

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

**JULIANO LUIZ DOS SANTOS DE MORAIS
JULIO CEZAR DOS SANTOS DE MORAIS**

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR 20 PULSOS ISOLADO,
NÃO-CONTROLADO E COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

CURITIBA

2015

JULIANO LUIZ DOS SANTOS DE MORAIS
JULIO CEZAR DOS SANTOS DE MORAIS

**DESENVOLVIMENTO DE UM RETIFICADOR 20 PULSOS ISOLADO,
NÃO-CONTROLADO E COM ALTO FATOR DE POTÊNCIA**

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

Orientador: Prof. Dr. Alceu André Badin.

CURITIBA

2015

Juliano Luiz dos Santos de Moraes
Julio Cezar dos Santos de Moraes

Desenvolvimento de um retificador 20 pulsos isolado, não-controlado e com alto fator de potência

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 Industrial Elétrica ênfase Eletrotécnica do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica (DAELT) da Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR).

Curitiba, 05 de Fevereiro de 2015.

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

Profa. Annemahlen Gehrke Castagna, Mestre
Responsável pelos Trabalhos de Conclusão de Curso
de Engenharia Elétrica do DAELT

ORIENTAÇÃO

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

BANCA EXAMINADORA

Alceu André Badin, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Eduardo Félix Ribeiro Romaneli, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

Joaquim Eloir Rocha, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná

AGRADECIMENTOS

Agradecemos à Fundação Araucária pelo financiamento do projeto.

*Fui para os bosques para viver livremente,
para sugar o tutano da vida,
para aniquilar tudo o que não era vida,
e para, quando morrer, não descobrir que não vivi.
(Thoreau)*

RESUMO

DE MORAIS, Juliano L. S.; DE MORAIS, Julio C. S., **Desenvolvimento de um retificador 20 pulsos isolado, não-controlado e com alto fator de potência.** 2015. 121f. Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia Industrial Elétrica com Ênfase em Eletrotécnica – Departamento Acadêmico de Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2015.

Este trabalho apresenta uma topologia de retificação trifásica não-controlada e de alto fator de potência, utilizando transformadores trifásicos/pentafásicos, com conexão baseada na ligação zig-zag. A topologia apresenta duas pontes retificadoras em série, cada qual com dez diodos para uma retificação a vinte pulsos. O texto apresenta conceitos gerais sobre o processo de retificação, restrições normativas quanto aos harmônicos de corrente do circuito, tão como o desenvolvimento dos transformadores necessários para a alimentação da topologia proposta, e sua análise matemática. A especificação dos componentes do circuito e a simulação do retificador são apresentadas em ferramentas computacionais para a validação dos resultados. Experimentalmente, um protótipo é desenvolvido para verificar as análises teóricas. O desenvolvimento do protótipo é descrito no corpo deste trabalho.

Palavra-chave: Transformador pentafásico, retificador 20 pulsos, harmônicos.

ABSTRACT

DE MORAIS, Juliano L. S.; DE MORAIS, Julio C. S., **Development of an uncontrolled, isolated 20 pulses rectifier with high power factor**. 2015. 121f. Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia Industrial Elétrica com Ênfase em Eletrotécnica – Departamento Acadêmico de Eletrotécnica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, 2015.

This work suggests an uncontrolled three-phase rectification topology with high power factor, using three-to-five phases transformers, with connection based on the zig-zag transformer. The topology has two bridge rectifiers in series, each with ten diodes for the twenty pulses rectification. The work presents general concepts about the rectification process, regulatory restrictions on the harmonic currents, such as the development of the transformers, the power required for the proposed topology and its mathematical analysis. The specification of the circuit components and the simulation of the rectifier are presented in computational tools for the result validation. Experimentally, a prototype is developed to verify the theoretical analysis. The development of the prototype is described in this work.

Keyword: three-to-five phases transformer, twenty pulses rectification, harmonics.

LISTA DE ACRÔNIMOS E SIGLAS

IEEE	Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos
CA-CC	Corrente Alternada – Corrente Contínua
CENELEC	Comitê Europeu de Normalização de Eletrotécnica
FP	Fator de Potência
IEC	Comissão Internacional de Eletrotécnica
PCC	Ponto de Conexão Comum
RMS	Valor Eficaz
TDD	Distorção Total de Demanda
TDH	Taxa de Distorção Harmônica

LISTA DE SÍMBOLOS

p	Número de pulsos
I_h	Ordem harmônica da corrente
I_1	Corrente fundamental
h	Ordem harmônica
y	Sinal elétrico
y_h	Ordem harmônica do sinal
y_1	Sinal fundamental
V_{PCC}	Tensão no ponto de conexão comum
R_s	Resistência da fonte de tensão
jX_s	Reatância da fonte de tensão
I_L	Corrente na carga
q	Número de pulsos
F_i	Fator de incremento
I_{SC}	Máxima corrente de curto-circuito no ponto de conexão comum
i_a	Corrente da fase a
a	Fase a
b	Fase b
c	Fase c
V_L	Tensão na carga
V_1	Tensão na fase 1
V_2	Tensão na fase 2
V_3	Tensão na fase 3
V_0	Valor eficaz da fonte de alimentação
ω	Frequência angular
t	Tempo
V_{LMED}	Tensão média na carga
D_{1-6}	Diodos do retificador
I_{DMED}	Corrente média no diodo
I_{Def}	Corrente eficaz no diodo
Δ	Ligação delta
Y	Ligação estrela
V_x	Tensão no enrolamento primário, fase x
V_y	Tensão no enrolamento primário, fase y
V_z	Tensão no enrolamento primário, fase z
V_a	Tensão no enrolamento secundário, fase a
V_b	Tensão no enrolamento secundário, fase b
V_c	Tensão no enrolamento secundário, fase c
V_d	Tensão no enrolamento secundário, fase d
V_e	Tensão no enrolamento secundário, fase e
V_{max}	Tensão máxima
N_p/N_s	Relação de transformação
K_{12}	Enrolamento entre as fases 1 e 2
K_{23}	Enrolamento entre as fases 2 e 3
K_{31}	Enrolamento entre as fases 3 e 1
V_f	Tensão da rede de alimentação
\dot{V}_1	Tensão da fase 1

\dot{V}_2	Tensão da fase 2
\dot{V}_3	Tensão da fase 3
\dot{V}_{12}	Tensão de linha entre as fases 1 e 2
\dot{V}_{23}	Tensão de linha entre as fases 2 e 3
\dot{V}_{31}	Tensão de linha entre as fases 3 e 1
K_n	Relação de transformação dos enrolamentos secundários
\dot{V}_a	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>a</i> , transformador 1
\dot{V}_b	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>b</i> , transformador 1
\dot{V}_c	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>c</i> , transformador 1
\dot{V}_d	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>d</i> , transformador 1
\dot{V}_e	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>e</i> , transformador 1
\dot{V}_f	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>f</i> , transformador 2
\dot{V}_g	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>g</i> , transformador 2
\dot{V}_h	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>h</i> , transformador 2
\dot{V}_i	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>i</i> , transformador 2
\dot{V}_j	Tensão no enrolamento secundário, fase <i>j</i> , transformador 2
θ_a	Defasagem angular da fase <i>a</i> , transformador 1
θ_b	Defasagem angular da fase <i>b</i> , transformador 1
θ_c	Defasagem angular da fase <i>c</i> , transformador 1
θ_d	Defasagem angular da fase <i>d</i> , transformador 1
θ_e	Defasagem angular da fase <i>e</i> , transformador 1
θ_1	Defasagem angular da fase 1
θ_2	Defasagem angular da fase 2
θ_3	Defasagem angular da fase 3
θ_f	Defasagem angular da fase <i>f</i> , transformador 2
θ_g	Defasagem angular da fase <i>g</i> , transformador 2
θ_h	Defasagem angular da fase <i>h</i> , transformador 2
θ_i	Defasagem angular da fase <i>i</i> , transformador 2
θ_j	Defasagem angular da fase <i>j</i> , transformador 2
\dot{V}_{ac}	Tensão de linha entre as fases <i>a</i> e <i>c</i>
\dot{V}_{ad}	Tensão de linha entre as fases <i>a</i> e <i>d</i>
\dot{V}_{bd}	Tensão de linha entre as fases <i>b</i> e <i>d</i>
\dot{V}_{bc}	Tensão de linha entre as fases <i>b</i> e <i>c</i>
\dot{V}_{ce}	Tensão de linha entre as fases <i>c</i> e <i>e</i>
\dot{V}_{fh}	Tensão de linha entre as fases <i>f</i> e <i>h</i>
\dot{V}_{fi}	Tensão de linha entre as fases <i>f</i> e <i>i</i>
\dot{V}_{gi}	Tensão de linha entre as fases <i>g</i> e <i>i</i>
\dot{V}_{hj}	Tensão de linha entre as fases <i>h</i> e <i>j</i>
V_{max1}	Maior tensão instantânea da ponte retificadora 1
V_{min1}	Menor tensão instantânea da ponte retificadora 1
V_{comut1}	Diferença entre maior e menor tensão da ponte retificadora 1
V_{max2}	Maior tensão instantânea da ponte retificadora 2
V_{min2}	Menor tensão instantânea da ponte retificadora 2
V_{comut2}	Diferença entre maior e menor tensão da ponte retificadora 2
V_{ret}	Tensão resultante das tensões das pontes retificadoras
V_{SMED}	Tensão média de saída de um retificador
ΔV_s	Ondulação de um retificador

c_1	Instante de comutação
\dot{I}_K	Corrente no enrolamento
\dot{I}_{Fa}	Corrente na fase <i>a</i> , transformador 1
\dot{I}_{Fb}	Corrente na fase <i>b</i> , transformador 1
\dot{I}_{Fc}	Corrente na fase <i>c</i> , transformador 1
\dot{I}_{Fd}	Corrente na fase <i>d</i> , transformador 1
\dot{I}_{Fe}	Corrente na fase <i>e</i> , transformador 1
\dot{I}_{Ff}	Corrente na fase <i>f</i> , transformador 2
\dot{I}_{Fg}	Corrente na fase <i>g</i> , transformador 2
\dot{I}_{Fh}	Corrente na fase <i>h</i> transformador 2
\dot{I}_{Fi}	Corrente na fase <i>i</i> , transformador 2
\dot{I}_{Fj}	Corrente na fase <i>j</i> , transformador 2
$I'_{K_{12}}$	Corrente no enrolamento 12 do primário do transformador 1
$I'_{K_{23}}$	Corrente no enrolamento 23 do primário do transformador 1
$I'_{K_{31}}$	Corrente no enrolamento 31 do primário do transformador 1
$I''_{K_{12}}$	Corrente no enrolamento 12 do primário do transformador 2
$I''_{K_{23}}$	Corrente no enrolamento 23 do primário do transformador 2
$I''_{K_{31}}$	Corrente no enrolamento 31 do primário do transformador 2
I_1	Corrente da fase 1 drenada da rede
I_2	Corrente da fase 2 drenada da rede
I_3	Corrente da fase 3 drenada da rede
$I(RMS)$	Corrente eficaz
$f(x)$	Função da expressão da Série de Fourier
a_0	Coefficiente da Série de Fourier
a_n	Coefficiente da Série de Fourier
b_n	Coefficiente da Série de Fourier
$TDH(\%)$	Taxa de distorção harmônica percentual
FP	Fator de potência da fase 1

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Distorção de corrente causada por um resistor.....	24
Figura 2 – Forma de onda senoidal de 60 Hz e alguns harmônicos	25
Figura 3 – Geração de harmônicos causando distorção de tensão no PCC.....	27
Figura 4 – Retificador a 6 pulsos.....	31
Figura 5 – Formas de onda para o retificador a 6 pulsos	32
Figura 6 – Corrente em um dos diodos da ponte de <i>Graetz</i>	33
Figura 7 – Forma de onda da corrente simplificada para um conversor CA-CC 6 pulsos	34
Figura 8 – Espectro harmônico da corrente de fase para um conversor CA-CC 6 pulsos	34
Figura 9 – Retificador 12 pulsos alimentado por um transformador de três enrolamentos com enrolamentos secundários em delta e estrela.....	35
Figura 10 – Forma de onda da corrente simplificada para um conversor CA-CC 12 pulsos.....	36
Figura 11 – Eliminação de harmônicos para duas cargas iguais usando um transformador com $\pm 15^\circ$ enrolamento secundário zig-zag	37
Figura 12 – Configuração do transformador delta/hexágono para a topologia de 20 pulsos.....	38
Figura 13 – Configuração do transformador delta/polígono para a topologia de 40 pulsos.....	39
Figura 14 – Configuração dos enrolamentos do secundário de um transformador estrela/estrela trifásico/pentafásico (esquerda) e representação fasorial (direita)	41
Figura 15 – Diagrama do retificador 20 pulsos proposto	42
Figura 16 – Configuração em delta dos enrolamentos do primário dos transformadores trifásicos/pentafásicos	44
Figura 17 – Tensões de fase e de linha no primário do transformador	45
Figura 18 – Diagrama fasorial dos enrolamentos do secundário do transformador 1 (à esquerda) e do transformador 2 (à direita).....	46
Figura 19 – Configuração em zig-zag dos enrolamentos do secundário do transformador 1 trifásico/pentafásico	47
Figura 20 – Configuração em zig-zag dos enrolamentos do secundário do transformador 2 trifásico/pentafásico	47
Figura 21 – Tensões de fase nos secundários dos transformadores	49
Figura 22 – Tensões de linha nos secundários dos transformadores	50
Figura 23 – Tensões máximas e mínimas nos retificadores	51
Figura 24 – Tensão de saída dos retificadores e tensão de saída resultante	51
Figura 25 – Correntes nos diodos (acima: diodos superiores, abaixo: diodos inferiores), transformador 1	53
Figura 26 – Correntes nos diodos (acima: diodos superiores, abaixo: diodos inferiores), transformador 2	54
Figura 27 – Distribuição da corrente fornecida pelas 5 fases, transformador 1	55

Figura 28 – Distribuição da corrente fornecida pelas 5 fases, transformador 2	55
Figura 29 – Distribuição da corrente em cada enrolamento do secundário, transformador 1	56
Figura 30 – Distribuição da corrente em cada enrolamento do secundário, transformador 2	57
Figura 31 – Distribuição da corrente nos enrolamentos primários, transformador 1 ..	58
Figura 32 – Distribuição da corrente nos enrolamentos primários, transformador 2 ..	60
Figura 33 – Distribuição da corrente de entrada, Fase 1	62
Figura 34 – Distribuição da corrente de entrada, Fase 2	62
Figura 35 – Distribuição da corrente de entrada, Fase 3	63
Figura 36 – Espectro dos harmônicos normalizado das correntes de alimentação...	68
Figura 37 – Diagrama do retificador do protótipo para simulação	70
Figura 38 – Tensões primárias de fase (superior) e de linha (inferior)	71
Figura 39 – Tensões secundárias de fase, transformador 1 (superior) e transformador 2 (inferior)	71
Figura 40 – Tensões nas pontes retificadoras (superior) e tensão de saída (inferior)	72
Figura 41 – Correntes nos enrolamentos K12 e K122 (superior) e corrente da fase 1 (inferior)	73
Figura 42 – Correntes na fase 1 (vermelho), fase 2 (azul) e fase 3 (verde)	73
Figura 43 – Espectro harmônicos da corrente de entrada nas fases de alimentação	74
Figura 44 – Transformadores trifásico/pentafásico desenvolvidos	79
Figura 45 – Dados de placa do transformador 1 (esquerda) e transformador 2 (direita)	79
Figura 46 – Configuração do módulo de diodo 36MB140A	80
Figura 47 – Ponte retificadora com diodos 36MB140A	80
Figura 48 – Esquema elétrico dos reostatos	81
Figura 49 – Formas de onda de tensão de alimentação	82
Figura 50 – Tensões nos enrolamentos secundários (transformador 1)	82
Figura 51 – Tensões nos enrolamentos secundários (transformador 2)	83
Figura 52 – Tensões secundárias de fase ensaiadas	83
Figura 53 – Defasagem angular entre as fases A e F	84
Figura 54 – Tensões secundárias de linha e tensão de saída ensaiadas	85
Figura 55 – Tensão de saída com carga nominal resistiva	85
Figura 56 – Forma de onda de corrente de saída com carga nominal resistiva	86
Figura 57 – Correntes ensaiadas nas fases secundárias (transformador 1)	87
Figura 58 – Correntes ensaiadas nas fases secundárias (transformador 2)	87
Figura 59 – Correntes primárias ensaiadas (transformador 1)	88
Figura 60 – Correntes primárias ensaiadas (transformador 2)	88
Figura 61 – Corrente magnetizante nas fases RST	89
Figura 62 – Correntes de entrada da rede nas fases RST	89
Figura 63 – Potência e FP do circuito em funcionamento	90
Figura 64 – Diagrama fasorial de tensão da rede do circuito em funcionamento	91

Figura 65 – Diagrama fasorial de corrente da rede do circuito em funcionamento ...	91
Figura 66 – Espectro harmônico de tensão nas fases da rede	92
Figura 67 – Espectro harmônico de corrente na fase R da rede	92
Figura 68 – Espectro harmônico de corrente na fase S da rede	93
Figura 69 – Espectro harmônico de corrente na fase T da rede	93

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Limites de distorção de tensão segundo IEEE 519-1992	28
Tabela 2 – Limites de distorção de corrente para um sistema geral de distribuição (120 V a 69 kV)	29
Tabela 3 – Limites de distorção de corrente para um sistema geral de subtransmissão (69,001 kV a 161 kV).....	29
Tabela 4 – Limites de distorção de corrente para um sistema geral de transmissão (> 161kV).....	30
Tabela 5 – Relação de espiras proposta por Iqbal et al. (2010) entre enrolamentos primários e secundários do transformador	42
Tabela 6 – Relação de espiras entre enrolamentos primários e secundários do transformador	48
Tabela 7 – Tensão eficaz nos enrolamentos dos transformadores	75
Tabela 8 – Corrente eficaz nos enrolamentos dos transformadores	76
Tabela 9 – Comparativo entre teoria e ensaio: grandezas elétricas.....	94
Tabela 10 – Comparativo entre teoria e ensaio: harmônicos e fator de potência	94
Tabela 11 – Comparativo entre topologias.....	95

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	TEMA	17
1.1.1	Delimitação do Tema	18
1.2	PROBLEMAS E PREMISSAS	19
1.3	OBJETIVOS	20
1.3.1	Objetivo Geral	20
1.3.2	Objetivos Específicos	20
1.4	JUSTIFICATIVA	21
1.5	PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS	22
1.6	ESTRUTURA DO TRABALHO	22
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1	DISTORÇÃO HARMÔNICA	23
2.2	NORMALIZAÇÃO	25
2.2.1	Índices das recomendações IEEE-519-1992	27
2.3	RETIFICADORES MULTIFÁSICOS NÃO CONTROLADOS	30
2.3.1	Retificador Multifásico a 6 Pulsos	31
2.4	RETIFICADORES MULTIPULSOS ISOLADOS	34
2.5	TRANSFORMAÇÃO TRIFÁSICA/PENTAFÁSICA	39
3	ANÁLISE QUANTITATIVA E QUALITATIVA DOS TRANSFORMADORES	44
3.1	ANÁLISE DAS TENSÕES	44
3.2	ANÁLISE DAS CORRENTES	52
3.2.1	Análise qualitativa das correntes	66
4	SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 20 PULSOS	69
4.1	TENSÕES DO CIRCUITO	71
4.2	CORRENTES DO CIRCUITO	72
5	PROJETO DO RETIFICADOR A 20 PULSOS	75
5.1	ESPECIFICAÇÃO DOS TRANSFORMADORES	75
5.2	ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS	77
6	ENSAIO DO RETIFICADOR A 20 PULSOS	78
6.1	TRANSFORMADORES	78
6.2	DIODOS	80
6.3	REOSTATOS	81
6.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	81
6.4.1	Formas de onda de tensão	81
6.4.2	Formas de onda de corrente	86
6.4.3	Resultados qualitativos	90
6.5	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS	93
7	CONCLUSÕES GERAIS	96
	REFERÊNCIAS	98

APÊNDICE A – CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA E ONDULAÇÃO.....	101
A.1 TENSÃO MÉDIA	101
A.2 ONDULAÇÃO	101
APÊNDICE B – CÁLCULO DAS RELAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO	102
B.1 TRANSFORMADOR 1	102
B.2 TRANSFORMADOR 2	104
APÊNDICE C – CÁLCULO DAS CORRENTES POR ENROLAMENTO	107
C.1 TRANSFORMADOR 1	107
C.2 TRANSFORMADOR 2	107
APÊNDICE D – CÁLCULO DAS CORRENTES EFICAZES	108
D.1 TRANSFORMADOR 1	108
D.2 TRANSFORMADOR 2	109
D.3 CORRENTES DE ENTRADA.....	110
APÊNDICE E – ANÁLISE DE FOURIER.....	113
E.1 FASE 1	113
E.2 FASE 2.....	114
E.3 FASE 3.....	116
APÊNDICE F – DADOS DA ANÁLISE DE FOURIER POR SIMULAÇÃO	118
F.1 FASE 1	118
F.2 FASE 2.....	119
F.3 FASE 3.....	120
ANEXO A – CERTIFICADO DE ENSAIO TRANSFORMADOR 2.....	121

CAPÍTULO 1

1 INTRODUÇÃO

1.1 TEMA

Durante muito tempo as cargas ligadas ao sistema elétrico apresentavam uma característica linear. Como consequência disso, a corrente solicitada pela carga possui uma forma de onda senoidal, com mesma frequência da tensão de entrada. Esta corrente pode ser defasada em relação à tensão da rede dependendo do tipo da carga: atrasada para cargas indutivas e adiantada para cargas capacitivas. Para este caso, o fator de potência é determinado pelo cosseno da diferença angular entre a tensão e corrente senoidais.

Nesta situação de carga linear, observa-se que não há distorção harmônica na forma de onda da corrente de entrada e, segundo Borgonovo (2005, p. 1), para este caso, o fator de potência confunde-se com o fator de descolamento entre tensão e corrente.

O controle de fluxo de energia elétrica entre fonte e carga era tradicionalmente feito com interrupções, empregando, por exemplo, relés e contadores. Barbi (2006, p. 1) comenta que “a necessidade de interruptores mais eficientes, compactos e rápidos levou ao desenvolvimento de interruptores eletrônicos de estado sólido”.

A invenção das chaves eletrônicas de estado sólido, diodos e tiristores, é uma das formas possíveis, e atualmente mais empregadas, de realizar a conversão da tensão senoidal de entrada para uma tensão contínua. Este processo é denominado *retificação*. E os circuitos dedicados a este processo são chamados de *retificadores* ou *conversores CA-CC*.

Nos últimos anos, nota-se um crescente aumento no consumo de energia elétrica. O consumo provém desde cargas lineares a não lineares. Para este, se observa um crescente aumento da utilização e necessidade da tensão contínua. Singh et al. (2008, p. 260) apresenta várias aplicações de retificadores, por exemplo, transmissão de alta tensão em corrente contínua, fontes de telecomunicação,

carregador de baterias, conversores para sistema de energia renovável, entre outros.

No emprego de circuitos retificadores, observa-se uma elevada taxa de distorção harmônica nas correntes de entrada pelo motivo desta corrente não apresentar característica senoidal, por consequência da própria natureza das chaves eletrônicas. Dugan et al. (1996, p. 125) comenta que distorção harmônica é causada por dispositivos não lineares no sistema elétrico, sendo que nestes dispositivos a corrente não é proporcional à tensão aplicada.

A distorção harmônica diminui o rendimento do retificador e a qualidade de energia da rede. Várias topologias de retificadores foram e são estudadas com o objetivo de diminuir os impactos negativos que os retificadores causam à rede. Neste campo, se encontram variações no número de fases da fonte de entrada, no número de pulsos, no isolamento magnético, no controle da tensão de saída e no fluxo de potência (PAICE, 1996).

O presente trabalho apresenta o desenvolvimento de uma topologia de conversor CA-CC com entrada multifásica, isolado, não-controlado, de alto fator de potência e com reduzida ondulação na tensão de saída.

1.1.1 Delimitação do Tema

Para Siebert et al. (2001, p. 145), alguns dos principais fatores decisivos para o desenvolvimento de um conversor CA-CC são: operação de tensão e de corrente contínua, oscilação da tensão e da corrente de saída e eficiência do sistema. Segundo Dugan et al. (1996, p. 123) e De La Rosa (2006, p. 17), a distorção harmônica é o mais significativo problema de qualidade de energia em sistemas de transmissão e distribuição.

O Fator de Potência (FP) é definido como a relação entre potência ativa e potência aparente. Define-se a Taxa de Distorção Harmônica (TDH) como sendo a relação entre o valor eficaz dos componentes harmônicos da corrente e a fundamental (POMILIO, 2009). Quando a corrente de entrada apresenta uma característica não linear, para tensões de entrada senoidais, observa-se que a taxa de distorção harmônica influencia no valor do fator de potência do retificador.

Dentre as topologias de retificadores, a trifásica é mais comumente estudada devido ao sistema elétrico de potência (geração, transmissão, distribuição) ser

construído em sistemas trifásicos e utilizado para potências mais elevadas. Neste campo, diversas topologias foram propostas com o objetivo comum de melhorar o fator de potência do retificador, destacando-se a topologia multipulsos.

O emprego de transformadores é muito utilizado nas topologias multipulsos, pois o uso deste equipamento é vantajoso por causa do isolamento elétrico que ele promove ao retificador e a redução de correntes harmônicas devido à conexão do primário, principalmente a conexão delta. Conforme menciona Dugan et al. (1996, p. 135) “o fluxo da corrente de terceiro harmônico pode ser interrompido com a apropriada conexão do transformador”.

1.2 PROBLEMAS E PREMISAS

O comprometimento da qualidade de energia dos conversores CA-CC provém das distorções harmônicas de corrente. Essas correntes possuem frequências múltiplas da frequência fundamental da rede e influenciam no valor do fator de potência do retificador. Conforme Barbi (2006, p. 304), “é fato também conhecido que os harmônicos de corrente causam distorção da tensão da fonte, que por sua vez provocam perdas adicionais na carga suprida pela mesma fonte”.

Pelo fato dos equipamentos eletrônicos possuírem característica não linear, a distorção causada pelos harmônicos na forma de onda da corrente provoca problemas na rede.

Este problema é intrínseco ao processo de funcionamento do retificador. Os diodos conduzem somente quando são polarizados diretamente, isto é, a tensão no ânodo é maior que a tensão no cátodo, e para o caso inverso eles bloqueiam, sendo que a tensão que os diodos podem bloquear possui um limite máximo, e é característico de cada fabricante.

Cada topologia de conversor CA-CC apresenta sua característica de correntes harmônicas. As correntes harmônicas presentes na fonte seguem as equações a seguir, para um conversor CA-CC de p pulsos, em condições ideais de operação:

$$I_h = \frac{I_1}{h} \quad (1.1)$$

$$h = p \cdot n \pm 1 \quad (1.2)$$

Onde h representa os harmônicos característicos na carga, $n = 1, 2, \dots$; p é um número inteiro e I_1 é a corrente fundamental.

Na equação 1.1, observa-se que quanto maior for o número de pulsos, menores são as intensidades das correntes harmônicas presentes no sistema. Deste modo, a corrente de entrada melhor se aproxima da forma de onda senoidal de tensão da rede. Esta é a razão por trás da comum ideia de controlar harmônicos com a utilização de conversores CA-CC com maior número de pulso.

Acredita-se que o uso de transformadores trifásicos/pentafásicos pode acrescentar uma nova solução para os problemas dos conversores CA-CC, com a estrutura de 20 pulsos.

Caso essa hipótese seja verdadeira, o trabalho contribuirá com o aperfeiçoamento da técnica de retificação multipulso, possibilitando uma solução alternativa para o alto fator de potência em conversores CA-CC.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 Objetivo Geral

Desenvolver um retificador 20 pulsos não-controlado, isolado e com alto fator de potência utilizando dois transformadores trifásicos/pentafásicos em série, possibilitando a utilização eficiente da energia elétrica.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Estudar as topologias multipulsos e multifásicas de retificadores;
- Estudar o transformador trifásico/pentafásico aplicado ao desenvolvimento do retificador 20 pulsos proposto;
- Levantar o modelo matemático que descreva o funcionamento e a composição das formas de ondas do retificador 20 pulsos;
- Analisar as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída;
- Analisar a taxa de distorção harmônica das formas de onda;

- Verificar experimentalmente e validar as análises teóricas realizadas a partir da implementação de um protótipo.

1.4 JUSTIFICATIVA

A eletrônica de potência desponta no início do século XXI como uma das mais importantes áreas da engenharia elétrica em todos os países, sendo considerada estratégica no desenvolvimento industrial e social dos povos (BARBI, 2006).

O crescimento do uso de retificadores em diversas aplicações fez com que surgisse a necessidade do desenvolvimento de circuitos retificadores que utilizem a energia elétrica mais eficientemente. A área industrial busca soluções mais confiáveis e econômicas.

Os retificadores multipulsos se apresentam como uma correção passiva do FP e mitigação de harmônicos injetados na rede. São conversores com mais de seis pulsos na corrente drenada da rede. Constituídos por um transformador especial, isolado ou não, e por pontes retificadoras trifásicas (pontes de *Graetz*), podem apresentar 12, 18, 24 ou mais pulsos, geralmente múltiplos de seis (OLIVEIRA, 2011).

Um dos maiores objetivos em aumentar o número de pulsos em um conversor CA-CC é aumentar a qualidade de energia na fonte CA e na carga, em uma ampla diversidade de aplicações. De La Rosa (2006, p. 134) conclui que através da adicional multiplicação de fase, é possível reduzir harmônicos de corrente.

A partir do momento que se observou os problemas que os retificadores apresentam ao sistema elétrico de potência, diversos países especificaram rigorosas normas de regulamentação das taxas de distorções harmônicas injetadas na rede.

Paice (1996, p. xi) escreve que, segundo as recomendações da IEEE *Standard* 519-1992, é esperado um sistema elétrico de potência de pureza suficiente para ser uma fonte útil de energia para todos os usuários de eletricidade.

Em virtude disso, vários trabalhos com diferentes propostas estão sendo publicados com o objetivo comum de melhorar o fator de potência e a eficiência dos conversores CA-CC e, por consequência, a qualidade do uso de energia elétrica. É notável a baixa quantidade de estudos na área para a topologia proposta.

Tendo em vista os problemas e as normas regulamentadoras, vê-se o valor dos estudos e pesquisas com o intuito de prover a utilização de energia elétrica de forma mais eficiente e segura. O presente estudo é de grande importância para a área de eletrônica de potência, pois aborda mais uma técnica de diminuir a taxa de distorção harmônica e elevar o fator de potência dentre as técnicas já existentes.

1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

O trabalho foi realizado a partir do arranjo cronológico e da relação dos objetivos específicos. Primeiramente foi realizada uma pesquisa bibliográfica sobre os principais conceitos e definições relevantes ao tema, e também sobre as topologias de conversores CA-CC trifásicos, multipulsos e isolados.

As informações adquiridas nesta primeira etapa foram utilizadas para o desenvolvimento do protótipo proposto na segunda etapa, paralelamente foram realizadas simulações de circuitos em ferramentas de *software*.

Para esta etapa foram utilizados o software de simulação de circuitos elétricos *OrCad* e o software de apoio a análises matemáticas *MathCad*.

Em seguida, na terceira etapa foi realizada a análise harmônica dos resultados das formas de onda das simulações. Este estágio foi satisfatório com o auxílio da ferramenta matemática como a Série de Fourier e com as ferramentas de *software* citadas acima.

Por fim, com a reunião das informações e dos conhecimentos adquiridos, o protótipo foi desenvolvido e posteriormente comparado com os resultados da análise teórica realizada.

1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

O trabalho é dividido em 7 capítulos. O primeiro consiste na introdução do tema. O segundo é composto pela fundamentação teórica e revisão bibliográfica. O terceiro capítulo é destinado à análise teórica, o quarto capítulo é composto pelas simulações da topologia proposta. O quinto capítulo trata do desenvolvimento do projeto. O sexto capítulo trata da implementação do protótipo, além de testes e comparações pertinentes. O sétimo e último capítulo aborda as conclusões gerais.

CAPÍTULO 2

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 DISTORÇÃO HARMÔNICA

Distorção harmônica é somente um de muitos diferentes distúrbios que perturbam a operação dos sistemas elétricos de energia. Dentre os quais, a distorção harmônica se encontra em uma posição de destaque. A má qualidade de energia envolve tanto geradores como consumidores de energia. E cabe aos órgãos governamentais a regulamentação dos limites admissíveis dentre as partes envolvidas (DE LA ROSA, 2006).

De La Rosa (2006, p. 27) salienta que distorções harmônicas não é um problema único devido ao crescente uso da eletrônica de potência que basicamente opera com chaveamento eletrônico, que felizmente as fontes de distorções harmônicas parecem estar suficientemente bem identificadas, e que tanto facilidades para as indústrias como para as residências estão expostas ao padrão conhecido de distorção de forma de onda.

Na figura 1, observa-se que ao se aplicar uma tensão senoidal na entrada do circuito, ocorre, devido à carga, uma distorção na forma de onda da corrente, pois o elemento passivo do circuito apresenta uma não linearidade entre tensão e corrente. Esta distorção causada pela carga é conhecida como *distorção harmônica*. Através disso, é possível também definir que um dispositivo não linear é aquele em que a corrente não é proporcional à tensão aplicada sobre ele.

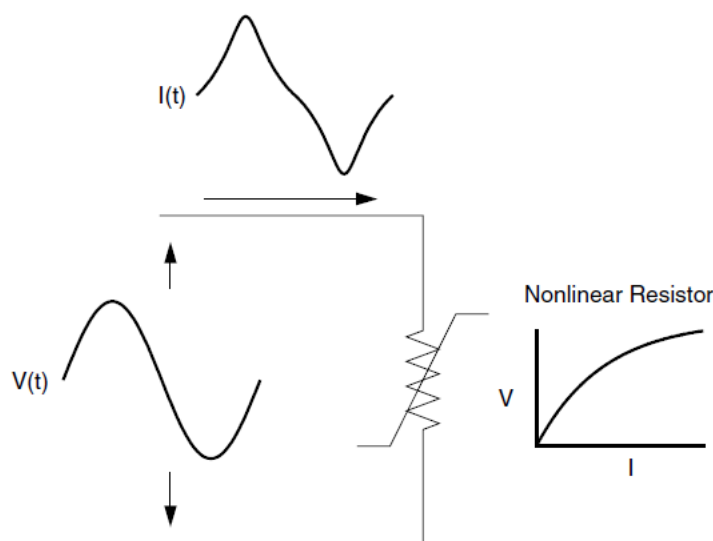


Figura 1 – Distorção de corrente causada por um resistor não linear

Fonte: Dugan (1996, p. 169).

De Souza (2000, p. 1) descreve os principais problemas que correntes não lineares provocam:

- a) Baixo fator de potência;
- b) Distorção da tensão da rede no ponto de acoplamento comum devido à impedância do circuito ou da instalação;
- c) Circulação de correntes harmônicas pelo neutro em sistemas trifásicos provocando queda de tensão neste condutor, principalmente quando existem cargas monofásicas, pois o terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares se somam no neutro, havendo necessidade de sobredimensioná-lo;
- d) Baixa eficiência;
- e) Interferência em alguns instrumentos e equipamentos;
- f) Sobredimensionamento dos sistemas de distribuição;
- g) Aquecimento em transformadores devido ao efeito peculiar (aumento da resistência do cobre com a frequência), à histerese e às correntes parasitas.

Para Arrillaga (2003, p. 6), harmônicos de sistemas de energia são definidos como tensões e correntes senoidais em frequências que são múltiplos inteiros da frequência principal geradora (ou fundamental).

Quando uma forma de onda é periódica ela pode ser representada como a soma de ondas senoidais, na qual a soma de cada seno é um múltiplo inteiro da frequência fundamental. A soma dos senos é referenciada como *série de Fourier*, conceituada pelo matemático *Fourier*. Na figura 2, é exemplificada a soma senoidal de uma função periódica distorcida.

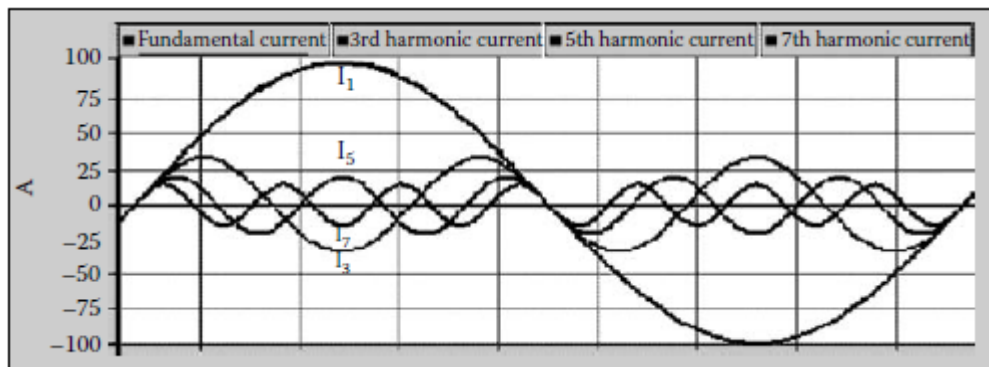


Figura 2 – Forma de onda senoidal de 60 Hz e alguns harmônicos
 Fonte: De La Rosa (2006, p. 2).

