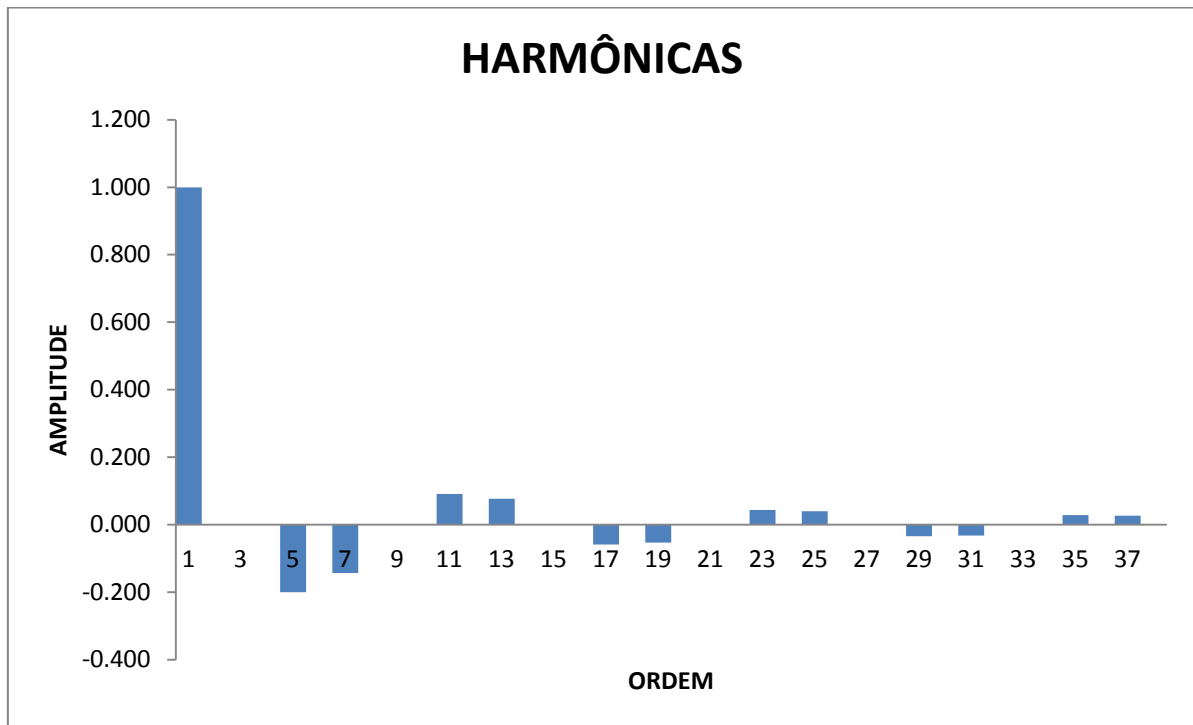


Figura 151: Gráfico de conteúdo harmônico normalizado da corrente de entrada do retificador de seis pulsos isolado com transformador Delta-Delta
Fonte: Autoria própria

A.2 FATOR DE POTÊNCIA

Com os dados obtidos através da análise harmônica do retificador a ponte de Graetz, pode-se, então, calcular a taxa de distorção harmônica (TDH) do dispositivo. Essa taxa, como descrita no item 2.1.3, pode ser calculada através da seguinte expressão, equivalente àquela previamente definida:

$$TDH = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{I_n}{I_1}\right)^2} \quad \text{Eq. A-9}$$

Na qual I_1 e I_n são, respectivamente, as amplitudes da fundamental e das n harmônicas presentes na corrente em questão. Desenvolvendo a expressão acima, tem-se:

$$TDH = \sqrt{\frac{(-0,221)^2 + (-0,158)^2 + 0,1^2 + 0,085^2 + (-0,065)^2 + (-0,058)^2 + 0,048^2 + 0,044^2 + (-0,038)^2 + (-0,036)^2 + 0,032^2 + 0,030^2}{1,103^2}} \quad \text{Eq. A-10}$$

$$TDH = 29,80\%$$

Com a taxa de distorção harmônica pode-se, finalmente, determinar o fator de potência do retificador a ponte de Graetz. Para isso, utiliza-se a expressão abaixo, na qual φ é o ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente de fase na entrada do retificador:

$$F.P. = \frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{1+THD^2}}$$

Eq. A-11

A partir da figura abaixo, resultante da simulação previamente realizada, conclui-se que o defasamento é nulo - portanto, toda a potência reativa solicitada pelo retificador é função da distorção harmônica da corrente de entrada.

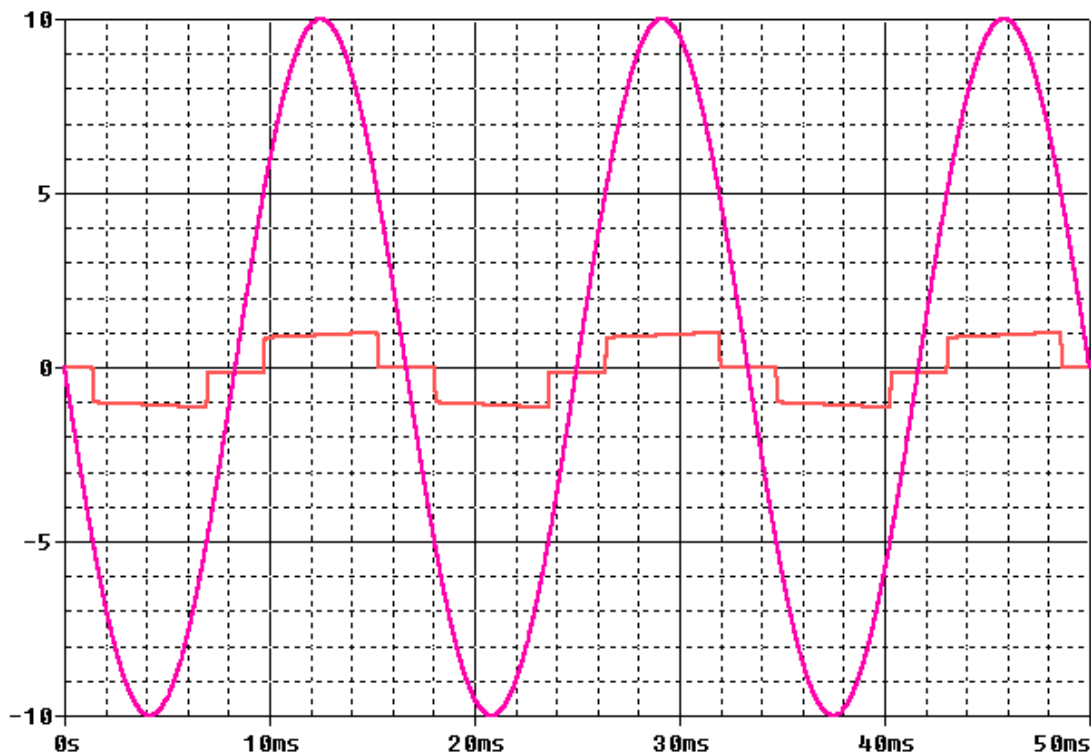


Figura 152: Deslocamento entre tensão e corrente na entrada do retificador

Fonte: Autoria própria

Finalizando a análise, determina-se, através da equação A-12 o fator de potência do retificador de seis pulsos:

$$F.P. = \frac{1}{\sqrt{1+0,298^2}}$$

Eq. A-12

$$F.P. = 0,959$$

APÊNDICE B - ANÁLISE DO RETIFICADOR A DOZE PULSOS – SÉRIE

A configuração série da topologia de doze pulsos para um retificador trifásico também é largamente utilizada em aplicações que demandam corrente contínua em potências expressivas. Este retificador é constituído basicamente por duas pontes de Graetz, alimentadas, respectivamente, por um transformador com enrolamentos ligados em “Delta-Estrela” e “Delta-Delta”, com as saídas ligadas em série, como demonstra a figura abaixo:

