



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
Campus de Ilha Solteira

JOÃO CARLOS PELICER JUNIOR

**ANÁLISE DE CONVERSOR MULTIPULSO UTILIZANDO
TRANSFORMADOR COM CULATRA INTERMEDIÁRIA**

Ilha Solteira
2014

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

JOÃO CARLOS PELICER JUNIOR

**ANÁLISE DE CONVERSOR MULTIPULSO UTILIZANDO
TRANSFORMADOR COM CULATRA INTERMEDIÁRIA**

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP - Campus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de conhecimento: Automação.

Orientador: Prof. Dr. Falcondes José Mendes Seixas

Ilha Solteira
2014

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

P384a Pelicer Junior, João Carlos.
Análise de conversor multipulso utilizando transformador com culatra intermediária / João Carlos Pelicer Junior. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2014
119 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2014

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas
Inclui bibliografia

1. Conversor multipulsos. 2. Culatra intermediária. 3. Operação sem IPT.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Análise de conversor multipulso utilizando transformador com culatra intermediária

AUTOR: JOÃO CARLOS PELICER JUNIOR

ORIENTADOR: Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica,
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. DILSON AMANCIO ALVES
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Profa. Dra. PRISCILA DA SILVA OLIVEIRA
Campus Universitário de Palmas / Fundação Universidade Federal do Tocantins

Data da realização: 27 de novembro de 2014.

A minha avó Percília, pelo apoio incondicional nos momentos mais difíceis. A ti meu eterno agradecimento.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas pela sua dedicação, competência, companheirismo, sabedoria e amizade fundamentais para nossa convivência diária na concretização deste trabalho.

Aos meus colegas de laboratório pela amizade e companheirismo de todos.

Aos técnicos Everaldo e Adércio pelas ajudas no desenvolvimento deste trabalho.

A Érica Vidal da Cunha, pelo privilégio de poder conviver com uma pessoa tão grandiosa quanto você. Obrigado pelo carinho, apoio e compreensão sem os quais não só este trabalho, como outras tantas realizações não teriam sido possíveis.

À minha família, pelo amor, compreensão e respeito, pelo apoio financeiro, pela confiança no meu trabalho, pelo tempo de companhia e lazer que lhes furtei. Por estarem ao meu lado nos momentos bons e difíceis, abdicando de suas horas de descanso em prol do meu bem estar e da minha felicidade.

À UNESP e CNPq pelo apoio ao trabalho.

À Deus, por TUDO.

RESUMO

Com o passar dos anos houve a difusão de cargas não lineares no sistema elétrico, e o fator de potência, que antes sofria influência apenas do fator de deslocamento, passa também a ser influenciado pela DHT (Distorção Harmônica Total) do sistema. As componentes harmônicas têm significativo impacto na qualidade de energia do sistema elétrico como um todo, resultando dentre outros problemas, ao acréscimo das perdas no sistema elétrico, dificuldades na medição e diminuição da vida útil de capacitores. Com intuito de mitigar esses impactos no sistema, diversas são as soluções aplicáveis, sendo uma dentre elas, o emprego do conversor de 12 pulsos. Este trabalho tem como objetivo a análise experimental do conversor 12 pulsos que faz uso de um transformador com culatra intermediária. Deseja averiguar como se porta o transformador que emprega a culatra intermediária, e é desenvolvido o equacionamento para mensurar a magnitude e fase do fluxo que atravessa a mesma. Neste trabalho serão analisados os impactos provenientes da retirada do transformador de interfase do circuito. Será feita a comparação experimental dos casos de operação (com e sem IPT) verificando quais as vantagens de se operar em cada uma destas condições. Os resultados obtidos experimentalmente serão comparados à norma IEC 61000-3-2.

Palavras chave: Conversor multipulsos. Culatra intermediária. Operação sem IPT.

ABSTRACT

Over the years there was a diffusion of nonlinear loads in power system, and the power factor, which previously suffered only influence by the displacement factor, now is decreased by the THD (Total Harmonic Distortion) of the system. Harmonic components have significant impact on the power electrical quality of the system as a whole, resulting among other problems, such as the addition of losses in the electric system, difficulties in the measurement and reduction of the useful life of capacitors. In order to reduce these impacts in the system, there are several applicable solutions, one among them, the use of 12-pulse converter. This paper aims to analyze the experimental pulse converter 12 which makes use of a transformer with intermediary yoke. A modeling of the flux in the core was made to know how its behavior in the intermediary yoke. It will be analyzed the impacts of interphase transformer removal. Comparison will be made on an experimental operation of both cases (with and without IPT) verifying the advantages of operating at each of these conditions. The experimental results are compared with standard IEC 61000-3-2.

Keywords: multipulse converter. Intermediary yoke. Operation without IPT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Série de Fourier de uma forma de onda distorcida	18
Figura 2 – Exemplo de espectro harmônico	20
Figura 3 - Transformador - (a) Esquemático (b) Curva de magnetização	21
Figura 4 – Exemplo de uma corrente de magnetização distorcida e seu espectro harmônico	22
Figura 5 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente em uma Lâmpada fluorescente.	23
Figura 6 – Forma de onda e espectro harmônico de corrente em um <i>drive</i> CC.	25
Figura 7 – Conversores e suas principais características.	26
Figura 8 – Carga monofásica não linear associada a filtro capacitivo.	27
Figura 9- Ponte de Graetz e formas de onda de tensão e corrente.	30
Figura 10 - Formas de onda de tensão e corrente na rede com indutores de linha	30
Figura 11 - Comparação entre algumas das estruturas retificadoras	32
Figura 12 – Dois exemplos de implementação de filtro híbrido.	34
Figura 13 - Transformador monofásico	37
Figura 14 - Esquemas de ligação	38
Figura 15 - Transformador trifásico	39
Figura 16 - Núcleo sem a perna central	40
Figura 17 - Transformador Trifásico Planar	41
Figura 18 - Núcleos envolvidos	42
Figura 19 - Núcleo Envolvente	43
Figura 20 - Entreferro	43
Figura 21 - Colunas e Travessas	44
Figura 22 - Outros arranjos possíveis de colunas e travessas	45
Figura 23 - Arranjo 12 pulsos	46
Figura 24 - Defasamento angular	47
Figura 25 - Transformador monofásico	49
Figura 26 - Transformador monofásico com carga	50
Figura 27 - Esquemático de um Transformador monofásico Ideal	51
Figura 28 - Conversores de três pulsos associados em paralelo	54
Figura 29 - Correntes da associação em paralelo	55
Figura 30 – Conversor de 12 pulsos com IPT.	56
Figura 31 – Formas de onda da tensão nas pontes e no IPT (conversor 12 pulsos).	56

Figura 32 – Tensão instantânea em uma das pontes retificadoras e valor médio da tensão na carga.	57
Figura 33 - Conexão 12 pulsos	60
Figura 34 - Estrutura 12 pulsos com primário em Delta	62
Figura 35 - Tensões de linha no secundário	63
Figura 36 – Tensão e corrente em uma fase da rede e tensão na carga	64
Figura 37 - Comparação com a norma	64
Figura 38 - Arranjo com dois enrolamentos no primário	65
Figura 39 – Etapas de operação	70
Figura 40 – Etapas de operação	71
Figura 41 - Principais formas de onda de tensão e corrente	73
Figura 42 - Espectro harmônico da corrente na rede (Fase A)	73
Figura 43 - Comparação com a norma	74
Figura 44 - Esforços de corrente no diodo D1	74
Figura 45 - Esforços de corrente nos enrolamentos dos secundários	75
Figura 46 - Esforços de corrente nos enrolamentos do primário	76
Figura 47 - Tensões nos transformadores de interfase	77
Figura 48 - Circuito sem IPT	78
Figura 49 - Principais formas de onda.	78
Figura 50 - Comparação da corrente na rede (Fase A)	79
Figura 51 – Etapas de operação (sem IPT)	80
Figura 52 – Etapas de operação (sem IPT).	81
Figura 53 - Forma de onda da corrente no enrolamento secundário da Fase A (sem IPT)	82
Figura 54 - Corrente na Fase A dos primários	84
Figura 55 - Espectro harmônico (corrente na Fase A)	84
Figura 56 - Comparação da magnitude das componentes harmônicas	85
Figura 57 – Circuito com indutâncias de dispersão.	86
Figura 58 – Tensões na carga e tensão e corrente na fase A da rede.	86
Figura 59 – Comparação do espectro harmônico (de corrente) com a norma	87
Figura 60 – Núcleo trifásico com culatra intermediária	89
Figura 61 - Divisão de fluxos	90
Figura 62 – Campo em um circuito magnético.	91
Figura 63 – Circuito magnético simplificado para análise de fluxo do núcleo	93
Figura 64 - Dimensão otimizada da culatra intermediária	94

Figura 65 - Esquemático	95
Figura 66 - Transformador com culatra intermediária e suas dimensões	96
Figura 67 - Tensão e corrente na rede (Fase A)	97
Figura 68 – Componentes harmônicas na fase A da rede.	98
Figura 69 - Principais características da corrente na rede	98
Figura 70 - Comparação das componentes de corrente com a norma [1]	99
Figura 71 - Corrente nas saídas das pontes retificadoras	99
Figura 72 - Tensão e corrente no enrolamento da fase A (Y-Y)	100
Figura 73 - Detalhe do enrolamento	100
Figura 74 – Fluxos na travessa e na culatra intermediária	101
Figura 75 - Fluxos para carga de 60%	102
Figura 76 – Núcleo com as chapas “E” cortadas	102
Figura 77 – Tensão e corrente na fase A da rede	104
Figura 78 – Forma de onda da corrente na rede e valor eficaz	105
Figura 79 – Correntes no secundário do transformador Y-Y.	105
Figura 80 - Correntes no secundário do transformador Δ -Y	106
Figura 81 – Corrente na fase A das pontes retificadoras	106
Figura 82 – Tensões na fase A da rede e na carga.	107
Figura 83 – Tensões para o caso com IPT	107
Figura 84 – Corrente e Tensão na fase A da rede (Carga reduzida)	108
Figura 85 – Correntes na rede	109
Figura 86 – Correntes de magnetização	109
Figura 87 – Representação da orientação dos grãos do núcleo (presente em laboratório).	110
Figura 88 – Exemplo de topologia com grãos orientados	111
Figura 89 – Conversor (com IPT) simulado em <i>Pspice</i> .	118
Figura 90 – Conversor 12 pulsos (sem IPT) programado em <i>Pspice</i>	119

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Sequência das harmônicas	19
Tabela 2 – Comparação entre os resultados e capacidade dos condutores.	69
Tabela 3 - Comparação das grandezas na rede.	79
Tabela 4 - Comparação (corrente nos enrolamentos)	83
Tabela 5 - Características do transformador	95
Tabela 6 – Indutâncias própria e de dispersão do núcleo	103
Tabela 7 – Características elétricas dos IPT's	103
Tabela 8 – Características elétricas	108

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

DHT	Distorção Harmônica Total
f.e.m	Força eletro motriz
fp	Fator de potência
FST	Transformador com defasagem angular
I	Corrente
I_c^h	Corrente de ordem harmônica h no capacitor
N_p	Número de voltas no enrolamento primário
N_s	Número de voltas no enrolamento secundário
S	Potência aparente
T	Relação de transformação
V	Tensão
V_p	Tensão no primário
V_s	Tensão no secundário

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	HISTÓRICO	15
1.2	COMPONENTES HARMÔNICAS	16
1.2.1	DEFINIÇÕES	16
1.2.2	CLASSIFICAÇÃO	18
1.2.3	PRESENÇA NA REDE ELÉTRICA.	21
1.2.4	IMPACTO DO SISTEMA DE ILUMINAÇÃO	22
1.2.5	PRESENÇA DE CARGAS INDUSTRIAIS	24
1.3	ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA.	27
1.4	TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS	29
1.4.1	USO DE CONVERSORES MULTIPULSOS	31
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	35
2	TRANSFORMADORES: PRINCIPAIS ASPECTOS	36
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	36
2.2	ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO TRANSFORMADOR MONOFÁSICO	36
2.3	ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO	38
2.4	CLASSIFICAÇÃO DOS NÚCLEOS	42
2.5	CONVERSORES MULTIPULSOS E QUALIDADE DA ENERGIA	45
2.6	PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO TRANSFORMADOR IDEAL	48
2.7	TRANSFORMADOR TRIFÁSICO X BANCO MONOFÁSICO	52
2.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	53
3	TRANSFORMADOR DE INTERFASE	54
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	54
3.2	TRANSFORMADOR DE INTERFASE (IPT)	54
3.3	DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE INTERFASE PARA O CONVERSOR 12 PULSOS.	57
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	59
4	TRANSFORMADORES EM ARRANJOS PARA 12 PULSOS	60
4.1	INTRODUÇÃO	60
4.2	ARRANJO 12 PULSOS COM PRIMÁRIO EM DELTA	60
4.3	ARRANJO 12 PULSOS COM DOIS PRIMÁRIOS	65
4.4	CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO	66
4.4.1	ETAPAS DE OPERAÇÃO	69
4.4.2	CONVERSOR SEM TRANSFORMADOR DE INTERFASE	77
4.5	IMPACTOS PROVOCADOS PELA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO	85
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	87
5	TRANSFORMADOR COM CULATRA INTERMEDIÁRIA	89
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	89
5.2	MODELAÇÃO DO FLUXO NA CULATRA INTERMEDIÁRIA	90
5.3	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	95
5.4	ENSAIOS COM CHAPAS “E” CORTADAS	102
5.4.2	ANÁLISE DO CONVERSOR	103
5.4.3	ENSAIOS COM CARGA REDUZIDA	108
5.4.4	MATERIAL FERROMAGNÉTICO	109
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	111
6	CONCLUSÃO	113
	REFERÊNCIAS	
	APÊNDICE A – CONVERSOR SIMULADO COM IPT	118

1 INTRODUÇÃO

1.1 HISTÓRICO

Durante muitos anos, as cargas ligadas aos sistemas elétricos tinham característica predominantemente linear, podendo-se atribuir a defasagem entre corrente e tensão no sistema a elementos de natureza indutiva, como por exemplo, motores e transformadores. Como consequência, podia-se aproximar o fator de deslocamento ao fator de potência.

Atualmente, com a difusão de cargas não lineares nas mais diversas aplicações, a injeção de elevado conteúdo harmônico de corrente no sistema elétrico passou a ser um fator preocupante nas instalações elétricas (WILEY, 2008), uma vez que o fator de potência da instalação é comprometido não apenas pelo fator de deslocamento mas também pela DHT (Distorção Harmônica Total).

O problema gerado pela presença de conteúdo harmônico de corrente é agravado para um sistema em condições não balanceadas. Com o aumento da potência reativa, ocorre o aumento das perdas na linha, instabilidade, além de gerar distorções de tensão quando as componentes harmônicas vão a montante [B. Singh, V. Verma, and J. Solanki,2007].

A injeção de conteúdo harmônico se dá devido à presença de cargas com características não lineares, hoje amplamente difundidas na indústria, comércio e residências. A presença de cargas com características lineares está cada vez mais rara no cotidiano, algumas das que ainda são utilizadas são lampas incandescentes e aquecedores, sem reguladores automáticos (WILEY, 2008).

Baixos valores do fator de potência da instalação são responsáveis por uma série de problemas causados no sistema elétrico, como por exemplo, maior dissipação de calor nos condutores, dificuldades em implementar equipamentos de medição, distorção da tensão do barramento, dentre outros.

Com intuito de amenizar esses impactos sobre o sistema, foram elaboradas normas para o fator de potência, uma vez que o fator de potência é uma dentre as principais referências no que diz respeito à qualidade da energia. Tendo em vista que a DHT está diretamente relacionada à qualidade da energia elétrica, essas normas estabelecem valores aceitáveis das componentes harmônicas para cada tipo de aplicação.

Em 1975 o padrão europeu EN50006 foi introduzido pela CENELEC (European Commission pour La Normalisation Electrique) e posteriormente substituído em 1982 pela IEC (International Electrotechnical Commission) número 555 e revisado in 1991).

Dentre as principais referências utilizadas atualmente estão a IEC 61000-3-2 e IEC-61000-3-4 Europe and American IEEE-519 (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 1998; INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 1992).

No Brasil, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) é o órgão responsável pelo desenvolvimento de procedimentos e padrões [ANEEL,2014]. Com intuito de conciliar os padrões brasileiros com os internacionais, a ABNT está vinculada com a IEC (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 1998).

1.2 COMPONENTES HARMÔNICAS

1.2.1 Definições

Diversas ferramentas empregadas na análise de circuitos elétricos utilizam fasores, isto é, tomam como pressuposto que a forma de onda a ser analisada é uma cossenóide (ou senóide). Uma vez que o conteúdo harmônico distorce a forma de onda, essa passa a não ser mais uma cossenóide pura, e para que continue possível a análise empregando as ferramentas clássicas da análise de circuitos elétricos, seria necessário que esse sinal distorcido pudesse ser analisado de forma fasorial.

Em 1807, o barão Jean-Baptiste-Joseph Fourier declarou que qualquer função de onda periódica podia ser expressa como uma soma de infinitas funções senoidais. De acordo com essa surpreendente afirmação, mesmo formas de onda descontínuas, como ondas quadradas, poderiam ser representadas por somas de senóides [Dorf,2012,p.675].

Diz-se que uma função é periódica se existe um intervalo de tempo τ tal que:

$$f(t) = f(t - \tau) \quad (1)$$

Se existe um número τ que satisfaz a Equação 1, qualquer múltiplo inteiro desse número também satisfaz a equação. O período T desta função periódica $f(t)$ é definido como o menor valor positivo de τ que satisfaz a Equação 1.

A frequência angular fundamental será então dada por:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (2)$$

Tendo-se definida a frequência fundamental, os múltiplos inteiros da mesma serão denominados frequências harmônicas.

Então, segundo *Jean Baptiste Joseph Fourier*, qualquer função periódica $f(t)$ pode ser representada por uma série infinita de senóides cujas frequências são as frequências harmônicas de $f(t)$:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{sen } n \omega_0 t \quad (3)$$

Em que ω_0 é a frequência fundamental deste sinal e os coeficientes a_0, a_n, b_n são chamados de coeficientes de Fourier, que são dados pelas seguintes equações:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} f(t) dt \quad (4)$$

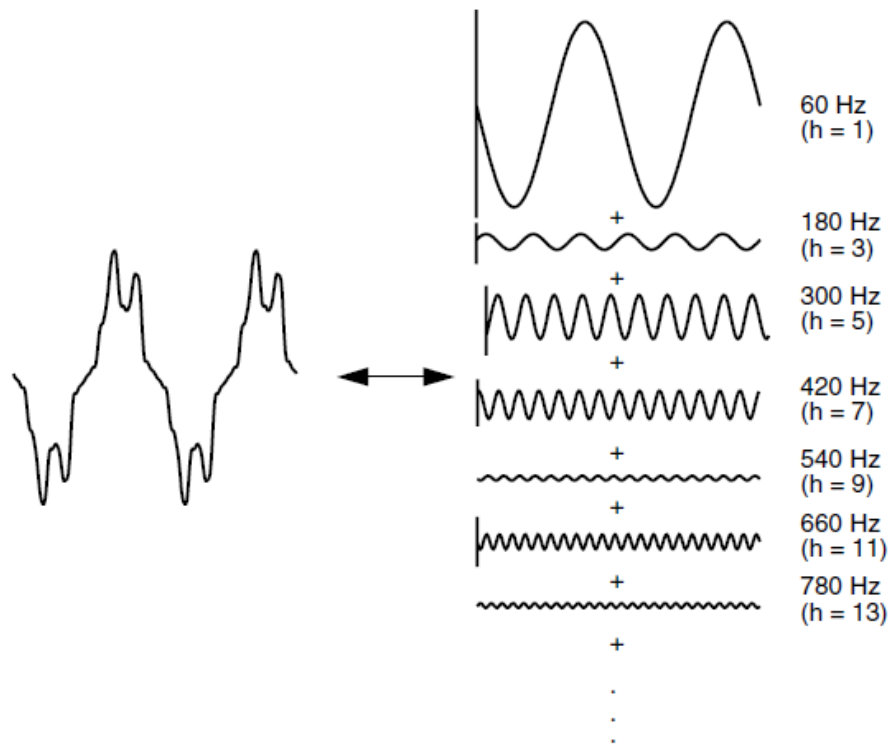
Para valores de $n > 0$ tem-se que:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} f(t) \cos(n \omega_0 t) dt \quad (5)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} f(t) \text{sen}(n \omega_0 t) dt \quad (6)$$

Com a decomposição através da série de Fourier, faz-se possível analisar, com as ferramentas clássicas, as componentes deste sinal, sendo o efeito correspondente ao sinal original obtido pelo somatório dos efeitos provocados pelas componentes que o compõem. A decomposição de um sinal está ilustrada na Figura 1:

Figura 1 – Série de Fourier de uma forma de onda distorcida



Fonte: (DULGAN, 1996).

1.2.2 Classificação

Quando se analisa as distorções harmônicas em um sistema de energia elétrica, as componentes harmônicas podem ser classificadas em dois grupos principais:

- Componentes de tensão.
- Componentes de corrente.

Outro quesito importante que se verifica nas componentes harmônicas de um sinal é a alternância de sequência entre elas, conforme representado na Tabela 1.

Tabela 1 - Sequência das harmônicas

Componentes simétricas	Sequência positiva	Sequência negativa	Sequência zero
	1	2	3
	4	5	6
	7	8	9
Ordem harmônica	10	11	12
	13	14	15

	$3k+1$	$3k+2$	$3k+3$
	Para $K= 0,1,2,3\dots$		

Fonte: (DORF, 2012).

Observa-se que a sequência das componentes harmônicas se alterna entre sequências positiva, negativa e nula, padrão este que se repete conforme se varia a ordem harmônica.

Faz-se importante conhecer a sequência das componentes harmônicas presentes em um determinado circuito, uma vez que, componentes harmônicas de uma mesma natureza apresentam comportamentos semelhantes. Toma-se como exemplo os seguintes impactos provocados pelas componentes de sequências positiva, negativa e nula em um motor assíncrono trifásico:

- As componentes de sequência **positiva** tendem a fazer o motor girar no mesmo sentido imposto pela componente fundamental, provocando, assim, uma sobrecorrente em seus enrolamentos, que provocaria um aumento da temperatura de operação e, conseqüentemente, redução da vida útil do equipamento.
- As componentes de sequência **negativa** tendem a fazer o motor girar no sentido oposto ao provocado pela componente fundamental, provocando, assim, vibrações, aumento do ruído audível e reduzindo a velocidade do motor.
- As componentes de sequência **nula**, também denominadas **homopolares**, embora não tenham impacto no sentido de giro do motor, elas se somam algebricamente no condutor neutro, o que pode acarretar em sobreaquecimento do mesmo, bem como afetar outros componentes conectados ao sistema tais como bancos de capacitores.

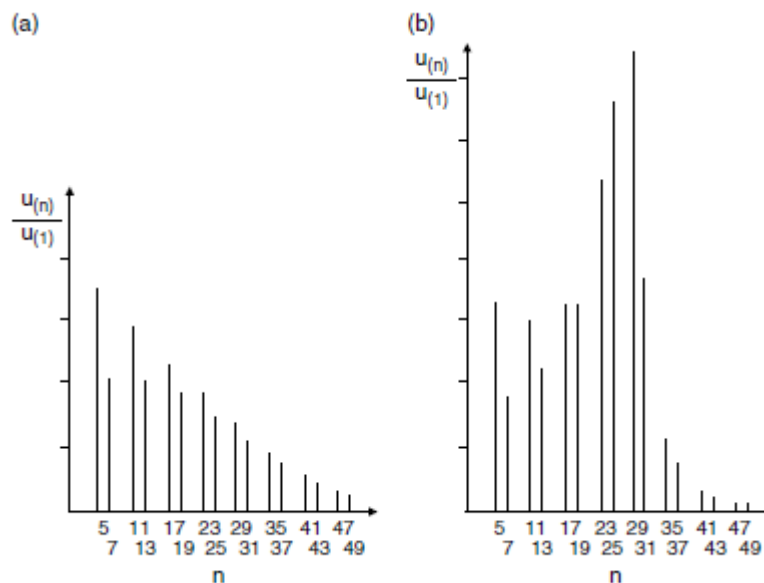
A partir desses dados, tem-se uma ferramenta adicional para identificar possíveis fontes de problemas em equipamentos conectados à rede elétrica.

Além das distinções já apresentadas, as componentes harmônicas são comumente classificadas em componentes de ordem par (*even*) e componentes de ordem ímpar (*odds*). Em uma instalação onde há predominância de sinais senoidais, encontram-se componentes de ordem ímpar, já as componentes de ordem par são encontradas onde há distorção em corrente contínua do sinal.

Em conversores multipulsos, as componentes harmônicas também são classificadas em componentes características, decorrentes da operação da estrutura em condições ideais, e as componentes harmônicas não características, decorrentes de condições reais de operação. As ordens harmônicas das componentes não características não estão relacionadas com o número de pulsos da estrutura (Wiley,2008).

Para a grande maioria das cargas não lineares a magnitude da componente harmônica diminui com o aumento da ordem. A típica forma de onda apresentada na Figura 2(a) deve ser diferenciada da forma atípica, e rara, que pode ocorrer por exemplo devida a ressonância no sistema, apresentada na Figura 2(b) (Wiley,2008,p.192).

Figura 2 – Exemplo de espectro harmônico



Fonte: (WILEY, 2008)

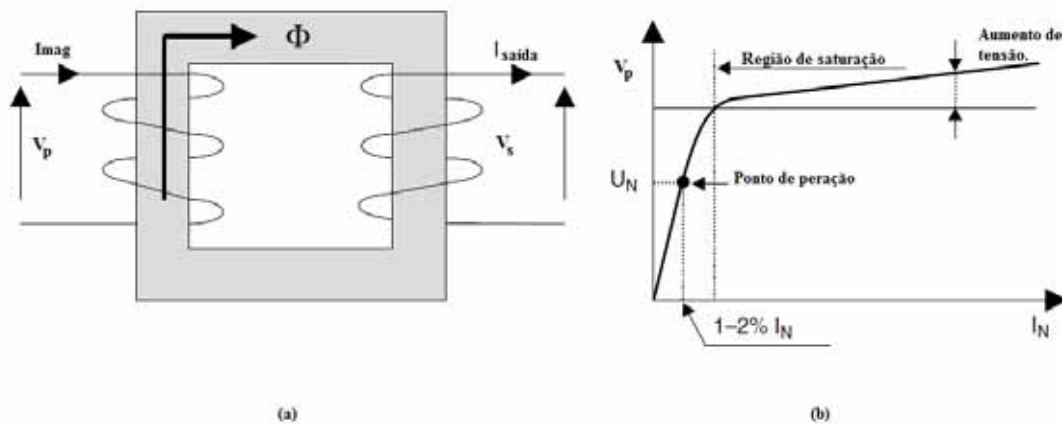
Espera-se portanto, para um conversor multipulsos em condições normais de operação, obter um espectro harmônico como ilustrado na Figura 2(a). Em (Wiley,2008), também são apresentadas outras classificações de componentes harmônicas cujo detalhamento foge do escopo do presente trabalho.

O conhecimento da natureza das componentes harmônicas presentes em um determinado sistema fornece ferramentas adicionais para identificar se o sistema encontra-se em condições normais de operação e, caso contrário levantar possíveis causas de anomalias.

1.2.3 Presença na rede elétrica.

Historicamente, os transformadores foram os primeiros equipamentos a injetar conteúdo harmônico na rede, devida a característica não linear apresentada na sua curva de magnetização conforme ilustrado na Figura 3.

Figura 3 - Transformador - (a) Esquemático (b) Curva de magnetização



Fonte: (WILEY, 2008).

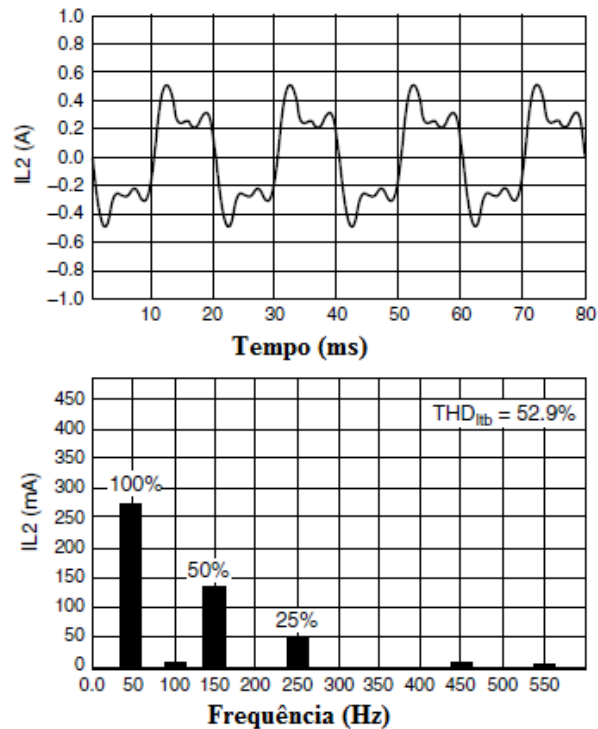
Os transformadores são projetados para que a sua corrente de magnetização não exceda 2% do valor da corrente nominal. Logo, enquanto faz-se a operação na região linear, não há significativa injeção de conteúdo harmônico na rede. Esta situação pode se alterar com um aumento da tensão, uma vez que, ao se operar na região de saturação, um pequeno incremento na tensão representa uma significativa alteração no valor da corrente de magnetização e, conseqüentemente, um significativo aumento do conteúdo harmônico na rede (Wiley, 2008).

Essa elevação na tensão pode acarretar em um aumento do valor da terceira harmônica da corrente de magnetização, que pode chegar a um valor correspondente a 50% da componente fundamental.

A elevação da tensão pode ocorrer devida a operação com pouca carga ou devida à entrada (ou retirada) de cargas reativas do sistema, como por exemplo, reatores e bancos capacitivos.

A Figura 4 ilustra a corrente de magnetização e seu espectro harmônico para uma condição de operação na região de saturação.

Figura 4 – Exemplo de uma corrente de magnetização distorcida e seu espectro harmônico



Fonte: (WILEY, 2008).

Considerando a vasta utilização de transformadores no sistema de energia elétrica e as diversas situações onde eles podem operar com pouca carga, o efeito da distorção harmônica no sistema como um todo pode vir a ser significativo.

Com intuito de mitigar esse problema, a conexão Δ/Y é comumente empregada em sistemas de transmissão, uma vez que o Δ representa um caminho de baixa impedância para a terceira harmônica, mitigando os efeitos da mesma na rede.

1.2.4 Impacto do sistema de iluminação

Segundo o estudo da *U.S Energy Information Administration* em 1995, a iluminação representava de 40 a 60% da carga em prédios comerciais (Dulgan, 1996). Conhecida a notória diferença de aproveitamento energético entre a lâmpada incandescente e a fluorescente, esta se tornou uma alternativa para economizar energia elétrica.

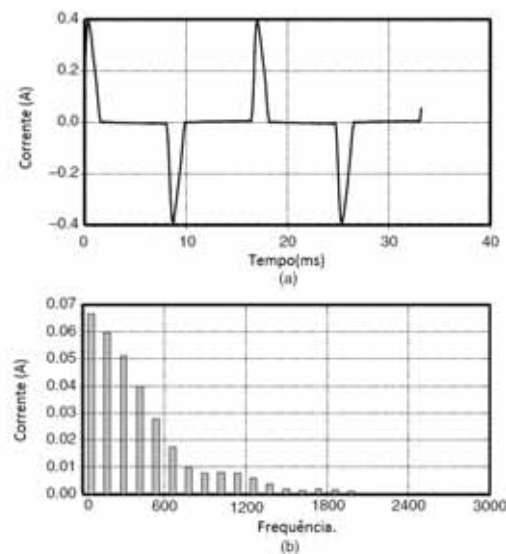
As lâmpadas fluorescentes são lâmpadas de descarga que requerem um reator para promover a alta tensão inicial necessária para se estabelecer o arco. Ao se iniciar a descarga elétrica, a tensão cai conforme a corrente do arco aumenta, característica que faz do reator um limitador de corrente para circuitos de iluminação (Dulgan,1996; Wiley,2008).

Existem dois tipos de reatores possíveis a serem empregados em lâmpadas fluorescentes, o magnético e o eletrônico. O uso do reator magnético acarreta em perdas adicionais em forma de calor, o que o torna mais ineficiente se comparado ao reator eletrônico.

O reator eletrônico faz a conversão da frequência da rede 50 -60 Hz, para frequências muito mais elevadas 25-40 kHz. Essa mudança tem duas vantagens principais: Primeira, faz-se necessário um indutor menor para limitar a corrente de arco e a segunda é que ao se trabalhar em alta frequência elimina-se ou ao menos se reduz a cintilação da lâmpada (Dulgan,1996).

A Figura 5 mostra a corrente e o espectro harmônico de uma lâmpada fluorescente cuja DHT é 144%. Uma vez que a DHT tem influência na qualidade da energia, são desenvolvidos melhores reatores cuja DHT encontra-se na faixa entre 10 a 32%. A maioria das lâmpadas está equipada com um filtro passivo para diminuir a distorção total de corrente na rede a menos 20% (Dulgan,1996).

Figura 5 – Forma de onda e espectro harmônico da corrente em uma Lâmpada fluorescente.



Fonte: (DULGAN, 1996)

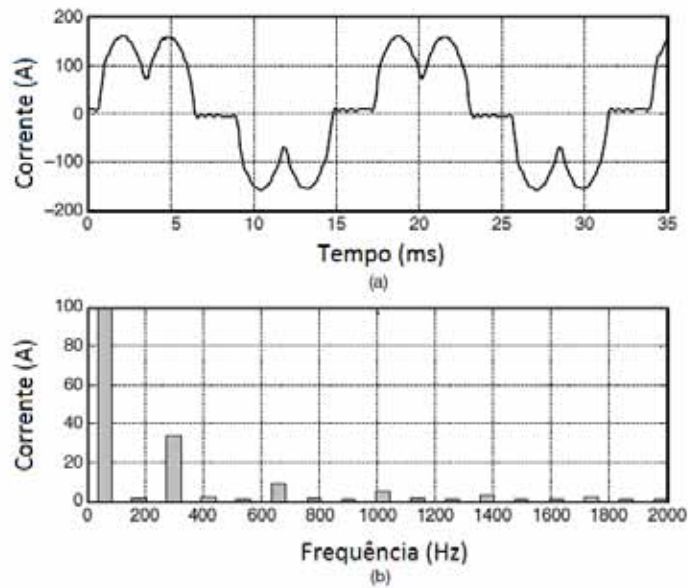
1.2.5 Presença de Cargas industriais

Neste **subcapítulo**, será discorrido o assunto tratado em (Dulgan,1996), no que diz respeito a cargas elétricas industriais.