Para os sistemas elétricos operados em 60 Hz, os harmônicos encontrados serão de 180 Hz (terceira ordem), 300 Hz (quinta ordem), 420 Hz (sétima ordem), e assim por diante. Conforme menciona Dugan et al. (1996, p. 169), “quando a forma de onda possui formas idênticas para os ciclos positivos e negativos, ela possui apenas harmônicos de ordem ímpar”. Isso oferece uma significativa simplificação para os estudos sobre esse tema. É possível concluir também que quanto maior for a ordem das ondas harmônicas menor é sua amplitude. Dugan et al. (1996, p. 169) conclui que usualmente os harmônicos de ordem elevada, acima da 25ª até 50ª, são negligenciados para a análise de sistemas de potência.

2.2 NORMALIZAÇÃO

Muitos países desenvolveram, no passado, suas próprias normas e recomendações para as condições locais, buscando a regulamentação e a imposição de limites para as correntes harmônicas de equipamentos e instalações, visando a qualidade e manutenção dos sistemas de energia. Contudo, com a expansão do mercado global, a necessidade da fabricação de equipamentos em determinados países considerando as regulamentações de outro proporcionou a formulação de regulamentações internacionais.

Em 1975, a CENELEC (*Commission Européen pour la Normalisation Eléctrique*) apresentou a norma europeia EN5006, substituída mais tarde pela IEC-555 (*International Electrotechnical Commission*), revisada em 1992. Atualmente os principais padrões são o europeu IEC-61000-3-4 e o americano IEEE-519 (BORGONOVO, 2005).

As recomendações IEEE-519 (1992, p. 35) descrevem que o grau em que os harmônicos podem ser tolerados é determinado pela suscetibilidade à presença da carga (ou de fontes de energia). Os menos suscetíveis, como fornos e equipamentos de aquecimento, no qual a energia da corrente harmônica é geralmente utilizada; os mais suscetíveis, como equipamentos de comunicação ou de processamento de dados, aqueles em que o projeto assume uma entrada perfeitamente senoidal; e dentre os dois extremos se encontram os razoavelmente suscetíveis, como os motores elétricos.

Em seu capítulo 6, as recomendações IEEE-519-1992 fazem menção aos problemas que os dispositivos e máquinas elétricas dos sistemas de energia podem apresentar devido às correntes harmônicas:

- a) Motores e geradores: o principal problema é o aquecimento devido às perdas no cobre e no ferro na frequência harmônica. Podendo também afetar a eficiência, o torque da máquina e pode causar emissão de ruído;
- b) Transformadores: o efeito ocorre principalmente na emissão de ruído e aquecimento devido às correntes parasitas. Harmônicos de corrente causam um acréscimo nas perdas no cobre e, por sua vez, os harmônicos de tensão aumentam as perdas no ferro;
- c) Cabos condutores: estes podem apresentar aquecimento e até rompimento do dielétrico;
- d) Capacitores: a reatância dos bancos de capacitores diminui com a frequência, e atuam como um filtro para correntes harmônicas mais elevadas. Os harmônicos diminuem a vida-útil do capacitor por causa do aquecimento e *stress* de tensão;
- e) Equipamentos eletrônicos: equipamentos eletrônicos de potência são suscetíveis à falha de operação, pois estes equipamentos são frequentemente dependentes da forma de onda de tensão, principalmente para os equipamentos com funções na medicina;
- f) Interferência telefônica: a presença de harmônicos de corrente ou tensão podem produzir campos elétricos e magnéticos que irão debilitar o desempenho dos sistemas de comunicação;
- g) Conversores estáticos de energia: geralmente são causadores de distorções harmônicas como necessidade concomitante de sua função. Seus elementos podem estar sujeito a aquecimento. O circuito de controle também apresenta

elementos como *flip-flops* que, em alguns casos, podem falhar devido às distorções.

2.2.1 Índices das recomendações IEEE-519-1992

Segundo as recomendações IEEE-519 (1992, p. 10), taxa de distorção harmônica – TDH – para um sinal (y), é a relação entre o valor eficaz da soma quadrática de todos os harmônicos (h) e o valor eficaz do componente harmônico fundamental.

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} y_h^2}}{y_1} \quad (2.1)$$

No capítulo 10, as recomendações IEEE-519-1992 descrevem os limites de distorção de corrente que se aplicam aos consumidores individuais de energia elétrica. Para isso, as recomendações se baseiam na definição de ponto de conexão comum – PCC. Dugan et al. (1996, p. 226) define PCC como o ponto entre o usuário ou cliente final e o sistema de distribuição onde outro cliente pode ser conectado.

O PCC pode ser localizado tanto no primário como no secundário do transformador, dependendo do lado do transformador que os usuários são supridos.

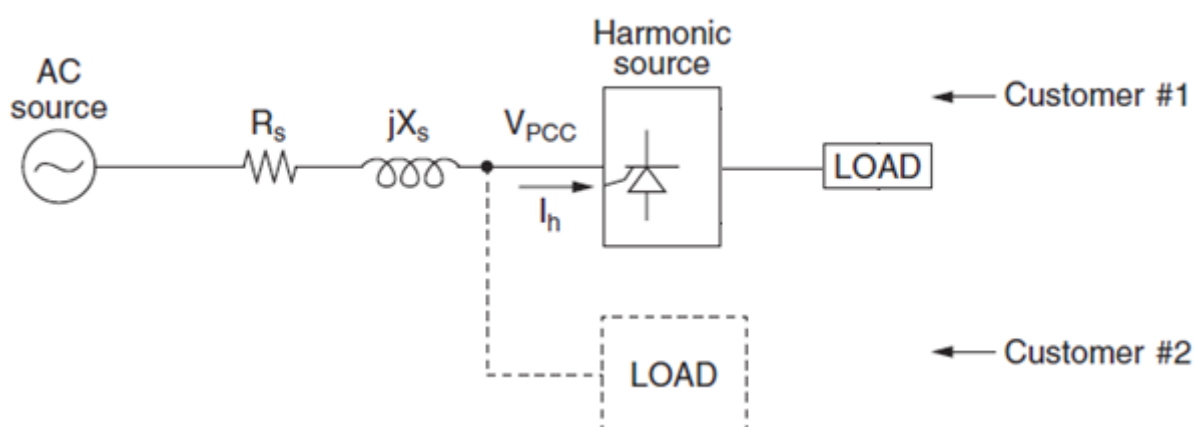


Figura 3 – Geração de harmônicos causando distorção de tensão no PCC
 Fonte: Adaptado de Kusko (2007, p. 16).

A corrente exigida pelo cliente 1 causa distorções harmônicas de tensão no ponto de conexão comum, devido à queda de tensão na resistência e reatância da

fonte, causada por harmônicos de corrente. Essa distorção de tensão foi então regulamentada pelas recomendações IEEE 519, na revisão de 1992. Para sistemas até 69 kV são requeridos limites de 3% da distorção harmônica para uma frequência individual e 5% para a distorção harmônica total.

Tabela 1 – Limites de distorção de tensão segundo IEEE 519-1992		
Limites de distorção de tensão		
Tensão de Barra no Ponto de Conexão Comum (PCC)	Distorção de Tensão Individual (%)	Distorção de Tensão Total TDH (%)
69 kV e abaixo	3,0	5,0
69,001 kV até 161 kV	1,5	2,5
161,001 kV e acima	1,0	1,5

Fonte: Kusko (2007, p. 16).

A distorção de corrente recomendada é limitada pelo conceito de *distorção total de demanda* – TDD – que representa a distorção harmônica de corrente em % da demanda máxima de corrente de carga (I_L) por um período típico de 15 a 30 minutos (IEEE-519, 1992).

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \quad (2.2)$$

As tabelas 2, 3 e 4 são aplicadas aos retificadores de 6 pulsos, porém caso os conversores em questão apresentem um número maior de pulsos (q) a norma orienta o incremento das ordens harmônicas características pelo fator F_i :

$$F_i = \sqrt{\frac{q}{6}} \quad (2.3)$$

Tabela 2 – Limites de distorção de corrente para um sistema geral de distribuição (120 V a 69 kV)

Máxima distorção de corrente em % de I_L						
Ordem harmônica individual (harmônicos ímpares)						
I_{SC}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50<100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100<1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Fonte: IEEE-519 (1992, p. 78).

Nota: Harmônicos pares são limitados em 25% dos limites dos harmônicos ímpares acima.

*Todo equipamento de geração de energia é limitado a esses valores de distorção de corrente, independentemente da atual I_{SC}/I_L .

Onde:

I_{SC} = Máxima corrente de curto-circuito no PCC (Ponto de Conexão Comum).

I_L = Máxima corrente de carga demandada (componente de frequência fundamental no PCC).

Através disso conclui-se que:

- Quanto maior a relação I_{SC}/I_L , maior será a instalação e maior será a taxa de distorção harmônica aceitável;
- Quanto maior a ordem harmônica, menor é a sua limitação sobre a corrente da carga;

Em suas tabelas seguintes, as recomendações fazem menção à limitação da corrente harmônica, quer o sistema seja conectado à subtransmissão ou à transmissão, através das tensões normalizadas para estes.

Tabela 3 – Limites de distorção de corrente para um sistema geral de subtransmissão (69,001 kV a 161 kV)

(continua)

Máxima distorção de corrente em % de I_L						
Ordem harmônica individual (harmônicos ímpares)						
I_{SC}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	2,0	1,0	0,75	0,3	0,15	2,5

Tabela 3 – Limites de distorção de corrente para um sistema geral de subtransmissão (69,001 kV a 161 kV)

	(conclusão)					
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 (1992, p. 79).

Tabela 4 – Limites de distorção de corrente para um sistema geral de transmissão (> 161kV)

Máxima distorção de corrente em % de I_L						
Ordem harmônica individual (harmônicos ímpares)						
I_{sc}/I_L	$h<11$	$11\leq h<17$	$17\leq h<23$	$23\leq h<35$	$35\leq h$	THD
<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 (1992, p. 79).

As tabelas anteriores limitam os valores de correntes harmônicas baseada no tamanho da carga com relação ao tamanho do sistema de energia em que a carga está conectada. A I_{sc}/I_L relaciona a corrente de curto-circuito no ponto de conexão comum com a corrente máxima fundamental na carga, pois o tamanho e influência de uma instalação no sistema elétrico podem ser analisados pela sua capacidade de curto-circuito.

2.3 RETIFICADORES MULTIFÁSICOS NÃO CONTROLADOS

Denomina-se retificador o elemento elétrico capaz de converter tensão/corrente alternada em tensão/corrente contínua. Os circuitos retificadores não-controlados são basicamente constituídos por diodos. Quando diretamente polarizados permitem a passagem da corrente elétrica e não permitem o controle do fluxo de potência entre fonte e carga.

Os retificadores podem ser projetados para vários níveis de potência, para potências elevadas, na ordem de *quilowatts*, o mais conveniente é a utilização de retificadores trifásicos, equilibrando a potência requerida por cada fase. Atualmente, as topologias mais empregadas são as de onda completa. O retificador *de ponto médio* é alimentado por um transformador de derivação central, devido à necessidade do cabo condutor neutro. O retificador em *ponte de Graetz* só terá um transformador nas aplicações que se deseja um isolamento galvânico ou adaptação de tensão. Outra vantagem é que nesta estrutura a tensão de pico reversa nos diodos é reduzida pela metade em relação ao valor apresentado pela primeira estrutura (BARBI, 2006; BORGONOVO, 2005).

2.3.1 Retificador Multifásico a 6 Pulsos

A estrutura dessa topologia está representada na figura 4. Observa-se que há sempre dois diodos em condução, um para o grupo positivo e outro para o grupo negativo. Como as fases que alimentam os diodos são balanceadas, porém com uma defasagem angular entre si de 120° , ocorre uma comutação a cada 60° . Por fim, a frequência da componente fundamental de tensão de saída é igual a 6 vezes a das tensões de alimentação.

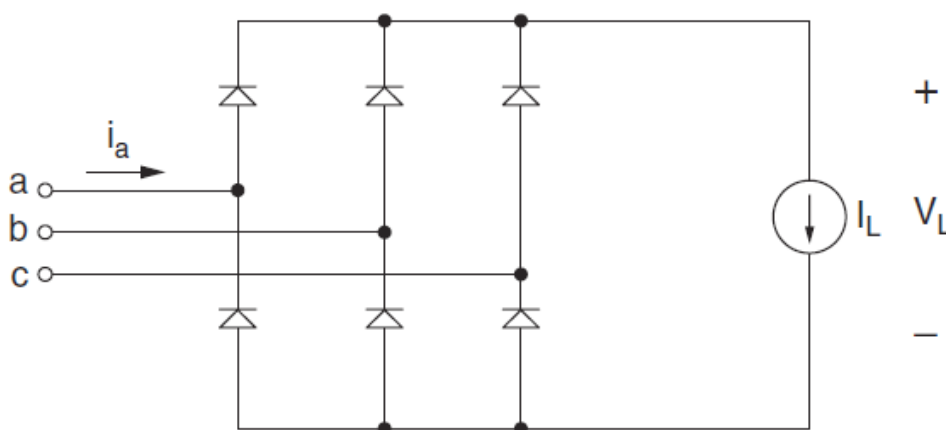


Figura 4 – Retificador a 6 pulsos
 Fonte: Kusko (2007, p. 70).

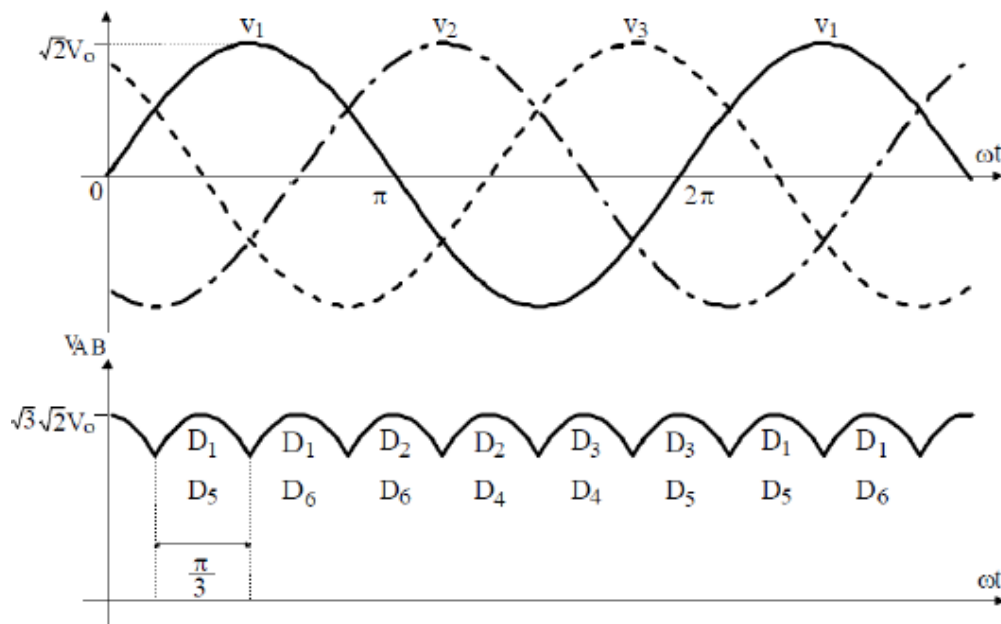


Figura 5 – Formas de onda para o retificador a 6 pulsos
Fonte: Barbi (2007, p. 58).

Barbi (2007, p. 58) define a tensão instantânea na carga como:

$$V_L(\omega t) = \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_0 \cdot \cos(\omega t) \quad (2.4)$$

Onde V_0 é o valor eficaz da fonte de alimentação.

Assim:

$$V_{Lmed} = \frac{3}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot V_0 \cdot \cos(\omega t) d(\omega t) \quad (2.5)$$

Logo:

$$V_{Lmed} = 2,34 \cdot V_0 \quad (2.6)$$

Como cada diodo conduz a cada 120° , a corrente média em cada diodo apresenta a forma de onda ilustrada na figura 6.

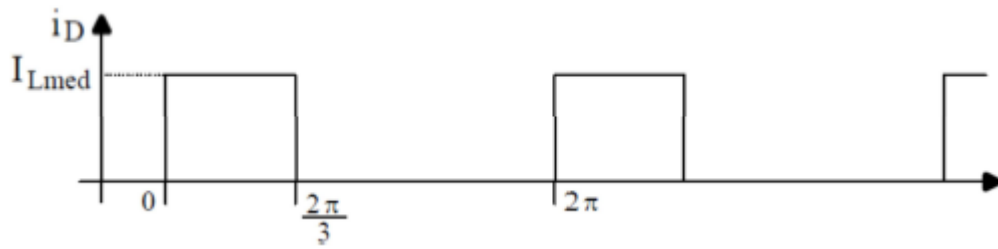


Figura 6 – Corrente em um dos diodos da ponte de Graetz
Fonte: Barbi (2006, p. 59).

Calculando o valor médio desta função, se obtém o valor médio da corrente no diodo.

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} I_{Lmed} d(\omega t) \quad (2.7)$$

Assim:

$$I_{Dmed} = \frac{I_{Lmed}}{3} \quad (2.8)$$

E a corrente eficaz do diodo é dada pela expressão:

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{\frac{2\pi}{3}} (I_{Lmed})^2 d(\omega t)} \quad (2.9)$$

Logo:

$$I_{Def} = \frac{I_{Lmed}}{\sqrt{3}} \quad (2.10)$$

Segundo De La Rosa (2006 p. 43), para um retificador de 6 pulsos estão presentes harmônicos da ordem de 5, 7, 11, 13. Na figura 7, está ilustrada a forma de onda da corrente de entrada para este conversor CA-CC.

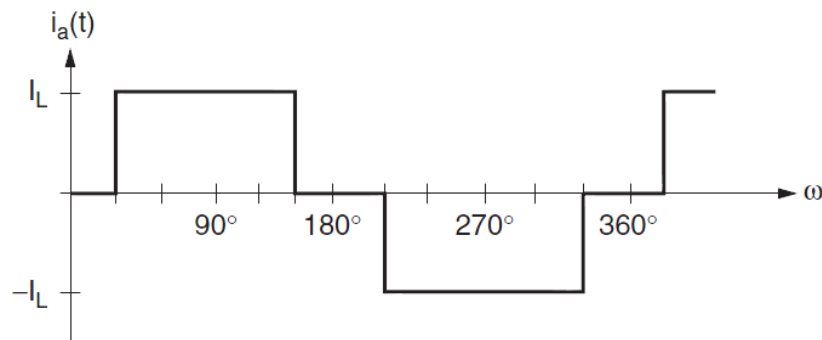


Figura 7 – Forma de onda da corrente simplificada para um conversor CA-CC 6 pulsos

Fonte: Kusko (2007, p. 70).

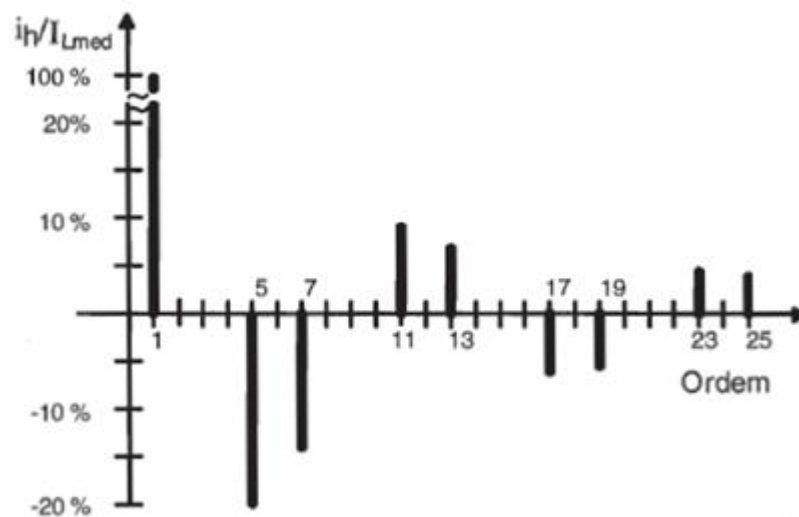


Figura 8 – Espectro harmônico da corrente de fase para um conversor CA-CC 6 pulsos

Fonte: Adaptado de Barbi (2006, p. 294).

Ao retificador de 6 pulsos também podem ser inseridos transformadores em configuração delta/delta (Δ/Δ) e delta/estrela (Δ/Y). Esta possui uma relação de transformação de $\sqrt{3}$. Segundo Barbi (2006, p. 295), ocorre uma modificação na forma de onda da entrada, e todos os harmônicos estão em fase com a componente fundamental da corrente.

2.4 RETIFICADORES MULTIPULSOS ISOLADOS

As topologias de conversores multipulsos possuem em sua configuração pontes retificadoras trifásicas de 6 pulsos.

Transformadores trifásicos prestam serviço em uma instalação de uma concessionária, normalmente de 13,8 kV para 380/220/127 V. Esses transformadores podem também ser utilizados para corrigir problemas devido às correntes harmônicas. As ligações zig-zag e polígono são conhecidas em aplicações para redução dos efeitos harmônicos.

Em seu trabalho, Borgonovo (2005, p. 16) descreve que uma forma clássica de se obter a topologia de 12 pulsos, utilizando o primário em delta (Δ) e os secundários em delta (Δ) e estrela (Y), assim se obtém a defasagem fasorial natural de 30° entre as conexões secundárias – figura 9. Os 30° de deslocamento entre as duas tensões secundárias servem para cancelar os harmônicos de quinta e sétima ordem da corrente primária.

Outra forma de se obter topologias a 12 pulsos é utilizando conexões como zig-zag e polígono, conforme apresentado por Singh et al. (2008, p. 261) em seu artigo.

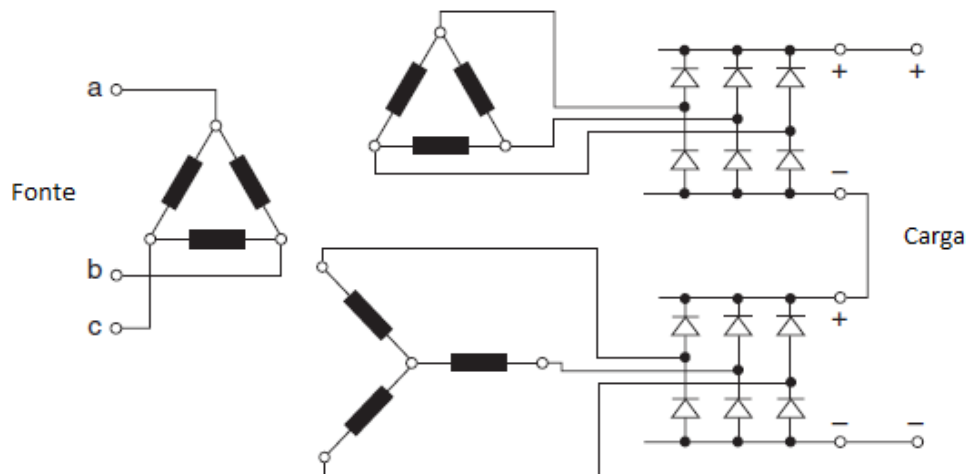


Figura 9 – Retificador 12 pulsos alimentado por um transformador de três enrolamentos com enrolamentos secundários em delta e estrela
 Fonte: Adaptado de Kusko (2007, p. 121).

As duas pontes retificadoras da figura 9 estão conectadas em série. Logo a tensão média total na carga é a soma das tensões médias em cada ponte.

$$V_{Lmed} = 4,68 \cdot V_0 \quad (2.11)$$

Cada ponte gera uma ondulação de tensão de 360 Hz defasadas entre si em 30°. Para o retificador de 12 pulsos, seus harmônicos característicos são: 11, 13, 23, 25, 35, 37, A forma de onda da corrente na fonte é mostrada na figura 10.

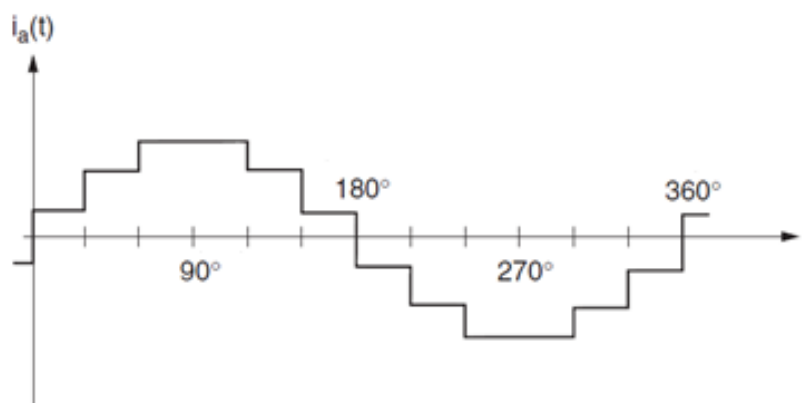


Figura 10 – Forma de onda da corrente simplificada para um conversor CA-CC 12 pulsos
 Fonte: Kusko (2007, p. 71).

Martinius et al. (2002 p. 1021) exemplifica problemas com este transformador. Um problema é a dificuldade de construir enrolamentos secundários delta e estrela com características elétricas equivalentes. Outro problema é a flexibilidade. Sob condições de emergência, um retificador 12 pulsos, algumas vezes, é operado como um retificador de 6 pulsos. Com isso, tem-se a necessidade de estudar novas topologias, como, por exemplo, com utilização de autotransformadores e a topologia apresentada nesse trabalho – com transformadores trifásicos/pentafásicos.

Outra maneira de alcançar uma correta diferença angular é deslocar um sistema trifásico de 15° em um secundário de um transformador e colocar outro sistema de 15°, tomando o principal como referência. Isso pode ser feito utilizando as topologias delta/zig-zag/zig-zag ou delta/polígono/polígono.

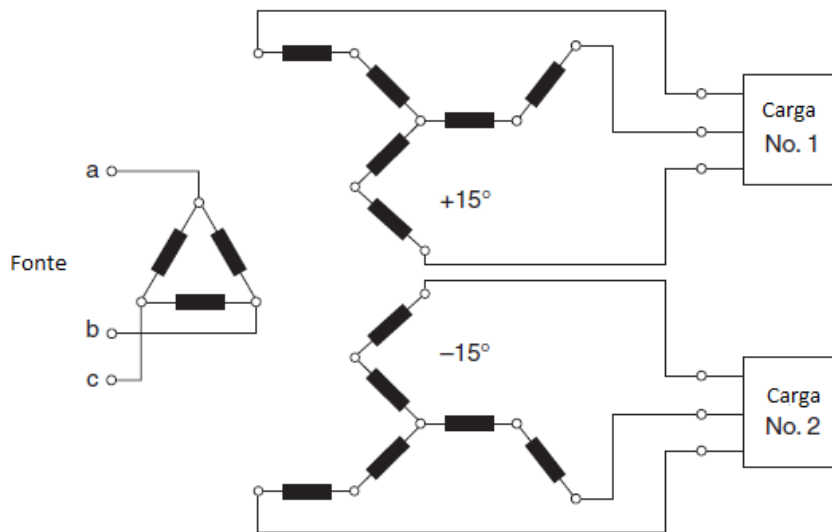


Figura 11 – Eliminação de harmônicos para duas cargas iguais usando um transformador com $\pm 15^\circ$ enrolamento secundário zig-zag
 Fonte: Adaptado de Kusko (2007, p. 121).

Com três pontes retificadoras de seis pulsos é possível obter um conversor de 18 pulsos. A diferença angular requerida é de 20° entre as pontes, podendo ser feito com conexões delta/zig-zag/estrela/zig-zag. Neste caso, a conexão secundária estrela apresenta um sistema de três fases de 30° de deslocamento em relação ao primário, enquanto a conexão secundária zig-zag possui 20° de defasagem do secundário em estrela (uma defasagem de 50° ao primário) e o outro secundário zig-zag tem 20° de diferença (resultando em 10° de deslocamento do sistema de tensão primária) (FERNANDES et al., 2011).

A adição de novos transformadores em paralelo descolados apropriadamente fornece uma base para aumentar as configurações de pulso. Por exemplo, a operação de 24 pulsos é obtida por meio de quatro transformadores com 15° de deslocamento e a operação de 48 pulsos requer 8 transformadores com $7,5^\circ$ de deslocamento. Para Arrillaga (2003, p. 92), número de pulsos acima de 48 é teoricamente possível, porém são raramente justificados devido aos níveis de distorção encontrados nas formas de onda de tensão de alimentação.

Vários arranjos de retificadores a 12 pulsos CA-CC têm sido propostos por pesquisadores até então. Contudo, essas topologias não atingem os requerimentos padrões IEEE para distorção harmônica permitida. Abdollahi (2012) propõe um retificador 20 pulsos CA-CC para alimentar cargas isoladas, para a estrutura do retificador, é desenvolvido um transformador hexágono. Na estrutura, duas pontes

retificadoras de diodos de cinco pernas são colocadas em paralelo, através de dois transformadores de interfase, e alimentadas a partir de um transformador. Assim, uma tensão de saída de 20 pulsos é obtida. Com duas pontes retificadoras de 10 pulsos em paralelo, são requeridos dois conjuntos de tensões com uma diferença de fase de 72° entre as tensões de cada grupo e 18° entre as mesmas tensões dos dois grupos.

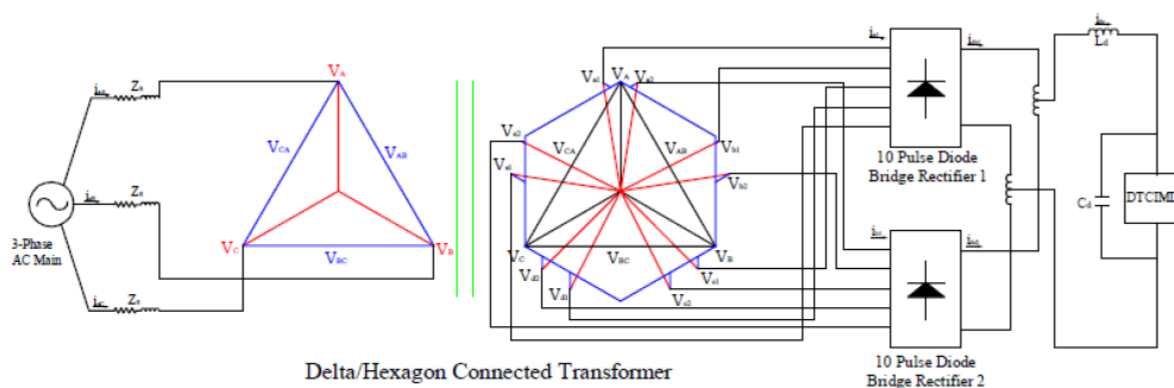


Figura 12 – Configuração do transformador delta/hexágono para a topologia de 20 pulsos
Fonte: Abdollahi (2012, p. 121).

Uma nova topologia de 40 pulsos é realizada utilizando dois retificadores 20 pulsos em paralelo com um transformador delta/polígono, com polígono assimétrico estendendo dois conjuntos de cinco fases para os dois conversores de ponte de diodos. Para essa configuração um único polígono secundário é utilizado, o qual gera dois conjuntos de alimentação de cinco fases para cada ponte. A topologia de 40 pulsos emprega, adicionalmente, um reator de interfase e um transformador de bloqueio de sequência zero (SINGH, 2008).

Tanto a topologia de 40 pulsos quanto como a topologia de 20 pulsos atinge resultados que estão de acordo com os requerimentos IEEE 519, por exemplo, a TDH da corrente ficou abaixo de 3% e 8% para várias cargas, respectivamente. Ambas as topologias possuem desempenho superior quando comparadas com topologias de 6, 12 e 18 pulsos (SINGH, 2008; ABOLLAHI, 2012).

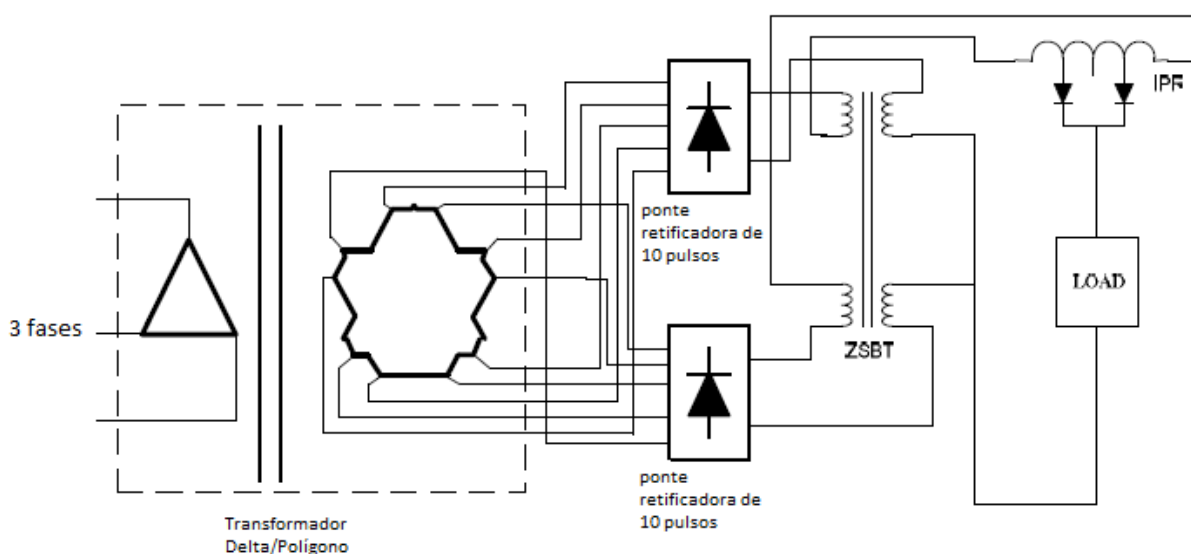


Figura 13 – Configuração do transformador delta/polígono para a topologia de 40 pulsos
Fonte: Adaptado de Singh (2008, p. 2).

2.5 TRANSFORMAÇÃO TRIFÁSICA/PENTAFÁSICA

Sistemas polifásicos (mais de 3 fases) têm sido o foco de pesquisas, devido às suas vantagens inerentes em comparação aos seus homólogos trifásicos. A aplicabilidade de sistemas polifásicos é explorada na geração, transmissão e distribuição de energia elétrica (IQBAL et al., 2010).

Para Iqbal et al. (2010, p. 1637), a razão para escolha de sistemas de 6, 12, 18 pulsos é que esses números são múltiplos de 3 e o projeto desses tipos de sistemas é mais direto. Entretanto, o aumento do número de fases certamente acarreta em sistemas mais complexos.

Por se tratar de um retificador pentafásico, há uma preocupação maior com o balanceamento de fases da entrada e com o módulo das cinco tensões na saída. A configuração dos enrolamentos no secundário do transformador deve estar disposta de forma que possibilitem 72° elétricos de defasagem entre as fases.

Para se obter 72° de defasagem entre cada fase, deve se utilizar relações de transformação apropriadas. As relações de transformação são diferentes em cada fase, a escolha da relação de espiras é a chave para criar a defasagem necessária nas fases da saída. A partir da figura 14, um sistema de equações é apresentado por Iqbal et. al (2010, p. 1638), relacionando a tensões primárias trifásicas e secundárias pentafásicas do transformador.