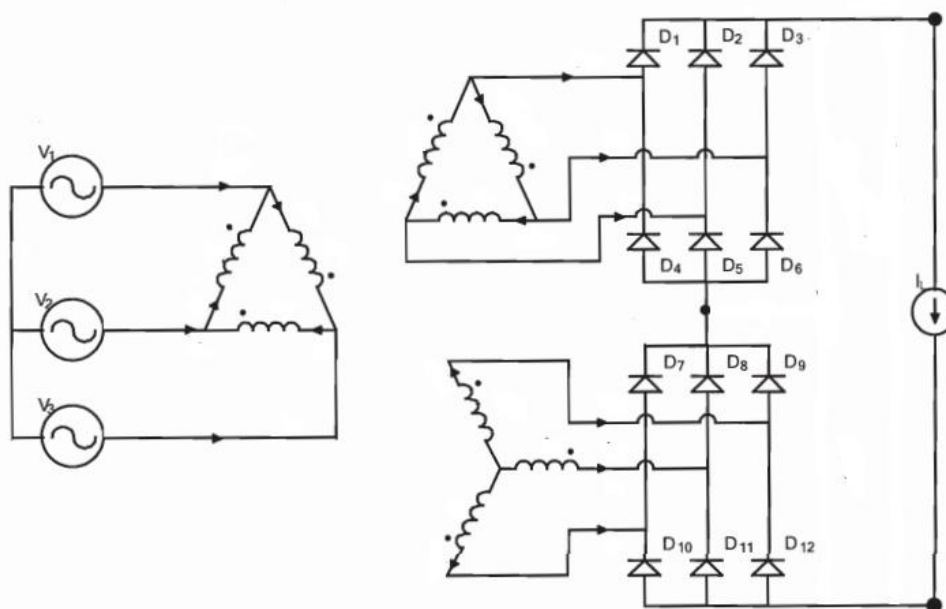


Figura 153: Retificador a doze pulsos série
Fonte: Barbi (2005, p. 299)

De maneira análoga às configurações de seis pulsos, a topologia acima foi simulada a partir do modelo demonstrado na Figura 154 na página seguinte.

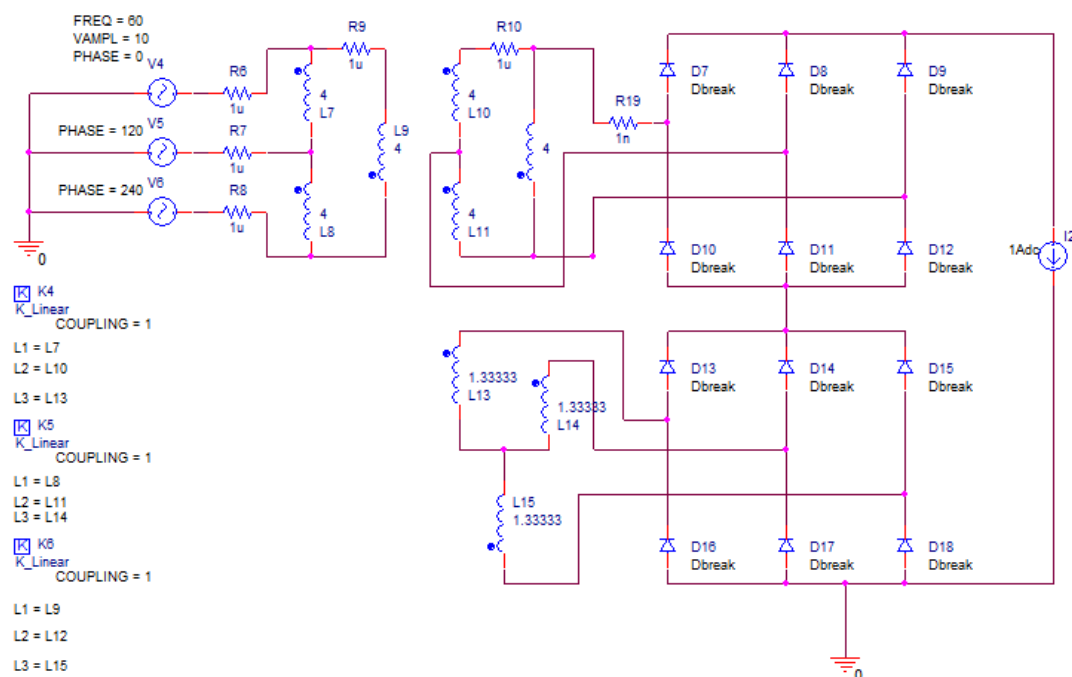


Figura 154: Modelo no software OrCAD de retificador a doze pulsos série
 Fonte: Autoria própria

B.1 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Como o próprio nome sugere, a tensão na saída do retificador em questão apresenta doze pulsos ao longo do período de um ciclo da rede alimentadora. Esses doze pulsos são resultado da associação das duas pontes de Graetz.

É conhecido, e já fora previamente explorado neste trabalho, o fato de que a tensão resultante na saída da ponte de Graetz é uma tensão contínua pulsada, constituída por seis pulsos com duração de 60 graus elétricos cada. A defasagem de 30 graus causada pela ligação dos enrolamentos do transformador alimentador de uma das pontes em Delta/Estrela e da outra ponte de diodos em Delta/Delta faz com que a forma de onda resultante da associação série dessas duas pontes apresente doze pulsos, ou seja, em outros termos, apresenta uma frequência de 720 Hz.

A explicação fasorial para a forma de onda resultante na saída do retificador baseia-se nas Figuras 155 e 156 na página seguinte:

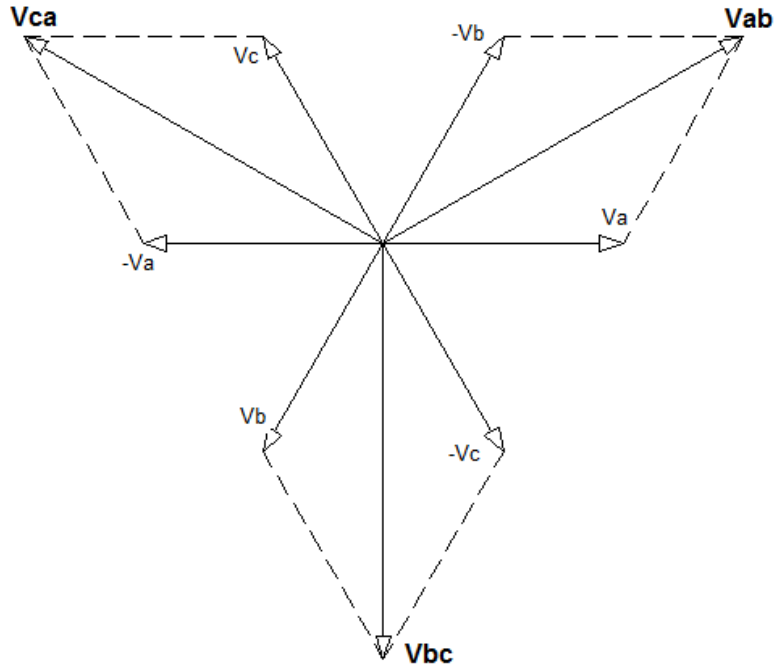


Figura 155: Representação fasorial das tensões resultantes da ligação dos enrolamentos de um transformador em Delta
 Fonte: Autoria própria

