

TESE

1111

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

**"Proposta de um Mitigador de Harmônicos  
Não-Characterísticos Através da  
Compensação de Desequilíbrios de Tensão."**

GILSON PAULILLO

ITAJUBA' - MG

2001



**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ**

**TESE DE DOUTORADO**

**“PROPOSTA DE UM MITIGADOR DE HARMÔNICOS  
NÃO-CARACTERÍSTICOS ATRAVÉS DA  
COMPENSAÇÃO DE DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO”**

*por GILSON PAULILLO*

*Tese submetida à  
Coordenação da Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – CPG-E,  
da EFEI, como requisito para a obtenção do título de  
Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica*

**Orientador:** *Prof. Dr. José Policarpo Gonçalves de Abreu*  
**Co-orientador:** *Prof. Dr. Carlos Alberto Mohallem Guimarães*

**Itajubá, MG**

**julho de 2001**

## AGRADECIMENTOS

A Deus, pela graça e bênção de realizar este trabalho acadêmico, de acordo com o plano de Deus, e de estar presente em todas as etapas deste processo.

À minha esposa, Carmen, pelo amor, paciência e compreensão durante todo este processo acadêmico.

Às Prof.ªs. Rosângela, para a orientação, apoio e incentivo, no caminho da vida acadêmica e de pesquisa.

Às Prof.ªs. Cláudia e Maria, por serem referências, tanto quanto as experiências acadêmicas, especialmente para a realização deste trabalho.

Às Prof.ªs. Cláudia, Aracy, e a todos os professores da disciplina, que foram e estão sendo fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho.

Às colegas e amigos William, pela eficiente participação no desenvolvimento deste trabalho, especialmente para a organização dos documentos e as questões de rotina.

Às famílias de todos, pela compreensão, paciência e apoio durante todo este processo acadêmico.

Às instituições de ensino, especialmente a FAPESP, pelo apoio financeiro, humano e técnico, que possibilita a realização deste trabalho.

*À Carmen, minha esposa,  
pelo teu amor, paciência, dedicação, compreensão e amizade,  
imprescindíveis para o meu sucesso e meu sustento  
durante toda esta caminhada.*

Às instituições de ensino, especialmente a FAPESP, pelo apoio financeiro, humano e técnico, que possibilita a realização deste trabalho.

Às famílias de todos, pela compreensão, paciência e apoio durante todo este processo acadêmico.

Às instituições de ensino, especialmente a FAPESP, pelo apoio financeiro, humano e técnico, que possibilita a realização deste trabalho.

## AGRADECIMENTOS

A meus pais, Celina e Geraldo (*in memoriam*), através de vossos ensinamentos, de vosso amor e de vosso exemplo de vida, tenho encontrado o caminho para a minha realização como pessoa.

Aos meus irmãos, Márcia, Geraldo e Gilberto, vosso amor, vossa amizade e, sobretudo, vossa presença tem sido imprescindíveis em minha vida.

Ao Prof. Policarpo, meu mestre maior, amigo e orientador, teu exemplo de vida, de homem e de profissional estarão sempre presentes comigo em minha vida.

Ao Prof. Carlos Alberto Mohallem, teu suporte incondicional, bem como as sugestões apresentadas, fortemente contribuíram para a realização deste trabalho.

Ao Prof. Hector Arango, o meu mais profundo respeito e admiração, pelo apoio e pelas importantes sugestões ao desenvolvimento desta tese.

Ao mestrando e amigo Robson, pela efetiva participação no desenvolvimento deste trabalho, indispensáveis para concretização dos objetivos propostos e ao sucesso do mesmo.

Aos membros do GQEE, pela convivência, pautada na amizade e no profissionalismo, o que permitiu um ambiente fraterno e propício para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores e funcionários do Instituto de Engenharia Elétrica da EFEI, especialmente do Departamento de Eletrotécnica, por toda atenção e apoio recebidos durante a realização deste trabalho.

À CAPES e ao CNPq pelo suporte financeiro em todas as atividades que compõem um trabalho desta natureza.

## RESUMO

O processo de transformação pelo qual tem passado o sistema elétrico nos últimos anos tem colocado a questão da Qualidade da Energia Elétrica – QEE, como foco de preocupações, tanto para as concessionárias, quanto para os consumidores em geral. Este cenário tem levado à investigação dos diversos fenômenos associados à QEE, dentre os quais os mais importantes referem-se à qualidade da tensão, e à proposição de soluções para os problemas daí decorrentes.

Neste contexto, insere-se esta tese de doutorado, a qual, focalizando-se nos dois últimos itens, harmônicos e desequilíbrios de tensão, propõe uma solução para a atenuação dos harmônicos não-característicos produzidos por conversores de potência operando com condições desequilibradas da rede de alimentação, por meio da compensação deste desequilíbrio. Neste sentido, esta tese apresenta um transformador especial, denominado T-ADZ, que permite alterações no módulo e no ângulo de fase das tensões, de modo individual para cada fase, conseguindo, dessa maneira, minimizar o desequilíbrio das tensões que alimentam o conversor. Como resultado, evita-se que os indesejáveis harmônicos não-característicos sejam injetados no sistema supridor.

O trabalho mostra um modelo do compensador proposto aplicado a conversores de 6 e de 12 pulsos, bem como os resultados de simulações computacionais, implementados em EMTP e MatLab, e laboratoriais, implementados a partir de um protótipo do transformador especial ADZ disponível na EFEI. Estes resultados permitem a condução de um estudo de viabilidade técnica do modelo proposto que, além de mostrar sua eficiência e potencial aplicação, possibilitam analisar o comportamento dos harmônicos não-característicos gerados pelo conversor em função do tipo e do grau do desequilíbrio aplicado. Esta análise mostra que estes harmônicos são sensivelmente afetados pelo grau do desequilíbrio das tensões.

## ABSTRACT

The electrical power system has been going through a transformation process in the last few years. As a consequence, Power Quality has become a major concern for utilities and consumers due to its technical and economic interfaces. This scenario leads to the continuous investigation of PQ phenomena, which includes solutions, specially for voltage sags, harmonics, and voltage imbalance.

In this context, this Doctorate Thesis deals with the last two subjects, presenting a solution to mitigate non-characteristic harmonics produced by power converters under unbalanced voltage supply conditions through voltage imbalance compensation. Thus, the solution proposed is, as a matter of fact, a novel power converter topology based upon a special transformer developed by Abreu [Ab91], named ADZ, and its application as a voltage imbalance compensator [Pa96]. This special transformer arrangement is based upon the ADZ feature of allowing the output voltage phasors module and phase angle to be controlled for each phase independently.

A model of this configuration applied to a 6-pulse and 12-pulse power converters has been simulated by means of the EMTP and the MatLab simulation packages, as well as a prototype of the ADZ, available at EFEI Laboratory of Electricity. Results from both simulation and implementation, showing the harmonic spectra as well as the voltage and current waveforms in ac-dc sides of the converter are also presented. These results show the technical feasibility of the topology proposed, especially when compared to classical configurations, such as Delta/Wye/Delta. Finally, an investigation concerning the impact of VUF on power converter harmonic generation is also presented, through several levels and types of unbalanced voltage supply. Its results can be also used to show the effectiveness of the topology proposed.

## SUMÁRIO

Dedicatória .....	i
Agradecimentos .....	ii
Resumo .....	iii
Abstract .....	iv
Sumário .....	v
Simbologia .....	viii
Índice de Figuras .....	x
Índice de Tabelas .....	xv

### **Capítulo 1. DESEQUILÍBRIO DE TENSÃO NO CONTEXTO**

<b>DA QUALIDADE DA ENERGIA LÉTRICA .....</b>	<b>01</b>
1.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	01
1.2 ESTADO DA ARTE .....	04
1.2.1 Efeitos em Motores de Indução Trifásicos .....	04
1.2.2 Efeitos em Conversores de Potência CA-CC .....	06
1.2.3 Efeitos em Outros Equipamentos .....	09
1.2.4 Novas Soluções .....	09
1.3 MOTIVAÇÃO .....	11
1.4 PROPOSTA DA TESE .....	12
1.5 ORGANIZAÇÃO DA TESE .....	13
1.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	14

### **Capítulo 2. FUNDAMENTOS DE DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO .....**

<b>2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....</b>	<b>15</b>
<b>2.2 CONCEITOS E DEFINIÇÕES .....</b>	<b>16</b>
2.2.1 Conceitos .....	16
2.2.2 Definições .....	17
2.2.3 Limites .....	19
2.3 ORIGENS .....	21

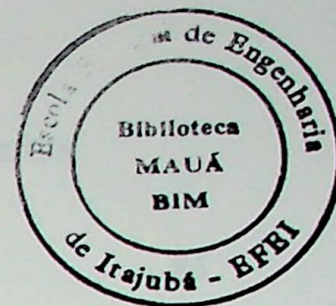
2.4	CONSEQUÊNCIAS .....	22
2.4.1	Do Ponto de Vista das Cargas .....	22
2.4.2	Do Ponto de Vista do Sistema Elétrico .....	25
2.5	SOLUÇÕES .....	27
2.5.1	Métodos Clássicos .....	27
2.5.2	Novas Soluções .....	31
2.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	35
 <b>Capítulo 3. O COMPENSADOR ELETROMAGNÉTICO T-ADZ .....</b>		<b>36</b>
3.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	36
3.2	O AUTOTRANSFORMADOR DEFASADOR ADZ .....	36
3.3	A CONCEPÇÃO DO LDUC .....	43
3.3.1	Modelagem Matemática .....	44
3.3.2	Parâmetros de Controle .....	47
3.4	O COMPENSADOR ELETROMAGNÉTICO – T-ADZ .....	52
3.4.1	Equacionamentos Básicos .....	55
3.4.2	Parâmetros de Controle .....	57
3.4.3	Modelagem do Compensador e Conversores de Potência .....	58
3.4.3.1	Modelagem Matemática .....	59
3.4.3.2	Modelo do T-ADZ em EMTP .....	78
3.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	82
 <b>Capítulo 4. MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS</b>		
<b>NÃO-CARACTERÍSTICOS - SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E</b>		
<b>LABORATORIAIS .....</b>		<b>83</b>
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	83
4.2	CASOS SELECIONADOS PARA ANÁLISE .....	84
4.3	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL .....	85
4.3.1	Comparação de Modelos no MatLab e no EMTP .....	85
4.3.1.1	Simulações em MatLab .....	85
4.3.1.2	Simulações em EMTP .....	88
4.3.2	Conversor de 6 Pulsos .....	93
4.3.2.1	Arranjo Convencional .....	93
4.3.2.2	Arranjo T-ADZ .....	97

4.3.3	Conversor de 12 Pulsos .....	101
4.3.3.1	Arranjo Convencional .....	101
4.3.3.2	Arranjo T-ADZ .....	105
4.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	110
4.4.1	Arranjo Laboratorial .....	110
4.4.2	Conversor de 6 Pulsos .....	113
4.4.2.1	Arranjo Convencional .....	113
4.4.2.2	Arranjo T-ADZ .....	118
4.4.3	Conversor de 12 Pulsos .....	120
4.4.3.1	Arranjo Convencional .....	120
4.4.3.2	Arranjo T-ADZ .....	124
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	126
 <b>Capítulo 5. ESTUDO DA VIABILIDADE TÉCNICA DO T-ADZ .....</b>		<b>127</b>
5.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	127
5.2	METODOLOGIA DE ANÁLISE .....	127
5.2.1	Casos Simulados .....	128
5.2.1.1	Desequilíbrios de Tensão com VUF Variável .....	128
5.2.1.2	Desequilíbrios de Tensão com VUF Constante .....	131
5.3	AVALIAÇÃO DA VIABILIDADE TÉCNICA .....	135
5.3.1	Comparação entre os Resultados de Simulação e Laboratoriais .....	135
5.3.2	Topologia convencional versus Topologia T-ADZ .....	138
5.3.3	A Eficácia do T-ADZ comparado a outras Soluções .....	140
5.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS .....	142
 <b>Capítulo 6. CONCLUSÕES E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS .....</b>		<b>143</b>
6.1	CONCLUSÕES FINAIS .....	143
6.2	PROPOSTA PARA DESENVOLVIMENTOS FUTUROS .....	145
 <b>BIBLIOGRAFIA .....</b>		<b>148</b>
 <b>ANEXO I – FLUXOGRAMA DE OBTENÇÃO DOS TAPES DO T-ADZ .....</b>		<b>158</b>
<b>ANEXO II – RESULTADOS DO ENSAIO LABORATORIAL .....</b>		<b>163</b>

## SIMBOLOGIA

A	Fase A Coeficiente de Fourier
a	Fase A Parte real de um número complexo
AB	Entre as fases A e B
ab	Entre as fases A e B
ADZ	Autotransformador defasador em zigue-zague
ANSI	American National Standard Institute
AV	Médio
B	Fase B Coeficiente de Fourier
b	Fase B Parte imaginária de um número complexo
BC	Entre as fases B e C
C	Fase C Carga Comutador
c	Fase C
CA	Corrente alternada Entre as fases C e A
CC	Corrente contínua
CIGRE	Conférence Internationale de Grands Réseaux Électriques
E	Entrada
$E_d$	Valor médio da tensão CC
$e_d$	Tensão retificada
ef	Eficaz
EMTP	Electromagnetic Transients Program
EN	European Standard
GCOI	Grupo Coordenador para Operação Interligada
GCPS	Grupo Coordenador de Planejamento dos Sistemas Elétricos
$I_A$	Corrente elétrica no primário do transformador – fase A
$I_a$	Corrente elétrica no secundário do transformador – fase A
$I_d$	Corrente média entregue pela ponte conversora;
$i_{d0}$	Componente alternada da corrente retificada pela ponte
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
K	Coeficiente de polaridade Fator multiplicativo
L	Indutor Inferior
MAX	Valor máximo
MIN	Valor Mínimo
N	Número de espiras
$n_p$	Número de pontes conectadas em série.
NEMA	National Electrical Manufacturers Association
NRS	National Electricity Regulator
P	Potência ativa
pu	Por unidade

PWM	Pulse Width Modulation
R	Resistência
$R_{mag}$	Resistência de magnetização do transformador
S	Potência aparente
	Função de comutação
$S_A$	Função de comutação relativa à modulação de tensão – fase A
$S_{ia}$	Função de comutação relativa à modulação de corrente – fase A
SAD	Sistema de aquisição de dados
SVC	Static Var Compensator
T	Período
	Tape
t	Tape
THD	Distorção harmônica total
U	superior
$\dot{U}$	Fasor tensão em por unidade
UF	Fator de desequilíbrio
UPFC	Unified Power Flow Controller
UPS	Uninterrupted Power Supply
$V_h$	Tensão de seqüência zero
$V_p$	Tensão de seqüência positiva
$V_n$	Tensão de seqüência negativa
$\dot{V}_E$	Fasor tensão de entrada
$\dot{V}_S$	Fasor tensão de saída
$\dot{V}_1$	Fasor tensão de seqüência positiva em por unidade
$\dot{V}_2$	Fasor tensão de seqüência negativa em por unidade
VUF	Fator de desequilíbrio de tensão
X	Fase X
	Reatância
Y	Fase Y
Z	Fase Z
$\alpha$	Ângulo de disparo
	Ângulo de fase
$\beta$	Ângulo de fase
$\beta_h$	Ângulo de fase da tensão de seqüência zero
$\beta_n$	Ângulo de fase da tensão de seqüência negativa
$\beta_p$	Ângulo de fase da tensão de seqüência positiva
$\mu$	Ângulo de comutação
$\gamma$	Ângulo de fase
	Passagem pelo zero
$\phi$	Ângulo de fase
$\nu$	Ângulo de fase
$\xi$	Ângulo de fase
$\theta$	Ângulo de fase
$\varphi$	Ângulo de fase
	Fluxo magnético
$\Delta V$	Máximo desvio da tensão média
	Variação de tensão



## ÍNDICE DE FIGURAS

### **Capítulo 2. FUNDAMENTOS DE DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO**

Figura 2.1 – Controle do módulo de tensão. ....	28
Figura 2.2 – Controle da fase da tensão. ....	29
Figura 2.3 – Controle independente de módulo e fase da tensão. ....	30

### **Capítulo 3. O COMPENSADOR ELETROMAGNÉTICO T-ADZ**

Figura 3.1 – O ADZ e suas conexões. ....	37
Figura 3.2 – Referencial. ....	39
Figura 3.3 – Fasor tensão de saída para $N_2 = N_3$ . ....	40
Figura 3.4 – Tensão de saída - Caso geral para $N_2 = N_3$ . ....	40
Figura 3.5 – O protótipo do ADZ. ....	41
Figura 3.6 – Lugar Geométrico das Tensões de Saída. ....	42
Figura 3.7 – Sistema de balanceamento do LDUC. ....	46
Figura 3.8 – “Zoom” no lugar geométrico do LDUC. ....	50
Figura 3.9 – Características construtivas do T-ADZ com dois enrolamentos secundários. ....	54
Figura 3.10 – Símbolo da conexão T-ADZ no enrolamento primário. ....	54
Figura 3.11 – Ponte trifásica controlada. ....	60
Figura 3.12 – Funções de comutação $S_a$ , $S_b$ e $S_c$ . ....	61
Figura 3.13 – Função de comutação $S_{ia}$ . ....	61
Figura 3.14 – Conversor 12 pulsos. ....	73
Figura 3.15 – Conversor 12 pulsos com o T-ADZ. ....	78
Figura 3.16 – Um Modelo de Transformador para o EMTP. ....	79
Figura 3.17 – Modelo do T-ADZ para o EMTP. ....	80
Figura 3.18 – Modelo do T-ADZ em EMTP aplicado a um conversor de 12 pulsos. ..	80
Figura 3.19 – Modelo do conversor de 12 pulsos com a topologia clássica $\Delta/Y/\Delta$ . ..	81

## Capítulo 4. MITIGAÇÃO DE HARMÔMICOS NÃO-CARACTERÍSTICOS

### Simulações Computacionais e Laboratoriais

Figura 4.1 – Corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos .....	85
Figura 4.2 – Espectro harmônico da corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional. ....	86
Figura 4.3 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional. ....	86
Figura 4.4 – Corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ. ....	87
Figura 4.5 – Espectro harmônico da corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ. ....	87
Figura 4.6 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ. ....	88
Figura 4.7 – Corrente de entrada do conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional – fase B. ....	89
Figura 4.8 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional – fase B. ....	89
Figura 4.9 – Tensão retificada - conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional. ....	90
Figura 4.10 – Conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ – Corrente de linha da fase B. ....	90
Figura 4.11 – Espectro harmônico da corrente de entrada para o conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ. ....	91
Figura 4.12 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o T-ADZ. ....	91
Figura 4.13 – Corrente de entrada do conversor 6 pulsos utilizando o arranjo convencional. ....	94
Figura 4.14 – Espectro harmônico de $I_B$ – Conversor 6 pulsos – Convencional. ....	94
Figura 4.15 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos alimentado com o arranjo convencional. ....	95
Figura 4.16 – Espectro harmônico da tensão retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos alimentado com o arranjo convencional. ....	95
Figura 4.17 – Corrente $I_B$ – Conversos de 6 pulsos – Convencional. ....	96

Figura 4.18 – Espectro harmônico de $I_B$ – Conversor de 6 pulsos – Convencional. ..	96
Figura 4.19 – Tensão retificada – Conversor de 6 pulsos – Convencional. ....	97
Figura 4.20 – Espectro harmônico da tensão retificada – Conversor de 6 pulsos – Convencional. ....	97
Figura 4.21 – Corrente $I_B$ – Conversor de 6 pulsos – T-ADZ. ....	98
Figura 4.22 – Espectro harmônico de $I_B$ - Conversor de 6 pulsos – T-ADZ. ....	98
Figura 4.23 – Tensão retificada – Conversor de 6 pulsos – T-ADZ. ....	99
Figura 4.24 – Espectro harmônico da tensão retificada produzida pelo conversor de 6 pulsos – T-ADZ. ....	99
Figura 4.25 – Corrente $I_B$ – Conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ .....	100
Figura 4.26 – Espectro harmônico da corrente da fase B, consumida pelo conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ. ....	100
Figura 4.27 – Tensão retificada – Conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ.	101
Figura 4.28 – Espectro harmônico da tensão retificada para o conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ. ....	101
Figura 4.29 – Corrente da fase B do conversor 12 pulsos utilizando o arranjo convencional. ....	102
Figura 4.30 – Espectro harmônico da corrente de entrada da fase B - Conversor 12 pulsos utilizando o arranjo convencional. ....	102
Figura 4.31 – Tensão retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos utilizando o arranjo convencional. ....	103
Figura 4.32 – Espectro harmônico da tensão retificada gerado pelo conversor de 12 pulsos utilizando o arranjo convencional. ....	103
Figura 4.33 – Corrente $I_B$ consumida pelo conversor de 12 pulsos – Arranjo convencional. ....	104
Figura 4.34 – Espectro harmônico de $I_B$ consumida pelo conversor de 12 pulsos – Arranjo convencional. ....	104
Figura 4.35 – Tensão retificada – Conversor de 12 pulsos – Convencional. ....	105
Figura 4.36 – Espectro harmônico da tensão retificada - Conversor de 12 pulsos – Convencional. ....	105
Figura 4.37 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ – Corrente de entrada da fase B. ....	106
Figura 4.38 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ - Espectro harmônico de $I_B$ . ....	106
Figura 4.39 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ - Tensão retificada. ....	107

Figura 4.40 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ - Espectro harmônico da tensão retificada. ....	107
Figura 4.41 – Corrente de entrada da fase B para o conversor de 12 pulsos – T-ADZ. ....	108
Figura 4.42 – Espectro harmônico da corrente de entrada da fase B para o conversor de 12 pulsos – T-ADZ. ....	108
Figura 4.43 – Tensão retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos empregando o T-ADZ. ....	109
Figura 4.44 – Espectro harmônico da tensão retificada para o conversor de 12 pulsos – T-ADZ. ....	109
Figura 4.45 – Montagem do conversor de 12 pulsos utilizando o protótipo do ADZ. .	110
Figura 4.46 – Montagem do arranjo laboratorial do conversor não controlado de 12 pulsos. ....	111
Figura 4.47 – Detalhes da montagem do arranjo laboratorial. ....	111
Figura 4.48 – Corrente de entrada $I_B$ consumida pelo conversor de 6 pulsos – Convencional. ....	114
Figura 4.49 – Harmônicos da corrente $I_B$ – Conversor 6 pulsos empregando o arranjo convencional. ....	114
Figura 4.50 – Corrente retificada produzida pelo conversor de 6 pulsos – Arranjo convencional – Carga R-L. ....	115
Figura 4.51 – Espectro harmônico da corrente retificada - Conversor de 6 pulsos empregando o arranjo convencional e alimentando uma carga R-L. ..	115
Figura 4.52 – Corrente de entrada da fase B – Conversor de 6 pulsos – Convencional. ....	116
Figura 4.53 – Espectro harmônico de $I_B$ – Conversor de 6 pulsos – Convencional. ..	116
Figura 4.54 – Corrente retificada produzida pelo conversor de 6 pulsos usando o arranjo convencional. ....	117
Figura 4.55 – Espectro harmônico da corrente retificada produzida pelo conversor 6 pulsos usando o arranjo convencional. ....	117
Figura 4.56 – Conversor de 6 pulsos com o arranjo T-ADZ – Corrente da fase B. ...	118
Figura 4.57 – Conversor de 6 pulsos com o arranjo T-ADZ – Espectro harmônico da corrente da fase B. ....	118
Figura 4.58 – Corrente retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos – T-ADZ. ....	119
Figura 4.59 – Espectro harmônico da corrente retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos utilizando o T-ADZ. ....	119

Figura 4.60 – Corrente $I_B$ do conversor de 12 pulsos – Convencional. ....	120
Figura 4.61 – Harmônicos de $I_B$ – Conversor 12 pulsos – Convencional. ....	120
Figura 4.62 – Corrente retificada do conversor de 12 pulsos – Conv. – Carga R-L. ...	121
Figura 4.63 – Espectro harmônico da corrente retificada do conversor 12 pulsos – Convencional – Carga R-L. ....	121
Figura 4.64 – Corrente da fase B – Conversor 12 pulsos – Arranjo convencional. ...	122
Figura 4.65 – Harmônicos da corrente de entrada do conversor 12 pulsos. ....	122
Figura 4.66 – Corrente retificada – Conversor 12 pulsos – Arranjo convencional. ...	123
Figura 4.67 – Espectro harmônico da corrente retificada - Conversor 12 pulsos – Arranjo convencional. ....	123
Figura 4.68 – Corrente $I_B$ – Conversor de 12 pulsos – Arranjo T-ADZ. ....	124
Figura 4.69 – Espectro harmônico de $I_B$ – Conversor de 12 pulsos – Arranjo T-ADZ. ....	124
Figura 4.70 – Corrente retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos – T-ADZ. ..	125
Figura 4.71 – Espectro harmônico da corrente retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos – T-ADZ. ....	125

## Capítulo 5 – VIABILIDADE TÉCNICA DO T-ADZ

Figura 5.1 – Comportamento de harmônicos não-característicos ( $3^{\circ}$ a $15^{\circ}$ ) produzidos por conversores de 12 pulsos em função do VUF. ....	129
Figura 5.2 – Influência do VUF na geração de harmônicos não-característicos ( $17^{\circ}$ a $29^{\circ}$ ) produzidos por conversores de 12 pulsos. ....	129
Figura 5.3 – Impacto causado na produção de harmônicos não-característicos ( $3^{\circ}$ a $15^{\circ}$ ) por conversores de 12 pulsos. ....	130
Figura 5.4 – VUF e sua influência no aparecimento dos harmônicos não-caracterís- ticos ( $17^{\circ}$ a $29^{\circ}$ ) originados por conversores de 12 pulsos. ....	130
Figura 5.5 – Tipo de desequilíbrio e seu impacto na geração de harmônicos não-ca- racterísticos ( $3^{\circ}$ a $15^{\circ}$ ) produzidos por conversores de 12 pulsos. ....	133
Figura 5.6 – Influência do tipo de desequilíbrio na magnitude de harmônicos não-ca- racterísticos ( $17^{\circ}$ a $29^{\circ}$ ) produzidos por conversores de 12 pulsos. ....	133
Figura 5.7 – Harmônicos não-característicos ( $3^{\circ}$ a $15^{\circ}$ ) produzidos por conversores de 12 pulsos e sua relação com o tipo de desequilíbrio de tensão. ....	134
Figura 5.8 – Produção de harmônicos não-característicos ( $17^{\circ}$ a $29^{\circ}$ ) por conversores de 12 pulsos em função do tipo de desequilíbrio de tensão. ....	134

## ÍNDICE DE TABELAS

### **Capítulo 1. DESEQUILÍBRIO DE TENSÃO NO CONTEXTO DA QUALIDADE DA ENERGIA**

Tabela 1.1 – Classificação Geral dos Distúrbios da QEE .....	3
--	---

### **Capítulo 2. FUNDAMENTOS DE DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO**

Tabela 2.1 – Índices de conformidade para desequilíbrios de tensão. ....	20
--	----

Tabela 2.2 – Efeitos dos desequilíbrios de tensão em motores elétricos. ....	24
--	----

### **Capítulo 3. O COMPENSADOR ELETROMAGNÉTICO T-ADZ**

Tabela 3.1 – Valores de K1 e K2 para as posições indicadas na Figura 3.3. ....	41
--	----

Tabela 3.2 – Mapa de possibilidades do LDUC. ....	51
---	----

### **Capítulo 4. MITIGAÇÃO DE HARMÔMICOS NÃO-CARACTERÍSTICOS**

#### **Simulações Computacionais e Laboratoriais**

Tabela 4.1 – Situações selecionados para análise. ....	84
--	----

Tabela 4.2 – Análise do conversor 12 pulsos utilizando as topologias convencional e T-ADZ. ....	92
---	----

### **Capítulo 5. VIABILIDADE TÉCNICA DO T-ADZ**

Tabela 5.1 – Tensões fase-neutro com VUF variável. ....	128
---	-----

Tabela 5.2 – Tensões fase-neutro para VUF de 4%. ....	131
---	-----

Tabela 5.3 – Tensões fase-neutro para um VUF de 6%. ....	132
--	-----

Tabela 5.4 – Análise harmônica da corrente de entrada dos conversores de 12 e de 6 pulsos - Arranjos convencional e T-ADZ - EMTP – Situação 3. ....	136
---	-----

Tabela 5.5 – Análise harmônica da corrente de entrada dos conversores de 12 e de 6 pulsos - Arranjos convencional e T-ADZ – Laboratório – Situação 3 ..	137
---	-----

## Capítulo 1

# *DESEQUILÍBRIO DE TENSÃO NO CONTEXTO DA QUALIDADE DA ENERGIA ELÉTRICA*

### 1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

**A** Qualidade da Energia Elétrica há algum tempo constitui-se em real preocupação para as concessionárias, para os consumidores, sejam eles industriais, comerciais ou residenciais, e para os fabricantes de equipamentos. Esta constatação fica fortemente fundamentada no momento de grande transformação pelo qual o sistema elétrico está passando nos últimos anos. Este, que se utilizava de equipamentos e dispositivos puramente eletromecânicos, passou a utilizar também equipamentos e dispositivos eletroeletrônicos devido à aplicação crescente de semicondutores nos sistemas industriais, incorporando o desenvolvimento apresentado pela eletrônica de potência, eletrônica de controle e microeletrônica. Se, por um lado, estes avanços têm contribuído para a melhoria dos índices de produção e produtividade industrial e para o uso mais eficiente da energia, por outro, vêm colaborando fortemente para a deterioração da qualidade desta mesma energia, provocando forte distorção nos sinais de tensão e de corrente, cujas características eram até então genuinamente senoidais. Estas distorções, por si só já danosas, podem ter seu efeito maléfico ampliado se associadas a desequilíbrios do sistema. Vale dizer, harmônicos desequilibrados são, em tese, piores que harmônicos em si só. Em suma, os problemas associados à qualidade da energia elétrica vêm colocando os sistemas elétricos modernos frente a um paradoxo formado pela qualidade do produto energia elétrica, pela eficiência tanto do seu consumo, quanto dos processos industriais envolvidos e pela sensibilidade dos

equipamentos frente aos fenômeno de qualidade e amplamente utilizados nos ambientes industriais.

As idéias apresentadas anteriormente refletem muito bem o grau de preocupação que o tema tem despertado a nível nacional e internacional, compondo o temário de importantes conferências realizadas nos últimos anos, principalmente devido a seu forte conteúdo técnico e econômico. Neste contexto, destacam-se os seguintes aspectos:

- necessidade de se debater os atuais critérios para a avaliação dos índices de qualidade;
- preconização de índices que reflitam o grau de sensibilidade da instalação consumidora frente a fenômenos de qualidade;
- definição de uma metodologia de avaliação específica aplicada a cada fenômeno;
- disponibilidade de aparelhos capazes de, simultaneamente, avaliar os índices de qualidade e determinar quais os agentes responsáveis pela poluição no sistema elétrico, sejam eles os consumidores, as concessionárias de energia elétrica, ou mesmo ambos;
- penalização (ou faixa de penalizações) a ser(em) aplicada(s) e qual o rigor associado, uma vez determinado os responsáveis pela poluição;
- acordo de metas, que pondere também o custo financeiro decorrente desta nova realidade.

Assim, caracteriza-se como um problema de Qualidade da Energia Elétrica – QEE, qualquer distúrbio ou ocorrência manifestada nos níveis de tensão, nas formas de onda de tensão ou de corrente, que possam resultar em insuficiência, má operação, falha ou defeito permanente em equipamentos de um sistema elétrico [Ab96a]. Os principais distúrbios e suas características principais, que compõem o tema QEE, são apresentados na Tabela 1.1 [Du96], a seguir. Desta maneira, torna-se essencial a concessionárias e consumidores, órgãos normativos e reguladores e até mesmo a fabricantes de equipamentos, a busca contínua para o entendimento e a proposição de soluções para os problemas associados à QEE.

Tabela 1.1 - Classificação Geral dos Distúrbios da QEE.

CATEGORIAS	DURAÇÕES	MAGNITUDES
<b>Transitórios</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Impulsivos</li> <li>• Oscilatórios</li> </ul>	50 [ηs] a 1 [ms] 5 [μs] a 50 [ms]	– 0 a 8 pu
<b>Variações de Curta Duração</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Interrupção Transitória</li> <li>• Afundamento de Tensão</li> <li>• Elevação de Tensão</li> </ul>	0,5 [ciclo] a 1 [minuto] 0,5 [ciclo] a 1 [minuto] 0,5 [ciclo] a 1 [minuto]	< 0,1 pu 0,1 a 0,9 pu 1,1 a 1,8 pu
<b>Variações de Longa Duração</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Interrupção Sustentada</li> <li>• Subtensões</li> <li>• Sobretensões</li> </ul>	> 1 [minuto] > 1 [minuto] > 1 [minuto]	0,0 pu 0,8 a 0,9 pu 1,1 a 1,2 pu
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Desequilíbrios</li> </ul>	regime permanente	0,5 a 2 %
<b>Distorção de Forma de Onda</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Harmônicos</li> <li>• Recorte de Tensão</li> <li>• Ruído</li> </ul>	regime permanente regime permanente regime permanente	0 a 20 % – 0 a 1 %
Flutuação de Tensão	intermitente	0,1 a 7 %
Variações de Frequência	< 10 [s]	–

Neste contexto, os Desequilíbrios de Tensão merecem especial atenção na medida em que estão presentes em todos os níveis do sistema elétrico, especialmente na transmissão e na distribuição de energia. Considerado como uma consequência operacional do sistema, tem sua origem diretamente relacionada com as cargas instaladas - monofásicas e trifásicas desequilibradas, o que fica evidenciado pela dificuldade de se prever quais destas cargas e em que instante estarão em operação. Desta forma, durante muito tempo aceitou-se que o sistema fosse desequilibrado dentro de um limite, convivendo-se, conscientemente, com este tipo de distúrbio. Contudo, estes podem atingir valores extremamente elevados, cujas consequências técnico-econômicas por vezes não são devidamente contabilizadas. Vale ressaltar que em face destas constatações e da abordagem a ser apresentada nos próximos capítulos, o tema Desequilíbrio de Tensão recebe neste trabalho um enfoque maior em comparação ao tema Harmônicos, que constitui-se em objeto de inúmeros estudos dentro do contexto da QEE.

Ademais, esta concepção tem se alterado em face dos inúmeros trabalhos que vêm sendo publicados nos últimos anos, considerando este tópico como objeto de investigação, especialmente no que diz respeito aos seus efeitos e à proposição de novas soluções.

Por conseguinte, estas constatações enaltecem a importância do tema Desequilíbrios de Tensão dentro do contexto da Qualidade da Energia Elétrica, fomentando uma maior compreensão acerca deste tema.

## **1.2 - ESTADO DA ARTE**

A importância do tema Desequilíbrios de Tensão pode ser demonstrada através dos diversos estudos sobre o mesmo e que vêm sendo publicados ao longo dos anos na literatura técnica. Estes vêm enfocando, principalmente, os efeitos dos desequilíbrios sobre equipamentos, principalmente motores de indução trifásicos e conversores de potência, e a proposição de soluções para a correção dos seus problemas e, conseqüentemente, a minimização de seus efeitos.

Neste sentido, esta seção será dividida de acordo com a abordagem apresentada nos trabalhos publicados, permitindo uma visão ampla e integrada sobre o tema. Vale ressaltar que, além dos trabalhos que serão mencionados a seguir, outros trabalhos com diferentes abordagens também foram publicados e estão relacionados na bibliografia auxiliar desta tese.

### **1.2.1 - EFEITOS EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Vários estudos vêm sendo realizados desde a década de 50 no sentido de explicar os efeitos que ocorrem internamente aos motores de indução quando alimentados com tensões desequilibradas.

Um dos primeiros trabalhos versando sobre este assunto foi publicado por Williams [Wi54], que apresentou uma avaliação quantitativa das perdas do motor de acordo com a magnitude do desequilíbrio, provocando a redução do rendimento e o aquecimento excessivo do motor. Gafford [Ga59] avaliou a sobrelevação da

temperatura e a diminuição da vida útil para um motor específico, recomendando que procedimentos idênticos deveriam ser estendidos a motores de diversas classes e tamanhos. Em outro trabalho, Berndt [Be63] apresentou um método de cálculo de um fator a ser utilizado no dimensionamento de motores operando em redes desequilibradas, concluindo que o limite de desequilíbrio de tensão permissível e indicado nas principais normas deveria ser revisto.

Uma análise completa dos efeitos dos desequilíbrios sobre a operação de motores de indução em função dos limites recomendados pela norma NEMA foi publicado por Woll [Wo75]. Nesta, foi mostrada a maneira pela qual grandezas como torque, velocidade síncrona, rendimento, perdas, aquecimento e redução da vida útil são afetadas pelo desequilíbrio, prejudicando a operação do motor. Ademais, ao seu final este trabalho traz uma importante e contundente afirmação: “... recomenda-se que o desequilíbrio de tensões nos terminais do motor não exceda a 1 (um) por cento.”