Instalações industriais modernas são caracterizadas pela ampla utilização de cargas não lineares. Estas cargas podem compor uma parcela significativa da carga total presente na instalação e injetar conteúdo harmônico no sistema elétrico, causando distorção harmônica na tensão. Este problema é agravado pelo fato que essas cargas não lineares possuem um fator de potência relativamente baixo. Instalações industriais frequentemente utilizam bancos de capacitores para melhorar o fator de potência e evitar tarifações devido ao excesso de reativo. A utilização de banco de capacitores pode gerar ressonâncias devida à presença de cargas não lineares no sistema. O maior nível de distorção harmônica de tensão usualmente ocorre no barramento da indústria onde estão instalados os capacitores. Operar em condições de ressonância causa em motores e transformadores sobreaquecimento, para o caso de equipamentos eletrônicos pode ocorrer o mau funcionamento devida à presença de elevado conteúdo harmônico.

As cargas não lineares industriais podem ser classificadas em três categorias: Conversores trifásicos, dispositivos a arco, e equipamentos saturáveis.

Conversores de potência trifásicos se diferem dos monofásicos principalmente devido ao fato de não gerarem terças harmônicas de corrente. Esta se torna uma importante vantagem, uma vez que, a terceira harmônica de corrente é geralmente uma dentre as mais significativas. Entretanto, essas estruturas tem componentes harmônicas características que são injetadas no sistema, conforme exemplificado na Figura 6.

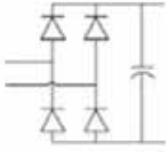
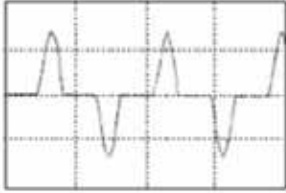
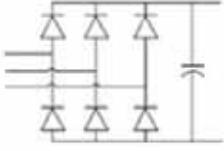
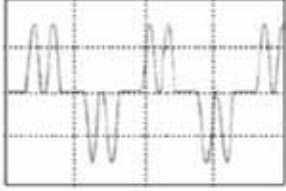
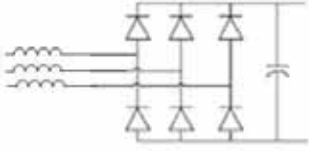
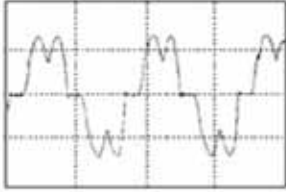
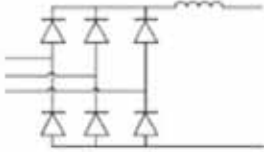
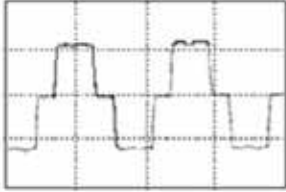
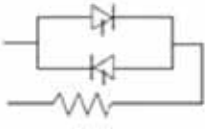
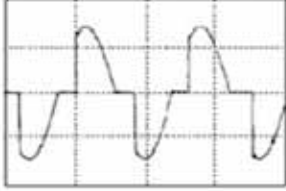
Figura 6 – Forma de onda e espectro harmônico de corrente em um *drive* CC.

Fonte: (DULGAN, 1996)

Embora a eliminação da terceira harmônica seja uma vantagem importante, deve-se tomar cuidado para que as harmônicas características da estrutura estejam em conformidade com as normas, para que o efeito de uso conjunto dessas estruturas, não acarrete em impactos significativos no sistema.

Atualmente, as cargas não lineares estão amplamente difundidas em circuitos retificadores, seja no comércio, na indústria, e nas residências. Na Figura 7 estão exemplificadas algumas configurações de pontes retificadoras e suas principais características.

Figura 7 – Conversores e suas principais características.

Conversor	Forma de onda (corrente)	Características
		Retificador monofásico DHT ₁ = 80%, com predominância da Terceira harmônica
		Retificador de seis pulsos com filtro capacitivo No lado CC DHT ₁ = 80%
		Retificador de seis pulsos com Capacitor do lado CC e reator na entrada (>3%) DHT ₁ = 40%
		Retificador de seis pulsos Com reator no lado CC, DHT ₁ = 28%
		Controlador de potência CA, monofásico A DHT ₁ varia com o ângulo de controle

Fonte: Adaptado de Wiley (2008)

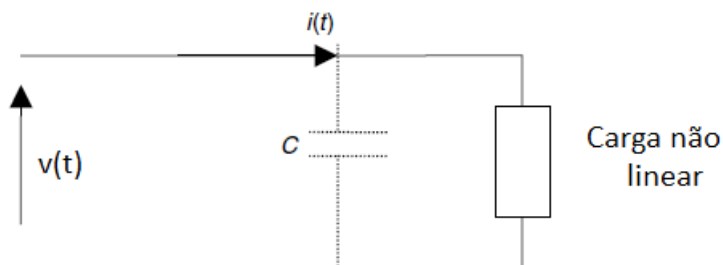
A partir da Figura 7, observa-se que cargas não lineares podem injetar significativo conteúdo harmônico (visto que o mesmo está intimamente relacionado com a DHT₁), e que o emprego de outros dispositivos complementares, como reatores, pode reduzir significativamente o conteúdo harmônico injetado na rede. Estas estruturas são amplamente empregadas em cargas elétricas industriais, como por exemplo em conversores CC-CA.

1.3 ANÁLISE DO FATOR DE POTÊNCIA.

A presença de conteúdo harmônico tem impactos no sistema como um todo, acarretando problemas como aumento das perdas na distribuição, mau funcionamento de equipamentos, redução do fator de potência, dentre outros problemas. Neste **subcapítulo** serão apresentados os impactos oriundos da presença de componentes harmônicas descritos em (Wiley,2008).

De maneira geral as formas de onda da tensão e corrente, como ilustradas na Figura 8, são determinadas pelas seguintes relações:

Figura 8 – Carga monofásica não linear associada a filtro capacitivo.



Fonte: (WILEY, 2008)

Para esse circuito tem-se que:

$$v(t) = \sum_n \sqrt{2} V_{(n)} \sin(n\omega t + \alpha_{(n)}) + \sum_m \sqrt{2} V_{(m)} \sin(m\omega t + \alpha_{(m)}) \quad (7)$$

$$i(t) = \sum_n \sqrt{2} I_{(n)} \sin(n\omega t + \alpha_{(n)} + \phi_{(n)}) + \sum_p \sqrt{2} I_{(p)} \sin(p\omega t + \alpha_{(p)}) \quad (8)$$

Onde n, m, p são a ordem harmônica das componentes de tensão e corrente; $V_{(n)}, V_{(m)}, I_{(n)}, I_{(p)}$ são as componentes harmônicas de tensão e corrente de ordem m, n, p (em valores eficazes); e $\alpha_{(n)}, \alpha_{(m)}, \phi_{(n)}, \alpha_{(p)}$ correspondem às fases das componentes.

O fator de potência (FP) de uma carga é determinado pela relação:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt}{V.I} = \frac{P}{P_1 S_1} \frac{S_1}{S} = [I].DPF [II] \quad (9)$$

Onde P , S são respectivamente a potência ativa e potência aparente; P_1 , S_1 são a potência ativa e aparente correspondentes a componente fundamental; e V , I são os valores eficazes da tensão e corrente.

O fator [I] da Equação 9 é:

$$[I] = \frac{P}{P_1} = \sum_n \frac{V_{(n)} I_{(n)} \cos \phi_n}{V_{(1)} I_{(1)} \cos \phi_1} \quad (10)$$

O fator de deslocamento (*Displacement Power Factor*) é dado por:

$$DPF = \cos \phi_1 = \frac{V_1 I_1 \cos \phi_1}{V_1 I_1} \quad (11)$$

O fator [III] é:

$$\frac{S_1}{S} = \frac{1}{\sqrt{(1 + THD_I^2) \cdot (1 + THD_V^2)}} \quad (12)$$

Observa-se na Equação 12, que o fator de potência é reduzido tanto pela distorção harmônica de corrente quanto pela de tensão. Pode-se concluir que quanto maior for a distorção harmônica, menor será o fator de potência.

Os valores eficazes de tensão e corrente, e os fatores de distorção são dados por:

$$V = \sqrt{\sum_n V_{(n)}^2 + \sum_m V_{(m)}^2} = V_{(1)} \sqrt{1 + THD_V^2} \quad (13)$$

$$I = \sqrt{\sum_n I_{(n)}^2 + \sum_p I_{(p)}^2} = I_1 \sqrt{1 + THD_I^2} \quad (14)$$

$$THD_V = \frac{\sqrt{V^2 - V_{(1)}^2}}{V_{(1)}} \quad (15)$$

$$THD_I = \frac{\sqrt{I^2 - I_{(1)}^2}}{I_{(1)}} \quad (16)$$

Para casos onde a forma de onda da tensão é senoidal, a equação do fator de potência pode ser simplificada a seguinte forma:

$$FP^* = DPF \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + THD_I^2}} \quad (17)$$

Em (Wiley,2008) são descritos outros impactos, tais como aquecimento dos condutores de fase e neutro, agravamento do efeito pelicular, aumento da temperatura de operação de motores e geradores, problemas em instrumentos de medição dentre outros impactos decorrentes da presença de conteúdo harmônico no sistema.

1.4 TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DAS COMPONENTES HARMÔNICAS

De maneira geral as técnicas para a redução do nível de harmônicos na corrente da rede são:

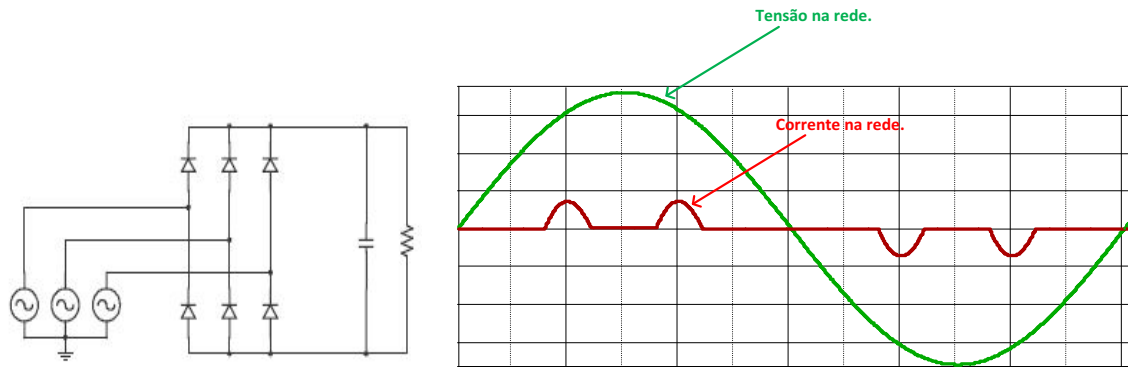
- Correção Ativa
- Correção Passiva
- Correção Híbrida

Um exemplo do emprego da Correção Passiva é a inclusão de um filtro passa-baixa comum, em circuitos monofásicos onde há retificação a diodos. Há também casos onde se deseja eliminar especificamente uma determinada componente harmônica, sendo possível o emprego de filtros sintonizados na frequência que se deseja mitigar. Contudo a inserção de filtros sintonizados na rede deve ser conduzida com cautela, uma vez que podem ser criadas ressonâncias indesejadas para outras frequências, o que pode acarretar em prejuízos para o sistema. Quanto à correção ativa, dentre as formas possíveis estão a implementação empregando a topologia boost [DIXON, L,1988; Gonçalves 2006; KELLER, R.; BAKER, G,1984] e buck-boost [Gonçalves 2006; LO CASCIO, J. J,1990; EVERINSKY, A., RAJASHEKARA, K,1990].

Um simples exemplo de como as cargas não lineares afetam a qualidade de energia do sistema pode ser visto pela análise do retificador trifásico de seis pulsos (ponte de Graetz) e

filtro capacitivo de saída, ilustrado na Figura 9. Essa estrutura apresenta taxa de distorção harmônica de até 150%, o que pode resultar em um fator de potência de apenas 0,55.

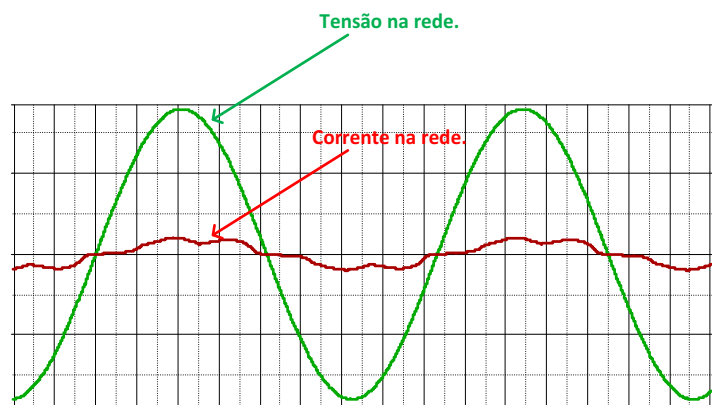
Figura 9- Ponte de Graetz e formas de onda de tensão e corrente.



Fonte: Dados do próprio autor.

A inclusão de um indutor em série com as fontes é uma solução, dentre as passivas, que podem ser aplicadas no circuito da Figura 9. Como a impedância do indutor está diretamente relacionada à frequência da componente, resultando em maior impedância à medida que se eleva a ordem harmônica ou a indutância do sistema. O efeito da inclusão de indutores pode ser ilustrado pela Figura 10.

Figura 10 - Formas de onda de tensão e corrente na rede com indutores de linha



Fonte: Dados do próprio autor.

Os efeitos provocados pela inserção de indutância série estão relacionados ao valor da mesma, portanto, para diferentes valores de indutância, têm-se distintas formas de onda,

sendo a ilustrada na Figura 10 apenas uma referência para observar os efeitos da inclusão do filtro.

Observa-se que para esta condição, a forma de onda da corrente torna-se mais suave (se aproxima da forma de onda da tensão), se comparada ao caso anterior, portanto, para este caso haverá uma redução da DHT na rede, em contrapartida, haverá um aumento do fator de deslocamento.

A ponte de diodos aqui apresentada estará presente nos conversores multipulsos analisados neste trabalho, sendo esses conversores provenientes da associação entre transformadores com defasagem angular (FST) e pontes retificadoras com a ponte de Graetz.

1.4.1 Uso de conversores Multipulsos

Os conversores multipulsos têm significativo papel no que diz respeito à mitigação dos efeitos negativos das componentes harmônicas de corrente no sistema como um todo.

Conforme análise realizada em Paice (1999), cada conversor tem seu espectro harmônico característico, bem como uma ondulação no barramento CC. De maneira geral, quanto maior o número de pulsos do conversor, menor será a ondulação da tensão na carga, conforme ilustrado na Figura 11.

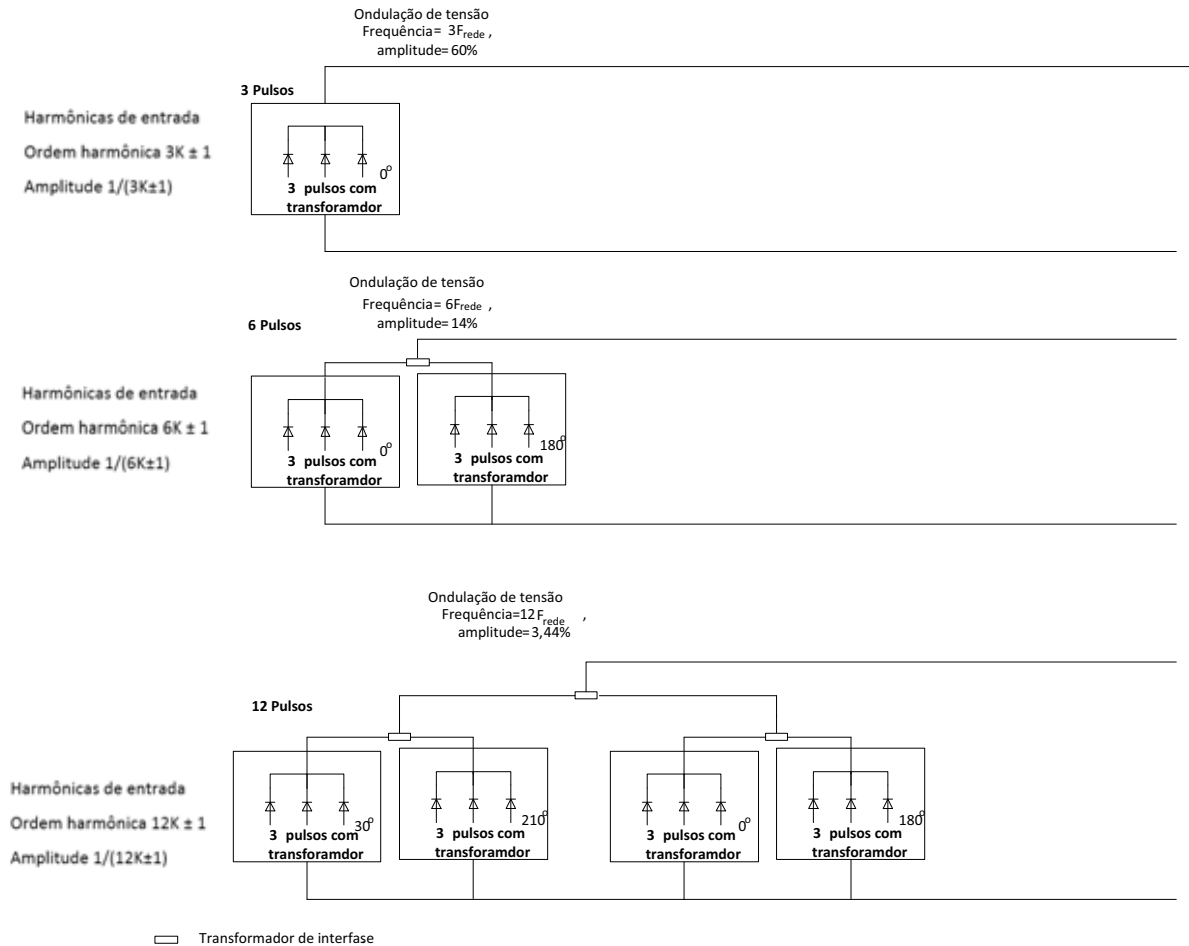
É possível verificar que, quanto maior o número de pulsos da estrutura, mais distante (no domínio da frequência) está a primeira componente harmônica, na rede, apresentada pela estrutura, o que facilita a inclusão de filtros passivos reais para sua mitigação (ou mesmo anulação), uma vez que para a inclusão dos mesmos, deseja-se que a frequência da banda passante esteja pelo menos a uma década da banda a ser rejeitada no intuito de evitar problemas de atenuação da componente fundamental.

Verifica-se na Figura 11, que os defasamentos angulares necessários para a operação de cada uma das estruturas indicadas está intimamente relacionado com o número de pulsos da mesma. Então o projeto da parte magnética é de suma importância para o funcionamento adequado da mesma.

Uma vez que os conversores multipulsos injetam conteúdo harmônico de corrente na rede, foram apresentadas soluções para mitiga-las, como por exemplo, o uso de filtros passivos, filtros híbridos e condicionadores ativos de potência. Com a recente evolução das chaves eletrônicas e a disponibilidade de equipamentos de controle mais baratos, o uso de FAP's (Filtros ativos de potência), passou a ser uma escolha natural para solucionar esse

problema [A. Bhattacharya, C. Chakraborty, 2011; S. Rahmani, N. Mendalek, and K. Al-Haddad, 2010].

Figura 11 - Comparação entre algumas das estruturas retificadoras



Fonte: Adaptado de Paice (1999)

Na literatura estão apresentadas e bem documentadas metodologias empregando FAPS's, em paralelo, para se obter a compensação desses conversores (BHATTACHARYA; CHAKRABORTY, 2011; AKAGI; ISOZAKI, 2012; LIU et al., 2012; ODAVIC et al., 2011; HAMAD; MASOUD; WILLIAMS, 2014; RAHMANI; HAMADI; AL-HADAD, 2012; Rahmani; Mendalek; Al-Haddad, 2010; DU et al., 2012; CHEN; LUO; CHEN, 2012).

A dinâmica do FAP vai depender principalmente do quão rápido e preciso é o processo de extração das componentes harmônicas de corrente do sistema. Dentre as técnicas empregadas para se estimar rapidamente a corrente a ser compensada estão o uso de teorias tradicionais como $d - q$ e $p - q$, aplicação de filtros adaptativos, algoritmos genéticos (*genetic*

algorithm), redes neurais artificiais (*artificial neural network*), dentre outros (BHATTACHARYA; CHAKRABORTY, 2011).

O controle utilizado no FAP pode ser feito tanto no domínio do tempo, quanto no da frequência, sendo a vantagem de se utilizar o primeiro, o menor tempo de resposta do sistema. O FAPp (Filtro ativo de potência em paralelo) oferece diferentes possibilidades de compensação, como por exemplo, atenuação de componentes harmônicas, balanceamento de carga, eliminação de ressonâncias dentre outros. (RAHMANI; MENDELEK; AL-HADDAD, 2010).

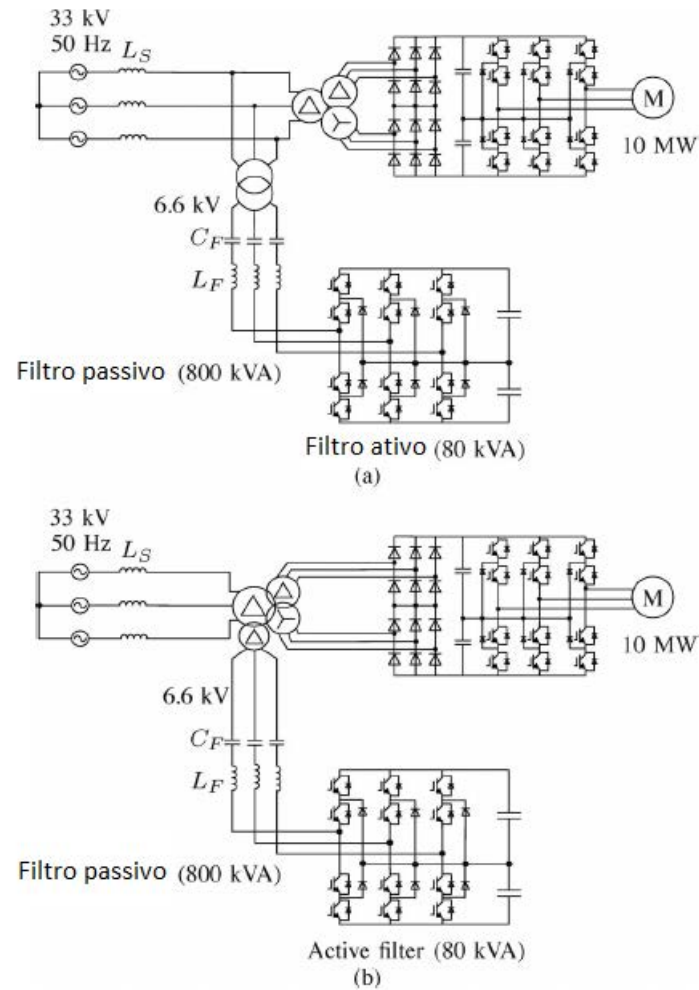
Tendo em vista a gama de finalidades para o filtro ativo sua implementação para a retirada das componentes de corrente não ativas, dependerá dos objetivos de compensação.

Com respeito à lógica de controle, embora seja possível obterem-se resultados satisfatórios empregando-se lógica de controle linear, para eliminar conteúdo harmônico da corrente de carga, ou mesmo para a regulação da tensão no barramento CC, o emprego dessa metodologia de controle se mostra incapaz de compensar a não linearidade desses circuitos (linearidade essa proveniente do uso de chaves eletrônicas). (RAHMANI; MENDELEK; AL-HADDAD, 2010).

É apresentado em [H. Akagi and K, Isozaki, 2012] o uso de filtros híbridos para mitigar componentes harmônicas no lado CA em conversores de 12 pulsos. Neste estudo estão apresentadas as vantagens de se empregar uma topologia híbrida na mitigação de componentes harmônicas, dentre elas está à possibilidade de se reduzir o tamanho dos filtros empregados se comparado aos outros casos (filtros ativos ou passivos).

Em Akagi e Isozaki (2012) são abordados dois tipos de sistemas para a conexão de um filtro híbrido no conversor 12 pulsos. O primeiro deles emprega o uso de um transformador abaixador em conjunto com o tradicional transformador com um enrolamento primário. A segunda maneira de se implementar essa conexão, seria empregando um transformador de quatro enrolamentos, essas duas possibilidades estão ilustradas na Figura 12.

Figura 12 – Dois exemplos de implementação de filtro híbrido.



Fonte: (AKAGI; ISOZAKI, 2012).

Os conversores multipulsos, em seu lado CC, apresentam componentes harmônicas de tensão, que afetam diretamente a qualidade da energia fornecida à carga, estudos recentes como o apresentado por Hamad, Masoud e Williams (2014), apresentam metodologias para reduzir o conteúdo harmônico no barramento CC, resultando em uma melhor qualidade de energia fornecida a carga.

Observa-se que medidas adicionais, principalmente as que empregam filtros híbridos, para a mitigação de componentes harmônicas em conversores multipulsos são alvo de estudos recentes apresentados na literatura.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

No **Capítulo 2**, será feita uma revisão dos conceitos necessários para o projeto e construção de um transformador trifásico. Será discutido sobre aspectos construtivos do transformador, como o entrelaçamento das chapas de material ferromagnético, e impactos provocados quando se altera a geometria do núcleo do transformador.

Usualmente empregado quando há diferença instantânea entre valores de tensão de estruturas associadas em paralelo, os principais conceitos referentes ao transformador de interfase serão abordados no **Capítulo 3**.

No **Capítulo 4** serão comparadas diversas maneiras de se implementar um conversor de 12 pulsos, comparando as vantagens e desvantagens do projeto de transformador (a ser empregado no conversor) com apenas um ou com dois enrolamentos no primário.

Nos **Capítulos 4 e 5** serão apresentadas as análises experimentais do conversor de 12 pulsos.

Os últimos capítulos desse trabalho dedicam-se as conclusões, referências bibliográficas e aos apêndices, respectivamente.

2 TRANSFORMADORES: principais aspectos

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Exigências técnicas e econômicas são alguns dos parâmetros empregados para especificar o local onde serão instaladas as unidades geradoras. Em diversos casos, o local escolhido está significativamente distante do local onde será consumida a energia fornecida por essas centrais. Surge então a necessidade de transportar de maneira segura e viável a energia elétrica a longas distâncias.

Ao se transmitir energia por longas distâncias, deve-se ter em conta que os condutores utilizados para essa transmissão, dentre outros parâmetros, têm uma resistência elétrica não nula, resultando em perdas, por efeito joule, na linha de transmissão.

Embora com o aumento da seção útil do condutor sua resistência elétrica seja reduzida, por motivos estruturais e econômicos, deseja-se manter a seção desses condutores dentro de uma determinada faixa e, para tanto, deve-se limitar a corrente que circulará pelos mesmos, sem que se comprometa a potência a ser transmitida. As grandezas de corrente, tensão e potências são relacionadas pela lei de ohm.

Quanto maior for o nível da tensão, menores serão as perdas por efeito joule no condutor, logo as linhas de transmissão deverão ser concebidas para operar em uma faixa de centenas de milhares de volts (MARTIGNONI, 1991).

De maneira simplificada diz-se que, para o aporte da energia elétrica ao consumidor é realizado o condicionamento do nível de tensão adequado para cada uma das etapas, sendo elas: geração, transmissão e distribuição.

Sendo o transformador um dos principais componentes utilizados para o condicionamento dos níveis de tensão, sendo parte fundamental do conversor multipulsos, este capítulo tem o objetivo de revisar os conceitos necessários para o seu dimensionamento e construção, o que envolve desde a especificação do núcleo a ser utilizado à determinação dos condutores a serem utilizados nos enrolamentos.

2.2 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO TRANSFORMADOR MONOFÁSICO

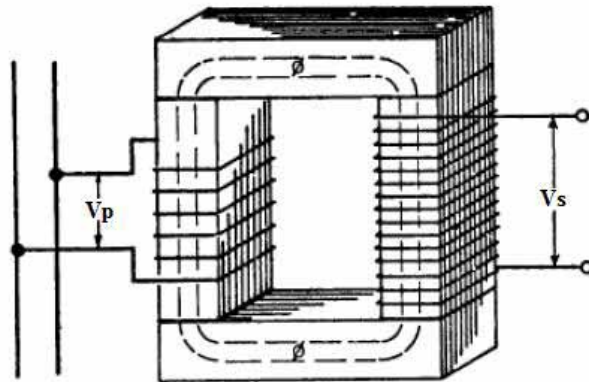
O princípio de funcionamento de um transformador consiste em dois ou mais enrolamentos eletricamente isolados, porém, acoplados magneticamente pela mútua indução.

A fim de se obter um acoplamento mais próximo do unitário quanto possível, deseja-se que a relutância magnética do núcleo seja idealmente nula, portanto, os enrolamentos são usualmente inseridos em núcleos magnéticos para que se obtenha uma relutância satisfatória.

Conforme será discutido posteriormente, o núcleo é usualmente construído com chapas de material ferromagnético, e denomina-se entreferro a distância entre as chapas de um mesmo caminho magnético. Como se espera que o núcleo tenha uma elevada permeabilidade, os entreferros devem ser tão pequenos quanto possível.

Um transformador monofásico com um enrolamento primário e um enrolamento secundário é ilustrado pela figura abaixo:

Figura 13 - Transformador monofásico



Fonte: (MARTIGNONI, 1991)

Aplicando-se uma tensão alternada V_p no primário desse transformador, obtêm-se no secundário do mesmo uma tensão V_s . Observa-se que a relação entre as tensões no primário e secundário pouco diferem da relação de transformação.

Os fenômenos de mutua indução são reversíveis, portanto nenhuma distinção pode ser feita entre o enrolamento primário e secundário, isto é, em termos práticos a alimentação de energia pode ser feita em qualquer um deles.

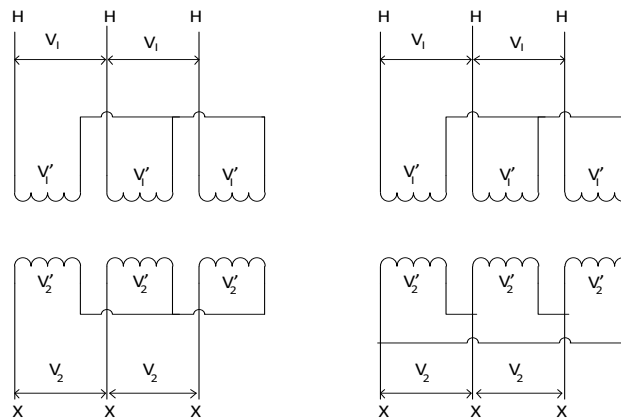
Recebe a denominação de enrolamento de alta tensão o que tem maior número de espiras e enrolamento de baixa tensão que possui menor número de espiras, uma vez que o número de espiras está diretamente relacionado com a tensão no enrolamento.

2.3 ASPECTOS CONSTRUTIVOS DO TRANSFORMADOR TRIFÁSICO

Para atender um sistema de distribuição polifásico, pode-se fazer uso de um banco de transformadores monofásicos, ou empregar um transformador cujo núcleo contemple o número de fases necessárias, como é o caso do emprego do transformador trifásico para as redes de distribuição comumente utilizadas no Brasil.

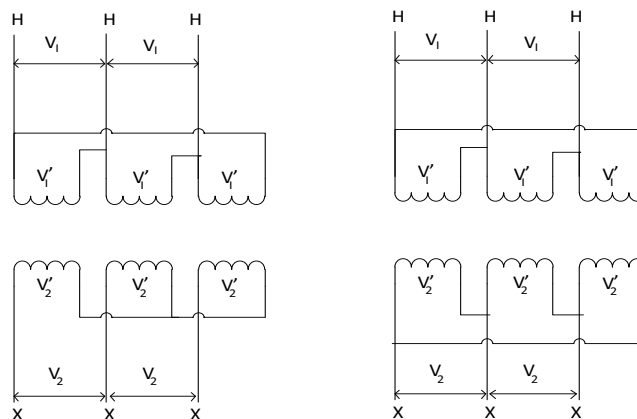
Os enrolamentos primários desse transformador são alimentados pela linha trifásica através de um agrupamento, usualmente concebido em estrela ou triângulo. As grandezas elétricas no secundário desse transformador são obtidas através da mútua indução entre o(s) primário(s) e seu(s) respectivo(s) secundário(s). Algumas destas estruturas estão ilustradas na Figura 14.

Figura 14 - Esquemas de ligação



$$(a) Y/Y; V_1' = \frac{V_1}{\sqrt{3}}; V_2' = \frac{V_2}{\sqrt{3}}$$

$$(b) Y/\Delta; V_1' = \frac{V_1}{\sqrt{3}}; V_2' = V_2$$



$$(c) \Delta/Y; V_1' = V_1; V_2' = V_2/\sqrt{3}$$

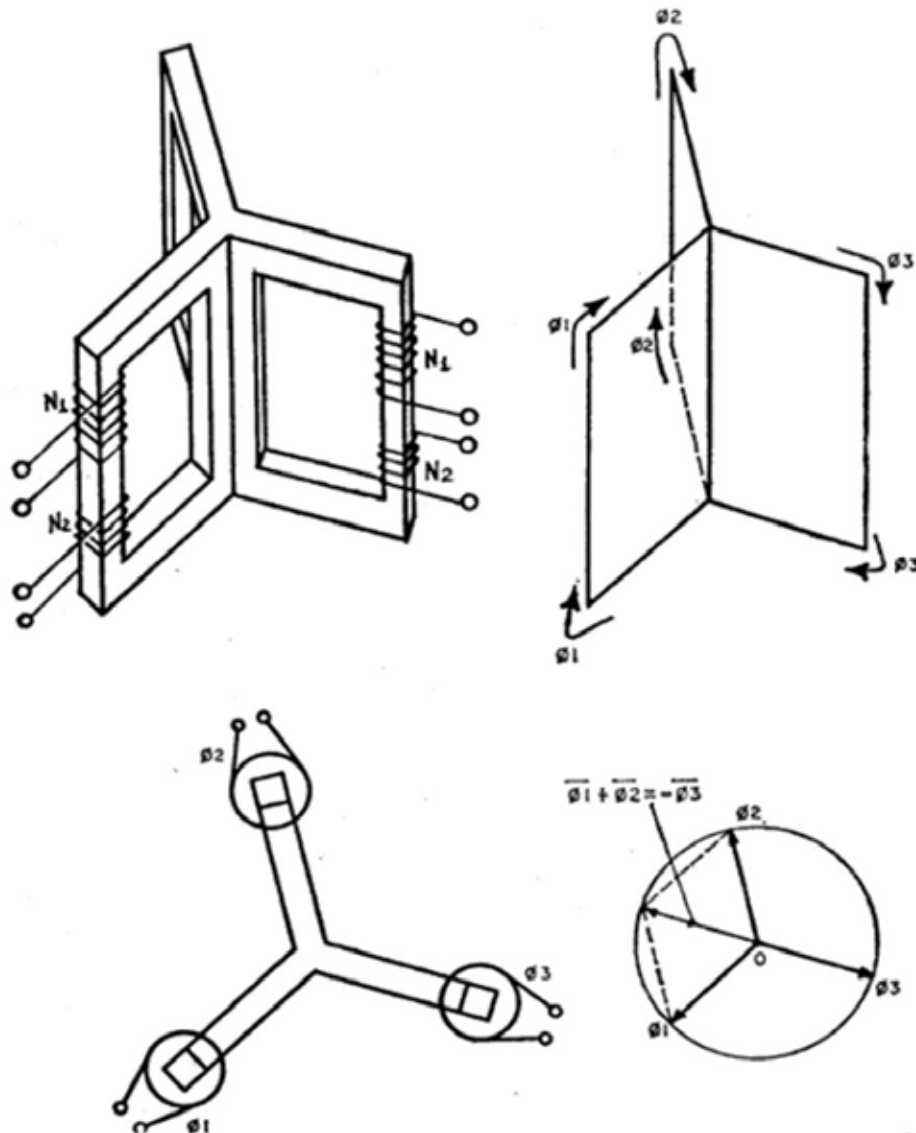
$$(d) \Delta/\Delta; V_1' = V_1; V_2' = V_2$$

Fonte: (MARTIGNONI, 1991)

Em transformadores trifásicos, a relação de transformação é considerada como a relação entre a tensão de linha no primário e a tensão de linha no secundário do transformador. A topologia escolhida para o transformador influencia no valor das tensões de linha obtidas, portanto, para que se empregue uma desejada topologia no sistema, pode ser necessário um ajuste na relação de transformação a fim de atender aos níveis de tensão empregados.