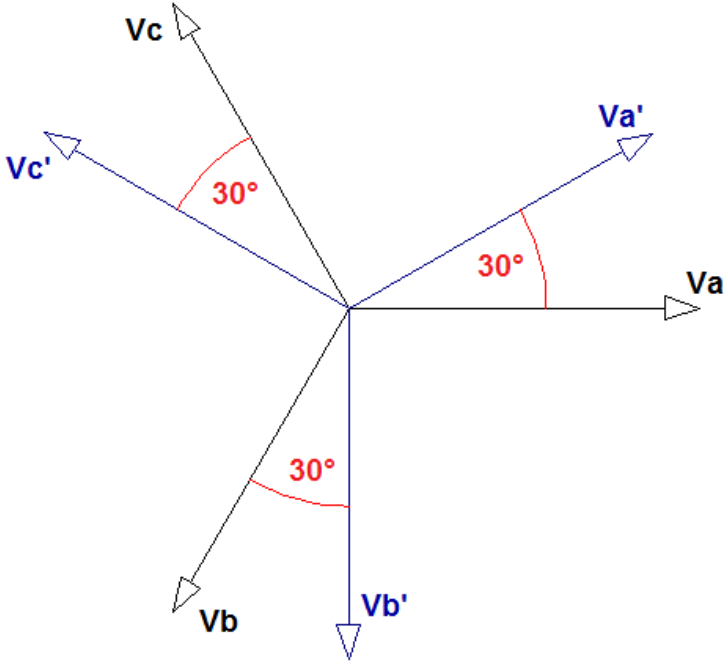


Figura 156: Defasagem das tensões nas saídas dos transformadores com secundários ligados em Estrela (V_a , V_b e V_c) e Delta ($V_{a'}$, $V_{b'}$ e $V_{c'}$)
 Fonte: Autoria própria

A partir da Figura 156, percebe-se que a ligação Delta no primário do transformador causa uma pré-defasagem de -30° em relação às tensões das fases na rede. Os secundários do transformador têm enrolamentos ligados em Estrela e Delta e, respectivamente, têm as tensões de saída em seus bornes representadas por V_a , V_b e V_c e $V_{a'}$, $V_{b'}$ e $V_{c'}$. Novamente, essa defasagem de -30° , agora para o secundário dos transformadores, é causada pelo mesmo princípio da soma fasorial demonstrada na Figura 155. Desde que sejam utilizadas relações de espiras adequadas para a construção desse transformador, a amplitude dessas tensões que por fim alimentarão as pontes de Graetz será a mesma para ambos os secundários.

As duas pontes de diodos comportam-se como fontes de tensão, contínua e pulsada, com a mesma amplitude e frequência, independentes, defasadas de 30° entre si. Sabe-se que a tensão resultante da associação de duas fontes de tensão em série é igual à soma fasorial das tensões individuais das fontes – como se verifica na figura abaixo.

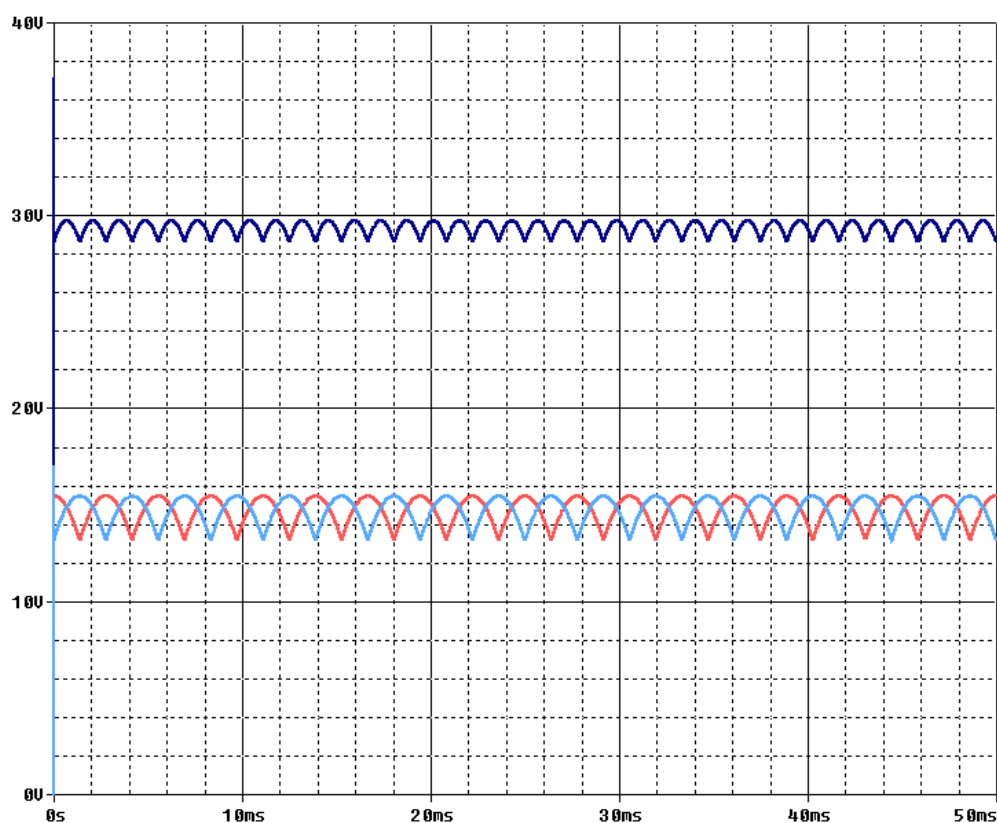


Figura 157: Forma de onda na saída do retificador a doze pulsos
Fonte: Autoria própria

A Figura 157 apresenta as duas formas de onda da tensão da saída das pontes de Graetz. Percebe-se nitidamente a defasagem entre as duas formas de onda. Na mesma figura, apresenta-se, também, a forma de onda da tensão na carga, com 12 pulsos com duração de 30° elétricos cada, resultado, como previsto, da soma das tensões nas saídas das subestruturas.

B.2 ANÁLISE HARMÔNICA

Como já fora levantado neste trabalho, uma das vantagens de retificadores multipulsos é a elevação do fator de potência de entrada do retificador em função da redução das componentes harmônicas na corrente drenada da rede. É sabido, também, que a ordem das harmônicas presentes em retificadores multipulsos derivados da associação de múltiplas pontes de Graetz é dada pela expressão $nP \pm 1$, sendo $P = 12$, nota-se facilmente que a quantidade de componentes harmônicas distintas presentes na corrente drenada da rede é menor que aquela relativa aos retificadores de seis pulsos.