As tensões de entrada no enrolamento primário do transformador são V_x , V_y e V_z e as cinco tensões de saída no enrolamento secundário são V_a , V_b , V_c , V_d e V_e .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} = \frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)} \times \begin{bmatrix} \text{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ 0 & \text{sen}\left(\frac{\pi}{15}\right) & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{15}\right) \\ -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{15}\right) & \text{sen}\left(\frac{\pi}{5}\right) & 0 \\ -\text{sen}\left(\frac{2\pi}{15}\right) & 0 & \text{sen}\left(\frac{\pi}{5}\right) \\ 0 & -\text{sen}\left(\frac{4\pi}{15}\right) & -\text{sen}\left(\frac{\pi}{15}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$V_a = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.13)$$

$$V_b = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{15}\right) \quad (2.14)$$

$$V_c = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{4\pi}{15}\right) \quad (2.15)$$

$$V_d = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{4\pi}{15}\right) \quad (2.16)$$

$$V_e = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{15}\right) \quad (2.17)$$

$$V_x = V_{max} \cdot \text{sen}(\omega t) \quad (2.18)$$

$$V_y = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.19)$$

$$V_z = V_{max} \cdot \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.20)$$

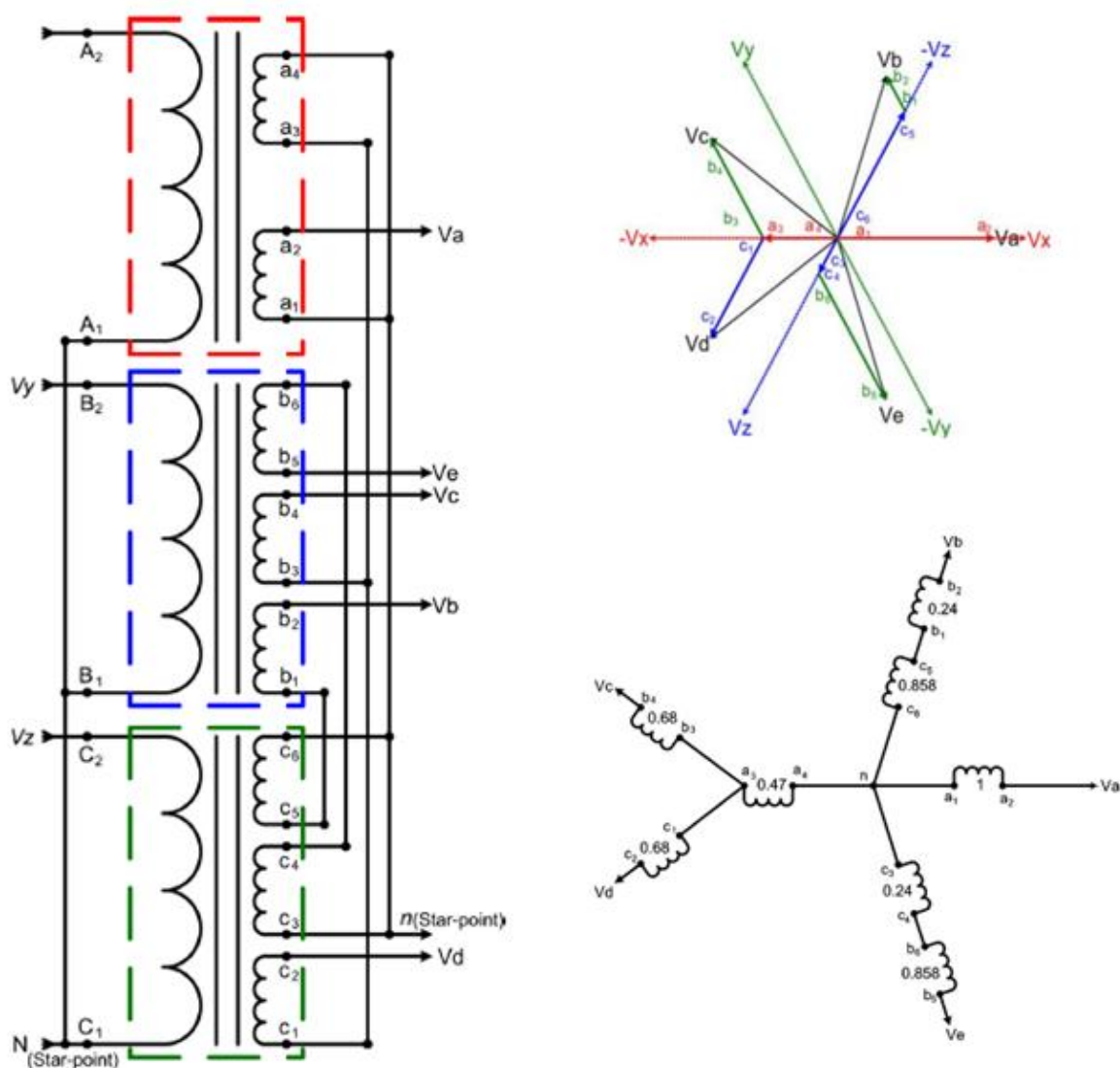


Figura 14 – Configuração dos enrolamentos do secundário de um transformador estrela/estrela trifásico/pentafásico (esquerda) e representação fasorial (direita)
Fonte: Iqbal et al. (2010, p. 1640).

$$\begin{bmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{bmatrix} = \frac{1}{\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)} * \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{15}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{15}\right) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{15}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{15}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_d \\ V_e \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Iqbal et al. (2010, p. 1640) apresenta, em uma tabela, os valores de transformação do seu transformador desenvolvido. O valor de transformação para cada fase resulta no diagrama fasorial na figura 14.

Tabela 5 – Relação de espiras proposta por Iqbal et al. (2010) entre enrolamentos primários e secundários do transformador

Primário	Secundário	Relação de transformação
		N_p/N_s
Fase X	$a_1 a_2$	1
	$a_4 a_3$	0,47
Fase Y	$b_1 b_2$	0,68
	$b_4 b_3$	0,858
	$b_5 b_6$	0,24
Fase Z	$c_1 c_2$	0,68
	$c_4 c_3$	0,858
	$c_5 c_6$	0,24

Fonte: Iqbal et al. (2010, p. 1641).

O sistema de transformação estudado possui uma relação de entrada e saída de 1:1, portanto, a tensão de saída é igual à primária. Adaptações devem ser realizadas através da multiplicação do ganho nas relações de transformação (IQBAL et al., 2010).

O trabalho proposto apresenta a seguinte topologia de retificação a 20 pulsos, não-controlado, isolado e com alto fator de potência, utilizando dois transformadores trifásicos/pentafásicos (ligação delta/zig-zag) em série. O conversor CA-CC a ser desenvolvido terá uma potência de saída igual a 4,1 kVA.

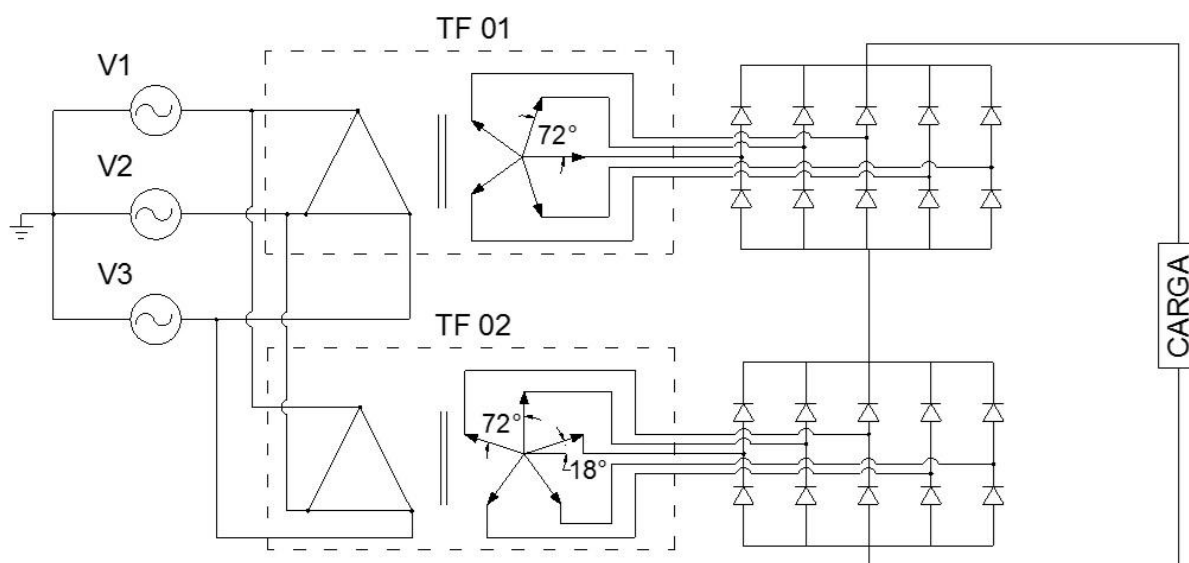


Figura 15 – Diagrama do retificador 20 pulsos proposto
Fonte: Autoria própria.

A topologia em análise apresenta duas pontes de *Graetz* modificadas, tendo cada ponte 10 diodos alimentados por dois transformadores trifásicos em paralelo com o primário em delta e o secundário especialmente modificado para a obtenção de uma saída pentafásica equilibrada.

Os valores necessários para a análise do transformador são:

- A tensão de linha no primário;
- A tensão de linha no secundário;
- A corrente eficaz em cada enrolamento;
- A tensão eficaz em cada enrolamento;
- A potência que o transformador fornece à carga.

Já os valores necessários para a análise do retificador são:

- A tensão eficaz na entrada;
- A tensão média na saída;
- A máxima tensão reversa nos diodos;
- A corrente média de saída;
- A corrente média e de pico nos diodos.

CAPÍTULO 3

3 ANÁLISE QUANTITATIVA E QUALITATIVA DOS TRANSFORMADORES

3.1 ANÁLISE DAS TENSÕES

O princípio de construção dos transformadores se baseia em um transformador delta/zig-zag, disposto especialmente para a criação das tensões pentafásicas. O arranjo dos enrolamentos dos transformadores determina a defasagem angular das tensões que alimentam a ligação delta.

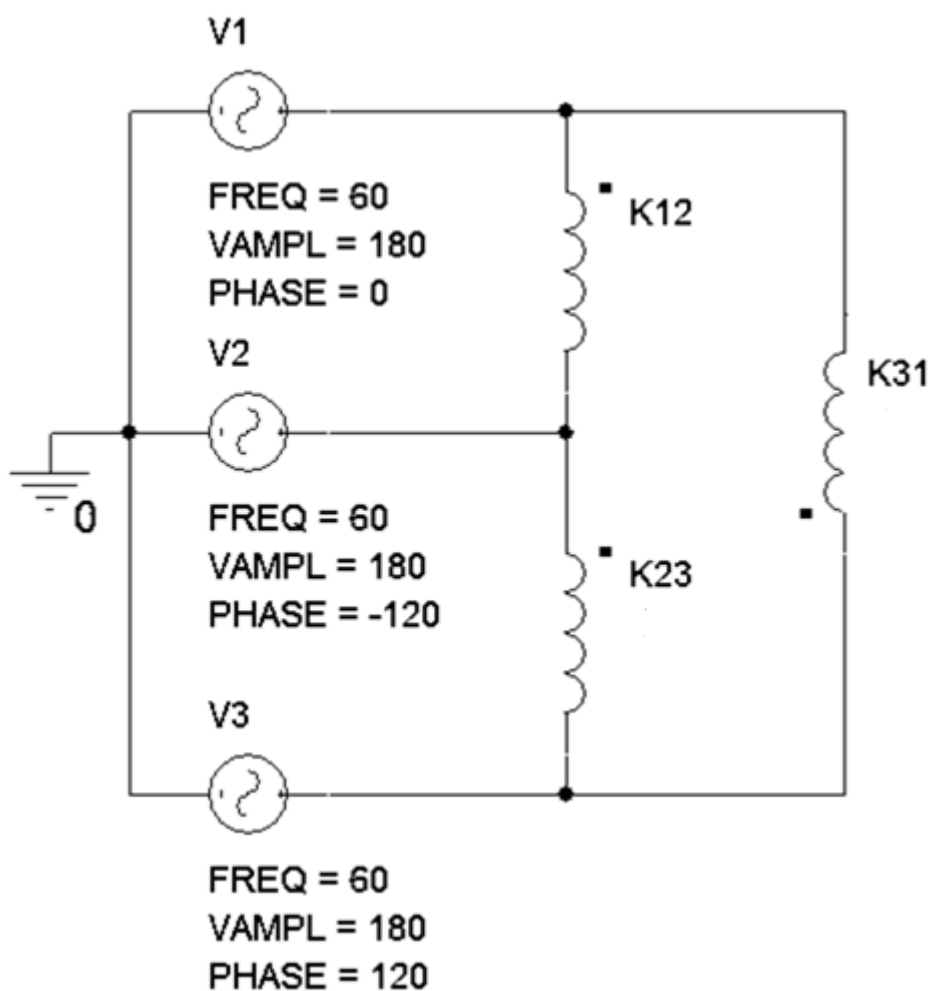


Figura 16 – Configuração em delta dos enrolamentos do primário dos transformadores trifásicos/pentafásicos

Fonte: Autoria própria.

$$\dot{V}_1 = V_f \angle 0^\circ \quad (3.1)$$

$$\dot{V}_2 = V_f \angle -120^\circ \quad (3.2)$$

$$\dot{V}_3 = V_f \angle 120^\circ \quad (3.3)$$

Onde V_f é o módulo de tensão de fase da rede de alimentação.

Das somas fasoriais das tensões de fase se derivam as tensões de linha da rede, que alimentam os enrolamentos primários dos transformadores.

$$\dot{V}_{12} = \dot{V}_1 - \dot{V}_2 = \sqrt{3} \cdot V_f \angle 30^\circ \quad (3.4)$$

$$\dot{V}_{23} = \dot{V}_2 - \dot{V}_3 = \sqrt{3} \cdot V_f \angle -90^\circ \quad (3.5)$$

$$\dot{V}_{31} = \dot{V}_3 - \dot{V}_1 = \sqrt{3} \cdot V_f \angle 150^\circ \quad (3.6)$$

Entre o transformador 1 e transformador 2 existe uma defasagem angular de 18° e a defasagem entre cada fase é de 72° . Esse valor é facilmente comprovado pela equação 3.7, que relaciona o ciclo da rede com o número de fases de cada retificador.

$$\frac{360^\circ}{5} = 72^\circ \quad (3.7)$$

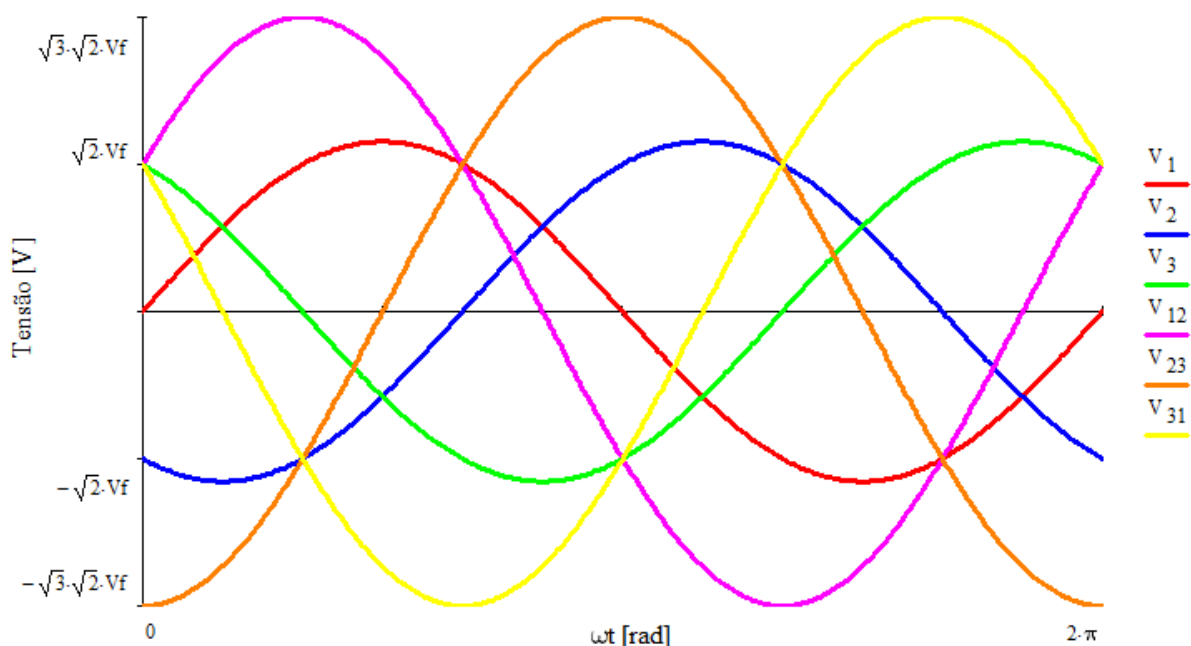


Figura 17 – Tensões de fase e de linha no primário do transformador
Fonte: Autoria própria.

O diagrama fasorial das tensões nos transformadores é mostrado na figura 18.

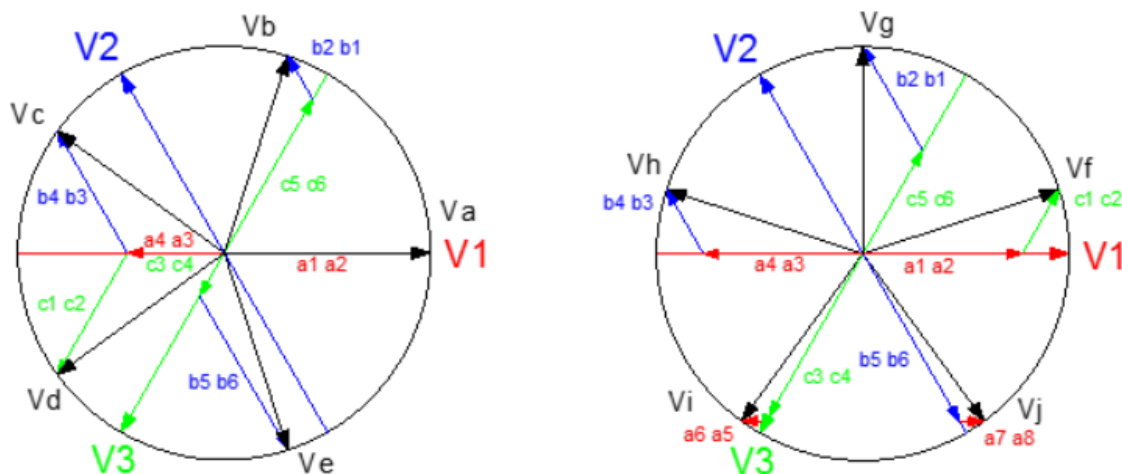


Figura 18 – Diagrama fasorial dos enrolamentos do secundário do transformador 1 (à esquerda) e do transformador 2 (à direita)
Fonte: Autoria própria.

É possível ressaltar que a criação das tensões no secundário depende da combinação de uma ou mais tensões do primário, ou seja, a resultante de uma tensão secundária é a soma fasorial das tensões do primário multiplicada pela relação de transformação dos enrolamentos secundários K_n . Através dessa análise, é possível calcular a relação de transformação de cada enrolamento no secundário.

Nas figuras 19 e 20 estão ilustradas a disposição dos enrolamentos dos secundários dos transformadores.

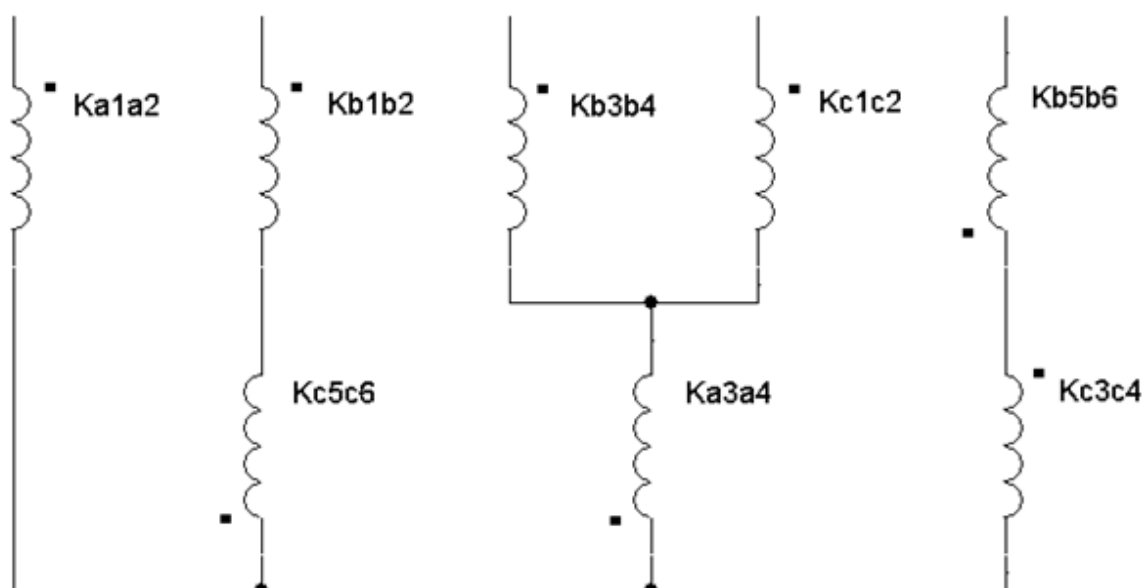


Figura 19 – Configuração em zig-zag dos enrolamentos do secundário do transformador 1 trifásico/pentafásico

Fonte: Autoria própria.

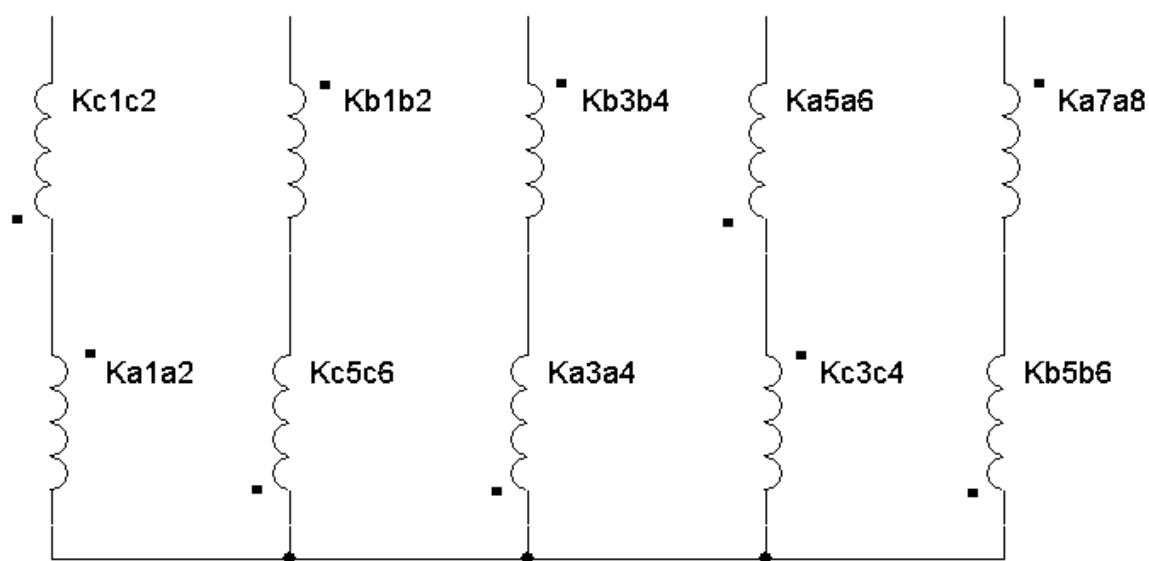


Figura 20 – Configuração em zig-zag dos enrolamentos do secundário do transformador 2 trifásico/pentafásico

Fonte: Autoria própria.

Considerando a igualdade do valor da amplitude das tensões de fase primárias e secundárias, são calculados os valores das constantes através da soma fasorial em coordenadas polares, como mostrado no apêndice B.

Os transformadores propostos nesse trabalho possuem ligação no enrolamento primário do transformador em delta, isto é, as tensões no enrolamento primário são $\sqrt{3}$ vezes maior que a tensão fase-neutro. Portanto, na tabela 6 são

apresentados os coeficientes dos enrolamentos ajustados para o projeto dos transformadores com relação 1:1, mantendo assim o mesmo valor de amplitude das tensões da rede para as tensões pentafásicas.

Tabela 6 – Relação de espiras entre enrolamentos primários e secundários do transformador

Primário	Secundário 1	Relação de transformação N_p/N_s	Secundário 2	Relação de transformação N_p/N_s
Fase 1	a_1a_2	0,58	a_1a_2	0,44
			a_3a_4	0,44
	a_3a_4	0,27	a_5a_6	0,07
			a_7a_8	0,07
Fase 2	b_1b_2	0,14	b_1b_2	0,33
	b_3b_4	0,39	b_3b_4	0,21
	b_5b_6	0,50	b_5b_6	0,54
Fase 3	c_1c_2	0,39	c_1c_2	0,21
	c_3c_4	0,14	c_3c_4	0,54
	c_5c_6	0,50	c_5c_6	0,33

Fonte: Autoria própria.

Outra consequência da ligação delta é a adiantamento do ângulo de fase das tensões secundária em 30° elétricos. Logo, são definidas as tensões de fase de alimentação dos retificadores, para sequência de fase negativa:

$$\dot{V}_a = V_f \angle 30^\circ \quad (3.8)$$

$$\dot{V}_b = V_f \angle -42^\circ \quad (3.9)$$

$$\dot{V}_c = V_f \angle -114^\circ \quad (3.10)$$

$$\dot{V}_d = V_f \angle -186^\circ \quad (3.11)$$

$$\dot{V}_e = V_f \angle -258^\circ \quad (3.12)$$

$$\dot{V}_f = V_f \angle 12^\circ \quad (3.13)$$

$$\dot{V}_g = V_f \angle -60^\circ \quad (3.14)$$

$$\dot{V}_h = V_f \angle -132^\circ \quad (3.15)$$

$$\dot{V}_i = V_f \angle -204^\circ \quad (3.16)$$

$$\dot{V}_j = V_f \angle -276^\circ \quad (3.17)$$

As formas de onda das tensões de fases secundárias são representadas pela figura 21.

Desses valores se derivam as possíveis tensões de linhas secundárias. As expressões 3.18-27 relacionam as tensões de maior módulo, pois elas determinam o momento de condução dos diodos da ponte de *Graetz*. Essas tensões são ilustradas pela figura 22.

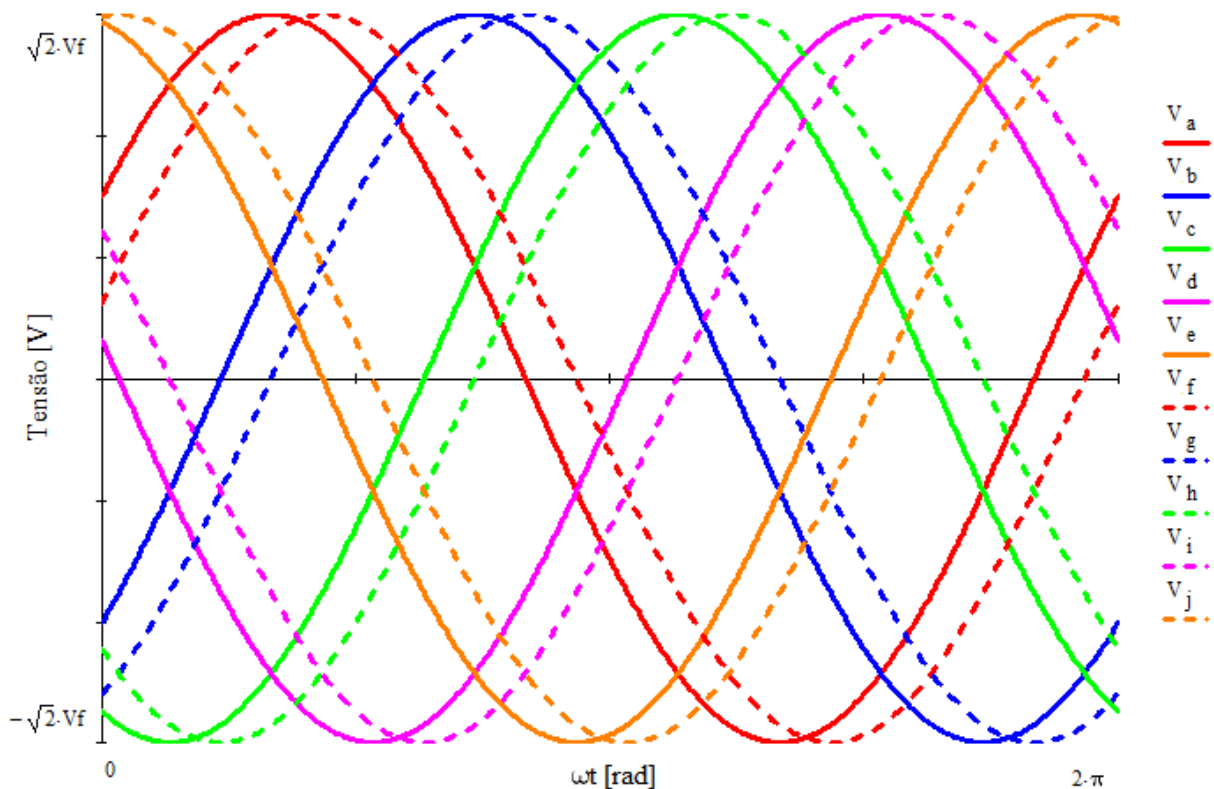


Figura 21 – Tensões de fase nos secundários dos transformadores
Fonte: Autoria própria.

$$\dot{V}_{ac} = 1,902 \cdot V_f \angle 48^\circ \quad (3.18)$$

$$\dot{V}_{ad} = 1,902 \cdot V_f \angle 12^\circ \quad (3.19)$$

$$\dot{V}_{bd} = 1,902 \cdot V_f \angle -24^\circ \quad (3.20)$$

$$\dot{V}_{be} = 1,902 \cdot V_f \angle -60^\circ \quad (3.21)$$

$$\dot{V}_{ce} = 1,902 \cdot V_f \angle -96^\circ \quad (3.22)$$

$$\dot{V}_{fh} = 1,902 \cdot V_f \angle 30^\circ \quad (3.23)$$

$$\dot{V}_{fi} = 1,902 \cdot V_f \angle -6^\circ \quad (3.24)$$

$$\dot{V}_{gi} = 1,902 \cdot V_f \angle -42^\circ \quad (3.25)$$

$$\dot{V}_{gj} = 1,902 \cdot V_f \angle -78^\circ \quad (3.26)$$

$$\dot{V}_{hj} = 1,902 \cdot V_f \angle -114^\circ \quad (3.27)$$

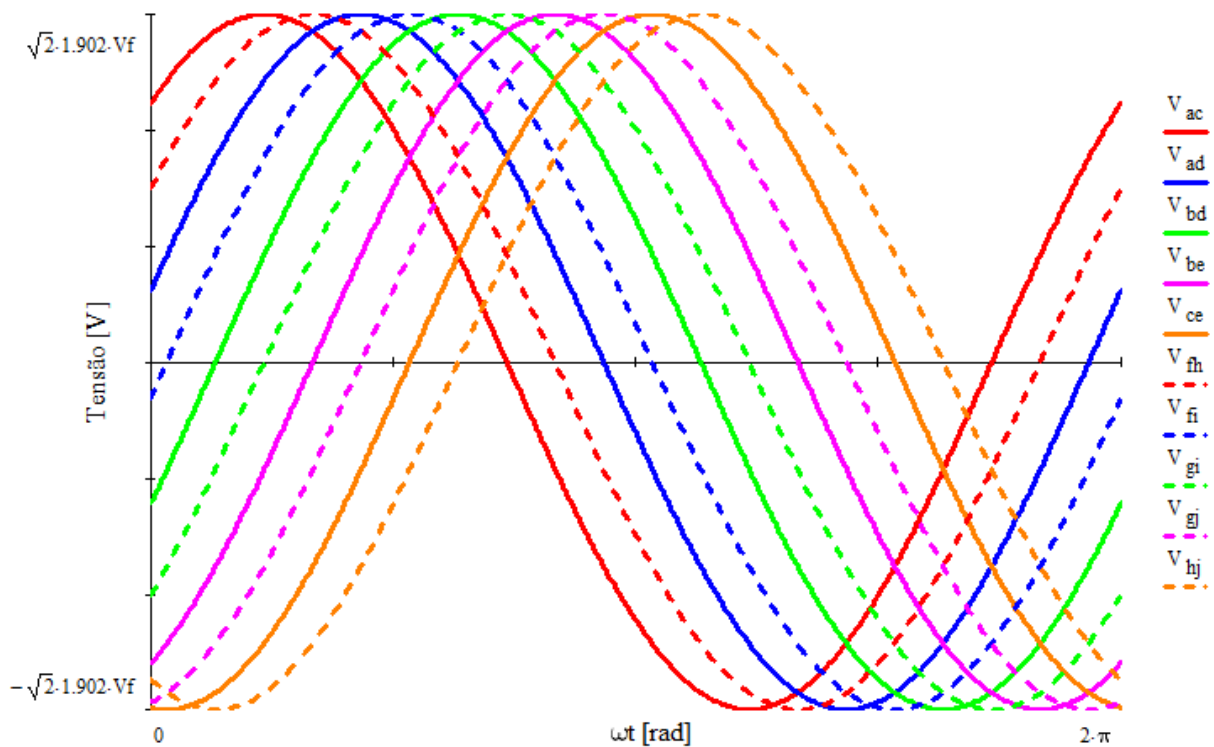


Figura 22 – Tensões de linha nos secundários dos transformadores
Fonte: Autoria própria.

Um diodo conduz com maior tensão instantânea até que esse valor, seguindo o ciclo da rede, decaia e o valor de tensão de outro diodo seja momentaneamente superior, permitindo a sua condução. A tensão sobre a carga será a resultante entre as formas de onda de cada ponte retificadora. A tensão de saída de cada ponte será sempre a diferença entre maior e menor tensão instantânea de suas cinco fases. Na figura 23, é possível observar a forma de onda dessas tensões.

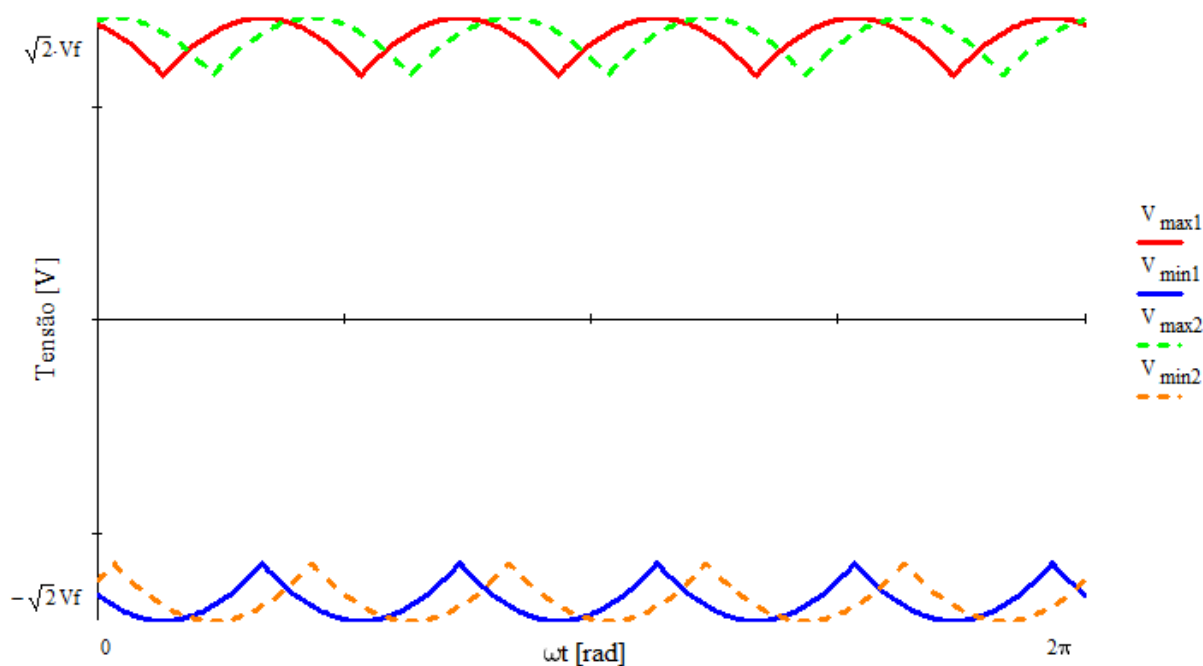


Figura 23 – Tensões máximas e mínimas nos retificadores
Fonte: Autoria própria.

Na figura 24, é possível observar as formas de onda de cada ponte retificadora e a forma de onda de tensão de saída resultante.