Diversos trabalhos foram publicados na última década trazendo novas contribuições aos estudos destes efeitos. Através da utilização de uma ferramenta computacional de análise de sistemas elétricos, Smolleck [Sm92] apresentou um método de simulação para analisar o impacto causado pelos desequilíbrios de tensão em motores síncronos e de indução, permitindo observar o comportamento elétrico e magnético do motor.

Em outros trabalhos publicados nos anos de 1998 e 1999, Lee [Le98][Le99a] investigou estes efeitos, considerando diversas situações em relação ao valor do fator de desequilíbrio de tensão – VUF (da língua inglesa, *Voltage Unbalance Factor*), no desempenho de um motor de indução e a influência destas no sistema de potência. A partir de oito diferentes situações, monofásicas, bifásicas e trifásicas, considerando elevação e diminuição das tensões e variações no ângulo de fase, foram investigados o rendimento e o fator de potência. Além das conclusões já apresentadas, o estudo mostrou: a ocorrência das piores situações em relação à sobrelevação de temperatura se dão para os desequilíbrios trifásicos ocasionados pela diminuição do módulo das tensões; a influência dos desequilíbrios na estabilidade dos sistemas de potência, uma vez que estes causam perdas

excessivas e aumento no consumo, sendo, portanto, necessária a sua incorporação em estudos desta natureza.

O trabalho publicado por Wang [Wa00] empregou modelos do pacote de simulação computacional, EMTP, para analisar os transitórios de partida de motores de indução alimentados com tensões desequilibradas, a fim de verificar estes efeitos sobre a corrente do estator, a velocidade do rotor e o torque elétrico.

Souto [So99a], por sua vez, implementou no pacote de simulação computacional no domínio do tempo, SABER, uma metodologia que inclui modelos elétricos, térmicos e mecânicos, permitindo uma análise mais ampla do motor considerando os efeitos dos desequilíbrios e dos harmônicos. Um outro estudo, igualmente envolvendo harmônicos e desequilíbrios, foi apresentado recentemente por Abreu e Emanuel [Ab00]. Este relata os resultados preliminares destes efeitos sobre a vida útil do motor e o decorrente impacto econômico, baseando-se na modelagem tridimensional do fluxo de transferência de calor e na monitorização da temperatura em determinados pontos quentes do mesmo.

Por fim, atuando em uma outra direção, Dorr [Do00] apresentou uma metodologia sistemática para verificar a qualidade da tensão de alimentação do motor, discutindo diversas ações para melhorá-la.

### **1.2.2 - EFEITOS EM CONVERSORES DE POTÊNCIA CA-CC**

A utilização de conversores de potência CA-CC foi largamente difundida nas aplicações industriais nos últimos 20 anos. Pode-se citar, como exemplos práticos de dispositivos desenvolvidos a partir desta tecnologia, os sistemas de acionamento para motores de corrente contínua e para motores de corrente alternada. São dispositivos que possuem, por natureza, uma característica não linear gerando harmônicos no sistema de suprimento. Da mesma forma que qualquer outro, foram projetados para trabalhar sob condições equilibradas de fornecimento na frequência fundamental. Na prática, porém, os sistemas de alimentação são desequilibrados, tornando complexo o problema de geração harmônica devido à produção de harmônicos não-característicos, degradando as características e a

qualidade da corrente de entrada e interferindo significativamente na tensão de saída do conversor [Ra88].

Vários trabalhos estão disponíveis na literatura técnica investigando estes problemas e abordando a modelagem do conversor através de diferentes métodos.

Em 1980, Yacamini e Oliveira [Ya80] propuseram um método para calcular os harmônicos associados a sistemas multiconversores. A metodologia desenvolvida já considerava a operação do conversor sob condições não ideais da rede de alimentação, utilizando a análise no domínio da frequência na qual cada conversor pôde ser descrito em detalhes. Além disto, o método proposto permitiu um alto grau de generalização, podendo ser aplicado em conversores de 24, 48 e mais pulsos. Vários efeitos estão incluídos nesta análise, tais como a distorção harmônica de tensão causada por outras cargas, como fornos a arco, o desequilíbrio do sistema de suprimento, a inclusão de filtros AC, os parâmetros desequilibrados nos ramos conversores, o método de controle de disparo individual ou eqüidistante para os semicondutores, a saturação dos transformadores, os capacitores para correção do fator de potência ou outras combinações L – C, dentre outros.

Anos mais tarde, o trabalho de Rashid e Maswood [Ra88] fez uma análise do conversor CA-CC e avaliou o seu desempenho sob condições equilibradas e desequilibradas. Foram investigados os efeitos dos desequilíbrios de tensão no fator de potência, fator harmônico, fator de distorção das correntes de entrada e de saída, a distorção harmônica total (THD) das tensões de saída e harmônicos de baixa ordem.

Outros autores também propuseram métodos de avaliação de conversores operando sob condições não ideais da rede de alimentação. O trabalho de Enjeti e Ziogas [En90] apresentou um novo procedimento de análise para o cálculo de harmônicos não-característicos sob condições desequilibradas através da decomposição das funções de transferência do conversor em componentes de seqüência positiva e negativa. Desta maneira, desequilíbrios em módulo e/ou ângulo de fase e erros nos ângulos de chaveamento puderam ser facilmente incorporados nesta análise. O método forneceu expressões para a obtenção de todos os harmônicos, incluindo os não-característicos.

Sakui e Fujita [Sa92] também propuseram um método prático de cálculo das correntes harmônicas em um retificador trifásico conectado em ponte de Graetz, operando com condições de desequilíbrio na rede de alimentação. Este método era igualmente baseado nas funções de chaveamento do retificador e no domínio da frequência, sendo que todos os cálculos efetuados eram puramente algébricos com erros em torno de 1%.

Baseando-se no modelo do conversor e nos modelos probabilísticos da tensão desequilibrada e das variações de carga do conversor, o comportamento aleatório dos harmônicos característicos e não-característicos produzidos pelo conversor de 6 pulsos foi analisado por Wang em 1993 [Wa93]. Foram obtidas as funções de densidade de probabilidade da magnitude e do ângulo de fase das correntes harmônicas e comparados os resultados com simulações de Monte Carlo, permitindo o entendimento do efeito dos desequilíbrios e das variações de carga no espectro de corrente do conversor. Seguindo esta mesma linha de atuação, Ngandui [Ng00] apresentou recentemente uma modelagem probabilística das correntes harmônicas produzidas por conversores de 12 pulsos operando com tensões desequilibradas, obtendo, igualmente, as funções de densidade de probabilidade das amplitudes e dos ângulos de fase destas correntes.

Outra abordagem foi proposta por Smith, Watson, Wood e Arrilaga [Sm95], cujo trabalho apresentou um conjunto de equações desenvolvido a fim de descrever o conversor de 6 pulsos em regime permanente no domínio harmônico. A técnica mostrou-se ser rápida e simples, capaz de modelar os efeitos que foram largamente ignorados como, por exemplo, o efeito da ondulação CC na duração da comutação.

Utilizando novamente a teoria da modulação, Hu [Hu97] propôs um método que pôde ser utilizado para a análise de conversores sob condições desequilibradas. Este trabalho descreveu uma maneira de se obter a impedância de seqüência e o circuito equivalente de um conversor de potência na frequência fundamental. O método proposto forneceu um modelo simples para conversores de potência a serem analisados em regime permanente de sistemas de potência contendo diversos conversores.

### 1.2.3 - EFEITOS EM OUTROS EQUIPAMENTOS

Além dos trabalhos apresentados anteriormente, outros pesquisadores têm investigado os efeitos dos desequilíbrios de tensão em outros equipamentos.

Neste sentido, destaca-se o trabalho apresentado por Morán em 1992 [Mo92], onde discutiu-se os aspectos de projeto e os problemas causados em inversores PWM alimentados com tensões desequilibradas. Estes problemas incluíam as distorções significativas nas formas de onda das correntes de entrada, o aumento das oscilações da tensão e da corrente no capacitor CC, bem como a geração de componentes sub-harmônicas nas tensões de saída do inversor. Em outro trabalho publicado por Islam em 2000 [Is00], considerou-se a influência dos desequilíbrios e dos harmônicos na operação de inversores de frequência com retificadores de 6 pulsos. Dentre as conclusões apresentadas neste estudo, tem-se a constatação de que nestas circunstâncias ocorre a produção de harmônicos não-característicos múltiplos de três.

Outros importantes estudos mostraram, ainda, a influência dos desequilíbrios sobre o fator de potência [Du00], nos algoritmos de detecção do ângulo de fase [So99], essencial para equipamentos condicionadores de potência, tipo UPS, e os erros causados na medição de potência reativa e fator de potência em um circuito senoidal desequilibrado alimentando uma carga linear equilibrada [Ba98].

### 1.2.4 – NOVAS SOLUÇÕES

A proposição de soluções para a correção de desequilíbrios de tensão recebeu um significativo número de contribuições durante a última década. Estas envolveram, primordialmente, a utilização de dispositivos de eletrônica de potência em seu arranjo, tais como filtros ativos, SVC's, UPFC's, dentre outros.

Dois trabalhos nesta direção foram apresentados por Campos em 1994 [Ca94a] [Ca94b]. O sistema proposto consistia de um inversor por fonte de tensão PWM trifásico, conectado em série com a linha. A compensação do desequilíbrio se dava através do cancelamento da componente de sequência negativa das tensões

fase-fase da fonte, equilibrando a tensão da carga, controlando a amplitude da tensão de sequência positiva e, com isto, permitindo a regulação da tensão da carga. Seguindo esta mesma tendência, vale mencionar também as soluções apresentadas recentemente por Lee [Le99b], Hongfa [Ho00], Morán [Mo00] e Elmitwally [El00]. Este último propôs um sistema composto por um filtro ativo série, que é controlado através de um controlador *fuzzy*, combinando as características de um condicionador universal de qualidade da energia e um restaurador dinâmico de tensão. Desta maneira, o mesmo pôde corrigir desequilíbrios e afundamentos de tensão, bem como harmônicos de tensão e corrente.

O desenvolvimento de um regulador para compensadores estáticos de reativos, tipo Statcom, permitindo que estes possam controlar o fluxo das correntes de sequência negativa e reequilibrar as tensões do sistema de distribuição sem a solicitação de potência do compensador, foi apresentado por Hochgraf em 1998 [Ho98]. Da mesma forma, no ano seguinte Belacheheb [Be99] também propôs um novo método de compensação através de um dispositivo série, tipo UPFC, conectado na rede de alimentação. De maneira análoga a outra solução mencionada anteriormente, a compensação do desequilíbrio era obtida através do cancelamento das componentes de sequência negativa das tensões de linha, sendo possível, de modo adicional, controlar a componente de sequência positiva destas mesmas tensões.

Além da aplicação dos dispositivos mencionados anteriormente para a correção dos desequilíbrios, Ngandui [Ng96][Ng97][Ng99] conduziu um extenso estudo a fim de propor uma solução para a minimização da distorção harmônica decorrente da operação de conversores estáticos operando sob condições desequilibradas. O trabalho buscou alternativas à minimização dos harmônicos não características em ambos os lados do conversor, especialmente no lado CC. Para este fim, o trabalho apresentou um método de disparo individual dos semicondutores a fim de eliminar a componente de segunda harmônica na saída do conversor, bem como os resultados que comprovaram a eficácia do método proposto.

### 1.3 - MOTIVAÇÃO

O estado da arte apresentado anteriormente mostra claramente a ênfase que vem sendo dada no dias atuais ao estudo dos Desequilíbrios de Tensão. Prova maior desta constatação é o número de contribuições disponível na literatura técnica abordando este tema.

Uma dessas contribuições foi a dissertação de mestrado defendida por Paulillo em 1996 [Pa96], que apresentou a proposta de um compensador eletromagnético de desequilíbrios de tensão capaz de mitigar, ou mesmo eliminar, este distúrbio em um sistema de distribuição. Este equipamento tem suas bases em um autotransformador defasador especial [Ab91], que permite alterações no módulo e no ângulo de fase da tensão do sistema através da seleção apropriada dos tapes disponíveis no mesmo, de modo independente por fase.

Um ano mais tarde, ao abordar o tema Desequilíbrios e sua influência na geração de harmônicos não-característicos produzidos por conversores de potência, Ngandui apresentou em sua Tese de Doutorado [Ng97] um extenso estudo sobre o assunto. Através da utilização dos conceitos de funções de comutação e de componentes simétricas, foram analisados conversores CA-CC de seis, doze, dezoito e vinte e quatro pulsos, propondo-se uma nova solução baseada no método de controle assimétrico dos semicondutores do conversor. Como resultado da aplicação desta solução, obteve-se a melhoria da qualidade da tensão retificada e a minimização dos harmônicos de terceira ordem da corrente de entrada do conversor. Porém, este método apresentou restrições em virtude de sua eficiência ser comprovada apenas para desequilíbrios de pequena magnitude.

Agregando-se as duas técnicas de mitigação apresentadas, vislumbrou-se o desenvolvimento de uma nova solução para os harmônicos não-característicos gerados por conversores de potência alimentados com tensões desequilibradas. Conforme será apresentado ao longo deste desenvolvimento, principalmente em face dos resultados obtidos e que serão apresentados nesta tese, culminou-se, na verdade, no desenvolvimento de uma solução única com alto grau de generalização: a proposição de um novo mitigador de harmônicos não-característicos, o qual pode

ser aplicado tanto na alimentação de conversores de potência e, conseqüentemente, de motores de indução, em ambos os casos sem maiores preocupações com as conseqüências associadas, quanto em sistemas de distribuição em geral.

No primeiro caso, o compensador proposto constitui-se, na realidade, em uma solução para o desequilíbrio da rede de alimentação do conversor (causa) e não em uma solução para os harmônicos não-característicos produzidos por este (efeito). Todavia, conforme será apresentado nos capítulos vindouros, a eficácia desta solução traz, como conseqüência adicional, a mitigação dos harmônicos não-característicos. No segundo caso, fruto deste desenvolvimento, sugere-se ao final a condução de novos estudos que resultarão em um modelo deste compensador, única e exclusivamente, aplicado a sistemas de distribuição.

Por fim, vale ressaltar que esta solução é fruto de um processo de desenvolvimento contínuo, em cuja origem encontra-se o autotransformador defasador concebido por Abreu em sua tese de doutorado [Ab91], sob o acrônimo ADZ, seguindo-se a modelagem deste na compensação de desequilíbrios e de quedas de tensão, trabalho este que foi desenvolvido por Paulillo em sua dissertação de mestrado defendida em 1996 [Pa96]. A união dessas idéias, associada à potencial aplicação na alimentação de conversores de potência, formaram a célula basilar que impulsionou o desenvolvimento deste trabalho.

#### **1.4 - PROPOSTA DA TESE**

Nos tópicos anteriores foi apresentado um conjunto de informações que compõe um panorama sobre a relevância do tema Desequilíbrios de Tensão e suas implicações atuais no contexto da Qualidade da Energia Elétrica, que apontam para a compreensão e a busca de soluções para os problemas associados à QEE.

Alicerçada nestas bases encontra-se esta tese de doutorado, fundamentada, concomitantemente, nos fatores apresentados anteriormente e na proposição de um compensador eletromagnético de desequilíbrios de tensão, um transformador especial, cujo objetivo principal é minimizar os desequilíbrios de tensão nos sistemas elétricos. Este transformador, concebido a partir do ADZ, permite, através

da conveniente seleção dos tapes disponíveis em suas bobinas auxiliares, alterações no módulo e no ângulo de fase da tensão de entrada, de modo independente para cada fase, minimizando, desta maneira, os desequilíbrios de tensão presentes no sistema elétrico.

Como resultado da aplicação deste compensador tem-se, principalmente, a mitigação dos harmônicos não-característicos gerados por conversores estáticos operando sob condições desequilibradas da rede alimentação, bem como a minimização dos efeitos perniciosos dos desequilíbrios sobre os motores de indução trifásicos, que teriam, com isto, a sua vida útil preservada. Por sua vez, vale salientar que estas cargas – motores de indução e conversores -, constituem-se na base dos acionamentos elétricos modernos e, portanto, são vitais para os processos industriais dada a extensa gama de aplicações encontradas nos diversos segmentos produtivos.

A fim de comprovar a viabilidade técnica e a eficácia deste equipamento é apresentada a modelagem matemática do compensador proposto alimentando conversores de 6 e de 12 pulsos em uma abordagem por funções de transferência. Este método foi proposto inicialmente por Sakui e Fujita [Sa92] e estendido por Ngandui [Ng97] em termos das componentes simétricas das tensões de entrada do conversor. Para a consecução deste objetivo, são apresentados os resultados computacionais e laboratoriais, obtidos a partir da implementação deste modelo utilizando-se os pacotes computacionais EMTP e MatLab e um protótipo do ADZ disponível nos laboratórios da EFEI.

## **1.5 - ORGANIZAÇÃO DA TESE**

Dentro do contexto deste trabalho, torna-se imprescindível apresentar, no capítulo II, os fundamentos acerca do tema Desequilíbrios de Tensão, abordando os conceitos e definições associados, sua origem, as principais conseqüências sobre equipamentos elétricos e as soluções que vem sendo propostas para a sua atenuação.

Contribuição maior deste trabalho, o capítulo III apresenta a proposta do compensador eletromagnético de desequilíbrios de tensão, estabelecendo as bases

desta proposta. Desta forma, o capítulo traz uma breve descrição do ADZ e a metodologia aplicada na concepção do LDUC, que culminaram no modelo do compensador proposto nesta tese de doutorado. É apresentada a sua relação fundamental, a metodologia de obtenção dos parâmetros de controle e a modelagem matemática do modelo do compensador alimentando conversores de 6 e de 12 pulsos aplicando-se o método de funções de transferência.

O capítulo IV apresenta os resultados obtidos em simulações computacionais e laboratoriais do modelo do compensador aplicado a sistemas conversores de 6 e de 12 pulsos, utilizando-se os pacotes computacionais EMTP e MatLab e o protótipo do ADZ disponível na EFEI.

O capítulo V tem como objetivo analisar a viabilidade técnica do compensador eletromagnético proposto - T-ADZ. Esta será conduzida avaliando-se a influência do desequilíbrio nos harmônicos, característicos e não-característicos, produzidos por conversores de 12 pulsos, operando sob diferentes tipos e condições de desequilíbrio (VUF fixo e VUF variável). Este estudo será realizado através dos resultados de simulações do modelo de conversores de 12 pulsos em EMTP, sendo alimentados pelo arranjo convencional e pelo arranjo utilizando o compensador proposto.

Finalmente, no capítulo VI são apresentadas as conclusões obtidas, juntamente com uma série de sugestões para desenvolvimentos futuros, compondo, desta maneira, a estrutura desta tese de doutorado.

## **1.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS**

Este capítulo estabeleceu, de maneira geral, as diretrizes e os objetivos deste trabalho, mostrando a relevância do tema Desequilíbrios de Tensão dentro do contexto da Qualidade da Energia Elétrica, seu estado da arte, a motivação para o desenvolvimento do mesmo e o detalhamento da proposta de trabalho. Destarte, embasando-se nestes alicerces, apresenta-se, a seguir, os fundamentos associados ao tema Desequilíbrios de Tensão, especialmente a maneira como estes influenciam a geração de harmônicos não-característicos na rede elétrica.

## Capítulo 2

# *FUNDAMENTOS DE DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO*

### 2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Dotar todos os consumidores, sejam eles industriais, comerciais ou residenciais, de uma fonte de alimentação em conformidade com as características dos equipamentos instalados, garantindo aos mesmos a obtenção de um desempenho satisfatório, constitui-se em uma premissa básica para a operação de qualquer sistema elétrico. Isto se deve ao fato da totalidade dos equipamentos e sistemas serem projetados para trabalhar, entre outras, sob condições equilibradas de fornecimento na frequência fundamental.

Logo, a preocupação em relação aos problemas relacionados com a qualidade da tensão encontra eco nos dias atuais. Mais importante do que se dispor energia, a mentalidade vigente demanda que a mesma seja entregue com qualidade. Neste contexto e como parte integrante deste universo de problemas, encontra-se o tema Desequilíbrios de Tensão. Diante deste quadro, este capítulo abordará os fundamentos a ele relacionados no sentido de fornecer uma visão ampla sobre o assunto, através de maiores informações sobre os conceitos e as definições vigentes, suas origens, suas conseqüências e as soluções propostas para a sua mitigação.

## 2.2 – CONCEITOS E DEFINIÇÕES

### 2.2.1 - CONCEITOS

O conceito Desequilíbrio de Tensão em um sistema elétrico refere-se à condição na qual as três fases apresentam diferentes valores de tensão em módulo ou defasagem angular entre fases diferente de  $120^\circ$  elétricos ou, ainda, as duas condições simultaneamente [Ar00].

Logo, um sistema trifásico ideal, livre de desequilíbrios, considerando a fase A na referência e seqüência de fases positiva, é dado em p.u. por:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}}_A &= 1,0 \angle 0^\circ \\ \dot{\bar{V}}_B &= 1,0 \angle -120^\circ \\ \dot{\bar{V}}_C &= 1,0 \angle +120^\circ\end{aligned}\tag{2.1}$$

onde a barra indica um valor por unidade e o ponto indica um fasor.

Na realidade, porém, as tensões não são perfeitamente equilibradas. Isto se deve a desequilíbrios que aparecem internamente nas instalações das concessionárias e dos consumidores, relacionando-se diretamente com a configuração adotada no sistema elétrico e as cargas instaladas, respectivamente.

Considerando-se cargas trifásicas e monofásicas em um sistema elétrico, o mesmo é equilibrado quando circulam correntes equilibradas. No caso de cargas monofásicas, tem-se a necessidade de se distribuí-las, cautelosamente, entre as fases do sistema, de forma que no ponto comum a corrente resultante seja, idealmente, igual a zero. Entretanto, no sistema elétrico não existem conectadas somente cargas monofásicas totalmente dissociadas das cargas trifásicas ou vice-versa. O que se tem é uma associação destas, tornando-se impossível se prever quais cargas e em que instante estarão em operação. Isto demonstra o grau de complexidade que o sistema pode apresentar e a dificuldade no trabalho de balanceamento ao longo das três fases do sistema. Este fato fez com que, durante muito tempo, toda a atenção fosse concentrada em solucionar os problemas de quedas de tensão, convivendo-se, então, conscientemente, com os desequilíbrios do sistema. Isto pode ser

comprovado pelo fato dos próprios engenheiros de planejamento das concessionárias trabalharem com um limite de até 2% de desequilíbrio de tensão nos níveis de transmissão e subtransmissão (tensões iguais ou superiores a 13,8 kV) em seus estudos [Cr93]. Dessa forma, no ponto de acoplamento comum entre a concessionária e os consumidores, já se considera um certo grau de desequilíbrio, com origem nos equipamentos instalados - geradores, transformadores e linhas de transmissão - respectivamente, nos setores de geração, transmissão e distribuição.

Neste contexto, convém ressaltar que queda de tensão refere-se à condição na qual as tensões apresentam valores em módulo diferentes de 1,0 p.u., mantendo-se, porém, a defasagem angular de  $120^\circ$  entre as fases sucessivas. Dessa maneira, verifica-se que este problema, extensivamente estudado ao longo dos anos e que recebeu um sem-número de contribuições no sentido de atenuar seus efeitos, constitui-se em um caso particular no universo dos Desequilíbrios de Tensão.

### 2.2.2 - DEFINIÇÕES

De acordo com a literatura clássica e em vários trabalhos apresentados ao longo dos anos, o grau ou fator de desequilíbrio de tensão de um sistema elétrico – VUF, pode ser definido de diversas formas. Dentre elas, destacam-se:

- o grau de desequilíbrio é definido pela relação entre os módulos da tensão de seqüência negativa e da tensão de seqüência positiva. Esta definição está baseada no fato de que um conjunto trifásico de tensões equilibradas possui apenas componentes de seqüência positiva. O fato de se considerar nesta formulação somente os valores de seqüência negativa é devido à mesma ser mais apropriada no caso de possíveis interferências em equipamentos instalados no sistema. Estas também introduzem uma assimetria nas tensões de linha. O surgimento, por alguma razão, de componentes de seqüência zero, provocaria apenas a assimetria das tensões de fase [Ie87]. Este fator, em porcentagem, é dado por [Ie87][Di65][Sm88][Ra88][Bh96][Be63]:

$$VUF = \frac{\left| \dot{\bar{V}}_2 \right|}{\left| \dot{\bar{V}}_1 \right|} \times 100 [\%] \quad (2.2)$$

onde:

$\left| \dot{\bar{V}}_2 \right|$  - módulo da tensão de seqüência negativa;

$\left| \dot{\bar{V}}_1 \right|$  - módulo da tensão de seqüência positiva.

- a operação de motores de indução trifásicos com tensões desequilibradas causam sérios danos ao mesmo, como será apresentado no item seguinte. A fim de quantificar este efeito, a norma NEMA - MG1 - 14.34 define o fator desequilíbrio de tensão como a relação entre o máximo desvio da tensão média e a tensão média, tomando-se como referência as tensões de linha. Este fator, em percentagem, é dado por [Di65][Sm88][Al92][Wo75][Ch94][Le98][Le99]:

$$VUF = \frac{\Delta V}{V_{AV}} \times 100 [\%] \quad (2.3)$$

onde:

$\Delta V$  - máximo desvio da tensão média [V];

$V_{AV}$  - tensão média [V].

- em relação a este assunto, a CIGRÉ (*Congress Internationale des Grand Réseaux Électriques a Haute Tension*) sugere a expressão conhecida como CIGRÉ-C04, obtendo-se uma grandeza adimensional a partir das tensões fase-fase, dada por:

$$VUF = \sqrt{\frac{1 - \sqrt{3 - 6 \cdot \beta}}{1 + \sqrt{3 - 6 \cdot \beta}}} \cdot 100 [\%] \quad (2.4)$$

onde:

$$\beta = \frac{|V_{ab}|^4 + |V_{bc}|^4 + |V_{ca}|^4}{\left(|V_{ab}|^2 + |V_{bc}|^2 + |V_{ca}|^2\right)^2} \quad (2.5)$$

- por fim, o IEEE recomenda que o desequilíbrio de tensões pode ser obtido através da seguinte relação [Ie87]:

$$V_{UF} = \frac{3 \cdot (V_{MAX} - V_{MIN})}{V_A + V_B + V_C} \cdot 100 \% \quad (2.6)$$

As definições anteriores indicam maneiras diferentes de avaliação dos desequilíbrios de tensão no sistema elétrico apresentadas na literatura técnica internacional, constituindo-se nas definições mais utilizadas. Todavia, novos métodos e definições de como se avaliar desequilíbrios de tensão, bem como de outras grandezas elétricas - como potência ativa, potência reativa, potência aparente, potência de distorção, dentre outras - considerando-se condições não senoidais dos sinais de tensão e corrente, vêm sendo propostos nos últimos anos [Ie96]. Todavia, até o presente momento não se atingiu ainda consenso em relação a tal matéria.

A metodologia utilizada neste trabalho contempla a definição dada por (2.2), que relaciona desequilíbrio de tensão diretamente com a presença de tensões de seqüência negativa no sistema elétrico. O valor obtido representa, desta maneira, um valor exato que inclui as variações no módulo e no ângulo de fase das tensões do sistema elétrico.

### 2.2.3 - LIMITES

Além das definições anteriores, faz-se mister apresentar os limites permissíveis indicados pelas mais diversas normas, tanto em nível nacional como em nível internacional. Estes valores constituem-se como indicadores da necessidade ou não de se adotar medidas de mitigação.

A Tabela 2.1 abaixo, preparada com base nos documentos consultados e em trabalhos reportados na literatura técnica, quantifica estes índices de conformidade. Entretanto, ressalta-se que em muitos casos, ao se definir estes índices, muitos documentos são extremamente concisos.

Tabela 2.1 – Índices de conformidade para desequilíbrios de tensão.

NORMA / RECOMENDAÇÃO	LIMITE [%]
NEMA / MG-1	2
ANSI / C84.1	3
EN / 50160	2
NRS / 048	2
IEC	2
GCOI / GCPS	2

Em relação aos limites apresentados na Tabela 2.1, cabem as seguintes observações:

- reconhecendo o efeito prejudicial dos desequilíbrios sobre o desempenho do motor, a norma NEMA recomenda ainda fatores a serem aplicados ao motor operando sob condições de desequilíbrio [An82]. Além disso, estuda-se a possibilidade da redução deste limite para 1 %, recomendação esta já sugerida por Woll em 1975 [Wo75], ratificada por Abreu e Emanuel [Ab00];
- o valor indicado pela norma ANSI refere-se ao máximo valor medido sem carga no sistema;
- as normas EN 50160 e a NRS 048 estabelecem que, em algumas áreas, onde parte dos consumidores são monofásicos ou bifásicos, são admissíveis desequilíbrios de até 3%;
- a norma IEC 1000-2-2 indica este limite como aceitável em sistemas de baixa tensão. Contudo, em alguns casos e por períodos de tempo limitados, por exemplo durante curto-circuitos, estes valores podem ser mais elevados;

- no trabalho desenvolvido pelo GCOI [Cr93], o limite indicado pode ser aplicado a qualquer ponto do sistema, tendo sido ocasionado pela operação conjunta de todos os consumidores. No caso de uma análise envolvendo um único consumidor, o mesmo não deve ultrapassar 1,5%.

Em suma, apesar dos diferentes valores encontrados na tabela anterior, o valor de 2 % é geralmente adotado como limite para desequilíbrios de tensão, sem qualquer tipo de prejuízo à operação de equipamentos elétricos.

## 2.2 CONSEQUÊNCIAS

### 2.3 - ORIGENS

Considerando-se os diversos níveis de tensão em um sistema elétrico, os desequilíbrios de tensão afetam mais fortemente os níveis de distribuição. Por este motivo, as fontes destes estão diretamente associadas com as cargas elétricas e com os arranjos utilizados para sua alimentação neste nível de tensão.

De uma maneira geral, salvo características exclusivas de alguns sistemas isolados, como no caso de sistemas ferroviários eletrificados, as fontes dos desequilíbrios de tensão são as seguintes [Le98][Kn85]:

- combinação de cargas monofásicas e trifásicas desequilibradas, principalmente cargas especiais, como fornos a arco e máquinas de solda, no mesmo sistema de distribuição, sendo as cargas monofásicas desigualmente distribuídas ao longo das três fases do sistema;
- sistemas de transmissão de energia elétrica, devido a características intrínsecas das impedâncias das linhas. Uma das maneiras de se minimizar estes efeitos é de se proceder a denominada transposição de fases. Em sistemas de distribuição, porém, esta não é uma prática comum, o que contribui para que o sistema permaneça desequilibrado.

Estas causas são as mais freqüentes. Contudo, ainda são relatados transformadores conectados em delta aberto e a abertura de fusíveis em bancos de capacitores, como outras possíveis causas [Le98].

Em sistemas específicos, como sistemas ferroviários eletrificados, este tipo de ocorrência é bastante comum dada a influência das cargas monofásicas na rede de alimentação. Estas se constituem basicamente por locomotivas elétricas, que são cargas puramente monofásicas e controladas por semicondutores de potência, apresentando um regime de operação marcado pela brusca variação de carga conforme os sucessivos períodos de aceleração e frenagem [Ch94][Ba91][Wi54].

## **2.4 - CONSEQÜÊNCIAS**

O estado da arte apresentado no capítulo anterior mostrou que a investigação sobre as conseqüências dos desequilíbrios de tensão no sistema elétrico leva a duas constatações distintas. Por um lado, tensões desequilibradas provocam conseqüências danosas no funcionamento de alguns equipamentos elétricos, comprometendo, na maioria dos casos, o seu desempenho e a sua vida útil. Por outro lado, determinados equipamentos quando supridos com tensões desequilibradas provocam conseqüências nocivas no sistema supridor sem, contudo, ter o seu funcionamento comprometido.

A fim de esclarecer esta relação de causa e efeito, expõe-se a seguir as conseqüências dos desequilíbrios de tensão sob duas perspectivas distintas: do ponto de vista das cargas e do ponto de vista do sistema supridor.

### **2.4.1 – DO PONTO DE VISTA DAS CARGAS**

Dentre todas as cargas elétricas disponíveis, as que mais sofrem as conseqüências ocasionadas pelas tensões desequilibradas da rede de alimentação são, indubitavelmente, as máquinas rotativas. Embora estejam relatados na literatura técnica os efeitos dos desequilíbrios sobre inversores de frequência [Mo92], fator de potência [Du00], algoritmos de detecção do ângulo de fase empregados em UPS [So99] e erros em medidores kVAr [Ba98], nenhum outro equipamento tem suas características tão degradadas como tais máquinas.

Tomando-se, por exemplo, um motor de indução trifásico, suas características de desempenho constituem-se em um conjunto de grandezas térmicas e eletromecânicas que definem o comportamento operacional deste sob condições determinadas. Desta forma, em função da potência exigida pela carga em um determinado instante e da qualidade da tensão da rede de alimentação, o motor apresenta valores definidos de rendimento, fator de potência, corrente absorvida, velocidade, conjugado (torque) desenvolvido, perdas e elevação de temperatura.

Desta maneira, quando as tensões de alimentação do motor são desequilibradas, afetando as características elétricas que influem nos comportamentos térmico e mecânico do motor, este têm o seu desempenho e sua vida útil comprometidas.

Vários estudos vem sendo elaborados desde a década de 50 no sentido de explicar os efeitos que ocorrem internamente aos motores de indução. Primeiramente, tem-se a deformação do campo magnético girante, originando uma operação semelhante àquela existente quando o entreferro não é uniforme. Neste sentido, é inevitável a produção de esforços mecânicos axiais e radiais sobre o eixo, resultando em vibrações, ruídos, batimentos, desgastes e aquecimento excessivo dos mancais em consequência do surgimento de correntes parasitas no sistema eixo-mancais-terra. A deformação do campo magnético girante pode ser analisada decompondo-se o mesmo em um campo de seqüência positiva e outro de seqüência negativa. O de seqüência positiva com as mesmas funções da situação em que o campo não tem nenhuma anomalia e o de seqüência negativa opondo-se ao anterior, produzindo o desequilíbrio magnético do motor.

Outro efeito importante relaciona-se ao fato das impedâncias de seqüência negativa do motor possuírem valores muito pequenos, resultando em um desequilíbrio de corrente bastante elevado. Conseqüentemente, a elevação de temperatura do motor operando com uma determinada carga e sob determinado desequilíbrio será maior que o mesmo operando sob as mesmas condições de carregamento e tensões equilibradas. O resultado final é o aumento das perdas do motor, causando sobreaquecimento e diminuição da sua vida útil

Be63][Wo75][Ch94][Wi54]. Um exemplo destes efeitos está apresentado na Tabela 2.2, abaixo, para um motor de 5 HP [An82].

Tabela 2.2 - Efeitos dos desequilíbrios de tensão em motores elétricos.

CARACTERÍSTICA	DESEMPENHO		
	230	230	230
Tensão média	230	230	230
% Desequilíbrio de tensão	0,3	2,3	5,4
% Desequilíbrio de corrente	0,4	17,7	40,0
Sobrelevação de temperatura °C	0	30	40

Motor Indução Trifásico: 5 HP, 1725 rpm, 230 V, 60 Hz

A importância desta tabela reside nos seguintes fatos:

- em países ou regiões altamente industrializadas, aproximadamente 60 % da energia produzida é consumida na alimentação de motores elétricos;
- um pequeno desequilíbrio de tensão - da ordem de 2,3 % - é responsável por um desequilíbrio de corrente - da ordem de 17,7 % - juntamente com uma sobrelevação de temperatura de 30° C;
- tomando-se, por exemplo, o isolamento classe B, têm-se um aumento de quase 40 % nas perdas do motor;
- a cada 10° C de sobrelevação de temperatura acima do limite da classe de isolamento, sabe-se que a vida útil da isolação do motor diminui à metade.

Estes dados demonstram o impacto econômico decorrente dos efeitos dos desequilíbrios de tensão nos motores de indução, uma vez que se agregam às deficiências impostas na operação, os custos de manutenção preventiva e corretiva.

De uma maneira geral, os efeitos em outras características elétricas e mecânicas, podem ser resumidos da seguinte maneira:

- Torque: os torques de rotor bloqueado e de frenagem diminuem. Em condições extremamente severas, o torque pode não ser o adequado para a aplicação;

- Velocidade nominal: a velocidade nominal diminui ligeiramente;
- Corrente de rotor bloqueado: o desequilíbrio desta corrente será da mesma ordem que o desequilíbrio das tensões;
- Ruído e vibração: como já citado anteriormente, estes efeitos aparecerão, sendo mais severos em motores de 2 pólos.