Adotando o mesmo procedimento de cálculo dos casos anteriores, chega-se à seguinte expressão:

$$\mathbf{b_n} = \frac{1}{\pi} \left\{ \frac{A}{n} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \left(2 - 2\cos(\pi n) + \cos\left(\frac{\pi n}{3}\right) + \cos\left(\frac{5\pi n}{3}\right) - \cos\left(\frac{2\pi n}{3}\right) - \cos\left(\frac{4\pi n}{3}\right) \right) + 1 \left(\cos\left(\frac{\pi n}{6}\right) + \cos\left(\frac{11\pi n}{6}\right) - \cos\left(\frac{5\pi n}{6}\right) - \cos\left(\frac{7\pi n}{6}\right) \right) \right] \right\} \quad \text{Eq. B-1}$$

O que, por sua vez, resulta na tabela da próxima página:

Tabela 19: Valores das harmônicas de ordem 1 a 37, e seus respectivos valores normalizados para o retificador a doze pulsos série

Ordem Harmônica	AMPLITUDE	AMPLITUDE NORMALIZADA
1	2.205	1.000
2	0.000	0.000
3	0.000	0.000
4	0.000	0.000
5	0.000	0.000
6	0.000	0.000
7	0.000	0.000
8	0.000	0.000
9	0.000	0.000
10	0.000	0.000
11	0.200	0.091
12	0.000	0.000
13	0.170	0.077
14	0.000	0.000
15	0.000	0.000
16	0.000	0.000
17	0.000	0.000
18	0.000	0.000
19	0.000	0.000
20	0.000	0.000
21	0.000	0.000
22	0.000	0.000
23	0.096	0.043
24	0.000	0.000
25	0.088	0.040
26	0.000	0.000
27	0.000	0.000
28	0.000	0.000
29	0.000	0.000
30	0.000	0.000
31	0.000	0.000
32	0.000	0.000
33	0.000	0.000
34	0.000	0.000
35	0.063	0.029
36	0.000	0.000
37	0.060	0.027
38	0.000	0.000

Fonte: Autoria própria

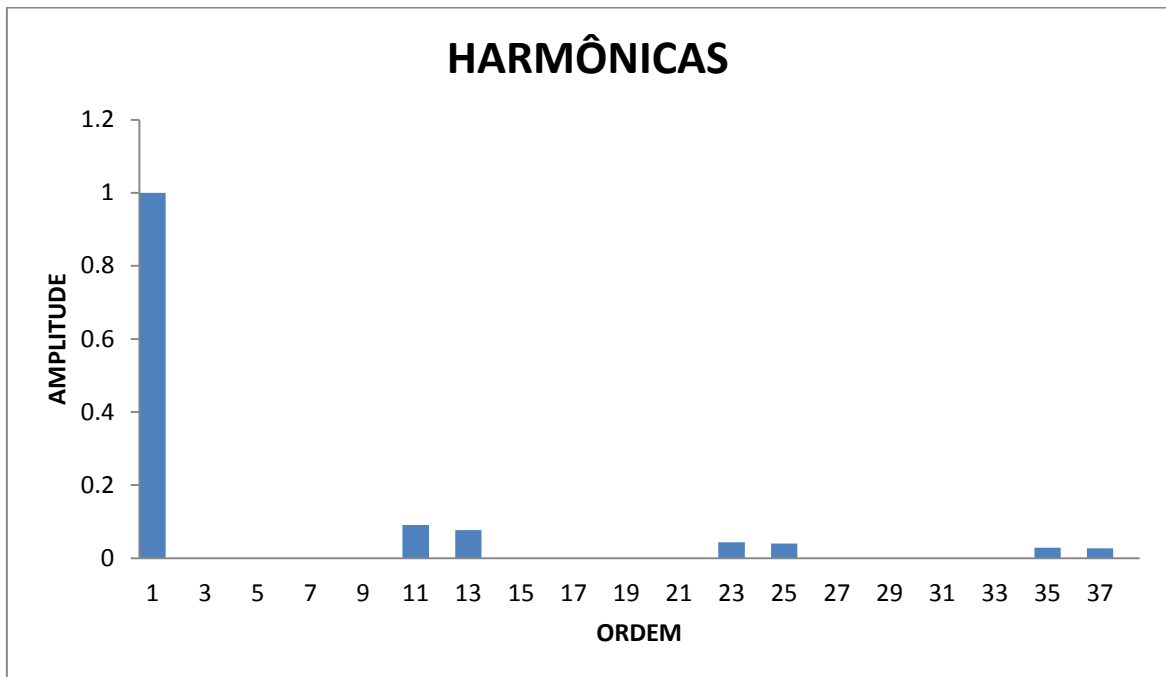


Figura 158: Gráfico do conteúdo harmônico normalizado da corrente de entrada do retificador trifásico a doze pulsos, na sua configuração série

B.3 FATOR DE POTÊNCIA

Como se constata facilmente através da Figura 159, o deslocamento entre as ondas de tensão e corrente é, novamente, nulo. Portanto, o fator de potência deste retificador é definido pela equação abaixo, com $\cos(\varphi)$ igual a um:

$$F.P. = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}}$$

Eq. B-2

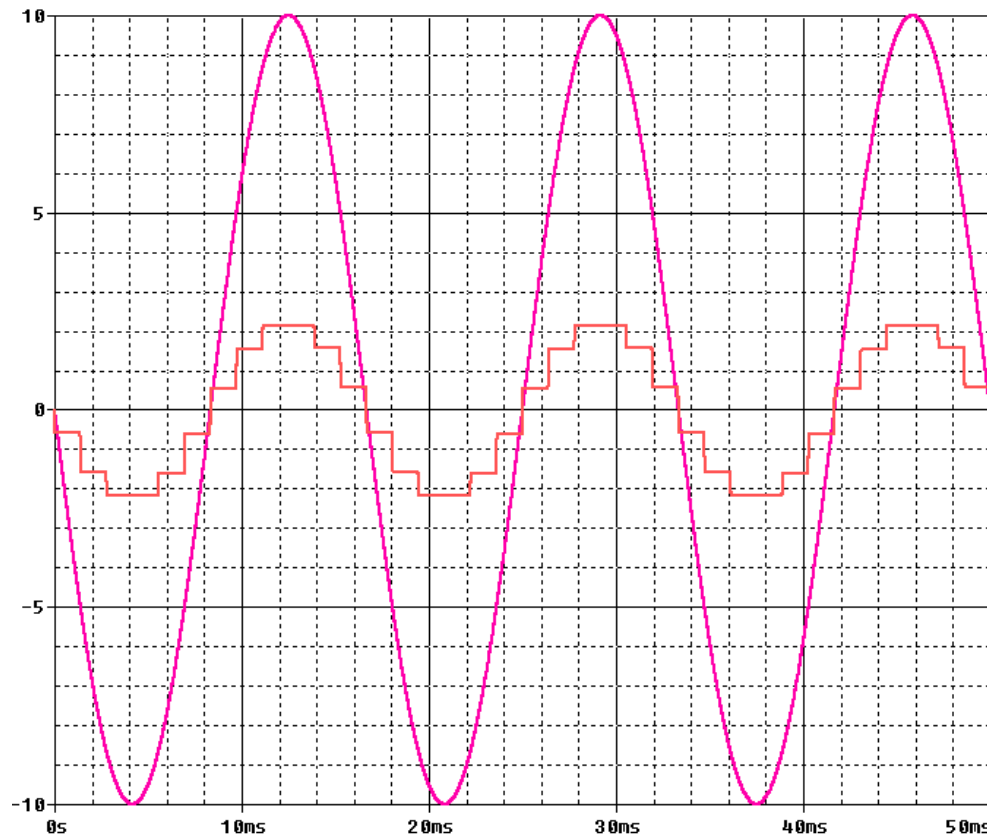


Figura 159: Deslocamento entre tensão e corrente na entrada do retificador a doze pulsos série
Fonte: Autoria própria