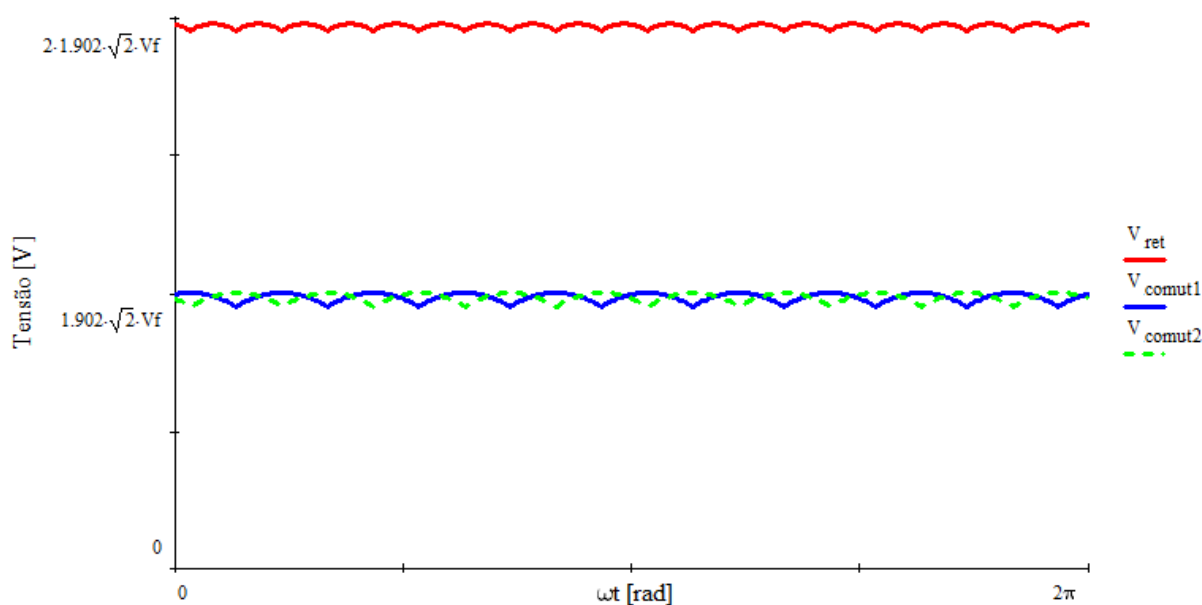


Figura 24 – Tensão de saída dos retificadores e tensão de saída resultante
Fonte: Autoria própria.

A tensão média de saída calculada é de aproximadamente 5 vezes a tensão de fase primária. A ondulação de saída é de 1,25%, conforme apêndice A.

3.2 ANÁLISE DAS CORRENTES

Foram determinados os instantes de comutação de cada diodo. Conforme o funcionamento da ponte de *Graetz*, quando duas tensões de menor defasagem entre si se igualam ocorre a comutação de um diodo.

Para a ponte retificadora ligada ao transformador 1:

$$-\dot{V}_{ce} = \dot{V}_{ac} \rightarrow -1,902 \cdot \sqrt{2} \cdot V_f \cdot \text{sen}(c_1 - 96^\circ) = 1,902 \cdot \sqrt{2} \cdot V_f \cdot \text{sen}(c_1 + 48^\circ) \quad (3.28)$$

$$c_1 = 24^\circ \quad (3.29)$$

Já para a ponte retificadora ligada ao transformador 2:

$$-\dot{V}_{hj} = \dot{V}_{fn} \rightarrow -1,902 \cdot \sqrt{2} \cdot V_f \cdot \text{sen}(c_1 - 114^\circ) = 1,902 \cdot \sqrt{2} \cdot V_f \cdot \text{sen}(c_1 - 30^\circ) \quad (3.30)$$

$$c_1 = 42^\circ \quad (3.31)$$

Deduz-se que as demais comutações ocorrem a cada 36° para cada ponte retificadora, pois cada circuito retificador é constituído por 10 diodos, e a comutação dos diodos da segunda ponte ocorrerá 18° depois dos diodos da primeira ponte, devido à sua defasagem elétrica em atraso.

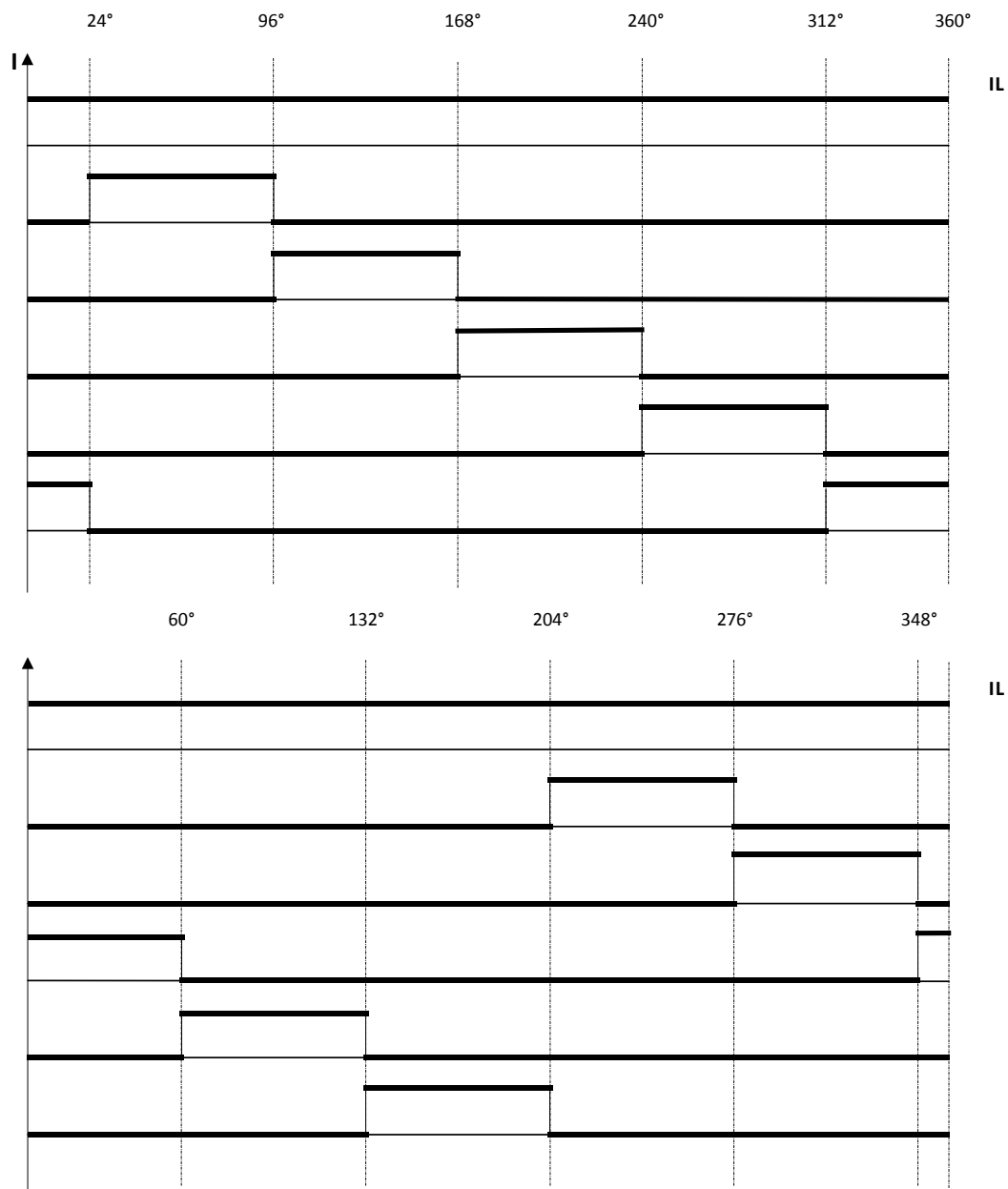


Figura 25 – Correntes nos diodos (acima: diodos superiores, abaixo: diodos inferiores), transformador 1

Fonte: Autoria própria.

Na figura 25, são ilustrados os instantes de condução de cada diodo – em graus elétricos – para a ponte retificadora conectada ao transformador 1. No gráfico superior da mesma figura, o diodo conectado acima do condutor da tensão secundária V_a conduz entre o intervalo de 24° a 96° , e, o diodo conectado abaixo do condutor da tensão secundária V_c conduz entre o intervalo de 384° a 60° , como ilustrado na parte inferior da mesma figura (esquemático mostrado na figura 15).

O mesmo raciocínio é adotado para os outros diodos, seguindo as equações 3.28-31.

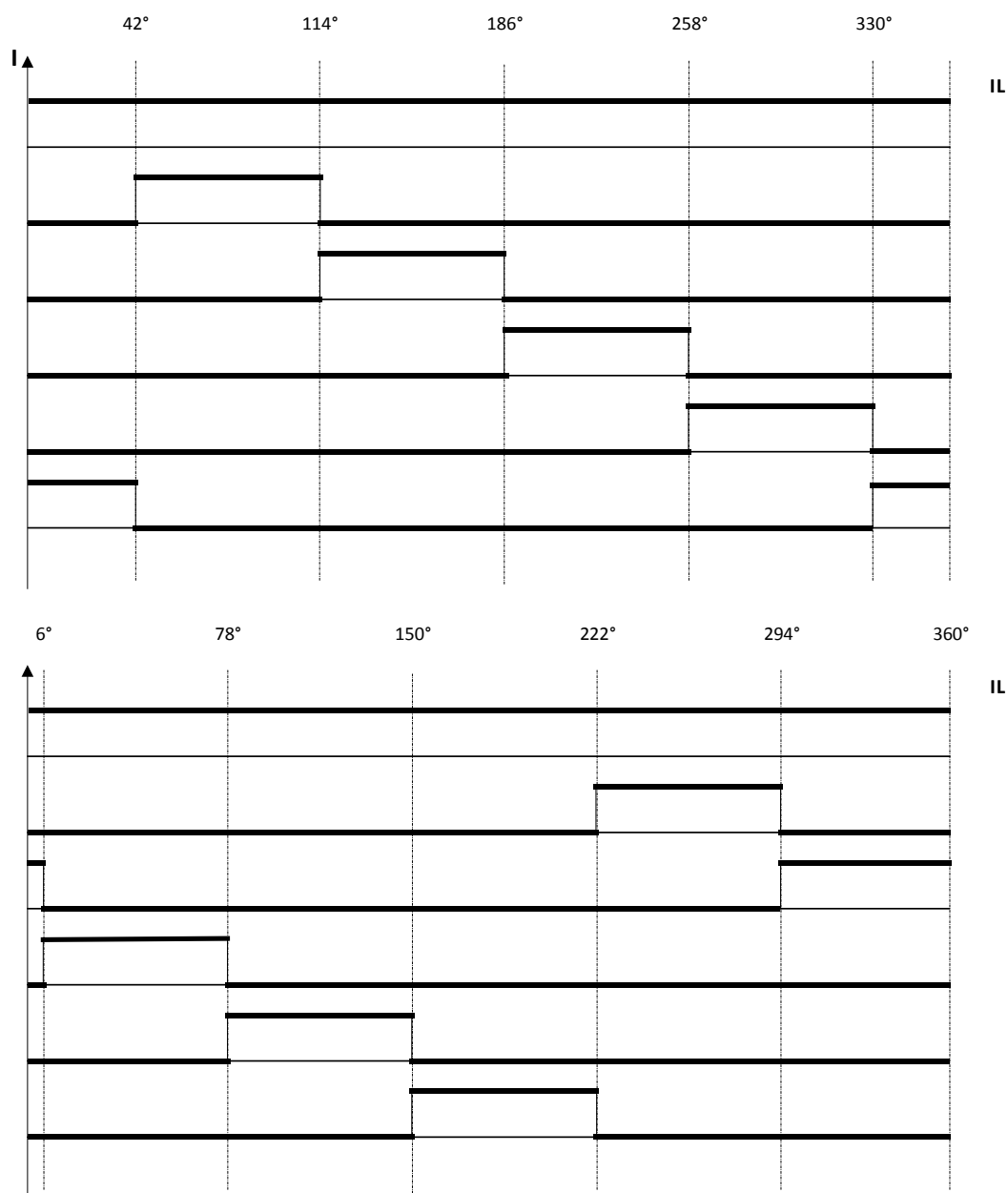


Figura 26 – Correntes nos diodos (acima: diodos superiores, abaixo: diodos inferiores), transformador 2

Fonte: Autoria própria.

Na figura 27, são ilustrados os instantes de condução dos diodos de cada fase secundária do transformador 1. Para a tensão secundária V_a , o diodo superior conduz entre o intervalo de 24° a 96° , e, o diodo inferior conduz entre o intervalo de 204° a 276° .

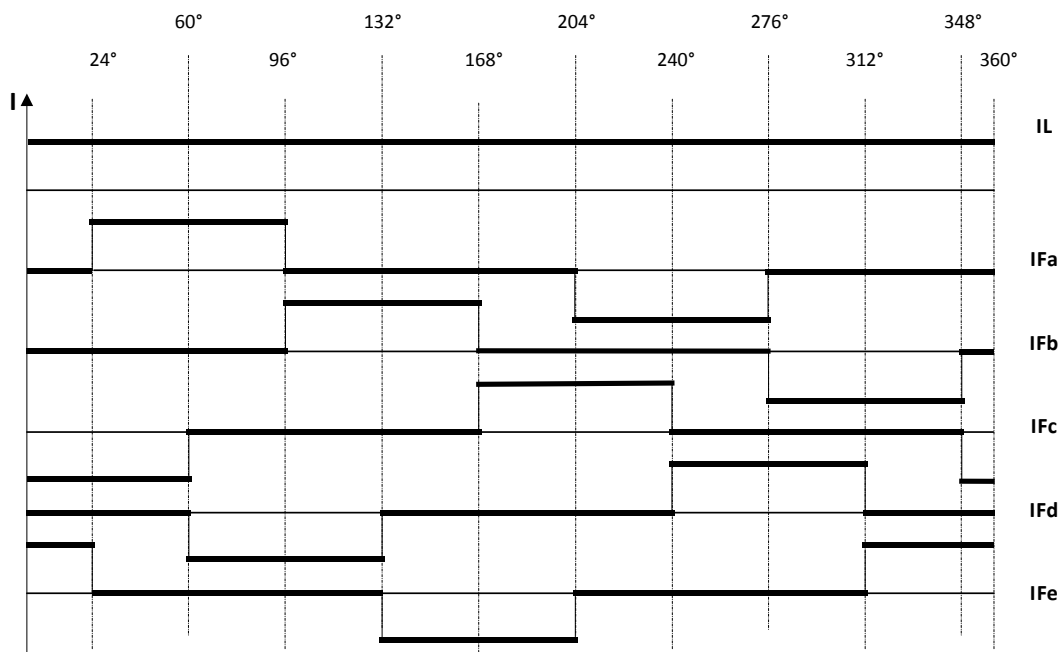


Figura 27 – Distribuição da corrente fornecida pelas 5 fases, transformador 1
Fonte: Autoria própria.

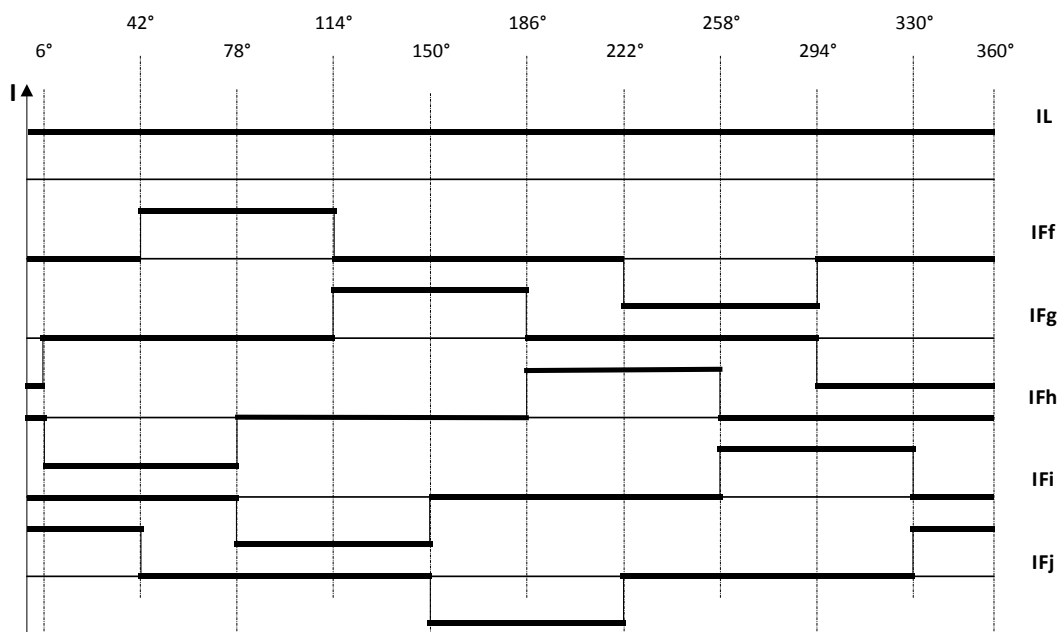


Figura 28 – Distribuição da corrente fornecida pelas 5 fases, transformador 2
Fonte: Autoria própria.

Como referência, é adotado que as correntes “saindo” do ponto serão positivas e as “entrando” no ponto serão negativas. A distribuição das correntes em cada enrolamento secundário pode ser representada analiticamente conforme as

equações 3.32-42 e, através dessas equações, é possível construir as suas respectivas formas de onda de corrente.

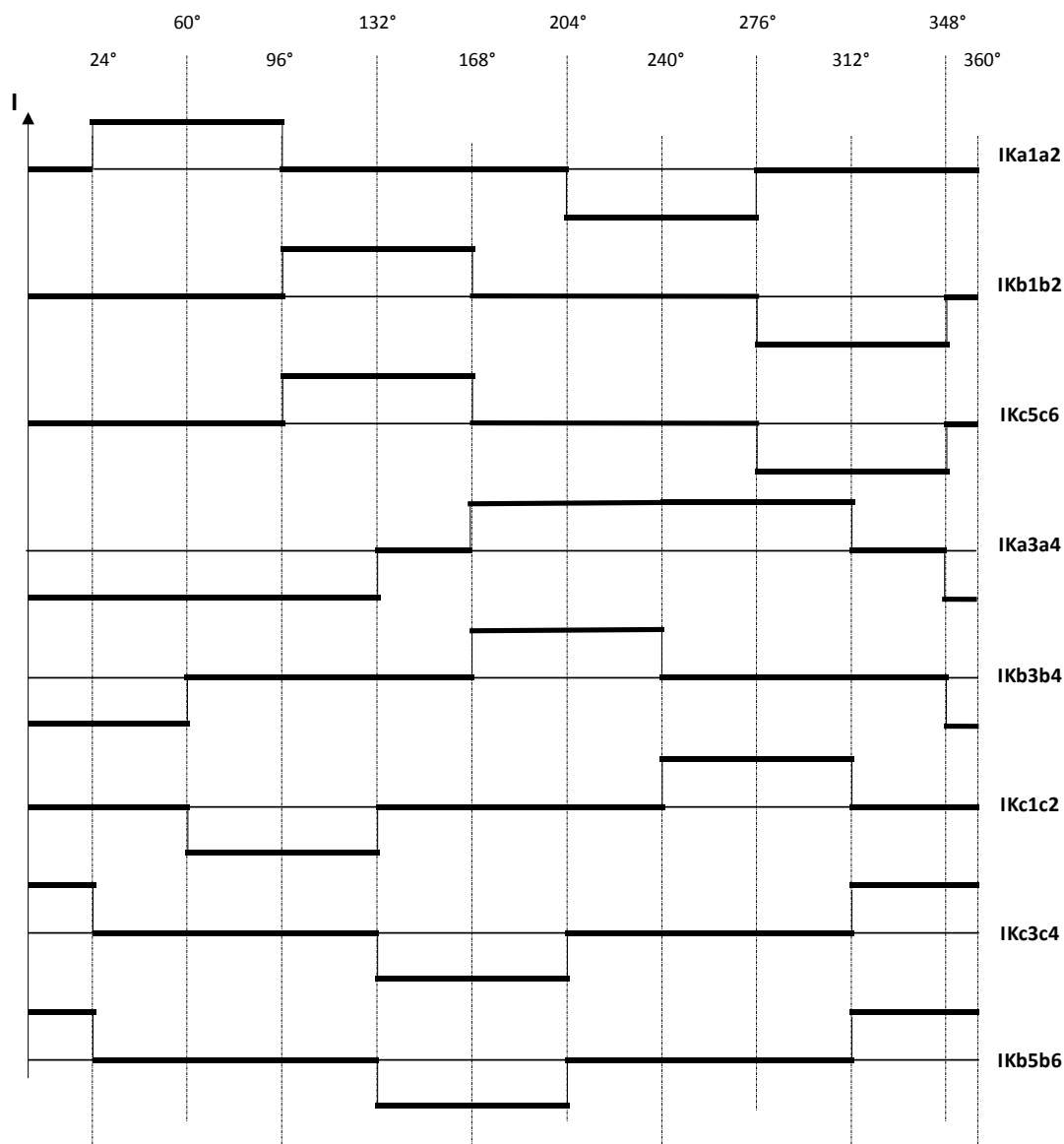


Figura 29 – Distribuição da corrente em cada enrolamento do secundário, transformador 1

Fonte: Autoria própria.

$$\dot{I}_{K_{a1a2}} = \dot{I}_{F_a} \quad (3.32)$$

$$\dot{I}_{K_{b1b2}} = \dot{I}_{K_{c5c6}} = \dot{I}_{F_b} \quad (3.33)$$

$$\dot{I}_{K_{a3a4}} = \dot{I}_{F_c} + \dot{I}_{F_d} \quad (3.34)$$

$$\dot{I}_{K_{b3b4}} = \dot{I}_{F_c} \quad (3.35)$$

$$\dot{I}_{K_{c1c2}} = \dot{I}_{F_d} \quad (3.36)$$

$$\dot{I}_{K_{c3c4}} = \dot{I}_{K_{b5b6}} = \dot{I}_{F_e} \quad (3.37)$$

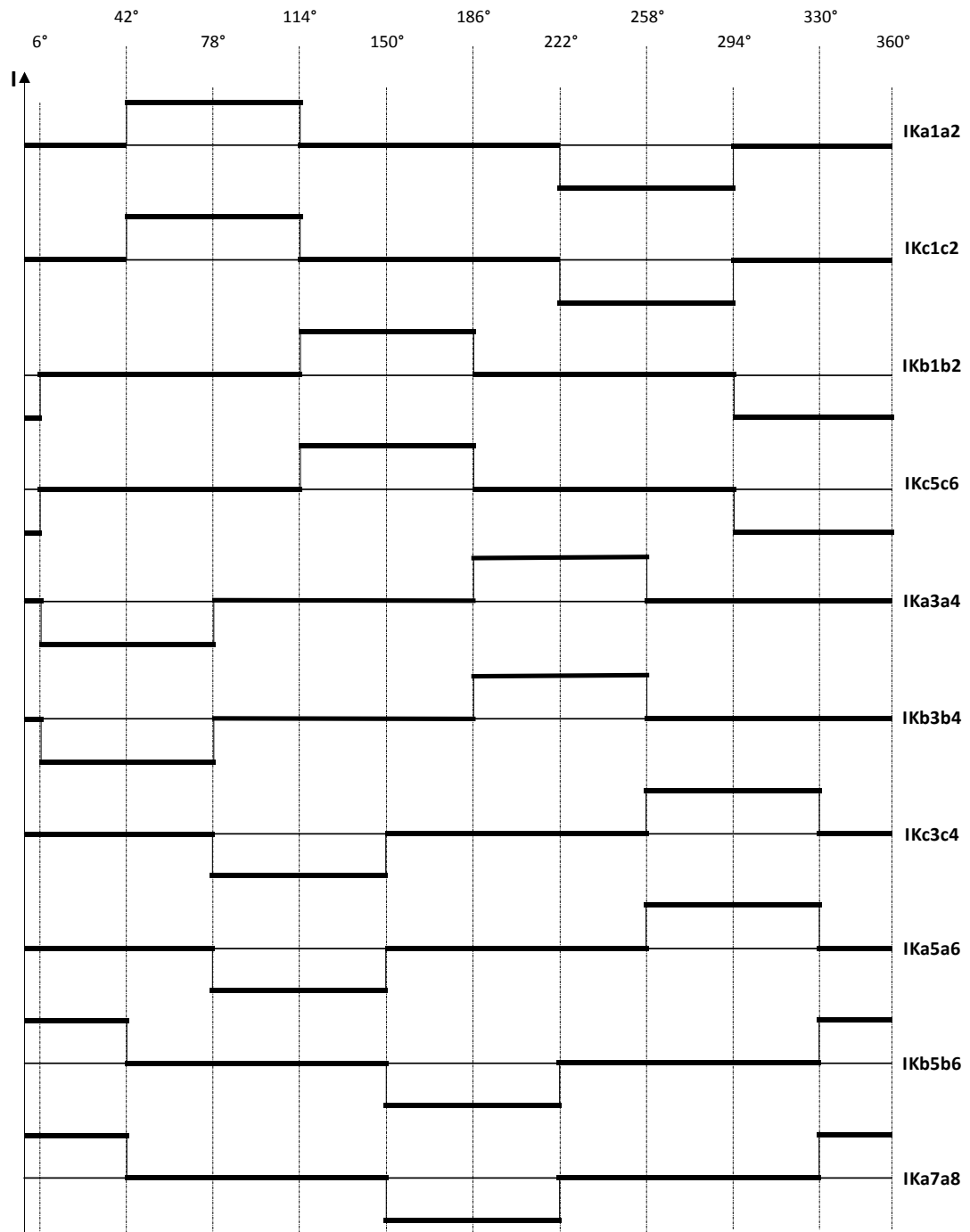


Figura 30 – Distribuição da corrente em cada enrolamento do secundário, transformador 2

Fonte: Autoria própria.

$$\dot{I}_{K_{a1a2}} = \dot{I}_{K_{c1c2}} = \dot{I}_{F_f} \quad (3.38)$$

$$\dot{I}_{K_{c5c6}} = \dot{I}_{K_{b1b2}} = \dot{I}_{F_g} \quad (3.39)$$

$$\dot{I}_{K_{a3a4}} = \dot{I}_{K_{b3b4}} = \dot{I}_{F_h} \quad (3.40)$$

$$\dot{I}_{K_{c3c4}} = \dot{I}_{K_{a5a6}} = \dot{I}_{F_i} \quad (3.41)$$

$$\dot{I}_{K_{b5b6}} = \dot{I}_{K_{a7a8}} = \dot{I}_{F_j} \quad (3.42)$$

As correntes dos enrolamentos primários de cada transformador dependem das correntes de cada enrolamento de seus respectivos secundários, cujos esquemas de ligação estão apresentados nas figuras 19 e 20. Com as relações de transformação expostas na tabela 6, é possível determinar as respectivas formas de onda de corrente. A corrente do enrolamento primário K12 é refletida para dois enrolamentos secundários Ka1a2 e Ka3a4, considerando as suas respectivas relações de transformação, necessárias para a criação da defasagem e amplitude adequadas das tensões secundárias (apêndice C).

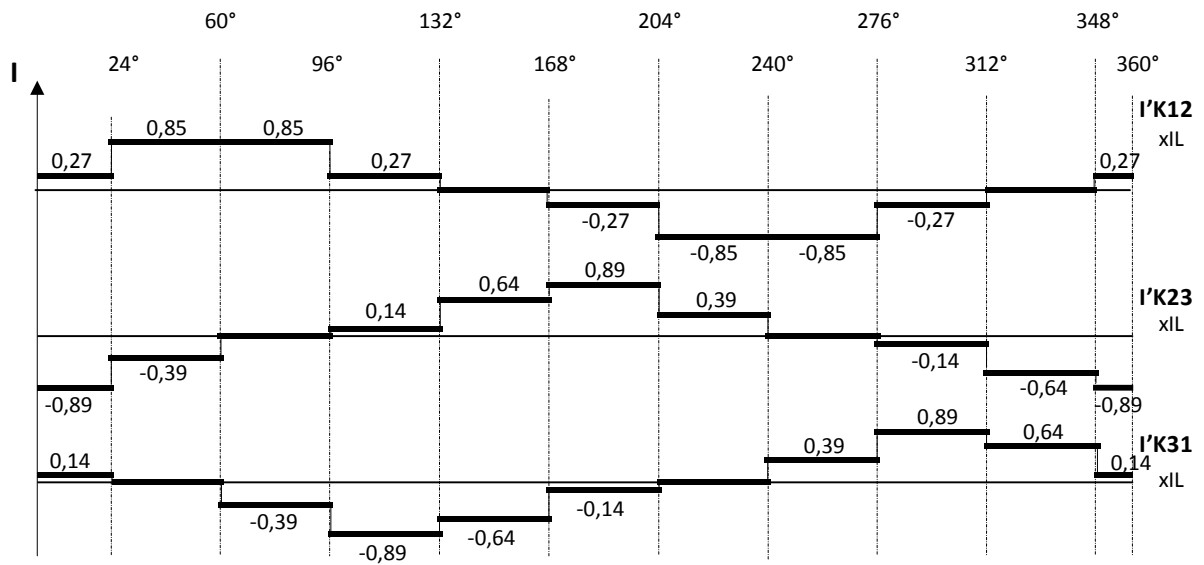


Figura 31 – Distribuição da corrente nos enrolamentos primários, transformador 1
Fonte: Autoria própria.

Deduz-se, através da figura 31, a equação que corresponde à forma de onda de corrente em cada enrolamento primário do transformador 1.

$$I'_{K_{12}}(t) = \begin{cases} 0,27 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{15} & \frac{8\pi}{15} < t \leq \frac{11\pi}{15} & \frac{29\pi}{15} < t \leq 2\pi \\ 0,85 \cdot I_L & \text{para } \frac{2\pi}{15} < t \leq \frac{8\pi}{15} \\ -0,27 \cdot I_L & \text{para } \frac{14\pi}{15} < t \leq \frac{17\pi}{15} & \frac{23\pi}{15} < t \leq \frac{26\pi}{15} \\ -0,85 \cdot I_L & \text{para } \frac{17\pi}{15} < t \leq \frac{23\pi}{15} \\ 0 & \text{para } \text{outros} \end{cases} \quad (3.43)$$

$$I'_{K_{23}}(t) = \begin{cases} 0,14 \cdot I_L & \text{para } \frac{8\pi}{15} < t \leq \frac{11\pi}{15} \\ 0,39 \cdot I_L & \text{para } \frac{17\pi}{15} < t \leq \frac{20\pi}{15} \\ 0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{11\pi}{15} < t \leq \frac{14\pi}{15} \\ 0,89 \cdot I_L & \text{para } \frac{14\pi}{15} < t \leq \frac{17\pi}{15} \\ -0,14 \cdot I_L & \text{para } \frac{23\pi}{15} < t \leq \frac{26\pi}{15} \\ -0,39 \cdot I_L & \text{para } \frac{2\pi}{15} < t \leq \frac{5\pi}{15} \\ -0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{26\pi}{15} < t \leq \frac{29\pi}{15} \\ -0,89 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{15} & \frac{29\pi}{15} < t \leq 2\pi \\ 0 & \text{para } \text{outros} \end{cases} \quad (3.44)$$

$$I'_{K_{31}}(t) = \begin{cases} 0,14 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t \leq \frac{2\pi}{15} & \frac{29\pi}{15} < t \leq 2\pi \\ 0,39 \cdot I_L & \text{para } \frac{20\pi}{15} < t \leq \frac{23\pi}{15} \\ 0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{26\pi}{15} < t \leq \frac{29\pi}{15} \\ 0,89 \cdot I_L & \text{para } \frac{23\pi}{15} < t \leq \frac{26\pi}{15} \\ -0,14 \cdot I_L & \text{para } \frac{14\pi}{15} < t \leq \frac{17\pi}{15} \\ -0,39 \cdot I_L & \text{para } \frac{5\pi}{15} < t \leq \frac{8\pi}{15} \\ -0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{11\pi}{15} < t \leq \frac{14\pi}{15} \\ -0,89 \cdot I_L & \text{para } \frac{8\pi}{15} < t \leq \frac{11\pi}{15} \\ 0 & \text{para } \text{outros} \end{cases} \quad (3.45)$$

A mesma análise e feita para o transformador 2.

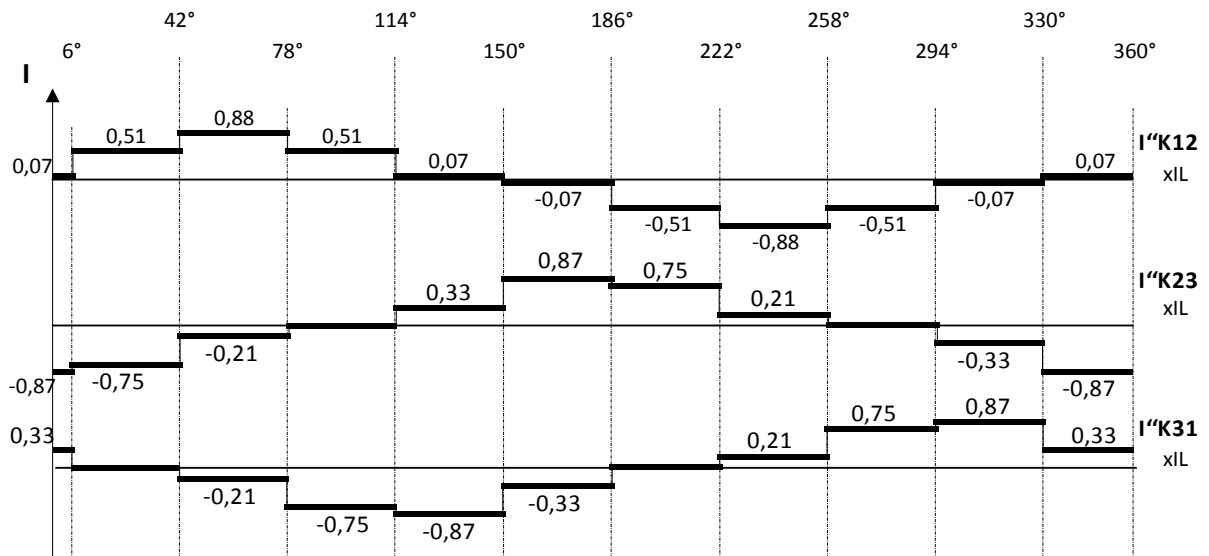


Figura 32 – Distribuição da corrente nos enrolamentos primários, transformador 2
Fonte: Autoria própria.

$$I''_{K_{12}}(t) = \begin{cases} 0,07 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t < \frac{\pi}{30} & \frac{19\pi}{30} < t < \frac{25\pi}{30} & \frac{55\pi}{30} < t \leq 2\pi \\ 0,51 \cdot I_L & \text{para } \frac{\pi}{30} < t < \frac{7\pi}{30} & \frac{13\pi}{30} < t < \frac{19\pi}{30} & \\ 0,88 \cdot I_L & \text{para } \frac{7\pi}{30} < t < \frac{13\pi}{30} & & \\ -0,07 \cdot I_L & \text{para } \frac{25\pi}{30} < t < \frac{31\pi}{30} & \frac{49\pi}{30} < t < \frac{55\pi}{30} & \\ -0,51 \cdot I_L & \text{para } \frac{31\pi}{30} < t < \frac{37\pi}{30} & \frac{43\pi}{30} < t < \frac{49\pi}{30} & \\ -0,88 \cdot I_L & \text{para } \frac{37\pi}{30} < t < \frac{43\pi}{30} & & \end{cases} \quad (3.46)$$

$$I''_{K_{23}}(t) = \begin{cases} 0,21 \cdot I_L & \text{para } \frac{37\pi}{30} < t < \frac{43\pi}{30} \\ 0,33 \cdot I_L & \text{para } \frac{19\pi}{30} < t < \frac{25\pi}{30} \\ 0,75 \cdot I_L & \text{para } \frac{31\pi}{30} < t < \frac{37\pi}{30} \\ 0,87 \cdot I_L & \text{para } \frac{25\pi}{30} < t < \frac{31\pi}{30} \\ -0,21 \cdot I_L & \text{para } \frac{7\pi}{30} < t < \frac{13\pi}{30} \\ -0,33 \cdot I_L & \text{para } \frac{49\pi}{30} < t < \frac{55\pi}{30} \\ -0,75 \cdot I_L & \text{para } \frac{\pi}{30} < t < \frac{7\pi}{30} \\ -0,87 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t < \frac{\pi}{30} \quad \frac{55\pi}{30} < t \leq 2\pi \\ 0 & \text{para outros} \end{cases} \quad (3.47)$$

$$I''_{K_{31}}(t) = \begin{cases} 0,21 \cdot I_L & \text{para } \frac{37\pi}{30} < t < \frac{43\pi}{30} \\ 0,33 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t < \frac{\pi}{30} \quad \frac{55\pi}{30} < t \leq 2\pi \\ 0,75 \cdot I_L & \text{para } \frac{43\pi}{30} < t < \frac{49\pi}{30} \\ 0,87 \cdot I_L & \text{para } \frac{49\pi}{30} < t < \frac{55\pi}{30} \\ -0,21 \cdot I_L & \text{para } \frac{7\pi}{30} < t < \frac{13\pi}{30} \\ -0,33 \cdot I_L & \text{para } \frac{25\pi}{30} < t < \frac{31\pi}{30} \\ -0,75 \cdot I_L & \text{para } \frac{13\pi}{30} \leq t < \frac{19\pi}{30} \\ -0,87 \cdot I_L & \text{para } \frac{19\pi}{30} < t < \frac{25\pi}{30} \\ 0 & \text{para outros} \end{cases} \quad (3.48)$$

Portanto, através da Lei de Kirchhoff das correntes, calculam-se as correntes drenadas da rede.

$$i_1 = (i'_{K_{12}} - i'_{K_{31}}) + (i''_{K_{12}} - i''_{K_{31}}) \quad (3.49)$$

$$i_2 = (i'_{K_{23}} - i'_{K_{12}}) + (i''_{K_{23}} - i''_{K_{12}}) \quad (3.50)$$

$$i_3 = (i'_{K_{31}} - i'_{K_{23}}) + (i''_{K_{31}} - i''_{K_{23}}) \quad (3.51)$$

Por fim, nas figuras 33, 34 e 35 estão ilustradas as correntes drenadas de cada fase. As correntes drenadas da rede correspondem a soma das correntes de cada transformador.