#### 2.4.2 – DO PONTO DE VISTA DO SISTEMA ELÉTRICO

Os conversores estáticos de potência CA-CC vêm sendo amplamente utilizados desde a década de 70 do século passado. Indispensável em sistemas de acionamento de motores, estes sistemas estão presentes nos mais importantes processos de produção já desenvolvidos.

São dispositivos que possuem, por natureza, uma característica não-linear gerando harmônicos no sistema de fornecimento de energia. Como resultado direto, os sistemas conversores apresentam normalmente fatores de potência ruins e que variam com a carga. Da mesma forma que qualquer outro equipamento, foram projetados para trabalhar sob condições equilibradas de fornecimento na frequência fundamental. Porém, quando supridos por uma rede com tensões fortemente desequilibradas são os responsáveis pela injeção de harmônicos não-característicos no sistema supridor, levando à degradação da qualidade da corrente de entrada e, concomitantemente, a flutuações na tensão de saída do conversor. Mais importante do que este último efeito, a principal consequência sob a ótica do sistema elétrico, é o aparecimento de harmônicos não-característicos no lado CA do conversor.

Vários trabalhos estão disponíveis na literatura investigando estes problemas e abordando a modelagem do conversor através de diferentes métodos a fim de prever quais harmônicos serão gerados pelo conversor e suas amplitudes [Ra88][Ya80][En90][Sa92][Sm95][Hu97][Ng97]. Neste sentido, ressalta-se o trabalho de Rashid e Maswood [Ra88], que fez uma análise do conversor CA-CC e avaliou o seu desempenho sob condições equilibradas e desequilibradas. Foram investigados os efeitos dos desequilíbrios de tensão no fator de potência, fator harmônico, fator de distorção das correntes de entrada e de saída, distorção

harmônica total (THD) das tensões de saída e harmônicos de baixa ordem. Os resultados desta análise são apresentados a seguir:

- Fator de potência da entrada: os conversores são elementos passivos e requerem correntes reativas. Em condições normais sob carga nominal, conversores antiparalelos operam com fator de potência em torno de 0,7. Contudo, o mesmo diminui com a redução da tensão de saída CC. Pode-se verificar a partir das características encontradas para o fator de potência, que em uma pequena faixa de saída do conversor (ou seja,  $110^\circ < \alpha < 120^\circ$ ), o fator de potência varia significativamente com o grau do desequilíbrio.
- Fator Harmônico: as correntes de entrada do conversor são não-senoidais com um forte conteúdo harmônico. Verificou-se que, para a mesma faixa anterior (ou seja,  $110^\circ < \alpha < 120^\circ$ ), o nível de harmônicos varia significativamente de acordo com o desequilíbrio. Entretanto, para grandes regiões de saída do conversor ( $\alpha < 110^\circ$ ), esta variação é pequena.
- Fator de Distorção: este fator indica a presença de harmônicos de baixa ordem na entrada do conversor. Do ponto de vista do fornecimento, o fator de distorção das correntes de entrada alteram fortemente o desempenho do conversor. A presença de componentes harmônicas nas correntes de linha produzem aumento das perdas e causam problemas de interferência. Este fator, de ambas as correntes de entrada e de saída, aumenta conforme o nível do desequilíbrio e torna-se bem elevado quando a tensão de saída do conversor é baixa.
- Distorção harmônica total (THD) da tensão de saída: este parâmetro fornece uma amostra clara da proximidade da forma de onda de saída com o seu valor médio. Assim, uma grande ondulação, ou *ripple*, torna o THD elevado. Embora este fator forneça uma idéia da forma de onda, ele também dá uma clara indicação sobre as exigências de filtragem. Este fator também aumenta com o aumento do desequilíbrio.
- Harmônicos de baixa ordem: estes harmônicos, presentes na corrente de entrada, exigem um filtro relativamente grande em comparação aos harmônicos de elevada ordem. O conhecimento específico sobre a ordem e a amplitude relativa

destas componentes harmônicas dá uma melhor idéia sobre as exigências de filtragem. Em condições de desequilíbrio, são gerados harmônicos de terceira ordem, os quais tem baixa magnitude em condições equilibradas. Neste caso, os harmônicos de baixa ordem são substancialmente maiores que aqueles em condições de fornecimento equilibradas.

## 2.5 - SOLUÇÕES

Uma vez apresentado os principais efeitos dos desequilíbrios de tensão sob o sistema elétrico e sob as cargas instaladas, faz-se necessário apresentar os métodos de atenuação mais utilizados pelas concessionárias de energia elétrica, bem como uma nova geração de equipamentos de mitigação aplicados a problemas de QEE em geral e que contemplam, igualmente, os desequilíbrios de tensão. Desta maneira, para uma melhor compreensão, este tópico será subdividido em métodos clássicos e novas soluções.

### 2.5.1 – MÉTODOS CLÁSSICOS

Estes métodos, denominados clássicos, apresentam soluções para controle do módulo, para controle da fase ou para controle de ambos, módulo e fase, da tensão do sistema. Para alcançar estes objetivos são utilizados transformadores reguladores ou de controle, cuja característica principal é, primordialmente, produzir variações de tensão, em geral, pequenas, em um ponto do sistema. Esta variação de tensão,  $\Delta V$ , introduzida pode, geralmente, variar em módulo e em fase. Convém ressaltar que estes dispositivos, por possuírem uma limitada potência nominal, não têm por premissa transformar grande quantidade de energia. Esses métodos de controle são apresentados abaixo:

#### 2.5.1.1 - Transformador regulador para controle do módulo da tensão

Nesta configuração, a partir de um autotransformador trifásico (transformador de excitação) toma-se uma tensão ajustável que será utilizada como

tensão primária de um transformador série, instalado no ponto onde se deseja aumentar ou diminuir a tensão do sistema de um valor  $\Delta V$ . Esta configuração é dada pela Figura 2.1. Considerando, por exemplo, a fase A do sistema, a tensão resultante no tape  $T_a$  está em fase com  $V^a$ . Logo, o transformador em série com a fase A deverá, neste caso, adicionar uma tensão  $\Delta V^a$  a  $V^a$ , em fase com  $V^a$ , de acordo com o diagrama fasorial. O valor deste acréscimo depende, logicamente, da posição do tape. Desta maneira, tem-se o controle do módulo da tensão [E176].

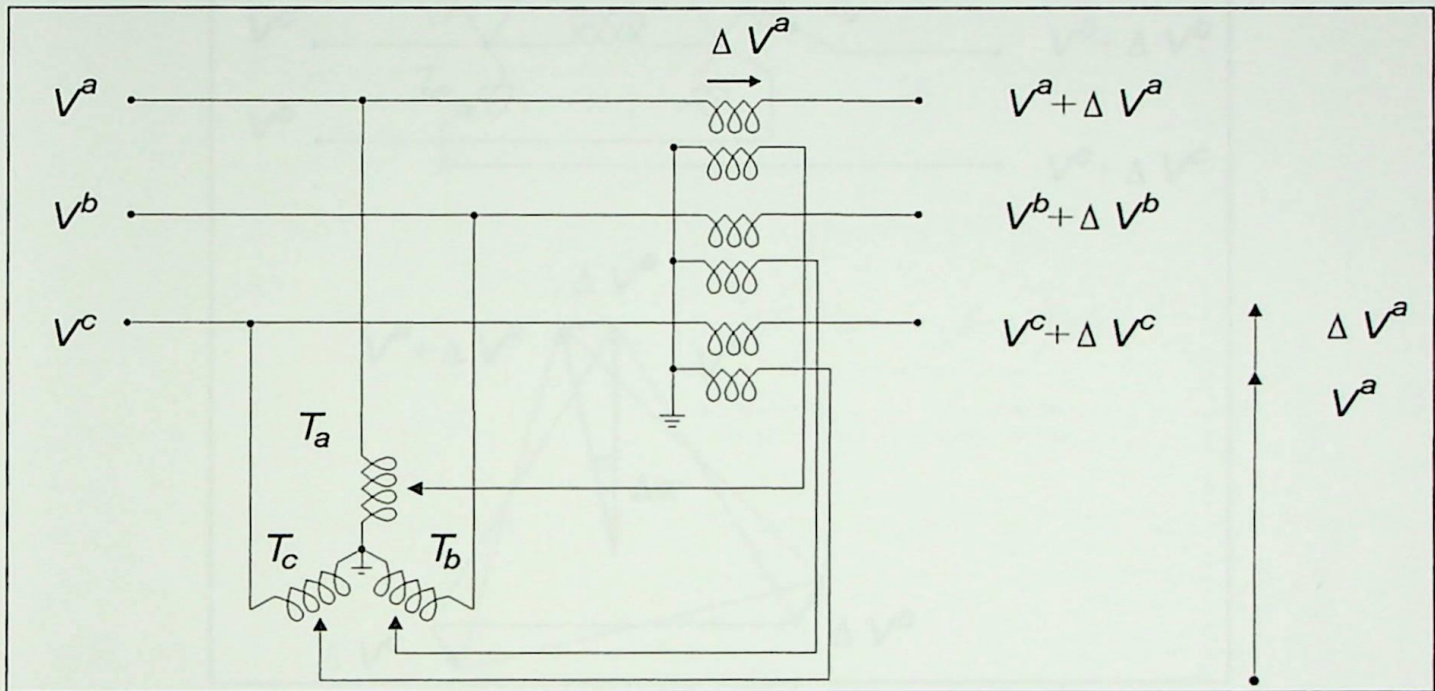


Figura 2.1 - Controle do módulo de tensão.

### 2.5.1.2 - Transformador regulador para controle da fase da tensão:

De maneira idêntica ao esquema anterior, porém, considerando-se um incremento de tensão  $\Delta V$  com fase de  $\pm 90^\circ$  em relação à tensão  $V$  do sistema, obtém-se o controle da fase da tensão, conforme o esquema apresentado na Figura 2.2. O diagrama fasorial associado indica que o ajuste  $\Delta \alpha$  da fase é aproximadamente proporcional ao módulo da tensão  $\Delta V$  adicionada pelo regulador. Esta aproximação será tanto melhor quanto menor for o ajuste com que se trabalhar.

Do mesmo diagrama fasorial, observa-se que, para pequenos ajustes angulares, o módulo da tensão não é praticamente alterado [E176].

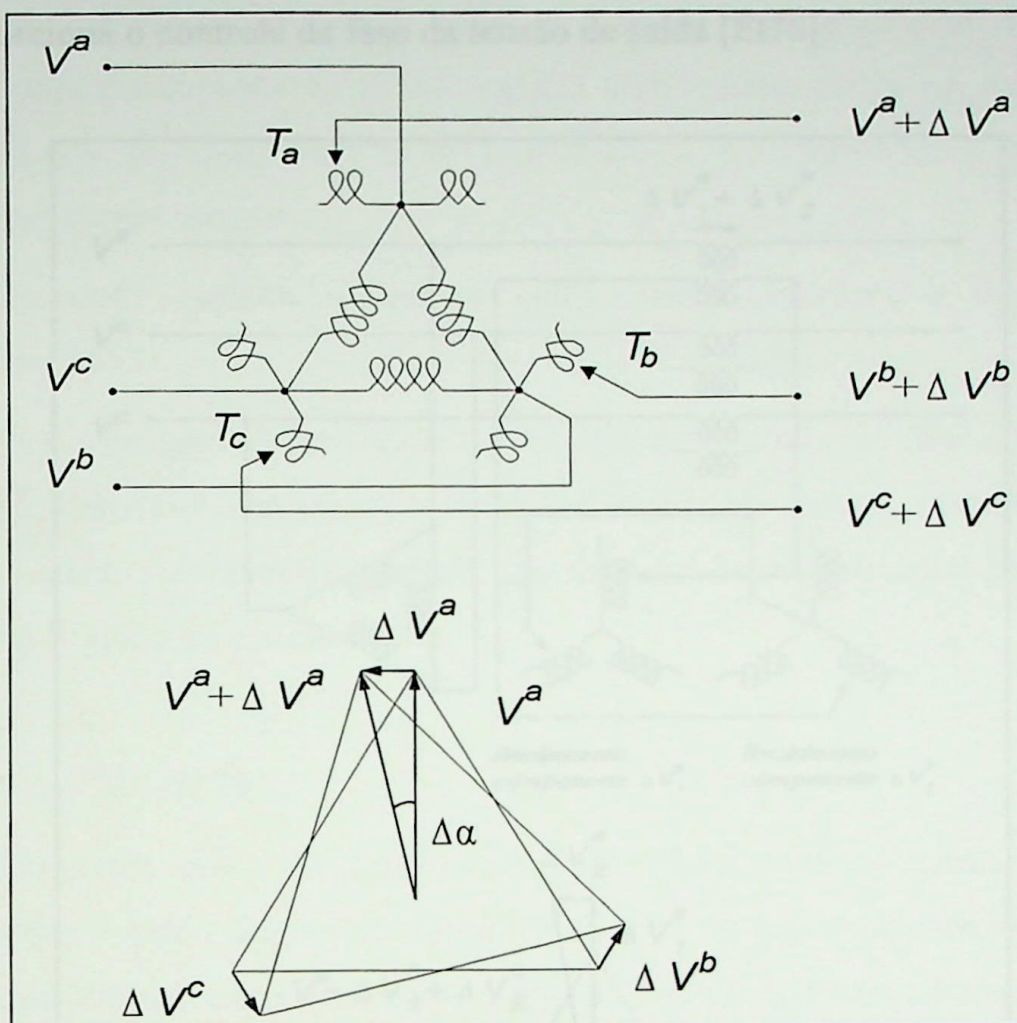


Figura 2.2 - Controle da fase da tensão.

### 2.5.1.3 - Transformador regulador para o controle independente do módulo e da fase da tensão:

Em muitas situações, torna-se imperativo o controle independente do módulo e da fase da tensão. Na configuração apresentada pela Figura 2.3, onde estão somente representadas as ligações para a fase A (as interligações para as fases B e C foram omitidas para não congestionar o diagrama), o transformador regulador permite ajustar, separadamente, as duas variáveis. Nesta configuração, o transformador de excitação possui dois enrolamentos secundários. Um desses enrolamentos é responsável pela componente de tensão,  $\Delta V_1$ , em fase com a tensão

de fase  $V$  do sistema. O outro enrolamento é responsável pela componente de tensão,  $\Delta V_2$ , defasada de  $90^\circ$  da tensão de fase  $V$  do sistema. Conseqüentemente, o ajuste do módulo de  $\Delta V_1$  permite o controle do módulo, enquanto que o ajuste de  $\Delta V_2$  proporciona o controle da fase da tensão de saída [El76]:

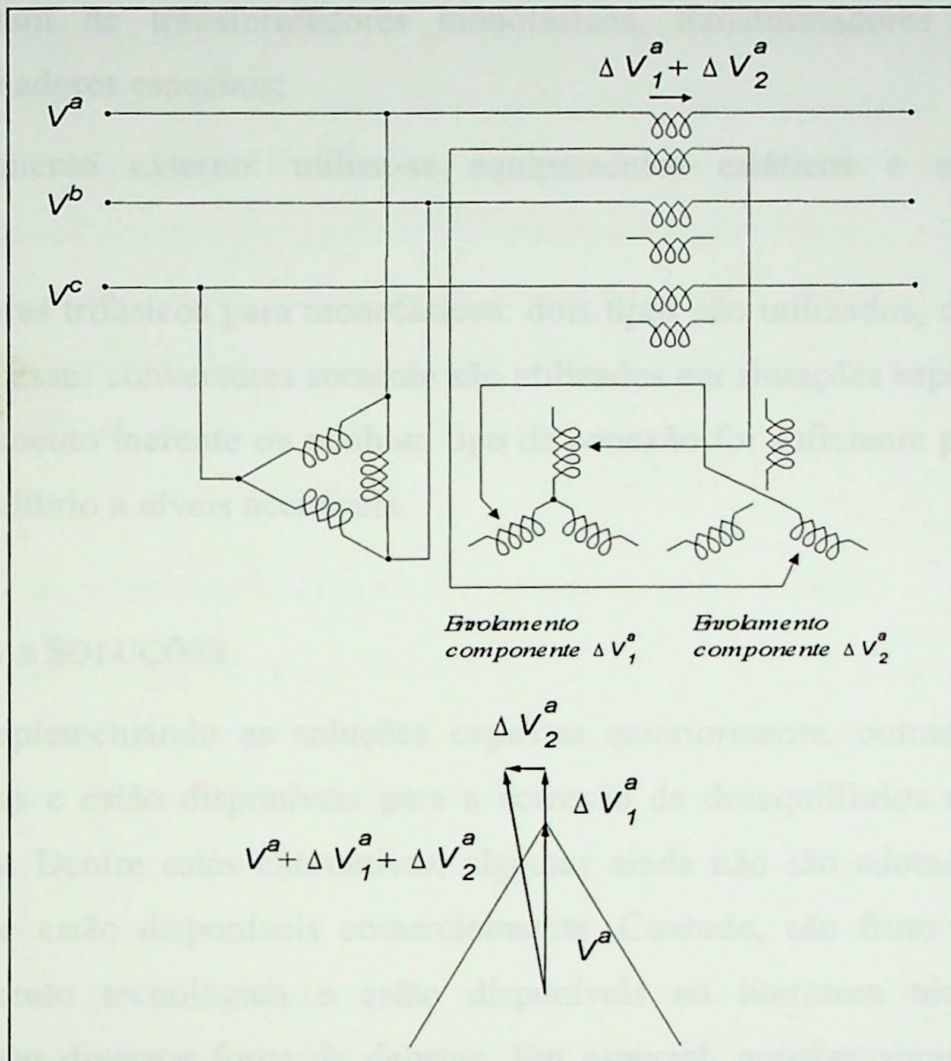


Figura 2.3 - Controle independente de módulo e fase da tensão.

Além das soluções clássicas anteriores, outras foram propostas ao longo dos anos. Estas foram encontradas a partir de vários estudos específicos desenvolvidos nos sistemas mais fortemente afetados por este distúrbio. Este é o caso dos sistemas ferroviários eletrificados, nos quais os desequilíbrios de tensão e corrente nas subestações de tração podem ser limitados pelos seguintes métodos [Ba91]:

- balanceamento inerente: a alimentação dos transformadores é feita alternando-se sucessivamente as fases do sistema;

- balanceamento local: este método controla o desequilíbrio na subestação procurando carregar igualmente as três fases da concessionária. Para isso se utiliza de conexões especiais de transformadores que podem ser utilizadas, com vantagens, em certas aplicações, como a conexão Scott, a conexão Woodbridge modificada e a conexão Le Blanc. Para se efetuar estas conexões, estes arranjos se utilizam de transformadores monofásicos, transformadores trifásicos e transformadores especiais;
- balanceamento externo: utiliza-se equipamentos estáticos e equipamentos rotativos;
- conversores trifásicos para monofásicos: dois tipos são utilizados, o estático e o rotativo. Esses conversores somente são utilizados em situações especiais onde o balanceamento inerente ou nenhum tipo de conexão foi suficiente para diminuir o desequilíbrio a níveis aceitáveis.

## 2.5.2 - NOVAS SOLUÇÕES

Complementando as soluções expostas anteriormente, outras vêm sendo desenvolvidas e estão disponíveis para a correção de desequilíbrios de tensão na rede elétrica. Dentre estas alternativas, algumas ainda não são adotadas em larga escala e não estão disponíveis comercialmente. Contudo, são fruto do contínuo desenvolvimento tecnológico e estão disponíveis na literatura técnica, sendo defendidas em diversos foros de debates. Em especial, aquelas apresentadas nos campos da eletrônica de potência, eletrônica de controle, microeletrônica e dispositivos supercondutores.

Dentro do contexto desta Tese de Doutorado, duas soluções merecem especial atenção, uma vez que se constituem nas bases do trabalho aqui desenvolvido: o compensador de desequilíbrios e de quedas de tensão e o controle assimétrico do ângulo de disparo de conversores estáticos. Estas e as demais alternativas estão descritas a seguir.

### **2.5.2.1 - Filtros Ativos**

O objetivo maior da utilização de filtros ativos é a compensação das distorções harmônicas produzidas por uma carga não linear. Na sua concepção são utilizados elementos de eletrônica de potência que, de acordo com seu sistema de controle, suprem o sistema com todo o reativo consumido por este, não interferindo no fluxo de potência ativa. Contudo, em recente trabalho Elmitwally [Em00] expôs um sistema composto por um filtro ativo série, controlado através de lógica *fuzzy*, capaz de corrigir desequilíbrios de tensão, afundamentos de tensão e harmônicos em redes alimentando cargas não lineares. Por ser uma solução recente, os filtros ativos não possuem uma extensa utilização nos sistemas atuais devido a restrições de caráter técnico (limitação de potência dos dispositivos semicondutores) e econômico (custo elevado).

### **2.5.2.2 - Condicionadores Universais de Energia - UPFC**

Constituem-se em uma família de equipamentos que podem corrigir problemas de QEE, dentre os quais: harmônicos, cintilação luminosa, depressão de tensão, elevação de tensão, desequilíbrios de tensão, além de serem capazes de atuar na compensação de reativos e no balanceamento de cargas. São dispositivos que podem ser conectados em série ou em derivação no sistema de distribuição e cuja aplicação tem crescido substancialmente nos últimos anos. Um exemplo do emprego deste equipamento foi mostrado por Belacheheb [Be99] ao propor um novo método de compensação através conexão de um UPFC série na rede de alimentação. Neste trabalho, a compensação do desequilíbrio era obtida por meio do cancelamento das componentes de sequência negativa das tensões de linha, podendo-se controlar, adicionalmente, a componente de sequência positiva das tensões de linha.

### **2.5.2.3 - Compensador de Desequilíbrios e de Quedas de Tensão**

Este compensador é o resultado da aplicação do autotransformador especial ADZ, desenvolvido por Abreu [Ab91], para compensar desequilíbrios de tensão em

redes de distribuição. A relevância deste equipamento reside no fato do mesmo permitir defasagens não convencionais entre os sinais de tensão de entrada e saída, permitindo o controle da tensão de entrada, de modo independente em cada uma das fases. Este controle é obtido através da conveniente seleção dos tapes e polaridades das bobinas auxiliares que compõem o ADZ. Desta maneira, a partir de um determinado conjunto conhecido de tensões na entrada do equipamento, obtém-se em sua saída tensões com variações no módulo, no ângulo de fase ou em ambos, de modo independente e simultâneo em cada fase. Neste sentido, vale lembrar que as defasagens permitidas pelo equipamento são definidas pelas características construtivas do mesmo, a saber: a relação entre o número de espiras das bobinas auxiliares e da bobina principal e o número de tapes disponíveis em cada bobina auxiliar.

Por conseguinte, este compensador, denominado LDUC - do inglês, *Line Drop and Unbalance Compensator*, fundamentado nas considerações anteriores, foi concebido para minimizar, ou mesmo eliminar, desequilíbrios de tensão em um sistema elétrico, constituindo-se, conseqüentemente, em uma alternativa mais versátil às convencionais [Pa96][Ab96b /Ab96e][Ab97a/Ab97e][Ab98a/Ab98b].

A metodologia aplicada na proposta do LDUC consiste em tornar as tensões na saída do compensador iguais à parcela equilibrada das tensões de entrada do sistema. Assim, suprimindo-se as parcelas não equilibradas do sinal, tem-se como resultado final, um sinal de tensão simétrico e equilibrado. Para tanto, supõe-se o LDUC instalado em um ponto do sistema de distribuição, sendo alimentado por um conjunto de tensões desequilibrado. A metodologia desenvolvida para a obtenção dos tapes e polaridades para o LDUC é baseada na relação dada pela equação (2.2).

O ADZ e a modelagem do LDUC, serão apresentados detalhadamente no próximo capítulo.

#### **2.5.2.4 - Controle Individual de Pulsos**

Esta metodologia foi desenvolvida por Ngandui [Ng96] com o objetivo de reduzir os harmônicos não-característicos produzidos por conversores CA-CC

operando sob condições desequilibradas da rede de alimentação. Para a consecução deste objetivo, o trabalho fez uma análise da influência do desequilíbrio de tensão, da assimetria das reatâncias de comutação e da não equidistância dos pulsos de disparo sobre o desempenho do conversor CA-CC, tanto com o comando individual quanto com o comando equidistante.

Utilizando-se da modelagem do conversor por funções de comutação, foram obtidas expressões dos harmônicos gerados pelo conversor em ambos os lados CA e CC. Os resultados desta análise, obtidos através de simulação computacional, confirmaram que o desempenho dos conversores CA-CC se deterioram quando alimentados por um sistema trifásico desequilibrado, bem como que o aumento do número de pulsos não permite, necessariamente, a melhoria da qualidade da tensão retificada nestas condições.

As soluções propostas pelo trabalho, em relação às tensões de saída e às correntes de entrada do conversor, estão sintetizadas a seguir:

- Tensões: a fim de melhorar as características da tensão entregue por conversores CA-CC em regime desequilibrado, um método assimétrico de comando de semicondutores foi proposto para a eliminação de harmônicos não-característicos de baixa ordem. Esta solução sugere ser particularmente interessante àquelas aplicações a baixas tensões e a elevadas correntes, nas quais a qualidade da tensão de saída é importante. O algoritmo proposto foi desenvolvido baseando-se no método de continuação e no método de interpolação conhecido pelo nome de “*kriegeage dual*”. Os resultados desta implementação, simulados no EMTP – *Electromagnetic Transient Program*, permitiram minimizar estes harmônicos de baixa ordem.
- Correntes: para a melhoria das características das correntes absorvidas pelos conversores CA-CC, em regime desequilibrado, um novo algoritmo de comando assimétrico para minimização dos harmônicos de corrente alternada múltiplos de três é proposto. Comparando-se este método com o método equidistante, os resultados obtidos são melhores.

Entretanto, os resultados encontrados a partir da utilização dos métodos propostos neste trabalho mostraram que estes são eficientes somente para desequilíbrios de tensão de menor amplitude.

O desenvolvimento do conversor por funções de comutação, apresentado neste trabalho e implementado para conversores de 6 e 12 pulsos, constituir-se-á em uma das bases da análise a ser conduzida nesta Tese de Doutorado e será detalhado no capítulo 3.

## 2.6 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo introduziu os conhecimentos necessários a uma ampla e didática compreensão do tema Desequilíbrio de Tensão. Foram abordados conceitos e definições, diferentes maneiras de avaliação disponíveis na literatura técnica e limites associados a cada método, a maneira como este se origina, conseqüências de sua existência sobre os equipamentos elétricos, especialmente máquinas rotativas e sistemas conversores e, por fim, o conjunto de soluções apresentadas na literatura vigente para a sua mitigação.

Consolidadas estas bases, que mostram a importância do tema no contexto da Qualidade da Energia Elétrica, o próximo capítulo traz, em detalhes, a contribuição maior desta Tese de Doutorado, na forma do Compensador Eletromagnético de Desequilíbrios de Tensão T-ADZ.

## Capítulo 3

# ***O COMPENSADOR ELETROMAGNÉTICO T-ADZ***

### **3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

Contribuição maior desta Tese de Doutorado, a proposição deste compensador é fruto de um processo de desenvolvimento contínuo, em cuja origem há cerca de dez anos encontra-se o trabalho de doutorado de Abreu [Ab91]. Como virtude maior de um trabalho desta natureza, sucederam-se outros, dentre os quais, a dissertação de mestrado de Paulillo [Pa96], a qual principiou, despretensiosamente, a proposição em potencial de um equipamento desta natureza.

O resultado desta caminhada é apresentado neste capítulo, que traz inicialmente o conhecimento básico e introdutório do ADZ e a metodologia aplicada para a concepção do LDUC. Por fim, descreve-se pormenorizadamente o compensador eletromagnético proposto nesta tese de doutorado por meio de sua relação fundamental, da obtenção de seus parâmetros de controle e de um modelo do mesmo alimentando conversores de potência de 6 e 12 pulsos, fornecendo meios para avaliar sua eficiência e viabilidade técnica. Inclui-se, também, modelagem matemática desta aplicação pelo método de funções de transferência, permitindo a análise do mesmo no domínio da frequência.

### **3.2 - O TRANSFORMADOR DEFASADOR ADZ**

O ADZ é um transformador especial que permite defasagens não convencionais entre as tensões de entrada e de saída por meio de uma relação de

transformação complexa variável. Para tanto, possui uma bobina principal e duas bobinas auxiliares, por fase, também conhecidas, na terminologia usualmente adotada a autotransformadores, como bobina comum e bobinas série, respectivamente. A ligação do ADZ apresenta as bobinas principais conectadas em estrela e a ligação entre as bobinas principais e auxiliares em zigue-zague [Ab91], conforme a Figura 3.1 a seguir.

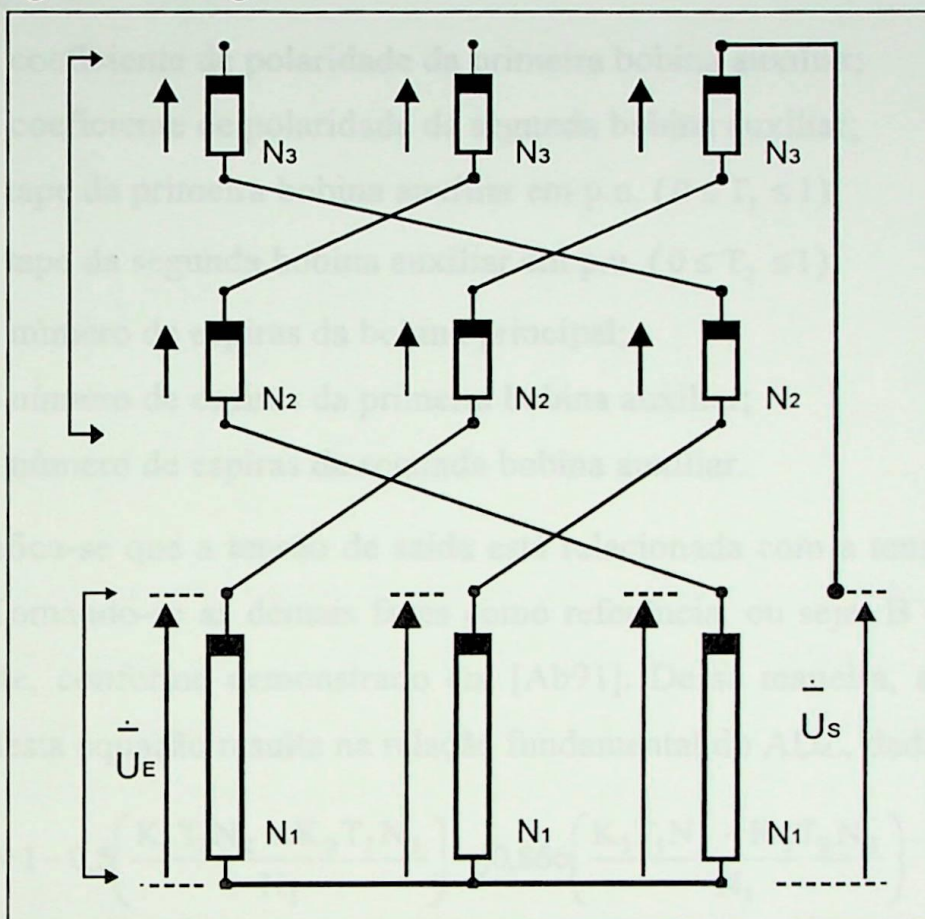


Figura 3.1 - O ADZ e suas conexões.

As bobinas auxiliares possuem um número de espiras proporcional ao da bobina principal e, ainda, um conjunto de taps disponíveis. O valor obtido para o fator tensão de saída depende da polaridade das bobinas auxiliares e do valor do tap associado. Isto permite ao mesmo desviar-se do fator tensão de entrada em módulo e ângulo em ambos os sentidos. O limite a que este desvio pode chegar e o número de desvios que o equipamento permite dependem, basicamente, da proporção entre o número de espiras das bobinas auxiliares em relação à principal e do número de taps disponíveis por bobina auxiliar. Estes valores, por sua vez, dependem da aplicação a qual o equipamento estará vinculado.

Seja um sistema trifásico equilibrado de tensões aplicado às bobinas principais, conforme (2.1). De acordo com a conexão mostrada na Figura 3.1, o fasor tensão de saída, tendo por referência a fase A, será dado por:

$$\dot{\bar{V}}_s = 1,0 \angle 0^\circ + K_1 T_1 \frac{N_2}{N_1} 1,0 \angle -120^\circ + K_2 T_2 \frac{N_3}{N_1} 1,0 \angle +120^\circ \quad (3.1)$$

onde:

$K_1$  - coeficiente de polaridade da primeira bobina auxiliar;

$K_2$  - coeficiente de polaridade da segunda bobina auxiliar;

$T_1$  - tape da primeira bobina auxiliar em p.u. ( $0 \leq T_1 \leq 1$ );

$T_2$  - tape da segunda bobina auxiliar em p.u. ( $0 \leq T_2 \leq 1$ );

$N_1$  - número de espiras da bobina principal;

$N_2$  - número de espiras da primeira bobina auxiliar;

$N_3$  - número de espiras da segunda bobina auxiliar.

Verifica-se que a tensão de saída está relacionada com a tensão de entrada da fase A. Tomando-se as demais fases como referência, ou seja, B e C, o mesmo fato se repete, conforme demonstrado em [Ab91]. Dessa maneira, a manipulação apropriada desta equação resulta na relação fundamental do ADZ, dada por:

$$\dot{\bar{V}}_s = 1 - 0,5 \left( \frac{K_1 T_1 N_2 + K_2 T_2 N_3}{N_1} \right) - j0,866 \left( \frac{K_1 T_1 N_2 - K_2 T_2 N_3}{N_1} \right) \quad (3.2)$$

Nesta equação fica evidente a importância da definição dos valores dos coeficientes de polaridade,  $K_i$ 's, dos tapes,  $T_i$ 's, e da relação entre o número de espiras entre as bobinas principal e auxiliares, que representam, basicamente, as características construtivas do ADZ.

Os valores possíveis para os coeficientes de polaridade,  $K_i$ 's, são:

- +1 para polaridade positiva;
- -1 para polaridade negativa;
- 0 para ausência de bobina.

A relação fundamental para o ADZ, dada por (3.2), sendo  $\dot{\bar{V}}_E = 1,0 \angle 0^\circ$ , pode ser fasorialmente representada por:

$$\dot{\bar{V}}_S = \bar{V}_S \angle -\alpha \quad (3.3)$$

onde:

$$\bar{V}_S = (a^2 + b^2)^{1/2}$$

$$\alpha = \text{tg}^{-1} \frac{b}{a}$$

$$a = 1 - 0,5 \left( \frac{K_1 T_1 N_2 + K_2 T_2 N_3}{N_1} \right)$$

$$b = -0,866 \left( \frac{K_1 T_1 N_2 - K_2 T_2 N_3}{N_1} \right)$$

Aplicando-se um sistema de alimentação trifásico e equilibrado às bobinas principais com o referencial adiantado de  $90^\circ$ , mostrado na Figura 3.2, e, ainda, com  $N_2 = N_3$ , tem-se diversas possibilidades para o fasor tensão de saída conforme a Figura 3.3, onde devem ser utilizadas as relações dadas por (3.4):

$$\dot{\bar{V}}_A = 1,0 \angle 90^\circ$$

$$\dot{\bar{V}}_B = 1,0 \angle -30^\circ \quad (3.4)$$

$$\dot{\bar{V}}_C = 1,0 \angle -150^\circ$$

Ou graficamente:

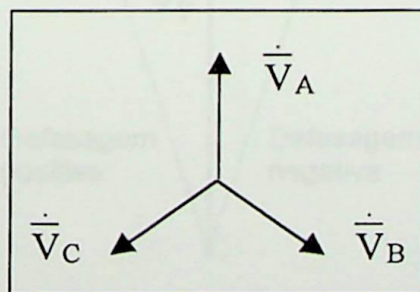


Figura 3.2 – Referencial.