A utilização de banco de transformadores em sistemas trifásicos é usualmente limitada a casos especiais, entretanto, comumente, para sistemas trifásicos, empregam-se transformadores trifásicos, os quais são obtidos da construção sobre o mesmo núcleo trifásico dos três transformadores monofásicos antes considerados, conforme ilustrado na Figura 15.

Figura 15 - Transformador trifásico



Fonte: (MARTIGNONI, 1991)

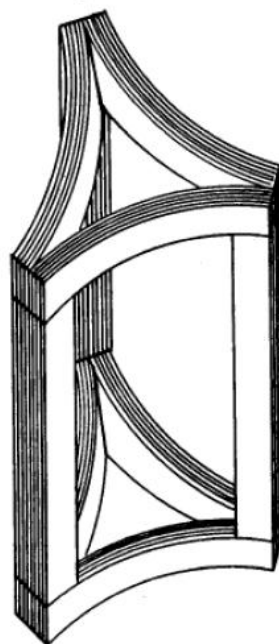
Três núcleos ilustrados na Figura 15 estão agrupados em estrela, isto é, cada coluna externa abriga, tanto o enrolamento primário, como o secundário de cada fase, sendo a coluna central desprovida de enrolamentos.

Como em um sistema de distribuição trifásico simétrico e equilibrado, as tensões têm a mesma magnitude, os três enrolamentos primários possuem o mesmo número de espiras N_p e são alimentados por tais tensões defasadas de 120° entre si. Portanto, os fluxos nas três colunas externas resultam iguais em magnitude, porém também defasados de 120° um com respeito aos outros.

Ao somarem-se essas três componentes, obtêm-se uma componente resultante nula, significando que a coluna central não é atravessada por fluxo magnético para esta condição, o que permite eliminá-la sem que a distribuição dos fluxos nas colunas remanescentes resulte alterada.

Transformadores são equipamentos de significativo peso e volume, portanto ao se eliminar uma coluna central, sem resultar em implicações de funcionamento, reduz-se significativamente o peso e, conseqüentemente, o custo do material, uma vez que será utilizada menor quantidade de chapas magnéticas para um núcleo de determinada potência.

Figura 16 - Núcleo sem a perna central



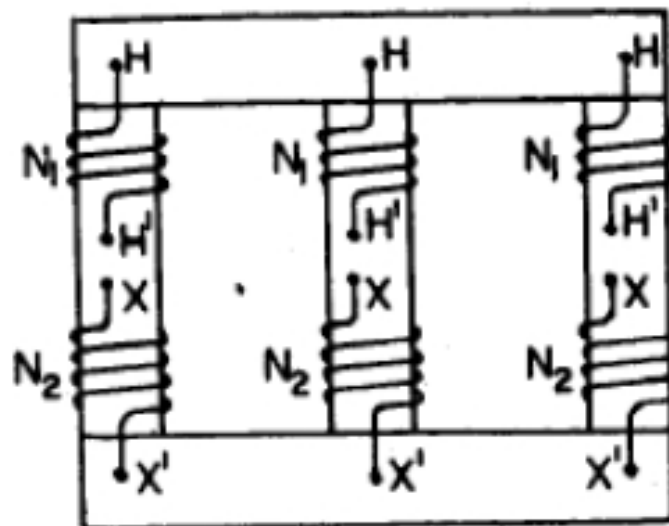
Fonte: (MARTIGNONI, 1991)

O núcleo trifásico concebido conforme ilustrado na Figura 16, resulta em um núcleo perfeitamente simétrico com relação às três colunas, conseqüentemente, os circuitos magnéticos das três fases apresentam a mesma relutância e as correntes magnetizantes, resultarão iguais entre si. (MARTIGNONI, 1991)

Entretanto, um núcleo concebido dessa forma é um núcleo de difícil construção, não se tratando de uma estrutura comumente utilizada.

Com intuito de facilitar a construção, abandona-se a condição de simetria e implementa-se o núcleo de forma planar, onde, para interligar as colunas, faz-se uso de uma travessa inferior, conforme ilustrado na Figura 17:

Figura 17 - Transformador Trifásico Planar



Fonte: AMERICAN WIRE GAUGE (2014)

Uma vez que o fluxo é oriundo da tensão de alimentação, os fluxos das três colunas permanecem iguais entre si e defasados de 120° uns dos outros, pois cada um destes fluxos deve necessariamente induzir ao respectivo enrolamento primário, uma f.e.m igual em magnitude e contrária à tensão aplicada.

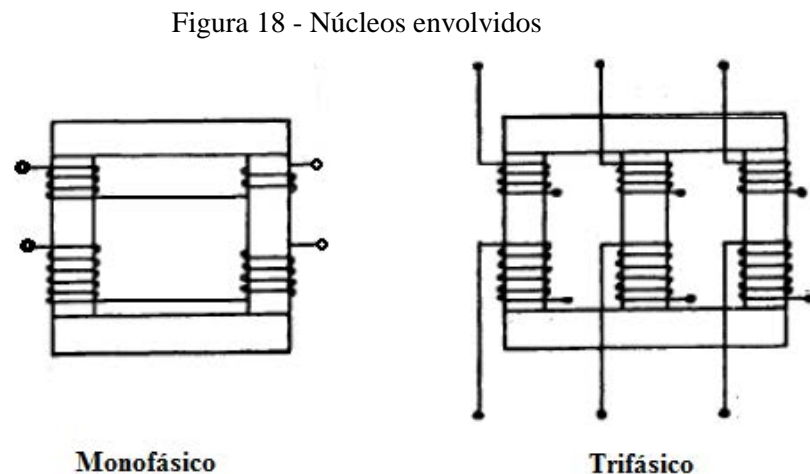
A relutância das três colunas adquire valores diferentes, sendo o da coluna central inferior aos das colunas laterais. As correntes magnetizantes também serão diferentes entre si, resultando as duas correntes magnetizantes relativas às colunas laterais levemente maiores que a corrente magnetizante da coluna central (MARTIGNONI, 1991, p. 12)

Portanto, observa-se que, ao se utilizar a topologia planar, introduz-se um desequilíbrio nas correntes de magnetização do transformador, todavia, as correntes de magnetização são demasiadamente pequenas em comparação com a corrente oriunda da carga ligada a este transformador, podendo, considerar-se esse desequilíbrio como uma desvantagem insignificante se comparado ao benefício de se utilizar uma estrutura de mais fácil construção.

2.4 CLASSIFICAÇÃO DOS NÚCLEOS

Dentre as topologias empregadas em transformadores, podem-se classificar os transformadores em dois grupos: Núcleos envolvidos e núcleos envolventes.

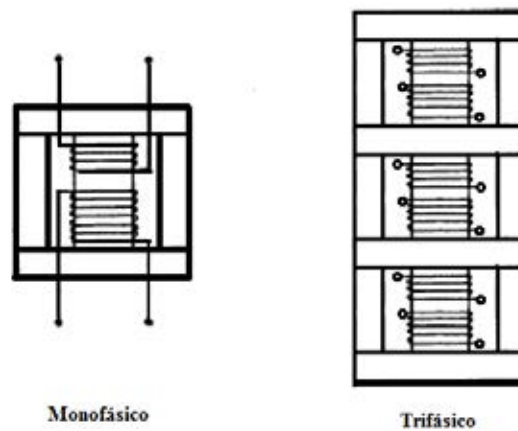
O de núcleo envolvido é constituído de tal forma que os enrolamentos, colocados sobre as colunas, envolvam o respectivo circuito magnético, conforme ilustrado na Figura 18:



Fonte: (MARTIGNONI, 1991)

Para o caso de núcleo envolvente, ele é concebido de maneira que os enrolamentos sejam envoltos pelo respectivo circuito magnético, conforme representado pela .

Figura 19 - Núcleo Envolvente

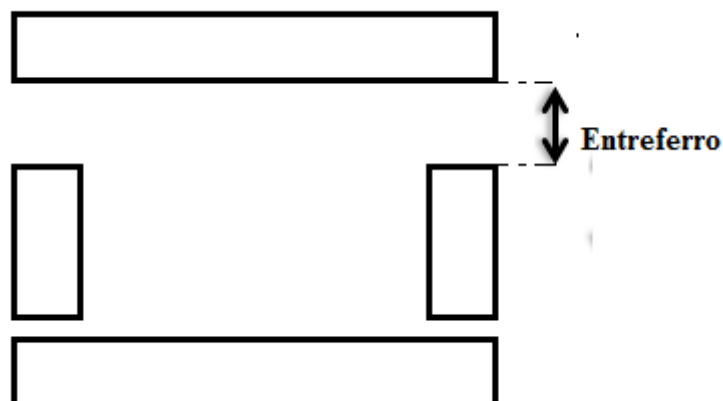


Fonte: (MARTIGNONI, 1991)

Os núcleos usualmente empregados em transformadores são construídos por lâminas de ferro silício com concentração de 1,5% a 3% de silício e com espessura entre 0,5mm e 0,3mm. (MARTIGNONI, 1991)

Para que seja mínima a corrente magnetizante, deseja-se que a relutância do circuito magnético seja tão pequena quanto possível e, para isso, o entreferro deve ser idealmente nulo. Na Figura 20 está ilustrado, de maneira exagerada, um dos entreferros presentes no transformador.

Figura 20 - Entreferro



Fonte: Dados do próprio autor.

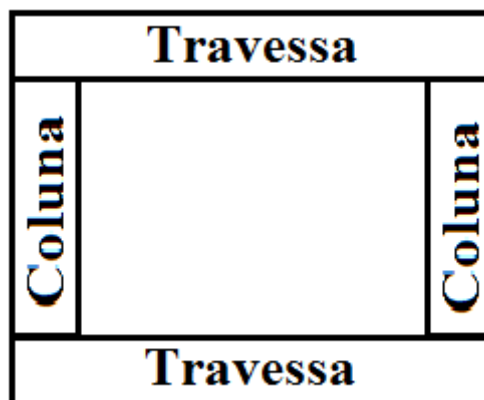
Quanto maior o entreferro, maior a corrente magnetizante, portanto, seria desejável que o núcleo fosse constituído de uma única peça. Contudo, isso agregaria uma significativa

dificuldade na concepção dos enrolamentos, uma vez que eles teriam que ser enrolados no núcleo, o que acarretaria uma dificuldade prática de manuseio.

Por motivos práticos, é preferível construir os enrolamentos fora do núcleo com o auxílio de ferramentas próprias para essa finalidade e, posteriormente, inseri-los no núcleo, acarretando um mesmo caminho magnético que flui por várias chapas. Daí surge a necessidade de se conceber o núcleo em partes separadas, de maneira ordeira, em que o conjunto seja construído de modo a ter resistência mecânica após finalizado, e que o entreferro seja tão pequeno quanto possível.

Pode-se realizar essa divisão de várias maneiras, porém é usual que sejam divididos em colunas e travessas, conforme exemplificado na Figura 21:

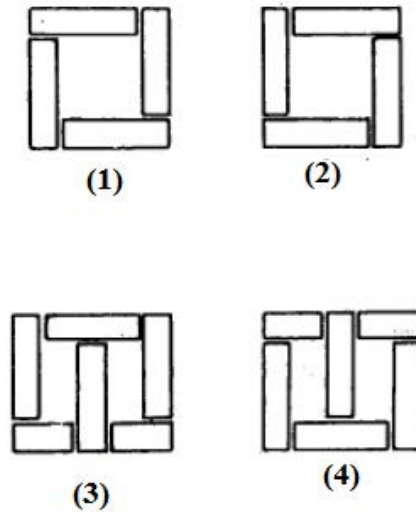
Figura 21 - Colunas e Travessas



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 21 exemplifica uma, dentre as possíveis maneiras de se arranjar colunas e travessas, sendo possíveis outros arranjos, conforme ilustrado na Figura 22.

Figura 22 - Outros arranjos possíveis de colunas e travessas



Fonte: (MARTIGNONI, 1991)

A união das colunas e das travessas pode ser feita de duas maneiras, isto é, com juntas frontais e juntas encaixadas.

Na construção de juntas frontais, constroem-se separadamente um do outro os pacotes de lâminas que devem constituir, respectivamente, as colunas e as travessas para depois serem unidas por parafusos. A fim de se reduzirem as perdas no ferro, em cada junta deve ser interposta uma folha de papel isolante [Martignoni, 1991,p.13,14].

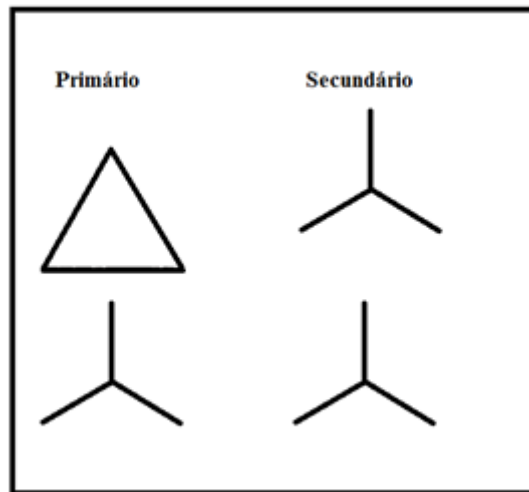
Considerando um transformador monofásico, por exemplo, pode-se intercalar as configurações (1) e (2) apresentadas na Figura 22 e, como resultado, obtém-se maior resistência mecânica para o conjunto final, se comparado ao uso isolado desses arranjos.

2.5 CONVERSORES MULTIPULSOS E QUALIDADE DA ENERGIA

Como visto no Capítulo 1, as componentes harmônicas têm um grande impacto na qualidade de energia da rede como um todo e, para tratar dessa problemática, são utilizados em conversores multipulsos, transformadores com deslocamento de fase para cancelar determinadas componentes harmônicas de corrente.

Como exemplo pode-se citar um sistema de 12 pulsos, onde ambos os secundários estão ligados em Y e, seus respectivos primários, conectados conforme apresentado na Figura 23, ou seja, um ligado em Delta e outro em Y.

Figura 23 - Arranjo 12 pulsos



Fonte: Dados do próprio autor.

Sabe-se que o arranjo Δ -Y tem como característica intrínseca o defasamento angular das grandezas, e é conhecido que a defasagem angular sofre influência da ordem harmônica. (PAICE, 1999).

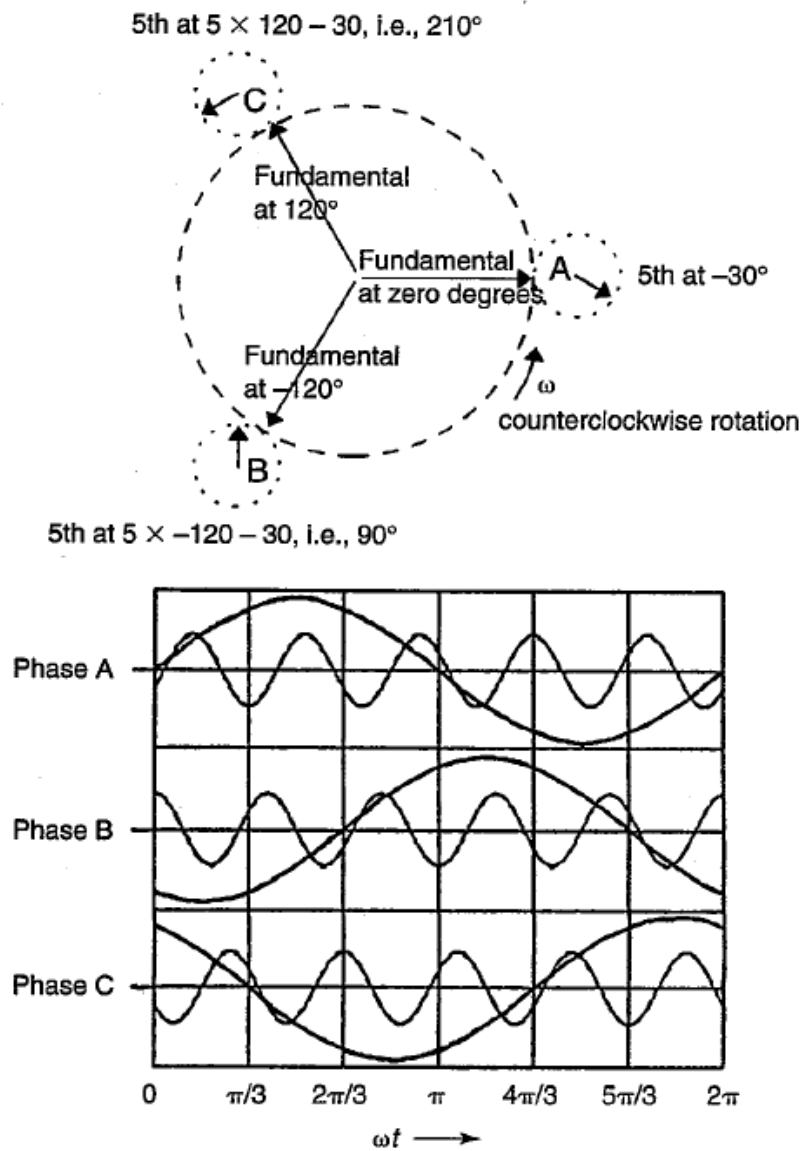
O princípio empregado para que haja o cancelamento harmônico pode ser exemplificado utilizando-se vetores, sendo assim, a componente fundamental (fase A) será colocada na referência (em paralelo com o eixo X). Os outros vetores a serem representados nesse sistema de coordenadas serão deslocados em sentido anti-horário, para valores positivos de defasagem angular, e de maneira análoga, serão defasados no sentido horário para valores negativos de defasagem angular (PAICE, 1999).

Então para se determinar a fase de uma determinada componente harmônica do sistema, basta multiplicar a ordem da componente harmônica, pela fase de sua respectiva fundamental e pelo defasamento angular característico da estrutura. Portanto, a fase quinta componente harmônica referente a fase C será dada pela Equação 18:

$$5. (120^\circ) - 30^\circ = 210^\circ \quad (18)$$

Na Figura 24 estão ilustradas as componentes fundamentais da conexão Δ -Y e calculadas as fases de suas respectivas harmônicas de quinta ordem.

Figura 24 - Defasamento angular



Fonte: (PAICE, 1999).

Tomando-se em conta que as tensões que alimentam a conexão Y-Y estão defasadas das da conexão $\Delta - Y$ (tensões de fase e linha respectivamente), empregando o mesmo equacionamento para a defasagem angular, obtém-se as Equações 19 a 21:

$$I_{5ay} + I_{5a\Delta} = 0 \quad (19)$$

$$I_{5by} + I_{5b\Delta} = 0 \quad (20)$$

$$I_{5cy} + I_{5c\Delta} = 0 \quad (21)$$

Das Equações 19, 20 e 21, têm-se que não há componente de 5ª ordem na rede e, portanto, pode-se dizer que houve o cancelamento desta componente harmônica pelo simples emprego desta topologia.

O fato de que as tensões e correntes de sequência negativa serem deslocados no sentido oposto aos valores de sequência positiva, resulta em um mecanismo para cancelar componentes harmônicas aos pares (PAICE, 1999, p. 31).

Deste modo, tem-se que a 7ª harmônica na rede também será nula. Observa-se que para que haja o cancelamento de 5ª e 7ª harmônicas, necessitou-se de um defasamento angular de 30° das componentes fundamentais, este que pode ser obtido de diversas maneiras, dentre elas a ilustrada pela Figura 23.

Esses conceitos se aplicam para algumas outras componentes harmônicas, e fica determinado que a 5ª, 7ª e as componentes representadas por $6(2k-1) \pm 1$, onde k é qualquer número positivo inteiro, são todas canceladas quando o defasamento angular é igual a 30° (PAICE, 1999, p. 32).

Conclui-se que a topologia dos transformadores tem significativa importância na qualidade da energia. Deste modo, para utilização de conversores multipulsos, é crucial que se obtenha a defasagem angular adequada, defasagem essa que pode ser obtida com PST's (*Phase Shift Transformers*).

2.6 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO TRANSFORMADOR IDEAL

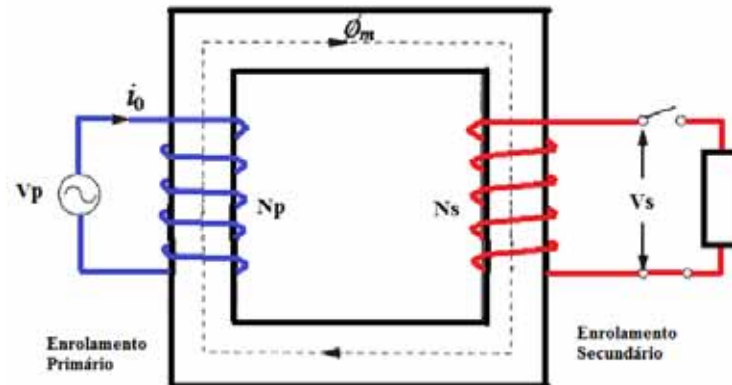
Um transformador conforme o representado na Figura 25, tem seu princípio de funcionamento baseado na indução eletromagnética, sendo constituído de dois enrolamentos que estão inseridos em um núcleo magnético e atravessados por um fluxo Φ_m .

Na Figura 25, como a chave está aberta, o transformador está operando a vazio, com o seu primário conectado a uma fonte senoidal de tensão, que possui frequência f expressa em Hz.

Para esta situação, a corrente que circula pelo primário (i_o) é a corrente de magnetização responsável por estabelecer o fluxo Φ_m no núcleo e, para esta análise, desprezam-se os fluxos de dispersão. Portanto, o valor instantâneo da força eletromotriz no enrolamento primário devido ao fluxo Φ_m é dado por:

$$v_p = N_p \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (22)$$

Figura 25 - Transformador monofásico



Fonte: Dados do próprio autor.

Tendo em vista que a força eletromotriz v_p varia de forma senoidal, o fluxo Φ_m por sua vez também terá natureza senoidal, variando de acordo com a frequência f .

$$\Phi_m = \Phi_{\text{máximo}} \text{sen}(2. \pi. f. t) \quad (23)$$

Substituindo-se a Equação 23 em 22 obtém-se:

$$v_p = N_p \cdot (2. \pi. f) \cdot \Phi_{\text{máximo}} \cos(2. \pi. f. t) \quad (24)$$

Como a Equação 24 descreve um comportamento senoidal, para se obter seu valor eficaz basta dividi-la por raiz de dois, então:

$$V_p = 4,44. N_p \cdot f \cdot \Phi_{\text{máximo}} \quad (25)$$

A equação anterior é de grande relevância para o projeto de transformadores, uma vez que relaciona as características elétricas da rede conectada ao enrolamento primário à magnitude do fluxo decorrente desse enrolamento no núcleo.

Por sua vez, a tensão induzida no enrolamento secundário devida ao fluxo Φ_m será dada por:

$$v_s = N_s \frac{d\Phi_m}{dt} \quad (26)$$

Uma vez conhecidas as Equações 23 e 27 pode-se obter a relação de transformação dividindo-se a Equação 24 pela 28 como segue:

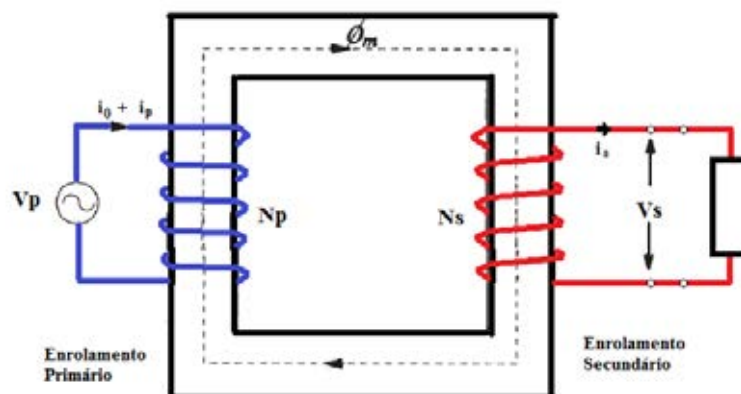
$$T_R = \frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} \quad (27)$$

Onde T_R é conhecida como a relação de transformação. De maneira análoga o valor r.m.s da tensão induzida no enrolamento secundário pode ser dado por:

$$V_s = 4,44 \cdot N_s \cdot f \cdot \Phi_{\text{máximo}} \quad (28)$$

Analisando o transformador com uma carga em seu secundário, conforme ilustrado pela Figura 26, a corrente no secundário é definida pela lei de Lenz, uma vez que o fluxo no secundário $i_2 N_s$ se opõe ao fluxo Φ_m .

Figura 26 - Transformador monofásico com carga



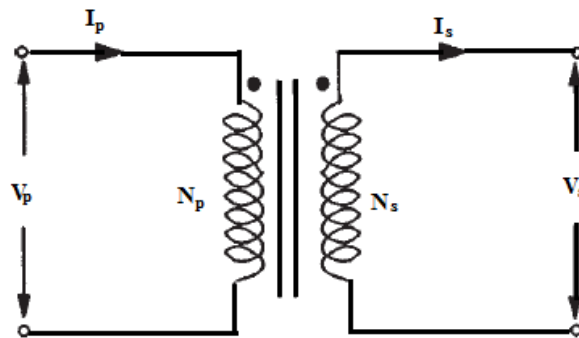
Fonte: Dados do próprio autor.

Pode-se concluir que a corrente no primário será a soma fasorial da corrente de magnetização adicionada à corrente correspondente da carga no secundário. Considerando-se um material de permeabilidade magnética infinita, a corrente de magnetização é nula, então se tem-se que:

$$I_p \cdot N_p = I_s \cdot N_s \quad (29)$$

As marcas de polaridade dependem da direção em que os enrolamentos foram construídos, considera-se uma construção tal que seu esquema elétrico seja representado pela Figura 27.

Figura 27 - Esquemático de um Transformador monofásico Ideal



Fonte: Dados do próprio autor.

A impedância no secundário então será dada por:

$$Z_L = \frac{V_s}{I_s} \quad (30)$$

Substituindo as equações 27 e 29 em 30:

$$Z_L = \frac{\frac{N_s}{N_p} \cdot V_p}{\frac{N_p}{N_s} \cdot I_p} \quad (31)$$

Essa impedância da carga Z_L pode ser referida para o primário, como sendo:

$$Z_{L'} = \left(\frac{V_p}{I_p} \right) = \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \cdot Z_L \quad (32)$$

De maneira análoga, uma impedância no primário do transformador pode ser referida ao lado secundário:

$$Z_{p'} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right)^2 \cdot Z_p \quad (33)$$

Pode-se verificar que, para um transformador ideal, a relação entre as tensões pode ser obtida simplesmente pela relação entre o número de espiras do primário e do secundário, uma vez que não se considera perdas neste transformador.

Embora esse modelo facilite a compreensão do funcionamento de um transformador, deve-se tomar cuidado com os resultados que podem ser apreendidos do mesmo, o núcleo representado por este modelo não sofre saturação devida a componente constante. Esse resultado se deve ao núcleo de permeabilidade infinita admitido para o modelo, que permitiria que o fluxo crescesse ilimitadamente no núcleo [KULKARNI, S.V.; KHAPARDE, S.A,2004]. Contudo, para um transformador real, a permeabilidade do núcleo será finita, e a presença de uma componente contínua levará o núcleo à saturação.

2.7 TRANSFORMADOR TRIFÁSICO X BANCO MONOFÁSICO

Conhecidas as necessidades do uso de transformadores, pode-se averiguar que estas podem ser supridas tanto ao utilizar um transformador trifásico, quanto um banco de transformadores monofásicos.

De maneira geral os transformadores trifásicos são empregados na geração, distribuição e transmissão de energia. Para o caso de grandes cargas industriais ou em situações onde se deseja menor peso e volume, também é usual a utilização de transformadores trifásicos, uma vez que apresentam melhor aproveitamento do núcleo.

Uma vez que os enrolamentos de um transformador trifásico estão situados em um núcleo comum, ao invés de três núcleos independentes, este arranjo resulta em uma significativa economia de cobre, núcleo e material isolante (MCLYMAN, 2004, p. 332).

Observa-se que, para a situação onde não há demasiado desequilíbrio de carga entre as fases, o arranjo trifásico se sobressai ao monofásico, pois além de utilizar menor quantidade de material, o que implica diretamente no custo do mesmo, também ocupa menor volume.

Por outro lado, dentre as vantagens de operar com banco de transformadores está o aumento da confiabilidade desse sistema, uma vez que na falta de uma das unidades transformadoras o sistema ainda contará com a presença das outras duas fases.

De [Colonel Wm. T. McLyman,2004] tem-se que, em situações onde há forte desequilíbrio de carga entre as fases, as correntes que circulam por um transformador trifásico tornam-se elevadas, viabilizando portanto, o uso de um banco monofásico para esta aplicação.

2.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir do conteúdo abordado neste capítulo, observaram-se os benefícios do emprego de conversores multipulsos na qualidade de energia da rede como um todo. Esses conversores têm como parte fundamental para seu funcionamento os PST's que têm papel fundamental para o cancelamento harmônico que se deseja promover.

Também foi visto, que o transformador pode ser construído de diversas formas, tendo elas distinções no aproveitamento do material utilizado, bem como nas características da corrente de magnetização requerida pelo núcleo.

3 TRANSFORMADOR DE INTERFASE

3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A Energia Elétrica na forma de corrente contínua se faz necessária em alguns processos industriais, como na fundição de alumínio e na produção de cloro. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, transformadores associados a retificadores têm sido amplamente utilizados para níveis de corrente de quilo-amperes.

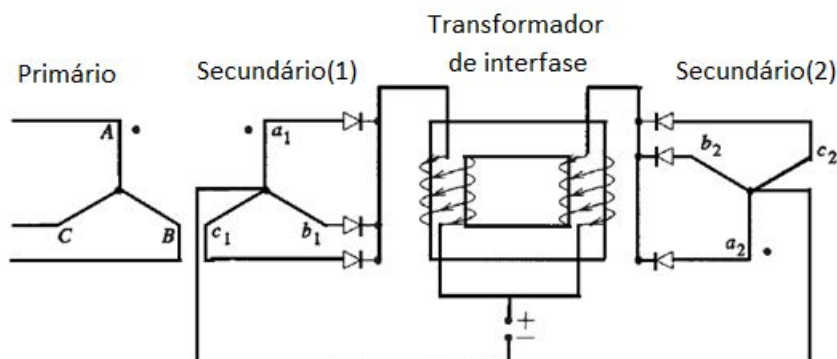
Em alguns casos, quando a corrente solicitada pela carga se torna demasiadamente elevada, é conveniente empregar mais de uma ponte retificadora com o intuito de dividir a corrente solicitada entre elas, o que resulta no emprego, em paralelo, dessas unidades retificadoras.

Para realizar essa associação em paralelo, utiliza-se um transformador de interfase, que é o responsável por absorver, a qualquer instante, a diferença dos valores instantâneos de tensão entre essas estruturas.

3.2 TRANSFORMADOR DE INTERFASE (IPT)

Para a análise do IPT propõe-se o estudo de caso onde dois retificadores de três pulsos, que operam com uma defasagem de 60° , estejam associados em paralelo com o auxílio de um transformador de interfase, conforme ilustrado na Figura 28:

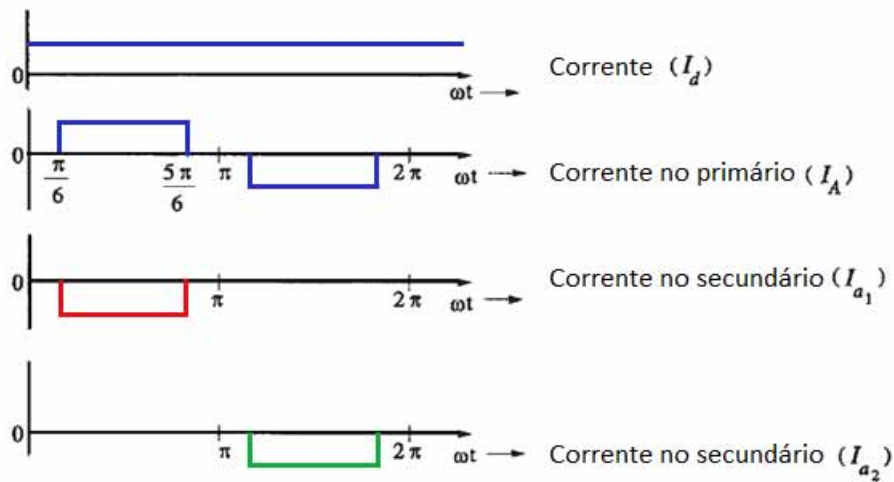
Figura 28 - Conversores de três pulsos associados em paralelo



Fonte: Adaptado de Kulkarni e Khaparde (2004).

Para essa condição têm-se as correntes representadas na Figura 29:

Figura 29 - Correntes da associação em paralelo



Fonte: (KULKARNI; KHAPARDE, 2004).

Conforme apresentado, geralmente quando ocorre a associação em paralelo haverá uma diferença de potencial entre as pontes retificadoras, que pode ocorrer tanto por desequilíbrios operacionais, quanto devido à diferença fasorial necessária para que ocorra o cancelamento harmônico. Essa diferença instantânea de potencial para o caso da Figura 28 está ilustrada na Figura 31.