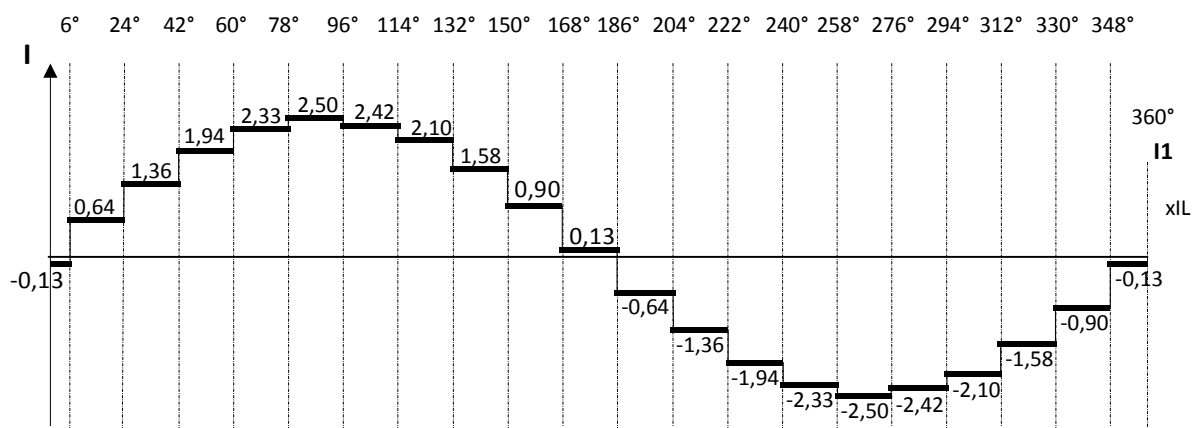


Figura 33 – Distribuição da corrente de entrada, Fase 1
Fonte: Autoria própria.

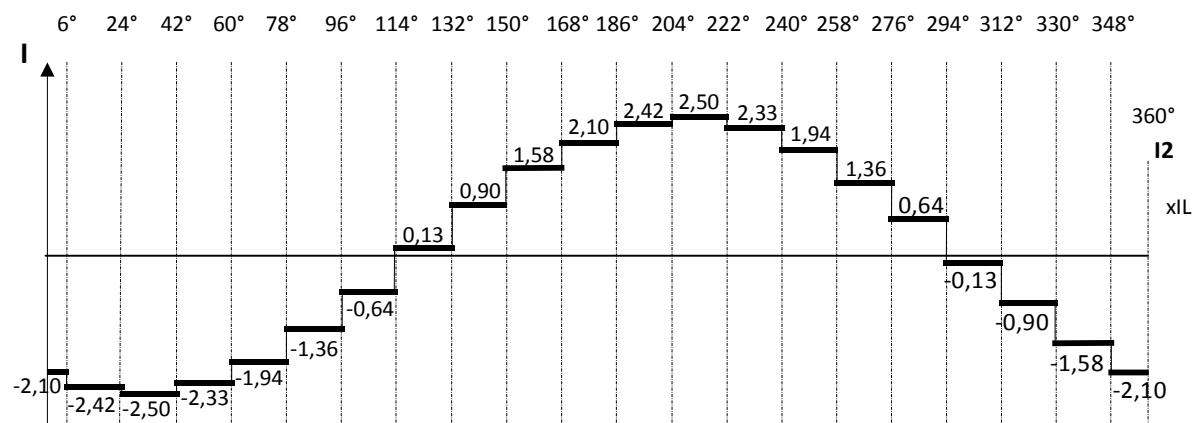


Figura 34 – Distribuição da corrente de entrada, Fase 2
Fonte: Autoria própria.

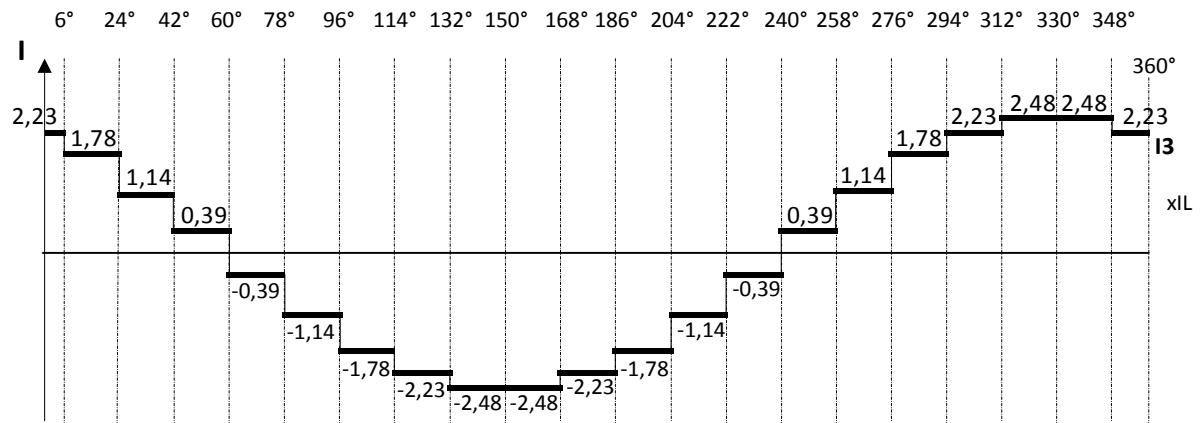


Figura 35 – Distribuição da corrente de entrada, Fase 3
Fonte: Autoria própria.

A forma de onda da corrente de cada fase de alimentação pode ser representada em uma expressão matemática e, com isso, determina-se o seu valor eficaz e seus harmônicos.

A equação genérica para o cálculo deste valor é apresentada na expressão 3.52.

$$I_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T [I(t)]^2 dt} \quad (3.52)$$

O valor eficaz das correntes de fase apresentou um valor de 177% do valor da corrente de carga. Por outro lado, o valor eficaz da corrente de cada enrolamento apresentou valores, aproximados entre si, em torno de 50% do valor da corrente de carga. O cálculo das correntes eficazes do circuito está detalhado no apêndice D.

$$I_1(t) = \begin{cases} 0,13 \cdot I_L & \text{para } \frac{28\pi}{30} < t < \frac{31\pi}{30} \\ 0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{\pi}{30} < t < \frac{4\pi}{30} \\ 0,90 \cdot I_L & \text{para } \frac{25\pi}{30} < t < \frac{28\pi}{30} \\ 1,36 \cdot I_L & \text{para } \frac{4\pi}{30} < t < \frac{7\pi}{30} \\ 1,58 \cdot I_L & \text{para } \frac{22\pi}{30} < t < \frac{25\pi}{30} \\ 1,94 \cdot I_L & \text{para } \frac{7\pi}{30} < t < \frac{10\pi}{30} \\ 2,10 \cdot I_L & \text{para } \frac{19\pi}{30} < t < \frac{22\pi}{30} \\ 2,33 \cdot I_L & \text{para } \frac{10\pi}{30} < t < \frac{13\pi}{30} \\ 2,42 \cdot I_L & \text{para } \frac{16\pi}{30} < t < \frac{19\pi}{30} \\ 2,50 \cdot I_L & \text{para } \frac{13\pi}{30} < t < \frac{16\pi}{30} \\ -0,13 \cdot I_L & \text{para } 0 < t \leq \frac{\pi}{30} \\ -0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{31\pi}{30} < t < \frac{34\pi}{30} \\ -0,90 \cdot I_L & \text{para } \frac{55\pi}{30} < t < \frac{58\pi}{30} \\ -1,36 \cdot I_L & \text{para } \frac{34\pi}{30} < t < \frac{37\pi}{30} \\ -1,58 \cdot I_L & \text{para } \frac{52\pi}{30} < t < \frac{55\pi}{30} \\ -1,94 \cdot I_L & \text{para } \frac{37\pi}{30} < t < \frac{40\pi}{30} \\ -2,10 \cdot I_L & \text{para } \frac{49\pi}{30} < t < \frac{52\pi}{30} \\ -2,33 \cdot I_L & \text{para } \frac{40\pi}{30} < t < \frac{43\pi}{30} \\ -2,42 \cdot I_L & \text{para } \frac{46\pi}{30} < t < \frac{49\pi}{30} \\ -2,50 \cdot I_L & \text{para } \frac{43\pi}{30} < t < \frac{46\pi}{30} \end{cases} \quad \frac{58\pi}{30} < t \leq 2\pi \quad (3.53)$$

$$I_2(t) = \begin{cases} 0,13 \cdot I_L & \text{para } \frac{19\pi}{30} < t < \frac{22\pi}{30} \\ 0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{46\pi}{30} < t < \frac{49\pi}{30} \\ 0,90 \cdot I_L & \text{para } \frac{22\pi}{30} < t < \frac{25\pi}{30} \\ 1,36 \cdot I_L & \text{para } \frac{43\pi}{30} < t < \frac{46\pi}{30} \\ 1,58 \cdot I_L & \text{para } \frac{25\pi}{30} < t < \frac{28\pi}{30} \\ 1,94 \cdot I_L & \text{para } \frac{40\pi}{30} < t < \frac{43\pi}{30} \\ 2,10 \cdot I_L & \text{para } \frac{28\pi}{30} < t < \frac{31\pi}{30} \\ 2,33 \cdot I_L & \text{para } \frac{37\pi}{30} < t < \frac{40\pi}{30} \\ 2,42 \cdot I_L & \text{para } \frac{31\pi}{30} < t < \frac{34\pi}{30} \\ 2,50 \cdot I_L & \text{para } \frac{34\pi}{30} < t < \frac{37\pi}{30} \\ -0,13 \cdot I_L & \text{para } \frac{49\pi}{30} < t < \frac{52\pi}{30} \\ -0,64 \cdot I_L & \text{para } \frac{16\pi}{30} < t < \frac{19\pi}{30} \\ -0,90 \cdot I_L & \text{para } \frac{52\pi}{30} < t < \frac{55\pi}{30} \\ -1,36 \cdot I_L & \text{para } \frac{13\pi}{30} < t < \frac{16\pi}{30} \\ -1,58 \cdot I_L & \text{para } \frac{55\pi}{30} < t < \frac{58\pi}{30} \\ -1,94 \cdot I_L & \text{para } \frac{10\pi}{30} < t < \frac{13\pi}{30} \\ -2,10 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t < \frac{\pi}{30} \\ -2,33 \cdot I_L & \text{para } \frac{7\pi}{30} < t < \frac{10\pi}{30} \\ -2,42 \cdot I_L & \text{para } \frac{\pi}{30} < t < \frac{4\pi}{30} \\ -2,50 \cdot I_L & \text{para } \frac{4\pi}{30} < t < \frac{7\pi}{30} \end{cases} \quad \frac{58\pi}{30} < t \leq 2\pi \quad (3.54)$$

$$I_3(t) = \begin{cases} 0,39 \cdot I_L & \text{para } \frac{7\pi}{30} < t < \frac{10\pi}{30} & \frac{40\pi}{30} < t < \frac{43\pi}{30} \\ 1,14 \cdot I_L & \text{para } \frac{4\pi}{30} < t < \frac{7\pi}{30} & \frac{43\pi}{30} < t < \frac{46\pi}{30} \\ 1,78 \cdot I_L & \text{para } \frac{\pi}{30} < t < \frac{4\pi}{30} & \frac{46\pi}{30} < t < \frac{49\pi}{30} \\ 2,23 \cdot I_L & \text{para } 0 \leq t < \frac{\pi}{30} & \frac{49\pi}{30} < t < \frac{52\pi}{30} & \frac{58\pi}{30} < t \leq 2\pi \\ 2,48 \cdot I_L & \text{para } \frac{52\pi}{30} < t < \frac{55\pi}{30} & \frac{55\pi}{30} < t < \frac{58\pi}{30} \\ -0,39 \cdot I_L & \text{para } \frac{10\pi}{30} < t < \frac{13\pi}{30} & \frac{37\pi}{30} < t < \frac{40\pi}{30} \\ -1,14 \cdot I_L & \text{para } \frac{13\pi}{30} < t < \frac{16\pi}{30} & \frac{34\pi}{30} < t < \frac{37\pi}{30} \\ -1,78 \cdot I_L & \text{para } \frac{16\pi}{30} < t < \frac{19\pi}{30} & \frac{31\pi}{30} < t < \frac{34\pi}{30} \\ -2,23 \cdot I_L & \text{para } \frac{19\pi}{30} < t < \frac{22\pi}{30} & \frac{28\pi}{30} < t < \frac{31\pi}{30} \\ -2,48 \cdot I_L & \text{para } \frac{22\pi}{30} \leq t < \frac{25\pi}{30} & \frac{25\pi}{30} \leq t < \frac{28\pi}{30} \end{cases} \quad (3.55)$$

3.2.1 Análise qualitativa das correntes

A forma de onda das correntes de fase, devido ao número de pulsos dos retificadores, se aproxima de uma forma de onda senoidal. Quanto maior a semelhança, melhor para o sistema elétrico que alimenta o circuito retificador. Uma forma de analisar a distorção de uma forma de onda, em relação a uma senoide, é através da *Série de Fourier*, que escreve a forma de onda em análise em um somatório de senos e cossenos.

A expressão geral da Série de Fourier para uma função $f(x)$ é definida como:

$$f(x) = \frac{1}{2} \cdot a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(nx) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \text{sen}(nx) \quad (3.56)$$

Onde $n = 1, 2, 3, \dots$ e:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx \quad (3.57)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cdot \cos(nx) dx \quad (3.58)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cdot \text{sen}(nx) dx \quad (3.59)$$

Como já apresentado no tópico 2.2.1, o valor da distorção é quantizado pela *Taxa de Distorção Harmônica* e limitado pelas recomendações IEEE-519-1992.

Variando o valor de n de 1 a 50 se obtém o valor de amplitude de cada harmônico da corrente presente, neste intervalo, nas correntes I_1 , I_2 e I_3 . Então, cada corrente de entrada pode ser representada como na igualdade mostrada na equação 3.60. A análise de Fourier de cada fase é apresentada no apêndice E.

$$I_{fase}(t) = \sum_{n=1}^{50} a_n \cdot \cos(nt) + \sum_{n=1}^{50} b_n \cdot \text{sen}(nt) \quad (3.60)$$

Conforme esperado, o primeiro harmônico será para $n = 19$, pois o retificador apresenta 20 pulsos na tensão de saída. A taxa de distorção harmônica e o fator de potência apresentaram valores iguais para as três fases.

$$TDH(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} i_h^2}}{i} \cdot 100 \quad (3.61)$$

$$\boxed{TDH(\%) = 7,93 \%} \quad (3.62)$$

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + TDH^2}} \quad (3.63)$$

$$\boxed{FP = 0,99687} \quad (3.64)$$

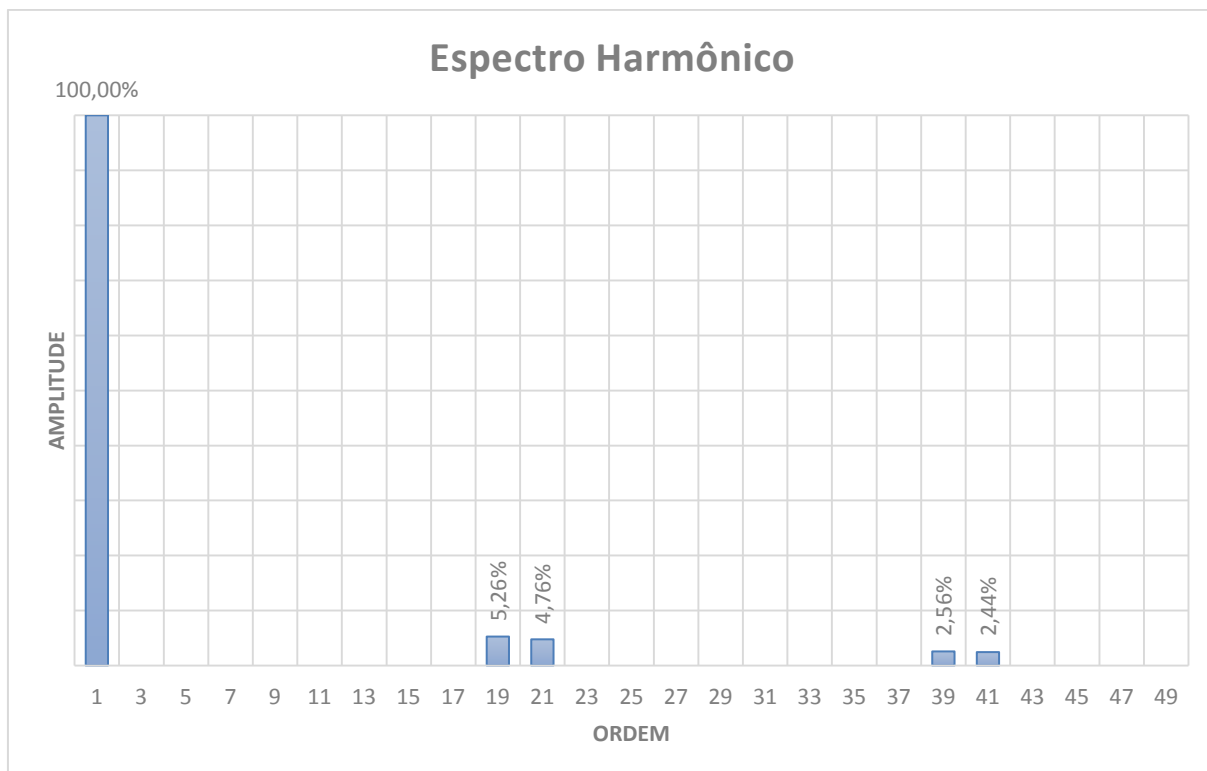


Figura 36 – Espectro dos harmônicos normalizado das correntes de alimentação
Fonte: Autoria própria.

CAPÍTULO 4

4 SIMULAÇÃO DO RETIFICADOR A 20 PULSOS

Para o desenvolvimento da simulação do protótipo foi utilizado o programa PSpice (Cadence versão 16.0). Na simulação, os acoplamentos e componentes foram considerados ideais.

O diagrama do retificador desenvolvido contempla dois transformadores trifásicos/pentafásicos com ligação delta/zig-zag, defasados entre si em 18° elétricos. Em cada transformador é ligado uma ponte retificadora de onda completa de 10 diodos. As pontes retificadoras são ligadas em série com a carga. As fontes possuem frequência de 60 Hz e estão em sequência negativa: a fonte V_1 possui um deslocamento elétrico de 0°, a fonte V_2 está defasada em -120° elétricos e a fonte V_3 em +120° elétricos em relação à fonte V_1 .

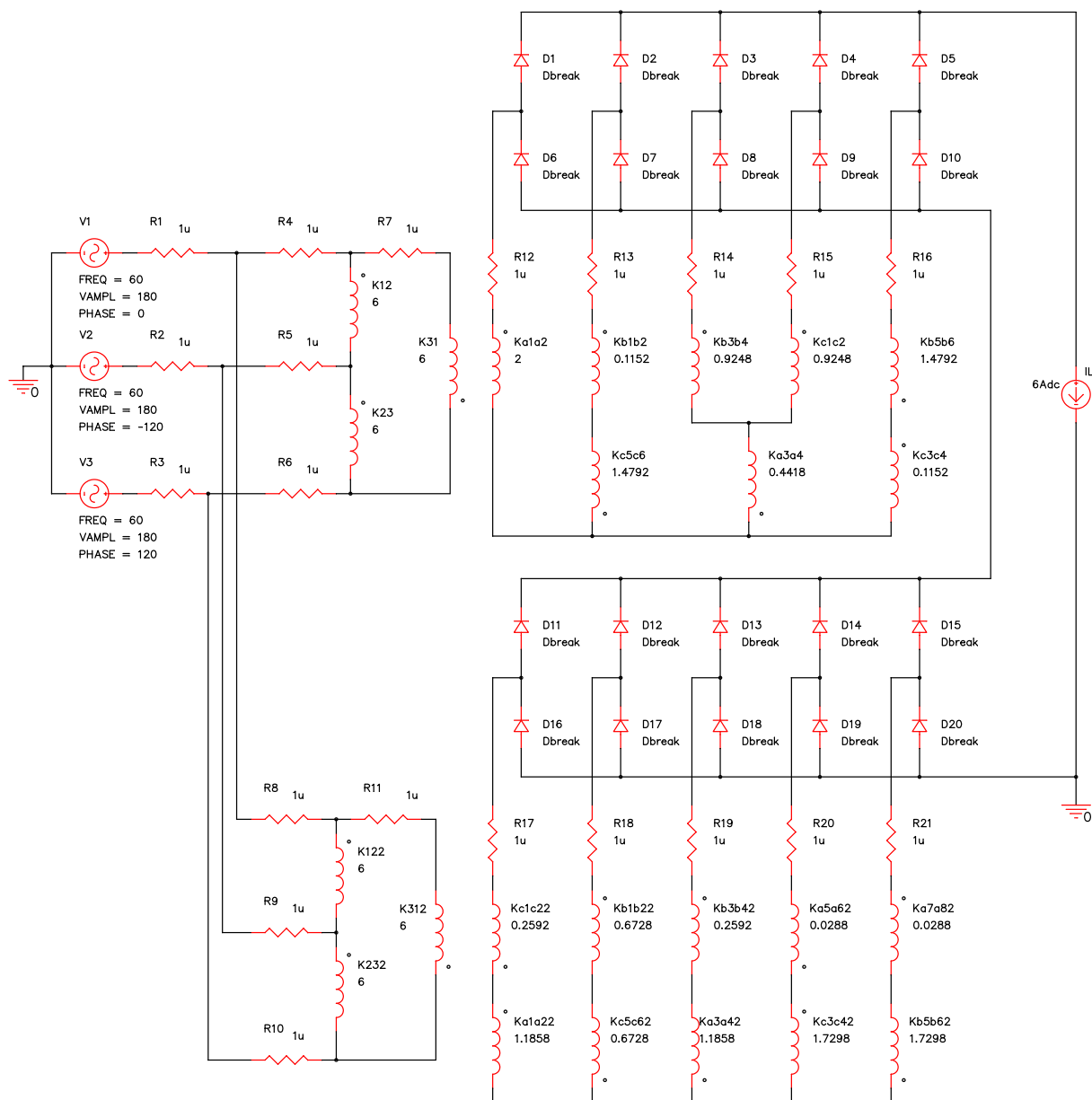
Os enrolamentos dos transformadores são acoplados magneticamente através do elemento "K_linear". Para cada transformador, os enrolamentos K_{12} são acoplados aos enrolamentos secundários $K_{ax}a_y$, os enrolamentos K_{23} são acoplados aos enrolamentos secundários $K_{bx}b_y$ e K_{31} estão acoplados aos enrolamentos $K_{cx}c_y$. Os valores de indutância de cada enrolamento são calculados através da expressão 4.1, respeitando as relações de transformação apresentados na tabela 6.

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \quad (4.1)$$

Sendo, N_1/N_2 a relação de transformação, e L_1 e L_2 as indutâncias do primário e secundário do transformador, respectivamente.

A carga é representada como uma fonte de corrente contínua de 6 A.

O diagrama do circuito retificador é apresentado na figura 37.



K Acoplamento_12
K_Linear
COUPLING = 0.99999

L1 = K12
L2 = Ka1a2
L3 = Ka3a4

K Acoplamento_23
K_Linear
COUPLING = 0.99999

L4 = Kb5b6
L3 = Kb3b4
L2 = Kb1b2
L1 = K23

K Acoplamento_31
K_Linear
COUPLING = 0.99999

L4 = Kc5c6
L3 = Kc3c4
L2 = Kc1c2
L1 = K31

K Acoplamento_K122
K_Linear
COUPLING = 0.99999

L1 = K122
L2 = Ka1a22
L3 = Ka3a42
L4 = Ka5a62
L5 = Ka7a82

K Acoplamento_K232
K_Linear
COUPLING = 0.99999

L1 = K232
L2 = Kb1b22
L3 = Kb3b42
L4 = Kb5b62

K Acoplamento_K312
K_Linear
COUPLING = 0.99999

L1 = K312
L2 = Kc1c22
L3 = Kc3c42
L4 = Kc5c62

Figura 37 – Diagrama do retificador do protótipo para simulação
Fonte: Autoria própria.

4.1 TENSÕES DO CIRCUITO

Nas figuras 38, 39 e 40 estão apresentadas as tensões de entrada, as tensões no secundário de cada transformador e a tensões de saída da ponte retificadora, respectivamente.

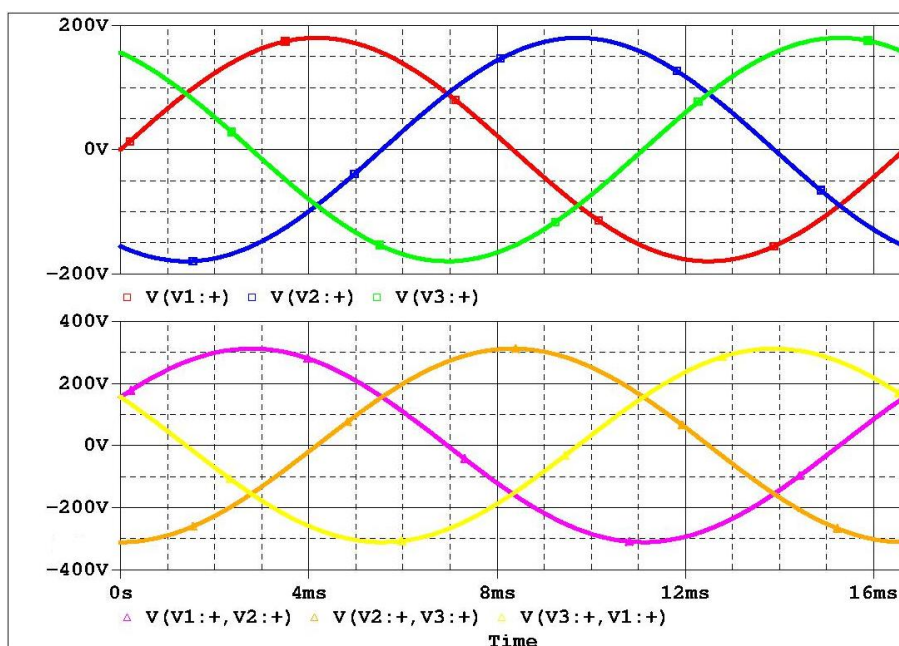


Figura 38 – Tensões primárias de fase (superior) e de linha (inferior)
Fonte: Autoria própria.

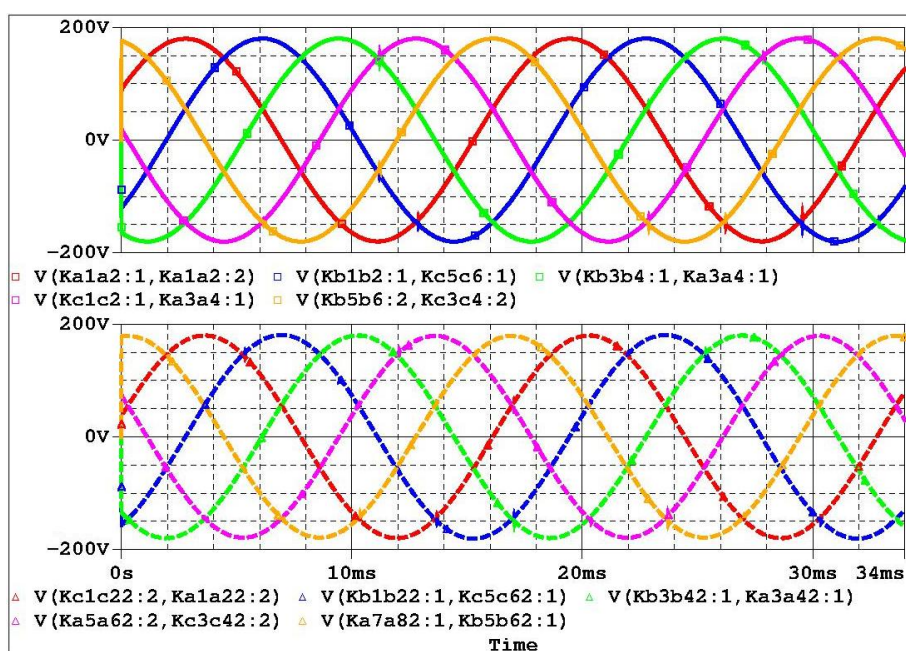


Figura 39 – Tensões secundárias de fase, transformador 1 (superior) e transformador 2 (inferior)
Fonte: Autoria própria.

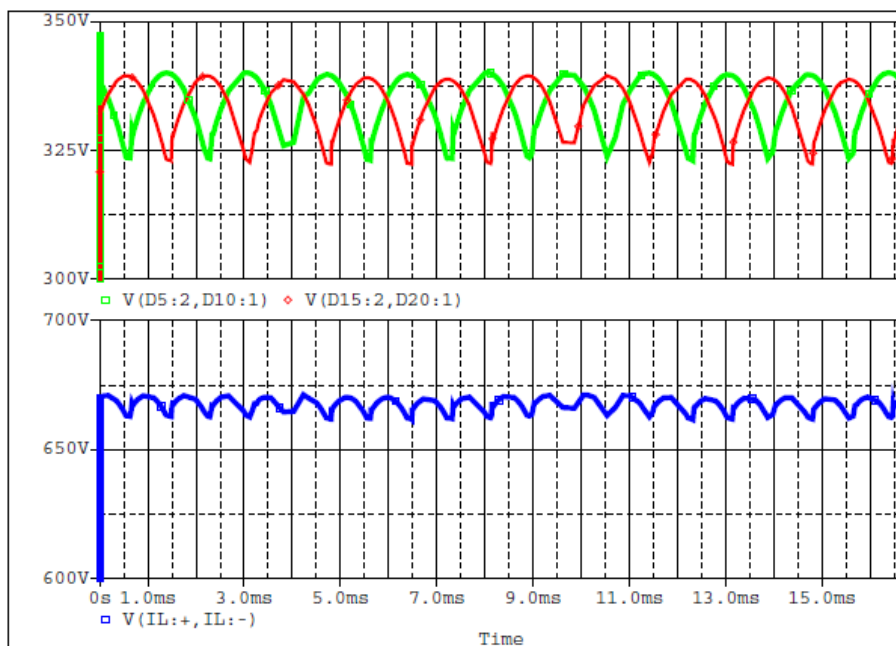


Figura 40 – Tensões nas pontes retificadoras (superior) e tensão de saída (inferior)

Fonte: Autoria própria.

4.2 CORRENTES DO CIRCUITO

Nas figuras 41, 42 e 43 estão apresentadas as correntes nos enrolamentos K12 e K122 — cuja soma resulta em uma forma de onda de corrente de 20 pulsos, a forma de onda da corrente e o espectro harmônico das fases de alimentação.

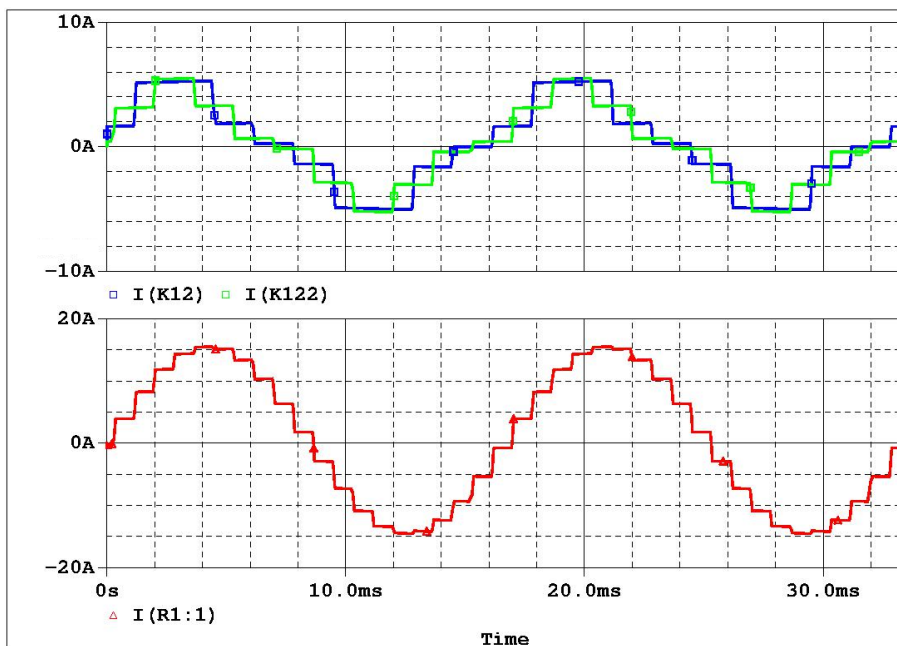


Figura 41 – Correntes nos enrolamentos K12 e K122 (superior) e corrente da fase 1 (inferior)

Fonte: Autoria própria.

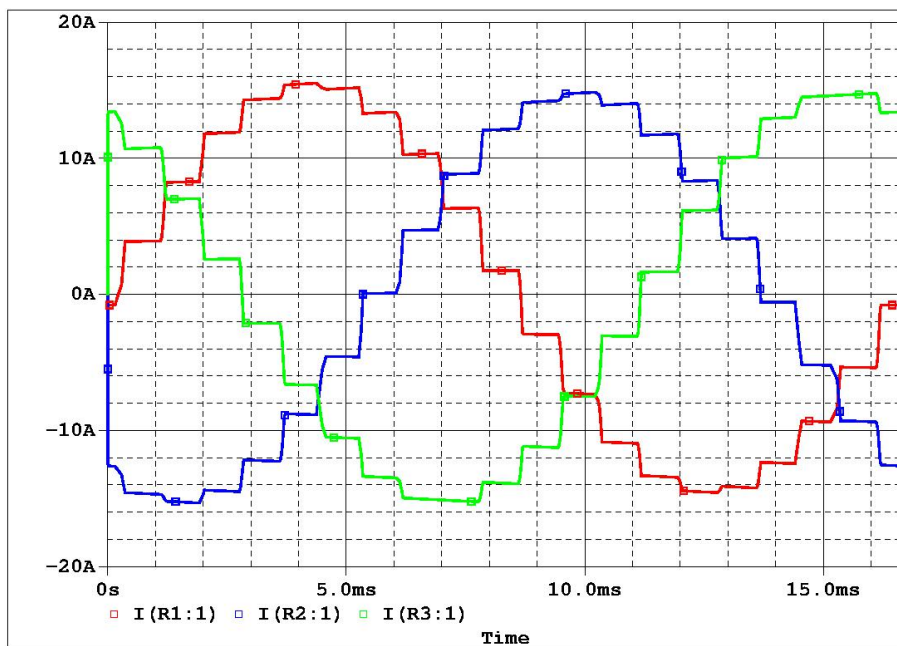


Figura 42 – Correntes na fase 1 (vermelho), fase 2 (azul) e fase 3 (verde)

Fonte: Autoria própria.

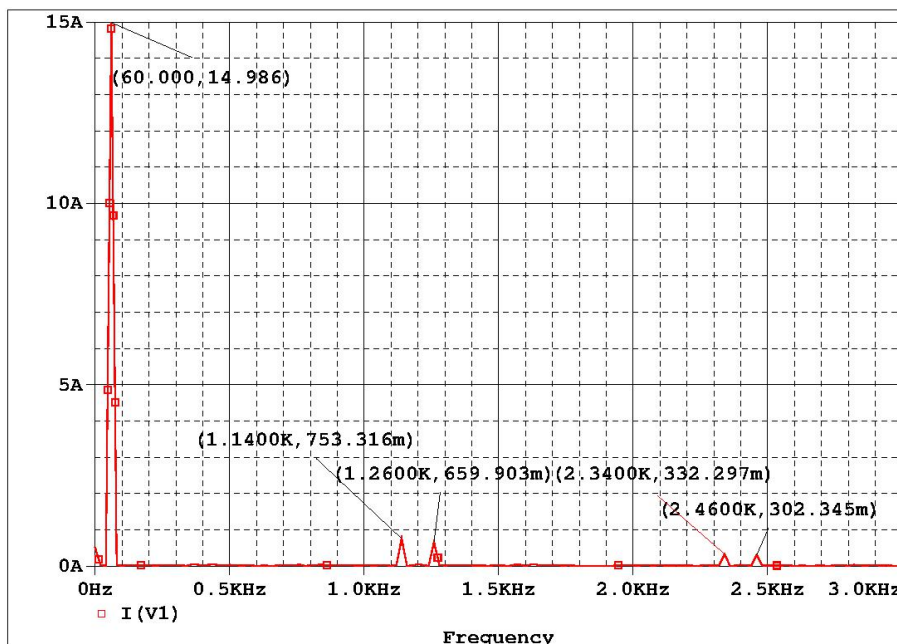


Figura 43 – Espectro harmônicos da corrente de entrada nas fases de alimentação

Fonte: Autoria própria.