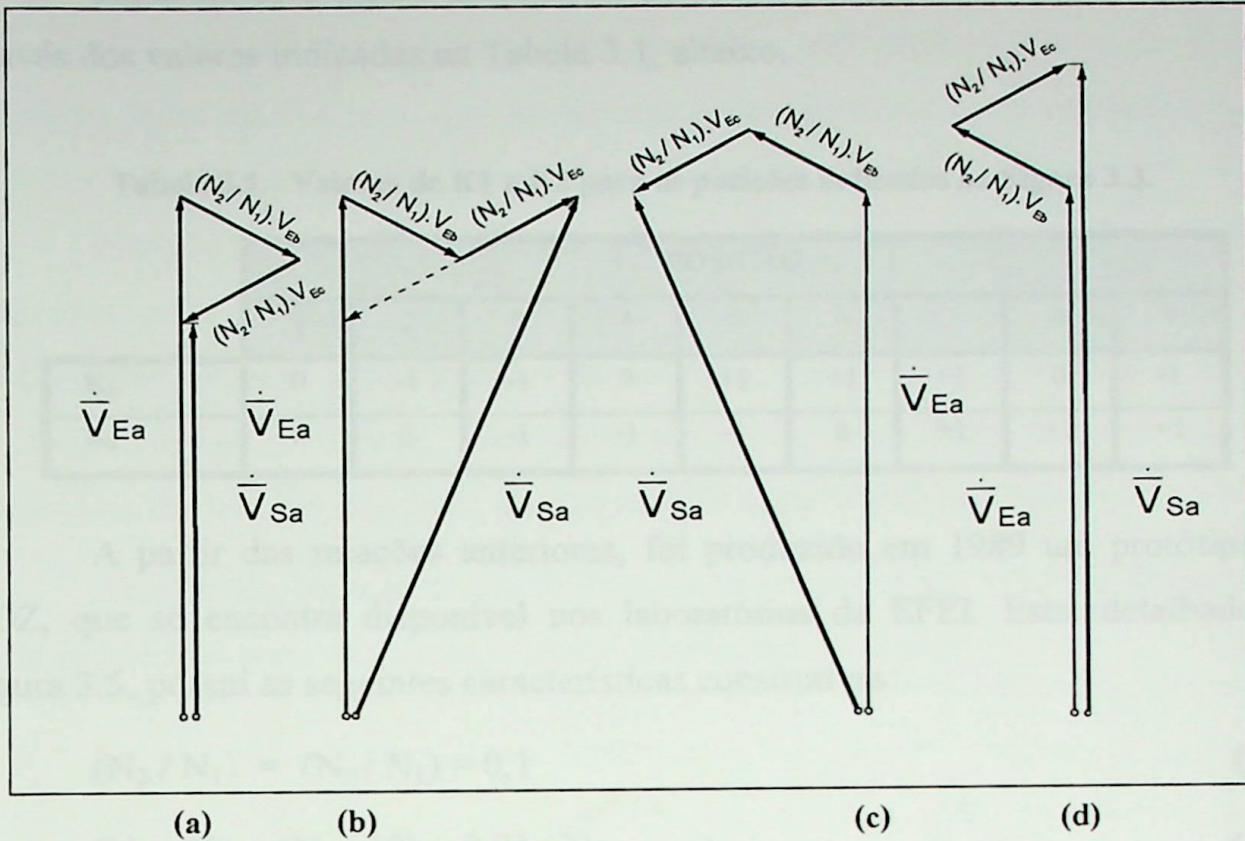


Figura 3.3 - Fator tensão de saída para  $N_2 = N_3$ :

- (a)  $K_1 = +1$  e  $K_2 = +1$
- (b)  $K_1 = +1$  e  $K_2 = -1$
- (c)  $K_1 = -1$  e  $K_2 = +1$
- (d)  $K_1 = -1$  e  $K_2 = -1$

Considerando-se as demais opções, pode-se representar todos os pontos do fator tensão de saída em relação ao fator de entrada. Este fato está demonstrado na Figura 3.4, a seguir.

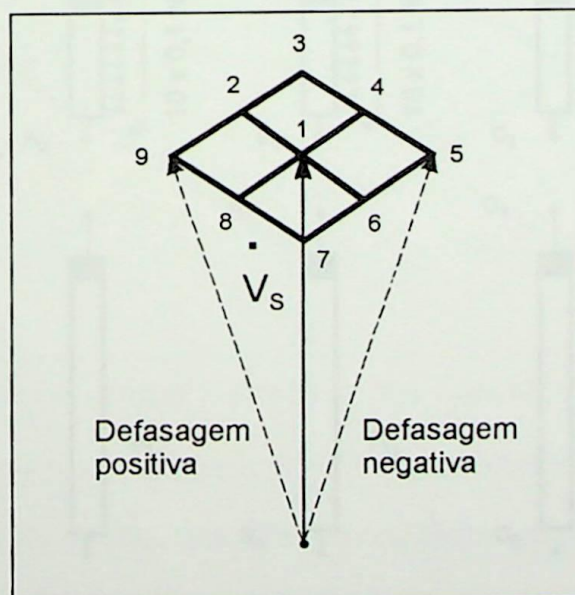


Figura 3.4 – Tensão de saída - Caso geral para  $N_2 = N_3$ .

Tomando-se a figura anterior, as posições numeradas de 1 a 9 são obtidas através dos valores indicadas na Tabela 3.1, abaixo.

Tabela 3.1 - Valores de K1 e K2 para as posições indicadas na Figura 3.3.

	POSIÇÃO								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
K <sub>1</sub>	0	-1	-1	0	+1	+1	+1	0	-1
K <sub>2</sub>	0	0	-1	-1	-1	0	+1	+1	+1

A partir das relações anteriores, foi produzido em 1989 um protótipo do ADZ, que se encontra disponível nos laboratórios da EFEI. Este, detalhado na Figura 3.5, possui as seguintes características construtivas:

$$(N_2 / N_1) = (N_3 / N_1) = 0,1 \quad (3.5)$$

$$(N_2 / 10) = (N_3 / 10) = 0,01 \cdot N_1 \quad (3.6)$$

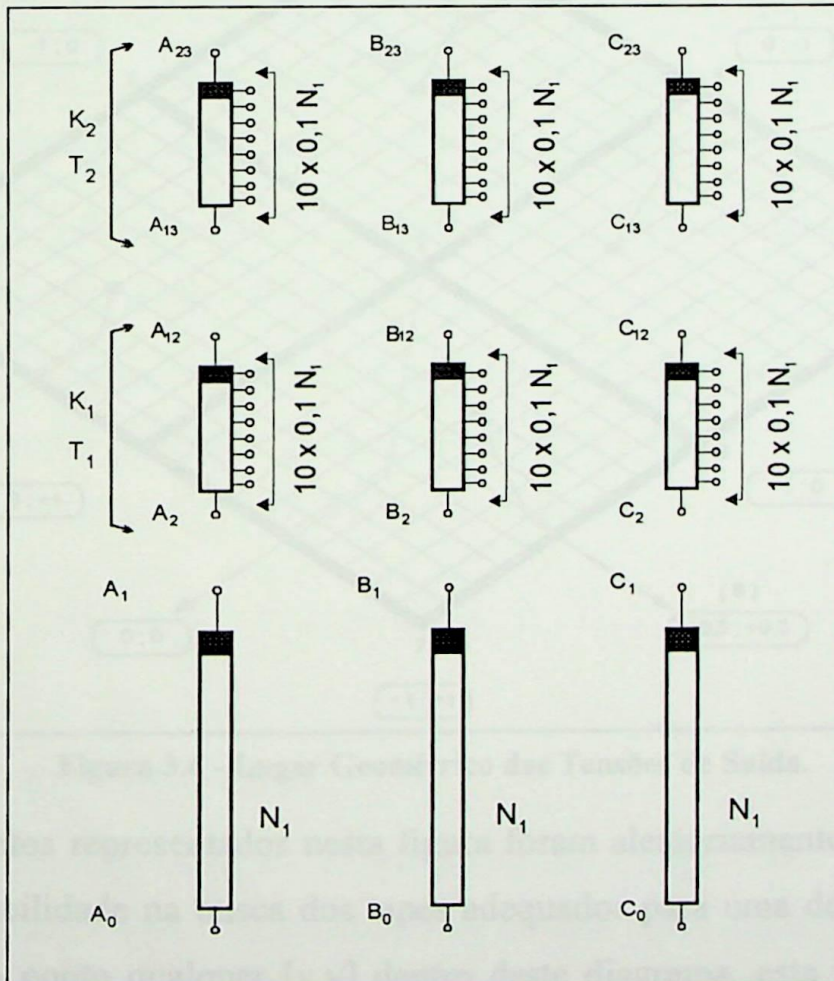


Figura 3.5 - O protótipo do ADZ.

Vale ressaltar que estas definições estão vinculadas às aplicações desejadas para o ADZ, definidas em [Ab91]. Por exemplo, variações angulares de  $1^\circ$  e de tensão na faixa de 0,1 p.u., que satisfazem adequadamente as necessidades usuais de controle do fluxo de potências em sistemas de transmissão.

Para este protótipo são possíveis 441 (quatrocentos e quarenta e um) valores diferentes para o fasor tensão de saída. Para tanto, é necessário levar em consideração todas as possibilidades de conexão, quais sejam: a utilização de uma ou duas bobinas auxiliares, com coeficientes de polaridade distintos ou não, selecionado-se um dos dez tapes disponíveis em cada bobina auxiliar.

Através da representação gráfica deste conjunto de valores, define-se o lugar geométrico para este fasor, o qual é apresentado a seguir:

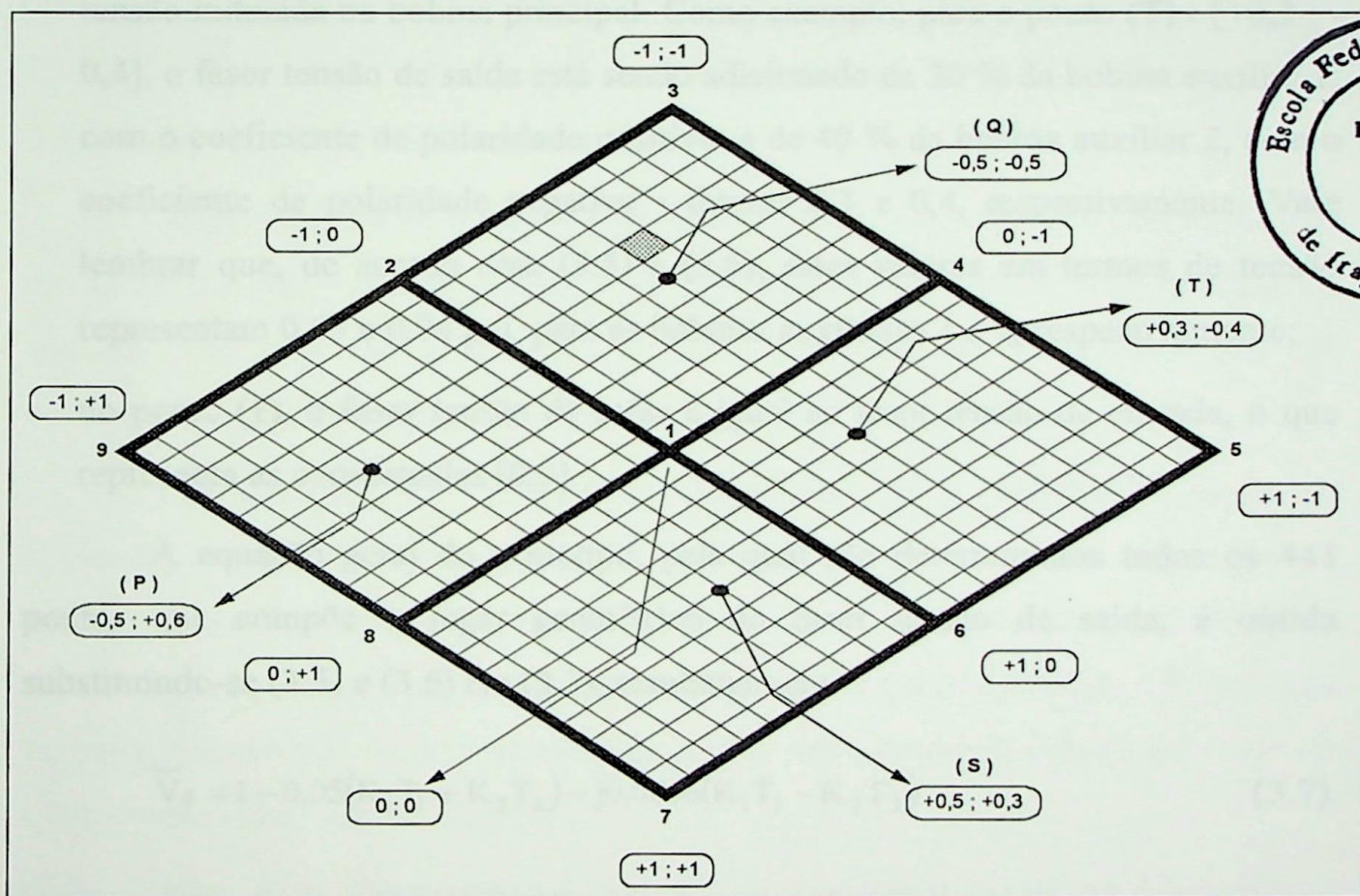


Figura 3.6 - Lugar Geométrico das Tensões de Saída.

Os pontos representados nesta figura foram aleatoriamente escolhidos para evidenciar a facilidade na busca dos tapes adequados para uma desejada tensão de saída. Para um ponto qualquer  $[x,y]$  dentro deste diagrama, esta informação pode ser compreendida da seguinte maneira:

- o sinal de x e y representa o valor do coeficiente de polaridade das bobinas auxiliares 1 e 2, respectivamente;
- se o valor do módulo de x ou y, ou ambos, for igual a 0 (zero), isto significa que a respectiva bobina auxiliar, 1 ou 2, estará ausente, ou seja, não estará conectada;
- se o valor do módulo de x ou y, ou ambos, for igual a 1 (um), a respectiva bobina auxiliar, 1 ou 2, será tomada em sua totalidade;
- se o valor do módulo de x ou y, ou ambos, estiver entre 0 e 1, a respectiva bobina auxiliar não será tomada em sua totalidade, sendo que este valor representa a porcentagem de tensão induzida nesta e que está sendo adicionada à tensão induzida na bobina principal. Como exemplo, para o ponto (T) - [+0,3 ; -0,4], o fasor tensão de saída está sendo adicionado de 30 % da bobina auxiliar 1, com o coeficiente de polaridade positivo, e de 40 % da bobina auxiliar 2, com o coeficiente de polaridade negativo - fatores 0,3 e 0,4, respectivamente. Vale lembrar que, de acordo com (3.5) e (3.6), estes valores em termos de tensão representam 0,03 e 0,04 p.u. para as bobinas auxiliares 1 e 2, respectivamente;
- no ponto (1), o fasor tensão de saída é igual ao fasor tensão de entrada, o que representa as coordenadas [0,0].

A equação geral do protótipo, pela qual são determinados todos os 441 pontos que compõe o lugar geométrico do fasor tensão de saída, é obtida substituindo-se (3.5) e (3.6) em (3.3), resultando em:

$$\vec{V}_s = 1 - 0,05(K_1 T_1 + K_2 T_2) - j0,0866(K_1 T_1 - K_2 T_2) \quad (3.7)$$

### 3.3 - A CONCEPÇÃO DO LDUC

A aplicação do ADZ na compensação de desequilíbrios e de quedas de tensão, denominada LDUC, foi embasada na própria definição do mesmo, ou seja, transformador controlador de fasor cuja tensão de saída pode variar em módulo, ângulo de fase ou ambos [Ab91].

Neste caso, a relevância deste equipamento reside no fato do mesmo permitir defasagens não convencionais entre os sinais de tensão de entrada e saída, segundo uma relação de transformação complexa variável. Isto se constitui na principal característica deste equipamento, ou seja, no controle independente, em cada uma das fases, da tensão de saída. Este controle é obtido através da conveniente seleção dos tapes e polaridades das bobinas auxiliares que compõem o ADZ. Dessa maneira, conforme foi demonstrado anteriormente, é possível, a partir de um determinado conjunto de tensões na entrada do equipamento, obter-se, na saída, tensões com variações no módulo, no ângulo de fase ou em ambos.

Desta maneira, o LDUC foi concebido para atenuar, ou mesmo eliminar, desequilíbrios de tensão no sistema elétrico [Pa96].

### 3.3.1 - MODELAGEM MATEMÁTICA

A metodologia aplicada na proposta do LDUC consiste em tornar as tensões na saída do compensador iguais à parcela equilibrada das tensões de fase do sistema. Supõe-se, assim, o LDUC sendo alimentado em sua entrada por um conjunto de tensões desequilibrado.

Desta maneira, o desequilíbrio apresentado pelo alimentador pode ser atenuado, ou mesmo eliminado. Vale lembrar que este pode ser originado por qualquer uma das causas listadas no capítulo 1, ou ainda, receber contribuições decorrentes de perturbações originadas nos níveis de subtransmissão. De qualquer maneira, suprimindo-se as parcelas não equilibradas do sinal, tem-se na saída do equipamento tensões equilibradas.

Além disto, a metodologia é baseada na equação (2.2), onde o desequilíbrio de tensão é definido como a relação entre o módulo da tensão de seqüência negativa e o módulo da tensão de seqüência positiva. Conseqüentemente, eliminando-se as componentes não positivas do sinal, que produzem o desequilíbrio, consegue-se minimizar o conteúdo do mesmo.

Seja o seguinte sistema trifásico de tensões, desequilibrado, aplicado às bobinas principais do LDUC:

$$\dot{V}_A = \dot{V}_{A1A0} = A \angle \alpha^\circ = A \cdot (\cos \alpha + j \operatorname{sen} \alpha) \quad (3.8)$$

$$\dot{V}_B = \dot{V}_{B1B0} = B \angle \beta^\circ = B \cdot (\cos \beta + j \operatorname{sen} \beta) \quad (3.9)$$

$$\dot{V}_C = \dot{V}_{C1C0} = C \angle \gamma^\circ = C \cdot (\cos \gamma + j \operatorname{sen} \gamma) \quad (3.10)$$

Empregando-se o Método das Componentes Simétricas, obtém-se as tensões de seqüência positiva, negativa e zero. Logo, aplicando-se a definição dada por (2.2), tem-se:

$$VUF = \frac{\left| \dot{V}_A^- \right|}{\left| \dot{V}_A^+ \right|} \times 100 [\%] \quad (3.11)$$

onde:

VUF - fator de desequilíbrio de tensão;

$\left| \dot{V}_A^- \right|$  - módulo da tensão de seqüência negativa;

$\left| \dot{V}_A^+ \right|$  - módulo da tensão de seqüência positiva;

Uma vez que a parcela equilibrada das tensões deste sistema é representada pela tensão de seqüência positiva, toma-se esta como referência para as tensões de saída do compensador. Tomando-se a fase A, esta tensão, é expressa por:

$$\dot{V}_A^+ = V \angle \theta^\circ \quad (3.12)$$

Atendendo a condição imposta anteriormente, as tensões de saída desejadas do compensador serão dadas por:

$$\dot{V}_X = X \angle \varphi = X \cdot (\cos \varphi + j \operatorname{sen} \varphi) = V \angle \theta \quad (3.13)$$

$$\dot{V}_Y = Y \angle v = Y \cdot (\cos v + j \operatorname{sen} v) = V \angle \theta - 120^\circ \quad (3.14)$$

$$\dot{V}_Z = Z \angle \xi = Z \cdot (\cos \xi + j \operatorname{sen} \xi) = V \angle \theta + 120^\circ \quad (3.15)$$

Uma vez obtido o perfil das tensões de saída, comparando-se os grupos de equações (3.8) a (3.10) e (3.13) a (3.15), observa-se que as tensões, inicialmente desequilibradas nos terminais de entrada do compensador, mostram-se totalmente equilibradas na saída do mesmo. Esta condição de balanceamento do sistema está representada na Figura 3.7:

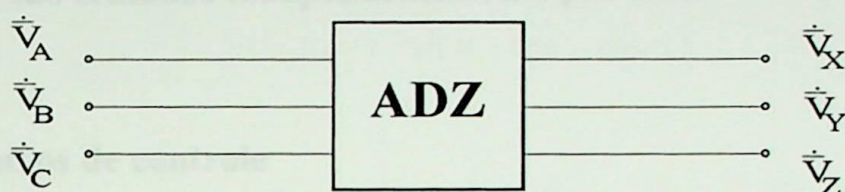


Figura 3.7 - Sistema de balanceamento do LDUC.

Baseando-se em (3.1), as tensões de saída do LDUC,  $\dot{V}_X$ ,  $\dot{V}_Y$  e  $\dot{V}_Z$ , são definidas segundo o seguinte equacionamento:

$$\dot{V}_X = V \angle \theta^\circ = \dot{V}_A + K_{1B} T_{1B} \frac{N_2}{N_1} \dot{V}_B + K_{2C} T_{2C} \frac{N_3}{N_1} \dot{V}_C \quad (3.16)$$

$$\dot{V}_Y = V \angle \theta - 120^\circ = K_{2A} T_{2A} \frac{N_3}{N_1} \dot{V}_A + \dot{V}_B + K_{1C} T_{1C} \frac{N_2}{N_1} \dot{V}_C \quad (3.17)$$

$$\dot{V}_Z = V \angle \theta + 120^\circ = K_{1A} T_{1A} \frac{N_2}{N_1} \dot{V}_A + K_{2B} T_{2B} \frac{N_3}{N_1} \dot{V}_B + \dot{V}_C \quad (3.18)$$

cujos parâmetros são assim definidos:

- $K_{1A}$ ,  $K_{1B}$  e  $K_{1C}$  - coeficiente de polaridade - 1<sup>as</sup> bobinas auxiliares - fases A, B e C;
- $K_{2A}$ ,  $K_{2B}$  e  $K_{2C}$  - coeficiente de polaridade - 2<sup>as</sup> bobinas auxiliares - fases A, B e C;
- $T_{1A}$ ,  $T_{1B}$  e  $T_{1C}$  - tapes das 1<sup>as</sup> bobinas auxiliares - fases A, B e C;
- $T_{2A}$ ,  $T_{2B}$  e  $T_{2C}$  - tapes das 2<sup>as</sup> bobinas auxiliares - fases A, B e C;
- $N_1$  - número de espiras da bobina principal;

- $N_2$  - número de espiras da 1ª bobina auxiliar;
- $N_3$  - número de espiras da 2ª bobina auxiliar.

Desta maneira, a fim de que a hipótese do sistema de balanceamento do compensador seja satisfeita de modo a se alcançar o efeito de compensação desejado, tem-se, como condição necessária e suficiente, a determinação dos parâmetros anteriores.

Ademais, escolhendo-se convenientemente os coeficientes de polaridade e os tapes, verifica-se que as tensões de saída, obtidas por intermédio das equações (3.16) a (3.18), **são tratadas independentemente por fase.**

### 3.3.2 - Parâmetros de controle

Estando definidas as condições do sistema, o objetivo principal se constitui, a partir de agora, na determinação dos valores dos tapes e dos coeficientes de polaridade das bobinas auxiliares. Todavia, a busca por estes parâmetros esbarra, na maioria das vezes, na complexidade das considerações que devem ser feitas para se solucionar as equações (3.16) a (3.18).

A fim de solucionar estas equações, são definidos os seguintes fatores:

$$\begin{aligned}
 t_{1A} &= K_{1A} T_{1A} \\
 t_{1B} &= K_{1B} T_{1B} \\
 t_{1C} &= K_{1C} T_{1C} \\
 t_{2A} &= K_{2A} T_{2A} \\
 t_{2B} &= K_{2B} T_{2B} \\
 t_{2C} &= K_{2C} T_{2C}
 \end{aligned}
 \tag{3.19}$$

A substituição de (3.19) e (3.13) a (3.15) em (3.16) a (3.18), conduz a um sistema de equações, cuja solução constitui-se nos valores exatos dos diversos fatores  $t_{ij}$  definidos em (3.19) e que são dados por:

$$t_{1A} = \frac{\frac{N_3}{N_1} \cdot B \cdot [(V \cos(\theta + 120) - C \cos \gamma) \sin \beta - (V \sin(\theta + 120) - C \sin \gamma) \cos \beta]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot B \cdot [\cos \alpha \cdot \sin \beta - \sin \alpha \cdot \cos \beta]} \quad (3.20)$$

$$t_{1B} = \frac{\frac{N_3}{N_1} \cdot C \cdot [(V \cos \theta - A \cos \alpha) \sin \gamma - (V \sin \theta - A \sin \alpha) \cos \gamma]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot B \cdot C \cdot [\cos \beta \cdot \sin \gamma - \sin \beta \cdot \cos \gamma]} \quad (3.21)$$

$$t_{1C} = \frac{\frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot [(V \cos(\theta - 120) - B \cos \beta) \sin \alpha - (V \sin(\theta - 120) - B \sin \beta) \cos \alpha]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot C \cdot [\cos \gamma \cdot \sin \alpha - \sin \gamma \cdot \cos \alpha]} \quad (3.22)$$

$$t_{2A} = \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot C \cdot [(V \sin(\theta - 120) - B \sin \beta) \cos \gamma - (V \cos(\theta - 120) - B \cos \beta) \sin \gamma]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot C \cdot [\cos \gamma \cdot \sin \alpha - \sin \gamma \cdot \cos \alpha]} \quad (3.23)$$

$$t_{2B} = \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot A \cdot [(V \sin(\theta + 120) - C \sin \gamma) \cos \alpha - (V \cos(\theta + 120) - C \cos \gamma) \sin \alpha]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot B \cdot [\cos \alpha \cdot \sin \beta - \sin \alpha \cdot \cos \beta]} \quad (3.24)$$

$$t_{2C} = \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot B \cdot [(V \sin \theta - A \sin \alpha) \cos \beta - (V \cos \theta - A \cos \alpha) \sin \beta]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot B \cdot C \cdot [\cos \beta \cdot \sin \gamma - \sin \beta \cdot \cos \gamma]} \quad (3.25)$$

O cálculo de cada um desses fatores traz, simultaneamente, duas informações imprescindíveis à ativação da bobina auxiliar correspondente: o coeficiente de polaridade e o valor do tape.

Os coeficientes de polaridade  $K_{1B}$ ,  $K_{2C}$ ,  $K_{1C}$ ,  $K_{2A}$ ,  $K_{1A}$  e  $K_{2B}$  são determinados através do sinal de  $t_{1B}$ ,  $t_{2C}$ ,  $t_{1C}$ ,  $t_{2A}$ ,  $t_{1A}$  e  $t_{2B}$ , respectivamente. Portanto, estes coeficientes seguem a seguinte definição:

$$K_{ij} = \begin{cases} +1, & \text{para } t_{ij} > 0 \\ -1, & \text{para } t_{ij} < 0 \\ 0, & \text{para } t_{ij} = 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

Por sua vez, os valores absolutos de  $t_{1B}$ ,  $t_{2C}$ ,  $t_{1C}$ ,  $t_{2A}$ ,  $t_{1A}$  e  $t_{2B}$  representam, de modo análogo, os valores dos tapes  $T_{1B}$ ,  $T_{2C}$ ,  $T_{1C}$ ,  $T_{2A}$ ,  $T_{1A}$  e  $T_{2B}$ . Contudo, estes valores, exatos em sua essência, não coincidem geralmente com os valores dos tapes reais disponíveis no LDUC. Tomando-se o protótipo do ADZ, por exemplo, cada bobina auxiliar dispõe de dez tapes, com uma variação de 0,1 entre cada tape, o que representa um incremento discreto de um por cento. Soma-se a isto a busca pela obtenção da melhor configuração destes, evitando sobrecarregar desnecessariamente o equipamento, otimizando a sua utilização. Esta situação pode ser melhor compreendida através da Figura 3.8.

Nesta figura, tem-se a visão detalhada do fasor tensão de saída de uma das fases do sistema - por exemplo, a fase A, para a qual demanda-se os valores dos tapes  $t_{1B}$  e  $t_{2B}$  para a definição da tensão de saída  $V_X$ . Contudo, a figura mostra que para cada valor exato são possíveis quatro valores discretos. Ou seja, considerando todo o lugar geométrico dos fasores tensão de saída, delimita-se uma sub-região definida pelos valores de  $K_{ij}$ ,  $T_{ij}(1)$  e  $T_{ij}(2)$ . No exemplo da fase A - ponto G, esta sub-região é delimitada por  $K_{1B}$ ,  $K_{2C}$ ,  $T_{1B}(1)$ ,  $T_{1B}(2)$ ,  $T_{2C}(1)$  e  $T_{2C}(2)$ . A combinação desses fatores resulta em cinco valores possíveis para a tensão de saída. Graficamente, esta situação é representada na Figura 3.8, a seguir.

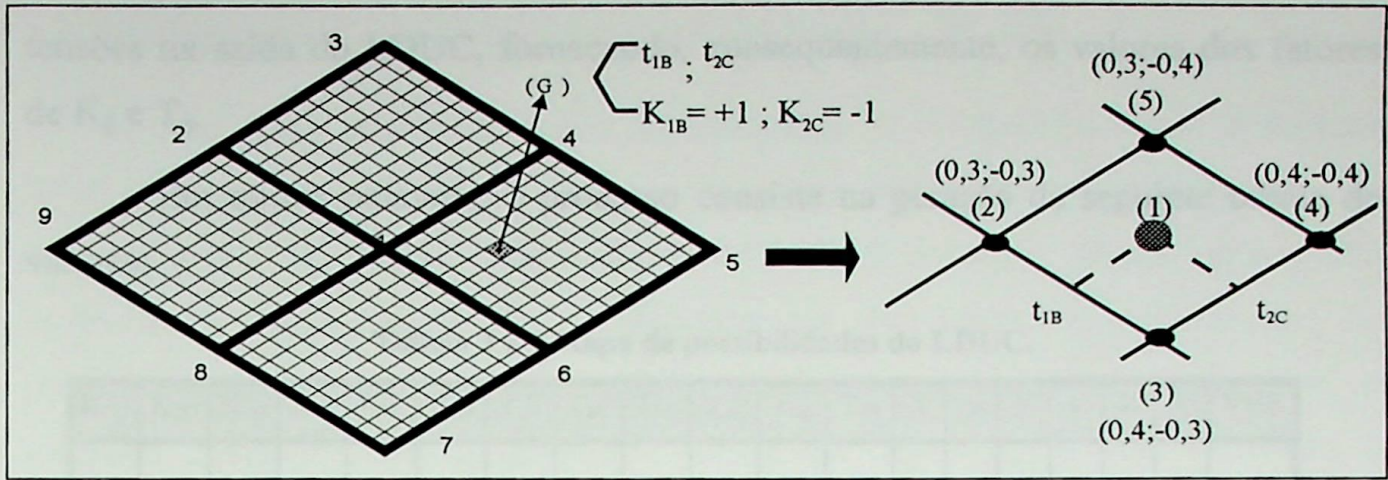


Figura 3.8 - Zoom no lugar geométrico do LDUC.

- (1) [  $(K_{1B}, t_{1B})$  ,  $(K_{2C}, t_{2C})$  ] - valor exato;
- (2) [  $(K_{1B}, T_{1B}(1))$  ,  $(K_{2C}, T_{2C}(1))$  ] - valor aproximado;
- (3) [  $(K_{1B}, T_{1B}(2))$  ,  $(K_{2C}, T_{2C}(1))$  ] - valor aproximado;
- (4) [  $(K_{1B}, T_{1B}(2))$  ,  $(K_{2C}, T_{2C}(2))$  ] - valor aproximado;
- (5) [  $(K_{1B}, T_{1B}(1))$  ,  $(K_{2C}, T_{2C}(2))$  ] - valor aproximado;

A solução deste impasse é descrita a seguir.

Tomando-se o valor exato do tape  $t_{ij}$ , define-se dois valores discretos pela seguinte relação:

$$|t_{ij}| \Rightarrow \begin{cases} T_{ij}(1) = |t_{ij}| - 0,05 \\ T_{ij}(2) = |t_{ij}| + 0,05 \end{cases} \quad (3.27)$$

Do exposto anteriormente, verifica-se que para cada uma das tensões de saída desejadas, tem-se, na verdade, quatro tensões de saída reais possíveis. Considerando-se que o sistema é trifásico e que o distúrbio a ser minimizado é Desequilíbrio de Tensão, a combinação de todas as possibilidades leva a um conjunto com sessenta e quatro (64) opções para se comutar o LDUC. Em cada uma delas, tem-se um sistema trifásico de tensões diferente na saída do LDUC.

Sendo assim, calculam-se as tensões de saída  $\dot{V}_X$ ,  $\dot{V}_Y$  e  $\dot{V}_Z$  para cada uma dessas opções, bem como o desequilíbrio associado. A opção selecionada será aquela que, dentre as 64 possíveis, resultar no menor fator de desequilíbrio de

tensões na saída do LDUC, fornecendo, conseqüentemente, os valores dos fatores de  $K_{ij}$  e  $T_{ij}$ .

Em outras palavras, o processo consiste na geração da seguinte tabela de valores:

Tabela 3.2 - Mapa de possibilidades do LDUC.

$K_{1B}$	$K_{2C}$	$K_{1C}$	$K_{2A}$	$K_{1A}$	$K_{2B}$	$T_{1B}$	$T_{2C}$	$T_{1C}$	$T_{2A}$	$T_{1A}$	$T_{2B}$	X	$\varphi$	Y	v	Z	$\xi$	VUF

64x19

Verifica-se que o procedimento de determinação dos tapes e dos coeficientes de polaridade descritos anteriormente permite avaliar qual a correção imposta ao desequilíbrio apresentado pelas tensões na entrada do compensador - total ou parcial. Além disso, em face da própria concepção do LDUC e das condições do sistema, os valores obtidos para estes fatores podem vir a ser iguais.

Ainda em relação aos valores que podem ser obtidos, considerando que o módulo das tensões de saída desejadas é numericamente igual ao módulo da tensão de seqüência positiva na entrada do compensador, estes podem ser diferentes do valor nominal. Em outras palavras, trabalhando-se com valores por unidade, p.u., o módulo das tensões de saída podem ser diferentes de 1,0 p.u.. Caso isto aconteça, os mesmos podem ser compensados pelos transformadores convencionais já instalados no sistema e que possuam comutação de tapes, manual ou automática.

### 3.4 - O COMPENSADOR ELETROMAGNÉTICO - T-ADZ

Nos itens anteriores foram apresentados o autotransformador defasador ADZ e a modelagem desenvolvida para a sua aplicação na compensação de desequilíbrios de tensão, denominada LDUC. Entretanto, apesar deste não apresentar restrições quanto à sua aplicação na alimentação, principalmente, de motores de indução, estas surgem quando de conversores estáticos. Neste caso, os modelos desenvolvidos apresentaram limitações, restringindo sua aplicação a conversores de 6 pulsos. Para conversores com maior número de pulsos, especificamente 12 pulsos, estas limitações decorrem da existência de acoplamento elétrico entre os enrolamentos primário e secundário.

A fim de sanar este problema, foi desenvolvido um transformador trifásico especial concebido a partir do ADZ, que permite, analogamente ao LDUC, o controle independente em módulo e ângulo das tensões de saída e, conseqüentemente, a correção de desequilíbrios de tensão presentes no sistema. Todavia, outra contribuição deste se encontra na possibilidade de alimentar conversores estáticos de potência, em especial de 6 e 12 pulsos, pois concomitantemente à redução do desequilíbrio, alcança-se a atenuação dos harmônicos não-característicos produzidos por estes equipamentos quando alimentados com tensões desequilibradas.

Por conseguinte, no projeto deste transformador especial serão empregados o princípio de funcionamento e as características do ADZ e a metodologia concebida para o LDUC, tópicos já validados anteriormente através de uma tese de doutorado e de uma dissertação de mestrado, respectivamente, além de um sem-número de artigos.

De mais a mais, há que se ressaltar a versatilidade propiciada por este dispositivo face a suas múltiplas aplicações, as quais serão observadas ao longo deste desenvolvimento.

Em face do exposto, este compensador será denominado Transformador Defasador em Zigue-Zague, sob o acrônimo T-ADZ, tendo as suas características construtivas, conexões descritas a seguir e expostas nas Figuras 3.9 e 3.10.

- Primário:

Concebido a partir do ADZ, o equipamento utiliza neste enrolamento a mesma configuração deste, composta por uma bobina principal e duas bobinas auxiliares, por fase, conectadas em zigue-zague. Outrossim, o número de espiras das bobinas auxiliares é proporcional ao número de espiras das bobinas principais, além de cada uma destas possuírem um conjunto de tapes disponíveis;

- Secundário:

De acordo com a finalidade do mesmo, pode-se utilizar uma ou duas bobinas principais por fase. O primeiro caso destina-se, por exemplo, à alimentação de motores de indução ou conversores de 6 pulsos, enquanto o segundo a conversores de 12 pulsos. Contudo, em ambos o número de espiras desta bobina é igual ao número de espiras da bobina principal primária. Além disso, conforme as situações anteriores são utilizadas as conexões convencionais delta e/ou estrela.

Observa-se que, aproveitando-se da peculiaridade do transformador ser uma máquina elétrica reversível, o transformador proposto neste trabalho é, diferentemente do ADZ e do LDUC, alimentado através das bobinas auxiliares, sendo esta peculiaridade fundamental para o seu desenvolvimento.

Figura 3.10 - Símbolo da conexão T-ADZ no sistema trifásico.