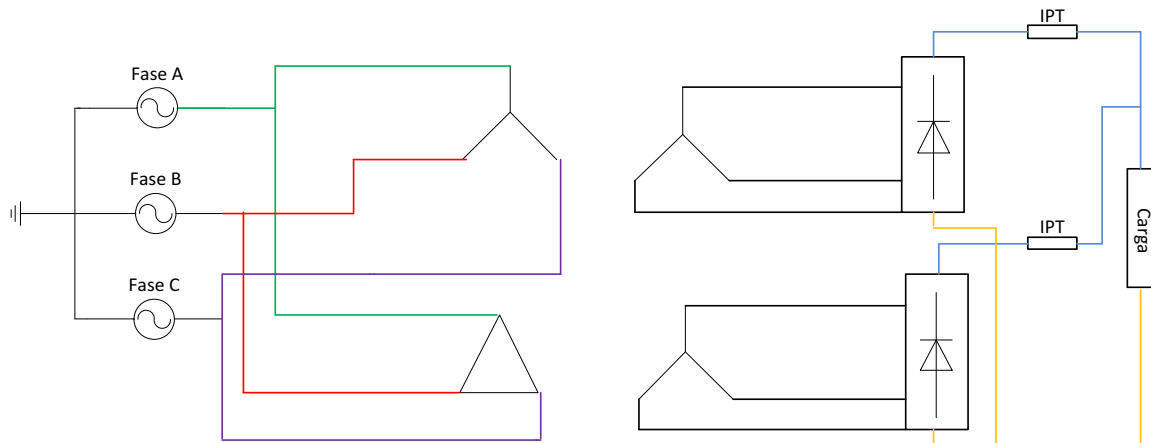
Sabendo que as tensões nas pontes retificadoras têm mesma magnitude, porém estão defasadas uma da outra, a tensão de saída pode ser determinada a qualquer instante como sendo o valor médio das tensões fornecidas pelas pontes retificadoras (KULKARNI; KHAPARDE, 2004).

Na Figura 31 é possível observar que a tensão no transformador de interfase tem frequência três vezes maior que a da rede, para o caso onde duas estruturas de três pulsos estão associadas em paralelo. De maneira análoga, quando dois sistemas de seis pulsos estão associados, o fluxo no transformador de interfase oscila com frequência seis vezes superior à da rede, portanto, as perdas no núcleo são mais elevadas.

Uma vez que os resultados ilustrados na Figura 31 retratam o conversor de seis pulsos, deseja-se ilustrar o comportamento das principais tensões no IPT para o conversor de 12 pulsos, objeto de estudo desse trabalho, portanto analisa-se o conversor ilustrado na Figura 30.

De Kulkarni e Khaparde (2004) tem-se que, o dimensionamento do transformador de interfase está intimamente relacionado com o *ripple* da tensão, em outras palavras, o transformador de interfase utilizado para um conversor de 12 pulsos será menor se comparado ao empregado em um conversor de 6 pulsos.

Figura 30 – Conversor de 12 pulsos com IPT.

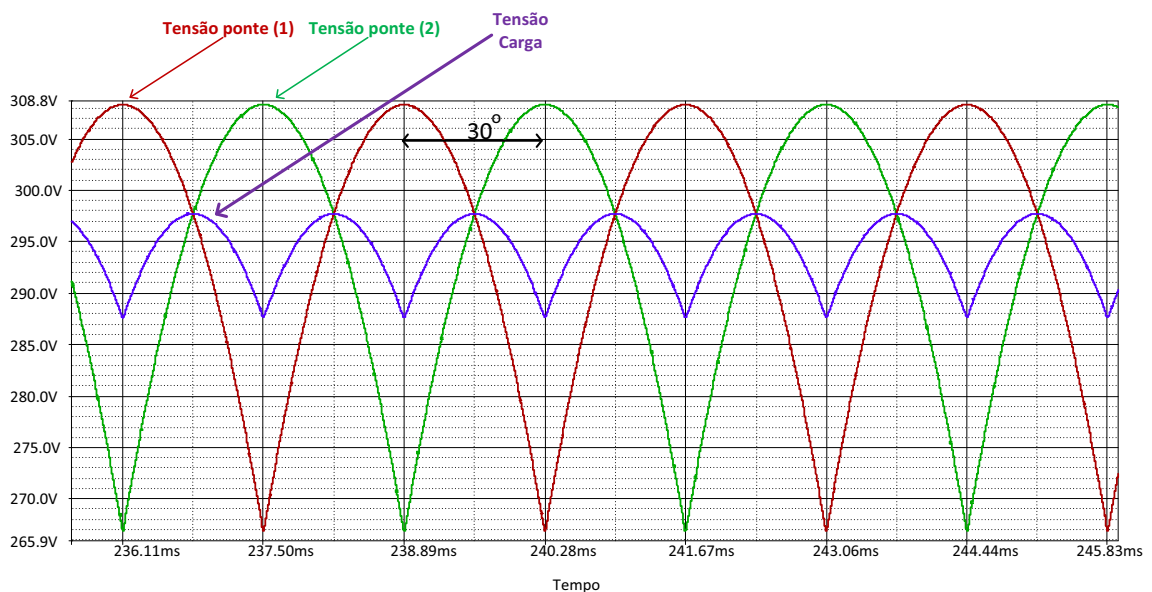


Fonte: Dados do próprio autor.

Pode-se concluir, portanto, que quanto maior for a frequência de oscilação da tensão na carga (diretamente relacionada ao número de pulsos da estrutura), menor será o IPT necessário para a associação das pontes retificadoras.

Na Figura 31 verificam-se as formas de onda, da tensão, nas pontes retificadoras e na carga.

Figura 31 – Formas de onda da tensão nas pontes e no IPT (conversor 12 pulsos).



Fonte: Dados do próprio autor.

O transformador de interfase deve absorver a diferença entre as formas de onda da tensão nas pontes (1) e (2) e a tensão na carga. Uma vez que ambos os enrolamentos do transformador de interfase são conectados a fluxos de mesma magnitude, a diferença de potencial é igualmente dividida entre eles [KULKARNI, S.V.; KHAPARDE, S.,2004].

3.3 DIMENSIONAMENTO DO TRANSFORMADOR DE INTERFASE PARA O CONVERSOR 12 PULSOS.

Para dimensionar o transformador de interfase, deve-se conhecer o valor da tensão na carga. A partir de uma análise cuidadosa da Figura 31, observa-se que dois pulsos (cada um proveniente de uma das pontes retificadoras) se somam durante um intervalo de 30° , padrão este que se repete para os pulsos seguintes. A Equação 34 descreve o valor médio da tensão na carga para um intervalo de 30° :

$$V_{carga} = \frac{1}{2} \cdot \frac{6}{\pi} \left[\int_0^{\pi/6} V_m \cdot \cos(t) \cdot dt + \int_0^{\pi/6} V_m \cdot \cos\left(t - \frac{\pi}{6}\right) \cdot dt \right] = \frac{3}{\pi} V_m \quad (34)$$

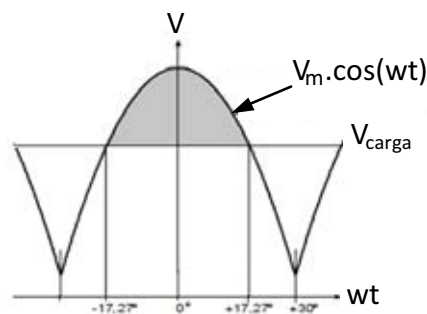
Conhecida a relação entre o valor da tensão na carga e o valor de pico da tensão em cada uma das pontes retificadoras, deseja-se verificar quando estes valores serão iguais, a fim de quantificar a tensão a ser absorvida pelo transformador de interfase.

Observa-se a partir da Equação 34 que ambos serão iguais em $\omega t = \pm 17,27^\circ$ (0,3014 rad) então:

$$V_m \cdot \cos \omega t = \frac{3}{\pi} \cdot V_m \xrightarrow{\text{então}} \cos \omega t = \frac{3}{\pi} \quad (35)$$

A Figura 32 ilustra o equacionamento desenvolvido neste subcapítulo.

Figura 32 – Tensão instantânea em uma das pontes retificadoras e valor médio da tensão na carga.



Fonte: (GONÇALVES, 2006)

Como a variação da corrente através de um indutor é proporcional à integral da tensão sobre ele aplicada, então tem-se que a tensão no transformador de interfase (V_{LS}) será dada por:

$$V_{LS} = L \cdot \frac{di}{dt} \quad \int V_{LS} \cdot dt = L \Delta i_{LS} \quad (36)$$

Ou,

$$L \cdot \Delta i_{LS} = \frac{1}{\omega} \int V_{LS} \cdot d\omega t \quad (37)$$

Uma vez que a tensão absorvida pelo transformador de interfase é a diferença entre o valor instantâneo na ponte retificadora e o valor da tensão na carga, quantifica-se essa diferença para o conversor de 12 pulsos como sendo:

$$\int_{-\Psi}^{\Psi} V_{LS} \cdot d\omega t = 2 \cdot \int_0^{0,3014} \left(V_m \cdot \cos \omega t - \frac{3}{\pi} \cdot V_m \right) d\omega t \quad (38)$$

$$\int_{-\Psi}^{\Psi} V_{LS} \cdot d\omega t = 2 \cdot \left(V_{Spico} \cdot \text{sen} \theta \Big|_0^{0,3014} - \frac{3}{\pi} V_{Spico} 0,3014 \right) \quad (39)$$

$$\int_{-\Psi}^{\Psi} V_{LS} \cdot d\omega t = 180,328 \cdot 10^{-4} \cdot V_{pico} \quad (40)$$

Então pode-se escrever a tensão no transformador de interfase como sendo:

$$\int V_{LS} \cdot dt = \frac{1}{\omega} \cdot 180,328 \cdot 10^{-4} \cdot V_{Spico} \quad (41)$$

Portanto, para se determinar o valor da indutância do transformador de interfase deve-se respeitar a seguinte equação:

$$L_s \geq \frac{1}{\Delta I_{LS}} \int V_{LS} \cdot dt \quad (42)$$

Onde ΔI_{LS} é a variação da corrente admitida no mesmo.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Tendo sua utilização recomendada para casos onde há diferença entre valores instantâneos de tensão, como geralmente ocorre em associação em paralelo de pontes retificadoras nos conversores multipulsos, o transformador de interfase tem significativa influência nos parâmetros de projeto do conversor, bem como nas características das etapas de operação do mesmo, conforme será discutido posteriormente.

4 TRANSFORMADORES EM ARRANJOS PARA 12 PULSOS

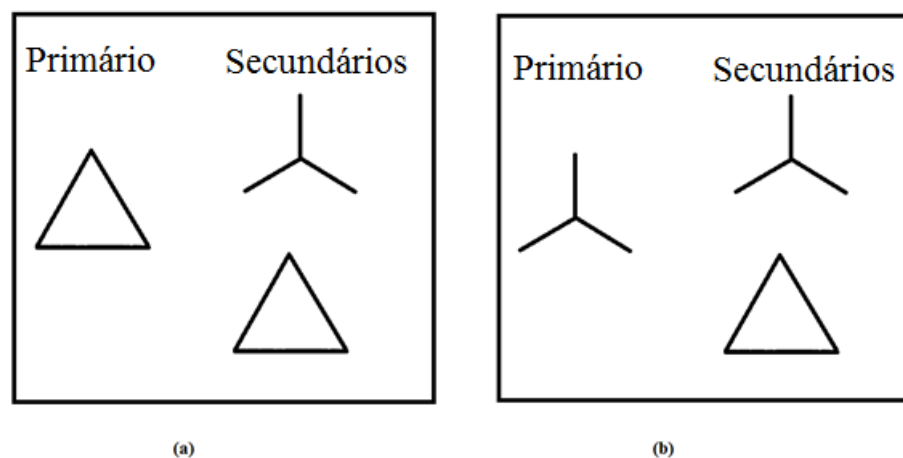
4.1 INTRODUÇÃO

Conhecidos os benefícios de utilizar os conversores multipulsos com intuito de melhorar a qualidade da energia, o projetista deve escolher dentre as topologias possíveis, qual será a mais adequada para o seu projeto.

Diversas são as topologias que podem ser empregadas para a obtenção de um conversor de 12 pulsos. O transformador a ser utilizado pode contar com um, ou mesmo dois enrolamentos primários.

Para que ocorra o cancelamento harmônico característico da estrutura, faz-se necessário o defasamento angular de 30° , que pode ser obtido, por exemplo, com a conexão Δ -Y, o que pode ser obtido em uma, dentre as mais simples topologias do conversor 12 pulsos ilustrada na Figura 33:

Figura 33 - Conexão 12 pulsos



Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 33 (a) está ilustrado o transformador com enrolamento primário ligado em Δ , e na Figura 33 (b) o enrolamento primário conectado em Y.

4.2 ARRANJO 12 PULSOS COM PRIMÁRIO EM DELTA

Conhecidas algumas das possíveis topologias, deseja-se averiguar o comportamento de uma estrutura que conta com um primário em Delta, e analisar seu espectro harmônico, bem

como verificar se estas componentes se adequam à norma (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION,1998).

Idealizada com somente um enrolamento primário por fase, essa estrutura tem como uma de suas principais vantagens a possibilidade de implementação em um único núcleo trifásico. As estruturas de 12 pulsos, idealmente, apresentam como componentes harmônicas na rede apenas as de ordens $12K \pm 1$, onde K é um número inteiro. Isso implica que as primeiras componentes harmônicas significativas que se espera obter são a 11ª e 13ª.

Como as tensões de linha nos enrolamentos do secundário devem ter a mesma magnitude, faz-se necessário uma adequação da relação de transformação para a conexão Δ -Y. Obter uma relação de transformação adequada pode ser uma das maiores complicações ao se utilizar essa estrutura, uma vez que, para isso, pode ser necessário construir um enrolamento com número de espiras não inteiro.

Deve-se ter em conta que, em alguns casos, têm-se um primário com muitas espiras e um secundário com poucas, como é o caso de transformadores abaixadores. Ao se deparar com um valor não inteiro para o número de espiras no secundário do transformador, geram-se complicações práticas para sua construção, que geralmente acarretarão em imprecisões.

Introduzir uma imprecisão no enrolamento com baixo número de espiras acarreta em um erro na regulação de tensão, que pode vir a ser significativo. Outro quesito importante, é que o enrolamento com baixo número de espiras têm uma corrente usualmente elevada, se comparada a do primário, o que resulta em um condutor de maior bitola e mais difícil de enrolar.

Para análise das conexões, tomou-se o cuidado de manter a mesma sequência de fase no primário e no secundário. Como no software *Pspice* a relação de transformação é determinada pela relação entre indutâncias, deseja-se então determinar a relação entre o aumento do número de espiras com o aumento da indutância, a fim de obter a relação de transformação desejada.

Utilizando-se a lei de ohm na Equação (27) pode-se escrever:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{V_1 I_2}{I_1 V_2} \quad (43)$$

Portanto substituindo-se 45 em 46 têm-se:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (44)$$

Sabe-se que a impedância para o indutor pode ser determinada como sendo:

$$Z_1 = L_1 \cdot \omega \quad (45)$$

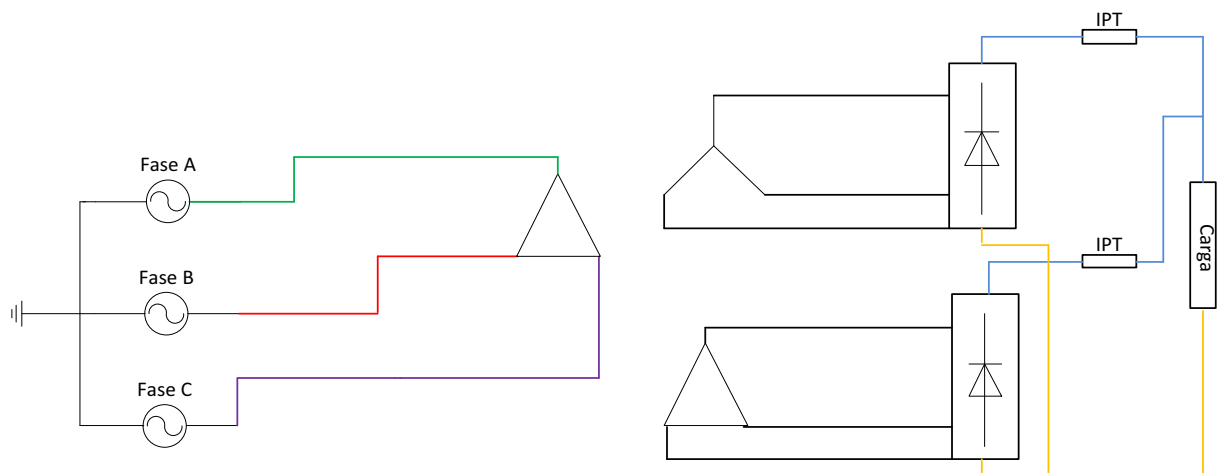
Então se escreve a Equação 46 que exprime a relação de indutâncias com o número de espiras:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{L_1 \cdot \omega}{L_2 \cdot \omega} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \Rightarrow \frac{L_1}{L_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (46)$$

Na Equação 46 é possível averiguar a relação entre uma variação no valor da indutância e a influência dessa variação no número de espiras, sabendo também que este último está intimamente ligado à relação de transformação, podendo-se determinar qual a indutância necessária a obtenção dos níveis de tensão desejados.

Conhecendo-se a influência da indutância na relação de transformação, projetou-se um circuito com intuito de fornecer à carga uma potência de 3kVA a 300V. Programou-se então a seguinte estrutura em *Pspice* na Figura 34:

Figura 34 - Estrutura 12 pulsos com primário em Delta



Fonte: Dados do próprio autor.

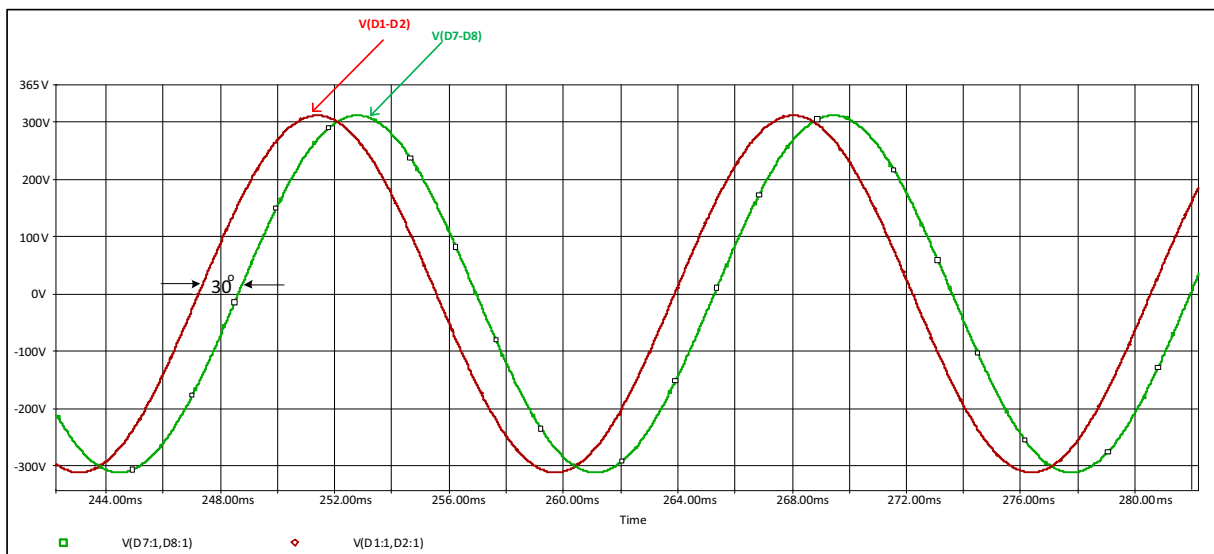
Observa-se que, como a estrutura associa duas pontes retificadoras em paralelo, e para este caso inicial, deseja-se que as pontes dividam igualmente a corrente fornecida para a carga a todo instante, foi utilizado um transformador de interfase, conforme ilustrado na Figura 34.

Os valores das indutâncias introduzidas na simulação foram escolhidos de tal forma que fossem obtidos valores inteiros, por questão de conveniência, portanto, na Figura 35 verificam-se os valores das tensões (valores de linha) fornecidas às pontes retificadoras. Observa-se que ambas as tensões tem a mesma magnitude, porém estão defasadas de 30° .

Para que o conversor seja dito de 12 pulsos, a tensão sobre a carga deve oscilar a uma frequência 12 vezes superior à da rede, em outras palavras, enquanto a tensão da rede completa um ciclo, a tensão sobre a carga deve completar 12.

Em razão do valor da corrente na rede ter uma ordem de grandeza significativamente menor do que os valores de tensão, a serem verificados, multiplicou-se o mesmo por um escalar (oito vezes maior), com intuito de facilitar a análise de seu formato. Estas formas de onda estão ilustradas na Figura 36.

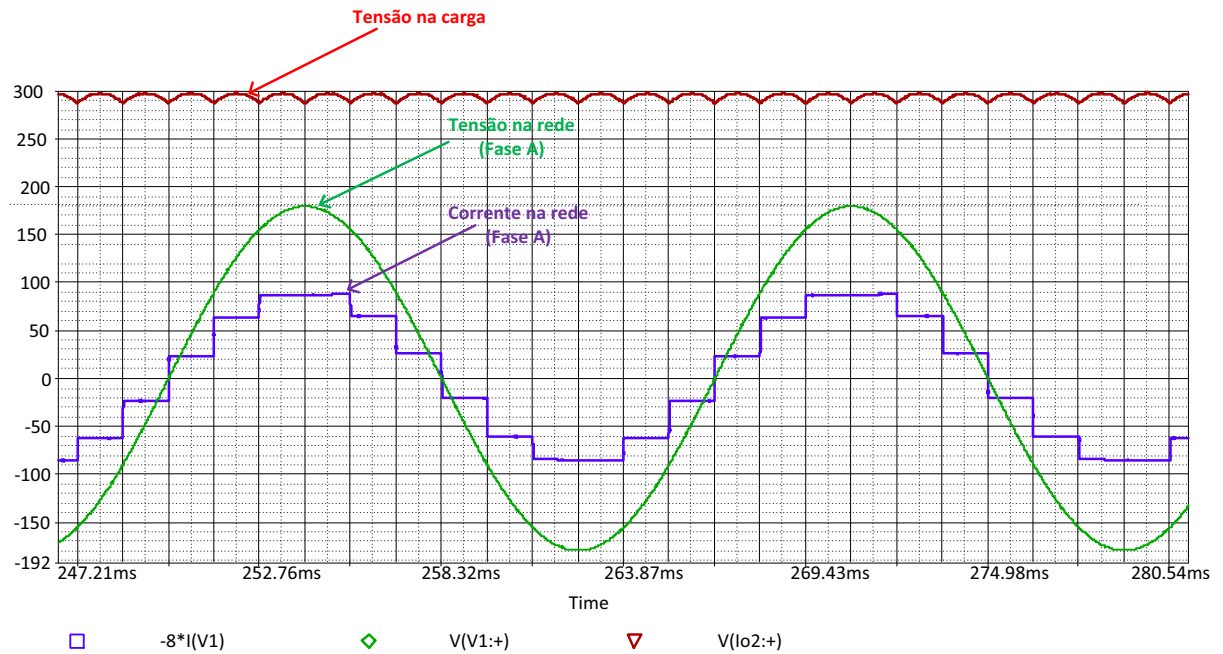
Figura 35 - Tensões de linha no secundário



Fonte: Dados do próprio autor.

A forma de onda da corrente na rede, resultante da interação das formas de onda da corrente em cada um dos secundários, é uma importante ferramenta para se analisar a qualidade de energia da estrutura, uma vez que, quanto mais próxima da forma de onda senoidal, menor será a distorção harmônica na rede.

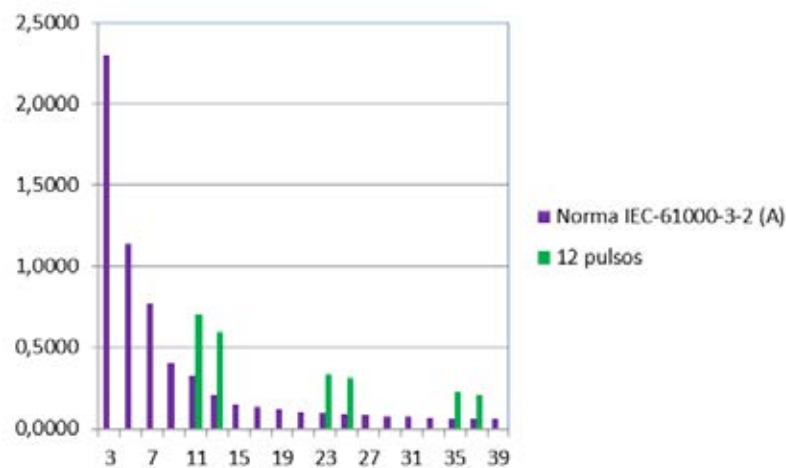
Figura 36 – Tensão e corrente em uma fase da rede e tensão na carga



Fonte: Dados do próprio autor.

Analisam-se então as componentes harmônicas obtidas para este caso, com a norma [International Electrotechnical Commission, 1998], a fim de verificar a adequação dessa estrutura.

Figura 37 - Comparação com a norma



Fonte: Dados do próprio autor.

Conforme esperado, o espectro harmônico (da corrente na rede) apresenta a característica $12K \pm 1$. Para este caso, apenas as componentes harmônicas características ultrapassaram a norma, caso análogo ao que acontece com a estrutura retificadora de seis pulsos analisada em Kulkarni e Khaparde (2004).

Embora as componentes presentes tenham excedido a norma, existe uma vantagem em relação a estrutura de seis pulsos, que é a ordem das harmônicas presentes no circuito. Quanto mais distante da fundamental está uma componente, maior a facilidade de se projetar um filtro (real), sem que ocorra a atenuação do sinal fundamental.

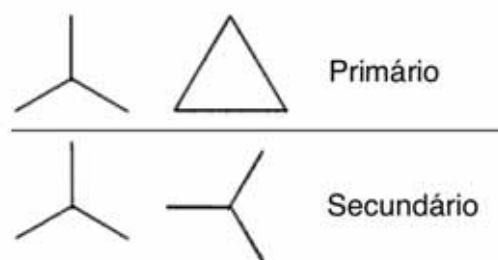
4.3 ARRANJO 12 PULSOS COM DOIS PRIMÁRIOS

Conforme discutido anteriormente, para transformadores onde um dos enrolamentos é constituído por um número reduzido de espiras, uma pequena imprecisão nesse número pode acarretar em significativa imprecisão na relação de transformação. Faz-se necessário recordar que, em diversos casos, o enrolamento de poucas espiras é também um enrolamento de elevada corrente e, portanto, um enrolamento de maior espessura, e portanto mais difícil de ser confeccionado.

Para a construção de enrolamentos com essa característica, deseja-se que o número de espiras seja tão pequeno quanto possível, porém, construídos de maneira adequada. Para tanto, obter valores inteiros de projeto para o número de espiras do enrolamento, torna-se uma questão técnica.

Em casos como este, pode-se fazer uso de um arranjo constituído de dois primários e dois secundários, conforme ilustrado pela Figura 38

Figura 38 - Arranjo com dois enrolamentos no primário



Fonte: Dados do próprio autor.

Para este caso, como cada primário possui seu respectivo secundário, torna-se mais fácil encontrar um número de espiras inteiro adequado para compor cada enrolamento.

O arranjo ilustrado pela Figura 38 pode ser obtido basicamente de três formas, a primeira utilizando bancos de transformadores monofásicos, a segunda utilizando dois transformadores trifásicos, caso em que o fluxo de um núcleo não interage com o fluxo

concatenado pelo outro e a terceira utilizando um núcleo com culatra intermediária, que será descrito no Capítulo 5.

Uma vez que o intuito deste trabalho é construir um conversor real (que faz uso de um transformador com culatra intermediária), e compará-lo aos valores presentes na literatura (PAICE, 1999; KULKARNI; KHAPARDE, 2004; WINDERS JUNIOR, 2002) e a norma (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 1998), são introduzidas no subcapítulo seguinte as considerações para o projeto deste transformador.

4.4 CONSIDERAÇÕES PARA PROJETO

Como condição inicial de projeto propõe-se a construção de um conversor de 12 pulsos com IPT, que fará uso de um transformador com culatra intermediária.

Este conversor será projetado para suprir uma carga de 3kVA a 300V, para isso têm-se primeiramente que determinar a potência W_1 , que representa a potência processada pelos enrolamentos:

$$W_1 = \frac{3000}{3 * (2)} = 500 VA \quad (47)$$

Na Equação 47 tem-se que a potência total para o projeto é 3000VA, contudo deve-se considerar que serão seis enrolamentos, uma vez que têm-se dois conjuntos (trifásicos) de enrolamentos (Δ -Y e Y-Y).

Conhecida a potência W_1 , a etapa seguinte de projeto consiste em determinar qual será a secção mínima do núcleo necessária para suprir o fluxo no transformador em condições nominais de carga.

Para o equacionamento, considerou-se o uso lâminas padronizadas e que a frequência da rede na qual este conversor será conectado é de 60Hz, portanto têm-se, conforme descrito em [MARTIGNONI,1991], a seguinte área mínima para a sessão:

$$A_{seção} = 7,5 * \sqrt{\frac{W_1}{60}} = 21,6505cm^2 \quad (48)$$

Tendo-se determinada a área mínima necessária, foi verificado qual dos carretéis presentes em laboratório atenderia a estas especificações. Foi encontrado um carretel com área (interna) de 25cm^2 , sendo superior a área mínima especificada pela Equação 48.

Conhecida então a área do núcleo a ser utilizado neste transformador, determina-se o número de espiras para os enrolamentos conectados em Y, conforme indicado em (MARTIGNONI,1991):

$$N_Y = \frac{V_Y}{A_{seção}} \cdot \frac{10^8}{4,44 * B_m * f_{rede}} = 168,7528 \approx 169 \text{ espiras} \quad (49)$$

De maneira análoga determina-se o número de espiras para os enrolamentos conectados em Δ .

$$N_{\Delta} = \frac{V_{\Delta}}{A_{seção}} \cdot \frac{10^8}{4,44 * B_m * f_{rede}} = 292,3277 \approx 293 \text{ espiras} \quad (50)$$

Para as Equações 49 e 50 foram considerados B_m igual a 11300 Gauss e que o transformador será conectado a baixa tensão da rede presente em laboratório (220V de linha).

Conhecidos os níveis de tensão nos enrolamentos, deseja-se determinar o valor eficaz das correntes nos mesmos, para especificar os condutores a serem utilizados, tem-se, portanto:

$$I_{PrimárioY} = (1,1) * \frac{500}{127} = 4,33A \quad (51)$$

$$I_{Primário\Delta} = (1,1) * \frac{500}{220} = 2,5A \quad (52)$$

$$I_{SecundárioY} = \frac{500}{127} = 3,93A \quad (53)$$

Com o auxílio da tabela AWG apresentada em, determina-se para o primário em Δ o condutor de cobre AWG 17 e para os enrolamentos conectados em Y o condutor de cobre AWG 15.

Tendo terminado o número de espiras que constituirá os enrolamentos, e sabendo-se a área da secção dos condutores a ser utilizada em cada um deles, deve-se verificar se os enrolamentos (primário e secundário) cabem no carretel especificado, portanto têm-se:

$$\text{Área}_{Util da janela} = 6,8 * (2) = 13,6cm^2 \quad (54)$$

Calculam-se quantas espiras cabem em linha no carretel:

$$N_{YL} = \frac{6,8cm}{0,15cm} = 45,333 \approx 45 \quad (55)$$

$$N_{\Delta L} = \frac{6,8cm}{0,12cm} = 56,666 \approx 56 \quad (56)$$

A partir das Equações 55 e 56, verifica-se quantas fileiras de condutores serão necessárias para conseguir o número desejado de espiras:

$$N_{FileirasY} = \frac{169}{45} = 3,75 \approx 4 \quad (57)$$

$$N_{Fileiras\Delta} = \frac{293}{56} = 5,23 \approx 6 \quad (58)$$

Embora os condutores a serem utilizados neste projeto não se tratem de condutores do tipo *Litz* (o que dificultaria a acomodação dos mesmos), optou-se por uma abordagem conservadora nos cálculos da área a ser utilizada pelos mesmos, portanto, o número de fileiras necessárias para acomodar o número de espiras de cada enrolamento (primário ou secundário) foi arredondado para cima.

Tendo especificado o número de fileiras necessárias, determina-se a área que o enrolamento vai ocupar na janela, para este cálculo considerou-se o condutor como sendo de secção quadrada, sendo esta mais uma consideração conservadora do uso do espaço disponível da janela.

$$\text{Área}_{EnrolamentoY} = 4 * (0,15) * (6,8) = 4,08cm^2 \quad (59)$$

$$\text{Área}_{\text{Enrolamento}\Delta} = 6 * (0,12) * (6,8) = 4,896\text{cm}^2 \quad (60)$$

Então:

$$\text{Área}_{\text{Conexão } Y-Y} = 2 * (4,08) = 8,16 \text{ cm}^2 \quad (61)$$

$$\text{Área}_{\text{Conexão } \Delta-Y} = (4,08) + (4,896) = 8,9760 \approx 9 \text{ cm}^2 \quad (62)$$

Verifica-se que a área que será ocupada na janela para ambos os casos é inferior ao espaço disponível, portanto o carretel especificado será suficiente para acomodar os enrolamentos primário e secundário das conexões utilizadas para este transformador.

Conhecidos os valores de corrente eficaz para os condutores, apresenta-se na Tabela 2, os condutores especificados e sua respectiva capacidade máxima de corrente:

Tabela 2 – Comparação entre os resultados e capacidade dos condutores.

Enrolamento	Características			
	AWG	Tensão	Corrente(rms)	Capacidade do condutor
Primário _Y	15	127	4,33A	4,95A
Primário _{Delta}	17	220	2,5A	3,12A
Secundário _{Y1}	15	127	3,9A	4,95A
Secundário _{Y2}	15	127	3,9A	4,95A

Fonte: Dados do próprio autor.

Conhecidos os principais parâmetros de projeto do transformador, deseja-se simular o circuito representado na Figura 30 no *software Pspice*, com intuito de levantar as etapas de operação do conversor. O circuito implementado em *Pspice* está ilustrado na Figura 89 no Apêndice A).