É importante ressaltar que o primeiro harmônico de corrente significativo é de ordem 19, ou seja, 19 vezes a freqüência fundamental do sistema.

Simulações foram também realizadas com uma carga resistiva de 110Ω , para a operação em carga nominal. Obteveram-se valores de tensão e corrente de saída de, respectivamente, 667,20 V e 6,07 A, com uma ondulação de saída de 1,28%. Tanto o valor eficaz como a da taxa de distorção harmônica de corrente nas fases de alimentação foram próximos dos valores simulados anteriormente, com uma fonte de corrente constante na carga de 6 A, aproximadamente de 10,75 A e 7,80% em cada respectiva fase. A tensão e corrente das fases secundárias foram de, aproximadamente, 127 V e 3,80 A.

Os resultados de ambas as simulações estão de acordo com a análise teórica apresentada no capítulo 3.

CAPÍTULO 5

5 PROJETO DO RETIFICADOR A 20 PULSOS

O protótipo do retificador a 20 pulsos foi projetado para as seguintes condições de operação:

- Tensão nominal de alimentação de 127 V-fase;
- Potência nominal de saída de 4,1 kVA;
- Corrente de carga de 6 A.

5.1 ESPECIFICAÇÃO DOS TRANSFORMADORES

Tabela 7 – Tensão eficaz nos enrolamentos dos transformadores

Transformador 1				
Enrolamento Primário	Tensão Eficaz Primária [V]	Relação de Transformação	Enrolamento Secundário	Tensão Eficaz Secundária [V]
K12	220	0,58	Ka1a2	127,0
		0,27	Ka3a4	59,7
K23	220	0,14	Kb1b2	30,5
		0,39	Kb3b4	86,4
		0,50	Kb5b6	109,2
K31	220	0,39	Kc1c2	86,4
		0,14	Kc3c4	30,5
		0,50	Kc5c6	109,2

Transformador 2				
Enrolamento Primário	Tensão Eficaz Primária [V]	Relação de Transformação	Enrolamento Secundário	Tensão Eficaz Secundária [V]
K12	220	0,44	Ka1a2	97,8
		0,44	Ka3a4	97,8
		0,07	Ka5a6	15,2
		0,07	Ka7a8	15,2
K23	220	0,33	Kb1b2	73,7
		0,21	Kb3b4	45,7
		0,54	Kb5b6	118,1
K31	220	0,21	Kc1c2	45,7
		0,54	Kc3c4	118,1
		0,33	Kc5c6	73,7

Fonte: Autoria própria.

As correntes dos enrolamentos secundários são calculadas através do valor eficaz de suas respectivas formas de onda, conforme as figuras 29 e 30.

Somente o enrolamento Ka3a4 possui uma forma de onda distinta em relação aos outros enrolamentos. Os enrolamentos têm o valor eficaz calculado em Ka1a2, com exceção do enrolamento Ka3a4.

$$I_{K_{a1a2}}(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot \left(\int_{\frac{2\pi}{15}}^{\frac{8\pi}{15}} dt + \int_{\frac{17\pi}{15}}^{\frac{23\pi}{15}} dt \right)} \quad (5.1)$$

$$I_{K_{a1a2}}(RMS) = 0,63 \cdot I_L \quad (5.2)$$

$$I_{K_{a3a4}}(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot \left(\int_{\frac{14\pi}{15}}^{\frac{26\pi}{15}} dt + \int_0^{\frac{11\pi}{15}} dt + \int_{\frac{29\pi}{15}}^{2\pi} dt \right)} \quad (5.3)$$

$$I_{K_{a3a4}}(RMS) = 0,89 \cdot I_L \quad (5.4)$$

Tabela 8 – Corrente eficaz nos enrolamentos dos transformadores (continua)

Transformador 1					
Enrolamento Primário	Corrente Eficaz Primária [A]	Corrente de Pico Primária [A]	Enrolamento Secundário	Corrente Eficaz Secundário [A]	Corrente de Pico Secundário [A]
K12	3,36	5,10	Ka1a2	3,79	6,00
			Ka3a4	5,37	6,00
K23	3,12	5,34	Kb1b2	3,79	6,00
			Kb3b4	3,79	6,00
			Kb5b6	3,79	6,00
K31	3,12	5,34	Kc1c2	3,79	6,00
			Kc3c4	3,79	6,00
			Kc5c6	3,79	6,00

Tabela 8 – Corrente eficaz nos enrolamentos dos transformadores

(conclusão)

Transformador 2					
Enrolamento Primário	Corrente Eficaz Primária [A]	Corrente de Pico Primária [A]	Enrolamento Secundário	Corrente Eficaz Secundário [A]	Corrente de Pico Secundário [A]
K12	3,12	5,28	Ka1a2	3,79	6,00
			Ka3a4	3,79	6,00
			Ka5a6	3,79	6,00
			Ka7a8	3,79	6,00
K23	3,24	5,22	Kb1b2	3,79	6,00
			Kb3b4	3,79	6,00
			Kb5b6	3,79	6,00
K31	3,24	5,22	Kc1c2	3,79	6,00
			Kc3c4	3,79	6,00
			Kc5c6	3,79	6,00

Fonte: Autoria própria.

5.2 ESPECIFICAÇÃO DOS DIODOS

A corrente nos diodos é dada pelas equações 5.5 e 5.7.

$$I_{D_{MAX}} = I_L \quad (5.5)$$

$$I_{D_{MAX}} = 6 \text{ A} \quad (5.6)$$

$$I_D(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot \left(\int_{\frac{2\pi}{15}}^{\frac{8\pi}{15}} dt \right)} = 0,45 \cdot I_L \quad (5.7)$$

$$I_D(RMS) = 2,36 \text{ A} \quad (5.8)$$

A máxima tensão reversa nos diodos é dada pela equação 5.9.

$$V_{REV_{MAX}} = 1,902 \cdot \sqrt{2} \cdot V_f \quad (5.9)$$

$$V_{REV_{MAX}} = 341,61 \text{ V} \quad (5.10)$$

CAPÍTULO 6

6 ENSAIO DO RETIFICADOR A 20 PULSOS

O protótipo de 4,1 kVA foi ensaiado no NUPET – Núcleo de Pesquisa de Eletrotécnica – do Departamento Acadêmico de Eletrotécnica da UTFPR.

Com o objetivo de validar os conceitos teóricos e a modelagem matemática do retificador a 20 pulsos, o protótipo foi colocado em operação sob duas condições: a vazio e com carga nominal resistiva.

Os equipamentos listados abaixo foram utilizados para o ensaio do protótipo:

- 2 Transformadores especiais trifásicos/pentafásicos;
- 6 Pontes retificadoras a diodos 36MB140A;
- 6 Reostatos de 300 Ω e 2 A cada;
- 1 Osciloscópio digital Tektronik TPS2024;
- 1 Analisador de energia Fluke 434 series II;
- 2 Multímetros digitais;
- Cabos com conexão banana-banana.

6.1 TRANSFORMADORES

Nas figuras 44 e 45 estão ilustrados os transformadores e seus dados de placa. Nesta etapa, fases da rede foram nomeadas como R, S e T, e as fases secundárias foram classificadas de A a J.

Todas as conexões das bobinas foram realizadas externamente com cabos condutores. Para uma correta conexão, se adotou o começo de cada bobina como seu respectivo ponto.

6.2 DIODOS

A ponte retificadora a diodos modelo 36MB140A, fabricado pela *International Rectifier*, possui capacidade de condução de corrente elétrica de 35 A e máxima tensão reversa de 1600 V, se enquadrando nas especificações do projeto.

A configuração de ligação é informada pelo fabricante, possuindo cada módulo uma ponte retificadora monofásica de onda completa.

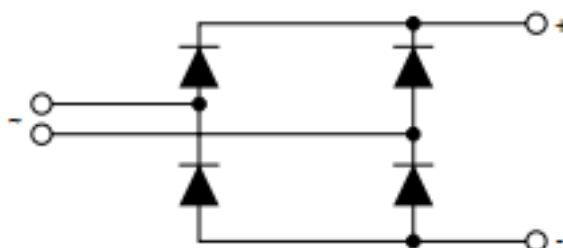


Figura 46 – Configuração do módulo de diodo 36MB140A
Fonte: *International Rectifier*.

A ponte retificadora com oito módulos para o ensaio foi fornecida pelo NUPET já acoplada a um dissipador térmico, dos quais seis módulos foram utilizados.



Figura 47 – Ponte retificadora com diodos 36MB140A
Fonte: Autoria própria.

6.3 REOSTATOS

Os reostatos utilizados foram fornecidos pelo Setor de Manutenção – SEMAP – da UTFPR. Cada reostato possui uma resistência de $300\ \Omega$ e capacidade de condução de corrente de $2\ \text{A}$.

Na figura 48, é ilustrada o esquema elétrico dos reostatos para a operação em corrente nominal de $6\ \text{A}$.

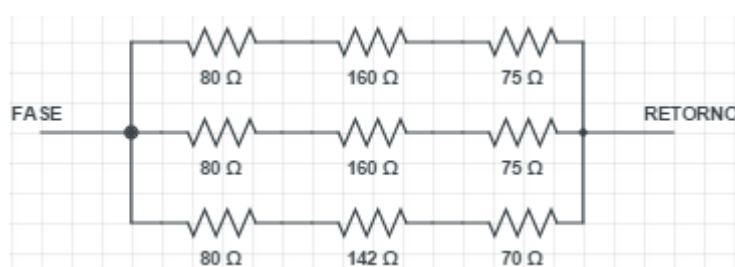


Figura 48 – Esquema elétrico dos reostatos
Fonte: Autoria própria.

6.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Com a finalidade de validar os conceitos teóricos e a modelagem matemática foram medidas, primeiramente, as grandezas elétricas de cada enrolamento e, em seguida, os parâmetros relativos à qualidade de energia do protótipo.

6.4.1 Formas de onda de tensão

As formas de onda foram obtidas através de osciloscópio de quatro canais, e os seus dados foram salvos como arquivo .csv (*arquivo separado por vírgula*) e exportados para o Microsoft Excel, pois, algumas vezes, mais de quatro canais foram necessários para uma melhor apresentação dos resultados.

As formas de onda de tensão de alimentação são apresentadas na figura 49, com aproximadamente $127\ \text{V}$ de tensão eficaz em cada fase.

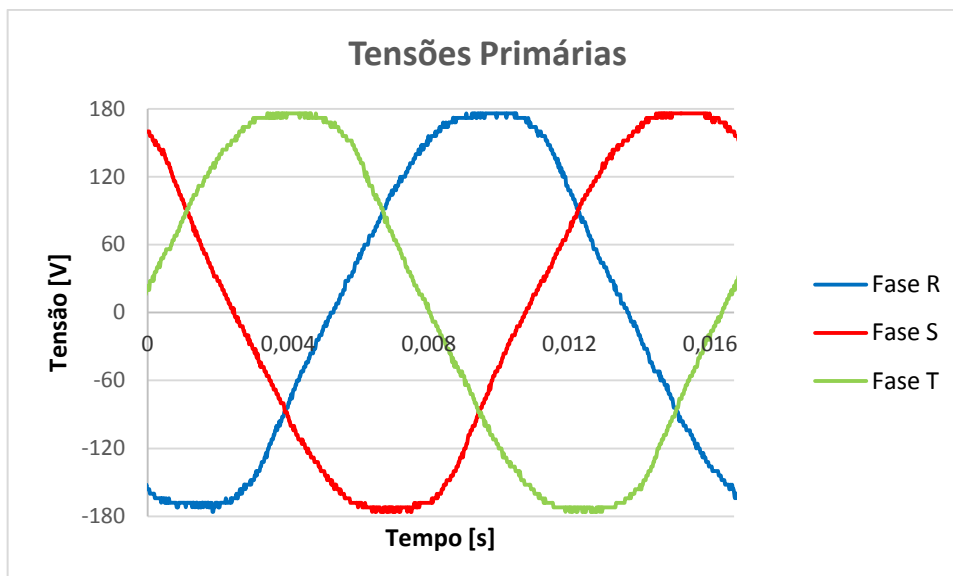


Figura 49 – Formas de onda de tensão de alimentação
Fonte: Autoria própria.

As formas de onda de tensão em cada enrolamento secundário em um ciclo são ilustradas nas figuras 50 e 51. As fases secundárias A-E são referentes ao transformador 1 e as fases F-J ao transformador 2.

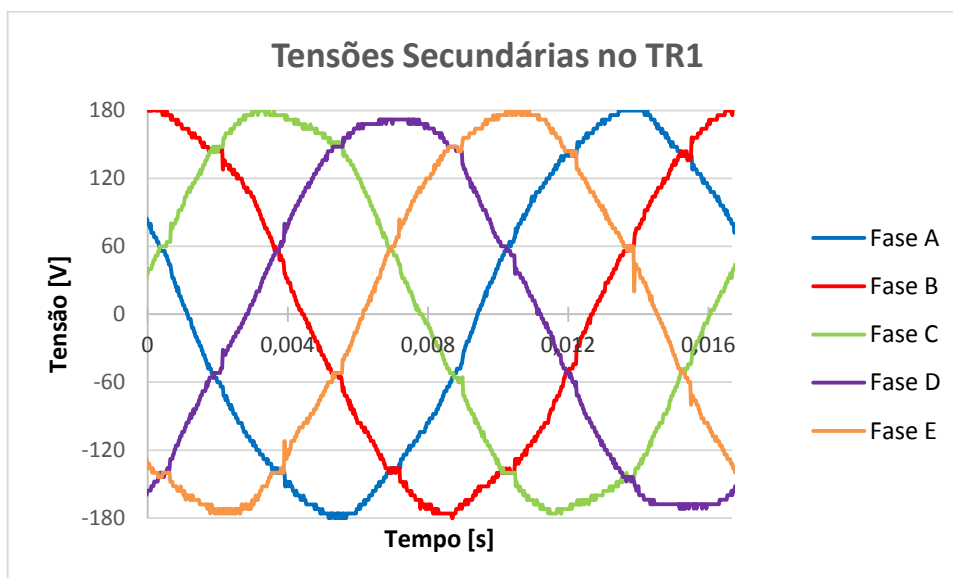


Figura 50 – Tensões nos enrolamentos secundários (transformador 1)
Fonte: Autoria própria.

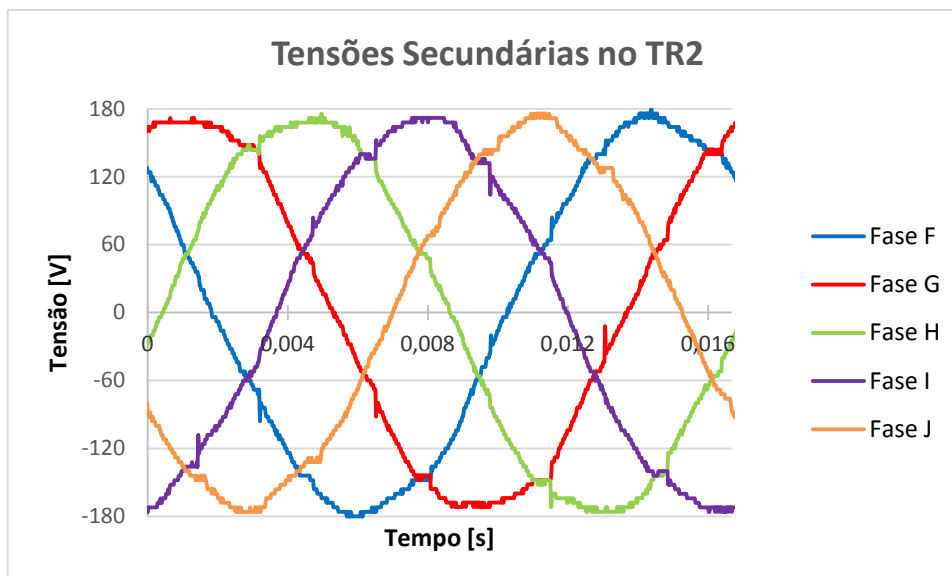


Figura 51 – Tensões nos enrolamentos secundários (transformador 2)
Fonte: Autoria própria.

As relações de transformação e consequentes valores de tensão secundários estão próximos dos valores projetados – tabela 6Tabela 6. Conforme esperado, as fases secundárias de um mesmo transformador estão defasadas entre si de aproximadamente 72° elétricos. Na figura 52, é possível observar a simetria das fases secundárias em um ciclo da rede, em relação à figura 21.

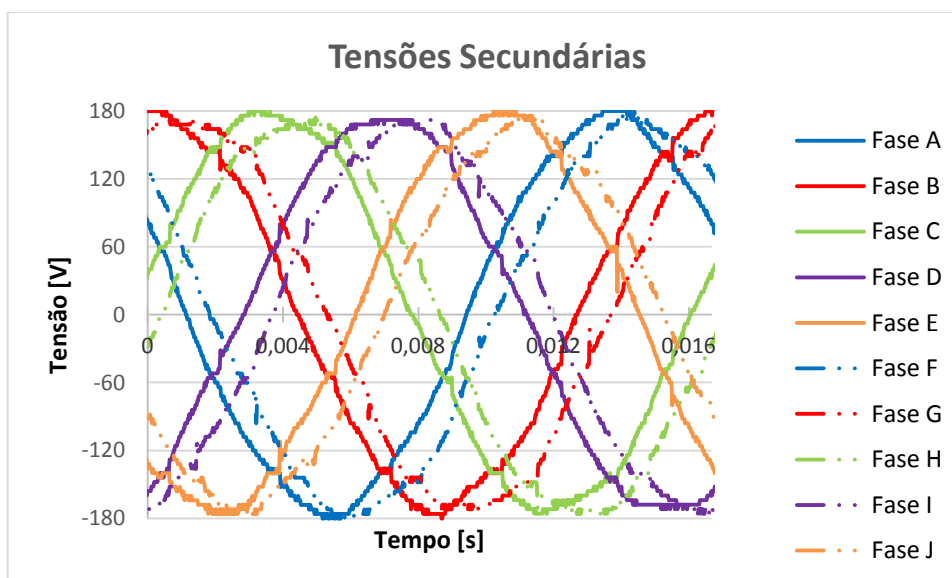


Figura 52 – Tensões secundárias de fase ensaiadas
Fonte: Autoria própria.

A defasagem angular entre os dois transformadores deve ser de 18° elétricos, na figura 53, é ilustrada essa defasagem. O valor obtido foi de aproximadamente 16°

elétricos. Os valores eficazes de tensão de fase variaram de valores de 122 V a 126 V, dependendo da fase.

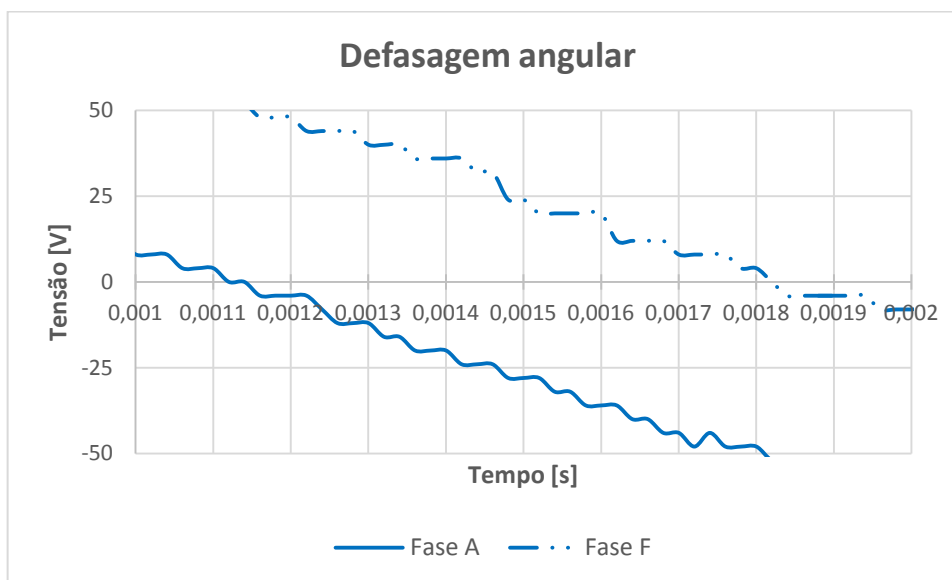


Figura 53 – Defasagem angular entre as fases A e F
Fonte: Autoria própria.

Essa variação entre os valores mensurados e calculados não prejudicam o funcionamento geral do retificador. Entretanto, ela existe devido ao desequilíbrio de módulo e fase da rede trifásica e às variações nos parâmetros construtivos dos transformadores.

As tensões de linha momentâneas de maior amplitude são responsáveis pela condução de cada diodo. Na figura 54, estão ilustradas as formas de onda de tensão que polarizam diretamente os diodos. Apesar de consideráveis distorções, é possível obter um resultado satisfatório.

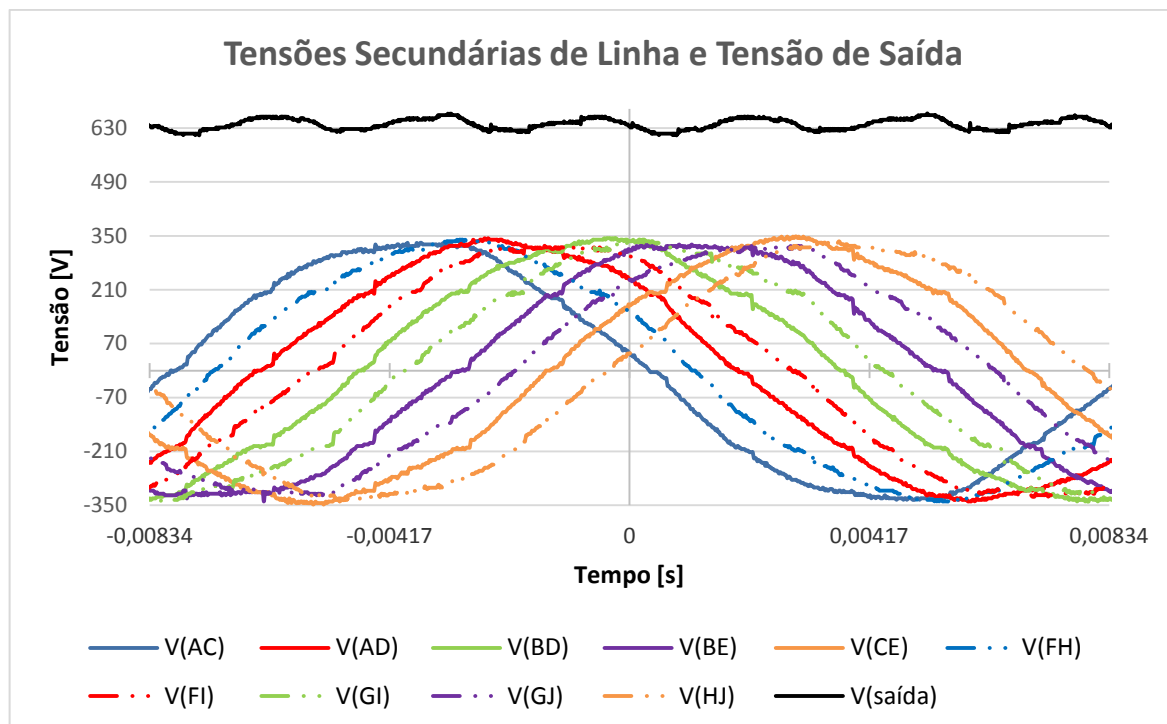


Figura 54 – Tensões secundárias de linha e tensão de saída ensaiadas
Fonte: Autoria própria.

Na figura 55, é apresentada, mais detalhadamente, a tensão de saída, com carga nominal resistiva. É possível observar os pulsos de saída e sua ondulação, que apresentou um valor de aproximadamente de 8%, maior que o esperado.

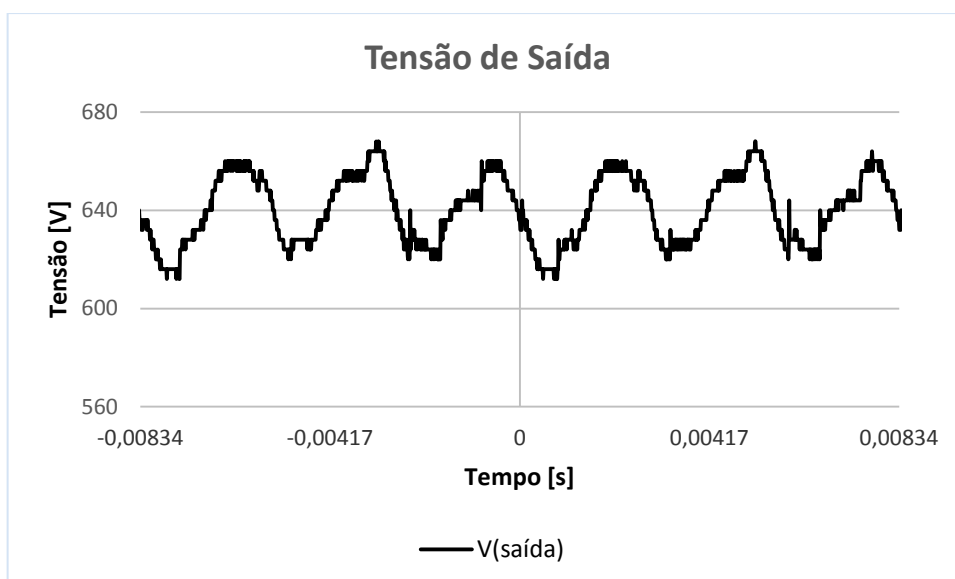


Figura 55 – Tensão de saída com carga nominal resistiva
Fonte: Autoria própria.

6.4.2 Formas de onda de corrente

Na figura 56, é ilustrada a forma de onda de corrente de saída, quando o protótipo está operando com carga nominal puramente resistiva. Nota-se a considerável ondulação de saída. A corrente eficaz de saída apresentou um valor de 6,18 A e a corrente de pico de saída foi de 6,32 A.

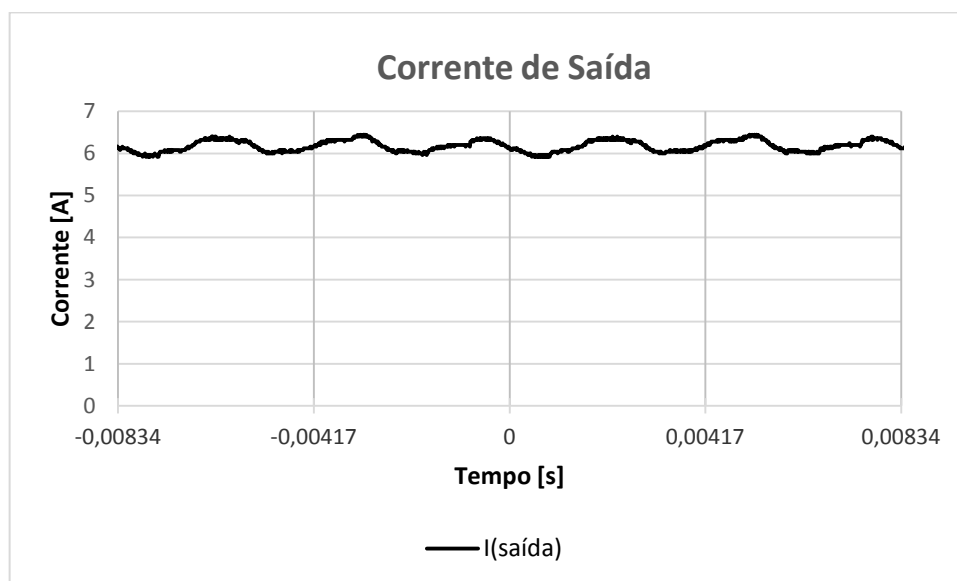


Figura 56 – Forma de onda de corrente de saída com carga nominal resistiva
Fonte: Autoria própria.

Conforme já mencionado, os parâmetros construtivos dos transformadores são, provavelmente, responsáveis por essa ondulação.

A forma de onda de corrente em cada fase secundária é ilustrada nas figuras 57 e 58. Para cada ponte retificadora, ocorre a comutação de um diodo a cada 36° . As correntes eficazes das fases secundárias foram de aproximadamente 3,78 A.

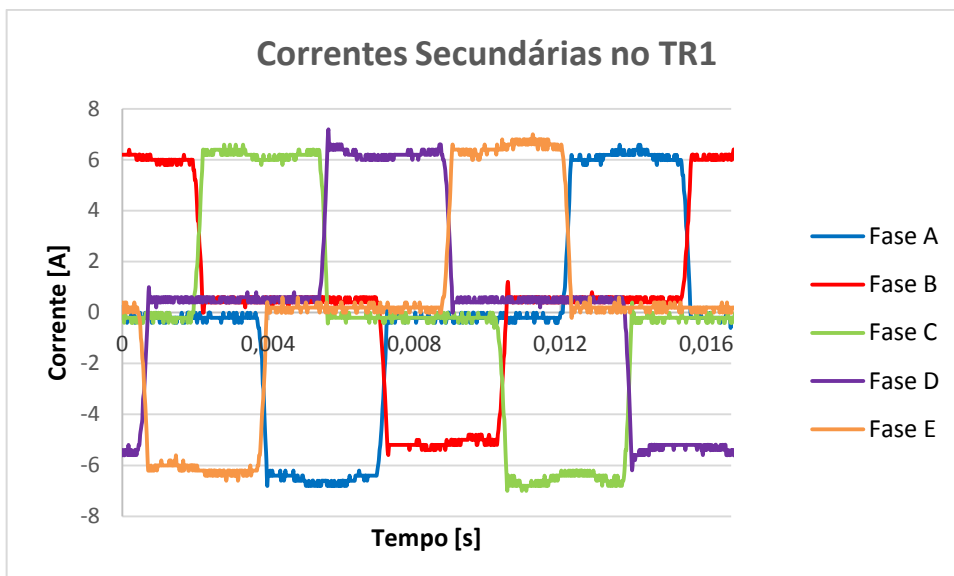


Figura 57 – Correntes ensaiadas nas fases secundárias (transformador 1)
Fonte: Autoria própria.

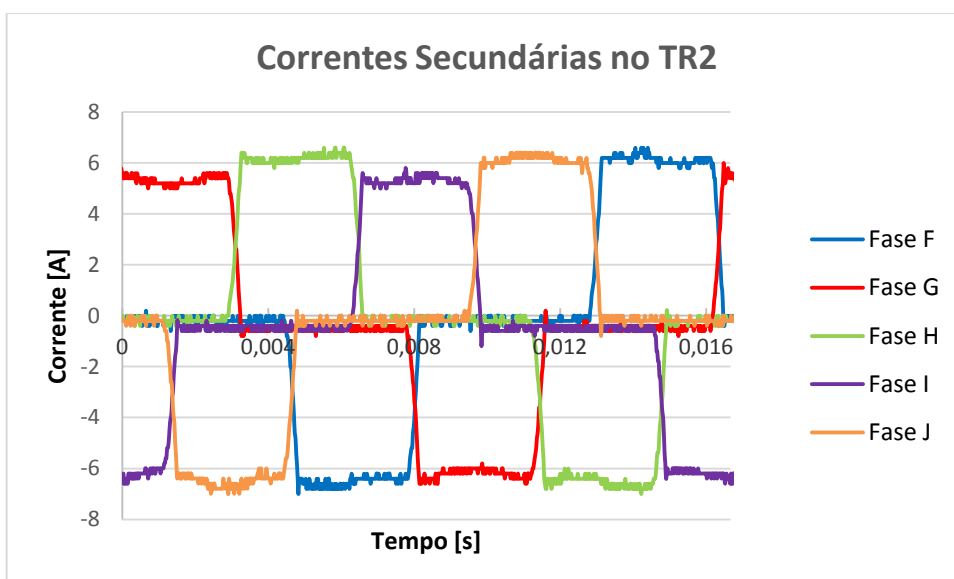


Figura 58 – Correntes ensaiadas nas fases secundárias (transformador 2)
Fonte: Autoria própria.

Em seguida, foi medida a corrente das fases de cada transformador. O transformador 1 apresentou valores de 6,19 A, 4,41 A e 6,29 A, e o transformador 2 apresentou valores de 5,56 A, 4,70 A e 5,95 A, respectivamente em suas fases primárias 1, 2 e 3. Notam-se, em cada transformador, os correspondentes dez pulsos.

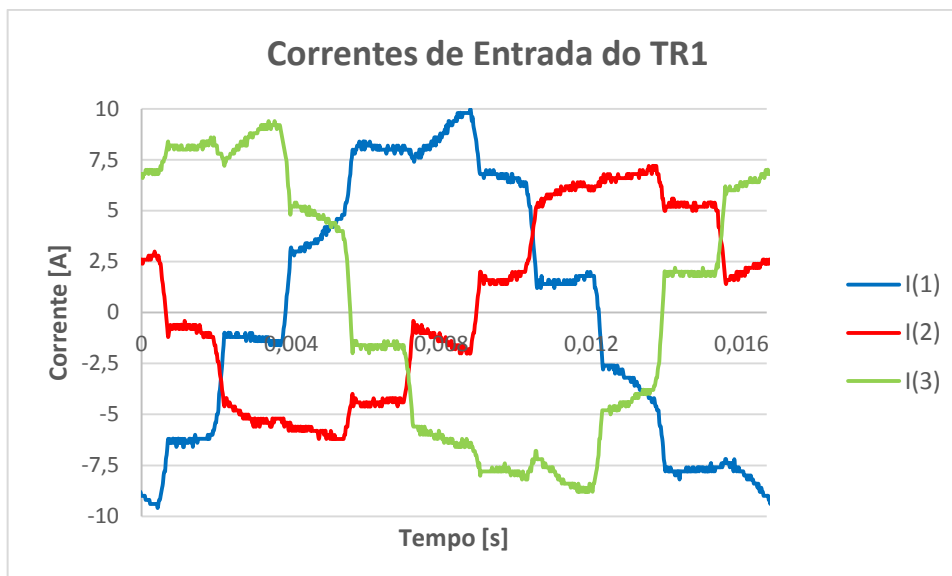


Figura 59 – Correntes primárias ensaiadas (transformador 1)
Fonte: Autoria própria.

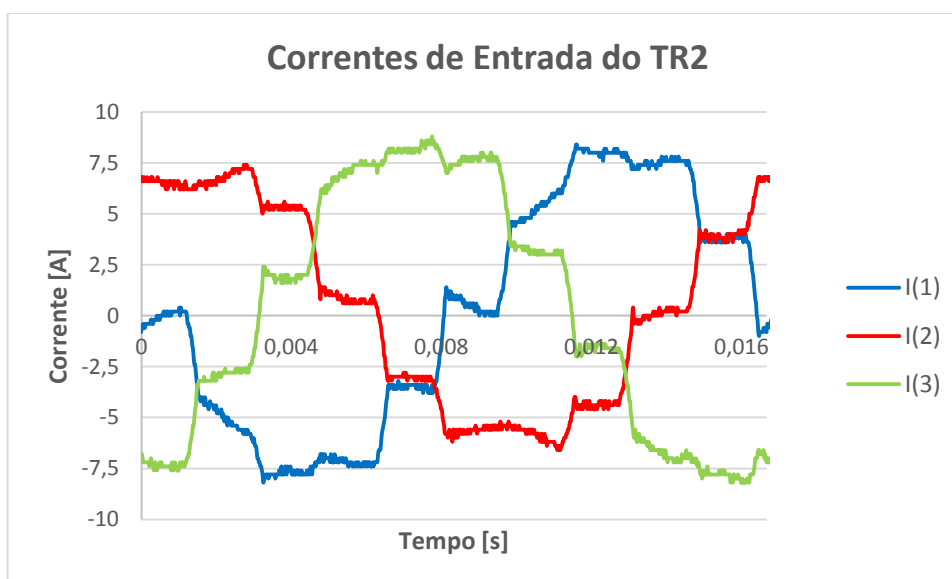


Figura 60 – Correntes primárias ensaiadas (transformador 2)
Fonte: Autoria própria.

As correntes de entrada de cada transformador possuem uma elevada distorção causada pela corrente magnetizante de cada fase. A corrente magnetizante das fases da rede é apresentada na figura 61. Os valores eficazes destas correntes foram de 2,25 A, 3,10 A e 2,34 A, respectivamente para as fases R, S e T. Nota-se o considerável valor de corrente necessário para magnetizar o núcleo dos transformadores. Essa medição foi obtida com o ensaio a vazio.