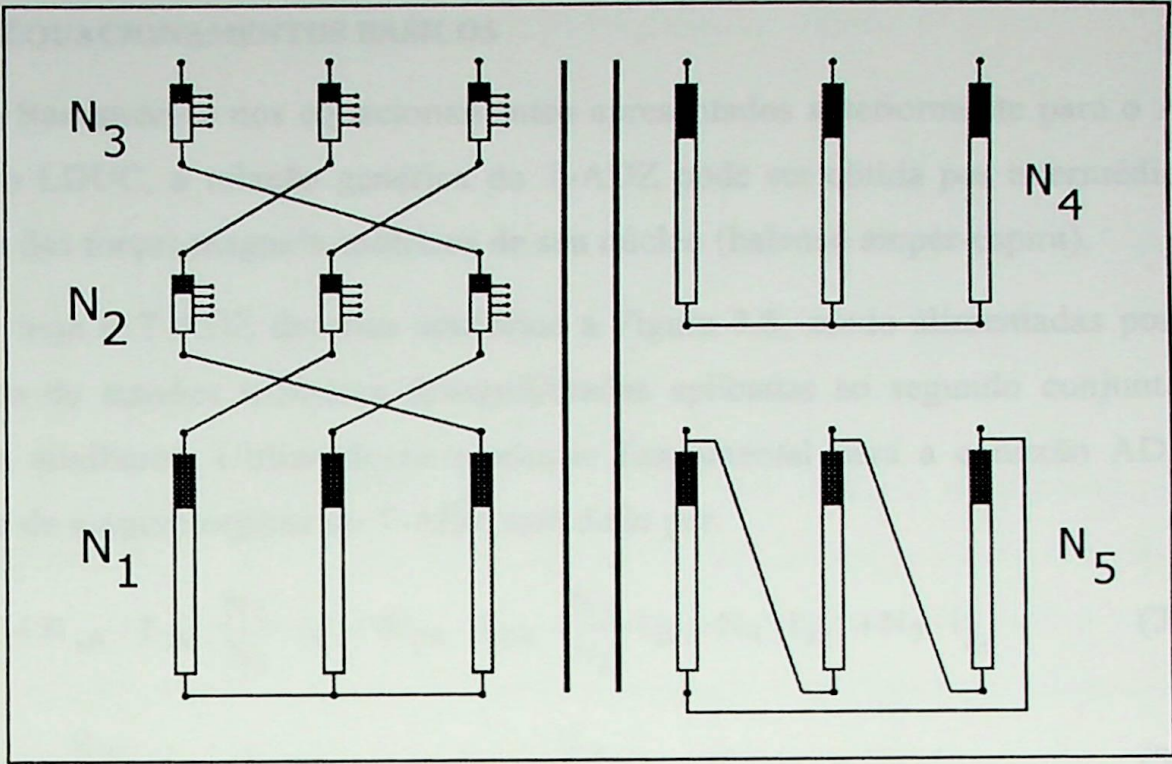


Figura 3.9 - Características construtivas do T-ADZ com dois enrolamentos secundários.

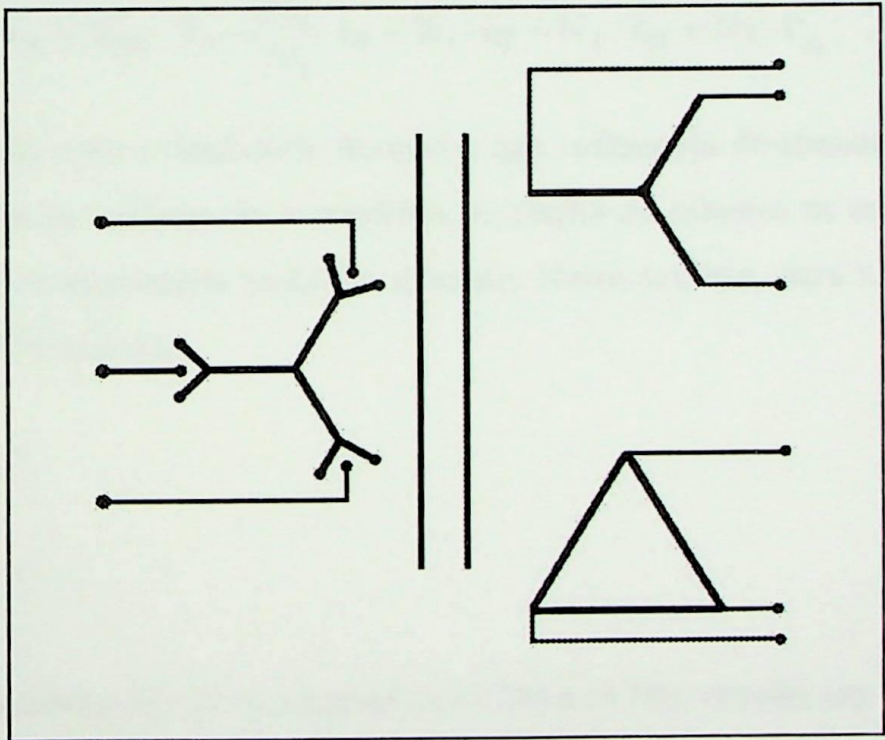


Figura 3.10 - Símbolo da conexão T-ADZ no enrolamento primário.

### 3.4.1 - EQUACIONAMENTOS BÁSICOS

Baseando-se nos equacionamentos apresentados anteriormente para o ADZ e para o LDUC, a relação genérica do T-ADZ pode ser obtida por intermédio do balanço das forças magneto-motrizes de seu núcleo (balanço ampère-espira).

Seja o T-ADZ descrito conforme a Figura 3.8, sendo alimentadas por um conjunto de tensões trifásicas desequilibradas aplicadas ao segundo conjunto de bobinas auxiliares. Utilizando-se a relação fundamental para a conexão ADZ, o balanço de ampère-espiras no T-ADZ será dado por:

$$N_1 \cdot i_A + K_{1A} \cdot T_{1A} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot i_C + K_{2A} \cdot T_{2A} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot i_B = N_4 \cdot i_{a1} + N_5 \cdot i'_{a2} \quad (3.28)$$

$$K_{1B} \cdot T_{1B} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot i_A + N_1 \cdot i_B + K_{2B} \cdot T_{2B} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot i_C = N_4 \cdot i_{b1} + N_5 \cdot i'_{b2} \quad (3.29)$$

$$K_{2C} \cdot T_{2C} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot i_A + K_{1C} \cdot T_{1C} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot i_B + N_1 \cdot i_C = N_4 \cdot i_{c1} + N_5 \cdot i'_{c2} \quad (3.30)$$

De acordo com a finalidade desejada, que influencia diretamente a conexão a ser adotada para as bobinas do secundário, a relação do número de espiras entre as bobinas primária e secundária pode ser alterada. Neste sentido, para a configuração dada na Figura 3.8, tem-se:

$$\frac{N_4}{N_1} = 1,0 \quad (3.31)$$

$$\frac{N_5}{N_1} = 1,73$$

Logo, substituindo-se nas equações (3.28) a (3.30), resulta em:

$$i_A + K_{1A} \cdot T_{1A} \cdot N_2 \cdot i_C + K_{2A} \cdot T_{2A} \cdot N_3 \cdot i_B = i_{a1} + 1,73 \cdot i'_{a2} \quad (3.32)$$

$$i_B + K_{1B} \cdot T_{1B} \cdot N_2 \cdot i_A + K_{2B} \cdot T_{2B} \cdot N_3 \cdot i_C = i_{b1} + 1,73 \cdot i'_{b2} \quad (3.33)$$

$$i_C + K_{1C} \cdot T_{1C} \cdot N_2 \cdot i_B + K_{2C} \cdot T_{2C} \cdot N_3 \cdot i_A = i_{c1} + 1,73 \cdot i'_{c2} \quad (3.34)$$

Com o objetivo de simplificar estas expressões, adota-se:

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{1A} &= K_{1A} \cdot T_{1A} \cdot N_2 \\
 \Gamma_{2A} &= K_{2A} \cdot T_{2A} \cdot N_3 \\
 \Gamma_{1B} &= K_{1B} \cdot T_{1B} \cdot N_2 \\
 \Gamma_{2B} &= K_{2B} \cdot T_{2B} \cdot N_3 \\
 \Gamma_{1C} &= K_{1C} \cdot T_{1C} \cdot N_2 \\
 \Gamma_{2C} &= K_{2C} \cdot T_{2C} \cdot N_3
 \end{aligned}
 \tag{3.35}$$

Uma vez que o transformador em estudo será aplicado na alimentação de um conversor de 12 pulsos, no qual é necessária uma defasagem de trinta graus na alimentação dos dois conversores, serão adotadas a conexão estrela para a primeira bobina secundária e a conexão delta para a segunda. A manipulação adequada das equações resultantes leva a:

$$\begin{aligned}
 i_{a2}' &= \frac{i_{a2} - i_{b2}}{3} \\
 i_{b2}' &= \frac{i_{b2} - i_{c2}}{3} \\
 i_{c2}' &= \frac{i_{c2} - i_{a2}}{3}
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

Substituindo-se (3.35) e (3.36) nas equações (3.32) a (3.34), estas passarão a ser dadas por:

$$i_A + \Gamma_{2A} \cdot i_B + \Gamma_{1A} \cdot i_C = i_{a1} + i_{a2}' \tag{3.37}$$

$$\Gamma_{1B} \cdot i_A + i_B + \Gamma_{2B} \cdot i_C = i_{b1} + i_{b2}' \tag{3.38}$$

$$\Gamma_{2C} \cdot i_A + \Gamma_{1C} \cdot i_B + i_C = i_{c1} + i_{c2}' \tag{3.39}$$

Solucionando-se este sistema de equações, encontram-se as correntes de entrada no primário do transformador por meio das expressões abaixo:

$$i_A = \frac{H \cdot (i_{a1} + i_{a2}') + I \cdot (i_{b1} + i_{b2}') + J \cdot (i_{c1} + i_{c2}')}{H} \tag{3.40}$$

$$i_B = \frac{(i_{b1} + i_{b2}') - \Gamma_{2B} \cdot (i_{c1} + i_{c2}') - i_A \cdot (\Gamma_{1B} + \Gamma_{2B} + \Gamma_{2C})}{(1 + \Gamma_{2B} + \Gamma_{1C})} \quad (3.41)$$

$$i_C = (i_{c1} + i_{c2}') - \Gamma_{2C} \cdot i_A - \Gamma_{1C} \cdot i_B \quad (3.42)$$

onde:

$$G = (1 + \Gamma_{2B} + \Gamma_{1C}) \quad (3.43)$$

$$H = G \cdot (1 - \Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{2C}) - \Gamma_{2A} \cdot (\Gamma_{1B} + \Gamma_{2B} + \Gamma_{2C}) + \Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{1C} \cdot (\Gamma_{1B} + \Gamma_{2B} + \Gamma_{2C}) \quad (3.44)$$

$$I = \Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{1C} - \Gamma_{2A} \quad (3.45)$$

$$J = \Gamma_{2A} \cdot \Gamma_{2B} - (\Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{1C} \cdot \Gamma_{2B}) \quad (3.46)$$

Na solução das correntes de entrada do primário do T-ADZ, equações (3.37) a (3.39), observa-se que as únicas incógnitas são novamente os valores dos tapes e dos coeficientes de polaridade associados ao modelo proposto, pois o número de espiras das bobinas auxiliares e principais são características construtivas do mesmo. Desta forma, estas incógnitas constituem-se nos parâmetros de controle do T-ADZ, cujo procedimento de obtenção é descrito a seguir.

### 3.4.2 - PARÂMETROS DE CONTROLE

Os parâmetros de controle do T-ADZ, definidos pelos coeficientes de polaridade e pelos valores dos tapes a serem selecionados, são obtidos processando-se uma metodologia desenvolvida, única e exclusivamente, para a mitigação dos desequilíbrios de tensão da rede de suprimento.

Como ponto de partida, optou-se pela mesma metodologia descrita para o LDUC na seção anterior, cujas bases são formadas pelas relações definidas no sistema de equações (3.16) a (3.18). Vale lembrar que nesta configuração, as bobinas auxiliares são alimentadas com tensões desequilibradas e induzem as tensões das bobinas auxiliares, imprescindíveis à correção do desequilíbrio.

Os resultados inicialmente obtidos ao se aplicar esta metodologia, considerando-se desequilíbrios da ordem de 2 a 3 %, mostraram-se satisfatórios. Entretanto, testes realizados a posteriori para desequilíbrios mais severos, da ordem de 5 a 10 %, não indicaram a mesma eficiência.

O fato do T-ADZ ser alimentado através das bobinas auxiliares do primário, condição divergente do ADZ, aumenta o grau de complexidade na determinação das tensões induzidas nas bobinas principais. Esta alteração na forma de alimentação resulta em um processo no qual as bobinas auxiliares e principais induzem-se mutuamente, indicando a necessidade de um procedimento iterativo. Este procedimento, desenvolvido a partir do método de obtenção de parâmetros de controle do LDUC anteriormente apresentado, é descrito em detalhes nos fluxogramas apresentados no Anexo I deste documento.

### **3.4.3 - MODELAGEM DO COMPENSADOR E CONVERSORES DE POTÊNCIA**

A fim de verificar a eficácia do T-ADZ na correção dos desequilíbrios da rede de suprimento, foram executadas simulações computacionais, em EMTP e MatLab, e laboratoriais, com o protótipo do ADZ disponível na EFEI. O modelo concebido foi implementado alimentando sistemas conversores de 6 e 12 pulsos, avaliando-se o efeito compensador mediante a mitigação dos harmônicos não-característicos produzidos por estes sistemas quando submetidos a tensões desequilibradas.

Em virtude da estratégia adotada, foram aplicados os modelos matemáticos dos conversores de 6 e 12 pulsos, desenvolvidos por Sakui e Fujita [Sa92] e Ngandui [Ng96], e que são baseados na modelagem do conversor por funções de transferência no domínio da frequência em função das componentes simétricas da tensão de entrada. Essas relações foram estendidas, obtendo-se um modelo matemático utilizando o T-ADZ. Este desenvolvimento é mostrado a seguir.

### 3.4.3.1 – Modelagem matemática

O método freqüencial, bastante eficaz para analisar os harmônicos produzidos por conversores, baseia-se no conceito de funções de transferência. Este conceito é utilizado para analisar os harmônicos produzidos por conversores CA-CC funcionando em regime desequilibrado de tensões ou das reatâncias de comutação. Apesar de ser bem difundido, poucas análises desta natureza contemplam as influências do módulo e do ângulo de fase das tensões desequilibradas.

O estudo considera os conversores sendo alimentados por transformadores de dois ou três enrolamentos, onde os enrolamentos primários são conectados em triângulo e os enrolamentos secundários/terciários podem ser conectados em estrela, triângulo ou zig-zag, conforme o número de pulsos do conversor. Além disto, a relação de transformação é considerada unitária.

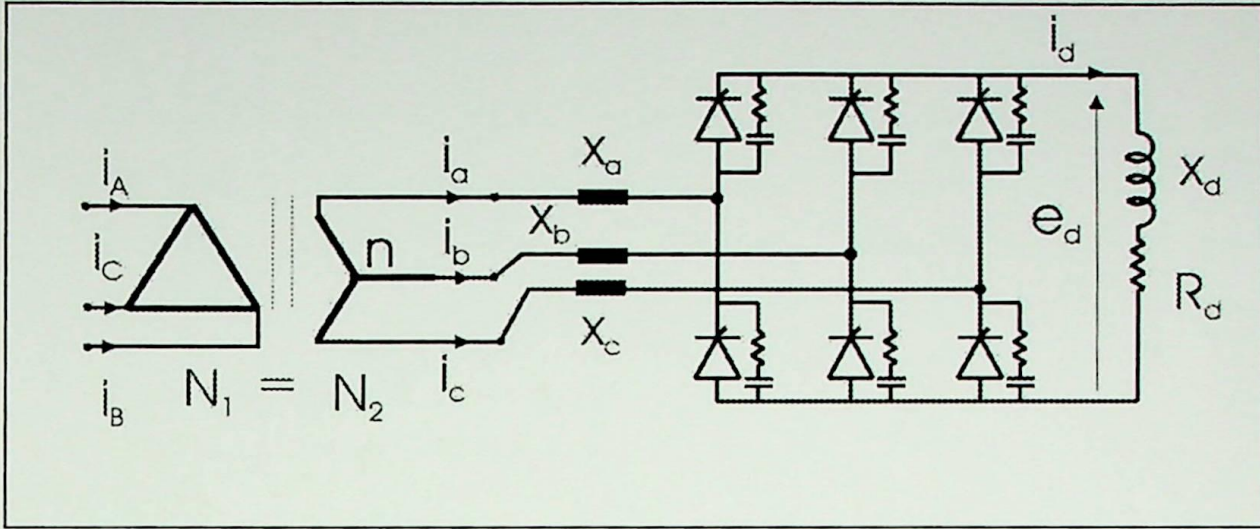
São adotadas, ainda, as seguintes hipóteses:

- as tensões aplicadas são puramente senoidais não afetando, desta maneira, as correntes harmônicas;
- a resistência por fase é desprezível;
- os tiristores são ideais;
- os ângulos de comutação são inferiores a 60 graus;
- não ocorre interrupção de corrente na carga do lado CC.

A metodologia aqui apresentada foi concebida a partir do trabalho de Sakui e Fujita [Sa92]. Contudo, de maneira diferente dos autores, que utilizam tensões reais, esta utiliza as componentes simétricas da tensão, o que permite verificar a influência na corrente alternada (lado CA) e na tensão contínua (lado CC) do fator de desequilíbrio das tensões que alimentam o conversor. Este estudo também contempla a aplicação da técnica de controle individual no disparo dos tiristores.

**(A) – Arranjo convencional - Conversor de 6 pulsos:**

Seja a Figura 3.11 que representa o circuito de uma ponte de Graetz trifásica controlada.



**Figura 3.11 - Ponte trifásica controlada.**

Nota: nesta figura as letras maiúsculas, A, B e C, e as minúsculas, a, b, e c, referem-se às grandezas relacionadas ao primário e ao secundário do transformador, respectivamente.

Utilizando-se o conceito das funções de transferência, a tensão retificada e a corrente de entrada do conversor serão dadas por:

$$e_d(t) = V_{an} \cdot S_a + V_{bn} \cdot S_b + V_{cn} \cdot S_c \quad (3.47)$$

$$i_x = I_d \cdot S_{ix} + i_{d0} \cdot S_x \quad x \in \{a, b, c\} \quad (3.48)$$

onde:

$$V_{an} = |V_{an}| \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_a)$$

$$V_{bn} = |V_{bn}| \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_b) \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (3.49)$$

$$V_{cn} = |V_{cn}| \cdot \text{sen}(\omega t - \phi_c)$$

$S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$  - funções de comutação relativas à modulação da tensão representadas na Figura 3.12;

$S_{ia}$ ,  $S_{ib}$  e  $S_{ic}$  - funções de comutação relativas à modulação da corrente idênticas à representada na Figura 3.13 para a fase A;

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  e  $V_{cn}$  - tensões fase-neutro no 2<sup>ário</sup> do transformador do conversor;

$I_d$  - corrente média entregue pela ponte;

$i_{d0}$  - componente alternada da corrente retificada pela ponte.

$$\underline{V}_s = \begin{bmatrix} V_s \\ V_s \\ V_s \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$\underline{V}_p = V_p \begin{bmatrix} \sin(\theta + \beta_p) \\ \sin(\theta - 2\pi/3 + \beta_p) \\ \sin(\theta + 2\pi/3 + \beta_p) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

$$\underline{V}_n = V_n \begin{bmatrix} \sin(\theta + \beta_n) \\ \sin(\theta - 2\pi/3 + \beta_n) \\ \sin(\theta + 2\pi/3 + \beta_n) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\underline{V}_z = V_z \begin{bmatrix} \sin(\theta + \beta_z) \\ \sin(\theta + \beta_z) \\ \sin(\theta + \beta_z) \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$\underline{S} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

onde

**Figura 3.12 - Funções de comutação  $S_a$ ,  $S_b$  e  $S_c$ .**

- $\underline{V}_s$  - tensões de sequência;
- $\underline{S}$  - funções de transferência;
- $V_p$  - tensão de sequência positiva;
- $V_n$  - tensão de sequência negativa;
- $V_z$  - tensão de sequência zero;
- $\beta_p$  - ângulo de fase da tensão de sequência positiva;
- $\beta_n$  - ângulo de fase da tensão de sequência negativa;
- $\beta_z$  - ângulo de fase da tensão de sequência zero.

**Figura 3.13 - Função de comutação  $S_{1a}$ .**

Considerando-se o desenvolvimento em componentes simétricas para as tensões de entrada dadas por (3.49), tem-se as seguintes relações para as tensões de entrada, para as funções de transferência e para as componentes de seqüência positiva, negativa e zero:

$$\underline{\dot{V}}_S = \begin{bmatrix} \dot{V}_a \\ \dot{V}_b \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

$$\underline{\dot{V}}_p = V_p \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta + \beta_p) \\ \text{sen}(\theta - 2 \cdot \pi/3 + \beta_p) \\ \text{sen}(\theta + 2 \cdot \pi/3 + \beta_p) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

$$\underline{\dot{V}}_n = V_n \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta + \beta_n) \\ \text{sen}(\theta + 2 \cdot \pi/3 + \beta_n) \\ \text{sen}(\theta - 2 \cdot \pi/3 + \beta_n) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

$$\underline{\dot{V}}_h = V_h \cdot \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta + \beta_h) \\ \text{sen}(\theta + \beta_h) \\ \text{sen}(\theta + \beta_h) \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$\underline{S} = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

onde

$\underline{\dot{V}}_S$  - tensões de entrada;

$\underline{S}$  - funções de transferência;

$V_p$  - tensão de seqüência positiva;

$V_n$  - tensão de seqüência negativa;

$V_h$  - tensão de seqüência zero;

$\beta_p$  - ângulo de fase da tensão de seqüência positiva;

$\beta_n$  - ângulo de fase da tensão de seqüência negativa;

$\beta_h$  - ângulo de fase da tensão de seqüência zero.

Logo, de (3.50), (3.51), (3.52) e (3.53), derivam as seguintes expressões:

$$\underline{\dot{V}}_s = \underline{\dot{V}}_p + \underline{\dot{V}}_n + \underline{\dot{V}}_h \quad (3.55)$$

$$e_d = \underline{\dot{V}}_s^T \cdot \underline{S} \quad (3.56)$$

$$e_d = (\underline{\dot{V}}_p + \underline{\dot{V}}_n + \underline{\dot{V}}_h)^T \cdot \underline{S} = \underline{\dot{V}}_p^T \cdot \underline{S} + \underline{\dot{V}}_n^T \cdot \underline{S} + \underline{\dot{V}}_h^T \cdot \underline{S} \quad (3.57)$$

Contudo, devido ao ponto neutro estar isolado na conexão estrela do transformador alimentador da ponte Graetz, uma vez que não existe caminho para estas componentes através do conversor, a soma das funções de comutação aplicada a este termo é nula. Portanto, as mesmas não influenciam no funcionamento do mesmo. Desta forma, tem-se:

$$\underline{\dot{V}}_h^T \cdot \underline{S} = V_h \cdot \text{sen}(\theta + \beta_h) \cdot (S_a + S_b + S_c) = 0 \quad (3.58)$$

Além das definições anteriores, tem-se, ainda, as seguintes grandezas relacionadas ao desequilíbrio de tensão:

$$VUF = \frac{V_n}{V_p} \quad - \text{ fator de desequilíbrio de tensão;}$$

$$\beta = (\beta_n - \beta_p) \quad - \text{ ângulo de desequilíbrio de tensão;}$$

$$UF = VUF \angle \beta \quad - \text{ fator de desequilíbrio.}$$

Partindo-se das definições anteriores, apresenta-se a seguir uma análise em valores por unidade - p.u., da ponte retificadora trifásica controlada mostrada na Figura 3.11. Nesta análise, a tensão fase-neutro e a corrente contínua nominal da carga são utilizadas como base, a fim de evitar a utilização da relação de  $\sqrt{6} / \pi$  entre a componente fundamental da corrente alternada secundária e a corrente contínua. Este artifício é utilizado quando a comutação é negligenciada e supõe-se que a corrente CC é perfeitamente alisada.

### Análise em p.u.:

- **Dados:**

As reatâncias da rede de alimentação são consideradas idênticas, com valor

típico para redes alternadas de baixa tensão. Além disto, a primeira componente da tensão no lado CC é tomada como base de referência de tensão. Estes dados são os seguintes:

$$X_a = X_b = X_c = 0,05 \text{ pu}$$

$$V_p = 1 \text{ p.u.}$$

$$\beta_p = 0^\circ$$

A carga do lado CC é dada por:

$$\alpha = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 - \text{ângulo de disparo idênticos;}$$

$$I_d = 1 \text{ pu} - \text{corrente nominal da carga;}$$

$$E_c = 0 \rightarrow \text{tensão do capacitor}$$

$$\frac{X_d}{R_d} = 2,5 \rightarrow \text{fator qualidade da carga}$$

$$R_d = n_p \cdot \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha \cdot V_p - \frac{3}{\pi} n_p \cdot X_a \cdot I_d - E_c$$

onde:

$n_p$  - número de pontes conectadas em série.

- **Tensão do lado CC:**

De (3.57) e (3.58):

$$e_d = \underline{\dot{V}}_p^T \cdot \underline{S} + \underline{\dot{V}}_n^T \cdot \underline{S} \quad (3.59)$$

As funções de comutação dadas em (3.54) podem ser representadas pelas seguintes séries de Fourier:

$$S_a = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{an} \cdot \cos(n\theta) + B_{an} \cdot \sin(n\theta)) \quad (3.60)$$

$$S_b = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{bn} \cdot \cos(n\theta) + B_{bn} \cdot \sin(n\theta)) \quad (3.61)$$

$$S_c = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{cn} \cdot \cos(n\theta) + B_{cn} \cdot \sin(n\theta)) \quad (3.62)$$

onde os coeficientes de Fourier são determinados por:

$$A_{xn} = -\frac{2}{n \cdot \pi} \cdot (M_i + M_j) \quad (3.63a)$$

$$B_{xn} = -\frac{2}{n \cdot \pi} \cdot (N_i + N_j) \quad (3.63b)$$

$$x \in \{a, b, c\}$$

$$n = 2 \cdot k - 1 \quad \text{para} \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

com:

$$M_i = \sin \left[ n \cdot \left( \gamma_i + \alpha_i + \frac{\mu_i}{2} \right) \right] \cdot \cos \left( \frac{n \cdot \mu_i}{2} \right) \quad (3.64a)$$

$$N_i = \cos \left[ n \cdot \left( \gamma_i + \alpha_i + \frac{\mu_i}{2} \right) \right] \cdot \cos \left( \frac{n \cdot \mu_i}{2} \right) \quad (3.64b)$$

segundo a seguinte correspondência bi-unívoca:

$$x = [a, b, c] \quad \text{para} \quad (i, j) = [(1, 2), (2, 3), (3, 1)]$$

Observações:

- $M_j$  e  $N_j$  são obtidos substituindo-se  $i$  por  $j$  nas equações (3.64a) e (3.64b);
- $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$  são as passagens pelo zero das respectivas tensões de comutação  $V_{ab}, V_{bc}$  e  $V_{ca}$ , calculadas a partir do instante inicial indicado da Figura 3.12;
- $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  são os ângulos de disparo calculados a partir das passagens pelo zero das respectivas tensões de comutação  $e_{ac}, e_{ba}$  e  $e_{cb}$ ;
- $\mu_1, \mu_2$  e  $\mu_3$  são os ângulos de comutação (influenciados pela impedância da rede de alimentação) indicados na Figura 3.11.

A passagem pelo zero será dada por:

$$\gamma_k = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{\left( -V_p \cdot \cos\left(\beta_p - \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3}\right) + V_n \cdot \cos\left(\beta_n + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3}\right) \right)}{\left( -V_p \cdot \text{sen}\left(\beta_p - \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3}\right) + V_n \cdot \text{sen}\left(\beta_n + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3}\right) \right)} \right] \quad (3.65)$$

$$k \in \{1, 2, 3\}$$

O ângulo de comutação  $\mu_k$ , obtém-se por:

$$\mu_k = \cos^{-1} \left[ \cos \alpha_k - \frac{I_d \cdot (X_x + X_y)}{V_{xy}} \right] - \alpha_k \quad (3.66)$$

$$k \in \{1, 2, 3\}$$

onde:

$$V_{xy} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{V_p^2 + V_n^2 - 2 \cdot V_p \cdot V_n \cos\left(\beta_p - \beta_n + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3}\right)} \quad (3.67)$$

Os índices x e y e o índice k associam-se através da correspondência bi-unívoca dada por:

$$(x, y) = [(a, c), (b, a), (c, b)] \quad \text{para } k = \{1, 2, 3\}$$

Desenvolvendo-se a equação (3.57) por meio de componentes simétricas e das expressões desenvolvidas para as funções de comutação, seguindo-se simplificações, obtém-se a expressão de cálculo da tensão no lado CC do conversor:

$$e_d = E_d + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} (A_{dm} \cdot \cos(m \cdot \theta) + B_{dm} \cdot \text{sen}(m \cdot \theta)) \quad (3.68)$$

onde:

$E_d$  - valor médio da tensão CC dado por:

$$E_d = -\frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen}\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_k - \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3}\right) \cdot \cos \frac{\mu_k}{2} + \frac{\sqrt{3} \cdot V_n}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen}\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_k + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3}\right) \cdot \cos \frac{\mu_k}{2} \quad (3.69)$$

Os coeficientes  $A_{dm}$  e  $B_{dm}$  são obtidos por meio das expressões abaixo:

$$\begin{aligned}
 A_{dm} = & -\frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{(m+1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m+1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k - \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m+1) \cdot \frac{\mu_k}{2} \\
 & -\frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{(m-1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m-1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m-1) \cdot \frac{\mu_k}{2} \\
 & +\frac{\sqrt{3} \cdot V_n}{(m+1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m+1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m+1) \cdot \frac{\mu_k}{2} \\
 & +\frac{\sqrt{3} \cdot V_n}{(m-1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m-1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k - \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m-1) \cdot \frac{\mu_k}{2}
 \end{aligned} \tag{3.70a}$$

$$\begin{aligned}
 B_{dm} = & \frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{(m+1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m+1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k - \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m+1) \cdot \frac{\mu_k}{2} \\
 & +\frac{\sqrt{3} \cdot V_p}{(m-1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m-1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m-1) \cdot \frac{\mu_k}{2} \\
 & -\frac{\sqrt{3} \cdot V_n}{(m+1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m+1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k + \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m+1) \cdot \frac{\mu_k}{2} \\
 & -\frac{\sqrt{3} \cdot V_n}{(m-1) \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left( (m-1) \cdot \left( \gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_k - \frac{2 \cdot k \cdot \pi}{3} \right) \cdot \cos(m-1) \cdot \frac{\mu_k}{2}
 \end{aligned} \tag{3.70b}$$

- **Corrente do lado CC:**

A expressão geral para a corrente no lado CC do conversor é dada por:

$$i_d = I_d + i_{do} = \frac{E_{do} - E_c}{R_c + R_d} + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{dm} \cdot \cos(m \cdot \theta + \psi_m) \tag{3.71}$$

onde:

$E_{do}$  - valor médio da tensão de saída à vazio;

$R_c$  - resistência que representa a queda de tensão indutiva. O valor desta é obtida a partir das média das quedas de tensão instantâneas dos 6 intervalos de comutação indicados na Figura 3.12;

$$R_c = \frac{(X_a + X_b + X_c)}{\pi} \tag{3.72}$$

$I_{dm}$  - valor eficaz da correspondente harmônica de ordem  $m$  de  $i_{do}$ ;

$$I_{dm} = \frac{E_{dm}}{|R_d + j \cdot m \cdot X_d + j \cdot m \cdot X_o|} \quad m = 2.k \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.73)$$

$\psi_m$  - ângulo de fase da componente harmônica de ordem  $m$  de  $i_{do}$ ;

$$\psi_m = \psi_{dm} - \text{tg}^{-1} \left[ \frac{m \cdot X_d + m \cdot X_o}{R_d} \right] \quad (3.74)$$

$X_o$  - reatância equivalente da ponte Graetz à frequência da rede alternada;

$$X_o = \left[ 2 - \frac{\mu_1 + \mu_2 + \mu_3}{2 \cdot \pi} \right] \cdot \left[ \frac{X_a + X_b + X_c}{3} \right] \quad (3.75)$$

Tem-se ainda:

$E_{dm}$  - valor eficaz de  $e_{dm}$ ;

$$E_{dm} = \sqrt{\frac{(A_{dm}^2 + B_{dm}^2)}{2}} \quad m = 2.k, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.76)$$

$\Psi_{dm}$  - ângulo de fase de  $e_{dm}$ ;

$$\Psi_{dm} = -\text{tg}^{-1} \left[ \frac{B_{dm}}{A_{dm}} \right] \quad m = 2.k, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.77)$$

$$E_{do} = \frac{3 \cdot \sqrt{3} \cdot V_p}{\pi} \quad (3.78)$$

- **Corrente do lado CA:**

A corrente alternada  $i_x$  da fase  $x$ ,  $x \in \{a, b, c\}$ , absorvida pelo conversor pode ser expressa pela soma:

$$i_x = i_{xo} + \Delta i_x \quad x \in \{a, b, c\} \quad (3.79)$$

onde:

$i_{xo}$  - produzida pela corrente  $I_d$

$\Delta i_x$  - produzida pela componente alternada  $i_{do}$

Cálculo de  $i_{x0}$ ,  $x \in \{a,b,c\}$ :

Tomando-se a fase A por exemplo, esta parcela é obtida pela relação:

$$i_{x0} = S_{ix} \cdot I_d \quad (3.80)$$

onde:

$S_{ix}$  - funções de comutação

Estas funções expressas em série de Fourier podem ser escritas como:

$$S_{ix} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [A_{onn} \cdot \cos(n \cdot \theta) + B_{onn} \cdot \sen(n \cdot \theta)] \quad (3.81)$$

onde:

$A_{onn}$ ,  $B_{onn}$  - coeficientes de Fourier, dados por:

- para  $n \neq 1$ :

$$\begin{aligned} A_{oan} = & \frac{2}{n \cdot \pi} [-\sen n \cdot (\gamma_1 + \alpha_1 + \mu_1) + \sen n \cdot (\gamma_2 + \alpha_2 + \mu_2)] \\ & + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_1 + \mu_1)} \cdot \left\{ \frac{2}{n} \cdot \cos(\alpha_1) \cdot \sen\left(\frac{n \cdot \mu_1}{2}\right) \cdot \cos n \cdot \left(\gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2}\right) \right. \\ & - \frac{1}{n+1} \cdot \sen\left(\frac{n+1}{2} \cdot \mu_1\right) \cdot \cos\left[(n+1) \cdot \left(\gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2}\right) - \gamma_1\right] \\ & \left. - \frac{1}{n-1} \cdot \sen\left(\frac{n-1}{2} \cdot \mu_1\right) \cdot \cos\left[(n-1) \cdot \left(\gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2}\right) + \gamma_1\right] \right\} \\ & + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_2 + \mu_2)} \cdot \left\{ \frac{2}{n} \cdot \cos(\alpha_2) \cdot \sen\left(\frac{n \cdot \mu_2}{2}\right) \cdot \cos n \cdot \left(\gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2}\right) \right. \\ & + \frac{1}{n+1} \cdot \sen\left(\frac{n+1}{2} \cdot \mu_2\right) \cdot \cos\left[(n+1) \cdot \left(\gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2}\right) - \gamma_2\right] \\ & \left. + \frac{1}{n-1} \cdot \sen\left(\frac{n-1}{2} \cdot \mu_2\right) \cdot \cos\left[(n-1) \cdot \left(\gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2}\right) + \gamma_2\right] \right\} \end{aligned} \quad (3.82)$$

$$\begin{aligned}
B_{\text{oa}n} &= \frac{2}{n \cdot \pi} \cdot [-\cos n \cdot (\gamma_1 + \alpha_1 + \mu_1) + \cos n \cdot (\gamma_2 + \alpha_2 + \mu_2)] \\
&+ \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_1 + \mu_1)} \cdot \left\{ \frac{2}{n} \cdot \cos(\alpha_1) \cdot \text{sen} \left( \frac{n \cdot \mu_1}{2} \right) \cdot \text{sen } n \cdot \left( \gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2} \right) \right. \\
&- \frac{1}{n+1} \cdot \text{sen} \left( \frac{n+1}{2} \cdot \mu_1 \right) \cdot \text{sen} \left[ (n+1) \cdot \left( \gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2} \right) - \gamma_1 \right] \\
&- \left. \frac{1}{n-1} \cdot \text{sen} \left( \frac{n-1}{2} \cdot \mu_1 \right) \cdot \text{sen} \left[ (n-1) \cdot \left( \gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2} \right) + \gamma_1 \right] \right\} \\
&+ \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_2 + \mu_2)} \cdot \left\{ \frac{2}{n} \cdot \cos(\alpha_2) \cdot \text{sen} \left( \frac{n \cdot \mu_2}{2} \right) \cdot \cos n \cdot \left( \gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2} \right) \right. \\
&+ \frac{1}{n+1} \cdot \text{sen} \left( \frac{n+1}{2} \cdot \mu_2 \right) \cdot \sin \left[ (n+1) \cdot \left( \gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2} \right) - \gamma_2 \right] \\
&+ \left. \frac{1}{n-1} \cdot \text{sen} \left( \frac{n-1}{2} \cdot \mu_2 \right) \cdot \sin \left[ (n-1) \cdot \left( \gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2} \right) + \gamma_2 \right] \right\}
\end{aligned} \tag{3.83}$$

- para  $n = 1$

$$\begin{aligned}
A_{\text{oa}1} &= \frac{2}{\pi} \cdot [-\text{sen}(\gamma_1 + \alpha_1 + \mu_1) + \text{sen}(\gamma_2 + \alpha_2 + \mu_2)] \\
&+ \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_1 + \mu_1)} \cdot \left\{ 2 \cdot \cos(\alpha_1) \cdot \text{sen} \left( \frac{\mu_1}{2} \right) \cdot \cos \left( \gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2} \right) \right. \\
&- \left. \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(\mu_1) \cdot \cos(\gamma_1 + 2 \cdot \alpha_1 + \mu_1) - \frac{\mu_1}{2} \cdot \cos(\gamma_1) \right\} \\
&+ \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_2 + \mu_2)} \cdot \left\{ 2 \cdot \cos(\alpha_2) \cdot \text{sen} \left( \frac{\mu_2}{2} \right) \cdot \cos \left( \gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2} \right) \right. \\
&+ \left. \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(\mu_2) \cdot \cos(\gamma_2 + 2\alpha_2 + \mu_2) + \frac{\mu_2}{2} \cdot \cos(\gamma_2) \right\}
\end{aligned} \tag{3.84}$$

$$\begin{aligned}
B_{oa1} = & \frac{2}{\pi} \cdot [-\cos(\gamma_1 + \alpha_1 + \mu_1) + \cos(\gamma_2 + \alpha_2 + \mu_2)] \\
& + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_1 + \mu_1)} \cdot \left\{ 2 \cdot \cos(\alpha_1) \cdot \text{sen}\left(\frac{\mu_1}{2}\right) \cdot \text{sen}\left(\gamma_1 + \alpha_1 + \frac{\mu_1}{2}\right) \right. \\
& \left. - \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(\mu_1) \cdot \text{sen}(\gamma_1 + 2\alpha_1 + \mu_1) - \frac{\mu_1}{2} \cdot \text{sen}(\gamma_1) \right\} \quad (3.85) \\
& + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_2 + \mu_2)} \cdot \left\{ 2 \cdot \cos(\alpha_2) \cdot \text{sen}\left(\frac{\mu_2}{2}\right) \cdot \text{sen}\left(\gamma_2 + \alpha_2 + \frac{\mu_2}{2}\right) \right. \\
& \left. + \frac{1}{2} \cdot \text{sen}(\mu_2) \cdot \text{sen}(\gamma_2 + 2\alpha_2 + \mu_2) + \frac{\mu_2}{2} \cdot \text{sen}(\gamma_2) \right\}
\end{aligned}$$

Para a obtenção das expressões de  $S_{ib}$  e  $S_{ic}$  para as fases b e c, substitui-se estes índices nas expressões anteriores conforme a regra cíclica:

- fase b: a por b; b por c; 1 por 2 e 2 por 3;
- fase c: a por c; b por a; 1 por 3 e 2 por 1.