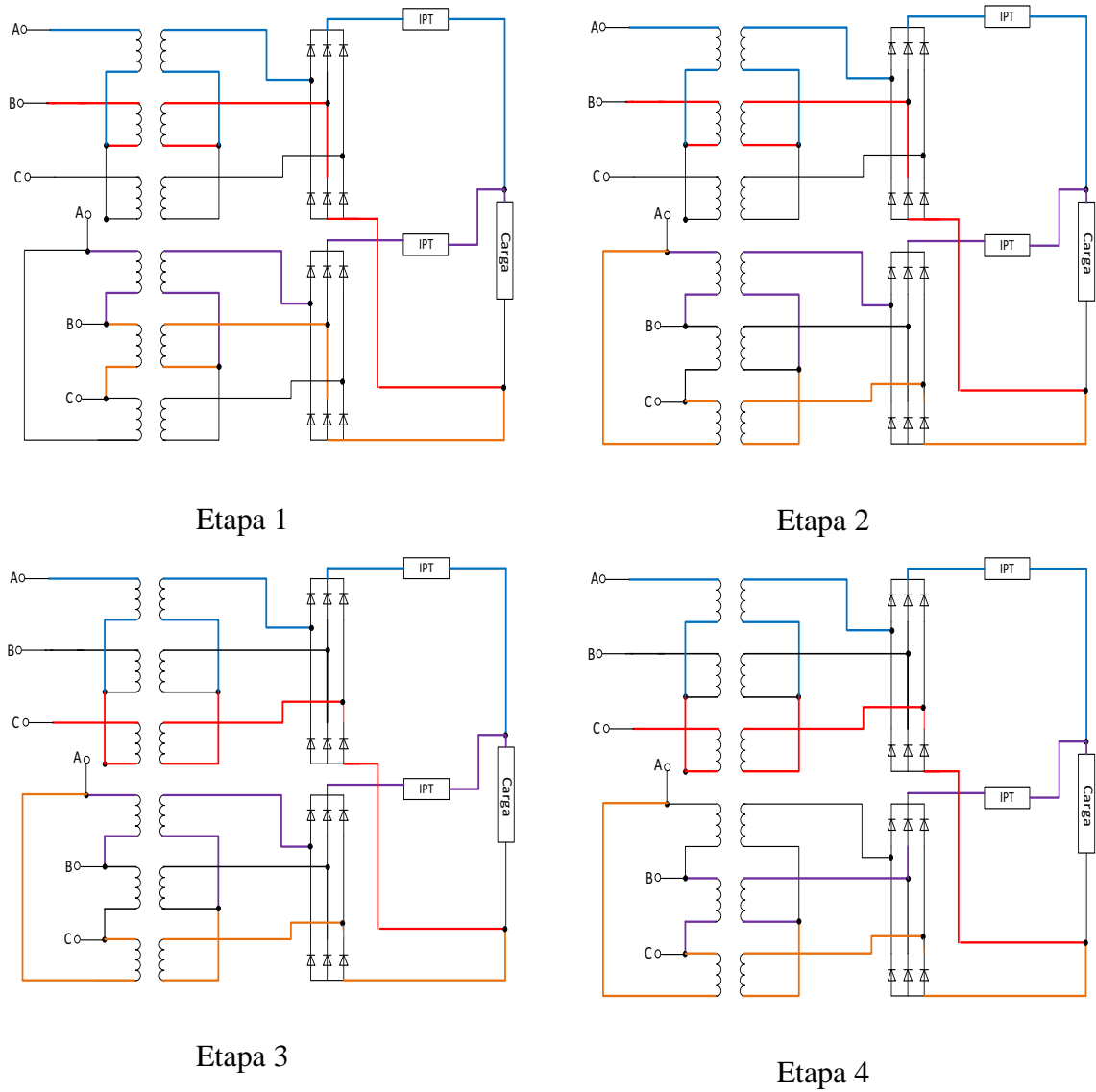
4.4.1 Etapas de operação

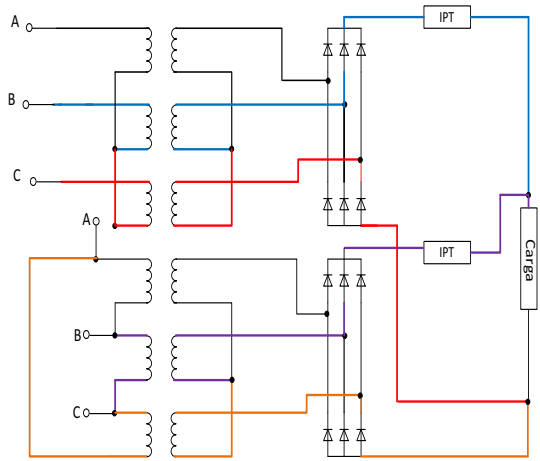
Nesta parte do trabalho, deseja-se apresentar as etapas de funcionamento desse conversor, optando-se por ilustrar as etapas de operação (em uma versão simplificada) do mesmo, uma vez que a abordagem utilizando as formas de onda nos componentes acarretaria em figuras sobrecarregadas, com diversas formas de onda, o que dificultaria a apreensão do comportamento global.

As ilustrações a apresentam mesma cor para as correntes provenientes de enrolamentos magneticamente acoplados, todavia, deve ser levado em consideração que, para

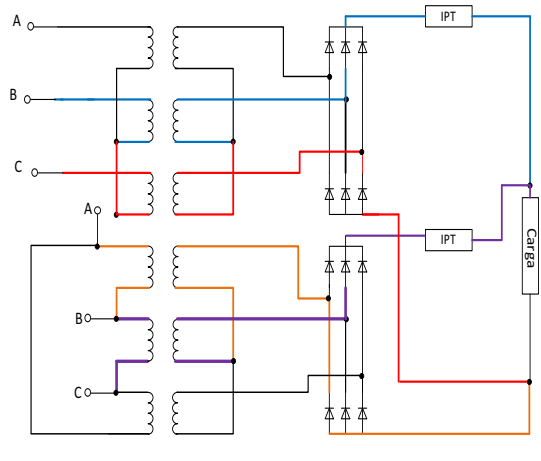
o caso da conexão Δ -Y, embora as correntes na bobina do primário, e seu respectivo secundário tenham a mesma forma de onda, elas não possuem a mesma magnitude.

Figura 39 – Etapas de operação





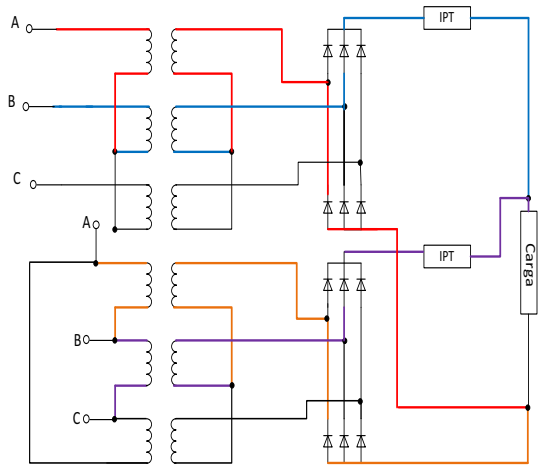
Etapa 5



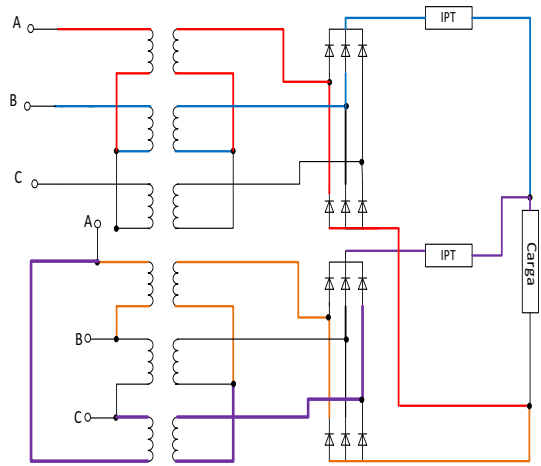
Etapa 6

Fonte: Dados do próprio autor

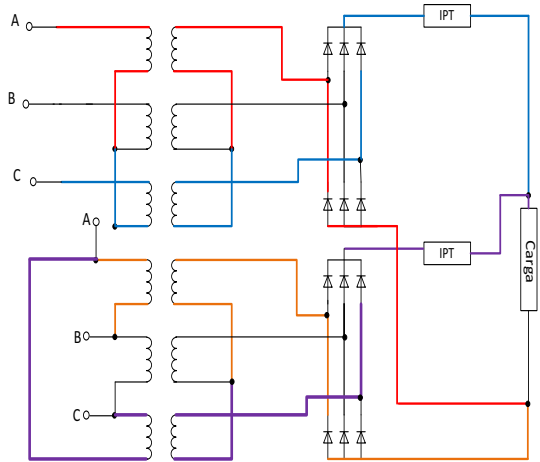
Figura 40 – Etapas de operação



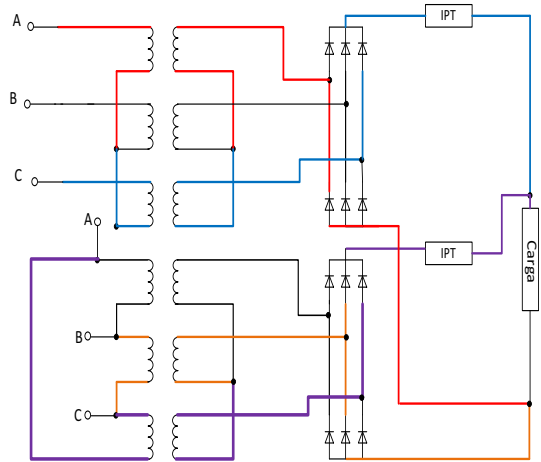
Etapa 7



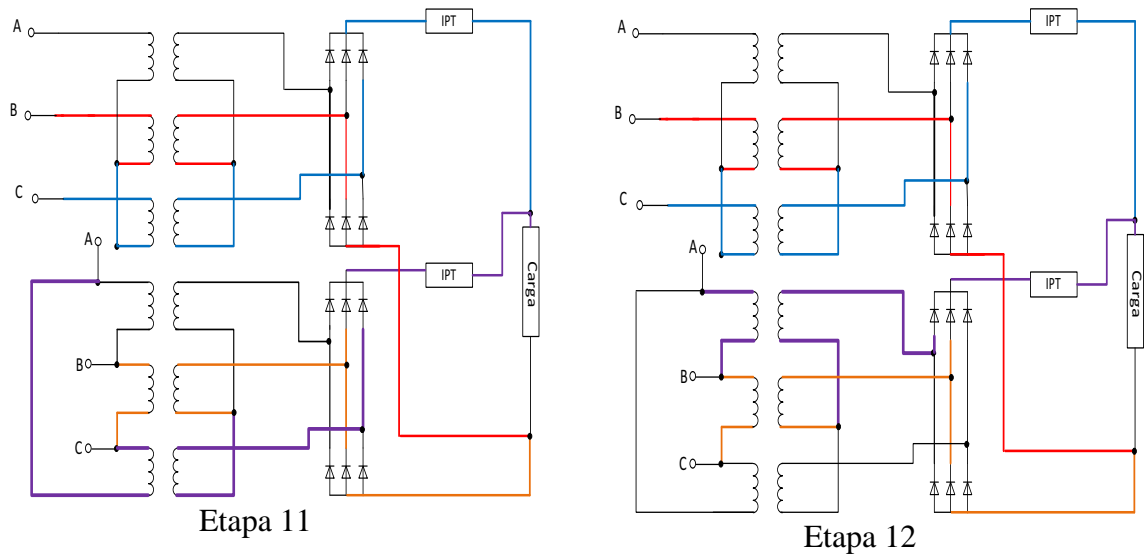
Etapa 8



Etapa 9



Etapa 10



Fonte: Dados do próprio autor

Com a utilização do Transformador de Interfase, a diferença entre os valores instantâneos das tensões nas pontes retificadoras é absorvida, e como é possível observar a todo instante, ambas as pontes retificadoras suprem a carga.

Outro quesito a ser analisado é que entre uma etapa de operação e a seguinte, um único diodo deixa de conduzir para que outro passe a assumir a corrente.

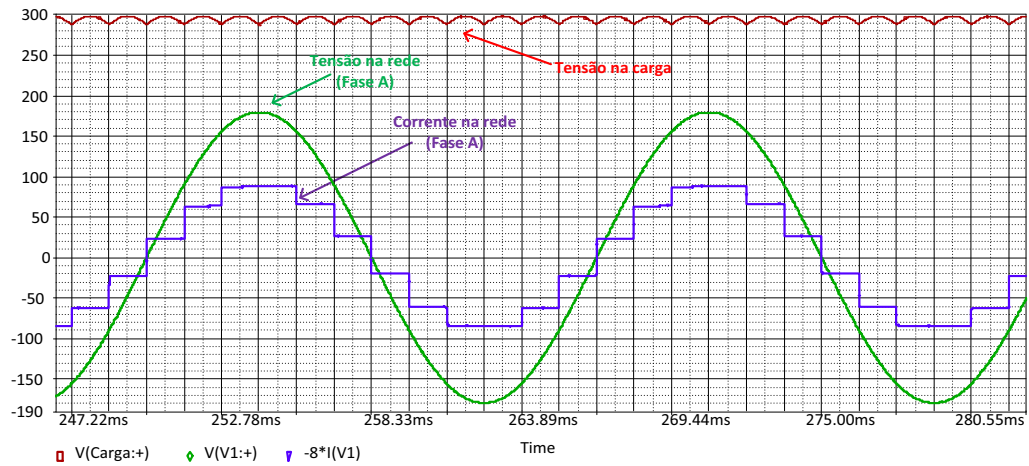
Estas etapas de operação de 1 a 12 seguem um padrão de alteração que está intimamente relacionado com a sequência de fase. Caso o sistema esteja conectado a um sistema com sequência negativa de fases, o comportamento das etapas ocorrerá de maneira análoga.

Faz-se importante frisar também que se trata de um conversor de 12 pulsos, portanto, as 12 etapas de operação se repetem ciclicamente, ou seja, depois de ocorrida a Etapa 12 retorna-se a Etapa 1.

Como será discutido posteriormente neste trabalho, as etapas de operação sofrem tanto influência da rede (sequência de fase), como da presença (ou ausência) do Transformador de Interfase.

Conhecidas as etapas de funcionamento, algumas das principais formas de onda do conversor da Figura 41:

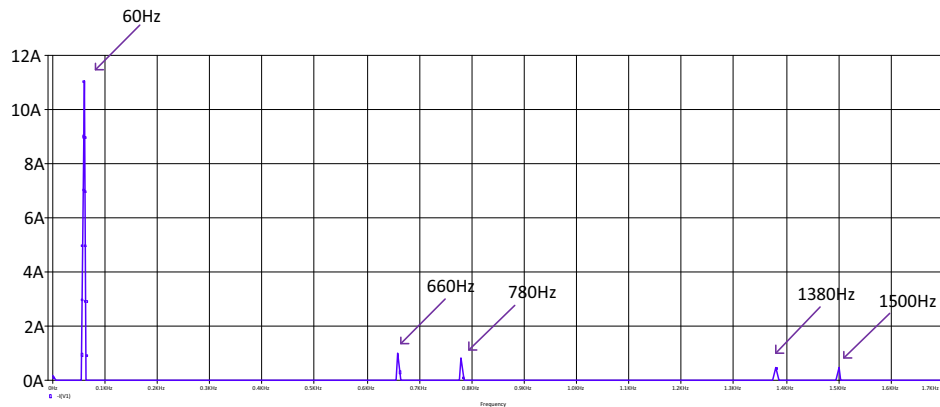
Figura 41 - Principais formas de onda de tensão e corrente



Fonte: Dados do próprio autor.

Uma vez conhecida a forma de onda da corrente na rede, analisa-se seu conteúdo harmônico, conforme ilustrado na Figura 42:

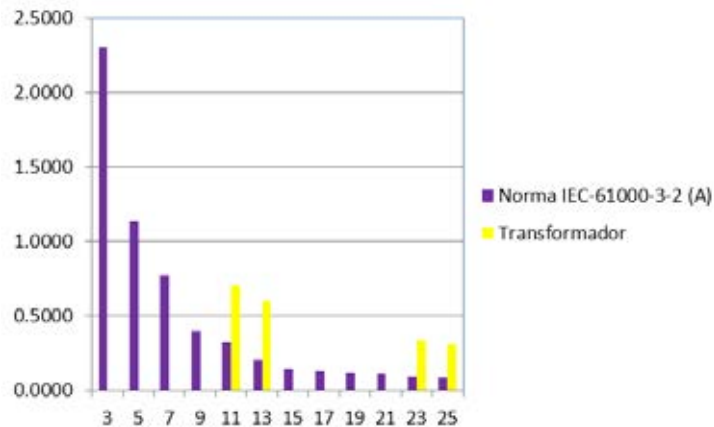
Figura 42 - Espectro harmônico da corrente na rede (Fase A)



Fonte: Dados do próprio autor.

Ao comparar a Figura 37 com a Figura 43, observa-se que, ao utilizar a configuração com dois primários, não há alteração no espectro harmônico da corrente na rede e, comparando-se a Figura 36 com a Figura 41, verifica-se que os comportamentos apresentados permanecem praticamente inalterados.

Figura 43 - Comparação com a norma

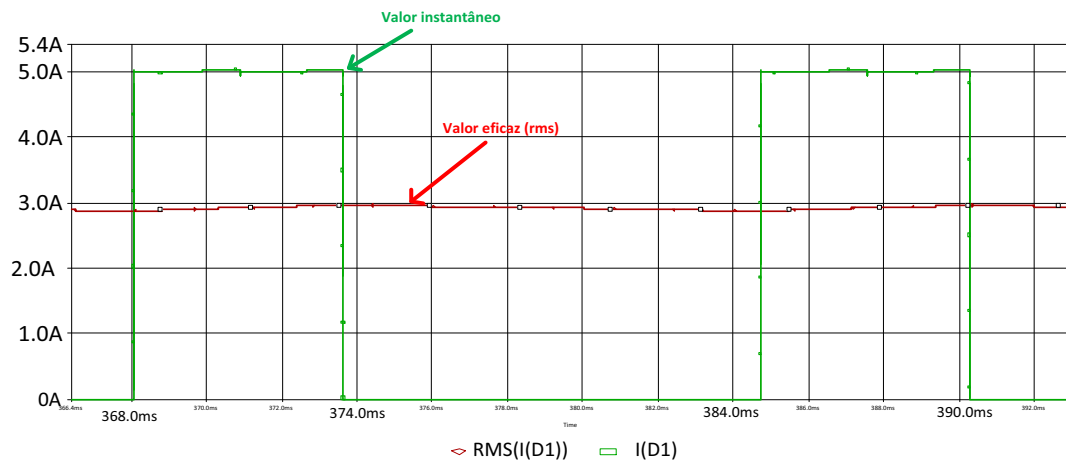


Fonte: Dados do próprio autor.

A DHT encontrada para este caso foi de 13,85%.

Sendo essa simulação um caso muito próximo do transformador com culatra intermediária, desejando-se verificar os esforços de corrente sobre os diodos, análise essa que servirá como parâmetro de projeto.

Figura 44 - Esforços de corrente no diodo D1

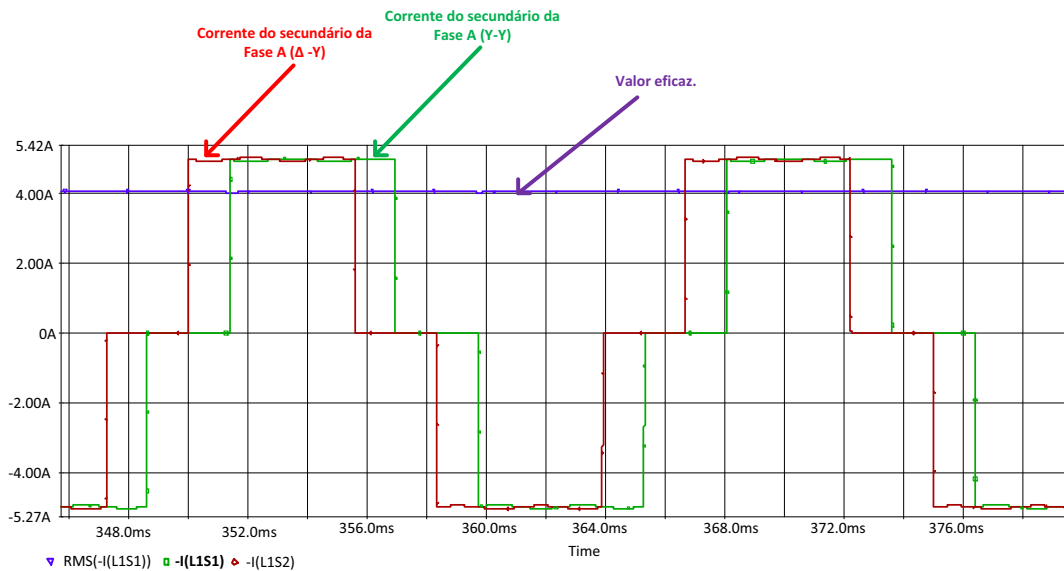


Fonte: Dados do próprio autor.

Analisando a Figura 44, verifica-se que a corrente no diodo D1 tem valor instantâneo máximo de 5,04A, um valor eficaz de 2,96A, sendo seu valor médio encontrado de 1,72A. Os mesmos valores atribuídos a este diodo podem ser utilizados para os outros, uma vez que o conversor opera de maneira simétrica.

Conhecidos os esforços de corrente nos diodos que serão utilizados, deseja-se verificar a partir de simulação os esforços de corrente nos enrolamentos que constituem os primários e secundários deste conversor.

Figura 45 - Esforços de corrente nos enrolamentos dos secundários

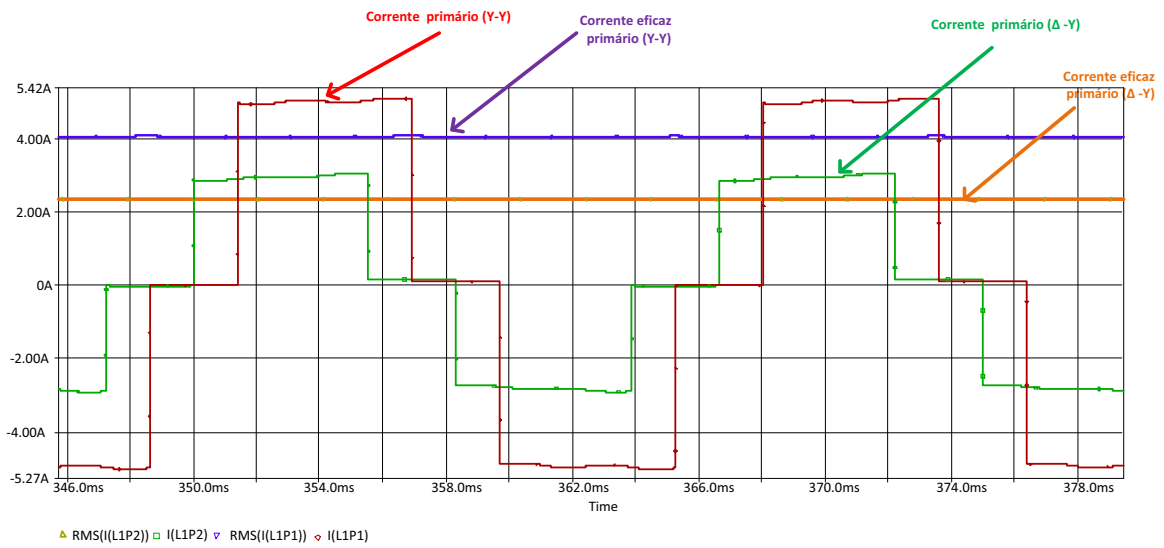


Fonte: Dados do próprio autor.

Verifica-se então, que os secundários, para este caso, possuem o mesmo valor eficaz de corrente em seus enrolamentos, uma vez que compartilham a mesma forma de onda para seus valores instantâneos (embora defasados).

Realiza-se análise semelhante na Figura 46 para os enrolamentos que constituem o primário. Uma vez que para o transformador aqui proposto a relação de transformação para o caso Y-Y é unitária, verifica-se que os esforços de corrente solicitados ao primário são os mesmos que os solicitados ao seu respectivo secundário. Para o enrolamento conectado em Δ , observaram-se menores esforços de corrente, que possibilitarão a utilização de um condutor de menor seção.

Figura 46 - Esforços de corrente nos enrolamentos do primário



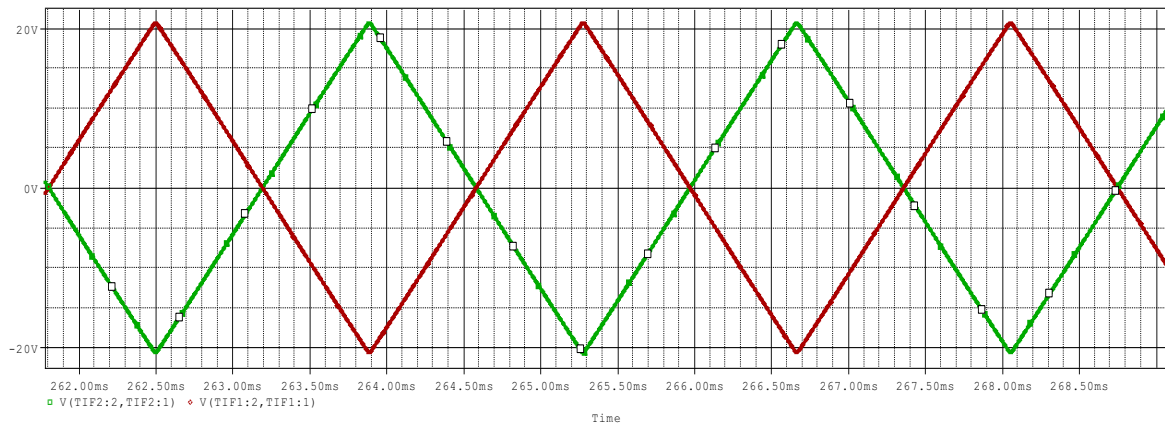
Fonte: Dados do próprio autor.

Este conversor pode ser considerado uma alternativa à configuração descrita anteriormente, quando se refere à dificuldade na confecção dos enrolamentos.

Após verificar a operação do conversor, faz-se necessário voltar a atenção para o comportamento do Transformador de Interfase e algumas de suas influências no circuito.

As tensões ilustradas na Figura 47 têm valores de pico iguais a 20V. Ao absorver essa diferença de potencial, garante-se que ambas as pontes operem simultaneamente, e que dividam igualmente entre si, os esforços de correntes solicitados pela carga.

Figura 47 - Tensões nos transformadores de interfase



Fonte: Dados do próprio autor.

4.4.2 Conversor sem Transformador de Interfase

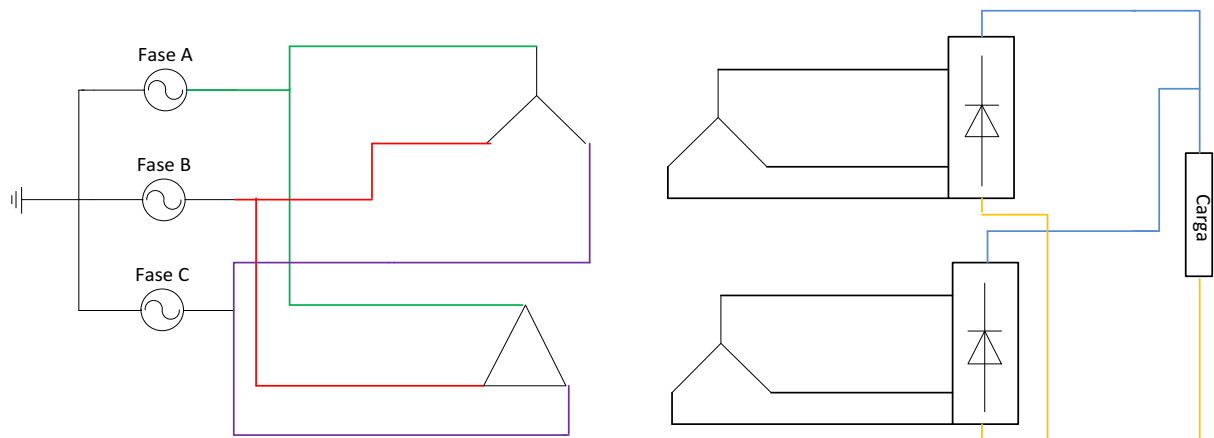
Tendo-se analisado a estrutura que faz uso do transformador de interfase, uma pergunta pertinente é: *o que aconteceria se não houvesse o transformador de interfase neste circuito?* Propôs-se analisar um circuito análogo ao ilustrado na Figura 89, porém ao invés de utilizar IPT, foram utilizados resistores de $1\text{m}\Omega$ para facilitar a simulação.

Com a remoção do transformador de interfase do circuito, há significativa redução de peso e volume da estrutura, porém há também a retirada do elemento responsável pela absorção da diferença de potencial do circuito.

Para estabelecer um projeto consistente nestas condições de operação, verificou-se como se comportarão as correntes no circuito como um todo, procurando indícios de curto-circuito ou mesmo de elevadas correntes de fuga neste conversor. O circuito utilizado para esta análise está ilustrado na Figura 48.

A análise que será feita para este caso baseia-se na verificação de possíveis alterações nas etapas de funcionamento desse conversor, e como se portou a forma de onda da corrente nos elementos.

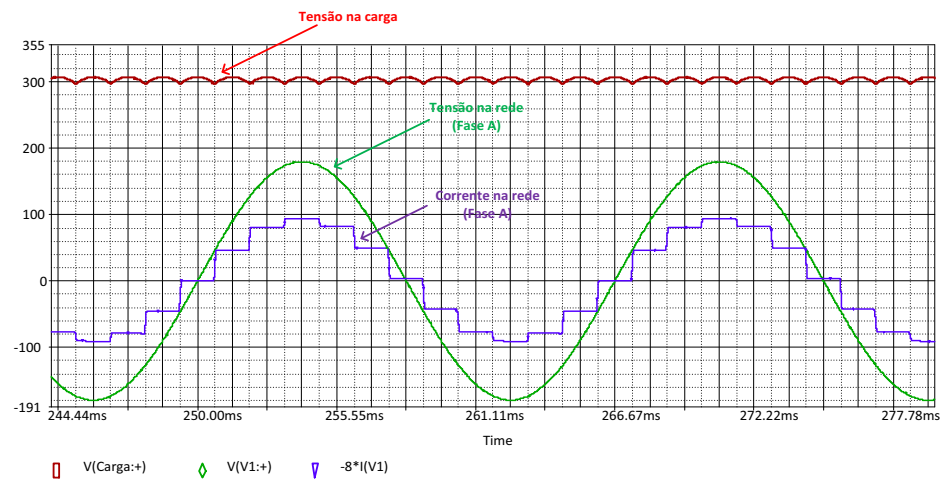
Figura 48 - Circuito sem IPT



Fonte: Dados do próprio autor.

O circuito utilizado em Pspice está ilustrado na Figura 90 (Apêndice B).

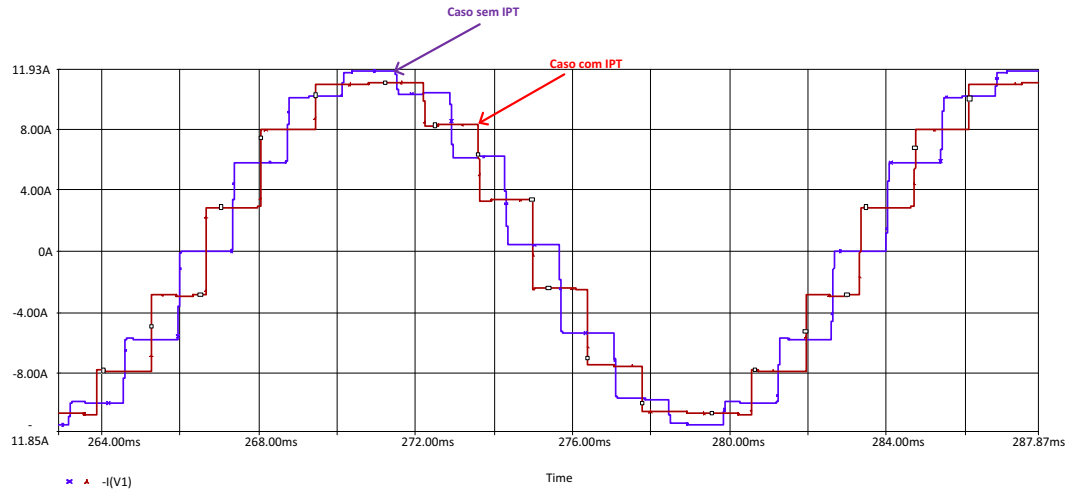
Figura 49 - Principais formas de onda.



Fonte: Dados do próprio autor.

É possível observar que houve uma mudança evidente nos valores instantâneos e eficaz da corrente na rede, a comparação entre o circuito da Figura 30 e o da Figura 48 está ilustrada na Figura 50.

Figura 50 - Comparação da corrente na rede (Fase A)



Fonte: Dados do próprio autor.

Analisando a Figura 50, verifica-se uma pequena distinção entre as formas de onda da corrente na rede. Uma vez que a tensão, nos enrolamentos primários, é imposta pelo sistema, esta se manteve inalterada. A alteração da forma de onda da corrente resulta em uma ligeira elevação do valor da potência ativa fornecida pela rede. A Tabela 3 apresenta um resumo dessa comparação:

Tabela 3 - Comparação das grandezas na rede.

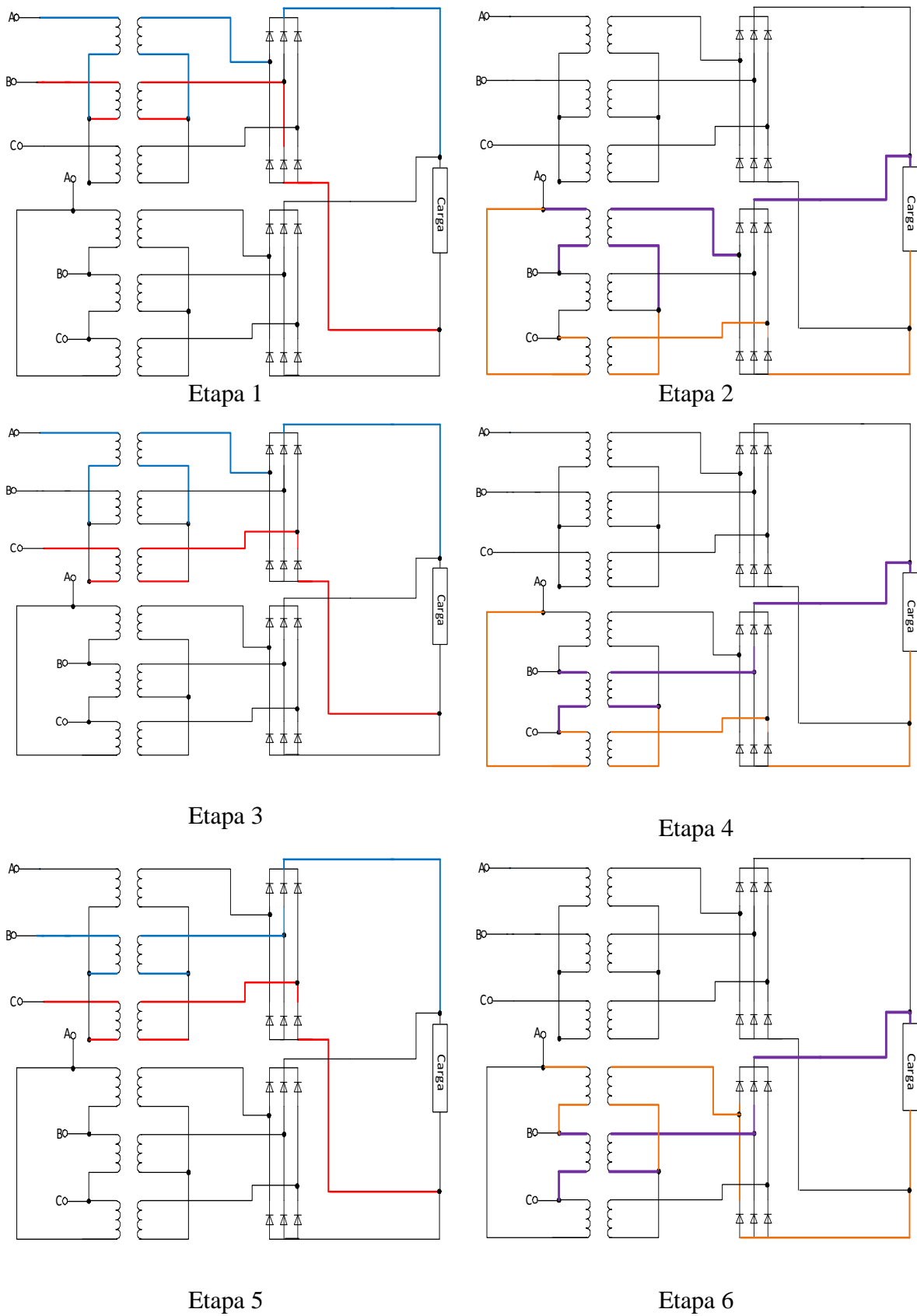
Caso	Comparações.		
	Corrente eficaz na Fase A da rede.	Potência fornecida pela Fase A (valor eficaz).	DHT
Com IPT	7,87A	1,223kW	13,8579%
Sem IPT	8,13A	1,267kW	13,7282%

Fonte: Dados do próprio autor.