A taxa de distorção harmônica é obtida através da Equação C-3, com os dados contidos na Tabela 19 previamente disposta:

$$TDH_I = \sqrt{\frac{(0,200)^2 + (0,170)^2 + (0,096)^2 + (0,088)^2 + (0,063)^2 + (0,060)^2}{(2,205)^2}} \quad \text{Eq. B-3}$$

$$TDH = 13,9\%$$

Finalmente, calcula-se o fator de potência do retificador em questão:

$$F.P. = \frac{1}{\sqrt{1+0,139^2}} \quad \text{Eq. B-4}$$

$$F.P. = 0,9905$$

Comparando o dado recém-obtido com o fator de potência dos retificadores de seis pulsos, nota-se uma considerável diferença e verifica-se a já assumida premissa de que o fator de potência é tão próximo de um quanto maior for o número de pulsos da tensão de saída.

APÊNDICE C – TABELAS DE CONTEÚDO HARMÔNICO DAS SIMULAÇÕES DO RETIFICADOR A DEZ PULSOS

C.1 CARGA TIPO CORRENTE CONTÍNUA

Seguem abaixo as tabelas contendo os valores numéricos das componentes harmônicas da simulação relatada no tópico 5.1:

Tabela 20: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase A

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VA)					
DC COMPONENT = -2.388679E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.495E+00	1.000E+00	1.779E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.349E-04	1.801E-05	-1.360E+02	-4.917E+02
3	1.800E+02	6.813E-03	9.091E-04	-3.192E+01	-5.656E+02
4	2.400E+02	7.746E-05	1.034E-05	-9.286E+00	-7.208E+02
5	3.000E+02	1.046E-02	1.395E-03	-3.163E+01	-9.211E+02
6	3.600E+02	8.702E-05	1.161E-05	-5.003E+01	-1.117E+03
7	4.200E+02	3.909E-03	5.215E-04	-2.559E+01	-1.271E+03
8	4.800E+02	1.380E-04	1.841E-05	7.183E+01	-1.351E+03
9	5.400E+02	8.300E-01	1.107E-01	-6.264E+01	-1.664E+03
10	6.000E+02	2.617E-04	3.492E-05	2.724E+01	-1.752E+03
11	6.600E+02	6.818E-01	9.097E-02	-6.322E+01	-2.020E+03
12	7.200E+02	1.366E-04	1.823E-05	-1.639E+01	-2.151E+03
13	7.800E+02	5.310E-03	7.085E-04	8.280E+01	-2.230E+03
14	8.400E+02	8.222E-05	1.097E-05	1.106E+02	-2.380E+03
15	9.000E+02	1.044E-02	1.393E-03	8.520E+01	-2.583E+03
16	9.600E+02	8.310E-05	1.109E-05	6.702E+01	-2.779E+03
17	1.020E+03	4.357E-03	5.813E-04	8.980E+01	-2.934E+03
18	1.080E+03	1.372E-04	1.830E-05	-1.718E+02	-3.374E+03
19	1.140E+03	3.916E-01	5.225E-02	5.443E+01	-3.325E+03
20	1.200E+03	2.623E-04	3.500E-05	1.449E+02	-3.413E+03
21	1.260E+03	3.571E-01	4.765E-02	5.385E+01	-3.682E+03
22	1.320E+03	1.349E-04	1.800E-05	1.005E+02	-3.813E+03
23	1.380E+03	5.143E-03	6.862E-04	-1.607E+02	-4.252E+03
24	1.440E+03	8.230E-05	1.098E-05	-1.308E+02	-4.400E+03
25	1.500E+03	1.042E-02	1.390E-03	-1.580E+02	-4.605E+03
26	1.560E+03	8.297E-05	1.107E-05	-1.743E+02	-4.799E+03
27	1.620E+03	4.430E-03	5.910E-04	-1.536E+02	-4.957E+03
28	1.680E+03	1.377E-04	1.837E-05	-5.477E+01	-5.036E+03
29	1.740E+03	2.552E-01	3.405E-02	1.715E+02	-4.987E+03
30	1.800E+03	2.613E-04	3.486E-05	-9.767E+01	-5.434E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =		1.634286E+01 PERCENT			

Fonte: Autoria própria

Tabela 21: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase B

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VB)					
DC COMPONENT = 1.193518E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.494E+00	1.000E+00	5.784E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	1.691E-04	2.256E-05	1.218E+02	6.128E+00
3	1.800E+02	8.410E-03	1.122E-03	9.600E+01	-7.753E+01
4	2.400E+02	7.099E-05	9.473E-06	6.783E+01	-1.635E+02
5	3.000E+02	1.674E-03	2.233E-04	1.494E+02	-1.398E+02
6	3.600E+02	7.505E-05	1.001E-05	-1.326E+02	-4.797E+02
7	4.200E+02	8.047E-03	1.074E-03	-1.793E+02	-5.842E+02
8	4.800E+02	1.691E-04	2.257E-05	1.738E+02	-2.890E+02
9	5.400E+02	8.308E-01	1.109E-01	5.708E+01	-4.635E+02
10	6.000E+02	3.978E-05	5.308E-06	2.766E+01	-5.508E+02
11	6.600E+02	6.810E-01	9.088E-02	1.764E+02	-4.599E+02
12	7.200E+02	1.687E-04	2.251E-05	-1.190E+02	-8.132E+02
13	7.800E+02	8.121E-03	1.084E-03	-1.366E+02	-8.886E+02
14	8.400E+02	7.114E-05	9.493E-06	-1.736E+02	-9.834E+02
15	9.000E+02	1.672E-03	2.231E-04	-9.159E+01	-9.592E+02
16	9.600E+02	7.318E-05	9.765E-06	-1.368E+01	-9.392E+02
17	1.020E+03	7.997E-03	1.067E-03	-5.893E+01	-1.042E+03
18	1.080E+03	1.695E-04	2.262E-05	-6.840E+01	-1.110E+03
19	1.140E+03	3.924E-01	5.236E-02	1.738E+02	-9.252E+02
20	1.200E+03	4.010E-05	5.351E-06	1.437E+02	-1.013E+03
21	1.260E+03	3.564E-01	4.756E-02	-6.683E+01	-1.282E+03
22	1.320E+03	1.675E-04	2.235E-05	-1.274E+00	-1.274E+03
23	1.380E+03	8.112E-03	1.082E-03	-1.842E+01	-1.349E+03
24	1.440E+03	7.076E-05	9.442E-06	-5.530E+01	-1.444E+03
25	1.500E+03	1.671E-03	2.230E-04	2.740E+01	-1.419E+03
26	1.560E+03	7.344E-05	9.800E-06	1.046E+02	-1.399E+03
27	1.620E+03	7.955E-03	1.061E-03	5.878E+01	-1.503E+03
28	1.680E+03	1.696E-04	2.263E-05	4.933E+01	-1.570E+03
29	1.740E+03	2.560E-01	3.416E-02	-6.943E+01	-1.747E+03
30	1.800E+03	3.998E-05	5.334E-06	-9.986E+01	-1.835E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =		1.634772E+01 PERCENT			