Cálculo de  $i_x$ , e  $I_x$ ,  $x \in \{a,b,c\}$ :

Adotando-se o mesmo procedimento anterior, ou seja, tomando-se a fase A, esta corrente, induzida pela componente  $i_{do}$  da corrente contínua, pode ser obtida através do produto de  $i_{do}$  com a função de comutação  $S_a$ .

$$\Delta i_x = S_x \cdot i_{do} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} [\Delta A_{xn} \cdot \cos(n\theta) + B_{xn} \cdot \text{sen}(n\theta)] \quad (3.86)$$

Para a fase a, por exemplo, tem-se:

$$\Delta A_{an} = \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \frac{I_{dm}}{\sqrt{2}} \cdot [(A_{a(n-m)} + A_{a(n+m)}) \cdot \cos \psi_m + (B_{a(n-m)} - B_{a(n+m)}) \cdot \text{sen} \psi_m] \quad (3.87)$$

$$\Delta B_{an} = \sum_{m=2,4,\dots}^{\infty} \frac{I_{dm}}{\sqrt{2}} \cdot [(A_{a(n-m)} - A_{a(n+m)}) \cdot \text{sen} \psi_m + (B_{a(n-m)} + B_{a(n+m)}) \cdot \cos \psi_m] \quad (3.88)$$

$$\text{para } n - m < 0 \begin{cases} \rightarrow A_{a(n-m)} = A_{a(m-n)} \\ \rightarrow B_{a(n-m)} = -B_{a(m-n)} \end{cases}$$

Logo, a partir de (3.79), (3.80) e (3.86):

$$i_a = \sqrt{2} \cdot \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} I_{an} \cdot \cos(n \cdot \theta + \phi_{an}) \quad (3.89)$$

onde:

$$I_{an} = \sqrt{\frac{(A_{oan} + \Delta A_{an})^2 + (B_{oan} + \Delta B_{an})^2}{2}} \quad (3.90)$$

$$\phi_{an} = -\text{tg}^{-1} \left[ \frac{B_{oan} + \Delta B_{an}}{A_{oan} + \Delta A_{an}} \right] \quad (3.91)$$

As demais fases, b e c, são obtidas através da substituição conveniente dos índices, seguindo o seguinte critério:

- fase b: a por b; b por c; 1 por 2 e 2 por 3;
- fase c: a por c; b por a; 1 por 3 e 2 por 1;

• **Correntes no primário do transformador:**

Uma vez conhecidas as correntes no secundário do transformador, as correntes no primário do mesmo podem ser facilmente obtidas. Lembrando que a relação de transformação adotada para o modelo é unitária e que o primário está conectado em delta, estas são dadas por:

$$i_A = i_a - i_c$$

$$i_B = i_b - i_a$$

$$i_C = i_c - i_b$$

**(B) – Arranjo convencional - Conversor 12 pulsos:**

Dentre as diversas configurações que podem ser adotadas para o conversor de 12 pulsos, seja o seguinte conversor 12-pulsos mostrado na Figura 3.14 abaixo.

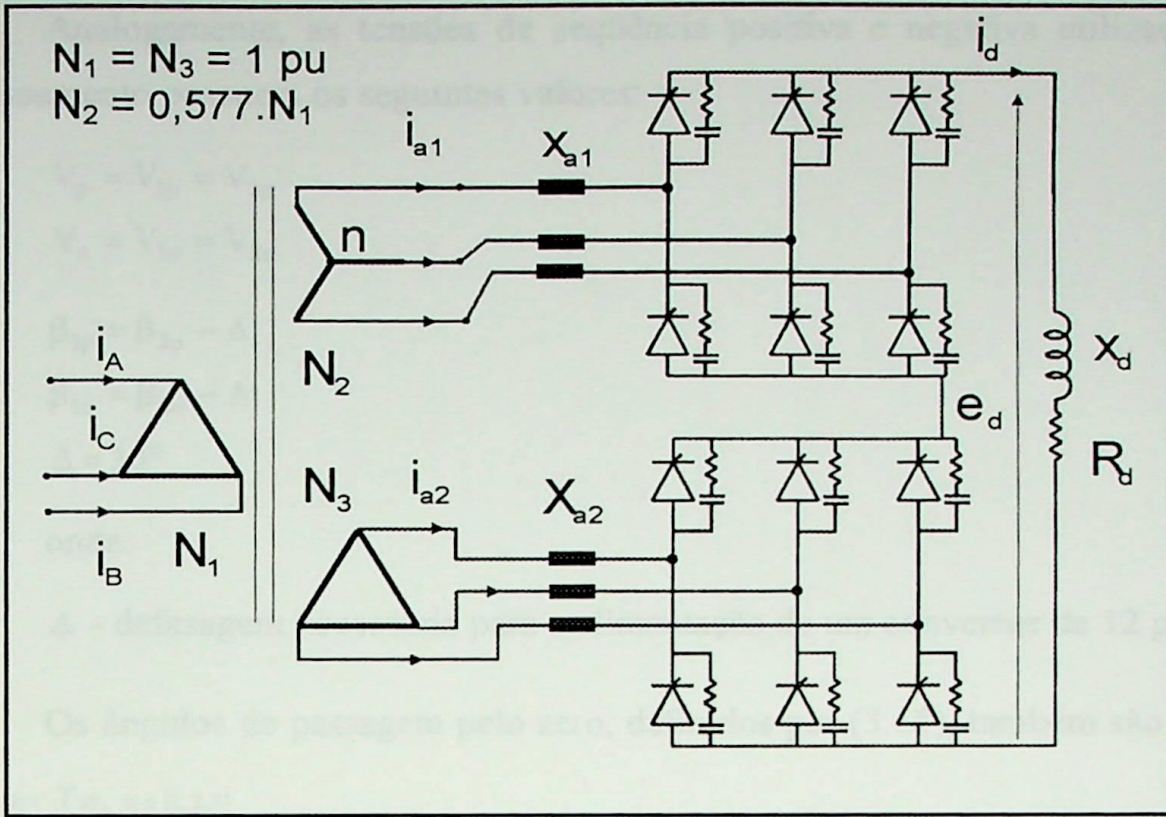


Figura 3.14 - Conversor 12 pulsos.

As expressões para a tensão retificada e para a corrente de entrada válidas para este conversor podem ser deduzidas utilizando-se as expressões apresentadas anteriormente. A fim esclarecer a notação adotada para cada conversor, será seguida a convenção abaixo:

- parâmetros relativos à estrela - índice 1;
- parâmetros relativos ao delta - índice 2.

Desta maneira, assume-se as seguintes transformações:

$$Y: S_{1x}, \quad x \in \{a, b, c\}$$

$$\Delta: S_{2x}, \quad x \in \{a, b, c\}$$

$$\begin{matrix} \gamma_1, & \gamma_2, & \gamma_3 \\ \alpha_1, & \alpha_2, & \alpha_3 \\ \mu_1, & \mu_2, & \mu_3 \end{matrix}$$



$$\begin{matrix} Y: & \gamma_{11}, & \gamma_{12}, & \gamma_{13} \\ & \alpha_{11}, & \alpha_{12}, & \alpha_{13} \\ & \mu_{11}, & \mu_{12}, & \mu_{13} \\ \\ \Delta: & \gamma_{21}, & \gamma_{22}, & \gamma_{23} \\ & \alpha_{21}, & \alpha_{22}, & \alpha_{23} \\ & \mu_{21}, & \mu_{22}, & \mu_{23} \end{matrix}$$

Analogamente, as tensões de seqüência positiva e negativa utilizadas no processamento possuem os seguintes valores:

$$V_p = V_{1p} = V_{2p}$$

$$V_n = V_{1n} = V_{2n}$$

$$\beta_{1p} = \beta_{2p} - \Delta$$

$$\beta_{1n} = \beta_{2n} - \Delta$$

$$\Delta = 30^\circ$$

onde:

$\Delta$  - defasagem necessária para a alimentação de um conversor de 12 pulsos

Os ângulos de passagem pelo zero, definidos por (3.65), também são dados

por  $\gamma_{1k}, \gamma_{2k}, k \in \{1, 2, 3\}$

Tensão retificada na saída do conversor:

$$e_d = \dot{V}_{1p}^T \cdot \underline{S}_1 + \dot{V}_{1n}^T \cdot \underline{S}_1 + \dot{V}_{2p}^T \cdot \underline{S}_2 + \dot{V}_{2n}^T \cdot \underline{S}_2 \quad (3.92)$$

sendo que,

$$\underline{S}_1 = \begin{bmatrix} S_{1a} \\ S_{1b} \\ S_{1c} \end{bmatrix} \quad \underline{S}_2 = \begin{bmatrix} S_{2a} \\ S_{2b} \\ S_{2c} \end{bmatrix}$$

Desenvolvendo-se a partir de (3.68), com a utilização das relações para as conexões estrela e delta, tem-se:

$$e_d = (E_{1d} + E_{2d}) + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} ((A_{1dm} + A_{2dm}) \cdot \cos(m\theta) + (B_{1dm} + B_{2dm}) \cdot \sin(m\theta)) \quad (3.93)$$

$$m = 2.k, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

cujos termos são obtidos através de (3.69), (3.70a) e (3.70b).

As resistências e as reatâncias equivalentes do conversor, visto pela carga do lado CC, passam a valer:

$$R_c = R_{1c} + R_{2c} \quad (3.94)$$

$$R_{1c} = \frac{(X_{1a} + X_{1b} + X_{1c})}{\pi} \quad (3.95a)$$

$$R_{2c} = \frac{(X_{2a} + X_{2b} + X_{2c})}{\pi} \quad (3.95b)$$

$$X_o = X_{1o} + X_{2o} \quad (3.96)$$

$$X_{1o} = \left[ 2 - \frac{\mu_{11} + \mu_{12} + \mu_{13}}{2 \cdot \pi} \right] \cdot \left[ \frac{X_{1a} + X_{1b} + X_{1c}}{3} \right] \quad (3.97a)$$

$$X_{2o} = \left[ 2 - \frac{\mu_{21} + \mu_{22} + \mu_{23}}{2 \cdot \pi} \right] \cdot \left[ \frac{X_{2a} + X_{2b} + X_{2c}}{3} \right] \quad (3.97b)$$

### Corrente do lado CC:

Baseando-se em (3.71), (3.76) e (3.77), tem-se:

$$i_d = I_d + i_{do} \quad (3.98)$$

onde:

$$I_d = \frac{(E_{1do} + E_{2do}) - E_c}{(R_{1c} + R_{2c}) + R_d} \quad (3.99)$$

Utilizando-se:

$$E_{d10} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_{1p} \quad (3.100)$$

$$E_{d20} = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot V_{2p} \quad (3.101)$$

A corrente  $i_{do}$  será dada por:

$$i_{do} = \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} \sqrt{2} \cdot I_{dm} \cdot \cos(m \cdot \theta + \psi_m) \quad (3.102)$$

cujo valor de  $I_{dm}$  poderá ser obtido através da relação a seguir:

$$I_{dm} = \frac{E_{dm}}{\sqrt{R_d + j \cdot m \cdot X_d + j \cdot m \cdot (X_{10} + X_{20})}} \quad (3.103)$$

onde:

$$E_{dm} = \sqrt{\frac{[A_{1dm}^2 + A_{2dm}^2]^2 + [B_{1dm}^2 + B_{2dm}^2]^2}{2}} \quad (3.104)$$

$$\psi_{dm} = -\text{tg}^{-1} \left[ \frac{B_{1dm} + B_{2dm}}{A_{1dm} + A_{2dm}} \right] \quad (3.105)$$

$$m = 2 \cdot k, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

### Correntes do lado CA:

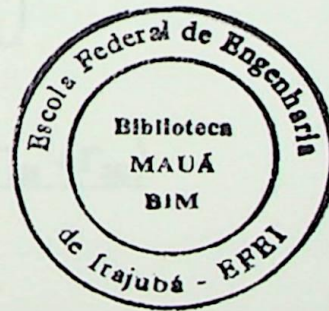
As correntes no lado CA serão iguais à soma das correntes no primário do transformador. Estas por sua vez, dependem da corrente no lado CA de cada uma das pontes, bem como do tipo de conexão do transformador. Para as conexões adotadas, tem-se:

$$i_y = i_{1y} + i_{2y}, \quad y \in \{A, B, C\}$$

Para o conversor ligado à conexão estrela e para o conversor ligado à conexão delta tem-se, respectivamente:

$$\begin{aligned} i_{1A} &= i_{1a} - i_{1c} \\ i_{1B} &= i_{1b} - i_{1a} \\ i_{1C} &= i_{1c} - i_{1b} \end{aligned} \quad (3.106)$$

$$\begin{aligned} i_{2A} &= 1,73 \cdot i_{2a} \\ i_{2B} &= 1,73 \cdot i_{2b} \\ i_{2C} &= 1,73 \cdot i_{2c} \end{aligned} \quad (3.107)$$



Conseqüentemente, todas as correntes são obtidas a partir das equações (3.89), (3.90) e (3.91), apresentadas anteriormente:

$$\begin{aligned}
i_{1x} &= I_d \cdot S_{lix} + i_{d0} \cdot S_{1x} \\
i_{2x} &= I_d \cdot S_{2ix} + i_{d0} \cdot S_{2x} \\
x &\in \{a, b, c\}
\end{aligned} \tag{3.108}$$

**(C) – Arranjo utilizando o T-ADZ - Conversor 12 pulsos:**

A diferença básica entre esta configuração e a configuração convencional anterior, reside no transformador do conversor. Este deixa de ser um transformador convencional de três enrolamentos, ou ainda, um banco trifásico, para assumir a forma do transformador especial T-ADZ. Vale ressaltar que o T-ADZ, igualmente ao transformador utilizado no arranjo convencional, também pode ser um banco trifásico de unidades monofásicas, onde cada unidade possui, no primário, a bobina principal e as bobinas auxiliares e, no secundário, as duas bobinas principais. Ainda, uma destas bobinas possui uma relação de transformação de 1:1,73, satisfazendo o diagrama apresentado na Figura 3.15 a seguir.

A obtenção de  $e_d, i_d, i_{ax}, i_{bx}, i_{cx}, x \in \{1,2\}$  segue o mesmo procedimento do conversor de 12 pulsos convencional. Logo, o problema se resume na determinação das correntes no primário do T-ADZ, uma vez que a tensão e a corrente no lado CC, bem como as correntes no lado CA para ambos os conversores já estão determinadas. Esta solução já foi apresentada no item 3.4.1, cuja solução levou às seguintes equações:

$$i_A = \frac{H \cdot (i_{a1} + i_{a2}') + I \cdot (i_{b1} + i_{b2}') + J \cdot (i_{c1} + i_{c2}')}{H} \tag{3.109}$$

$$i_B = \frac{(i_{b1} + i_{b2}') - \Gamma_{2B} \cdot (i_{c1} + i_{c2}') - i_A \cdot (\Gamma_{1B} + \Gamma_{2B} + \Gamma_{2C})}{(1 + \Gamma_{2B} + \Gamma_{1C})} \tag{3.110}$$

$$i_C = (i_{c1} + i_{c2}') - \Gamma_{2C} \cdot i_A - \Gamma_{1C} \cdot i_B \tag{3.111}$$

onde:

$$G = (1 + \Gamma_{2B} + \Gamma_{1C}) \tag{3.112}$$

$$\begin{aligned}
H &= G \cdot (1 - \Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{2C}) - \Gamma_{2A} \cdot (\Gamma_{1B} + \Gamma_{2B} + \Gamma_{2C}) + \\
&\quad + \Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{1C} \cdot (\Gamma_{1B} + \Gamma_{2B} + \Gamma_{2C})
\end{aligned} \tag{3.113}$$

$$I = \Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{1C} - \Gamma_{2A} \quad (3.114)$$

$$J = \Gamma_{2A} \cdot \Gamma_{2B} - (\Gamma_{1A} \cdot \Gamma_{1C} \cdot \Gamma_{2B}) \quad (3.115)$$

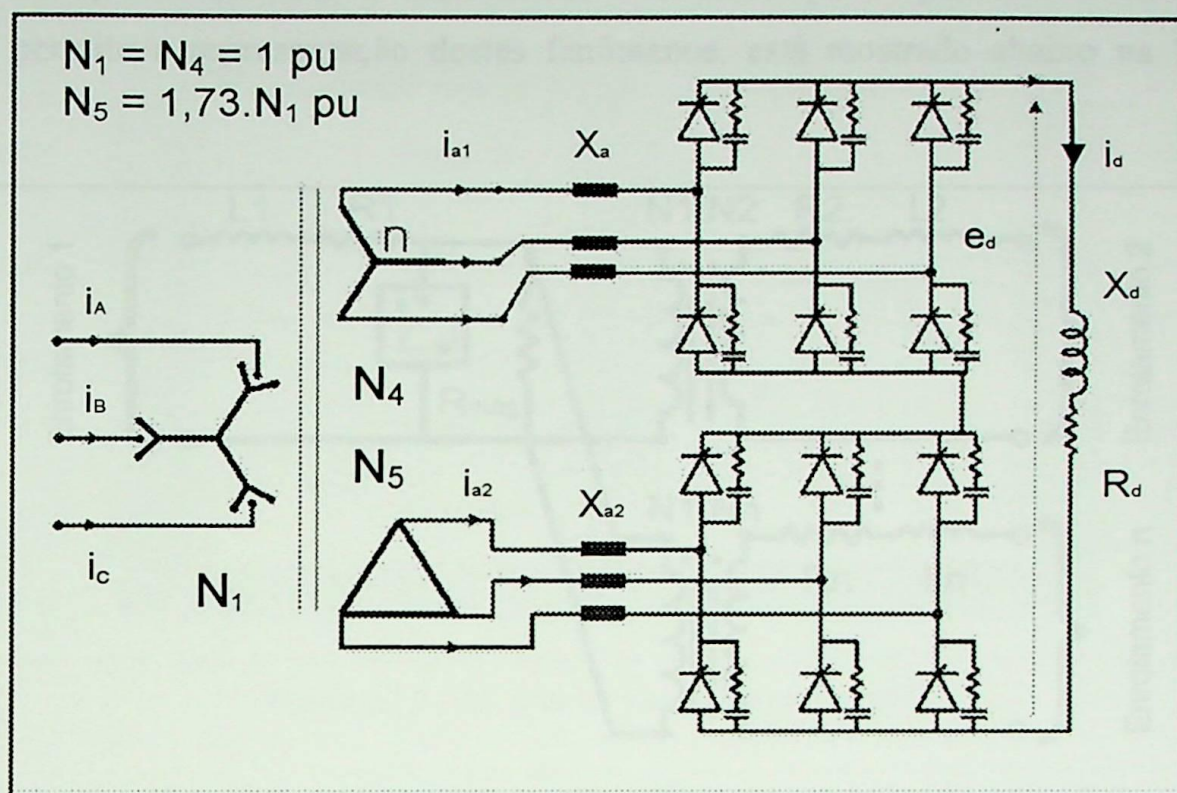


Figura 3.15 - Conversor 12 pulsos com o T-ADZ.

### 3.4.3.2 – Modelo do T-ADZ em EMTP

A fim de comprovar a factibilidade do T-ADZ, a partir do modelo matemático apresentado, foi implementado um modelo do presente compensador para a condução de simulações no pacote computacional EMTP - *Electromagnetic Transients Program*.

O emprego deste software se justifica na medida em que este permite a análise de uma grande variedade de fenômenos com resultados muito próximos daqueles obtidos no sistema real, bem como a grande variedade de modelos dos diversos componentes em uso nos sistemas elétricos de potência atuais, incluindo-se eletrônica de potência, tornando-o amplamente aceito no meio técnico-científico.

O EMTP admite vários modelos de transformadores, tanto monofásicos quanto trifásicos, nos quais podem ser incluídos fenômenos de saturação e/ou de magnetização. O modelo de transformador escolhido para representar o T-ADZ, o qual permite a representação destes fenômenos, está mostrado abaixo na Figura 3.16.

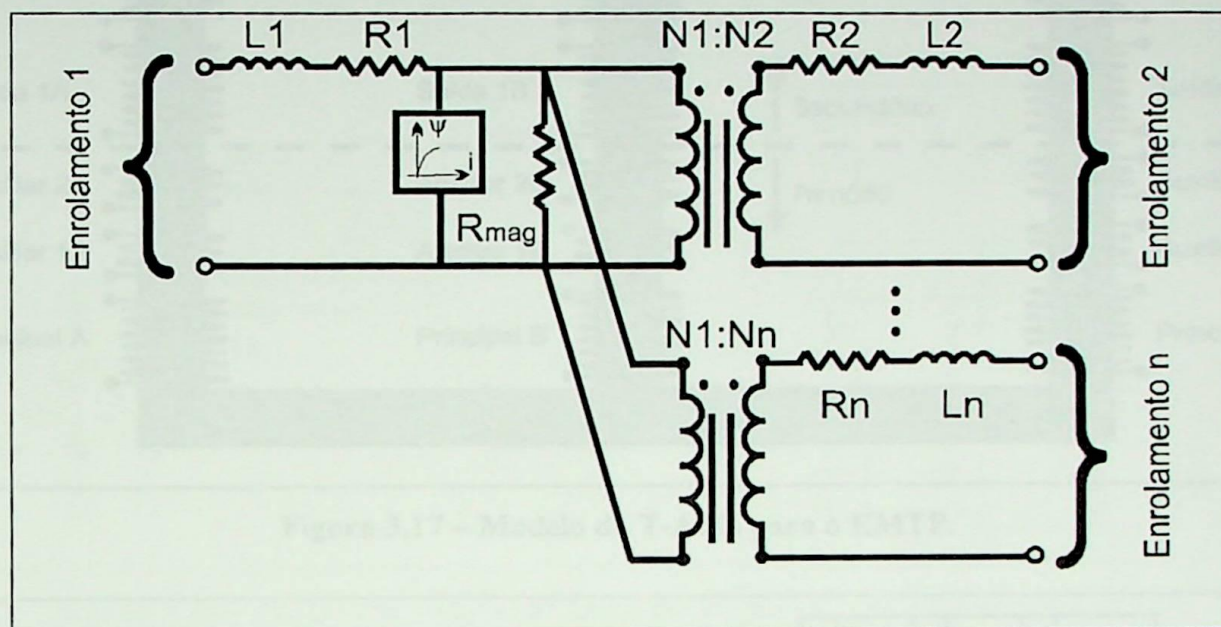


Figura 3.16 – Um Modelo de Transformador para o EMTP.

onde:

- $L_n$  e  $R_n$  - indutância e resistência do enrolamento 'n' do transformador, respectivamente;
- $N_1 : N_n$  - relação de transformação do enrolamento 'n' para o primeiro enrolamento, sempre;
- $R_{mag}$  - resistência de magnetização do transformador;
- ' $\psi$ ' e ' $i$ ' - fluxo e corrente de magnetização do transformador, respectivamente.

A partir deste modelo básico, desenvolveu-se o modelo trifásico do T-ADZ utilizado para simulações em EMTP, conforme mostra a Figura 3.17.

Unindo-se este ao modelo do conversor de 12 pulsos, tem-se o modelo aplicável ao EMTP apresentado na Figura 3.18, cuja representação angular dos enrolamentos dos transformadores somente foi corretamente observada nos

enrolamentos secundários. No enrolamento primário, preferiu-se enfatizar a conexão ADZ, base desta nova topologia.

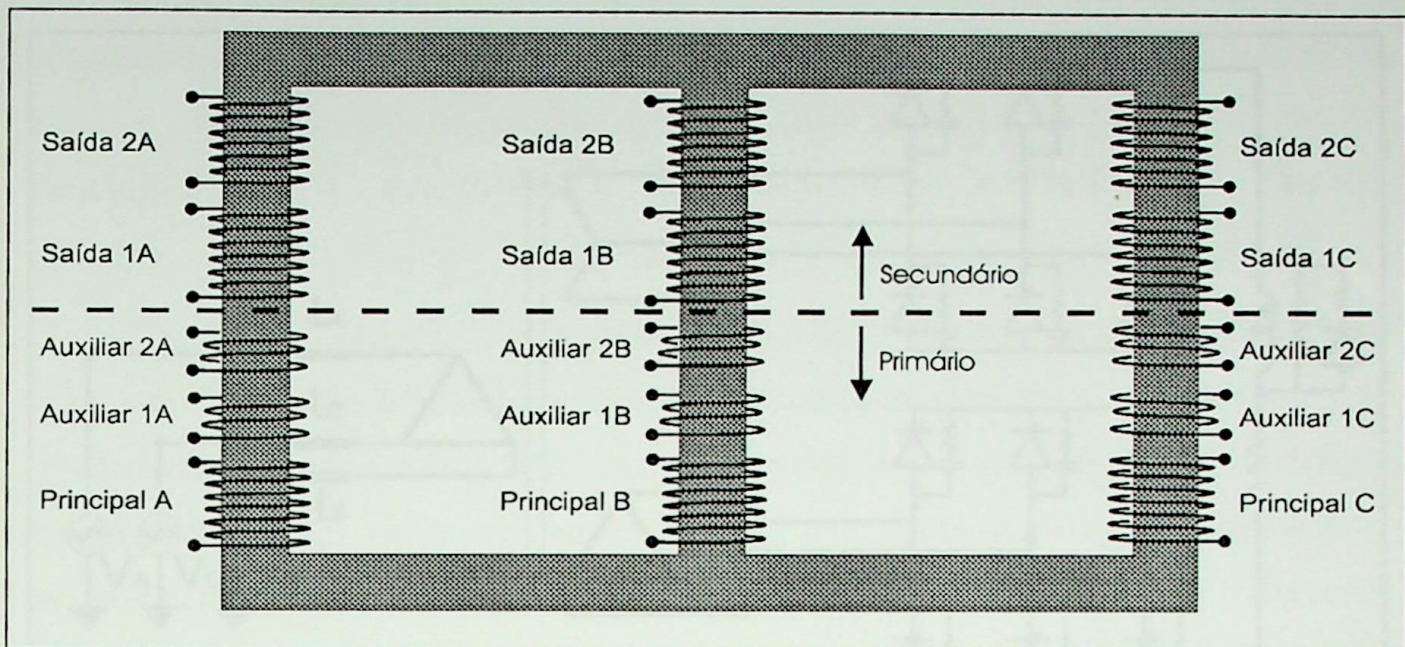


Figura 3.17 – Modelo do T-ADZ para o EMTP.

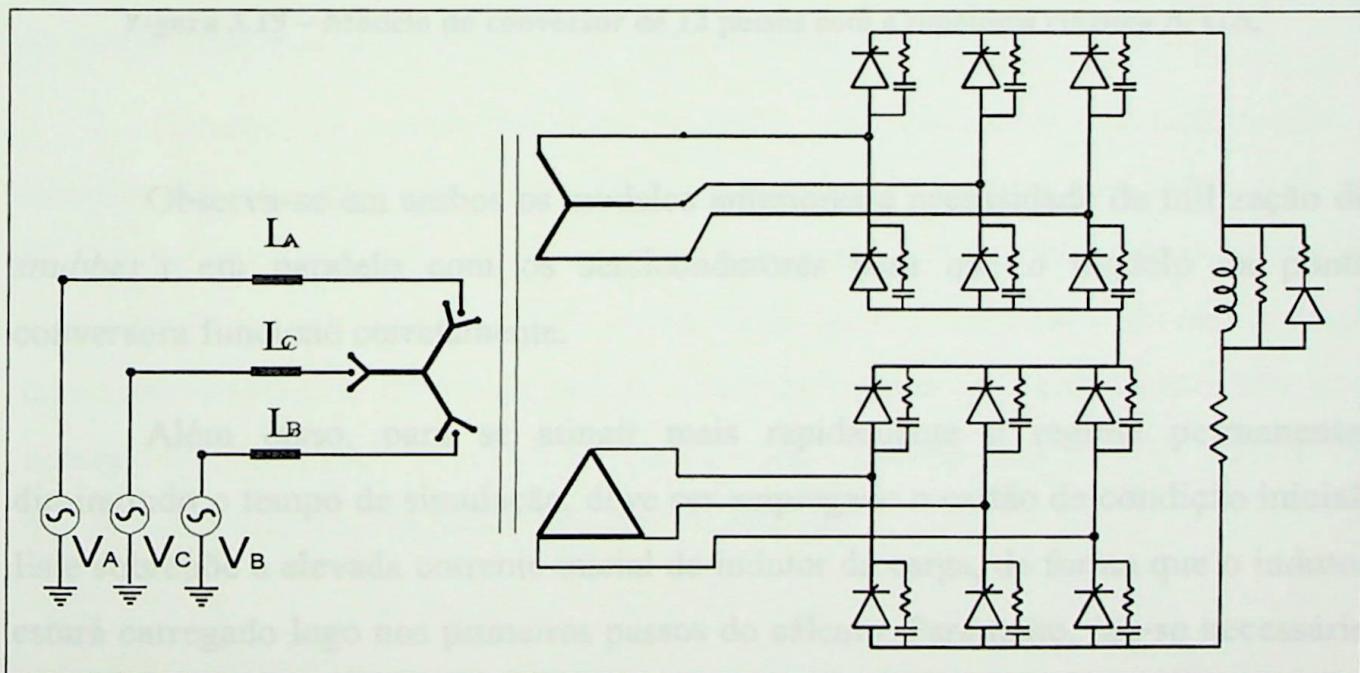


Figura 3.18 – Modelo do T-ADZ em EMTP aplicado a um conversor de 12 pulsos.

onde:

- $L_a$ ,  $L_b$  e  $L_c$ : indutâncias da rede para as fases A, B e C, respectivamente;
- $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$ : tensões das fases A, B e C, respectivamente.

De modo a subsidiar as análises comparativas entre a topologia proposta e a topologia convencional, foi igualmente desenvolvido um modelo para esta última, como mostra a Figura 3.18, a seguir.

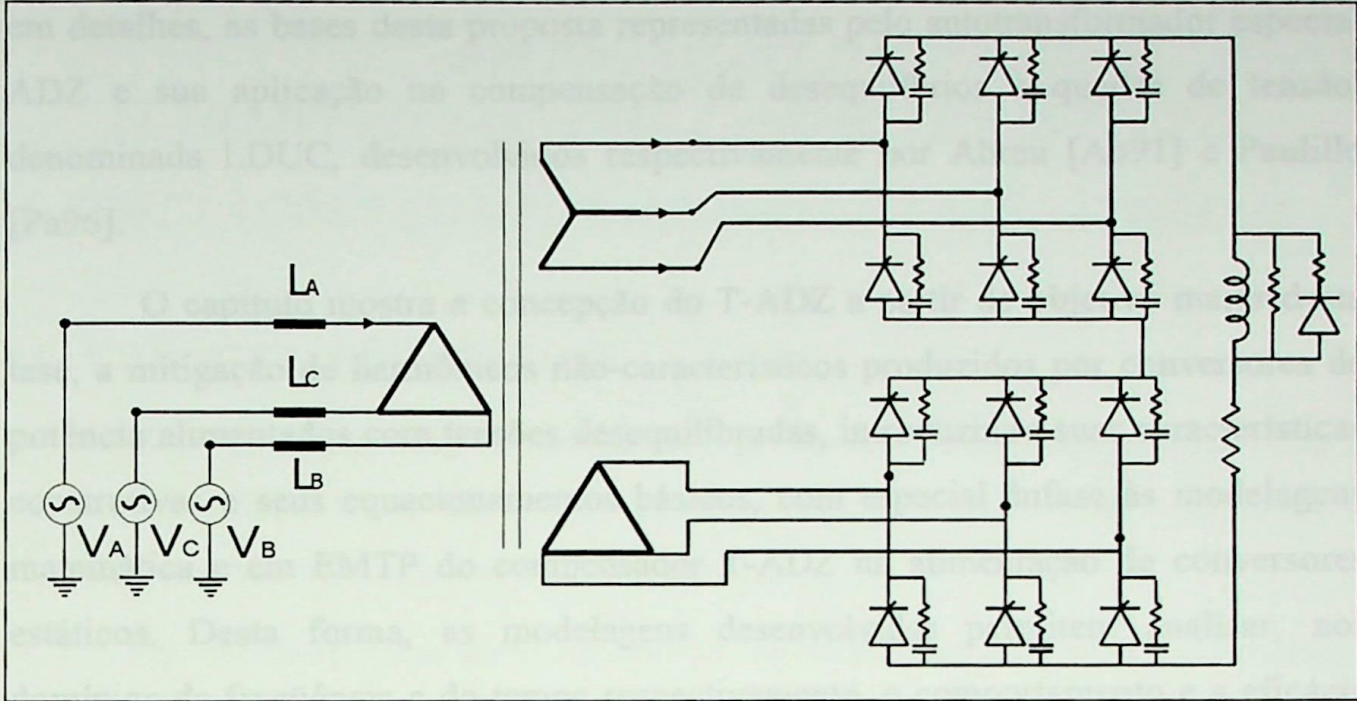


Figura 3.19 – Modelo do conversor de 12 pulsos com a topologia clássica  $\Delta/Y/\Delta$ .

Observa-se em ambos os modelos anteriores a necessidade de utilização de *snubber's* em paralelo com os semicondutores para que o modelo da ponte conversora funcione corretamente.

Além disso, para se atingir mais rapidamente o regime permanente, diminuindo o tempo de simulação, deve ser empregado o cartão de condição inicial. Este sobrepõe a elevada corrente inicial do indutor da carga, de forma que o indutor estará carregado logo nos primeiros passos do cálculo. Para tanto, faz-se necessário a criação de um caminho de circulação para a corrente imposta ao indutor de carga no primeiro passo de integração, o qual é representado pelo circuito que aparece em paralelo a esse indutor, mostrado nas Figuras 3.18 e 3.19.

Por fim, ressalte-se a necessidade de uma escolha adequada do passo de integração, pois caso contrário podem advir resultados incorretos ou demandar um grande esforço computacional.