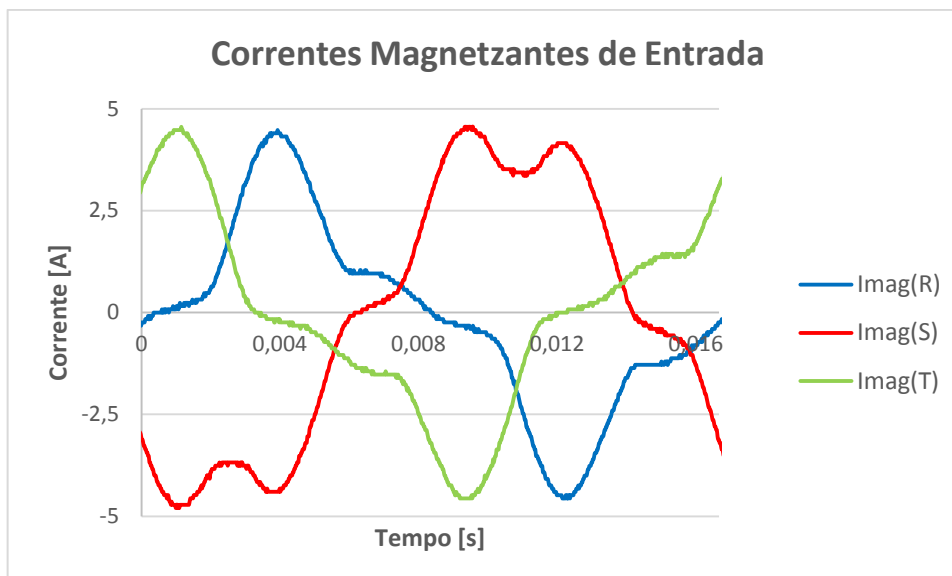


Figura 61 – Corrente magnetizante nas fases RST
Fonte: Autoria própria.

Finalmente, é apresentada a forma de onda das correntes de cada fase de entrada. Tanto as correntes magnetizantes como as correntes de alimentação foram sincronizadas e exportadas como arquivo .csv, em seguida, elas foram subtraídas ponto a ponto no Microsoft Excel.

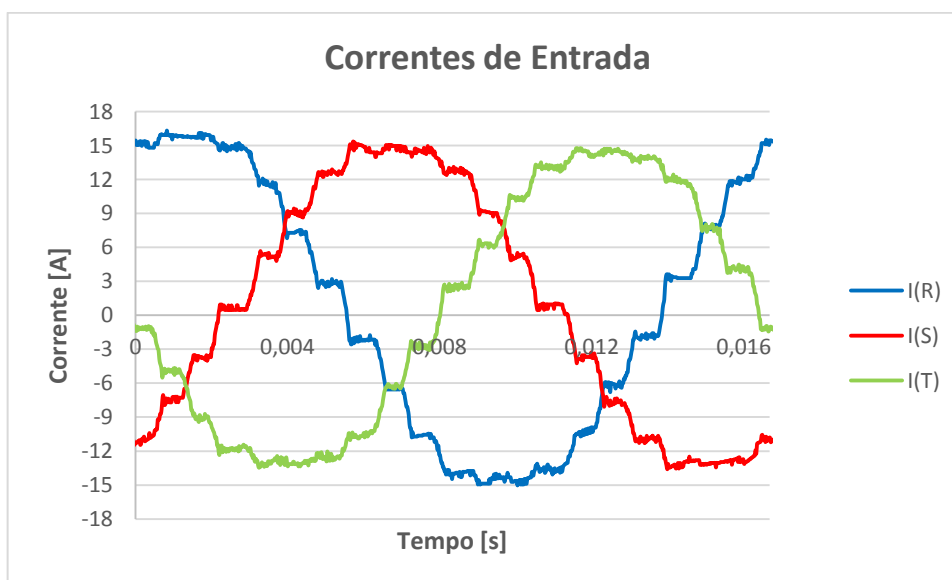


Figura 62 – Correntes de entrada da rede nas fases RST
Fonte: Autoria própria.

É possível observar os vinte pulsos em cada fase. Como previsto, o valor das correntes eficazes foi de aproximadamente 10 A.

6.4.3 Resultados qualitativos

Nesta etapa experimental foi utilizado o analisador de energia *Fluke* modelo *484 series II*. Com o circuito ligado com carga nominal resistiva, foram obtidos os valores de potência e fator de potência em cada fase, como apresentado na figura 63. A potência aparente total apresentou um valor de 4,182 kVA e o fator de potência total apresentou o valor de 0,97, muito próximo do valor teórico.

POTÊNCIA E ENERGIA				
	A	B	C	Total
kW	1.381	1.292	1.404	4.077
kVA	1.430	1.322	1.426	4.182
kvar	0.348	0.246	0.211	0.804
PF	0.97	0.98	0.98	0.97
11/21/14 00:47:43 120V 60Hz 3Ø WYE EN50160*				
UP DOWN		TREND	EVENTS 0	HOLD RUN

Figura 63 – Potência e FP do circuito em funcionamento
Fonte: Autoria própria.

Nas figuras 64 e 65, são mostrados não somente os diagramas fasoriais como também os valores de módulo a defasagem angular das tensões e correntes da rede. No momento do ensaio, o módulo das tensões se apresentavam abaixo dos valores esperados de 127 V, também se obtêm a leitura de 3 V de tensão de neutro. Entretanto, os ângulos das tensões estavam igualmente balanceados e configurados em sequência negativa. As correntes eficazes nas fases apresentaram um pequeno desbalanceamento tanto em módulo como em ângulo.

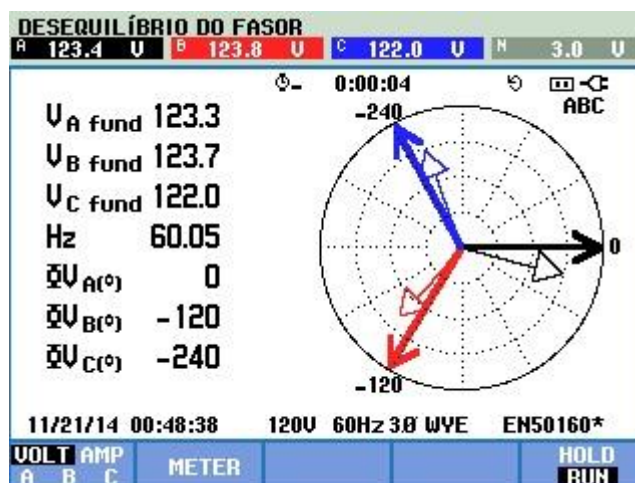


Figura 64 – Diagrama fasorial de tensão da rede do circuito em funcionamento

Fonte: Autoria própria.

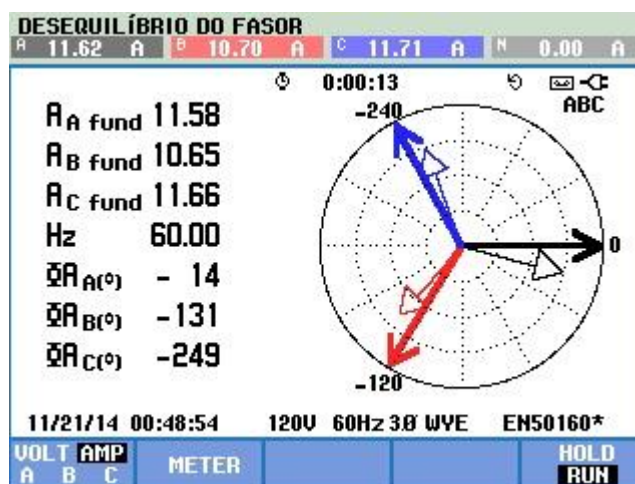


Figura 65 – Diagrama fasorial de corrente da rede do circuito em funcionamento

Fonte: Autoria própria.

O espectro harmônico de tensão das fases de entrada é ilustrado na figura 66. Observam-se harmônicos mais relevantes de ordem 3, 5 e 7 e uma taxa de distorção harmônica total de 4%, dentro do limite imposto pelas recomendações IEEE, tabela 1.

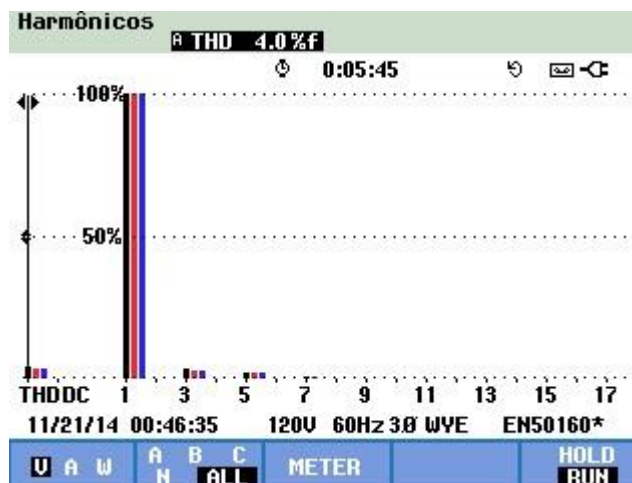


Figura 66 – Espectro harmônico de tensão nas fases da rede

Fonte: Autoria própria.

Os espectros harmônicos de corrente são ilustrados nas figuras 67, 68 e 69. Foram obtidos resultados em conformidade com a teoria e a modelagem matemática do protótipo. É notável a aparição das terceira e quinta ordens harmônicas com maior relevância. Esta se justifica devido à corrente magnetizante dos transformadores, que apresentaram valores eficazes consideráveis em comparação com o valor da corrente eficaz das fases de entrada.

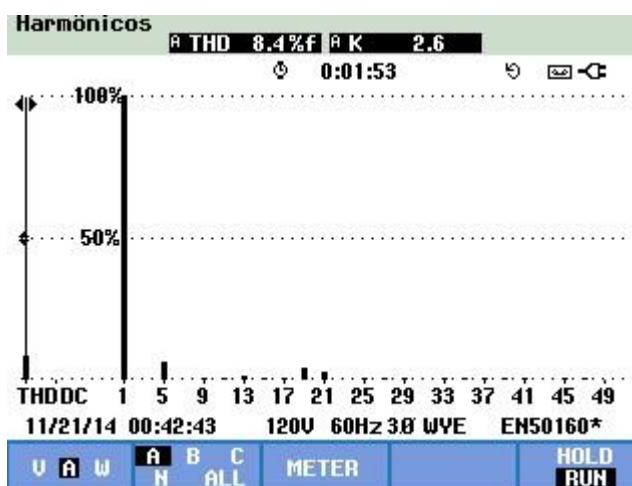


Figura 67 – Espectro harmônico de corrente na fase R da rede

Fonte: Autoria própria.

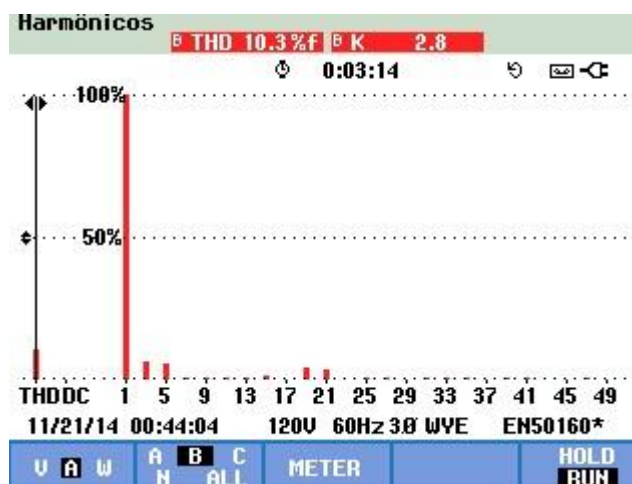


Figura 68 – Espectro harmônico de corrente na fase S da rede

Fonte: Autoria própria.

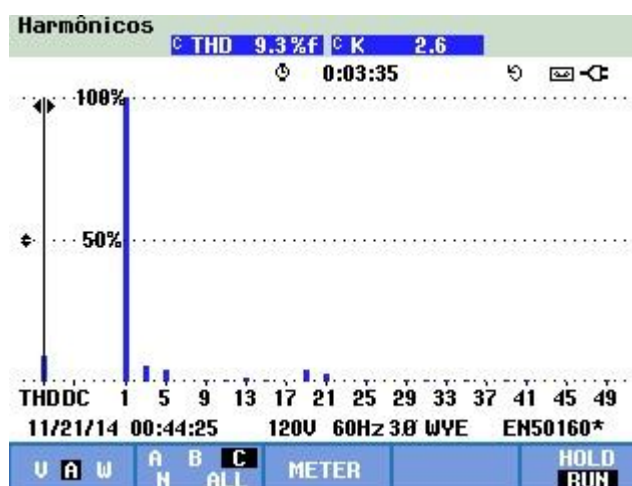


Figura 69 – Espectro harmônico de corrente na fase T da rede

Fonte: Autoria própria.

A taxa de distorção harmônica de corrente foi de 8,4%, 10,3% e 9,3%, respectivamente para as fases R, S e T. Por fim, a taxa de distorção harmônica total de corrente apresentou um valor de 8,3%.

6.5 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS

Finalmente, nas tabelas 9 e 10 é apresentado um comparativo entre a modelagem matemática e o resultado experimental. Os valores eficazes das grandezas elétrica foram calculados através dos dados das formas de onda de cada medição, em um ciclo da rede.

Tabela 9 – Comparativo entre teoria e ensaio: grandezas elétricas

Fase	Teoria		Ensaio	
	Tensão [V]	Corrente [A]	Tensão [V]	Corrente [A]
R	127	10,62	126,40	11,10*
S	127	10,62	127,41	10,15*
T	127	10,62	127,54	10,13*
A	127	3,79	124,99	3,93
B	127	3,79	123,78	3,50
C	127	3,79	125,67	4,06
D	127	3,79	124,24	3,71
E	127	3,79	124,94	3,92
F	127	3,79	124,29	3,96
G	127	3,79	124,25	3,69
H	127	3,79	124,84	3,97
I	127	3,79	121,93	3,56
J	127	3,79	120,76	3,89
Saída	672	6	640,24	6,18

*Desprezando a corrente magnetizante.

Fonte: Autoria própria.

Os valores dos harmônicos significativos são apresentados abaixo em porcentagem. Observa-se que, na prática, os harmônicos individuais apresentaram valores inferiores aos teóricos.

Tabela 10 – Comparativo entre teoria e ensaio: harmônicos e fator de potência

Harmônico	Teoria			Simulação			Ensaio		
	Fase R	Fase S	Fase T	Fase R	Fase S	Fase T	Fase R	Fase S	Fase T
19° [%]	5,3	5,3	5,3	5,0	5,0	5,0	4,1	4,2	4,2
21° [%]	4,8	4,8	4,8	4,4	4,4	4,4	3,1	3,6	3,0
39° [%]	2,6	2,6	2,6	2,2	2,2	2,2	0,8	0,9	1,0
41° [%]	2,4	2,4	2,4	2,0	2,0	2,0	0,7	0,7	0,7
TDH [%]	7,93	7,93	7,93	7,63	7,55	7,66	8,4*	10,4*	9,3*
FP	0,997	0,997	0,997	0,997	0,997	0,997	0,97	0,98	0,98

*Considerando todo o espectro harmônico.

Fonte: Autoria própria.

Kocman et al. (2010) apresenta uma topologia de retificador 18 pulsos, utilizando um transformador zig-zag com três secundários, sendo o primário em delta e os secundários defasados de $\pm 20^\circ$ e três pontes retificadoras de 6 seis pulsos em série. Na fase experimental de seu estudo, Kocman et al. (2010) obtém uma taxa de distorção harmônica total de corrente e de tensão de, respectivamente, 5,2% e 4%, a partir de um protótipo com carga nominal e potência nominal de 6,93 kVA. A carga utilizada no experimento foi um motor conectado a um inversor de frequência.

Um estudo realizado por Monroy et al. (2012) apresenta um retificador 24 pulsos obtido a partir de um transformador zig-zag com quatro secundários defasados de 15° , 30° , 45° e 60° e quatro pontes de diodos de 6 pulsos em série, além de reatores de interfase, cuja função é limitar a corrente que circula entre os secundários e reduzir a ondulação de saída. Em suas simulações com carga nominal resistiva de 10 kW, Monroy et al. (2012) obtém valores de fator de potência, taxa de distorção harmônica total de corrente e tensão de, respectivamente, 0,9971, 3,67% e 4,63%.

Tabela 11 – Comparativo entre topologias

Topologia	TDH de Tensão [%]	TDH de Corrente [%]	FP	Número de enrolamentos secundários	Reator de interfase
18 pulsos	4	5,2	0,9986	15	Utilizado
20 pulsos	4	8,3	0,97	18	Não utilizado
24 pulsos	4,63	3,67	0,9971	24	Utilizado

Fonte: A autoria própria.

CAPÍTULO 7

7 CONCLUSÕES GERAIS

O aumento da utilização das cargas não lineares nas instalações elétricas causa diversos problemas à rede elétrica, como distorção da forma de onda de corrente de alimentação, e por consequência disso, distorção da forma de onda de tensão e redução do fator de potência. Devido a isso, faz-se necessário o desenvolvimento de novas tecnologias que possam processar a energia elétrica visando o benefício da qualidade de energia elétrica e sua conformidade segundo as restrições normativas vigentes.

Uma forma de redução destes distúrbios na rede elétrica é a utilização de retificadores multipulsos. O presente trabalho propôs uma nova topologia de retificação a vinte pulsos, com duas pontes retificadoras em série de dez pulsos cada.

Na primeira etapa desse trabalho, foram revisadas normas e recomendações internacionais relacionados aos harmônicos de corrente e suas restrições para o bom funcionamento do sistema elétrico, além de revisar a técnica de retificação multipulso através da utilização de transformadores especiais.

Através das simulações, fez-se a validação das formas de ondas de corrente de cada fase e seu respectivo espectro harmônico, característicos de um retificador a vinte pulsos. O espectro harmônico está de acordo com o previsto na literatura e na análise qualitativa descrita neste trabalho.

O retificador 20 pulsos é uma solução intermediária para os retificadores comuns múltiplos de 6, como o de 18 e 24 pulsos, pois possui um número menor de enrolamentos comparado com o retificador 24 pulsos. Além de apresentar uma menor ondulação de tensão de saída em seu ponto médio, quando os transformadores estão ligados em série.

Com a montagem do protótipo, foram realizados testes para verificar as formas de onda de tensão e corrente e análise harmônica. As formas de onda das correntes de entrada apresentaram vinte pulsos e se assemelharam a uma onda senoidal com baixa distorção harmônica. Com esse resultado, conclui-se que, com o

aumento do número de pulsos de um retificador, reduzem-se as distorções harmônicas de nas formas de onda de corrente e tensão.

Os dois transformadores apresentaram elevada corrente de magnetização, isso se deve a fatores construtivos dos transformadores. Caso novos transformadores sejam fabricados com melhores materiais, o retificador pode apresentar melhores resultados.

Considerando os valores recomendados pela IEEE 519-1992, na tabela 2, e o fator de incremento, da equação 2.3, os componentes harmônicos de corrente estão de acordo com as restrições normativas, para o atendimento de consumidores menores, cuja relação I_{SC}/I_L está entre 50 e 100, considerando uma possível aplicação do circuito retificador e a natureza das cargas.

Conclui-se que a topologia proposta apresentou alto fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica, que pode vir a ser útil em diversos tipos de aplicação.

Esse trabalho serve como referência para futuras pesquisas que envolva topologias de retificadores multipulsos e transformadores multifásicos. Como sugestão de trabalhos futuros pode-se utilizar a metodologia de cálculo para elaboração de um transformador com maior número de fases igualmente defasadas e a realização de testes com outros tipos de carga, tais como, cargas não lineares e indutivas.

REFERÊNCIAS

ABDOLLAHI, Rohollah. Hexagon-Connected Transformer-Based 20-Pulse AC–DC Converter for Power Quality Improvement. **Journal of Electrical Systems**, v. 2, p. 119–131, 2012. Disponível em: <http://journal.esrgroups.org/jes/papers/8_2_1.pdf>. Acesso em: 26 abr. 2014.

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

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis Ed. do Autor, 2006. 315 p.

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.

DE LA ROSA, Francisco C. **Harmonic and power systems**. CRC, 1 ed., 2006. 184 p.

DE SOUZA, Fabiana Pöttker. **Correção do fator de potência para instalações de baixa potência empregando filtros ativos**. 2000. 210 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2000. Disponível em: <http://www.ivobarbi.com/PDF/Teses/Tese_Fabiana%20Pottker.pdf> Acesso em: 15 abr. 2012.

DUGAN, Roger C.; MCGRANAGHAN, Mark F.; BEATY, Wayne H. **Electrical power systems quality**. New York: McGraw-Hill, c1996. xv, 265 p.

FERNANDES, Rodolfo C.; OLIVEIRA, Priscila da S.; SEIXAS, Falcondes J. M. de. A Family of Autoconnected Transformers for 12- and 18-Pulse Converters — Generalization for Delta and Wye Topologies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 7, p. 2065–2078, 2011.

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

International Rectifier. **MB High Voltage SERIES**. Single Phase Bridge (Power Modules), 25 A /35 A. Disponível em: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/36mb140.pdf>> Acesso em: 15 dez. 2014

IQBAL, Atif; MOINUDDIN, Shaikh; KHAN, M. Rizwan; AHMED, Sk. Moin; ABU-RUB, Haithem. A Novel Three-Phase to Five-Phase Transformation Using a Special Transformer Connection. **IEEE Transactions on Power Delivery**, v. 25, n. 3, p. 1637–1644, 2010.

KOCMAN, Stanislav; KOLAR, Vaclav; TRUNG, Tien Vo. Eighteen-Pulse Rectifiers for Harmonic Mitigation. In: HARMONICS AND QUALITY OF POWER (ICHQP). 2010. Bergamo. **14th International Conference on**, p. 1-6, Sep. 2010. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5625409>> Acesso em: 15 fev. 2015

KUSKO, Alexander; THOMPSON, Marc T. **Power quality in electrical systems**. New York, US: McGraw-Hill, 2007. xi, 225 p.

MARTINIUS, Syafri; HAMILI, Burhanuddin; DAHONO, Pekik A. A Transformer Connection for Multipulse Rectifier Applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON PROCEEDINGS POWERCON. 2002. v. 2. Kunming Shi. **Power System Technology**. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=1047554>> Acesso em: 25 abr. 2014

MONROY, Alvaro O.; LE-HUY, Hoang; LAVOIE, Claude. Modeling and Simulation of a 24-pulse Transformer Rectifier Unit for More Electric Aircraft Power System. In: ELECTRICAL SYSTEM FOR AIRCRAFT, RAILWAY AND SHIP PROPULSION (ESARS). 2012. Bologna. p. 1-5, Oct. 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6387383>> Acesso em: 15 fev. 2015.

OLIVEIRA, Priscila da Silva. **Classificação, Metodologia de Projeto e Aplicação de Retificadores Multipulsos com Conexão Diferencial de Transformador**. 2011. 190 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2011. Disponível em: <<http://www.dee.feis.unesp.br/pos/teses/arquivos/079-tese-Priscilasilvaoliveira.pdf>>. Acesso em: 15 abr. 2012.

PAICE, Derek A. **Power electronic converter harmonics: Multipulse methods for clean power**. New York: IEEE, 1996. 222 p.

POMILIO, José A. Fator de Potência e Distorção Harmônica Parte II. **O Setor Elétrico**. Fascículo/Harmônicos, p. 22, mar. 2006. Disponível em: <<http://hpeletromecanica.com.br/Fator2.pdf>>. Acesso em: 24 abr. 2012.

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

SINGH, Bhim; GAIROLA, Sanjay. An Isolated 40-Pulse AC-DC Converter for Line Current harmonic Mitigation. In: INDIAN INSTITUTE OF SCIENCE (IISC) CENTENARY CONFERENCE, 2008, Bangalore. **Managing Complexity in a Distributed World**. Disponível em: <<http://www.cedt.iisc.ernet.in/people/sdipali/mcde s2008cd/paper17/paper17.pdf>>. Acesso em: 21 abr. 2014.

SINGH, Bhim; GAIROLA, Sanjay; SINGH, Brij N.; CHANDRA, Ambrish; AL-HADDAD, Kamal. Multipulse AC-DC Converters for Improving Power Quality: A Review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, vol. 23, no. 1, p. 1760-1767, Jan. 2008.

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ. **Normas para elaboração de trabalhos acadêmicos**, Comissão de Normalização de Trabalhos Acadêmicos. Curitiba: UTFPR, 2008.

APÊNDICE A – CÁLCULO DA TENSÃO MÉDIA E ONDULAÇÃO

A.1 TENSÃO MÉDIA

$$V_{smed} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_s \cdot (\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (\text{A.1.1})$$

$$V_{smed} = \frac{5}{\pi} \cdot \int_{-\frac{\pi}{10}}^{\frac{\pi}{10}} 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,902 \cdot V_f \cdot \cos(\omega t) \cdot d(\omega t) \quad (\text{A.1.2})$$

$$\boxed{V_{smed} = 5,292 \cdot V_f} \quad (\text{A.1.3})$$

A.2 ONDULAÇÃO

A ondulação é definida como a diferença entre o valor máximo e mínimo da tensão de saída.

$$\Delta V_s(\%) = \frac{\left[\sqrt{2} \cdot 1,902 \cdot V_f \cdot \cos(0) - \sqrt{2} \cdot 1,902 \cdot V_f \cdot \cos\left(\frac{\pi}{20}\right) \right]}{\sqrt{2} \cdot 1,902 \cdot V_f \cdot \cos\left(\frac{\pi}{20}\right)} \cdot 100 \quad (\text{A.2.1})$$

$$\boxed{\Delta V_s(\%) = 1,25 \%} \quad (\text{A.2.2})$$

APÊNDICE B – CÁLCULO DAS RELAÇÕES DE TRANSFORMAÇÃO

B.1 TRANSFORMADOR 1

$$\dot{V}_a = K_{a1a2} \cdot \dot{V}_1 \quad (\text{B.1.1})$$

$$\dot{V}_b = -K_{c5c6} \cdot \dot{V}_3 + K_{b1b2} \cdot \dot{V}_2 \quad (\text{B.1.2})$$

$$\dot{V}_c = -K_{a3a4} \cdot \dot{V}_1 + K_{b3b4} \cdot \dot{V}_2 \quad (\text{B.1.3})$$

$$\dot{V}_d = -K_{a3a4} \cdot \dot{V}_1 + K_{c1c2} \cdot \dot{V}_3 \quad (\text{B.1.4})$$

$$\dot{V}_e = K_{c3c4} \cdot \dot{V}_3 - K_{b5b6} \cdot \dot{V}_2 \quad (\text{B.1.5})$$

$$\cos \theta_a = K_{a1a2} \cdot \cos \theta_1 \quad (\text{B.1.6})$$

$$\cos(0^\circ) = K_{a1a2} \cdot \cos(0^\circ) \quad (\text{B.1.7})$$

$$K_{a1a2} = 1 \quad (\text{B.1.8})$$

$$\sin \theta_b = -K_{c5c6} \cdot \sin \theta_3 + K_{b1b2} \cdot \sin \theta_2 \quad (\text{B.1.9})$$

$$\sin(72^\circ) = -K_{c5c6} \cdot \sin(-120^\circ) + K_{b1b2} \cdot \sin(120^\circ) \quad (\text{B.1.10})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{c5c6} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{b1b2} = 0,95106 \quad (\text{B.1.11})$$

$$\cos \theta_b = -K_{c5c6} \cdot \cos \theta_3 + K_{b1b2} \cdot \cos \theta_2 \quad (\text{B.1.12})$$

$$\cos(72^\circ) = -K_{c5c6} \cdot \cos(-120^\circ) + K_{b1b2} \cdot \cos(120^\circ) \quad (\text{B.1.13})$$

$$\frac{1}{2} \cdot K_{c5c6} - \frac{1}{2} \cdot K_{b1b2} = 0,30902 \quad (\text{B.1.14})$$

$$\sin \theta_c = -K_{a3a4} \cdot \sin \theta_1 + K_{b3b4} \cdot \sin \theta_2 \quad (\text{B.1.15})$$

$$\sin(144^\circ) = -K_{a3a4} \cdot \sin(0^\circ) + K_{b3b4} \cdot \sin(120^\circ) \quad (\text{B.1.16})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{b3b4} = 0,58779 \quad (\text{B.1.17})$$

$$\cos \theta_c = -K_{a3a4} \cdot \cos \theta_1 + K_{b3b4} \cdot \cos \theta_2 \quad (\text{B.1.18})$$

$$\cos(144^\circ) = -K_{a3a4} \cdot \cos(0^\circ) + K_{b3b4} \cdot \cos(120^\circ) \quad (\text{B.1.19})$$

$$K_{a3a4} + \frac{1}{2} \cdot K_{b3b4} = 0,80902 \quad (\text{B.1.20})$$

$$\sin \theta_d = -K_{a3a4} \cdot \sin \theta_1 + K_{c1c2} \cdot \sin \theta_3 \quad (\text{B.1.21})$$

$$\sin(216^\circ) = -K_{a3a4} \cdot \sin(0^\circ) + K_{c1c2} \cdot \sin(-120^\circ) \quad (\text{B.1.22})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{c1c2} = 0,58779 \quad (\text{B.1.23})$$

$$\cos \theta_d = -K_{a3a4} \cdot \cos \theta_1 + K_{c1c2} \cdot \cos \theta_3 \quad (\text{B.1.24})$$

$$\cos(216^\circ) = -K_{a3a4} \cdot \cos(0^\circ) + K_{c1c2} \cdot \cos(-120^\circ) \quad (\text{B.1.25})$$

$$K_{a3a4} + \frac{1}{2} \cdot K_{c1c2} = 0,80902 \quad (\text{B.1.26})$$

$$\sin \theta_e = K_{c3c4} \cdot \sin \theta_3 - K_{b5b6} \cdot \sin \theta_2 \quad (\text{B.1.27})$$

$$\sin(288^\circ) = K_{c3c4} \cdot \sin(-120^\circ) - K_{b5b6} \cdot \sin(120^\circ) \quad (\text{B.1.28})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{c3c4} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{b5b6} = 0,95106 \quad (\text{B.1.29})$$

$$\cos \theta_e = K_{c3c4} \cdot \cos \theta_3 - K_{b5b6} \cdot \cos \theta_2 \quad (\text{B.1.30})$$

$$\cos(288^\circ) = K_{c3c4} \cdot \cos(-120^\circ) - K_{b5b6} \cdot \cos(120^\circ) \quad (\text{B.1.31})$$

$$-\frac{1}{2} \cdot K_{c3c4} + \frac{1}{2} \cdot K_{b5b6} = 0,30902 \quad (\text{B.1.32})$$

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_{a1a2} \\ K_{a3a4} \\ K_{b1b2} \\ K_{b3b4} \\ K_{b5b6} \\ K_{c1c2} \\ K_{c3c4} \\ K_{c5c6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0,95106 \\ 0,30902 \\ 0,58779 \\ 0,80902 \\ 0,58779 \\ 0,80902 \\ 0,95106 \\ 0,30902 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1.33})$$

Resolvendo a equação matricial, com o auxílio do *software* MathCad, se obtém o valor de cada constante, como na equação B.1.34.

$$\begin{bmatrix} K_{a1a2} \\ K_{a3a4} \\ K_{b1b2} \\ K_{b3b4} \\ K_{b5b6} \\ K_{c1c2} \\ K_{c3c4} \\ K_{c5c6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0,47 \\ 0,24 \\ 0,68 \\ 0,86 \\ 0,68 \\ 0,24 \\ 0,86 \end{bmatrix} \quad (\text{B.1.34})$$

B.2 TRANSFORMADOR 2

$$\dot{V}_f = K_{a1a2} \cdot \dot{V}_1 - K_{c1c2} \cdot \dot{V}_3 \quad (\text{B.2.1})$$

$$\dot{V}_g = -K_{c5c6} \cdot \dot{V}_3 + K_{b1b2} \cdot \dot{V}_2 \quad (\text{B.2.2})$$

$$\dot{V}_h = -K_{a3a4} \cdot \dot{V}_1 + K_{b3b4} \cdot \dot{V}_2 \quad (\text{B.2.3})$$

$$\dot{V}_i = K_{c3c4} \cdot \dot{V}_3 - K_{a5a6} \cdot \dot{V}_1 \quad (\text{B.2.4})$$

$$\dot{V}_j = -K_{b5b6} \cdot \dot{V}_2 + K_{a7a8} \cdot \dot{V}_1 \quad (\text{B.2.5})$$

$$\sin \theta_f = K_{a1a2} \cdot \sin \theta_1 - K_{c1c2} \cdot \sin \theta_3 \quad (\text{B.2.6})$$

$$\sin(18^\circ) = K_{a1a2} \cdot \sin(0^\circ) - K_{c1c2} \cdot \sin(-120^\circ) \quad (\text{B.2.7})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{c1c2} = 0,30902 \quad (\text{B.2.8})$$

$$\cos \theta_f = K_{a1a2} \cdot \cos \theta_1 - K_{c1c2} \cdot \cos \theta_3 \quad (\text{B.2.9})$$

$$\cos(18^\circ) = K_{a1a2} \cdot \cos(0^\circ) - K_{c1c2} \cdot \cos(-120^\circ) \quad (\text{B.2.10})$$

$$K_{a1a2} + \frac{1}{2} \cdot K_{c1c2} = 0,95106 \quad (\text{B.2.11})$$

$$\sin \theta_g = -K_{c5c6} \cdot \sin \theta_3 + K_{b1b2} \cdot \sin \theta_2 \quad (\text{B.2.12})$$

$$\sin(90^\circ) = -K_{c5c6} \cdot \sin(-120^\circ) + K_{b1b2} \cdot \sin(120^\circ) \quad (\text{B.2.13})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{c5c6} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{b1b2} = 1 \quad (\text{B.2.14})$$

$$\cos \theta_g = -K_{c5c6} \cdot \cos \theta_3 + K_{b1b2} \cdot \cos \theta_2 \quad (\text{B.2.15})$$

$$\cos(90^\circ) = -K_{c5c6} \cdot \cos(-120^\circ) + K_{b1b2} \cdot \cos(120^\circ) \quad (\text{B.2.16})$$

$$\frac{1}{2} \cdot K_{c5c6} - \frac{1}{2} \cdot K_{b1b2} = 0 \quad (\text{B.2.17})$$

$$\sin \theta_h = -K_{a3a4} \cdot \sin \theta_1 + K_{b3b4} \cdot \sin \theta_2 \quad (\text{B.2.18})$$

$$\sin(162^\circ) = -K_{a3a4} \cdot \sin(0^\circ) + K_{b3b4} \cdot \sin(120^\circ) \quad (\text{B.2.19})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{b3b4} = 0,30902 \quad (\text{B.2.20})$$

$$\cos \theta_h = -K_{a3a4} \cdot \cos \theta_1 + K_{b3b4} \cdot \cos \theta_2 \quad (\text{B.2.21})$$

$$\cos(162^\circ) = -K_{a3a4} \cdot \cos(0^\circ) + K_{b3b4} \cdot \cos(120^\circ) \quad (\text{B.2.22})$$

$$K_{a3a4} + \frac{1}{2} \cdot K_{b3b4} = 0,95106 \quad (\text{B.2.23})$$

$$\sin \theta_i = K_{c3c4} \cdot \sin \theta_3 - K_{a5a6} \cdot \sin \theta_1 \quad (\text{B.2.24})$$

$$\sin(234^\circ) = K_{c3c4} \cdot \sin(-120^\circ) - K_{a5a6} \cdot \sin(0^\circ) \quad (\text{B.2.25})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{c3c4} = 0,80902 \quad (\text{B.2.26})$$

$$\cos \theta_i = K_{c3c4} \cdot \cos \theta_3 - K_{a5a6} \cdot \cos \theta_1 \quad (\text{B.2.27})$$

$$\cos(234^\circ) = K_{c3c4} \cdot \cos(-120^\circ) - K_{a5a6} \cdot \cos(0^\circ) \quad (\text{B.2.28})$$

$$\frac{1}{2} \cdot K_{c3c4} + K_{a5a6} = 0,58779 \quad (\text{B.2.29})$$

$$\sin \theta_j = -K_{b5b6} \cdot \sin \theta_2 + K_{a7a8} \cdot \sin \theta_1 \quad (\text{B.2.30})$$

$$\sin(306^\circ) = -K_{b5b6} \cdot \sin(120^\circ) + K_{a7a8} \cdot \sin(0^\circ) \quad (\text{B.2.31})$$

$$\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K_{b5b6} = 0,80902 \quad (\text{B.2.32})$$

$$\cos \theta_j = -K_{b5b6} \cdot \cos \theta_2 + K_{a7a8} \cdot \cos \theta_1 \quad (\text{B.2.33})$$

$$\cos(306^\circ) = -K_{b5b6} \cdot \cos(120^\circ) + K_{a7a8} \cdot \cos(0^\circ) \quad (\text{B.2.34})$$

$$\frac{1}{2} \cdot K_{b5b6} + K_{a7a8} = 0,58779 \quad (\text{B.2.35})$$

$$\begin{bmatrix}
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} K_{a1a2} \\ K_{a3a4} \\ K_{a5a6} \\ K_{a7a8} \\ K_{b1b2} \\ K_{b3b4} \\ K_{b5b6} \\ K_{c1c2} \\ K_{c3c4} \\ K_{c5c6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,30902 \\ 0,95106 \\ 1 \\ 0 \\ 0,30902 \\ 0,95106 \\ 0,80902 \\ 0,58779 \\ 0,80902 \\ 0,58779 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2.36})$$

$$\begin{bmatrix} K_{a1a2} \\ K_{a3a4} \\ K_{a5a6} \\ K_{a7a8} \\ K_{b1b2} \\ K_{b3b4} \\ K_{b5b6} \\ K_{c1c2} \\ K_{c3c4} \\ K_{c5c6} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,77 \\ 0,77 \\ 0,12 \\ 0,12 \\ 0,58 \\ 0,36 \\ 0,93 \\ 0,36 \\ 0,93 \\ 0,58 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2.37})$$