Fonte: Autoria própria

Tabela 22: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase C

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VC)					
DC COMPONENT = 1.195160E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.490E+00	1.000E+00	-6.213E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	1.927E-04	2.573E-05	-1.500E+01	1.093E+02
3	1.800E+02	6.835E-03	9.126E-04	-1.358E+02	5.055E+01
4	2.400E+02	1.162E-04	1.551E-05	-1.527E+02	9.580E+01
5	3.000E+02	8.782E-03	1.173E-03	1.482E+02	4.588E+02
6	3.600E+02	1.220E-04	1.629E-05	9.238E+01	4.652E+02
7	4.200E+02	4.860E-03	6.489E-04	2.152E+01	4.564E+02
8	4.800E+02	1.948E-04	2.601E-05	-5.006E+01	4.470E+02
9	5.400E+02	8.338E-01	1.113E-01	1.773E+02	7.364E+02
10	6.000E+02	3.015E-04	4.026E-05	-1.527E+02	4.686E+02
11	6.600E+02	6.777E-01	9.049E-02	5.666E+01	7.401E+02
12	7.200E+02	1.924E-04	2.569E-05	1.048E+02	8.504E+02
13	7.800E+02	5.245E-03	7.004E-04	3.393E+00	8.111E+02
14	8.400E+02	1.212E-04	1.618E-05	-3.468E+01	8.351E+02
15	9.000E+02	8.773E-03	1.171E-03	-9.542E+01	8.365E+02
16	9.600E+02	1.193E-04	1.592E-05	-1.502E+02	8.438E+02
17	1.020E+03	4.834E-03	6.455E-04	1.490E+02	1.205E+03
18	1.080E+03	1.917E-04	2.560E-05	6.749E+01	1.186E+03
19	1.140E+03	3.955E-01	5.281E-02	-6.577E+01	1.115E+03
20	1.200E+03	3.024E-04	4.038E-05	-3.530E+01	1.207E+03
21	1.260E+03	3.531E-01	4.715E-02	1.736E+02	1.478E+03
22	1.320E+03	1.925E-04	2.571E-05	-1.379E+02	1.229E+03
23	1.380E+03	5.128E-03	6.847E-04	1.237E+02	1.553E+03
24	1.440E+03	1.212E-04	1.618E-05	8.360E+01	1.575E+03
25	1.500E+03	8.758E-03	1.169E-03	2.096E+01	1.574E+03
26	1.560E+03	1.190E-04	1.589E-05	-3.186E+01	1.584E+03
27	1.620E+03	4.837E-03	6.458E-04	-9.184E+01	1.586E+03
28	1.680E+03	1.906E-04	2.545E-05	-1.751E+02	1.565E+03
29	1.740E+03	2.592E-01	3.461E-02	5.119E+01	1.853E+03
30	1.800E+03	3.013E-04	4.022E-05	8.204E+01	1.946E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =		1.637085E+01 PERCENT			

Fonte: Autoria própria.

C.2 PLENA CARGA RESISTIVA

Seguem abaixo as tabelas contendo os valores numéricos das componentes harmônicas da simulação relatada no tópico 5.2:

Tabela 23: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase A da retificação do retificador à plena carga resistiva.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VA)					
DC COMPONENT = -2.387330E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.452E+00	1.000E+00	1.779E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	7.424E-06	9.962E-07	1.565E+02	-1.993E+02
3	1.800E+02	7.645E-03	1.026E-03	-2.959E+01	-5.633E+02
4	2.400E+02	1.025E-05	1.375E-06	3.835E+01	-6.733E+02
5	3.000E+02	9.698E-03	1.301E-03	-2.645E+01	-9.160E+02
6	3.600E+02	9.588E-06	1.287E-06	-1.042E+02	-1.172E+03
7	4.200E+02	3.452E-03	4.632E-04	-1.683E+01	-1.262E+03
8	4.800E+02	8.712E-06	1.169E-06	1.236E+02	-1.300E+03
9	5.400E+02	8.980E-01	1.205E-01	-6.231E+01	-1.663E+03
10	6.000E+02	1.833E-06	2.459E-07	-7.852E+00	-1.787E+03
11	6.600E+02	6.006E-01	8.060E-02	-6.342E+01	-2.020E+03
12	7.200E+02	4.907E-06	6.584E-07	-1.036E+02	-2.238E+03
13	7.800E+02	5.156E-03	6.919E-04	8.334E+01	-2.229E+03
14	8.400E+02	8.673E-06	1.164E-06	1.495E+02	-2.341E+03
15	9.000E+02	9.955E-03	1.336E-03	8.689E+01	-2.582E+03
16	9.600E+02	7.720E-06	1.036E-06	2.365E+01	-2.823E+03
17	1.020E+03	3.992E-03	5.357E-04	9.369E+01	-2.931E+03
18	1.080E+03	6.923E-06	9.290E-07	-1.181E+02	-3.320E+03
19	1.140E+03	3.973E-01	5.332E-02	5.482E+01	-3.325E+03
20	1.200E+03	2.454E-06	3.293E-07	1.417E+02	-3.416E+03
21	1.260E+03	3.278E-01	4.399E-02	5.371E+01	-3.682E+03
22	1.320E+03	4.951E-06	6.643E-07	2.755E+01	-3.886E+03
23	1.380E+03	4.919E-03	6.600E-04	-1.607E+02	-4.252E+03
24	1.440E+03	8.343E-06	1.120E-06	-9.591E+01	-4.366E+03
25	1.500E+03	9.956E-03	1.336E-03	-1.569E+02	-4.604E+03
26	1.560E+03	8.110E-06	1.088E-06	1.437E+02	-4.482E+03
27	1.620E+03	4.100E-03	5.502E-04	-1.506E+02	-4.954E+03
28	1.680E+03	6.008E-06	8.062E-07	3.721E+00	-4.978E+03
29	1.740E+03	2.540E-01	3.409E-02	1.720E+02	-4.987E+03
30	1.800E+03	2.430E-06	3.261E-07	-9.917E+01	-5.436E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =		1.642033E+01 PERCENT			