### 3.5 - CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado a contribuição maior deste trabalho: a proposta do compensador eletromagnético T-ADZ. Inicialmente, foram abordadas, em detalhes, as bases desta proposta representadas pelo autotransformador especial ADZ e sua aplicação na compensação de desequilíbrios e quedas de tensão, denominada LDUC, desenvolvidos respectivamente por Abreu [Ab91] e Paulillo [Pa96].

O capítulo mostra a concepção do T-ADZ a partir do objetivo maior desta tese, a mitigação de harmônicos não-característicos produzidos por conversores de potência alimentados com tensões desequilibradas, introduzindo suas características construtivas e seus equacionamentos básicos, com especial ênfase às modelagens matemática e em EMTP do compensador T-ADZ na alimentação de conversores estáticos. Desta forma, as modelagens desenvolvidas permitem analisar, nos domínios da frequência e do tempo respectivamente, o comportamento e a eficácia do compensador no cumprimento do objetivo proposto.

A seguir é apresentado um conjunto de simulações computacionais e laboratoriais. No primeiro caso, foram utilizados os modelos matemáticos e em EMTP, e no segundo caso foi implementado um modelo desta proposta empregando-se um protótipo do ADZ. Em ambos os casos foram testados conversores estáticos de 6 e 12 pulsos, alimentados tanto por transformadores com arranjos convencionais – do tipo estrela ou delta –, quanto pelo T-ADZ, dispositivo que se constitui no cerne desta Tese de Doutorado.

## Capítulo 4

# ***MITIGAÇÃO DE HARMÔNICOS NÃO-CARACTERÍSTICOS***

## ***- SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS E LABORATORIAIS -***

### **4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS**

A partir da modelagem matemática apresentada no capítulo anterior, foram conduzidas análises computacionais e laboratoriais com o objetivo de comprovar a eficácia do compensador proposto neste trabalho.

Os modelos simulados referem-se àqueles descritos para conversores estáticos de 6 e 12 pulsos que empregam a topologia convencional e a topologia T-ADZ. Na simulação destes modelos foram utilizados os pacotes computacionais EMTP e MatLab. Isto permitiu, simultaneamente, simular o compensador utilizando uma ferramenta de análise de sistemas elétricos amplamente aceita na atualidade, verificar a eficácia do modelo matemático desenvolvido e subsidiar a análise comparativa dos resultados obtidos entre diferentes pacotes computacionais, validando o modelo simulado.

Os resultados obtidos em cada simulação são compostos pela forma de onda, os respectivos espectros harmônicos e os valores individuais dos harmônicos relativos à cada grandeza analisada, mais especificamente, as correntes de entrada do lado CA e a tensão de saída do lado CC.

Ademais, face a disponibilidade de um protótipo do ADZ e toda uma instrumentação específica para gerar os distúrbios e coletar resultados similares aos computacionais, foi implementado em laboratório um modelo do compensador proposto. Juntando-se estes, com os resultados de simulação, será possível verificar a eficácia do compensador T-ADZ.

## 4.2 - SITUAÇÕES SELECIONADAS PARA ANÁLISE

Devido a limitações decorrentes do protótipo do ADZ utilizado no arranjo laboratorial, mais especificamente suas características construtivas, concebidas para controle de fluxo de potência [Ab91], definidas pelas equações (3.5) e (3.6), as situações selecionadas para análise foram divididos em dois grupos distintos, a saber:

- Grupo I: composto pelas situações 1 a 3, referem-se àquelas em que é possível a utilização do protótipo do ADZ no arranjo laboratorial, uma vez que não existe ainda um protótipo do T-ADZ;
- Grupo II: composto pelas situações 4 a 6, referem-se aos desequilíbrios mais severos, onde a utilização do protótipo não é eficaz devido à limitação imposta por suas características construtivas.

Estas situações, bem como os valores das tensões aplicadas e o respectivo valor do VUF, estão sintetizadas na Tabela 4.1, a seguir.

Tabela 4.1 – Situações selecionados para análise.

Grupo	Situação	Tensões do Sistema			VUF [%]
		$V_A$	$V_B$	$V_C$	
I	1	$1 \angle 0^\circ$	$1 \angle 240^\circ$	$1 \angle 120^\circ$	0
	2	$0,955 \angle 0^\circ$	$1,0 \angle 240,68^\circ$	$0,98 \angle 118,1^\circ$	2,7
	3	$0,88 \angle 0^\circ$	$1,06 \angle 240^\circ$	$1 \angle 120^\circ$	5,4
II	4	$1,252 \angle 0^\circ$	$1,15 \angle 240^\circ$	$1,016 \angle 120^\circ$	6
	5	$0,9545 \angle 8^\circ$	$1,01 \angle 234,5^\circ$	$0,777 \angle 117,4^\circ$	15
	6	$1 \angle 0^\circ$	$0,9 \angle 232^\circ$	$0,8 \angle 130,3^\circ$	15

Em relação à tabela anterior, são pertinentes as seguintes observações:

- a situação 1 refere-se à condição ideal para o sistema elétrico, servindo como parâmetro para as análises que serão efetuadas;
- a situação 2 constitui-se em uma condição real relatada por uma concessionária, originado por uma reclamação de um cliente [Pa96];
- as situações 4 e 5 foram relatadas por Lee [Le98][Le99] e Ngandui [Ng96][Ng97], respectivamente;
- as demais situações, 3 e 6, foram concebidas de modo aleatório.

## 4.3 - RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

### 4.3.1 - COMPARAÇÃO ENTRE OS MODELOS DO MATLAB E DO EMTP

A seguir estão apresentados os resultados da simulação do conversor estático de 12 pulsos para o arranjos convencional e T-ADZ, ambos considerando as condições da rede de alimentação estabelecidas na situação 4 da Tabela 4.1. Estes serão utilizados com o objetivo inicial de comparar os modelos desenvolvidos nos diferentes softwares, MatLab e EMTP, definindo este último como a ferramenta a ser utilizada nas demais análises que serão conduzidas neste e no próximo capítulo, em virtude da exposição de motivos realizada no item 3.4.3.2.

#### 4.3.1.1 – Simulações em MatLab

As Figuras 4.1 a 4.6 apresentam os resultados de simulação obtidos através do programa desenvolvido em MatLab. Neste sentido, as Figuras 4.1 a 4.3 referem-se ao conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional e as Figuras 4.4 a 4.6 ao mesmo conversor, porém, utilizando a topologia T-ADZ.

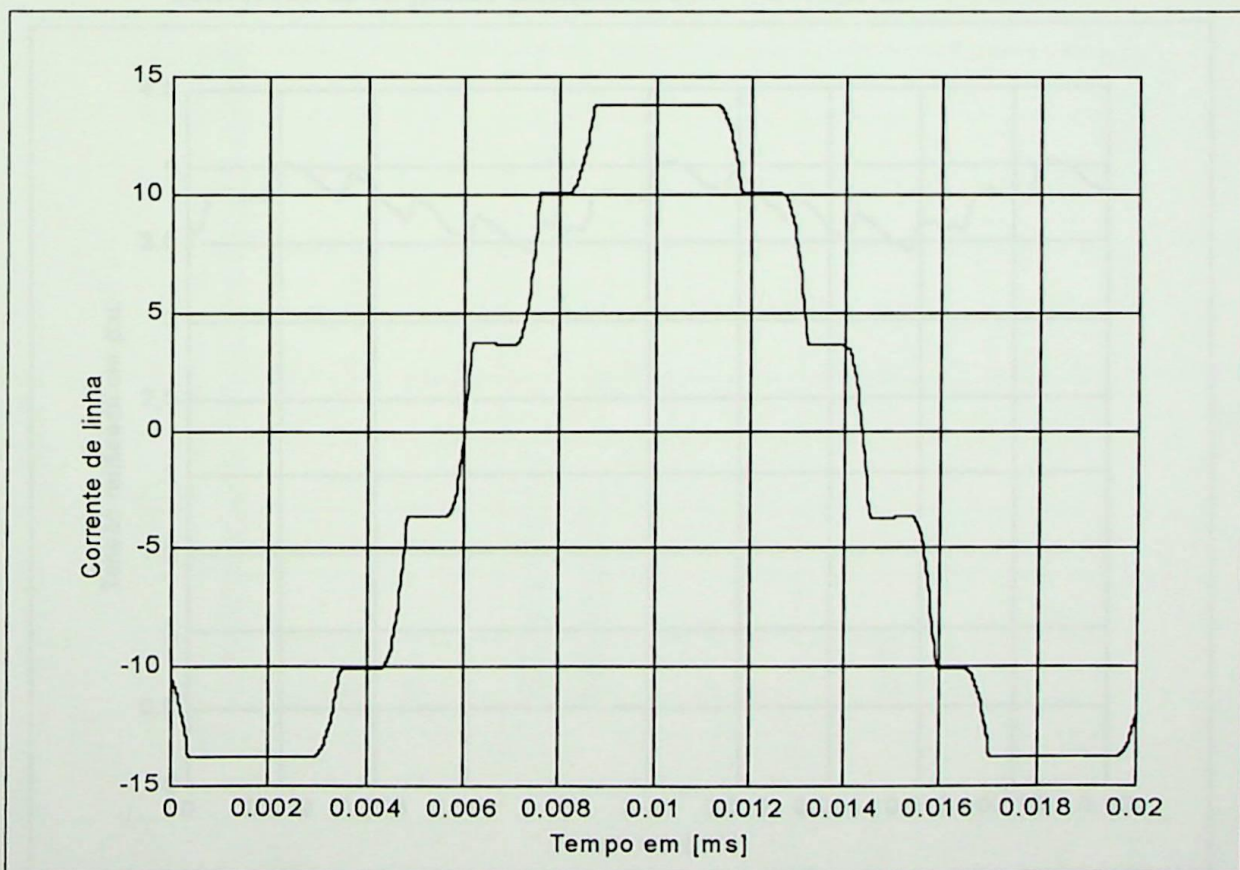
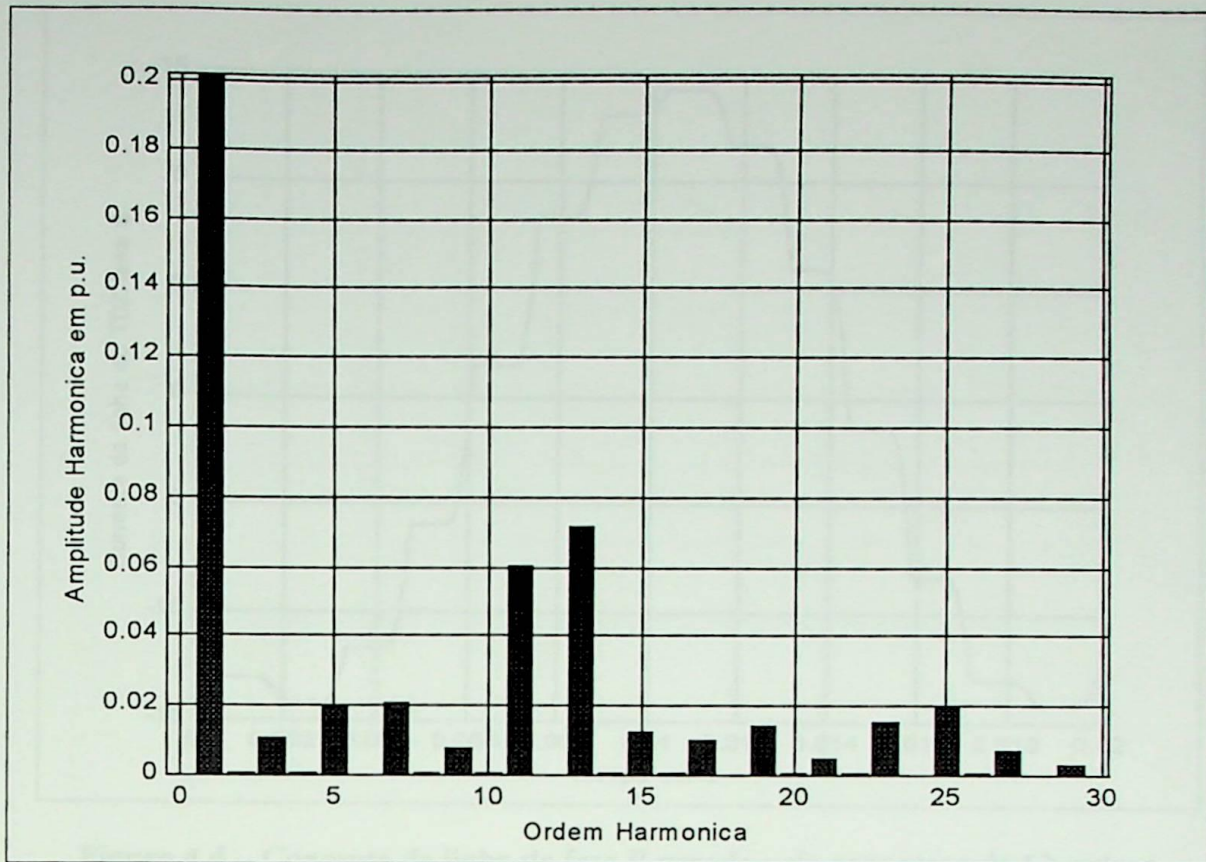
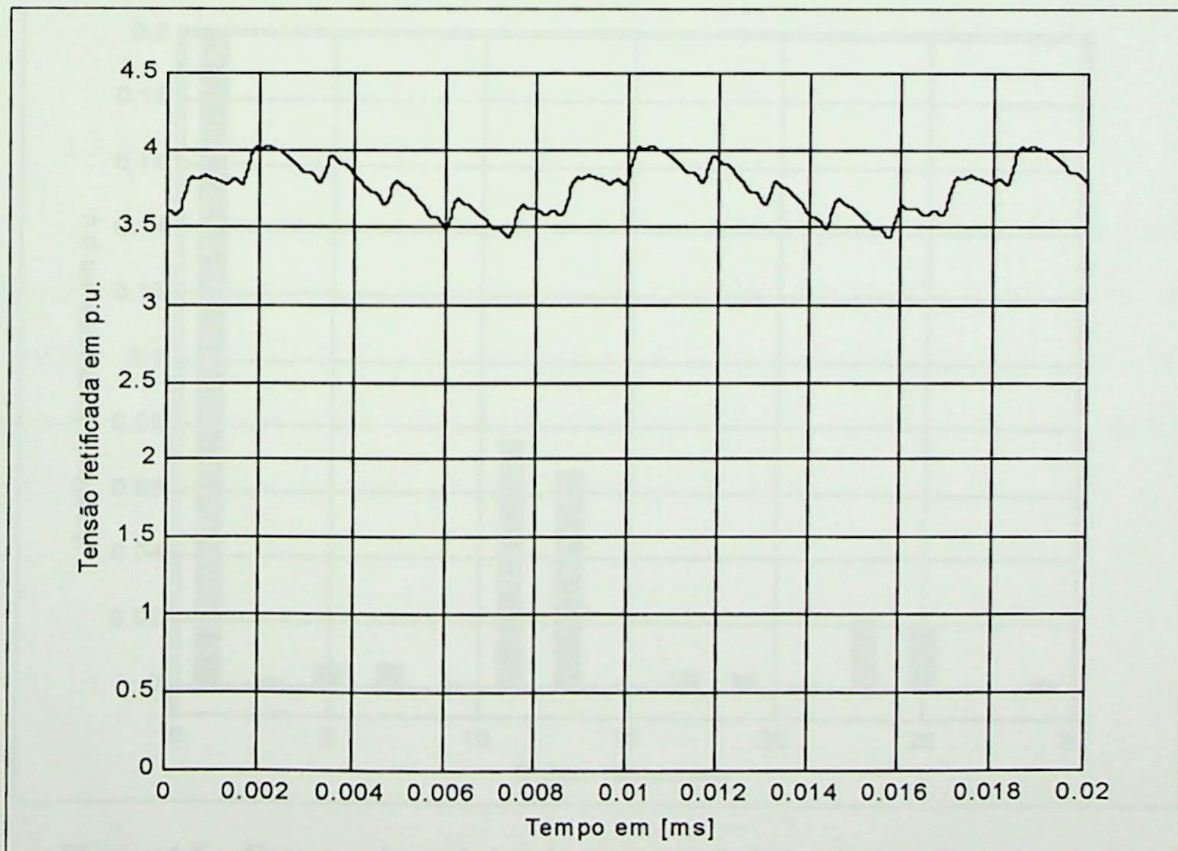


Figura 4.1 – Corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional.



**Figura 4.2 – Espectro harmônico da corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional.**



**Figura 4.3 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional.**

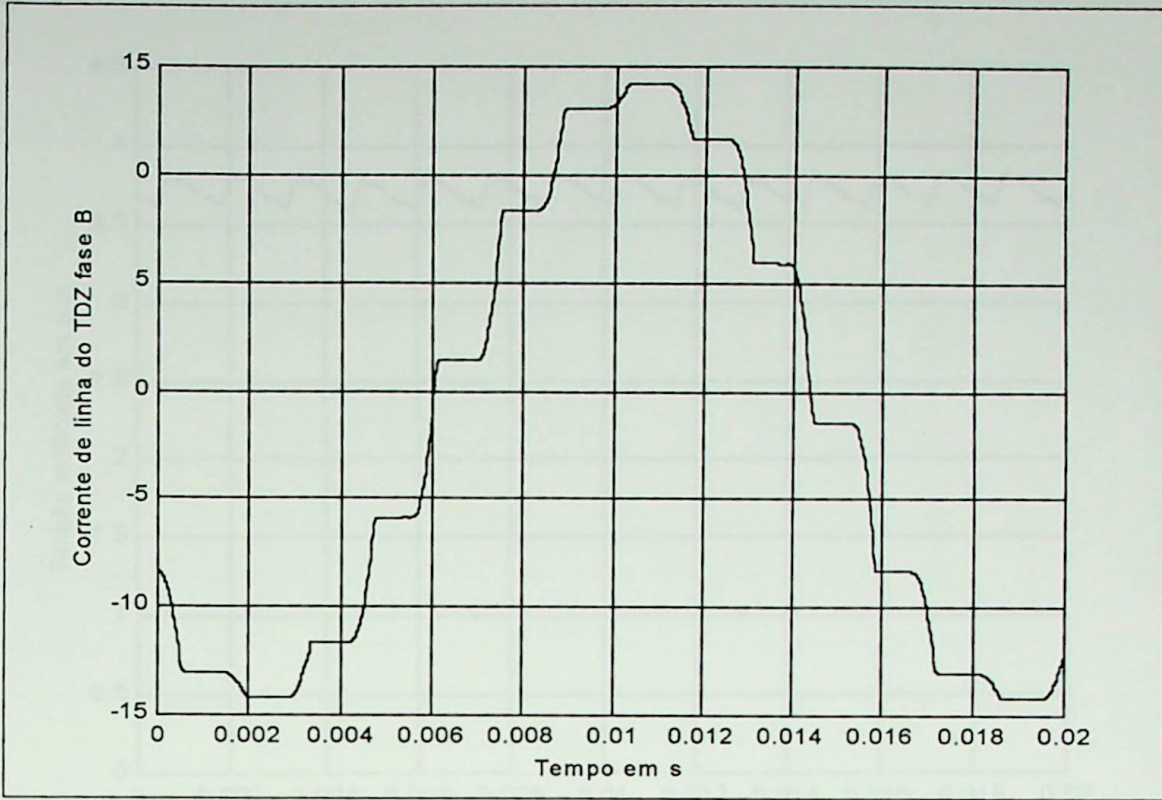


Figura 4.4 – Corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ.

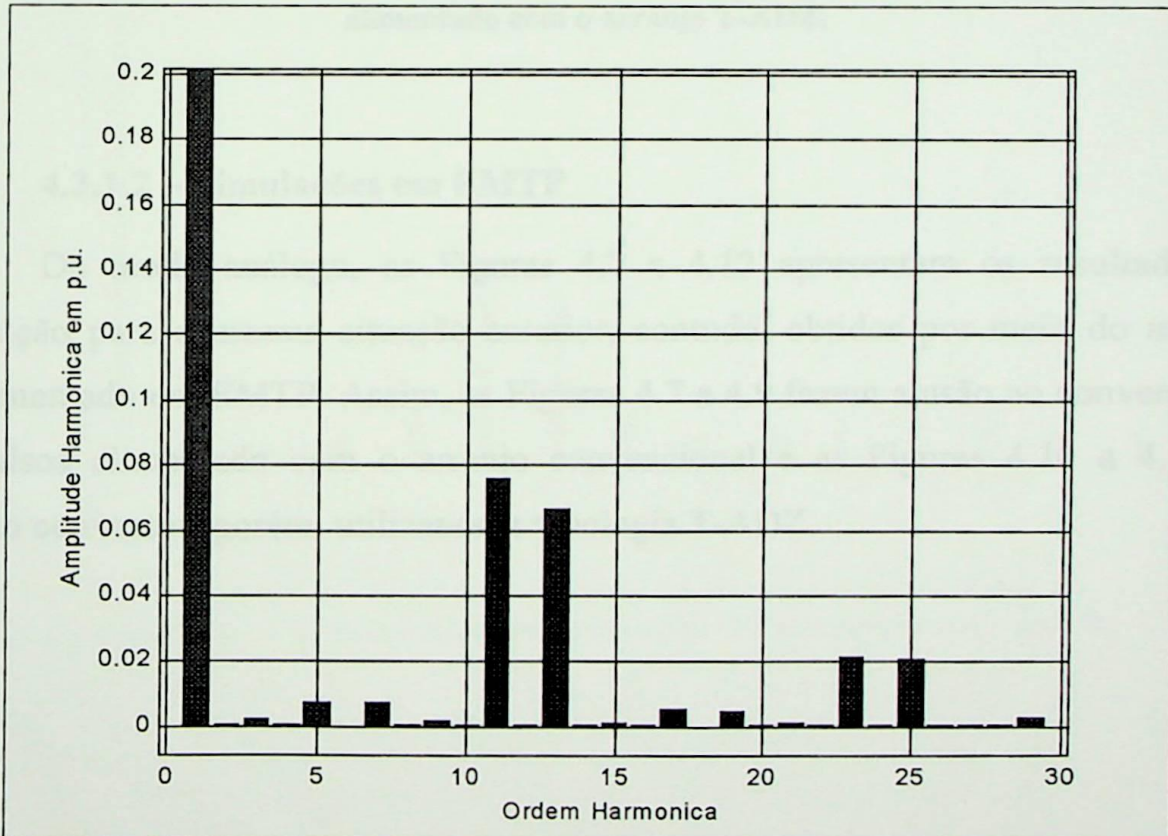
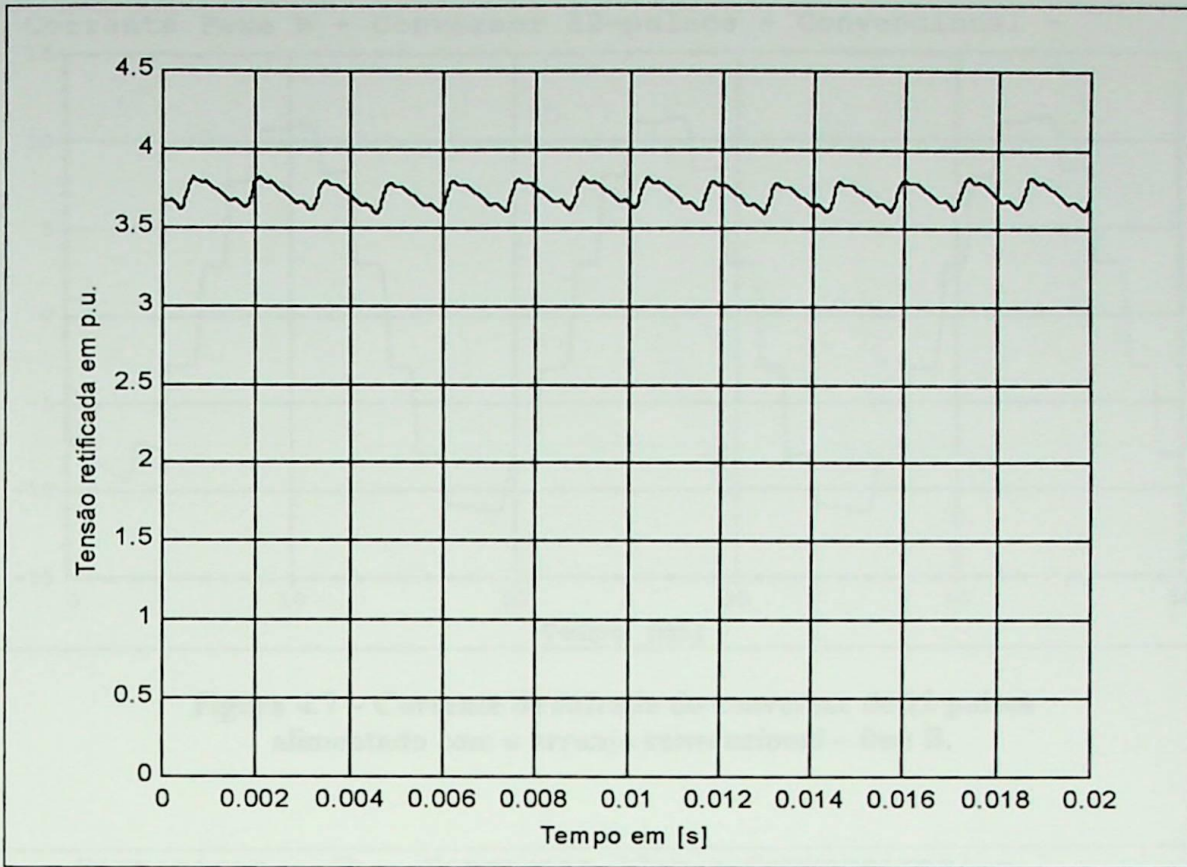


Figura 4.5 – Espectro harmônico da corrente de linha da fase B gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ.



**Figura 4.6 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ.**

#### **4.3.1.2 – Simulações em EMTP**

De modo análogo, as Figuras 4.7 a 4.12 apresentam os resultados de simulação para a mesma situação anterior, contudo, obtidos por meio do modelo implementado em EMTP. Assim, as Figuras 4.7 a 4.9 fazem alusão ao conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional e as Figuras 4.10 a 4.12 ao mesmo conversor, porém, utilizando a topologia T-ADZ.

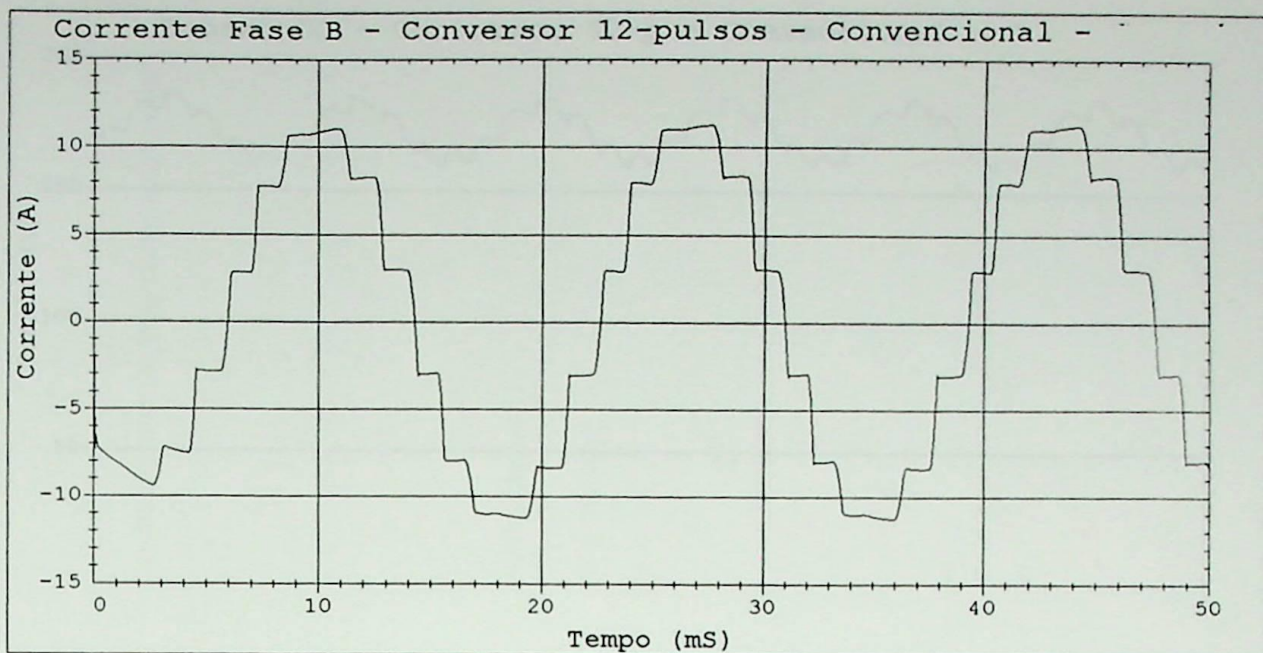


Figura 4.7 – Corrente de entrada do conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional – fase B.

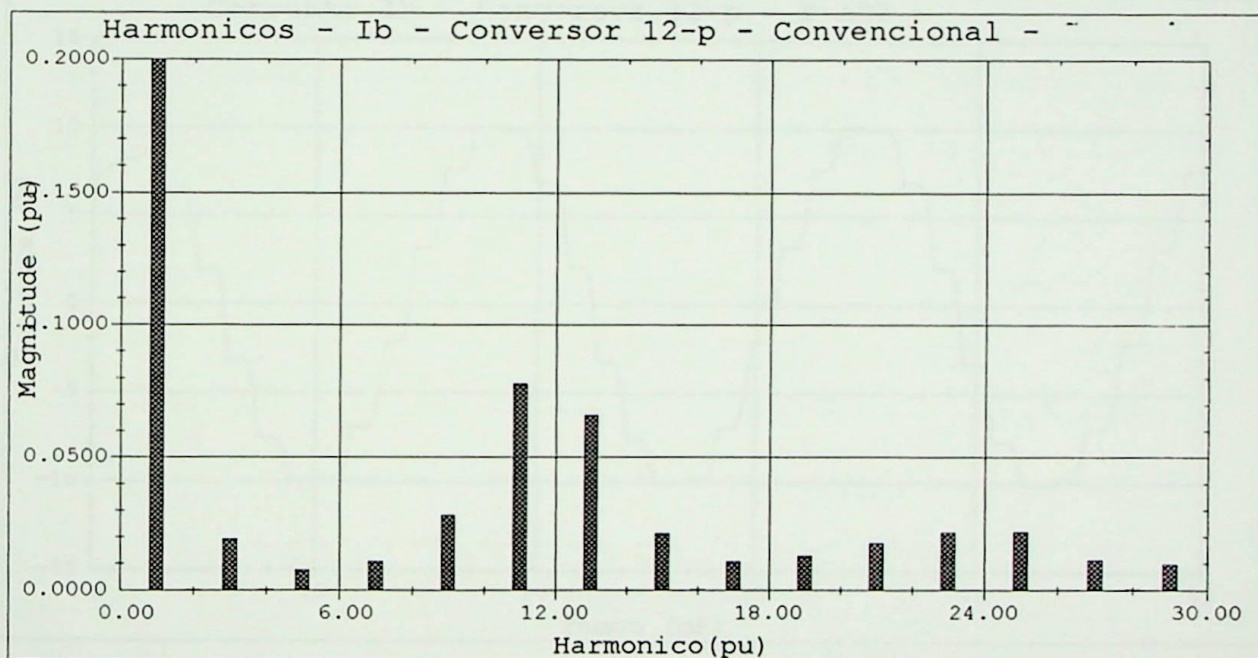
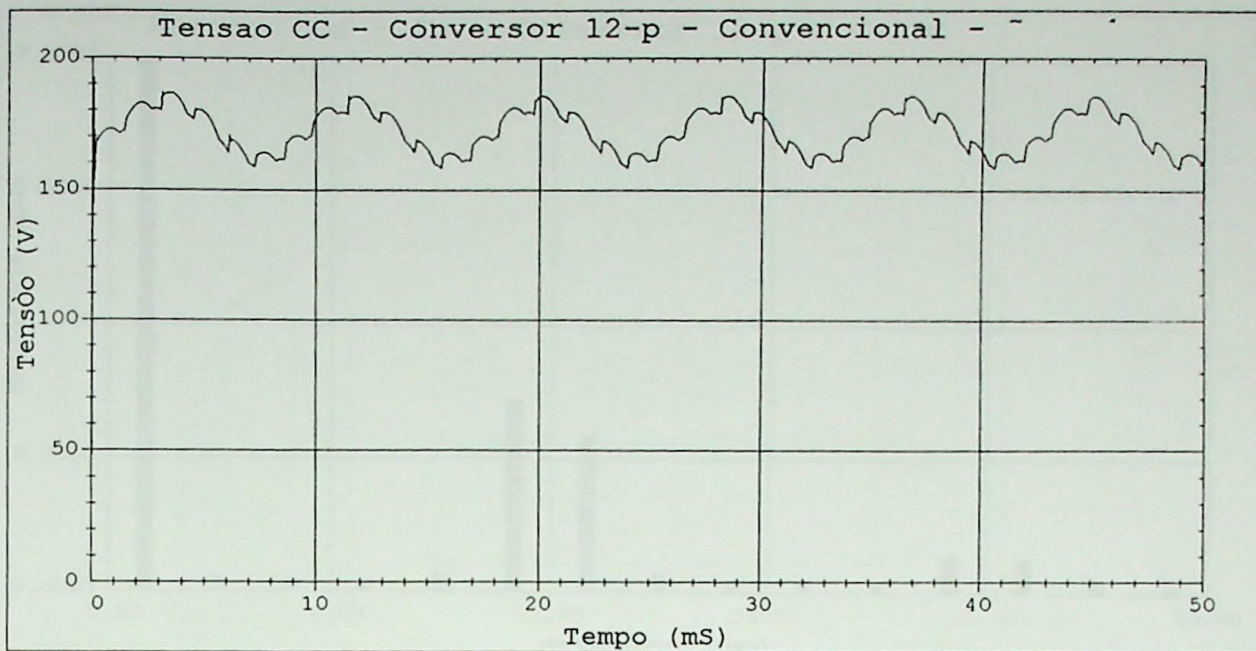
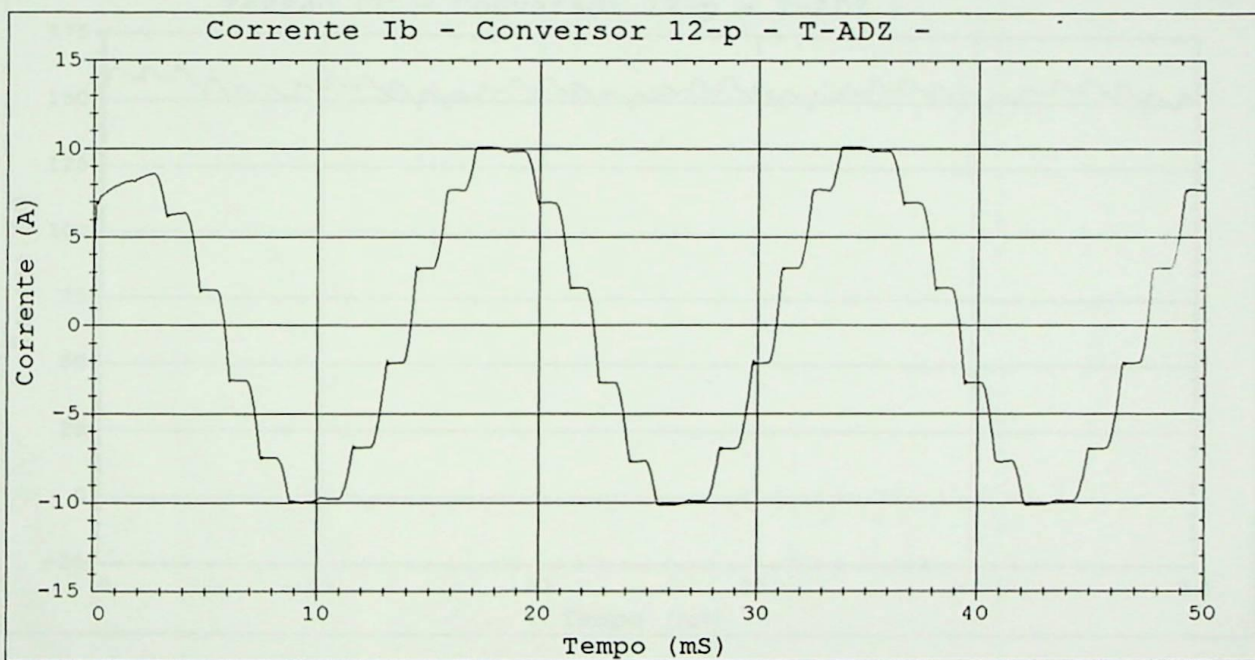


Figura 4.8 – Espectro harmônico da corrente de entrada do conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional – fase B.