Analisando os dados da Tabela 3, se pode perceber uma ligeira alteração entre os parâmetros comparados, contudo essa alteração pode ser considerada pequena se comparada a uma falta ou anomalia no sistema. Outros quesitos chamam atenção nesta primeira análise como, a potência fornecida pela rede sofrendo um ligeiro incremento, ao passo que a distorção harmônica sofre um ligeiro decremento em seu valor, para o caso sem IPT.

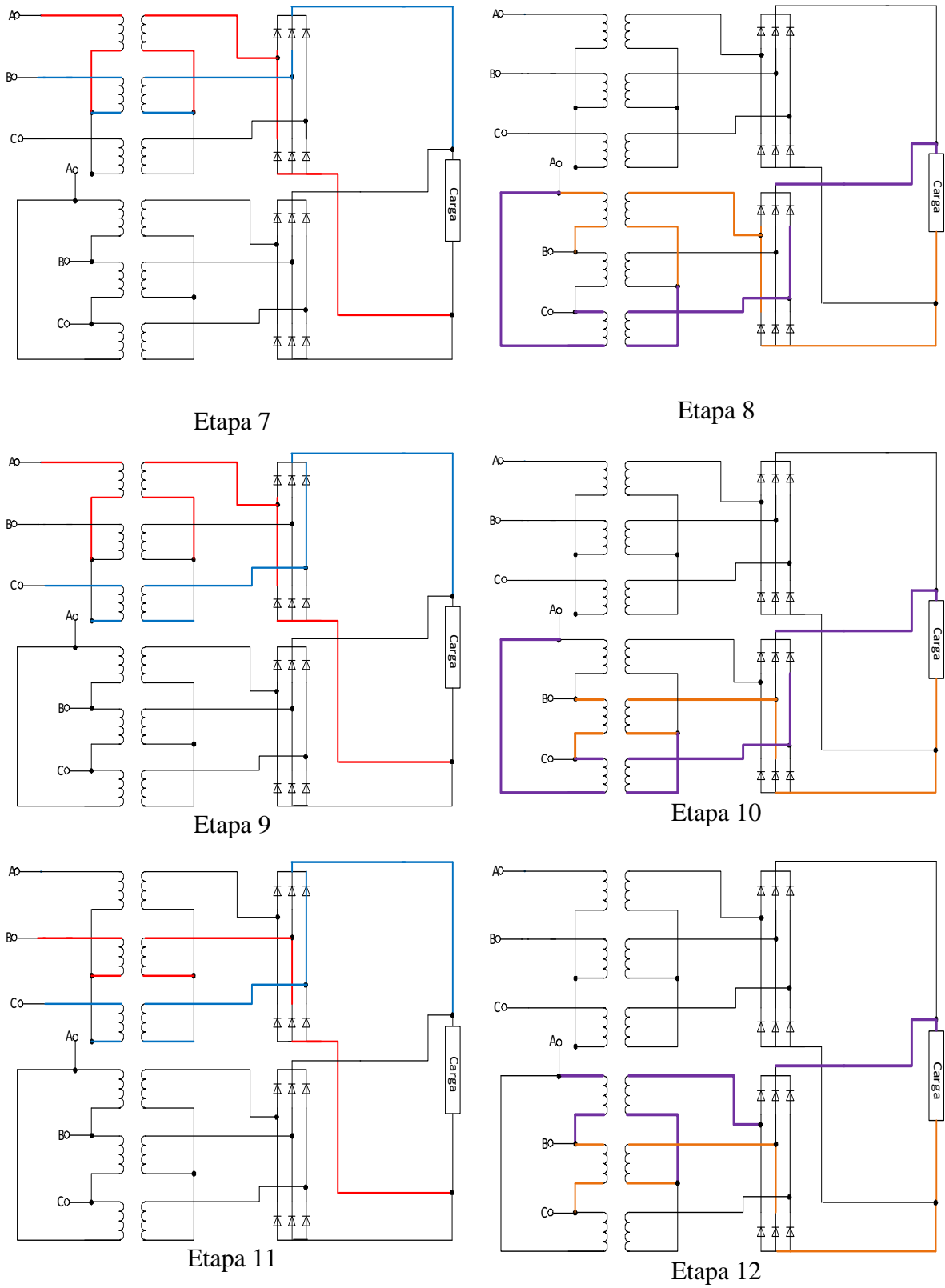
Ao se verificar diferenças entre os parâmetros na rede para os dois casos, deseja-se analisar se a retirada do IPT acarreta em mudanças nas etapas de operação desse conversor. Para isso, com a ajuda do software *Pspice*, fez-se o levantamento das mesmas nas Figura 51 e Figura 52.

Figura 51 – Etapas de operação (sem IPT)



Fonte: Dados do próprio autor

Figura 52 – Etapas de operação (sem IPT).



Fonte: Dados do próprio autor

Como é possível verificar, existe uma substancial diferença entre as etapas de operação para os casos **com** e **sem IPT**. Diferente do que ocorreu anteriormente, para o último caso, existe uma alternância entre as pontes retificadoras, sendo cada uma responsável por suprir integralmente a carga durante uma determinada etapa de operação.

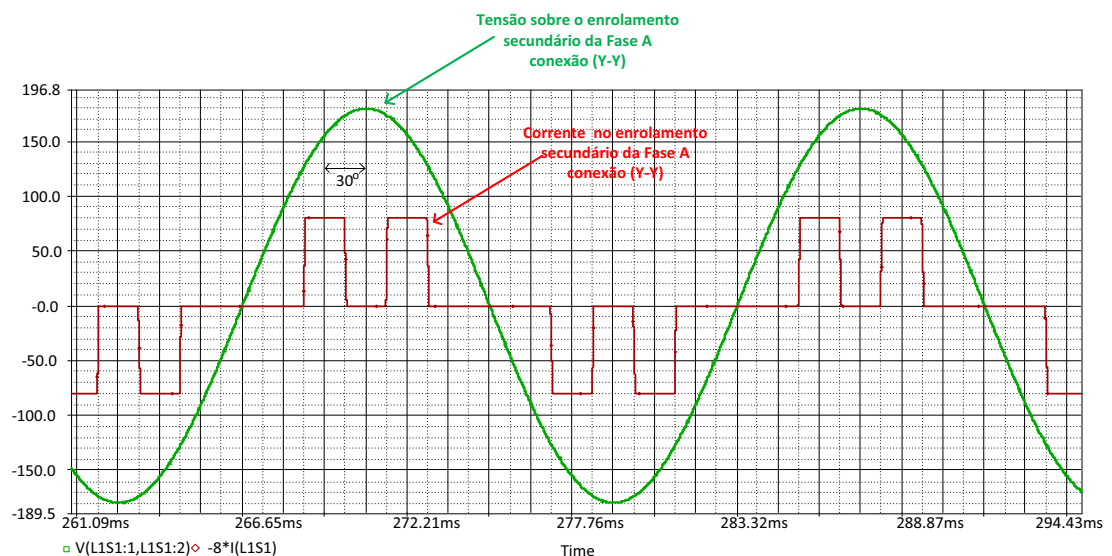
A mudança do comportamento das etapas de operação impacta diretamente no valor eficaz da corrente nos enrolamentos e, conseqüentemente, no condutor a ser utilizado para o mesmo.

Primeiramente, analisa-se a corrente eficaz no enrolamento (conexão Y-Y) para o caso com IPT:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(\frac{I_o}{2}\right)^2 dt + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \left(\frac{-I_o}{2}\right)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{6}} \quad (63)$$

Para elaborar análise semelhante à realizada acima, verifica-se as principais formas de onda sobre o enrolamento secundário da conexão Y-Y para o caso onde não há transformador de interfase:

Figura 53 - Forma de onda da corrente no enrolamento secundário da Fase A (sem IPT)



Fonte: Dados do próprio autor.

Conhecida as formas de onda apresentadas na Figura 53, tem-se a corrente eficaz no enrolamento para este caso:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{12}} (I_o)^2 dt + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{7\pi}{12}}^{\frac{9\pi}{12}} (I_o)^2 dt + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{4}}^{\frac{17\pi}{12}} (-I_o)^2 dt + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{19\pi}{12}}^{\frac{21\pi}{12}} (-I_o)^2 dt} = \frac{I_o}{\sqrt{3}} \quad (64)$$

É possível concluir que, ao retirar o transformador de interfase do conversor, embora a operação nesta condição continue possível, a corrente eficaz no enrolamento tem seu valor elevado em $\sqrt{2}$, o que acarreta a necessidade de um condutor de maior seção .

Analogamente ao que ocorre com a corrente nos enrolamentos do transformador, o valor da corrente eficaz nos diodos também é aumentado em $\sqrt{2}$. Esta elevação será responsável pelo aumento das perdas no semicondutor e maior aquecimento do mesmo para esta condição.

O equacionamento descrito acima foi desenvolvido para a conexão Y-Y do transformador, todavia o mesmo também descreve o comportamento apresentado pela conexão Δ -Y. Ilustra-se na Tabela 4 a comparação entre os valores de corrente nos enrolamentos:

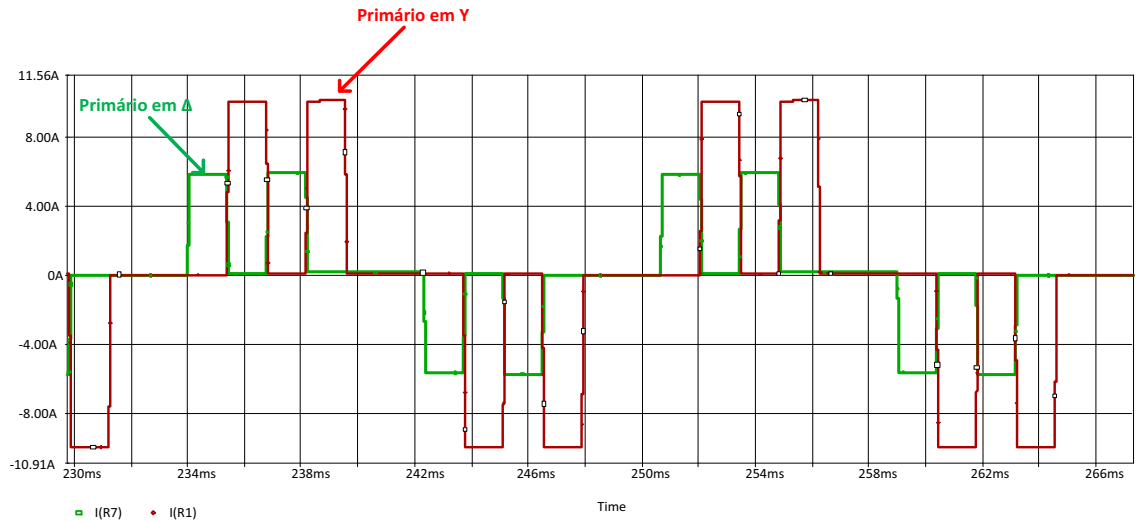
Tabela 4 - Comparação (corrente nos enrolamentos)

Enrolamento	Valores [A]			
	Com IPT (Valor max)	Com IPT (valor rms)	Sem IPT (Valor max)	Sem IPT (Valor rms)
Primário _Y	5	4	10	5,7
Primário _{Delta}	3	2,35	5,81	3,3
Secundário _{Y1}	5	4	10	5,7
Secundário _{Y2}	5	4	10	5,7

Fonte: Dados do próprio autor.

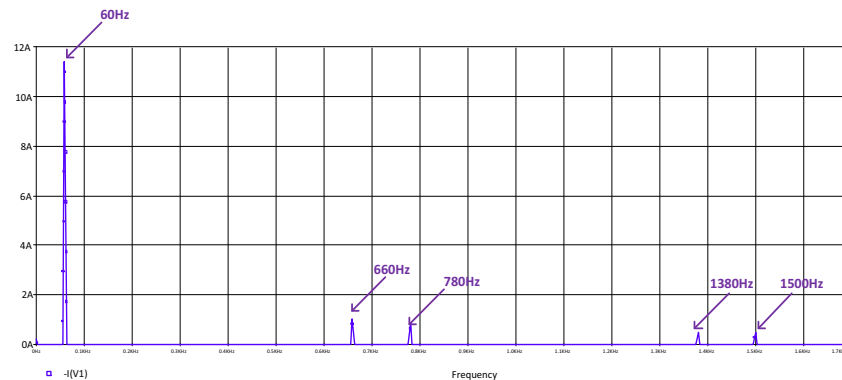
Deseja-se então verificar o comportamento da corrente na rede e, para isso, foram averiguadas as características da corrente na Fase A e em cada um dos enrolamentos primários (Y e Δ). O comportamento da corrente nesses enrolamentos está descrito na Figura 54 e o espectro harmônico da corrente na rede está ilustrado na Figura 55.

Figura 54 - Corrente na Fase A dos primários



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 55 - Espectro harmônico (corrente na Fase A)

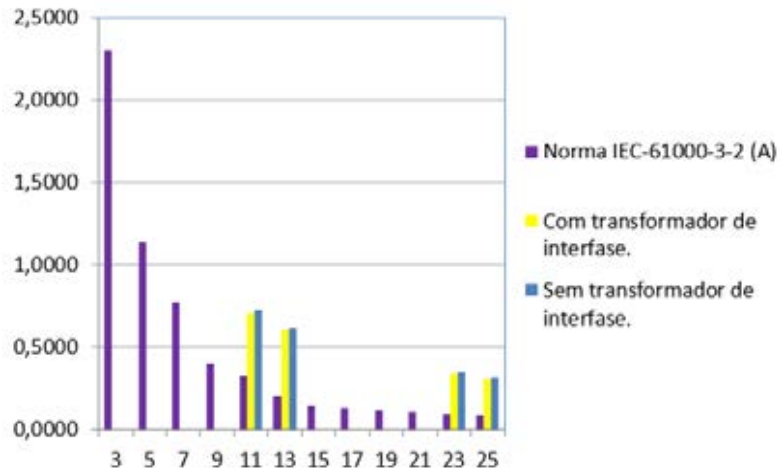


Fonte: Dados do próprio autor.

A primeira observação a ser feita através da Tabela 4 e Figura 54 é a significativa mudança do valor eficaz da corrente nos enrolamentos, que aumentou em $\sqrt{2}$, embora não tenha sido esta elevação tão drástica quanto à sofrida pelos valores máximos.

A DHT_1 encontrada se manteve praticamente inalterada, tendo seu valor de 13,72%. Desta forma, comparam-se as componentes harmônicas obtidas para este caso com as obtidas no caso anterior:

Figura 56 - Comparação da magnitude das componentes harmônicas



Fonte: Dados do próprio autor.

Tendo efetuada esta análise, pode-se concluir que o conversor ilustrado na Figura 48 é uma alternativa ao circuito ilustrado na Figura 89, principalmente em casos onde se opera com potências relativamente reduzidas e necessita-se reduzir o peso e volume da estrutura final.

Verificado o comportamento do conversor em simulação, no capítulo seguinte será realizada uma análise prática do conversor 12 pulsos (sem IPT) que faz o uso da culatra intermediária.

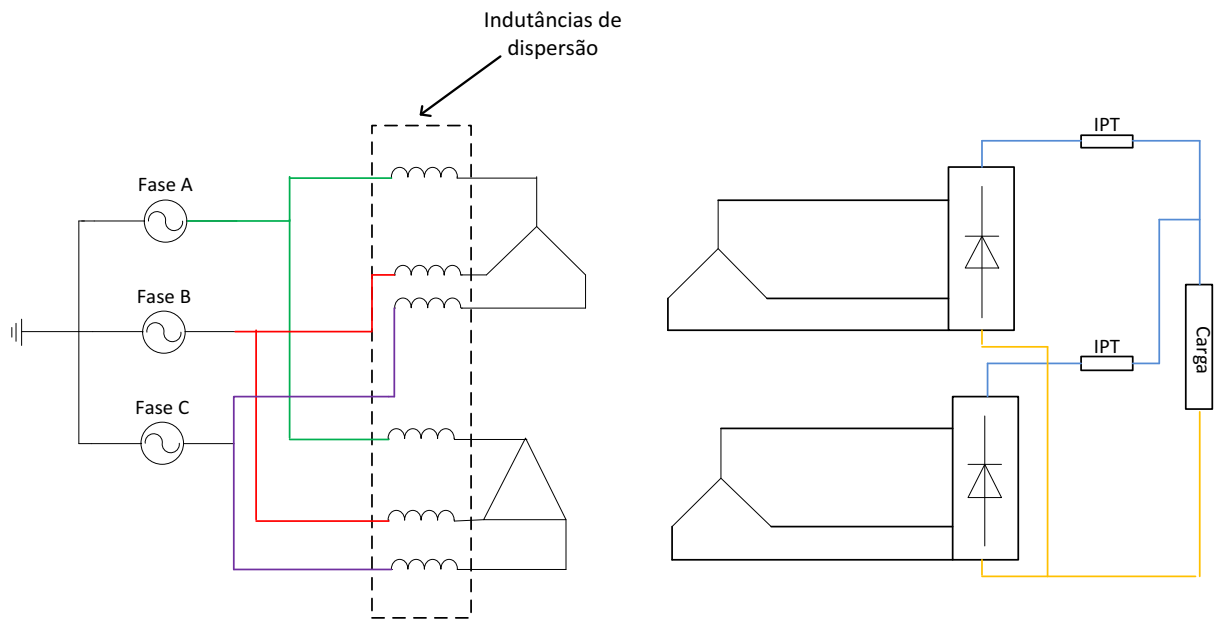
4.5 IMPACTOS PROVOCADOS PELA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

Embora sejam tomadas uma série de medidas para que o conversor esteja tão próximo quanto possível do conversor apresentado na literatura, as não idealidades estão presentes na estrutura real. Dentre elas estão a resistência dos condutores que compõe a estrutura, indutância de dispersão e perdas no núcleo.

Em um transformador ideal, onde o coeficiente de acoplamento é unitário, todo o fluxo gerado no enrolamento primário é concatenado pelo(s) enrolamento(s) a ele magneticamente acoplado(s). No modelo do transformador essa indutância pode ser representada por uma indutância em série com o transformador.

Com intuito de analisar os impactos da indutância de dispersão no circuito, programou-se em *software Pspice* o seguinte circuito ilustrado pela Figura 57:

Figura 57 – Circuito com indutâncias de dispersão.

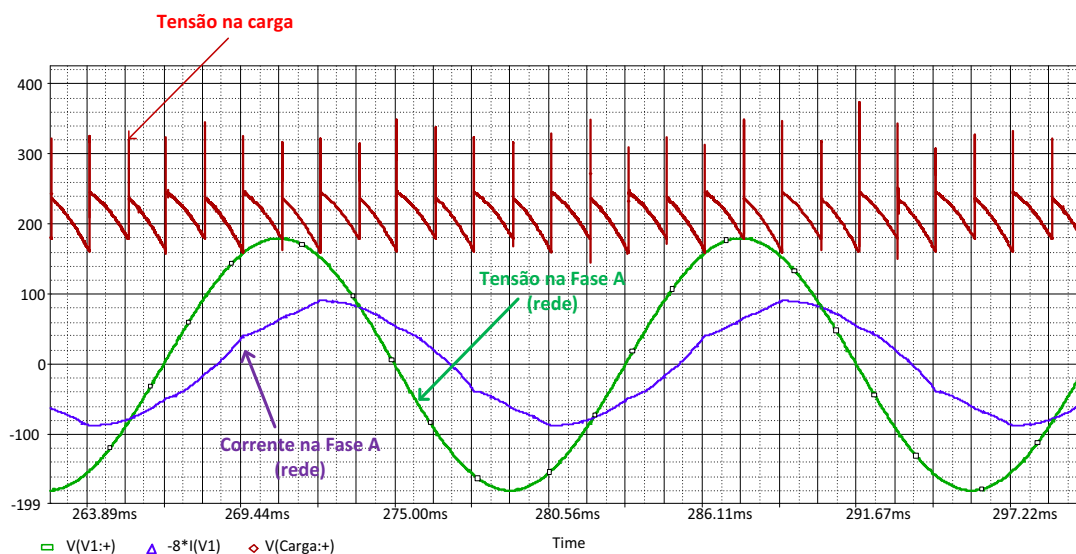


Fonte: Dados do próprio autor

Para esta análise considerou-se que apenas 91% do fluxo gerado pelo enrolamento primário é concatenado pelo secundário, sendo os 9% restantes, correspondentes a indutância de dispersão desse circuito.

A fim de tornar mais factível a comparação entre este caso e os anteriores, os valores totais de indutância presentes nos enrolamentos primário e secundário não foram alterados. Na Figura 58 verificam-se as principais formas de onda do conversor:

Figura 58 – Tensões na carga e tensão e corrente na fase A da rede.



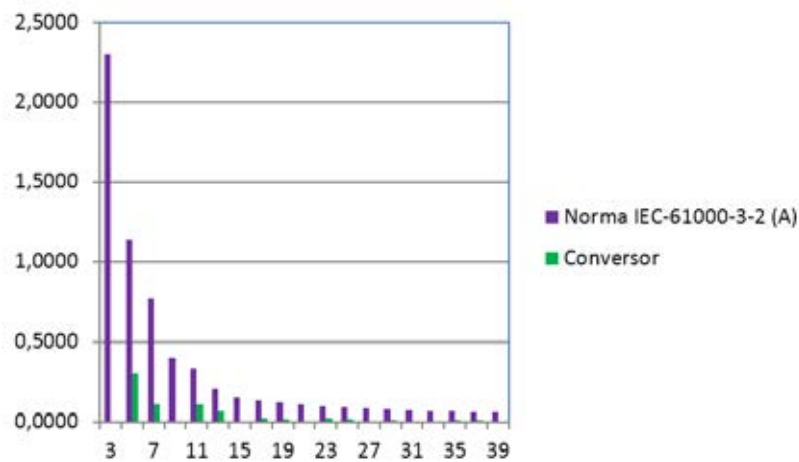
Fonte: Dados do próprio autor

No que diz respeito a forma de onda da tensão sobre a carga, observa-se que passam a ocorrer sobretensões, todavia, a característica de 12 pulsos se manteve.

A forma de onda da corrente, na Fase A da rede, alterou-se significativamente se comparada aos casos anteriores, sendo muito mais próxima de uma senóide, porém verifica-se uma defasagem angular entre as formas de onda da tensão e corrente, defasamento que não ocorria para os casos anteriores.

Com a alteração na forma de onda da corrente espera-se que o conteúdo harmônico seja reduzido em relação aos casos anteriores, faz-se então na Figura 59 a comparação com a norma IEC-61000-3-2.

Figura 59 – Comparação do espectro harmônico (de corrente) com a norma



Fonte: Dados do próprio autor

A partir da Figura 59, pode-se averiguar que a indutância de dispersão tem comportamento análogo ao de um filtro, acarretando na redução dos valores eficazes das componentes harmônicas. A DHT_1 para este caso foi de 4,6%.

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram analisadas algumas configurações Y- Δ para o conversor de 12 pulsos, destacando-se a possibilidade de se trabalhar com um ou dois enrolamentos primários por fase.

Outra dentre as análises relevantes elaboradas neste capítulo, foi o impacto provocado pela exclusão do transformador de interfase no conversor. Observou-se que, embora seja possível a operação sem o mesmo, esta condição acarreta em maiores valores eficazes de corrente nos enrolamentos e semicondutores, sendo necessário ter em conta que a potência

extraída do conversor para este caso torna-se reduzida. O valor médio da corrente nos diodos para os casos com e sem IPT, permaneceu inalterado.

A análise referente a presença da indutância de dispersão fornece subsídios para analisar o comportamento de um conversor real, embora a indutância de dispersão seja devida a aspectos construtivos do transformador sendo difícil precisar seu exato valor, verifica-se qualitativamente os impactos provenientes de sua presença no espectro harmônico.

Deste modo, propõe-se no seguinte capítulo a construção e análise do conversor 12 pulsos que irá operar sem o IPT, empregando ainda transformador com culatra intermediária.

5 TRANSFORMADOR COM CULATRA INTERMEDIÁRIA

5.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A partir da análise elaborada no capítulo anterior, verificou-se por simulação a operação do conversor 12 pulsos para os casos onde ocorre a utilização do transformador de interfase e casos onde a mesma não é utilizada.

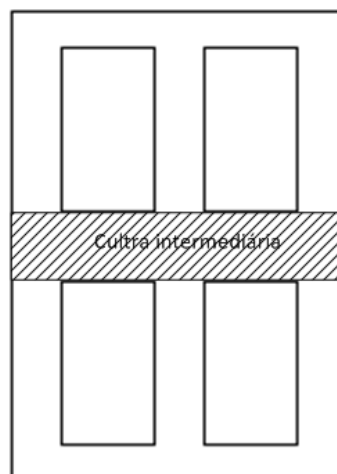
Verificou-se também em laboratório, a existência de uma gama de maneiras possíveis para se construir o transformador a ser utilizado nesse conversor, dentre elas, o transformador que utiliza a culatra intermediária.

O arranjo com culatra intermediária tem como vantagem o uso de dois enrolamentos primários por fase, o que conforme discutido anteriormente, facilita a obtenção da relação de transformação desejada, bem como torna mais fácil a construção dos enrolamentos. Todavia, esse arranjo acarreta em substancial mudança no que diz respeito ao núcleo utilizado, uma vez que existe uma interação entre os fluxos.

O núcleo que emprega a culatra intermediária está ilustrado na Figura 60, resultando em estrutura semelhante à sobreposição de dois transformadores trifásicos. Ao se analisar esta estrutura verifica-se a possibilidade da interação de fluxos, na culatra intermediária, diferentemente do que aconteceria ao se empregar dois transformadores trifásicos distintos.

Deseja-se portanto analisar os impactos dessa interação no dimensionamento do núcleo.

Figura 60 – Núcleo trifásico com culatra intermediária

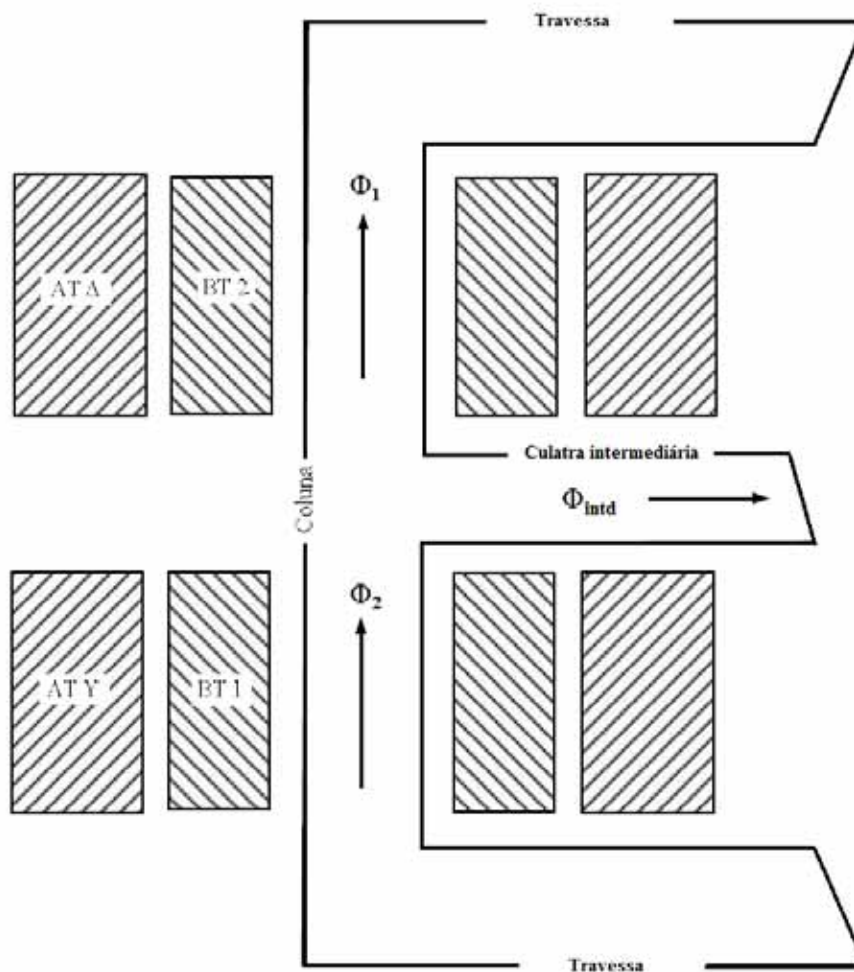


Fonte: Dados do próprio autor.

5.2 MODELAÇÃO DO FLUXO NA CULATRA INTERMEDIÁRIA

Para o dimensionamento adequado do transformador, deve-se ter em conta a potência que o mesmo irá suprir. Uma vez conhecida essa característica de projeto, deseja-se saber como se comportam os fluxos no núcleo, a magnitude desses fluxos terá influência direta na área das travessas e colunas desse transformador.

Figura 61 - Divisão de fluxos



Fonte: Dados do próprio autor.

Conforme ilustrado na Figura 61, observa-se que o fluxo na culatra intermediária é distinto do que seria se esse transformador fosse substituído por dois transformadores trifásicos, já que há uma interação de fluxos nesse local.

De acordo com a Lei de Faraday, sabe-se que a tensão induzida em um condutor é diretamente proporcional à variação de fluxo no mesmo:

$$e = \frac{d\varphi}{dt} \quad (65)$$

Sendo e a força magneto motriz expressa em volts, e φ é o acoplamento de fluxos. Em um enrolamento com N voltas, cada uma delas concatena linhas de campo, portanto:

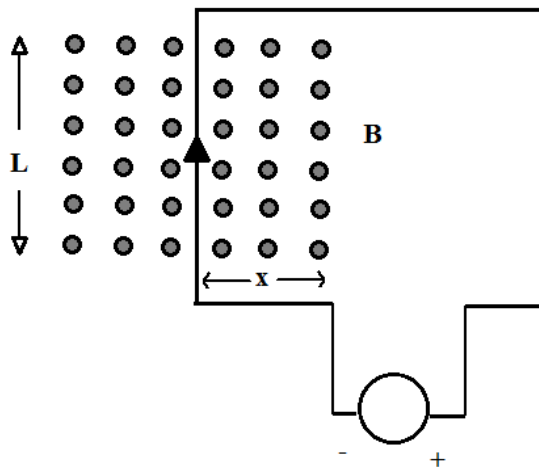
$$e = N \frac{d\Phi}{dt} \quad (66)$$

Como se é conhecido, essa variação de fluxo pode ser obtida de diversas maneiras:

- O enrolamento pode ser mantido em repouso, porém o fluxo variar no tempo.
- O fluxo pode ser mantido constante e o enrolamento se movimentar.
- Ambos os casos anteriores podem ocorrer simultaneamente.

Avaliam-se então esses casos:

Figura 62 – Campo em um circuito magnético.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para o caso da Figura 62, tem-se uma densidade de fluxo de B Tesla, e as linhas de fluxo estão perpendiculares ao plano da ilustração. O Fluxo concatenado Φ é dado por:

$$\Phi = L \cdot B \cdot X \quad (67)$$

Quando o valor de B varia no tempo, uma tensão é induzida no enrolamento. Assume-se que o valor de B varia senoidalmente, e pode ser expresso por:

$$B = B_m \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (68)$$

onde B_m é o valor de pico da densidade de fluxo e ω é taxa de variação angular com o tempo. Pode-se então escrever o valor instantâneo do fluxo concatenado por:

$$\varphi = N \cdot \Phi = N \cdot L \cdot X \cdot B_m \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (69)$$

Portanto o valor instantâneo da força eletromotriz induzida é dado por:

$$e = \frac{d\varphi}{dt} = N \cdot \Phi_m \omega \cdot \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (70)$$

Através da Equação 70 observa-se que a força eletromotriz está defasada de 90° do fluxo, o que implica que para um sistema de tensões defasadas entre si de α° , se obterão fluxos defasados entre si dos mesmos α° .

Tendo em conta essa defasagem angular, elaborou-se o circuito equivalente do núcleo conforme ilustrado na Figura 63, com o intuito de determinar qual a razão do fluxo que atravessa a culatra intermediária se comparada aos fluxos nas travessas convencionais. Sabe-se que a relutância do núcleo é diretamente proporcional ao comprimento e inversamente proporcional a área da sessão.

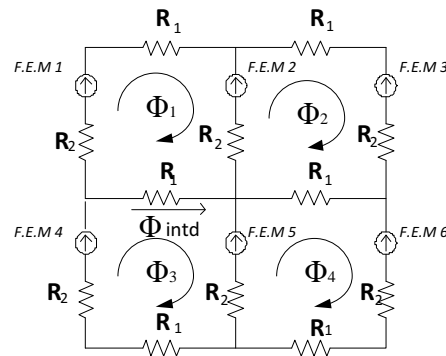
Como para o núcleo em questão não é alterada a área da sessão, a relação entre as relutâncias do núcleo será dada por um valor diretamente relacionado com o comprimento de cada parte. Considerou-se para a seguinte análise que o núcleo possa ter diferentes comprimentos de colunas e travessas e que:

$$\text{Relutancia da Travessa} = 2 * R_1 \quad (71)$$

$$\text{Relutancia da Coluna} = 2 * R_2 \quad (72)$$

Para esta análise foram desconsiderados os fluxos de dispersão e o entreferro, então têm-se:

Figura 63 – Circuito magnético simplificado para análise de fluxo do núcleo



Fonte: Dados do próprio autor.