APÊNDICE C – CÁLCULO DAS CORRENTES POR ENROLAMENTO

C.1 TRANSFORMADOR 1

$$i'_{K_{12}} = \frac{N_{K_{a1a2}}}{N_{K_{12}}} \cdot i_{K_{a1a2}} - \frac{N_{K_{a3a4}}}{N_{K_{12}}} \cdot i_{K_{a3a4}} \quad (\text{C.1.1})$$

$$i'_{K_{12}} = 0,58 \cdot i_{K_{a1a2}} - 0,27 \cdot i_{K_{a3a4}} \quad (\text{C.1.2})$$

$$i'_{K_{23}} = \frac{N_{K_{b1b2}}}{N_{K_{23}}} \cdot i_{K_{b1b2}} + \frac{N_{K_{b3b4}}}{N_{K_{23}}} \cdot i_{K_{b3b4}} - \frac{N_{K_{b5b6}}}{N_{K_{23}}} \cdot i_{K_{b5b6}} \quad (\text{C.1.3})$$

$$i'_{K_{23}} = 0,14 \cdot i_{K_{b1b2}} + 0,39 \cdot i_{K_{b3b4}} - 0,50 \cdot i_{K_{b5b6}} \quad (\text{C.1.4})$$

$$i'_{K_{31}} = \frac{N_{K_{c1c2}}}{N_{K_{31}}} \cdot i_{K_{c1c2}} + \frac{N_{K_{c3c4}}}{N_{K_{31}}} \cdot i_{K_{c3c4}} - \frac{N_{K_{c5c6}}}{N_{K_{31}}} \cdot i_{K_{c5c6}} \quad (\text{C.1.5})$$

$$i'_{K_{31}} = 0,39 \cdot i_{K_{c1c2}} + 0,14 \cdot i_{K_{c3c4}} - 0,50 \cdot i_{K_{c5c6}} \quad (\text{C.1.6})$$

C.2 TRANSFORMADOR 2

$$i''_{K_{12}} = \frac{N_{K_{a1a2}}}{N_{K_{12}}} \cdot i_{K_{a1a2}} - \frac{N_{K_{a3a4}}}{N_{K_{12}}} \cdot i_{K_{a3a4}} - \frac{N_{K_{a5a6}}}{N_{K_{12}}} \cdot i_{K_{a5a6}} + \frac{N_{K_{a7a8}}}{N_{K_{12}}} \cdot i_{K_{a7a8}} \quad (\text{C.2.1})$$

$$i''_{K_{12}} = 0,44 \cdot i_{K_{a1a2}} - 0,44 \cdot i_{K_{a3a4}} - 0,07 \cdot i_{K_{a5a6}} + 0,07 \cdot i_{K_{a7a8}} \quad (\text{C.2.2})$$

$$i''_{K_{23}} = \frac{N_{K_{b1b2}}}{N_{K_{23}}} \cdot i_{K_{b1b2}} + \frac{N_{K_{b3b4}}}{N_{K_{23}}} \cdot i_{K_{b3b4}} - \frac{N_{K_{b5b6}}}{N_{K_{23}}} \cdot i_{K_{b5b6}} \quad (\text{C.2.3})$$

$$i''_{K_{23}} = 0,33 \cdot i_{K_{b1b2}} + 0,21 \cdot i_{K_{b3b4}} - 0,54 \cdot i_{K_{b5b6}} \quad (\text{C.2.4})$$

$$i''_{K_{31}} = -\frac{N_{K_{c1c2}}}{N_{K_{31}}} \cdot i_{K_{c1c2}} + \frac{N_{K_{c3c4}}}{N_{K_{31}}} \cdot i_{K_{c3c4}} - \frac{N_{K_{c5c6}}}{N_{K_{31}}} \cdot i_{K_{c5c6}} \quad (\text{C.2.5})$$

$$i''_{K_{31}} = -0,21 \cdot i_{K_{c1c2}} + 0,54 \cdot i_{K_{c3c4}} - 0,33 \cdot i_{K_{c5c6}} \quad (\text{C.2.6})$$

APÊNDICE D – CÁLCULO DAS CORRENTES EFICAZES

D.1 TRANSFORMADOR 1

Enrolamento K₁₂:

$$I'_{K_{12}}(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,27)^2 \cdot \left(\int_0^{\frac{2\pi}{15}} dt + \int_{\frac{8\pi}{15}}^{\frac{11\pi}{15}} dt + \int_{\frac{29\pi}{15}}^{2\pi} dt + \int_{\frac{14\pi}{15}}^{\frac{17\pi}{15}} dt + \int_{\frac{23\pi}{15}}^{\frac{26\pi}{15}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,85)^2 \cdot \left(\int_{\frac{2\pi}{15}}^{\frac{8\pi}{15}} dt + \int_{\frac{17\pi}{15}}^{\frac{23\pi}{15}} dt \right)} \quad (D.1.1)$$

$$\boxed{I'_{K_{12}}(RMS) = 0,56 \cdot I_L} \quad (D.1.2)$$

Enrolamento K₂₃:

$$I'_{K_{23}}(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,14)^2 \cdot \left(\int_{\frac{8\pi}{15}}^{\frac{11\pi}{15}} dt + \int_{\frac{23\pi}{15}}^{\frac{26\pi}{15}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,39)^2 \cdot \left(\int_{\frac{17\pi}{15}}^{\frac{20\pi}{15}} dt + \int_{\frac{2\pi}{15}}^{\frac{5\pi}{15}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,64)^2 \cdot \left(\int_{\frac{11\pi}{15}}^{\frac{14\pi}{15}} dt + \int_{\frac{26\pi}{15}}^{\frac{29\pi}{15}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,89)^2 \cdot \left(\int_{\frac{14\pi}{15}}^{\frac{17\pi}{15}} dt + \int_0^{\frac{2\pi}{15}} dt + \int_{\frac{29\pi}{15}}^{2\pi} dt \right)} \quad (D.1.3)$$

$$\boxed{I'_{K_{23}}(RMS) = 0,52 \cdot I_L} \quad (D.1.4)$$

Enrolamento K₃₁:

$$I'_{K_{31}}(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,14)^2 \cdot \left(\int_0^{\frac{2\pi}{15}} dt + \int_{\frac{29\pi}{15}}^{2\pi} dt + \int_{\frac{14\pi}{15}}^{\frac{17\pi}{15}} dt \right)}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,39)^2 \cdot \left(\int_{\frac{20\pi}{15}}^{\frac{23\pi}{15}} dt + \int_{\frac{5\pi}{15}}^{\frac{8\pi}{15}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,64)^2 \cdot \left(\int_{\frac{26\pi}{15}}^{\frac{29\pi}{15}} dt + \int_{\frac{11\pi}{15}}^{\frac{14\pi}{15}} dt \right) \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,89)^2 \cdot \left(\int_{\frac{23\pi}{15}}^{\frac{26\pi}{15}} dt + \int_{\frac{8\pi}{15}}^{\frac{11\pi}{15}} dt \right) \tag{D.1.5}
\end{aligned}$$

$$\boxed{I'_{K_{31}}(RMS) = 0,52 \cdot I_L} \tag{D.1.6}$$

D.2 TRANSFORMADOR 2

Enrolamento K_{12} :

$$\begin{aligned}
I''_{K_{12}}(RMS) &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,07)^2 \cdot \left(\int_0^{\frac{\pi}{30}} dt + \int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{2\pi} dt + \int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} dt + \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} dt \right)} \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,51)^2 \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} dt + \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} dt + \int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} dt + \int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} dt \right) \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,88)^2 \cdot \left(\int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} dt + \int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} dt \right) \tag{D.2.1}
\end{aligned}$$

$$\boxed{I''_{K_{12}}(RMS) = 0,52 \cdot I_L} \tag{D.2.2}$$

Enrolamento K_{23} :

$$\begin{aligned}
I''_{K_{23}}(RMS) &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,21)^2 \cdot \left(\int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} dt + \int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} dt \right)} \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,33)^2 \cdot \left(\int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} dt + \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,75)^2 \cdot \left(\int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} dt + \int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} dt \right) \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,87)^2 \cdot \left(\int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} dt + \int_0^{\frac{\pi}{30}} dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{2\pi} dt \right) \tag{D.2.3}
\end{aligned}$$

$$\boxed{I''_{K_{23}}(RMS) = 0,54 \cdot I_L} \tag{D.2.4}$$

Enrolamento K₃₁:

$$\begin{aligned}
 I''_{K_{31}}(RMS) = & \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,21)^2 \cdot \left(\int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} dt + \int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} dt \right)} \\
 & + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,33)^2 \cdot \left(\int_0^{\frac{\pi}{30}} dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{2\pi} dt + \int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} dt \right) \\
 & + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,75)^2 \cdot \left(\int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} dt + \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} dt \right) \\
 & + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,87)^2 \cdot \left(\int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} dt + \int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} dt \right) \tag{D.2.5}
 \end{aligned}$$

$$\boxed{I''_{K_{31}}(RMS) = 0,54 \cdot I_L} \tag{D.2.6}$$

D.3 CORRENTES DE ENTRADA

Fase 1:

$$\begin{aligned}
 I_1(RMS) = & \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,13)^2 \cdot \left(\int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} dt + \int_0^{\frac{\pi}{30}} dt + \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} dt \right)} \\
 & + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,64)^2 \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} dt + \int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,90)^2 \cdot \left(\int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} dt \right) \\
 & + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,36)^2 \cdot \left(\int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} dt + \int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,58)^2 \cdot \left(\int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} dt + \int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} dt \right) \\
 & + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,94)^2 \cdot \left(\int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} dt + \int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,10)^2 \cdot \left(\int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} dt + \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} dt \right) \\
 & + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,33)^2 \cdot \left(\int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} dt + \int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,42)^2 \cdot \left(\int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} dt + \int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} dt \right)
 \end{aligned}$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,50)^2 \cdot \left(\int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} dt + \int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} dt \right) \quad (\text{D.3.1})$$

$$\boxed{I_1(RMS) = 1,77 \cdot I_L} \quad (\text{D.3.2})$$

Fase 2:

$$I_2(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,13)^2 \cdot \left(\int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} dt + \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} dt \right)}$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,64)^2 \cdot \left(\int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} dt + \int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,90)^2 \cdot \left(\int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} dt + \int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} dt \right)$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,36)^2 \cdot \left(\int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} dt + \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,58)^2 \cdot \left(\int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} dt \right)$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,94)^2 \cdot \left(\int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} dt + \int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} dt \right)$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,10)^2 \cdot \left(\int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} dt + \int_0^{\frac{\pi}{30}} dt + \int_{\frac{58\pi}{30}}^{\frac{2\pi}{30}} dt \right)$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,33)^2 \cdot \left(\int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} dt + \int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} dt \right) + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,42)^2 \cdot \left(\int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} dt + \int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} dt \right)$$

$$+ \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,50)^2 \cdot \left(\int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} dt + \int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} dt \right) \quad (\text{D.3.3})$$

$$\boxed{I_2(RMS) = 1,77 \cdot I_L} \quad (\text{D.3.4})$$

Fase 3:

$$I_3(RMS) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (0,39)^2 \cdot \left(\int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} dt + \int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} dt + \int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} dt + \int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} dt \right)}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,14)^2 \cdot \left(\int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} dt + \int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} dt + \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} dt + \int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} dt \right) \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (1,78)^2 \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} dt + \int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} dt + \int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} dt + \int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} dt \right) \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,23)^2 \cdot \left(\int_0^{\frac{\pi}{30}} dt + \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} dt + \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} dt + \int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} dt + \int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} dt \right) \\
& + \frac{1}{2\pi} \cdot (I_L)^2 \cdot (2,48)^2 \cdot \left(\int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} dt + \int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} dt + \int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} dt \right) \tag{D.3.5}
\end{aligned}$$

$$\boxed{I_3(RMS) = 1,77 \cdot I_L} \tag{D.3.6}$$

APÊNDICE E – ANÁLISE DE FOURIER

E.1 FASE 1

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_1(t) \cdot \cos(nt) dt \quad (\text{E.1.1})$$

$$\begin{aligned}
 a_n = \frac{I_L}{\pi} \cdot & \left[0,13 \cdot \left(\int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_0^{\frac{\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} \cos(nt) dt \right) \right. \\
 & + 0,64 \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & + 0,90 \cdot \left(\int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & + 1,36 \cdot \left(\int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & + 1,58 \cdot \left(\int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & + 1,94 \cdot \left(\int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & + 2,10 \cdot \left(\int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & + 2,33 \cdot \left(\int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & + 2,42 \cdot \left(\int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
 & \left. + 2,50 \cdot \left(\int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \right] \quad (\text{E.1.2})
 \end{aligned}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_1(t) \cdot \text{sen}(nt) dt \quad (\text{E.1.3})$$

$$\begin{aligned}
 b_n = \frac{I_L}{\pi} \cdot & \left[0,13 \cdot \left(\int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_0^{\frac{\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} \text{sen}(nt) dt \right) \right. \\
 & + 0,64 \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & + 0,90 \cdot \left(\int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & + 1,36 \cdot \left(\int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & + 1,58 \cdot \left(\int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & + 1,94 \cdot \left(\int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & + 2,10 \cdot \left(\int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & + 2,33 \cdot \left(\int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & + 2,42 \cdot \left(\int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
 & \left. + 2,50 \cdot \left(\int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \right] \quad (\text{E.1.4})
 \end{aligned}$$

E.2 FASE 2

$$a_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_2(t) \cdot \cos(nt) dt \quad (\text{E.2.1})$$

$$\begin{aligned}
a_n = \frac{I_L}{\pi} \cdot & \left[0,13 \cdot \left(\int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \right. \\
& + 0,64 \cdot \left(\int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& + 0,90 \cdot \left(\int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& + 1,36 \cdot \left(\int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& + 1,58 \cdot \left(\int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& + 1,94 \cdot \left(\int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& + 2,10 \cdot \left(\int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_0^{\frac{\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} \cos(nt) dt \right) \\
& + 2,33 \cdot \left(\int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& + 2,42 \cdot \left(\int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& \left. + 2,50 \cdot \left(\int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \right] \tag{E.2.2}
\end{aligned}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_2(t) \cdot \text{sen}(nt) dt \tag{E.2.3}$$

$$\begin{aligned}
b_n = \frac{I_L}{\pi} \cdot & \left[0,13 \cdot \left(\int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \right. \\
& + 0,64 \cdot \left(\int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +1,36 \cdot \left(\int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& +1,58 \cdot \left(\int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& +1,94 \cdot \left(\int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& +2,10 \cdot \left(\int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_0^{\frac{\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& +2,33 \cdot \left(\int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& +2,42 \cdot \left(\int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& +2,50 \cdot \left(\int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \Bigg] \tag{E.2.4}
\end{aligned}$$

E.3 FASE 3

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_3(t) \cdot \cos(nt) dt \tag{E.3.1} \\
a_n &= \frac{I_L}{\pi} \cdot \left[0,39 \cdot \left(\int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} \cos(nt) dt + \int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} \cos(nt) dt \right. \right. \\
& \quad \left. \left. - \int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \right. \\
& \quad \left. +1,14 \cdot \left(\int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} \cos(nt) dt + \int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +1,78 \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} \cos(nt) dt + \int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \\
& + 2,23 \cdot \left(\int_0^{\frac{\pi}{30}} \cos(nt) dt + \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} \cos(nt) dt + \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} \cos(nt) dt \right. \\
& \left. - \int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) + 2,48 \cdot \left(\int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} \cos(nt) dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} \cos(nt) dt \right. \\
& \left. - \int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} \cos(nt) dt - \int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} \cos(nt) dt \right) \quad \text{(E.3.2)}
\end{aligned}$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} I_3(t) \cdot \text{sen}(nt) dt \quad \text{(E.3.3)}$$

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{I_L}{\pi} \cdot \left[0,39 \cdot \left(\int_{\frac{7\pi}{30}}^{\frac{10\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{40\pi}{30}}^{\frac{43\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right. \right. \\
& \left. \left. - \int_{\frac{10\pi}{30}}^{\frac{13\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{37\pi}{30}}^{\frac{40\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \right. \\
& + 1,14 \cdot \left(\int_{\frac{4\pi}{30}}^{\frac{7\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{43\pi}{30}}^{\frac{46\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{13\pi}{30}}^{\frac{16\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{34\pi}{30}}^{\frac{37\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& + 1,78 \cdot \left(\int_{\frac{\pi}{30}}^{\frac{4\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{46\pi}{30}}^{\frac{49\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{16\pi}{30}}^{\frac{19\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{31\pi}{30}}^{\frac{34\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \\
& + 2,23 \cdot \left(\int_0^{\frac{\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{49\pi}{30}}^{\frac{52\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{58\pi}{30}}^{2\pi} \text{sen}(nt) dt \right. \\
& \left. - \int_{\frac{19\pi}{30}}^{\frac{22\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{28\pi}{30}}^{\frac{31\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) + 2,48 \cdot \left(\int_{\frac{52\pi}{30}}^{\frac{55\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt + \int_{\frac{55\pi}{30}}^{\frac{58\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right. \\
& \left. - \int_{\frac{22\pi}{30}}^{\frac{25\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt - \int_{\frac{25\pi}{30}}^{\frac{28\pi}{30}} \text{sen}(nt) dt \right) \quad \text{(E.3.4)}
\end{aligned}$$

APÊNDICE F – DADOS DA ANÁLISE DE FOURIER POR SIMULAÇÃO

F.1 FASE 1

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.499E+01	1.000E+00	1.773E+02	0.000E+00
2	1.200E+02	8.249E-02	5.503E-03	-3.479E+01	-3.895E+02
3	1.800E+02	7.713E-03	5.146E-04	1.271E+02	-4.050E+02
4	2.400E+02	3.845E-02	2.565E-03	1.475E+02	-5.619E+02
5	3.000E+02	8.137E-02	5.429E-03	1.515E+02	-7.353E+02
6	3.600E+02	1.052E-01	7.022E-03	1.531E+02	-9.110E+02
7	4.200E+02	8.000E-02	5.337E-03	1.443E+02	-1.097E+03
8	4.800E+02	2.536E-02	1.692E-03	7.261E+01	-1.346E+03
9	5.400E+02	4.699E-02	3.135E-03	1.293E+01	-1.583E+03
10	6.000E+02	5.851E-02	3.903E-03	2.306E+01	-1.750E+03
11	6.600E+02	5.071E-02	3.383E-03	3.579E+01	-1.915E+03
12	7.200E+02	3.978E-02	2.654E-03	2.598E+01	-2.102E+03
13	7.800E+02	5.124E-02	3.418E-03	-4.786E+01	-2.353E+03
14	8.400E+02	7.895E-02	5.267E-03	-7.563E+01	-2.559E+03
15	9.000E+02	6.742E-02	4.498E-03	-7.789E+01	-2.738E+03
16	9.600E+02	2.265E-02	1.511E-03	-8.434E+01	-2.922E+03
17	1.020E+03	1.401E-02	9.345E-04	1.262E+02	-2.889E+03
18	1.080E+03	4.476E-02	2.986E-03	1.003E+02	-3.092E+03
19	1.140E+03	7.051E-01	4.704E-02	4.309E+01	-3.327E+03
20	1.200E+03	1.656E-01	1.105E-02	-1.685E+02	-3.715E+03
21	1.260E+03	6.479E-01	4.322E-02	4.027E+01	-3.684E+03
22	1.320E+03	1.286E-01	8.581E-03	-1.581E+02	-4.060E+03
23	1.380E+03	1.685E-02	1.124E-03	2.318E+01	-4.056E+03
24	1.440E+03	4.451E-02	2.969E-03	4.038E+01	-4.216E+03
25	1.500E+03	6.849E-02	4.569E-03	4.665E+01	-4.387E+03
26	1.560E+03	8.798E-02	5.870E-03	4.847E+01	-4.563E+03
27	1.620E+03	7.268E-02	4.849E-03	4.287E+01	-4.746E+03
28	1.680E+03	1.416E-02	9.445E-04	3.242E+01	-4.933E+03
29	1.740E+03	2.545E-02	1.698E-03	-1.231E+02	-5.266E+03
30	1.800E+03	4.291E-02	2.863E-03	-1.071E+02	-5.428E+03
31	1.860E+03	4.077E-02	2.720E-03	-9.005E+01	-5.588E+03
32	1.920E+03	4.137E-02	2.760E-03	-8.054E+01	-5.756E+03
33	1.980E+03	2.741E-02	1.829E-03	-1.210E+02	-5.973E+03
34	2.040E+03	2.420E-02	1.615E-03	1.780E+02	-5.852E+03
35	2.100E+03	2.029E-02	1.354E-03	1.767E+02	-6.031E+03
36	2.160E+03	4.831E-03	3.223E-04	-3.621E+01	-6.421E+03
37	2.220E+03	2.284E-02	1.524E-03	5.141E-01	-6.561E+03
38	2.280E+03	1.880E-02	1.254E-03	2.938E+00	-6.736E+03
39	2.340E+03	2.855E-01	1.905E-02	-1.030E+02	-7.020E+03
40	2.400E+03	2.214E-01	1.477E-02	7.304E+01	-7.021E+03
41	2.460E+03	3.010E-01	2.008E-02	-1.097E+02	-7.381E+03
42	2.520E+03	1.801E-01	1.202E-02	6.933E+01	-7.379E+03
43	2.580E+03	1.369E-02	9.136E-04	-8.630E+01	-7.712E+03
44	2.640E+03	3.565E-02	2.378E-03	-6.116E+01	-7.864E+03
45	2.700E+03	4.026E-02	2.686E-03	-5.479E+01	-8.035E+03
46	2.760E+03	3.976E-02	2.653E-03	-6.002E+01	-8.218E+03
47	2.820E+03	3.163E-02	2.110E-03	-6.603E+01	-8.401E+03
48	2.880E+03	1.696E-02	1.132E-03	7.008E-01	-8.512E+03
49	2.940E+03	2.449E-02	1.634E-03	3.330E+01	-8.657E+03
50	3.000E+03	2.053E-02	1.370E-03	7.460E+01	-8.793E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.633081E+00 PERCENT

Fonte: Autoria própria.

F.2 FASE 2

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.496E+01	1.000E+00	5.738E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	1.063E-01	7.103E-03	1.771E+02	6.230E+01
3	1.800E+02	2.473E-02	1.652E-03	8.916E+01	-8.298E+01
4	2.400E+02	8.054E-02	5.383E-03	-6.571E+01	-2.952E+02
5	3.000E+02	1.091E-01	7.294E-03	-8.648E+01	-3.734E+02
6	3.600E+02	1.814E-02	1.212E-03	-7.628E+01	-4.205E+02
7	4.200E+02	9.338E-02	6.241E-03	5.778E+01	-3.439E+02
8	4.800E+02	9.486E-02	6.340E-03	5.357E+01	-4.055E+02
9	5.400E+02	9.434E-03	6.305E-04	-1.269E+02	-6.433E+02
10	6.000E+02	1.037E-01	6.928E-03	-1.441E+02	-7.179E+02
11	6.600E+02	5.998E-02	4.008E-03	-1.615E+02	-7.927E+02
12	7.200E+02	4.707E-02	3.146E-03	3.251E+01	-6.560E+02
13	7.800E+02	8.135E-02	5.437E-03	1.379E+01	-7.321E+02
14	8.400E+02	2.364E-02	1.580E-03	-2.428E+01	-8.276E+02
15	9.000E+02	7.485E-02	5.002E-03	1.693E+02	-6.914E+02
16	9.600E+02	8.775E-02	5.864E-03	1.516E+02	-7.664E+02
17	1.020E+03	5.828E-03	3.895E-04	-6.048E+01	-1.036E+03
18	1.080E+03	6.376E-02	4.261E-03	-6.879E+01	-1.102E+03
19	1.140E+03	6.937E-01	4.636E-02	1.621E+02	-9.281E+02
20	1.200E+03	1.469E-01	9.820E-03	-3.335E+01	-1.181E+03
21	1.260E+03	6.156E-01	4.114E-02	-8.232E+01	-1.287E+03
22	1.320E+03	1.701E-01	1.137E-02	8.141E+01	-1.181E+03
23	1.380E+03	2.574E-02	1.720E-03	-4.342E+01	-1.363E+03
24	1.440E+03	5.216E-02	3.486E-03	-1.500E+02	-1.527E+03
25	1.500E+03	8.567E-02	5.725E-03	1.678E+02	-1.267E+03
26	1.560E+03	3.510E-02	2.346E-03	1.774E+02	-1.314E+03
27	1.620E+03	6.670E-02	4.458E-03	-6.278E+01	-1.612E+03
28	1.680E+03	8.813E-02	5.890E-03	-5.590E+01	-1.663E+03
29	1.740E+03	1.831E-02	1.224E-03	-3.727E+01	-1.701E+03
30	1.800E+03	6.598E-02	4.410E-03	9.170E+01	-1.630E+03
31	1.860E+03	5.373E-02	3.591E-03	7.732E+01	-1.701E+03
32	1.920E+03	7.344E-03	4.908E-04	-4.960E+01	-1.886E+03
33	1.980E+03	3.498E-02	2.338E-03	-1.235E+02	-2.017E+03
34	2.040E+03	3.086E-02	2.062E-03	-1.726E+02	-2.123E+03
35	2.100E+03	3.055E-02	2.041E-03	5.865E+01	-1.950E+03
36	2.160E+03	4.615E-02	3.084E-03	2.774E+01	-2.038E+03
37	2.220E+03	2.055E-02	1.373E-03	1.545E+02	-1.969E+03
38	2.280E+03	5.487E-02	3.667E-03	-1.748E+02	-2.355E+03
39	2.340E+03	2.868E-01	1.917E-02	1.091E+01	-2.227E+03
40	2.400E+03	1.796E-01	1.200E-02	-1.601E+02	-2.455E+03
41	2.460E+03	2.646E-01	1.768E-02	1.272E+02	-2.225E+03
42	2.520E+03	2.046E-01	1.368E-02	-4.381E+01	-2.454E+03
43	2.580E+03	3.779E-02	2.525E-03	1.283E+02	-2.339E+03
44	2.640E+03	3.498E-02	2.337E-03	1.139E+02	-2.411E+03
45	2.700E+03	2.984E-02	1.994E-03	1.753E+01	-2.565E+03
46	2.760E+03	4.326E-03	2.891E-04	8.247E+01	-2.557E+03
47	2.820E+03	4.805E-02	3.211E-03	1.579E+02	-2.539E+03
48	2.880E+03	4.318E-02	2.886E-03	1.628E+02	-2.591E+03
49	2.940E+03	8.597E-03	5.745E-04	-1.388E+02	-2.950E+03
50	3.000E+03	3.767E-02	2.517E-03	-7.567E+01	-2.945E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.550164E+00 PERCENT

Fonte: Aatoria própria.


F.3 FASE 3

HARMONIC NO	FREQUENCY (Hz)	FOURIER COMPONENT	NORMALIZED COMPONENT	PHASE (DEG)	NORMALIZED PHASE (DEG)
1	6.000E+01	1.498E+01	1.000E+00	-6.255E+01	0.000E+00
2	1.200E+02	5.663E-02	3.779E-03	4.730E+01	1.724E+02
3	1.800E+02	3.117E-02	2.081E-03	-8.210E+01	1.056E+02
4	2.400E+02	5.276E-02	3.521E-03	9.077E+01	3.410E+02
5	3.000E+02	9.545E-02	6.371E-03	4.725E+01	3.600E+02
6	3.600E+02	9.445E-02	6.304E-03	-1.849E+01	3.568E+02
7	4.200E+02	1.266E-01	8.448E-03	-8.311E+01	3.548E+02
8	4.800E+02	1.191E-01	7.951E-03	-1.224E+02	3.780E+02
9	5.400E+02	4.024E-02	2.686E-03	-1.758E+02	3.872E+02
10	6.000E+02	4.840E-02	3.230E-03	5.148E+01	6.770E+02
11	6.600E+02	1.900E-02	1.268E-03	-3.402E+01	6.541E+02
12	7.200E+02	8.671E-02	5.787E-03	-1.505E+02	6.001E+02
13	7.800E+02	1.149E-01	7.669E-03	1.707E+02	9.839E+02
14	8.400E+02	9.552E-02	6.375E-03	1.155E+02	9.912E+02
15	9.000E+02	7.898E-02	5.271E-03	4.122E+01	9.795E+02
16	9.600E+02	7.737E-02	5.164E-03	-1.435E+01	9.865E+02
17	1.020E+03	8.246E-03	5.503E-04	-4.912E+01	1.014E+03
18	1.080E+03	2.153E-02	1.437E-03	1.343E+02	1.260E+03
19	1.140E+03	7.102E-01	4.740E-02	-7.821E+01	1.110E+03
20	1.200E+03	1.206E-01	8.047E-03	7.088E+01	1.322E+03
21	1.260E+03	6.075E-01	4.055E-02	1.617E+02	1.475E+03
22	1.320E+03	1.526E-01	1.018E-02	-5.200E+01	1.324E+03
23	1.380E+03	3.593E-02	2.398E-03	1.621E+02	1.601E+03
24	1.440E+03	1.159E-02	7.737E-04	-1.368E+01	1.488E+03
25	1.500E+03	7.725E-02	5.156E-03	-6.163E+01	1.502E+03
26	1.560E+03	7.138E-02	4.764E-03	-1.090E+02	1.517E+03
27	1.620E+03	8.436E-02	5.630E-03	1.733E+02	1.862E+03
28	1.680E+03	8.967E-02	5.985E-03	1.332E+02	1.885E+03
29	1.740E+03	3.241E-02	2.163E-03	9.118E+01	1.905E+03
30	1.800E+03	2.890E-02	1.929E-03	-5.969E+01	1.817E+03
31	1.860E+03	1.655E-02	1.105E-03	-1.352E+02	1.804E+03
32	1.920E+03	4.782E-02	3.192E-03	1.040E+02	2.106E+03
33	1.980E+03	6.238E-02	4.163E-03	5.759E+01	2.122E+03
34	2.040E+03	5.488E-02	3.663E-03	3.300E+00	2.130E+03
35	2.100E+03	2.762E-02	1.843E-03	-8.092E+01	2.108E+03
36	2.160E+03	4.847E-02	3.235E-03	-1.574E+02	2.094E+03
37	2.220E+03	1.001E-02	6.684E-04	-1.154E+02	2.199E+03
38	2.280E+03	3.609E-02	2.409E-03	6.410E+00	2.383E+03
39	2.340E+03	3.120E-01	2.082E-02	1.341E+02	2.574E+03
40	2.400E+03	1.832E-01	1.223E-02	-5.530E+01	2.447E+03
41	2.460E+03	2.714E-01	1.811E-02	1.554E+01	2.580E+03
42	2.520E+03	2.130E-01	1.421E-02	-1.728E+02	2.454E+03
43	2.580E+03	2.763E-02	1.844E-03	-3.540E+01	2.654E+03
44	2.640E+03	3.110E-03	2.076E-04	-1.661E+02	2.586E+03
45	2.700E+03	5.693E-02	3.800E-03	1.552E+02	2.970E+03
46	2.760E+03	3.642E-02	2.431E-03	1.241E+02	3.002E+03
47	2.820E+03	3.347E-02	2.234E-03	1.888E+01	2.959E+03
48	2.880E+03	2.753E-02	1.838E-03	-2.805E+01	2.974E+03
49	2.940E+03	1.602E-02	1.069E-03	-1.509E+02	2.914E+03
50	3.000E+03	2.230E-02	1.488E-03	1.315E+02	3.259E+03

TOTAL HARMONIC DISTORTION = 7.653088E+00 PERCENT

Fonte: Autoria própria.

ANEXO A – CERTIFICADO DE ENSAIO TRANSFORMADOR 2

		TRANSFORMADORES A SECO									
		CERTIFICADO DE ENSAIO									
Cliente:	FUNDAÇÃO ARAUCARIA FUNTEF-PR				Mod:	TRANSFORMADOR TRIFÁSICO					
NP - 3.2.01.016.00	NS -	2073/1		Normas Aplicadas: ABNT 10295 -11 / 5356 #1 /2 /3 /4 /5 - 07							
Potência:	2,7 kVA	Num. Fases: 3		Frequência: 60 [Hz]	Refrigeração: AN	Desl. Ang. / Pol.: *					
Classe de Isol. / NBI At [kV]:		0,6 / -		Classe de Isol. / NBI Bt [kV]:		0,6 / -		Classe de temperatura At e Bt: F / 105 °C			
At	220	V		ENROLAMENTO PRIMÁRIO							
At	7,09	A									
FASE K12			FASE K23			FASE K31			ENROLAMENTOS SECUNDÁRIOS		
Fase	Tensão (V)	Corrente (A)	Fase	Tensão (V)	Corrente (A)	Fase	Tensão (V)	Corrente (A)			
ka1a2	97,8	3,79	kb1b2	73,7	3,79	kc1c2	45,7	3,79			
ka3a4	97,8	3,79	kb3b4	45,7	3,79	kc3a4	118,1	3,79			
ka5a6	15,2	3,79	kb5a6	118,1	3,79	kc5c6	73,7	3,79			
ka7a8	15,2	3,79									
ENSAIO DE RELAÇÃO DE TENSÃO											
FASE K12			FASE K23			FASE K31					
220/97,8	220/97,8	220/15,2	220/15,2	220/73,7	220/45,7	220/118,1		220/45,7	220/118,1	220/73,7	
2,2426	2,2426	14,4837	14,4837	2,9753	4,8034	1,8618		4,8358	1,8707	2,9769	
ERRO PERCENTUAL											
0,31%	-0,31%	-0,07%	-0,07%	0,33%	0,22%	0,06%		-0,45%	-0,42%	0,27%	
ENSAIOS DIELÉTRICOS											
Resistência do Isolamento:		At / Bt: 15000 [MOHMS]			At / Massa: 11000 [MOHMS]			Bt / Massa: 18000 [MOHMS]			
Tensão Induzida:		Tensão:	440	[V]	Frequência:	120	[Hz]	Tempo:	60	[Seg.]	
Tensão Aplicada:		Tempo: 60 [Seg.]	At / Sec's: 4,0 [kV]		At / Massa: 4,0 [kV]		Sec's / Massa: 4,0 [kV]				
ENSAIO DE RESISTÊNCIA ÔHMICA											
				Temperatura Ambiente				21 °C		Média	
At(220V)	H1-H2	0,39531	Ω	H1-H3	0,39498	Ω	H2-H3	0,39618	Ω	0,39549	Ω
FASE K12			FASE K23			FASE K31					
ka1a2	97,8V	0,070748	Ω	kb1b2	73,7V	0,49259	Ω	kc1c2	45,7V	0,32002	Ω
ka3a4	97,8V	0,070124	Ω	kb3b4	45,7V	0,18679	Ω	kc3a4	118,1	0,47462	Ω
ka5a6	15,2V	0,404939	Ω	kb5a6	118,1V	0,28554	Ω	kc5c6	73,7	0,18016	Ω
ka7a8	15,2V	0,380863	Ω								
Perdas totais											
Corrente de excitação		Perdas em Vazio		Perdas nos enrolmentos		Perdas Totais					
4,0	[%]	40,0	[W]	71,0	[W]	111,0	[W]				
Observações:											
Data	Responsável pelo Ensaio			Responsável pelo Laboratório			Inspetor				
16/06/14	<i>Danielo Mateus Borges</i>			<i>Tiago F. Bortulich</i>							
Av. Mary Baddini Moya Aprillanti, 132/142 - Jardim Novo Mundo							Tel.: (011) 4584-7667 / 4595-7933				
Várzea Paulista - S.P. CEP 13.221-533							www.mva-transformadores.com.br				