Fonte: Autoria própria

Tabela 24: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase B da simulação do retificador à plena carga resistiva.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VB)					
DC COMPONENT = 1.193466E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.452E+00	1.000E+00	5.784E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	5.654E-06	7.588E-07	5.195E+01	-6.373E+01
3	1.800E+02	8.475E-03	1.137E-03	8.887E+01	-8.465E+01
4	2.400E+02	2.684E-05	3.602E-06	-8.512E+01	-3.165E+02
5	3.000E+02	1.369E-03	1.838E-04	1.107E+02	-1.785E+02
6	3.600E+02	2.018E-05	2.709E-06	-3.987E+00	-3.510E+02
7	4.200E+02	8.387E-03	1.126E-03	1.777E+02	-2.272E+02
8	4.800E+02	1.996E-05	2.678E-06	-1.102E+02	-5.729E+02
9	5.400E+02	8.988E-01	1.206E-01	5.744E+01	-4.631E+02
10	6.000E+02	3.316E-05	4.450E-06	1.153E+01	-5.669E+02
11	6.600E+02	5.999E-01	8.050E-02	1.761E+02	-4.601E+02
12	7.200E+02	1.265E-05	1.698E-06	-1.078E+02	-8.019E+02
13	7.800E+02	7.955E-03	1.068E-03	-1.369E+02	-8.888E+02
14	8.400E+02	2.352E-05	3.156E-06	6.562E+00	-8.032E+02
15	9.000E+02	1.393E-03	1.870E-04	-1.023E+02	-9.699E+02
16	9.600E+02	8.834E-06	1.186E-06	1.098E+02	-8.156E+02
17	1.020E+03	8.085E-03	1.085E-03	-6.062E+01	-1.044E+03
18	1.080E+03	2.506E-05	3.363E-06	-1.715E+01	-1.058E+03
19	1.140E+03	3.982E-01	5.343E-02	1.742E+02	-9.247E+02
20	1.200E+03	2.339E-05	3.139E-06	1.268E+02	-1.030E+03
21	1.260E+03	3.270E-01	4.388E-02	-6.709E+01	-1.282E+03
22	1.320E+03	1.904E-05	2.556E-06	-1.391E+01	-1.286E+03
23	1.380E+03	7.996E-03	1.073E-03	-1.806E+01	-1.348E+03
24	1.440E+03	1.626E-05	2.183E-06	1.125E+02	-1.276E+03
25	1.500E+03	1.403E-03	1.883E-04	2.136E+01	-1.425E+03
26	1.560E+03	9.693E-06	1.301E-06	-8.926E+01	-1.593E+03
27	1.620E+03	7.991E-03	1.072E-03	5.744E+01	-1.504E+03
28	1.680E+03	2.253E-05	3.023E-06	8.501E+01	-1.534E+03
29	1.740E+03	2.549E-01	3.420E-02	-6.901E+01	-1.746E+03
30	1.800E+03	2.264E-05	3.038E-06	-1.041E+02	-1.839E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =		1.642749E+01 PERCENT			

Fonte: Autoria própria

Tabela 25: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase C da simulação do retificador à plena carga resistiva.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VC)					
DC COMPONENT = 1.193864E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	7.445E+00	1.000E+00	-6.213E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	8.125E-06	1.091E-06	-6.586E+01	5.839E+01
3	1.800E+02	8.278E-03	1.112E-03	-1.454E+02	4.096E+01
4	2.400E+02	2.285E-05	3.069E-06	1.168E+02	3.654E+02
5	3.000E+02	8.744E-03	1.175E-03	1.597E+02	4.703E+02
6	3.600E+02	2.075E-05	2.787E-06	1.490E+02	5.217E+02
7	4.200E+02	5.119E-03	6.876E-04	7.473E+00	4.424E+02
8	4.800E+02	1.639E-05	2.202E-06	4.440E+01	5.414E+02
9	5.400E+02	9.018E-01	1.211E-01	1.776E+02	7.367E+02
10	6.000E+02	3.490E-05	4.687E-06	-1.695E+02	4.518E+02
11	6.600E+02	5.961E-01	8.007E-02	5.642E+01	7.398E+02
12	7.200E+02	1.755E-05	2.357E-06	7.337E+01	8.189E+02
13	7.800E+02	5.222E-03	7.014E-04	3.419E+00	8.111E+02
14	8.400E+02	1.740E-05	2.337E-06	-1.560E+02	7.138E+02
15	9.000E+02	8.582E-03	1.153E-03	-9.162E+01	8.403E+02
16	9.600E+02	1.211E-05	1.627E-06	-1.097E+02	8.843E+02
17	1.020E+03	4.810E-03	6.461E-04	1.405E+02	1.197E+03
18	1.080E+03	2.470E-05	3.318E-06	1.469E+02	1.265E+03
19	1.140E+03	4.014E-01	5.391E-02	-6.538E+01	1.115E+03
20	1.200E+03	2.577E-05	3.461E-06	-5.183E+01	1.191E+03
21	1.260E+03	3.234E-01	4.344E-02	1.734E+02	1.478E+03
22	1.320E+03	2.299E-05	3.088E-06	1.743E+02	1.541E+03
23	1.380E+03	5.056E-03	6.792E-04	1.258E+02	1.555E+03
24	1.440E+03	9.766E-06	1.312E-06	-4.358E+01	1.447E+03
25	1.500E+03	8.553E-03	1.149E-03	2.340E+01	1.577E+03
26	1.560E+03	8.061E-06	1.083E-06	3.731E+01	1.653E+03
27	1.620E+03	4.777E-03	6.416E-04	-9.878E+01	1.579E+03
28	1.680E+03	2.417E-05	3.247E-06	-1.092E+02	1.630E+03
29	1.740E+03	2.582E-01	3.468E-02	5.163E+01	1.853E+03
30	1.800E+03	2.506E-05	3.366E-06	7.637E+01	1.940E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.645788E+01 PERCENT					

Fonte: Autoria própria

C.3 MEIA CARGA RESISTIVA

Seguem abaixo as tabelas contendo os valores numéricos das componentes harmônicas da simulação relatada no tópico 5.3:

Tabela 26: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase A na simulação do retificador à meia carga resistiva.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VA)					
DC COMPONENT = -2.386895E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.739E+00	1.000E+00	1.761E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	1.036E-04	2.770E-05	1.511E+02	-2.012E+02
3	1.800E+02	3.507E-03	9.380E-04	-3.779E+01	-5.662E+02
4	2.400E+02	4.894E-05	1.309E-05	-1.576E+02	-8.622E+02
5	3.000E+02	4.217E-03	1.128E-03	-2.526E+01	-9.060E+02
6	3.600E+02	4.660E-05	1.246E-05	8.837E+01	-9.685E+02
7	4.200E+02	1.653E-03	4.420E-04	5.001E+00	-1.228E+03
8	4.800E+02	1.112E-04	2.973E-05	1.475E+02	-1.262E+03
9	5.400E+02	4.500E-01	1.203E-01	-6.173E+01	-1.647E+03
10	6.000E+02	9.170E-05	2.452E-05	-1.458E+02	-1.907E+03
11	6.600E+02	3.010E-01	8.050E-02	-6.255E+01	-2.000E+03
12	7.200E+02	1.015E-04	2.714E-05	-8.490E+01	-2.199E+03
13	7.800E+02	2.330E-03	6.231E-04	7.095E+01	-2.219E+03
14	8.400E+02	4.045E-05	1.082E-05	-4.370E+01	-2.510E+03
15	9.000E+02	4.336E-03	1.160E-03	8.836E+01	-2.554E+03
16	9.600E+02	3.848E-05	1.029E-05	-1.463E+02	-2.965E+03
17	1.020E+03	1.864E-03	4.984E-04	1.130E+02	-2.881E+03
18	1.080E+03	1.053E-04	2.816E-05	-9.746E+01	-3.268E+03
19	1.140E+03	1.993E-01	5.330E-02	5.613E+01	-3.291E+03
20	1.200E+03	9.084E-05	2.429E-05	-3.113E+01	-3.554E+03
21	1.260E+03	1.644E-01	4.398E-02	5.530E+01	-3.644E+03
22	1.320E+03	1.036E-04	2.770E-05	3.200E+01	-3.843E+03
23	1.380E+03	2.214E-03	5.920E-04	-1.731E+02	-4.224E+03
24	1.440E+03	4.149E-05	1.109E-05	7.461E+01	-4.153E+03
25	1.500E+03	4.341E-03	1.161E-03	-1.547E+02	-4.558E+03
26	1.560E+03	3.628E-05	9.702E-06	-2.699E+01	-4.607E+03
27	1.620E+03	1.920E-03	5.136E-04	-1.311E+02	-4.887E+03
28	1.680E+03	1.031E-04	2.758E-05	1.964E+01	-4.912E+03
29	1.740E+03	1.276E-01	3.413E-02	1.740E+02	-4.934E+03
30	1.800E+03	9.056E-05	2.422E-05	8.569E+01	-5.199E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION =		1.640345E+01 PERCENT			