Neste circuito magnético os fluxos Φ_i ($i = 1, 2, 3$ e 4) representam os fluxos magnéticos que circulam pelas malhas, portanto deseja-se determinar o fluxo na culatra intermediária do núcleo tem-se:

$$\Phi_1 = \Phi_m \angle 0^\circ \quad (73)$$

$$\Phi_2 = -\Phi_m \angle 240^\circ \quad (74)$$

$$\Phi_3 = \Phi_m \angle 30^\circ \quad (75)$$

$$\Phi_4 = -\Phi_m \angle 270^\circ \quad (76)$$

Portanto tem-se que:

$$\Phi_{intd} = \Phi_3 - \Phi_1 \quad (77)$$

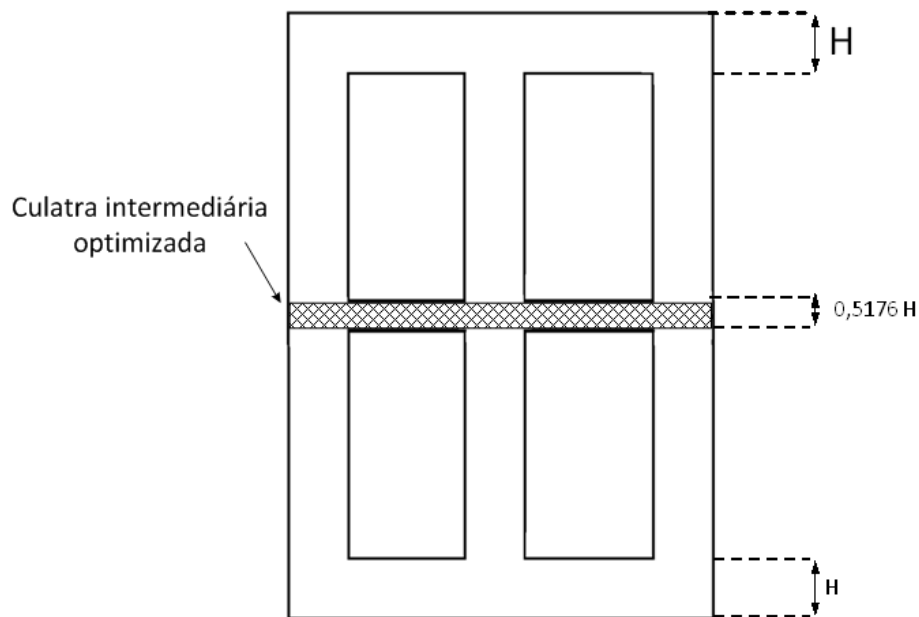
$$\Phi_{intd} = 0,5176\Phi_m \angle 105^\circ \quad (78)$$

Através do resultado apresentado pela Equação 78 pode-se inferir que o fluxo na culatra intermediária, para este caso, é reduzido em aproximadamente 48%.

Portanto, ao analisar a Figura 60, onde o transformador inicial seria implementado colocando dois transformadores trifásicos, um acima do outro, a culatra intermediária teria espessura duas vezes maior do que a das travessas, estando superdimensionada para o fluxo nesta condição de operação.

Na Figura 64 esta apresentado o núcleo com a culatra intermediária otimizada.

Figura 64 - Dimensão otimizada da culatra intermediária



Fonte: Dados do próprio autor

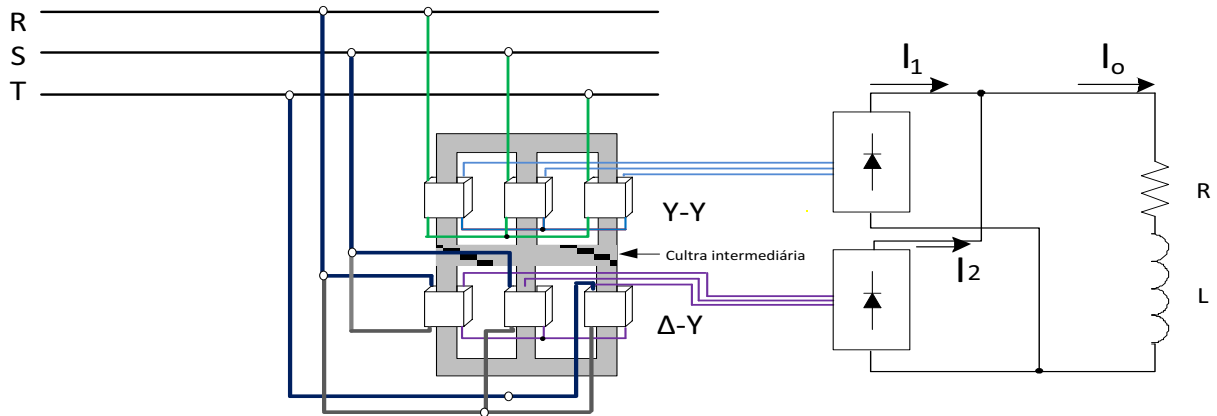
Tomando-se em conta que ao utilizar dois transformadores individuais, têm-se uma área equivalente a $2.H$, e que se emprega a culatra intermediária tem-se $0,5176H$ então:

$$Economia_{intd} = 1 - \left(\frac{0,5176}{2} \right) = 1 - (0,2588) = 74,12\% \quad (79)$$

Da Equação 79, conclui-se que ao utilizar o transformador proposto, ao invés de dois transformadores trifásicos distintos, a economia referente as travessas que compõem a culatra intermediária pode ser até de 74,12%. Levando em conta que o gasto em material ferromagnético é um dos mais significativos na composição do transformador, observa-se uma significativa economia ao se empregar essa topologia.

Após especificar os principais dados de projeto do transformador, representa-se na Figura 65 o circuito que se deseja implementar:

Figura 65 - Esquemático



Fonte: Dados do próprio autor

5.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para esta análise experimental, propõe-se a construção de um transformador que faz uso da culatra intermediária para compor o conversor de 12 pulsos, com intuito de comparar as características do seu espectro harmônico com a norma [International Electrotechnical Commission, 1998] e com os valores obtidos na simulação.

Conforme descrito no capítulo anterior, o transformador foi idealizado para suprir uma carga nominal de até 3kVA em 300V. Tendo especificado as dimensões mínimas para o núcleo do transformador, utilizaram-se dentre as chapas disponíveis em laboratório as que atendessem estas especificações.

Este transformador tem suas principais características elétricas representadas na Tabela 5.

Tabela 5 - Características do transformador

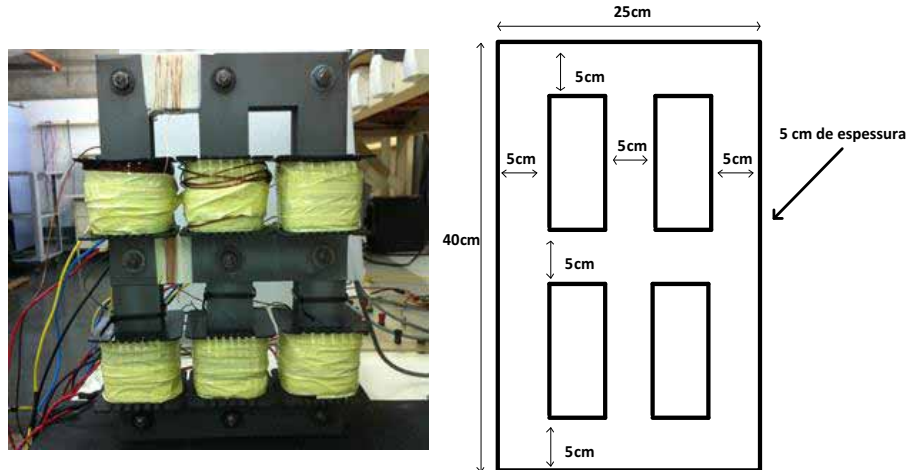
Enrolamento	Características nominais de projeto		
	AWG	Tensão	Corrente máxima (condutor)
Primário _Y	15	127	4,95A
Primário _{Delta}	17	220	3,12A
Secundário _{Y1}	15	127	4,95A
Secundário _{Y2}	15	127	4,95A

Fonte: Dados do próprio autor

Conforme discutido anteriormente, a corrente eficaz nos componentes desse conversor varia com a condição de operação (com ou sem IPT). Portanto cabe ao projetista respeitar os limites de corrente para a condição de operação utilizada.

A Figura 66 apresenta o transformador com culatra intermediária construído em laboratório.

Figura 66 - Transformador com culatra intermediária e suas dimensões



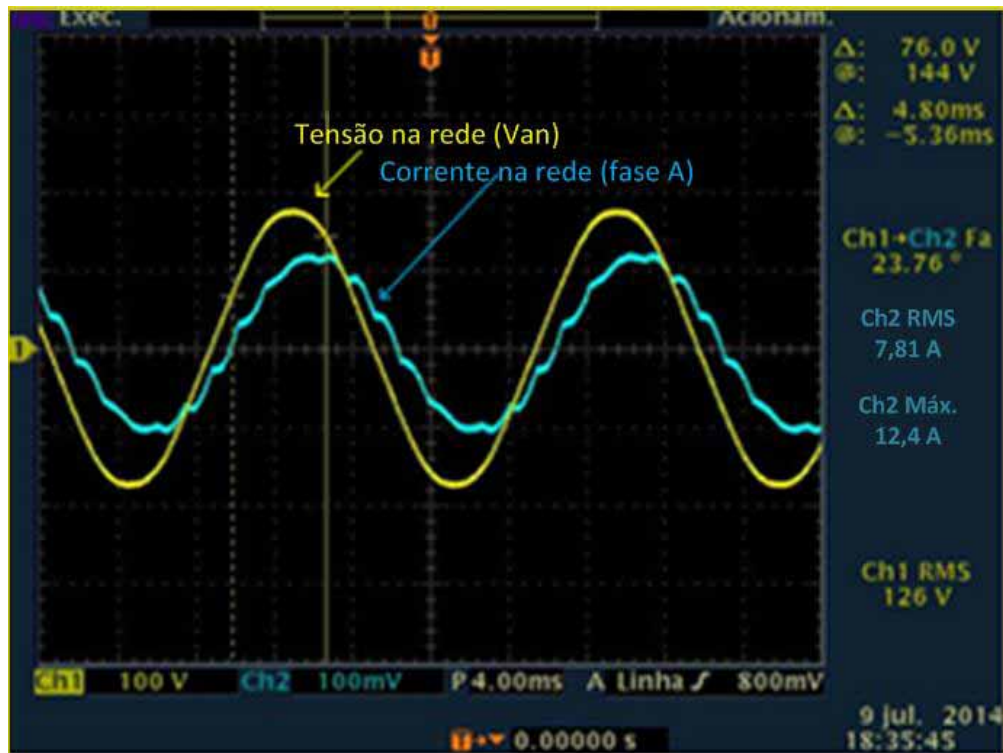
Fonte: Dados do próprio autor

Os parâmetros escolhidos para este ensaio foram determinados para que na prática experimental fossem reproduzidas condições de operação análogas às observadas na simulação da Figura 48, salvo que, para esta prática, o núcleo utilizado foi o que emprega a culatra intermediária. Os secundários do transformador foram conectados a duas pontes de diodos, ambas associadas em paralelo à carga.

Para este ensaio a carga é constituída de uma resistência de 40Ω em série com uma indutância de 48mH. Uma vez que os resultados obtidos foram semelhantes para as três fases da rede, serão discutidos nesse trabalho os resultados obtidos apenas para a Fase A.

Primeiramente, verifica-se a forma de onda da corrente e tensão na rede, ilustradas na Figura 67.

Figura 67 - Tensão e corrente na rede (Fase A)



Fonte: Dados do próprio autor

Pode-se observar que a tensão de alimentação, de fase, do transformador está de acordo com o previsto, registrando 126 V eficazes.

Para averiguar a forma de onda da corrente, foram utilizados em conjunto um osciloscópio e uma ponteira de corrente que fornece como sinal para o osciloscópio com fator de escala de 10mV/A.

Outro detalhe que pode ser averiguado a partir da Figura 67 é o defasamento angular entre a tensão e corrente, que foi de $23,76^\circ$. Como se trata de um transformador real, o coeficiente de acoplamento não é unitário, o que implica na existência de uma indutância de dispersão no modelo desse transformador, indutância essa responsável pelo deslocamento angular da forma de onda da corrente em relação à forma de onda da tensão.

Pode-se observar também uma diferença na forma de onda da corrente em relação à forma de onda observada na Figura 49. Para o caso experimental, observou-se que a corrente tem uma forma de onda mais próxima da senoidal que a obtida em simulação. A mesma indutância de dispersão responsável pelo deslocamento angular tem comportamento semelhante a um filtro, sendo responsável pelo alisamento da forma de onda da corrente. Portanto, espera-se para este caso que o conteúdo harmônico seja menor do que o apresentado em simulação.

Com o auxílio do analisador de harmônicas Fluke 41B obtém-se então a características das componentes harmônicas ilustradas na Figura 68:

Figura 68 – Componentes harmônicas na fase A da rede.

Componente	Características <i>rms</i> (A)
Fundamental	7,17
11 ^a	0,31
13 ^a	0,20
23 ^a	0,04
25 ^a	0,04



(a) Componentes harmônicas

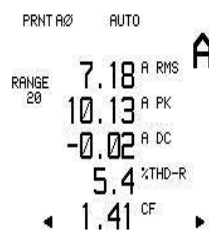
(b) Gráfico de barras

Fonte: Dados do próprio autor

Tendo analisado as harmônicas significativas presentes para este caso, e verificado também sua proporção deseja-se averiguar qual foi a DHT obtida para este caso.

O resumo das características da corrente na rede (fase A) obtido com o auxílio do Fluke 41B está ilustrado na Figura 69.

Figura 69 - Principais características da corrente na rede



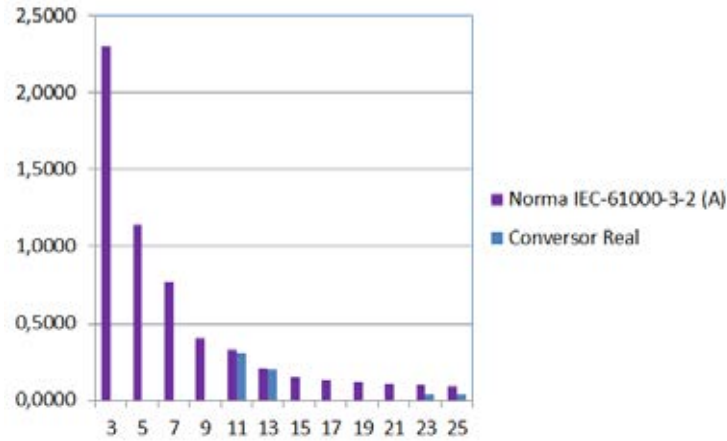
Fonte: Dados do próprio autor

Analisando a forma de onda da corrente, pode-se averiguar que a DHTi encontrada foi de 5,4%, estando significativamente abaixo da obtida por simulação.

Conhecida a característica do espectro harmônico da corrente (Fase A) faz-se a comparação entre o transformador que utiliza a culatra intermediária e a norma [International

Electrotechnical Commission, 1998], conforme ilustrado na Figura 70.

Figura 70 - Comparação das componentes de corrente com a norma [1]

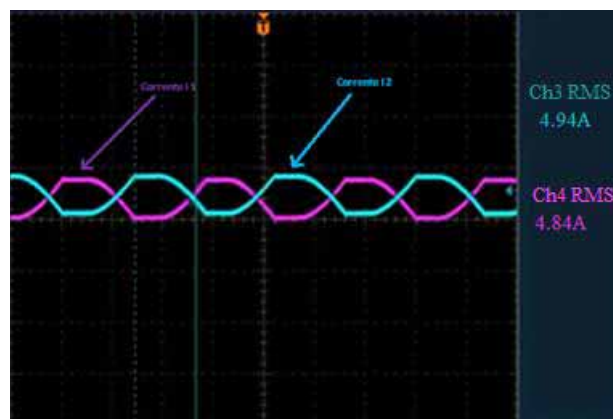


Fonte: Dados do próprio autor

Verifica-se pela Figura 70 que as correntes harmônicas do transformador real são inferiores às estabelecidas pela norma [International Electrotechnical Commission, 1998], atendendo a mesma neste quesito.

Devido à ausência do Transformador de Interfase, existe uma diferença entre os valores instantâneos de tensão das duas pontes retificadoras. Quando uma está com valor superior, leva a outra ao bloqueio e, portanto, supre a carga integralmente durante essa parcela de tempo, conforme ilustrado na Figura 71:

Figura 71 - Corrente nas saídas das pontes retificadoras

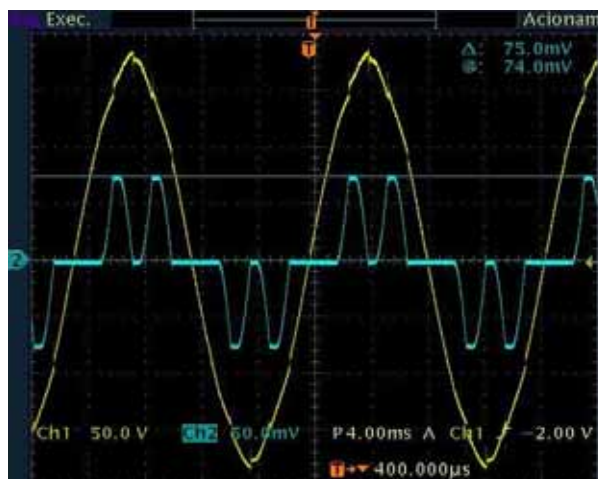


Fonte: Dados do próprio autor

Outro quesito importante comprovado na prática foi a alteração da forma de onda da corrente nos enrolamentos. Pode-se comprovar através da comparação entre o resultado

encontrado na Figura 53, com o obtido experimentalmente ilustrado na Figura 72.

Figura 72 - Tensão e corrente no enrolamento da fase A (Y-Y)



Fonte: Dados do próprio autor

Verifica-se que, como não há a condução simultânea de ambas as pontes retificadoras, a amplitude da forma de onda da corrente representa exatamente a corrente na carga naquele instante. Outra alteração perceptível foi que, ao invés de ocorrer um único pulso (de menor magnitude, porém de maior duração) por período da rede, para este caso ocorreram dois pulsos (de maior magnitude e menor duração).

Outro quesito que se deseja verificar com essa análise experimental, é magnitude do fluxo na culatra intermediária se comparado ao fluxo nos enrolamentos. Para esta análise propõe-se colocar dois enrolamentos (com o mesmo número de espiras) um em uma das travessas e outro na culatra intermediária conforme ilustrado na Figura 66.

Figura 73 - Detalhe do enrolamento

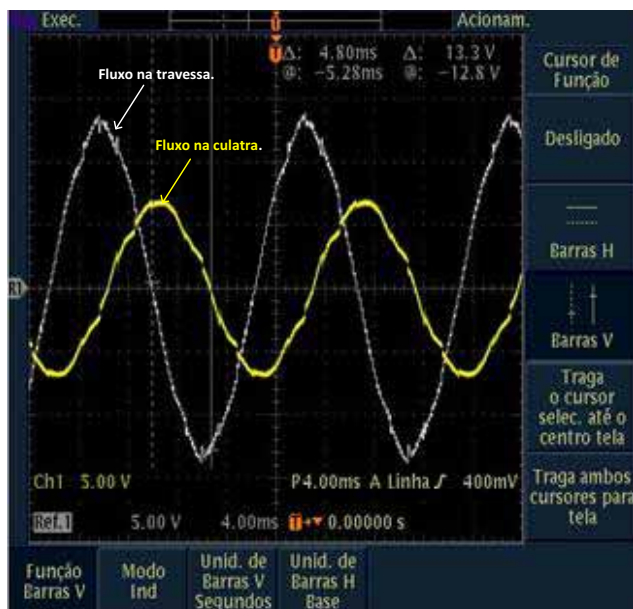


Fonte: Dados do próprio autor

Embora a metodologia aqui empregada não demonstre o valor exato do fluxo em ambas as partes do núcleo (demonstre as tensões induzidas pelos fluxos, tensões essas que estão defasadas de 90° do respectivo fluxo que a induziu), ela pode ser utilizada para se

verificar a proporção entre os mesmos. O resultado desta análise está ilustrado na Figura 74.

Figura 74 – Fluxos na travessa e na culatra intermediária



Fonte: Dados do próprio autor

Então a defasagem entre eles pode ser determinada pela Equação 80:

$$\phi_{Fase} = \frac{4,8ms * (360)}{1/60} = \angle 103,68^{\circ} \quad (80)$$

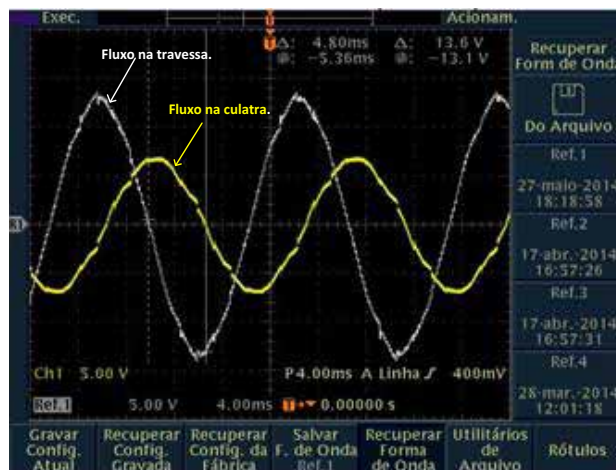
O erro entre a defasagem apresentada experimentalmente e a obtida na modelagem pode ser calculado como sendo:

$$Erro_{fase} = \left(\frac{105 - 103,68}{105} \right) * 100 = 1,25\% \quad (81)$$

A partir da Equação 81, pode-se apreciar que o valor obtido na prática é muito próximo ao obtido analiticamente.

A análise experimental possibilitou outra consideração importante, ou seja, verificar se ocorre alteração na razão entre os fluxos para diferentes valores de carga. Apresenta-se na Figura 75 a análise feita para uma carga correspondente a 60% da nominal.

Figura 75 - Fluxos para carga de 60%



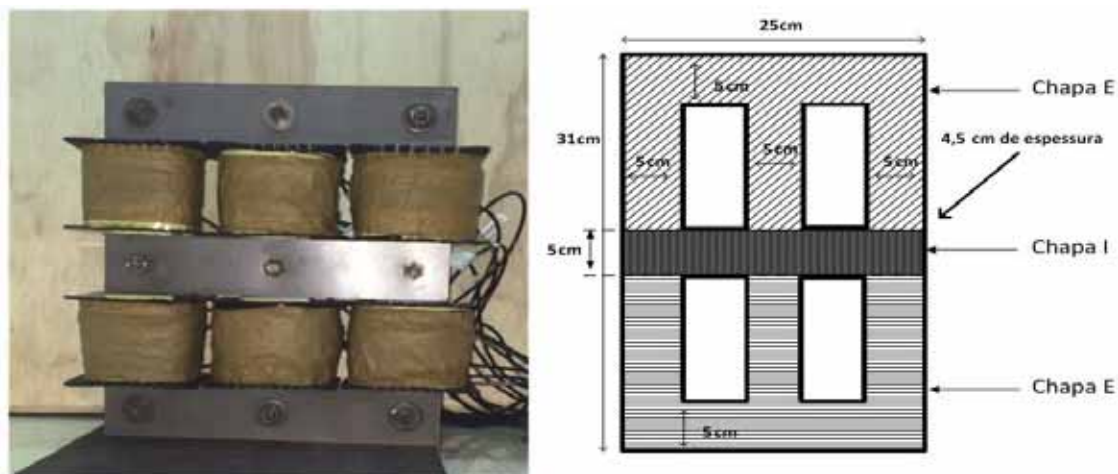
Fonte: Dados do próprio autor

Observa-se na Figura 75, que a razão entre os fluxos permaneceu inalterada, mesmo com a variação da carga conectada ao conversor, o que comprova que a modelagem utilizada para análise dos fluxos é válida para o conversor, independente da porcentagem de carga a ele conectado.

5.4 ENSAIOS COM CHAPAS “E” CORTADAS

Após as ensaios anteriores, foi averiguada a possibilidade de reduzir o tamanho das chapas “E”, o que possibilitaria a redução do caminho magnético a ser percorrido pelo fluxo induzido nos enrolamentos. A estrutura após o corte está ilustrada na Figura 76:

Figura 76 – Núcleo com as chapas “E” cortadas



(a) Núcleo com chapas “E” reduzidas

(b)

Dimensões do núcleo

Fonte: Dados do próprio autor

Além da vantagem já descrita da diminuição da relutância (obtida pela redução do caminho magnético), a estrutura possui menor peso e volume se comparado ao da Figura 66.

Após a montagem, foram levantadas a indutância própria e de dispersão dos enrolamentos do transformador, esses dados foram obtidos com a utilização do *LCR Meter 4263B* da HP e estão apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Indutâncias própria e de dispersão do núcleo

Enrolamento	Indutância própria	Indutância de dispersão
Fase A (Y-Y)	125mH	548 μ H
Fase B (Y-Y)	168mH	485 μ H
Fase C (Y-Y)	135mH	485 μ H
Fase A (Δ -Y)	438mH	1,75mH
Fase B (Δ -Y)	546mH	2,11mH
Fase C (Δ -Y)	427mH	1,75mH

Fonte: Dados do próprio autor

Verificadas as características elétricas dos enrolamentos do transformador, analisou-se as características elétricas dos IPT's, os dados levantados estão apresentados na Tabela 7:

Tabela 7 – Características elétricas dos IPT's

	Indutância (100Hz)	Resistência a100 Hz	Resistência (CC)
IPT 1	1,68 H	42,4 Ω	6,0 Ω
IPT 2	1,62 H	42,3 Ω	6,2 Ω

Fonte: Dados do próprio autor

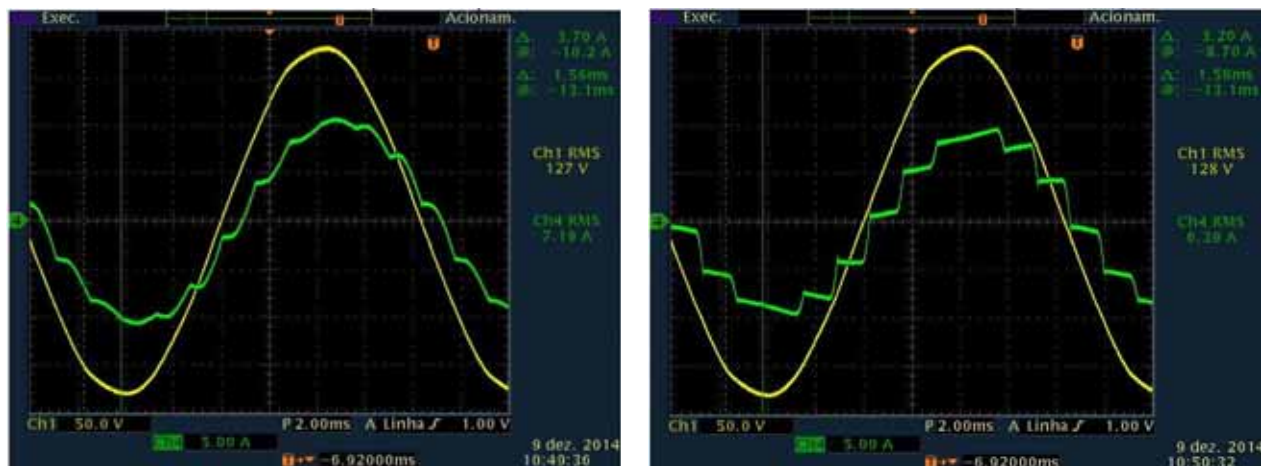
5.4.2 Análise do conversor

Neste subcapítulo será feita uma comparação entre o conversor que não faz uso do IPT, com o conversor que emprega o mesmo. Primeiramente foi feito um ensaio com carga próxima da nominal (3kW, para o caso SEM IPT), para isso foi utilizada uma resistência de 33 Ω em série com uma indutância de 48mH.

Cabe ressaltar que para as comparações realizadas neste subcapítulo e nos posteriores a carga empregada para os ensaios com e sem IPT é a mesma, todavia, como o transformador de interfase tem uma resistência significativa, há uma queda de tensão importante sobre o mesmo e portanto a potência transferida a carga sofre também alteração (uma vez que a

tensão na mesma se altera).

Figura 77 – Tensão e corrente na fase A da rede



(a) Sem IPT

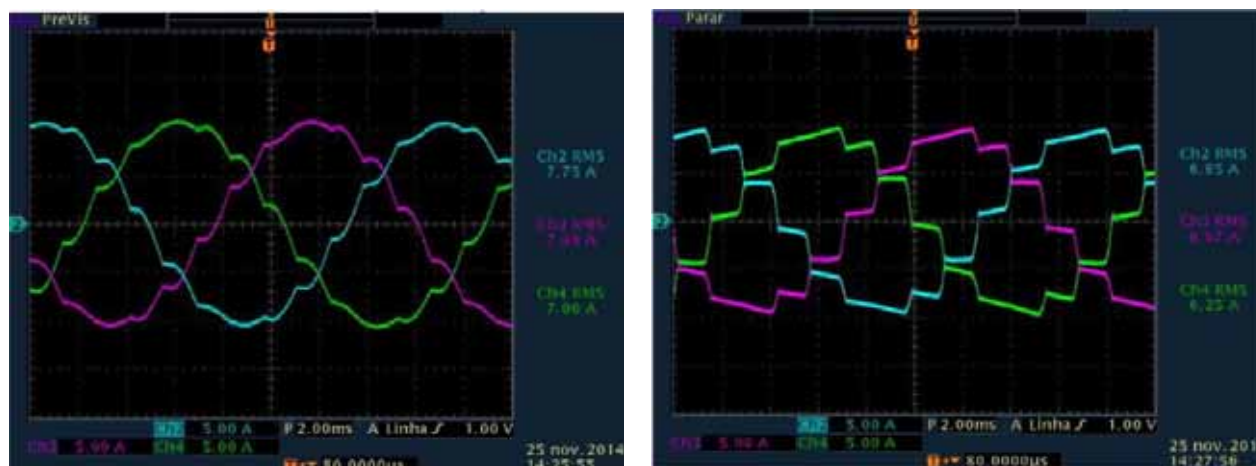
(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

Observa-se na Figura 77, que a introdução do transformador de interfase no circuito do conversor altera significativamente a forma de onda da corrente na rede. As distorções harmônicas mensuradas com o **Fluke 41B**, foram de 5,4% para o caso **sem IPT** e 11,1% para o caso **com IPT**.

Na Figura 78 é feita a comparação entre as formas de onda (na rede) das correntes e seus valores eficazes. Pode-se observar que com a inclusão do IPT há uma redução dos valores eficazes de corrente na rede, bem como uma significativa alteração em sua forma de onda.

Figura 78 – Forma de onda da corrente na rede e valor eficaz



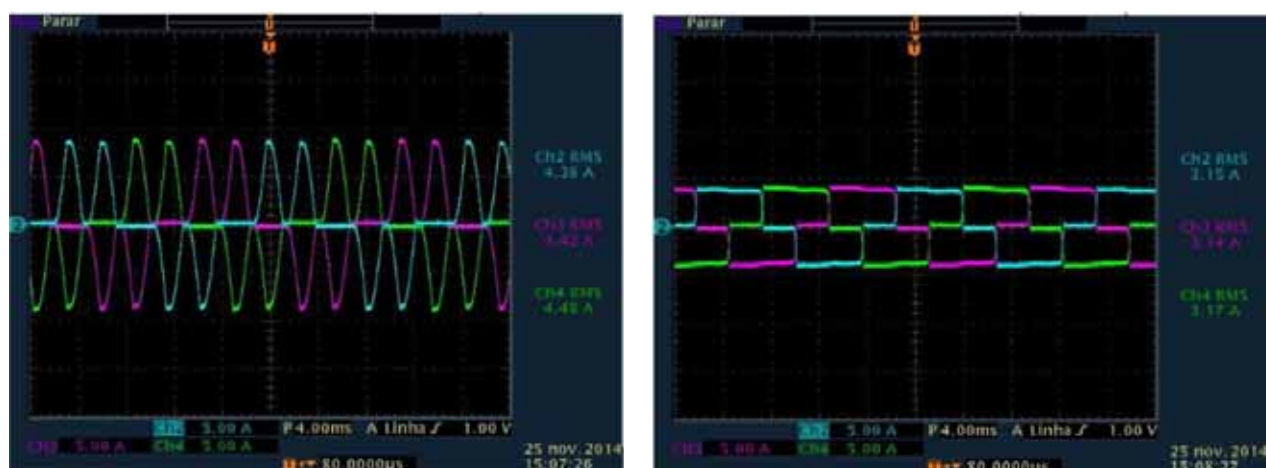
(a) Sem IPT

(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

Apresentadas as características de tensão (na fase A) e correntes na rede, deseja-se avaliar a forma de onda das correntes no secundário do transformador. Pode-se verificar que o com a inserção do IPT as correntes se reduziram em aproximadamente $\sqrt{2}$.

Figura 79 – Correntes no secundário do transformador Y-Y.

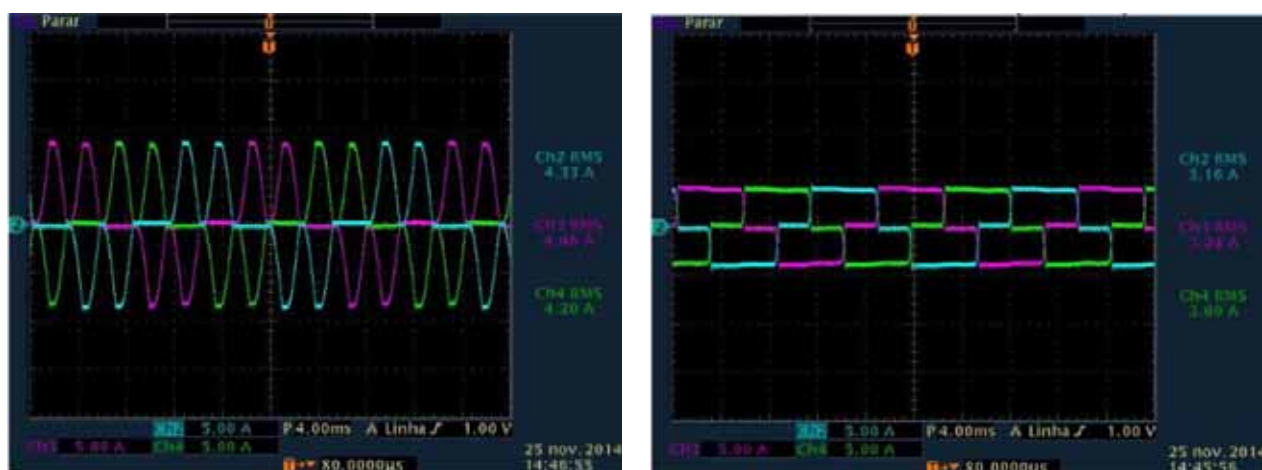


(a) Sem IPT

(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

De maneira análoga, na Figura 80 estão ilustradas as correntes que alimentam a outra ponte retificadora (referente ao transformador Δ -Y).