Fonte: Autoria própria.

Tabela 27: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase B na simulação do retificador à meia carga resistiva.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VB)					
DC COMPONENT = 1.193107E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.739E+00	1.000E+00	5.609E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	9.813E-05	2.625E-05	-2.431E+01	-1.365E+02
3	1.800E+02	3.944E-03	1.055E-03	8.015E+01	-8.811E+01
4	2.400E+02	8.735E-05	2.336E-05	6.840E+01	-1.559E+02
5	3.000E+02	1.291E-03	3.452E-04	1.293E+02	-1.512E+02
6	3.600E+02	8.648E-05	2.313E-05	-1.339E+02	-4.704E+02
7	4.200E+02	3.618E-03	9.677E-04	-1.762E+02	-5.688E+02
8	4.800E+02	9.537E-05	2.551E-05	-3.866E+01	-4.873E+02
9	5.400E+02	4.504E-01	1.205E-01	5.803E+01	-4.467E+02
10	6.000E+02	1.095E-04	2.928E-05	2.711E+01	-5.337E+02
11	6.600E+02	3.006E-01	8.039E-02	1.770E+02	-4.399E+02
12	7.200E+02	9.854E-05	2.636E-05	9.156E+01	-5.815E+02
13	7.800E+02	3.489E-03	9.331E-04	-1.438E+02	-8.729E+02
14	8.400E+02	8.135E-05	2.176E-05	-1.748E+02	-9.600E+02
15	9.000E+02	1.353E-03	3.618E-04	-9.865E+01	-9.399E+02
16	9.600E+02	8.008E-05	2.142E-05	-1.521E+01	-9.126E+02
17	1.020E+03	3.513E-03	9.396E-04	-5.278E+01	-1.006E+03
18	1.080E+03	9.562E-05	2.557E-05	7.955E+01	-9.300E+02
19	1.140E+03	1.997E-01	5.342E-02	1.755E+02	-8.901E+02
20	1.200E+03	1.090E-04	2.915E-05	1.451E+02	-9.766E+02
21	1.260E+03	1.640E-01	4.386E-02	-6.547E+01	-1.243E+03
22	1.320E+03	9.889E-05	2.645E-05	-1.506E+02	-1.384E+03
23	1.380E+03	3.479E-03	9.304E-04	-2.376E+01	-1.314E+03
24	1.440E+03	8.216E-05	2.197E-05	-5.765E+01	-1.404E+03
25	1.500E+03	1.357E-03	3.629E-04	2.198E+01	-1.380E+03
26	1.560E+03	7.831E-05	2.094E-05	1.020E+02	-1.356E+03
27	1.620E+03	3.493E-03	9.341E-04	6.638E+01	-1.448E+03
28	1.680E+03	9.507E-05	2.543E-05	-1.628E+02	-1.733E+03
29	1.740E+03	1.280E-01	3.425E-02	-6.694E+01	-1.693E+03
30	1.800E+03	1.087E-04	2.908E-05	-9.710E+01	-1.780E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.640983E+01 PERCENT					

Fonte: Autoria própria

Tabela 28: Magnitudes das componentes harmônicas e THD da corrente de fase C na simulação do retificador à meia carga resistiva.

FOURIER COMPONENTS OF TRANSIENT RESPONSE I(V_VC)					
DC COMPONENT = 1.193787E-01					
HARMONIC NO	FREQUENCY (HZ)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	3.736E+00	1.000E+00	-6.388E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	9.802E-06	2.624E-06	-8.288E+01	4.489E+01
3	1.800E+02	3.859E-03	1.033E-03	-1.533E+02	3.838E+01
4	2.400E+02	6.394E-05	1.712E-05	-7.818E+01	1.773E+02
5	3.000E+02	3.102E-03	8.304E-04	1.650E+02	4.845E+02
6	3.600E+02	6.069E-05	1.625E-05	1.506E+01	3.984E+02
7	4.200E+02	1.966E-03	5.263E-04	2.794E+00	4.500E+02
8	4.800E+02	1.932E-05	5.171E-06	-3.146E-01	5.107E+02
9	5.400E+02	4.518E-01	1.209E-01	1.782E+02	7.531E+02
10	6.000E+02	2.162E-05	5.788E-06	1.758E+02	8.146E+02
11	6.600E+02	2.988E-01	7.998E-02	5.730E+01	7.600E+02
12	7.200E+02	6.829E-06	1.828E-06	1.580E+02	9.246E+02
13	7.800E+02	2.059E-03	5.511E-04	-3.904E+00	8.266E+02
14	8.400E+02	6.268E-05	1.678E-05	3.433E+01	9.287E+02
15	9.000E+02	2.998E-03	8.024E-04	-8.848E+01	8.697E+02
16	9.600E+02	6.200E-05	1.660E-05	1.369E+02	1.159E+03
17	1.020E+03	1.766E-03	4.728E-04	1.422E+02	1.228E+03
18	1.080E+03	1.100E-05	2.943E-06	1.095E+02	1.259E+03
19	1.140E+03	2.013E-01	5.388E-02	-6.406E+01	1.150E+03
20	1.200E+03	1.928E-05	5.161E-06	-5.292E+01	1.225E+03
21	1.260E+03	1.623E-01	4.345E-02	1.750E+02	1.517E+03
22	1.320E+03	6.554E-06	1.755E-06	-1.049E+02	1.300E+03
23	1.380E+03	1.937E-03	5.185E-04	1.206E+02	1.590E+03
24	1.440E+03	6.234E-05	1.669E-05	1.519E+02	1.685E+03
25	1.500E+03	2.987E-03	7.997E-04	2.681E+01	1.624E+03
26	1.560E+03	6.224E-05	1.666E-05	-1.049E+02	1.556E+03
27	1.620E+03	1.758E-03	4.705E-04	-9.449E+01	1.630E+03
28	1.680E+03	9.064E-06	2.426E-06	-1.343E+02	1.654E+03
29	1.740E+03	1.296E-01	3.470E-02	5.369E+01	1.906E+03
30	1.800E+03	1.882E-05	5.037E-06	6.939E+01	1.986E+03
TOTAL HARMONIC DISTORTION = 1.643882E+01 PERCENT					

Fonte: Autoria própria