Figura 80 - Correntes no secundário do transformador Δ -Y

(a) Sem IPT

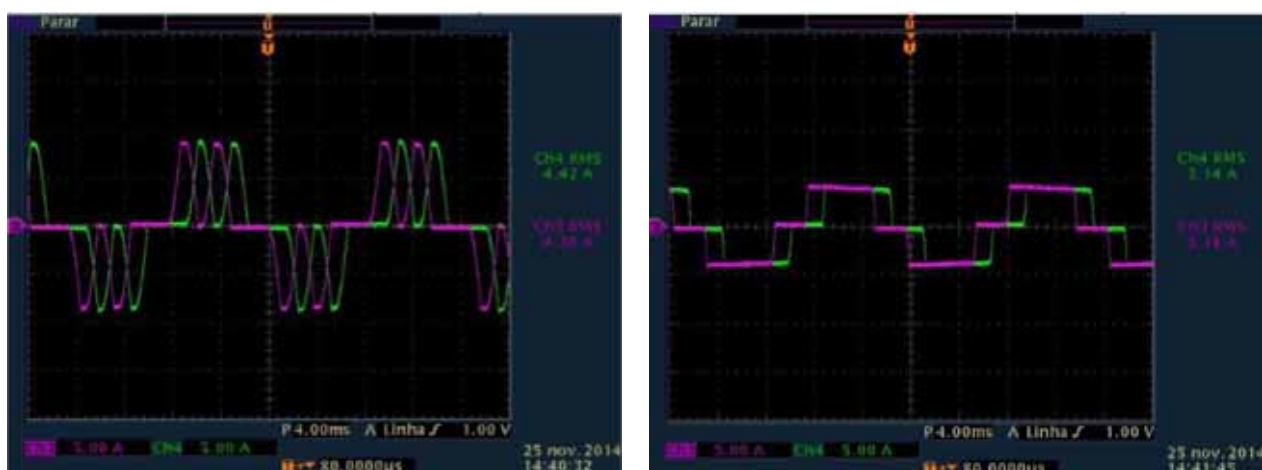
(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

Nas Figura 79 e Figura 80 estão apresentadas as correntes que alimentam uma mesma ponte retificadora. Ao analisar-se essas figuras confirma-se que com a exclusão do transformador de interfase há uma significativa alteração na forma de onda da corrente fornecida as pontes retificadoras.

Com intuito de verificar a operação simultânea (ou não) das pontes, na Figura 81, estão ilustradas as correntes (referentes a fase A) que alimentam cada uma das pontes retificadoras.

Figura 81 – Corrente na fase A das pontes retificadoras



(a) Sem IPT

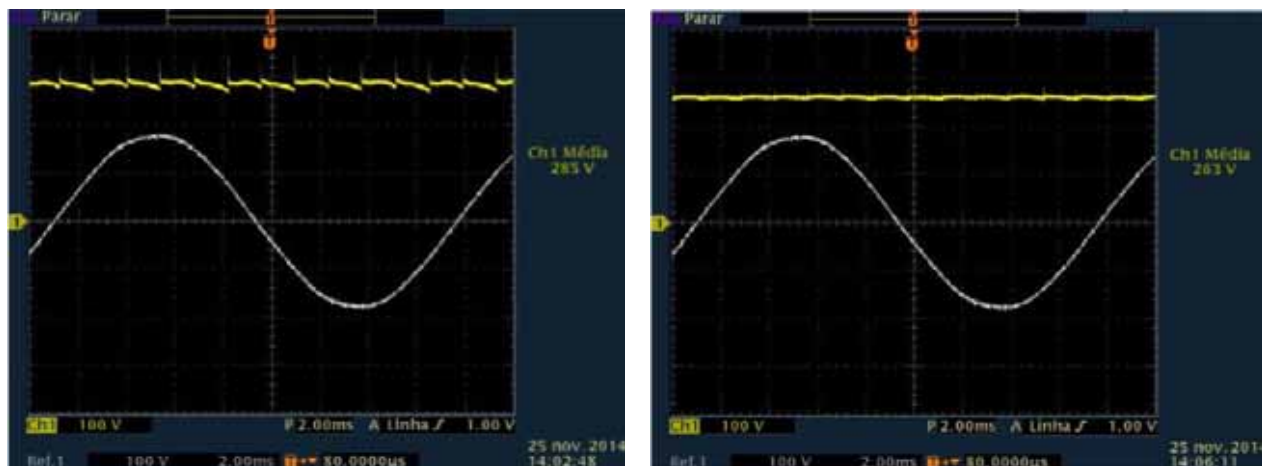
(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

Ao analisar as formas de onda da corrente apresentadas nesse subcapítulo, verifica-se

na prática, a influência da exclusão do IPT na etapas de operação. Verificadas as características de corrente, verifica-se se para ambos os casos o conversor mantém a 12 pulsos de tensão na carga.

Figura 82 – Tensões na fase A da rede e na carga.



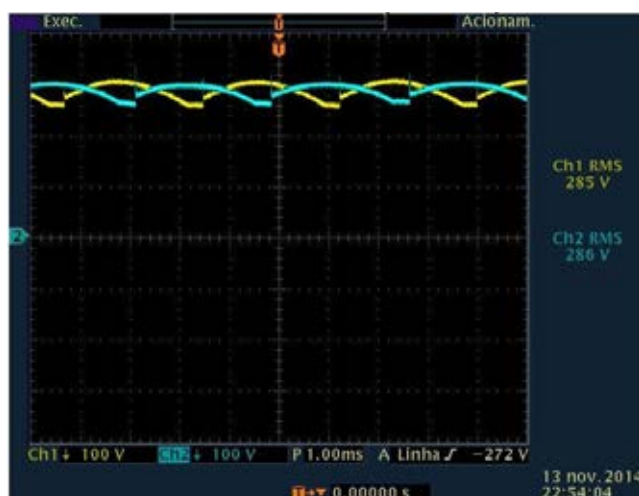
(a) Sem IPT

(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

Para ambos os casos a característica de 12 pulsos de tensão na carga foi mantida, entretanto, pode-se averiguar que para o caso onde há transformador de interfase, há uma redução do valor médio de tensão na carga, essa redução é provocada pela resistência elétrica do transformador de interfase (aproximadamente 6Ω). Na Figura 83 estão apresentadas as formas de onda das tensões nas saídas das pontes retificadoras.

Figura 83 – Tensões para o caso com IPT

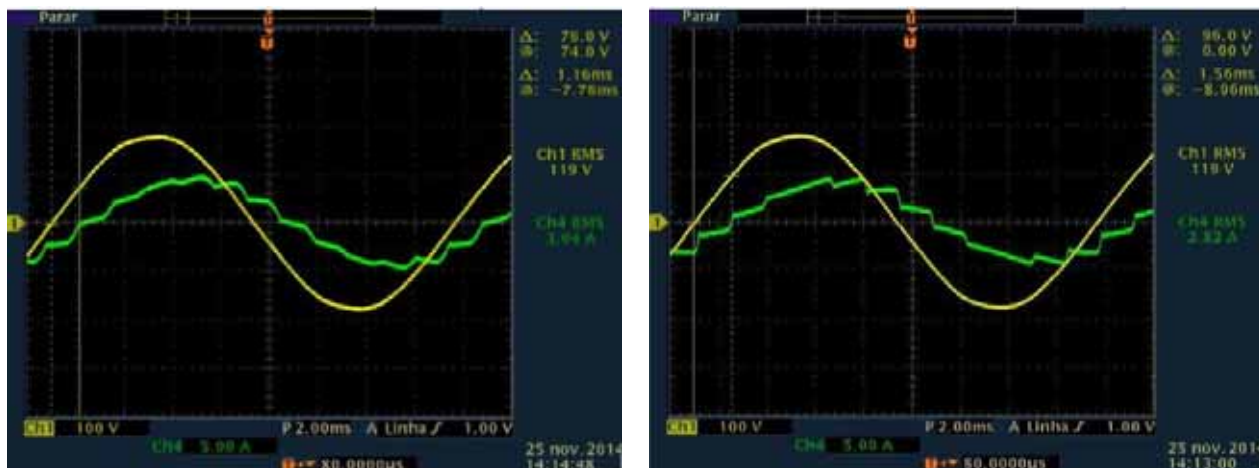


Fonte: Dados do próprio autor

5.4.3 Ensaio com carga reduzida

Após a realização dos ensaios com carga próxima a nominal, modificou-se a resistência da carga para 100Ω e foi mantido o valor da indutância (48mH), obtendo-se para o caso sem IPT uma carga de aproximadamente 900W .

Figura 84 – Corrente e Tensão na fase A da rede (Carga reduzida)



(a) Sem IPT

(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

Com o auxílio do Fluke 41B, foram levantados os principais parâmetros da corrente na rede, ilustrados na Tabela 8.

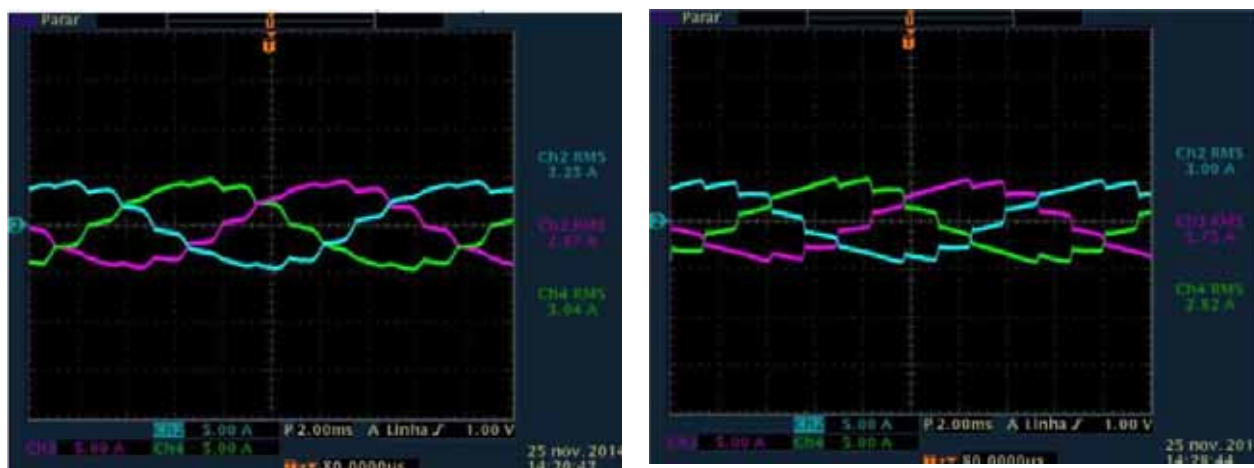
Tabela 8 – Características elétricas

	Sem IPT	Com IPT
Valor RMS da corrente (fase A)	2,93 A	2,71 A
Valor de pico da corrente (fase A)	4,28 A	3,96 A
DTH_i	8,1%	9,7 %

Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se que para este caso não há uma significativa distinção entre os resultados obtidos para os casos com e sem IPT. Essa proximidade entre os resultados se deve à significativa contribuição da corrente de magnetização, visto que a mesma permanece inalterada para ambos os casos. Na Figura 85, estão apresentados as correntes nas fases A, B e C da rede, para ambos os casos:

Figura 85 – Correntes na rede



(a) Sem IPT

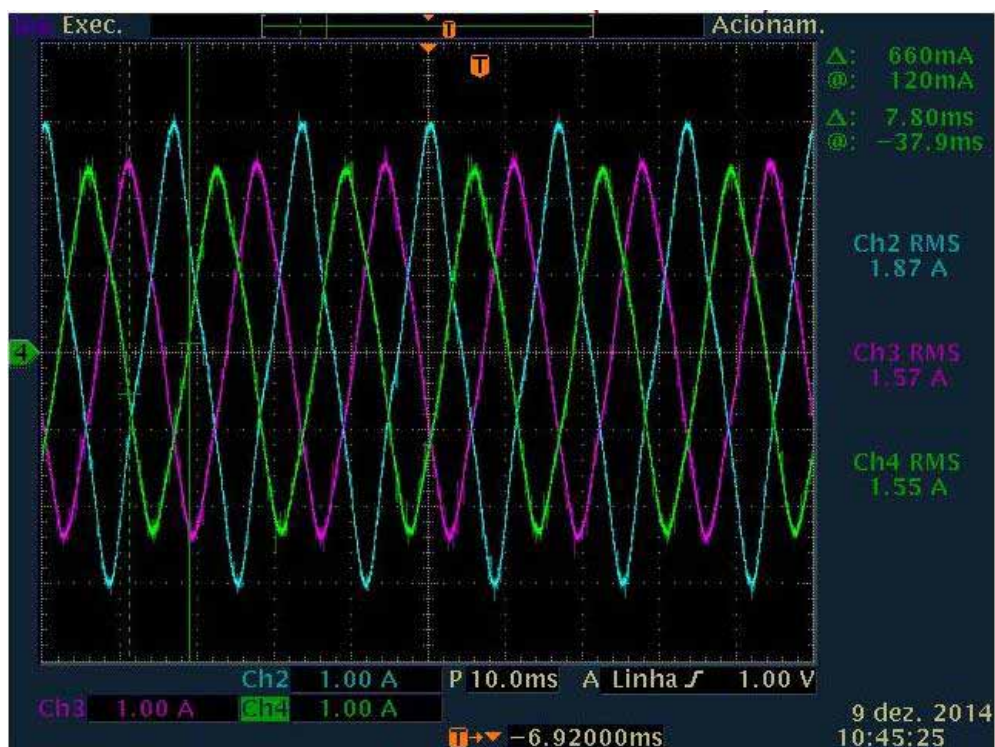
(b) Com IPT

Fonte: Dados do próprio autor

5.4.4 Material ferromagnético

Outra análise pertinente a este capítulo é a da influência dos materiais e topologias que constituem o núcleo para com a corrente de magnetização. Na Figura 86, estão apresentadas as correntes de magnetização do transformador.

Figura 86 – Correntes de magnetização



Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 86 apresenta as corrente na **rede**, para o transformador operando a vazio, em outras palavras, correspondem a corrente responsável pela magnetização do núcleo (com culatra intermediária) da rede.

Ao se comparar os valores eficazes das correntes de magnetização, com o valor eficaz nominal, da carga, pode-se dizer que as correntes de magnetização (na rede) são da ordem de 20% da corrente de carga, valores considerados demasiadamente elevados.

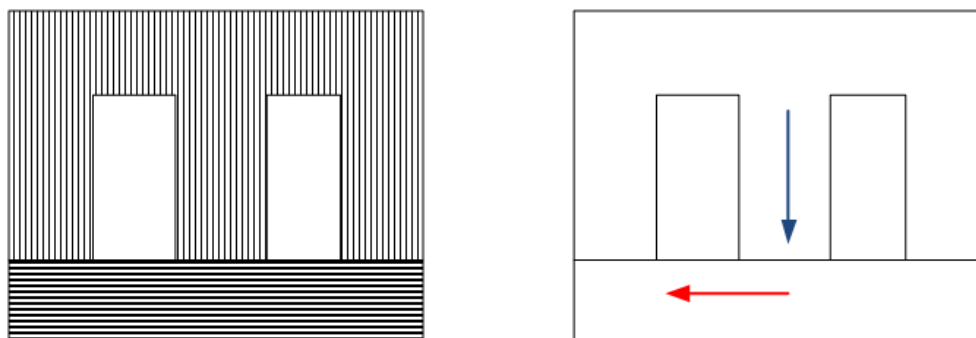
Dentre os fatores que contribuem para essa elevada corrente de magnetização estão:

- **Diferença de tamanho entre as chapas:** Durante a montagem do núcleo com a culatra intermediária, pode-se averiguar que, as chapas tinham tamanhos distintos. Essa diferença dificulta a montagem do transformador, e propicia o surgimento de entreferros que, dentre outros fatores, acarretam no aumento da corrente de magnetização.
- **Arranjo das chapas de grãos orientados:** A construção do núcleo para a análise dos efeitos da culatra intermediária se deu com materiais já existentes em laboratório (chapas de grãos orientados), o que restringiu as possibilidades de montagem.

Uma vez que há a orientação dos grãos que constituem o material ferromagnético, há uma dificuldade adicional em se estabelecer fluxos em direções diferentes a da orientação, conforme representado na Figura 87.

Embora a direção dos fluxos (representados pelas setas) esteja de acordo com a orientação das chapas, nota-se que a transição exemplificada entre a seta vertical (azul) para a seta horizontal (vermelha) não segue esta orientação.

Figura 87 – Representação da orientação dos grãos do núcleo (presente em laboratório).



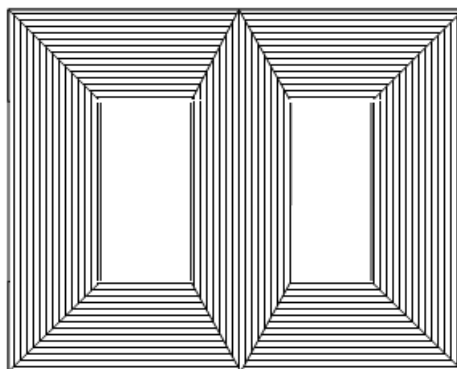
(a) Orientação das chapas

(b) Representação dos fluxos.

Fonte: Dados do próprio autor

O arranjo ilustrado na Figura 88, apresenta uma configuração que toma maior proveito dos grãos orientados do núcleo, uma vez que as curvas do caminho magnético do fluxo são menos acentuadas.

Figura 88 – Exemplo de topologia com grãos orientados



Fonte: Dados do próprio autor

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir do experimento realizado em laboratório se verificou que o transformador com culatra intermediária funciona de maneira similar a dois núcleos trifásicos distintos, no que diz respeito às características elétricas.

A defasagem angular, aferida pelo osciloscópio ($23,76^\circ$), entre as grandezas de tensão e corrente, na rede, deve-se a corrente de magnetização e a presença da indutância de dispersão. Outro impacto direto da presença dessa indutância, é a redução do conteúdo harmônico de corrente na rede, uma vez que, a indutância de dispersão se porta como um filtro para componentes de alta ordem.

Através da modelação do fluxo na culatra intermediária, foi possível determinar tanto a magnitude quanto a fase do fluxo que atravessa a mesma. Uma constatação indireta desse experimento é que para que haja o cancelamento (e não a soma) de fluxos na culatra intermediária, faz-se necessário, o arranjo adequado da alimentação (isto é, as tensões que alimentam os carretéis de um mesmo braço devem estar defasadas de 30°).

Embora com os materiais e equipamentos presentes em laboratório não tenha sido possível empregar as laminas de grão orientado, de uma maneira adequada, foi possível diminuir o tamanho do circuito magnético através de um corte (do comprimento) das chapas

“E”.

Observou-se uma significativa mudança nas condições de operação com a exclusão do transformador de interfase, verificou-se tanto a alteração na taxa de distorção harmônica de corrente na rede, como a alteração de valores eficazes de corrente no conversor e de tensão efetivamente sobre a carga.

Embora seja usual o emprego do IPT para a associação paralela de pontes retificadoras, durante os ensaios realizados para este trabalho, foi verificada a possibilidade da associação de pontes retificadoras sem o uso de IPT, para condições análogas as deste trabalho.

6 CONCLUSÃO

Para este projeto foi analisado o conversor de 12 pulsos, cujo transformador utiliza um núcleo com culatra intermediária. No que diz respeito às configurações possíveis para o núcleo, verificou-se que, mesmo após ter optado pelo uso do transformador com culatra intermediária, as chapas que constituíram o núcleo poderiam ser posicionadas de diversas maneiras.

Optou-se inicialmente, pelo uso da configuração E-I-E, uma vez que esta torna a inserção de chapas nos carretéis mais fácil, tornando a montagem significativamente mais simples.

Outro quesito importante relativo a estrutura desse núcleo é o seu peso, caso seja concebido com o entrelaçamento de chapas, a estrutura tem aglutinado em si todo seu peso, o que não ocorreria em dois transformadores trifásicos isolados, o que pode ocasionar em dificuldades no transporte.

Quanto ao aspecto positivo de se utilizar o núcleo com culatra intermediária, está a redução do material ferromagnético a ser empregado na estrutura, uma vez que a área da culatra pode ser reduzida à 0,5176% da área equivalente utilizada por dois núcleos.

No que diz respeito à construção dos enrolamentos, ao se utilizar a configuração com dois primários, têm-se maior flexibilidade para obter a relação de transformação desejada, e pode-se utilizar condutores mais finos na concepção dos enrolamentos dos primários, uma vez que há divisão de esforços solicitados por ambos.

Ainda se tratando de esforços elétricos, faz-se importante uma análise cuidadosa pelo projetista se o conversor a ser utilizado fará ou não uso do transformador de interfase, uma vez que o mesmo representará o acréscimo na corrente eficaz nos condutores e material ferromagnético na estrutura final, em contra partida, os valores eficazes de corrente são reduzidos com a inclusão do mesmo no conversor.

Embora seja recomendado na literatura o uso do IPT, observa-se que com sua exclusão do circuito, o valor eficaz da corrente em diversos componentes sofre elevação contudo, essa exclusão não inviabiliza a operação do conversor nesta condição. Observou-se também que a corrente média nos diodos permaneceu praticamente inalterada (comparando-se os casos com e sem IPT) portanto, equipamentos cujo fator limitante (para especificação) seja o valor médio de corrente, podem ser mantidos.

Outro detalhe importante decorrente dessa alteração no circuito foi a substancial mudança nas etapas de operação do conversor, que perdeu a característica de paralelismo no

fornecimento de energia para carga, isto é, em um determinado instante apenas uma das pontes retificadoras estará suprindo a carga, razão pela qual o valor eficaz da corrente sofre alteração. Deve ser considerado que com o aumento do valor eficaz da corrente, haverá maior perda tanto nos condutores quanto nos semicondutores empregados, o que pode requerer maiores dissipadores de calor nos mesmos.

Para o conversor construído em laboratório, verificou-se que a DHT_i encontrada ficou significativamente abaixo da prevista em simulação, resultado este oriundo da presença da indutância de dispersão, essa que não foi considerada na abordagem teórica. Essa indutância também é responsável pela defasagem das formas de onda da tensão e corrente na rede, averiguadas na parte experimental.

Outro quesito importante no que diz respeito a qualidade de energia, é o valor eficaz da tensão efetivamente sobre a carga. Verificou-se que com a inclusão do IPT, houve uma redução do valor eficaz de tensão sobre a carga.

Apesar das não idealidades averiguadas, este conversor comportou-se de maneira satisfatória, apresentando as características intrínsecas do conversor 12 pulsos presente na literatura pode ser uma alternativa ao conversor 12 pulsos tradicional, em situações onde o peso e volume da estrutura final são demasiadamente relevantes.

REFERÊNCIAS

- AKAGI, H.; ISOZAKI, K. A hybrid active filter for a three-phase 12 pulse diode rectifier used as the front end of a medium-voltage motor drive. **IEEE Trans. Power Electron.**, New York, v. 27, n. 1, p. 69–77, Jan. 2012.
- AMERICAN WIRE GAUGE. In: WIKIPÉDIA, a enciclopédia livre. Flórida: Wikimedia Foundation, 2014. Disponível em: <http://pt.wikipedia.org/w/index.php?title=American_Wire_Gauge&oldid=38889506>. Acesso em: 05 mar. 2014.
- BHATTACHARYA, A.; CHAKRABORTY, C. A shunt active power filter with enhanced performance using ANN-based predictive and adaptive controllers. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v. 58, n. 2, p. 421–423, Feb. 2011.
- BRASIL. Agência Nacional de Energia Elétrica - ANEEL. **Procedimentos de redes: módulo 22**. Brasília, DF, 2014. Disponível em: <www.aneel.gov.br>. Acesso em: 10 maio 2014.
- CHEN, Z.; LUO, Y.; CHEN, M. Control and performance of a cascaded shunt active power filter for aircraft electric power system. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v. 59, n. 9, p. 3614–3623, Sep. 2012.
- DIXON, L. **High power factor preregulators for off-line power supplies**. [S. l.: s. n.], 1988.
- DORF, R. C.; SVOBODA, J. A. **Introdução aos circuitos elétricos**. 8. ed. Rio de Janeiro: Ltc, 2012. 814 p.
- DU, X.; ZHOU, L.; LU, H.; TAI, H. DC link active power filter for three-phase diode rectifier. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v. 59, n. 3, p. 1430–1442, Mar. 2012.
- DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. **Electrical power systems quality**. New York: Mc Graw Hill, 1996.
- GONÇALVES, V. A. **Redução de harmônicos de corrente em retificadores de múltiplos pulsos – generalização das conexões diferenciais**. 2006. 177 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista - UNESP, Ilha Solteira, 2006.
- HAMAD, M. S.; MASOUD, M. I.; WILLIAMS, B. W.; Medium-voltage 12-pulse converter: output voltage harmonic compensation using a series apf. **IEEE Transactions On Industrial Electronics**, New York, v. 61, n. 1, p. 43-52, 2014.
- INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS: IEEE-519. **Recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems**. New York: 1992.
-

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION: IEC-61000-3-4.

Electromagnetic Compatibility (EMC): Part 3-4: limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16a. [S. 1.],1998.

KELLER, R.; BAKER, G. A Unity power factor off-line switching power supplies. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE - PESC'84, 1984, New Orleans. **Proceedings...** New Orleans: Telecommunications Energy Conference, 1984. p. 332-339.

KULKARNI, S. V.; KHAPARDE, S. A. **Transformer engineering: design and practice.** New York: Marcel Dekker, 2004. 480 p.

LIU, J.; XANCHETTA, P.; DEGANI, M.; LAVOPA, E. Control design and implementation for high performance shunt active filters in aircraft power grids. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v. 59, n. 9, p. 3604–3613, Sep. 2012.

MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and Inductor design handbook.** 3. ed. New York: Marcel Dekker, 2004.

LO CASCIO, J. J. A new high frequency controller for active power factor correction. In: HIGH-FREQUENCY POWER CONVERSION, HFPC'90, 1990, Phoenix. **Proceedings...** Phoenix: [s. n.], 1990. p. 89-101.

MARTIGNONI, A. **Transformadores.** 8. ed. São Paulo: Globo, 1991. 307 p.

ODAVIC, M.; BIAGINI, V.; ZANCHETTA, P.; SUMNER, M.; GEGANO, M. Onesample-period-ahead predictive current control for high-performance active shunt power filters. **IET Power Electron.**, New York, v. 4, n. 4, p. 414–423, Apr. 2011.

PAICE, D. A. **Power electronics converter harmonics: multipulse methods for clean power.** New York: Wiley-IEEE, 1999.

RAHMANI, S.; HAMADI, A.; AL-HADAD, K. A Lyapunov-function-based control for a three-phase shunt hybrid active filter. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v. 59, n. 3, p. 1418–1429, Mar. 2012.

RAHMANI, S.; MENDALEK, N.; AL-HADDAD, K. Experimental design of nonlinear control technique for three-phase shunt active power filters. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v. 57, n. 10, p. 3364–3375, Oct. 2010.

SEVERINSKY, A.; RAJASHEKARA, K. **AC to DC power converter with input current waveform control for buck-boost regulation of output.** New York: [s. n.], 1990.

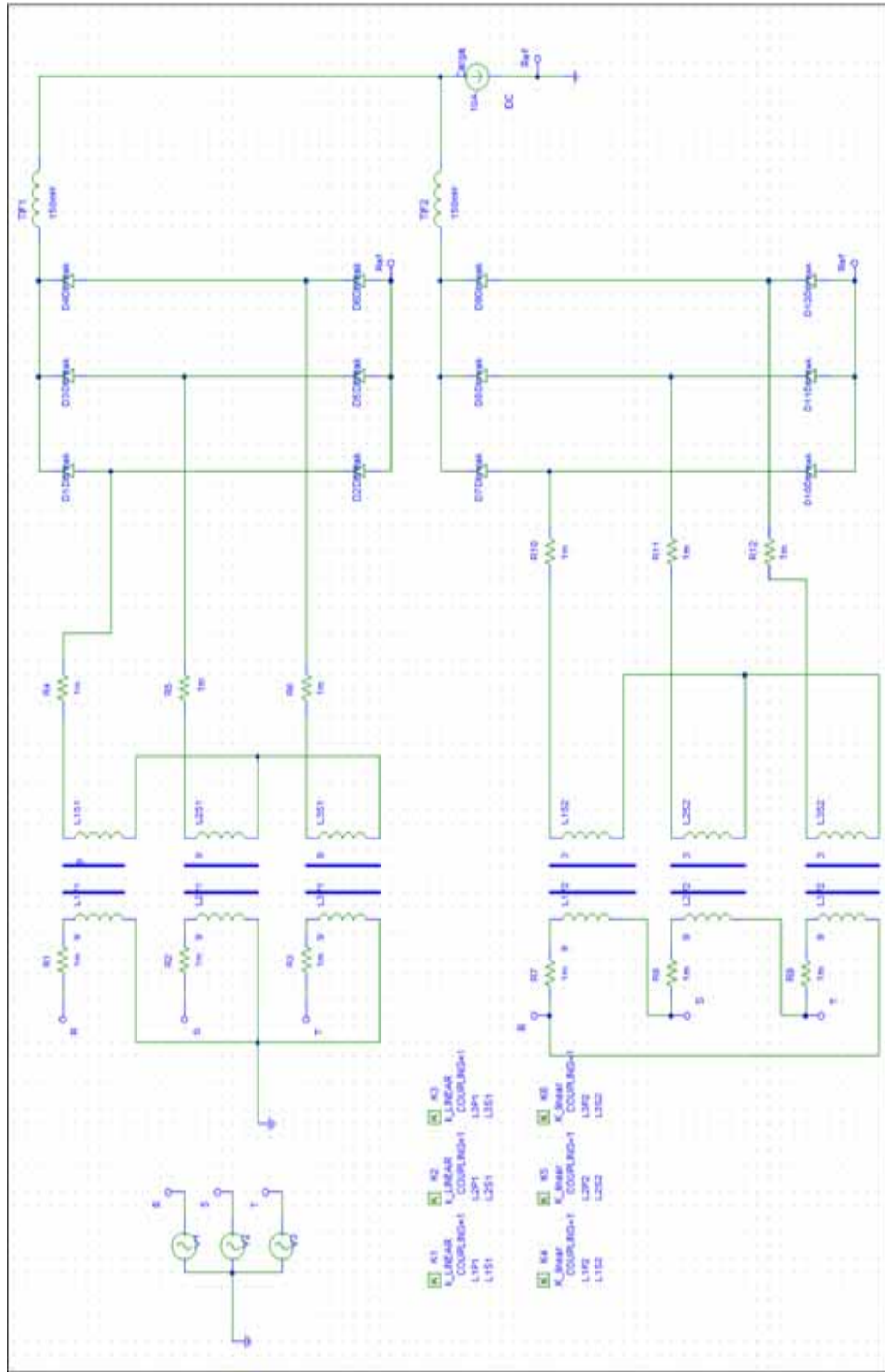
SINGH, B.; VERMA, V.; SOLANKI, J. Neural network-based selective compensation of current quality problems in distribution system. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, New York, v. 54, n. 1, p. 53–60, Feb. 2007.

TRANSFORMADOR. In: WIKIPÉDIA, a enciclopédia livre. Flórida: Wikimedia Foundation, 2014. Disponível em: <<http://pt.wikipedia.org/w/index.php?title=Transformador&oldid=40730380>>. Acesso em: 30 set. 2014.

WINDERS JUNIOR, J. J. **Power transformers principles and application**. New York: Marcel Dekker, 2002. 286 p.

APÊNDICE A – Conversor simulado com IPT

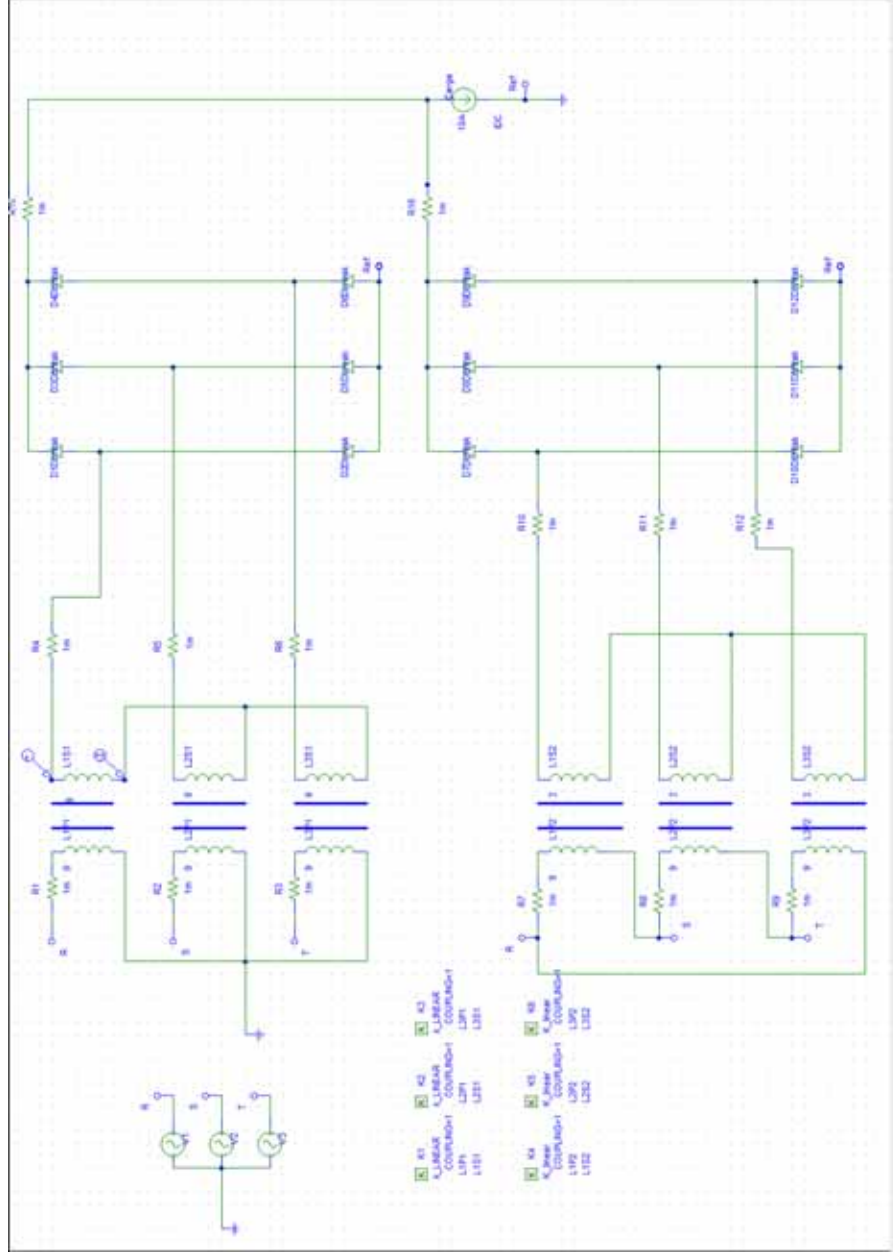
Figura 89 – Conversor (com IPT) simulado em Pspice.



Fonte: Dados do próprio autor

APENDICE B – Conversor simulado sem IPT

Figura 90 – Conversor 12 pulsos (sem IPT) programado em Pspice



Fonte: Dados do próprio autor