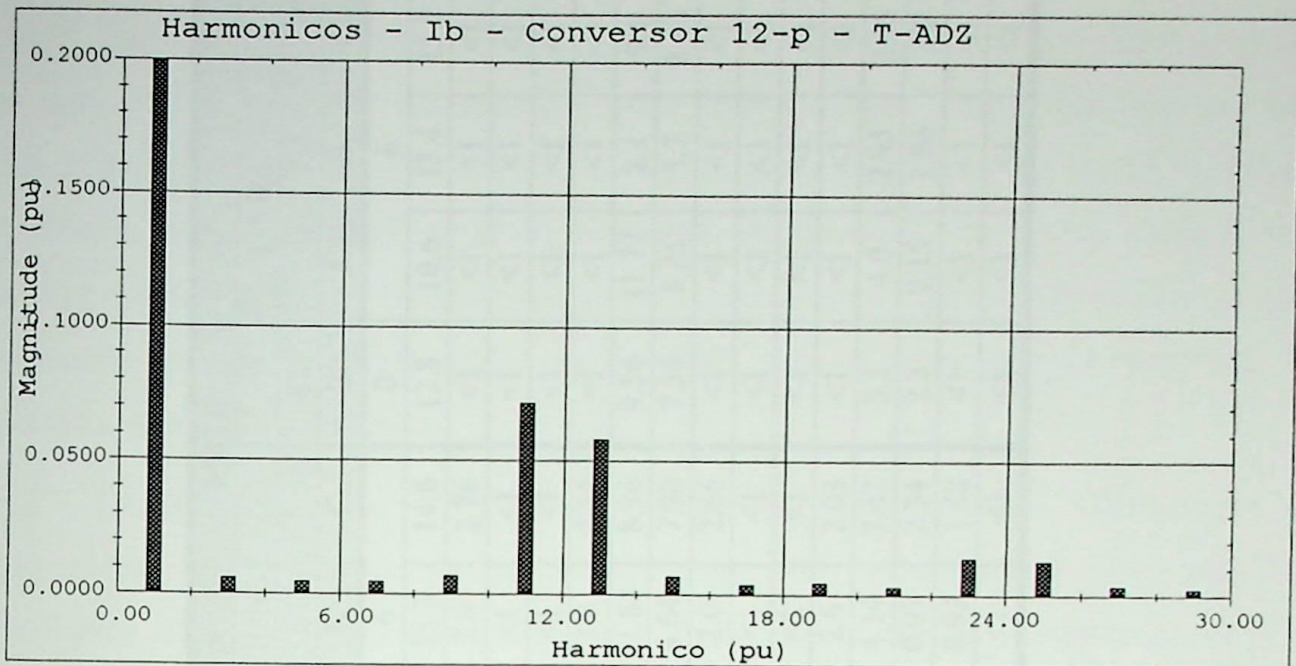


**Figura 4.9 – Tensão retificada - conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo convencional.**

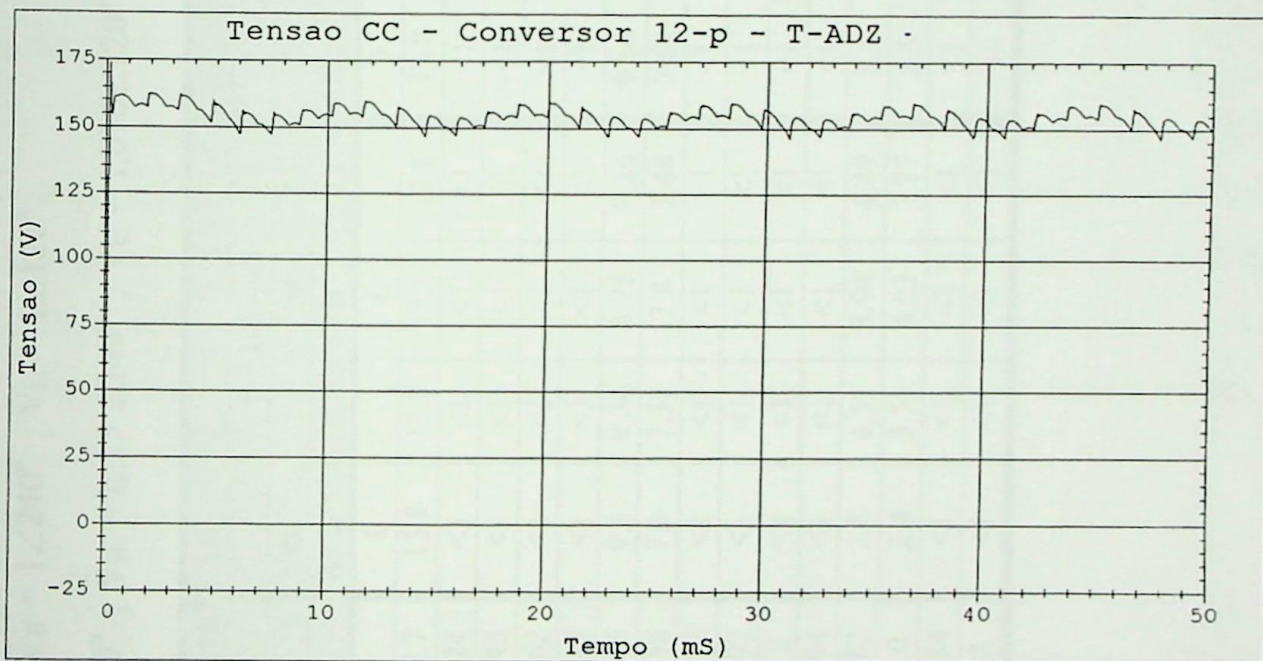


**Figura 4.10 – Conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ - Corrente de linha da fase B.**

Para fins de comparação entre os softwares MATLAB e Simulink, a Tabela 4.2 a seguir, traz os resultados detalhados das simulações deste conversor para os arranjos convencional e T-ADZ, criados para os arranjos 1 e 4, definidos na Tabela 4.1. Esta tabela apresenta os valores de potência das grandezas de entrada e saída do conversor.



**Figura 4.11 – Espectro harmônico da corrente de entrada para o conversor de 12 pulsos alimentado com o arranjo T-ADZ.**



**Figura 4.12 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 12 pulsos alimentado com o T-ADZ.**

Para fins de comparação entre os softwares EMTP e MatLab, a Tabela 4.2 a seguir, traz os resultados detalhados das simulações deste conversor para os arranjos convencional e T-ADZ, efetuadas para as situações 1 e 4, definidas na Tabela 4.1. Esta tabela apresenta os valores em porcentagem dos harmônicos da corrente de entrada do conversor.

Tabela 4.2 - Análise do conversor 12 pulsos utilizando as topologias convencional e T-ADZ.

S1 - Situação 1:  $\vec{V}_A = 1 \angle 0^\circ$  ;  $\vec{V}_B = 1 \angle 240^\circ$  ;  $\vec{V}_C = 1 \angle 120^\circ$  ;

S4 - Situação 4:  $\vec{V}_A = 1,252 \angle 0^\circ$  ;  $\vec{V}_B = 1,15 \angle 240^\circ$  ;  $\vec{V}_C = 1,016 \angle 120^\circ$  ;

	MATLAB												EMTP											
	CONVENCIONAL						T-ADZ						CONVENCIONAL						T-ADZ					
	S1		S4		C		S1		S4		C		S1		S4		C		S1		S4		C	
	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B
VUF [%]	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
THD [%]	11.4	12.0	11.2	12.7	13.8	13.8	13.8	13.8	13.6	13.8	13.8	13.8	13.8	13.8	13.6	13.8	13.8	13.8	13.8	13.6	13.8	13.8	13.8	13.8
3°	<1	3.48	1.05	3.24	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
5°	<1	1.8	1.98	1.45	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
7°	<1	2.17	2.08	1.62	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
9°	<1	3.59	0.8	3.17	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
11°	8.56	6.7	6.26	9.75	9.1	9.34	8.75	9.26	9.26	9.34	8.75	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	9.26	
13°	6.47	6.25	7.56	3.58	7.6	7.32	7.8	7.48	7.48	7.32	7.8	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	7.48	
15°	<1	2.77	1.33	2.82	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
17°	<1	1.07	1.15	1.02	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
19°	<1	1.7	1.55	1.2	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
21°	<1	2.44	0.55	1.94	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
23°	3.05	1.08	1.83	2.82	2.8	4.51	3.94	4.49	4.49	4.51	3.94	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	4.49	
25°	2.23	1.66	2.47	1.0	2.4	3.55	4.03	3.77	3.77	3.55	4.03	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	3.77	
27°	<1	1.44	0.91	1.54	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	
29°	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	

Estes resultados são próximos, porém, não exatamente coincidentes em face das suposições adotadas no modelo matemático e que foram descritas no item 3.3.4.1. Reputando uma determinada faixa, pode-se classificá-los como aceitáveis. Outrossim, não foram observadas variações significantes no comportamento do conversor estático, o que permite julgar os modelos empregados em ambos os casos adequados às análises que serão conduzidas com o propósito de verificar sua eficácia e viabilidade técnica.

De mais a mais, o EMTP apresentou resultados mais satisfatórios em comparação com o MatLab quando se avalia a busca por resultados mais próximos à realidade, como os laboratoriais, o que será demonstrado nos próximos itens.

Devido à sua extensa aplicação e ao grau de confiabilidade expressos por seus resultados, bem como às razões expostas acima, utilizar-se-á o EMTP na simulação dos demais casos a serem analisados.

A seguir serão apresentadas os resultados obtidos na simulação em EMTP de conversores de 6 e 12 pulsos, para as situações 1 e 3, definidas na Tabela 4.1. Estes dados permitem observar a eficácia do compensador proposto por intermédio da mitigação dos harmônicos não-característicos, a comparação entre os resultados de simulação e laboratoriais, bem como a comparação com as demais soluções propostas na literatura técnica.

## **4.3.2 - CONVERSOR DE 6 PULSOS**

### **4.3.2.1 - Arranjo convencional**

#### **▪ Caso 1:**

Os resultados apresentados a seguir referem-se à condição definida na situação 1 da Tabela 4.1, a qual considera o sistema elétrico perfeitamente equilibrado.

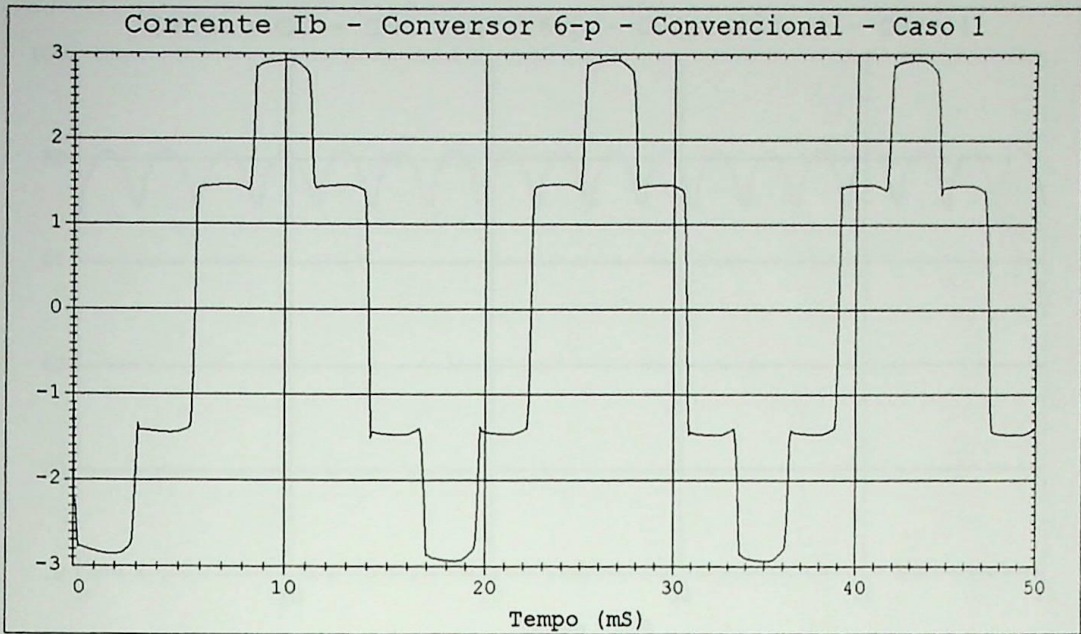


Figura 4.13 – Corrente de entrada do conversor 6 pulsos utilizando o arranjo convencional.

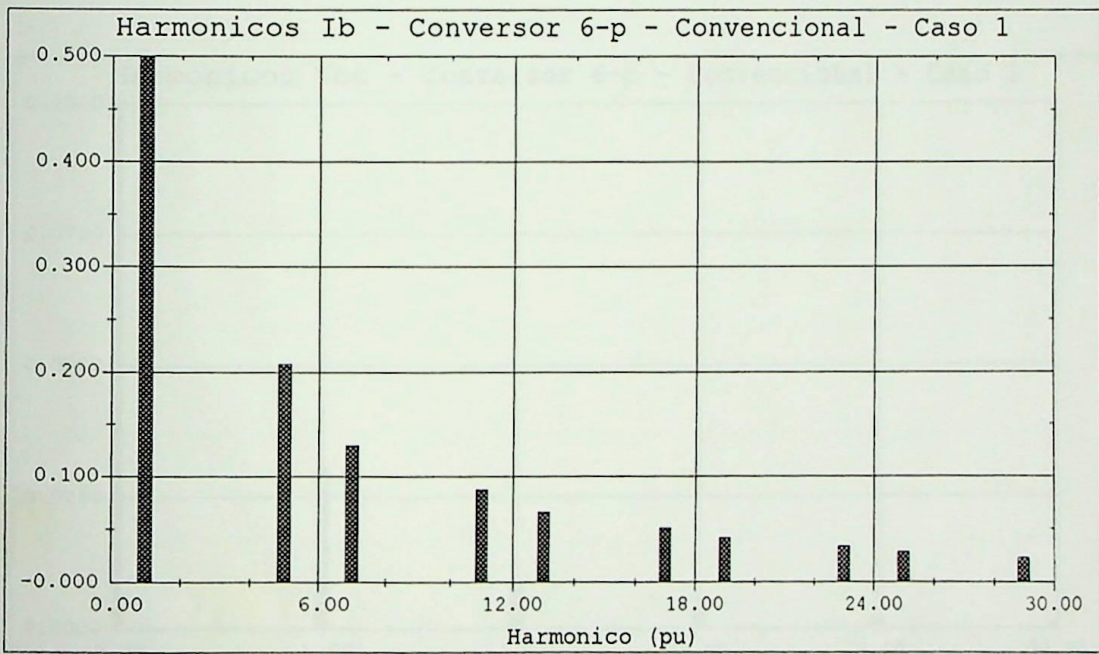
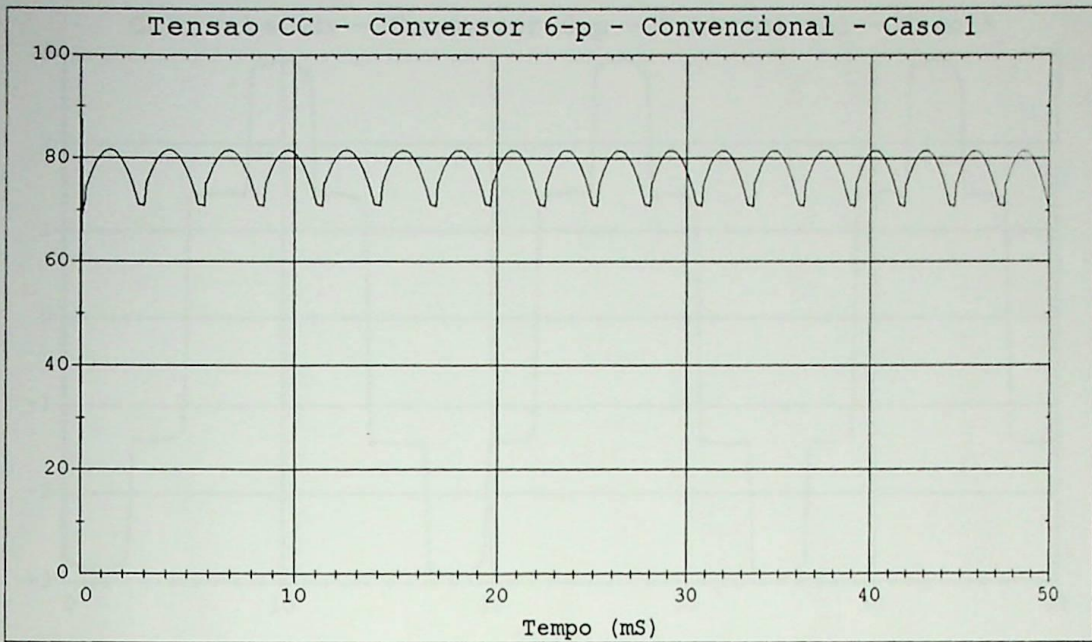
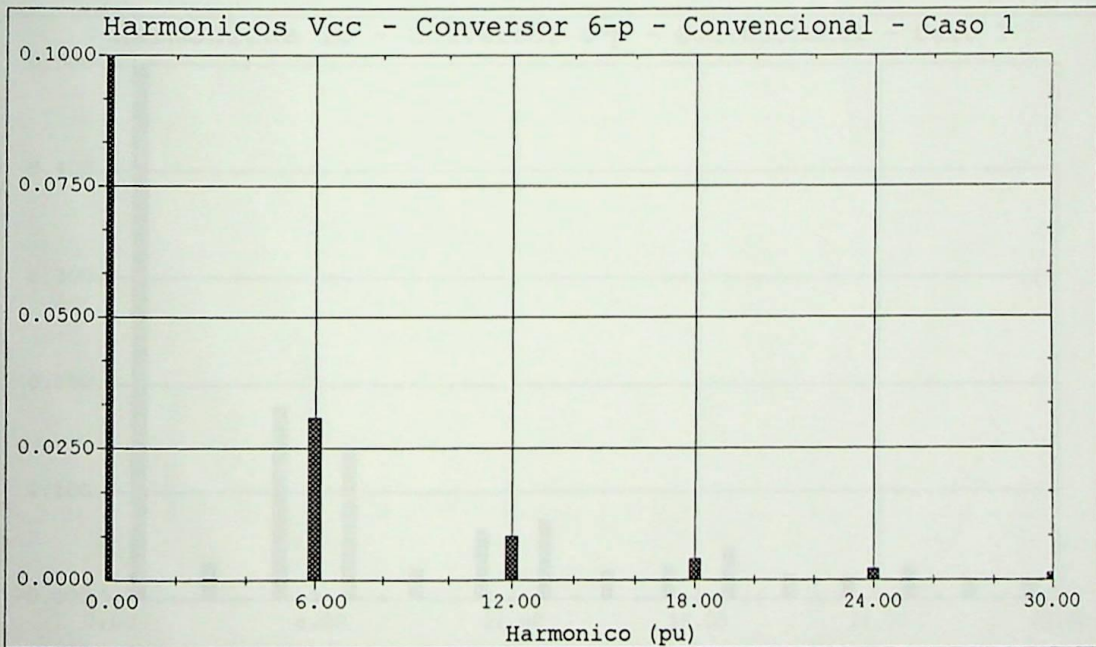


Figura 4.14 – Espectro harmônico de  $I_B$  – Conversor 6 pulsos – Convencional.



**Figura 4.15 – Tensão retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos alimentado com o arranjo convencional.**



**Figura 4.16 – Espectro harmônico da tensão retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos alimentado com o arranjo convencional.**

▪ **Caso 2:**

Neste caso considera-se as condições da rede de alimentação definidas na situação 3 da Tabela 4.1, cujo valor do VUF associado é de 5,4 %.

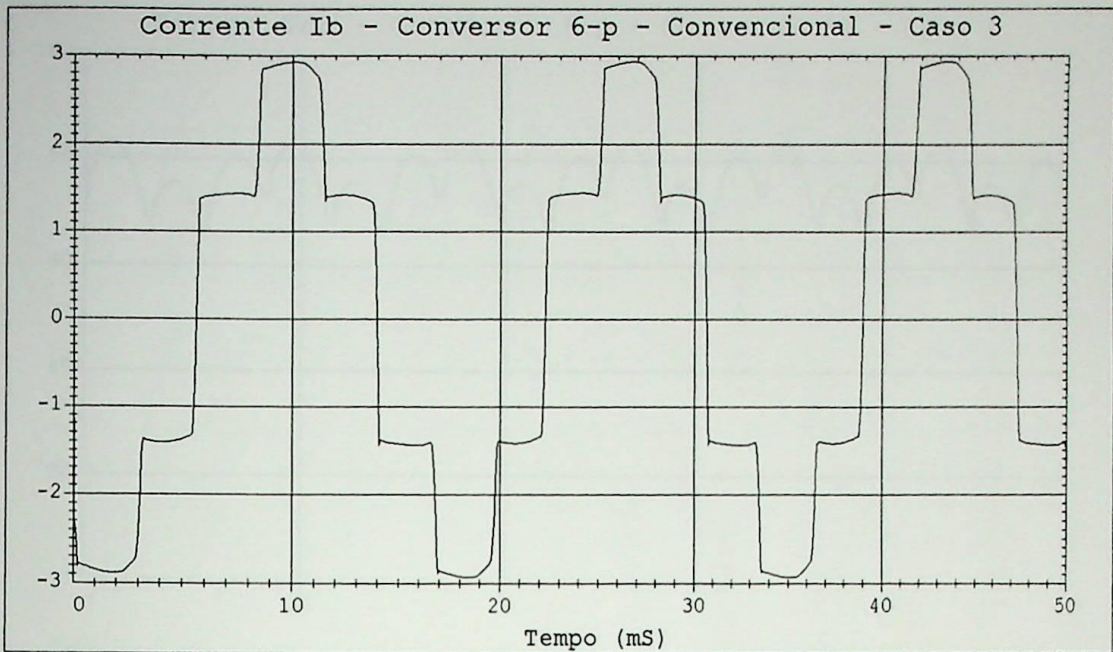


Figura 4.17 – Corrente  $I_B$  – Conversos de 6 pulsos – Convencional.

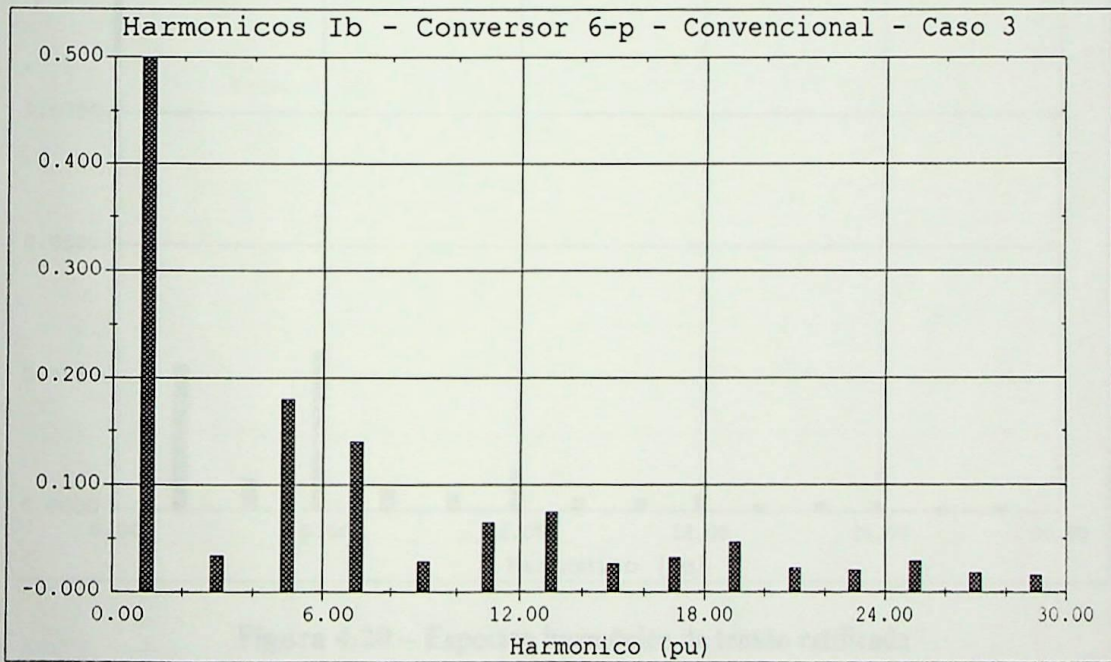


Figura 4.18 – Espectro harmônico de  $I_B$  – Conversor de 6 pulsos – Convencional.

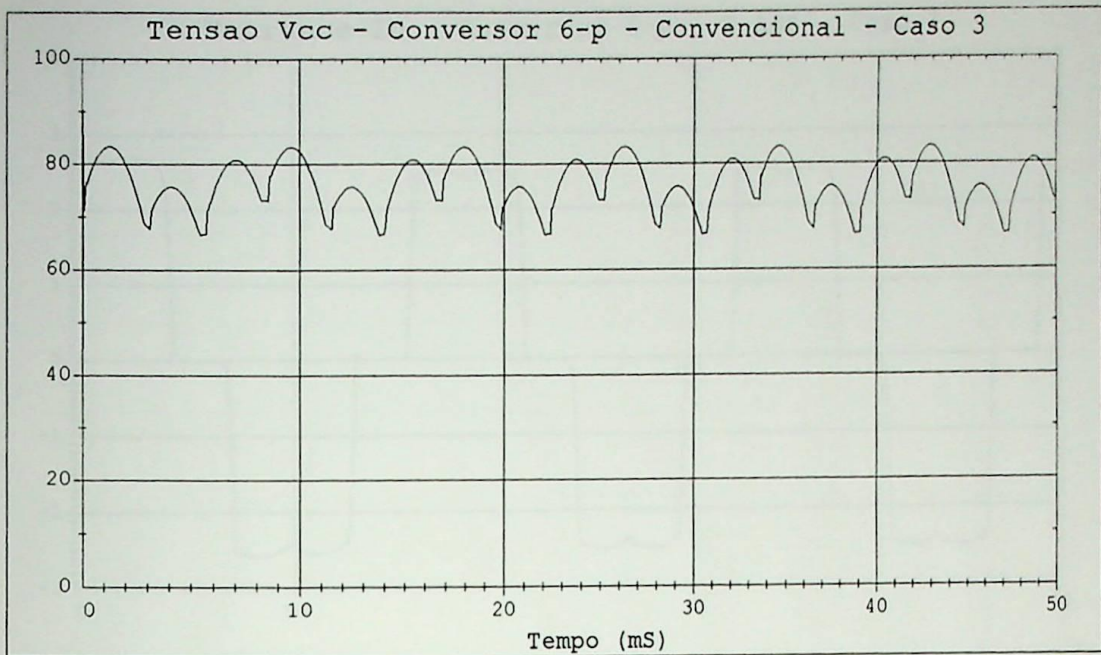


Figura 4.19 – Tensão retificada – Conversor de 6 pulsos – Convencional.

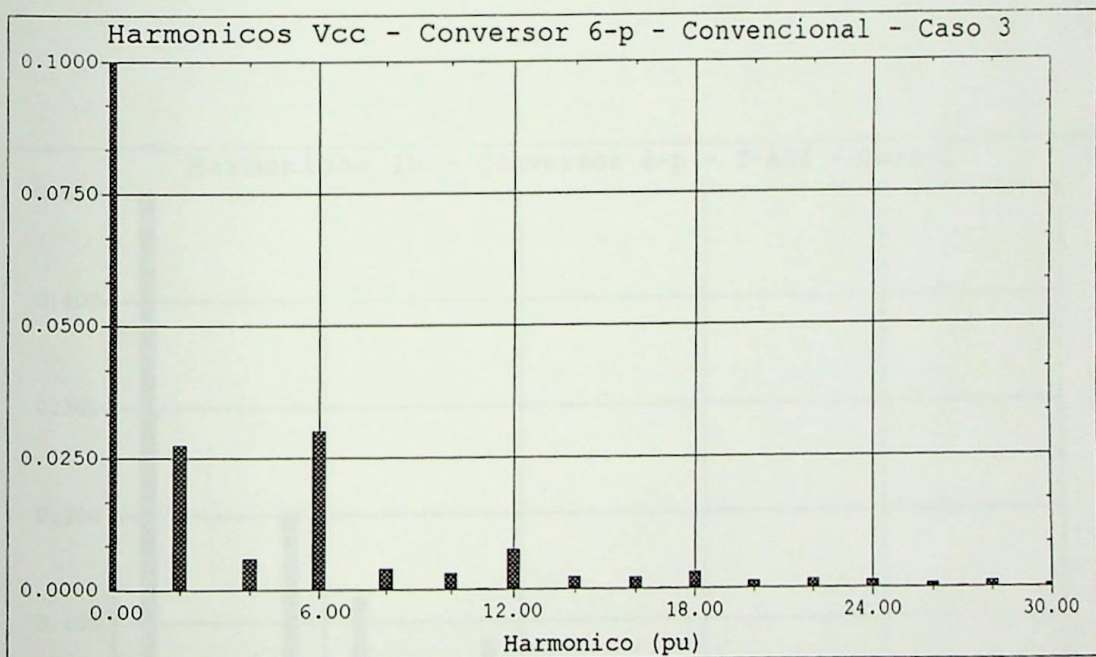


Figura 4.20 – Espectro harmônico da tensão retificada  
Conversor de 6 pulsos – Convencional.

#### 4.3.2.2 - Arranjo T-ADZ

- Caso 3:

As Figuras 4.21 a 4.24 mostram os resultados da simulação do conversor de 6 pulsos utilizando a topologia ADZ. Neste caso, as condições da rede de suprimento são as ideais .

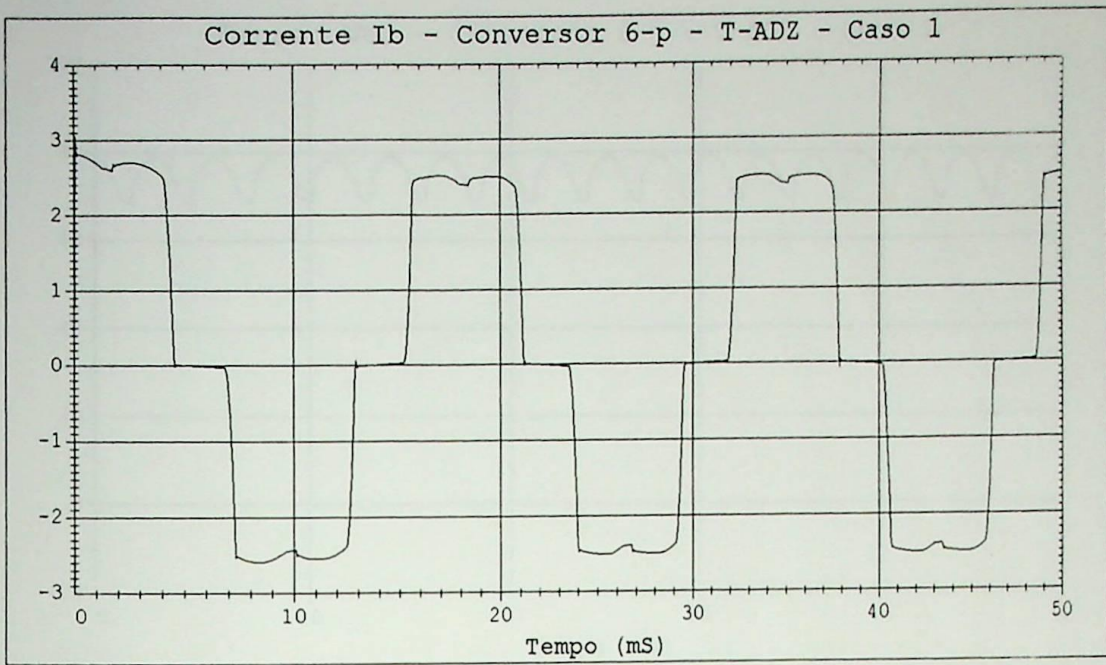


Figura 4.21 – Corrente  $I_B$  – Conversor de 6 pulsos – T-ADZ.

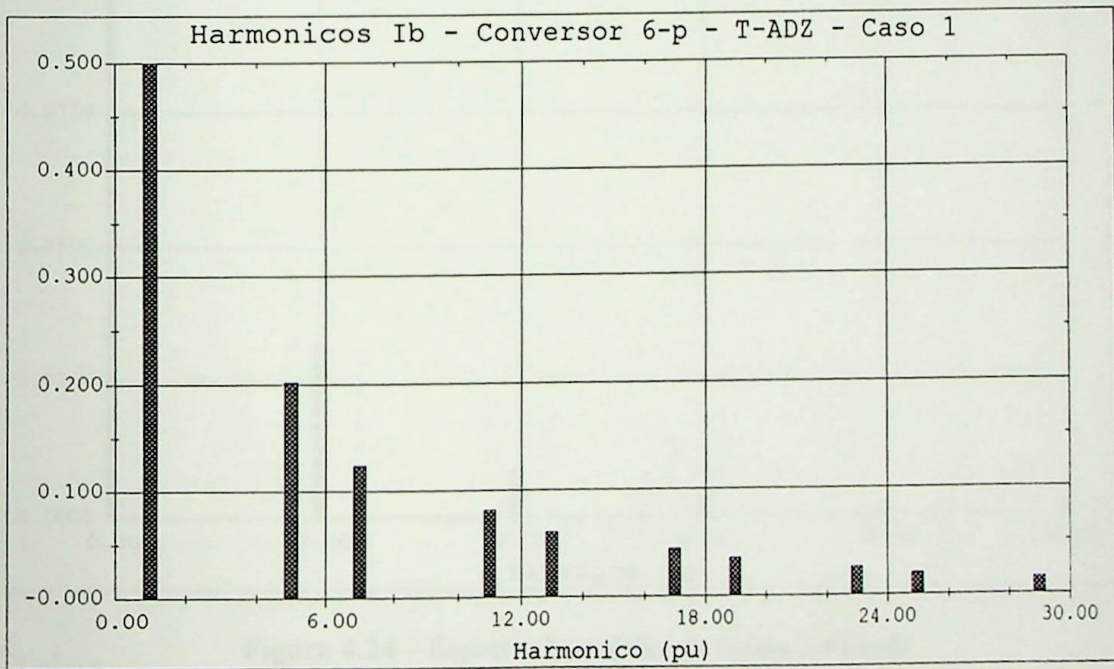


Figura 4.22 – Espectro harmônico de  $I_B$  - Conversor de 6 pulsos – T-ADZ.

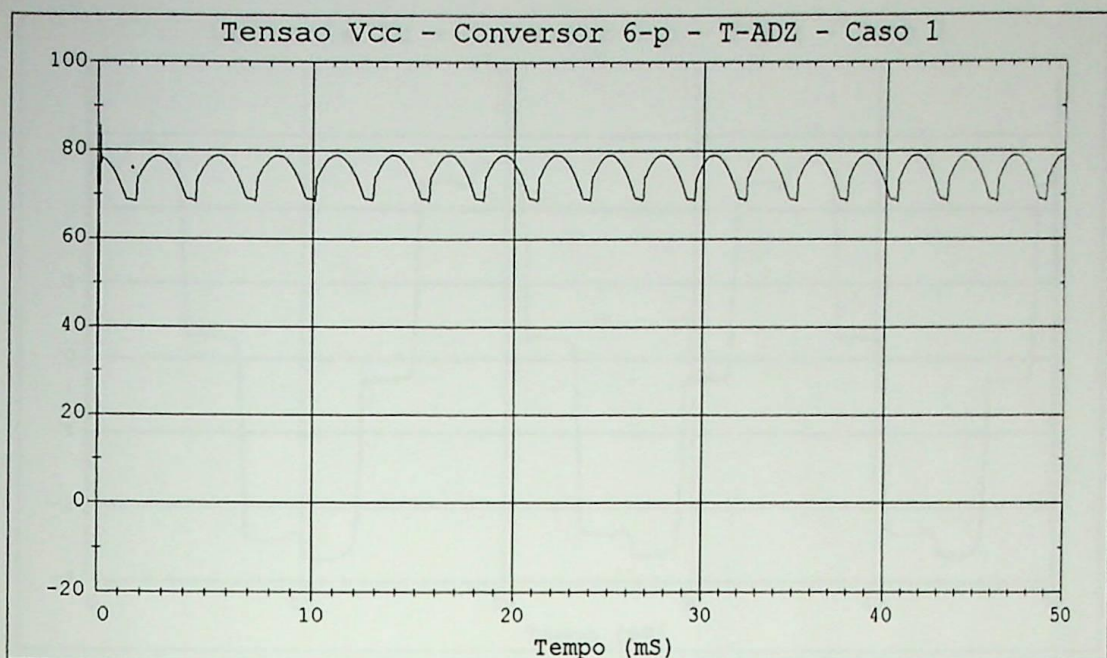


Figura 4.23 – Tensão retificada – Conversor de 6 pulsos – T-ADZ.

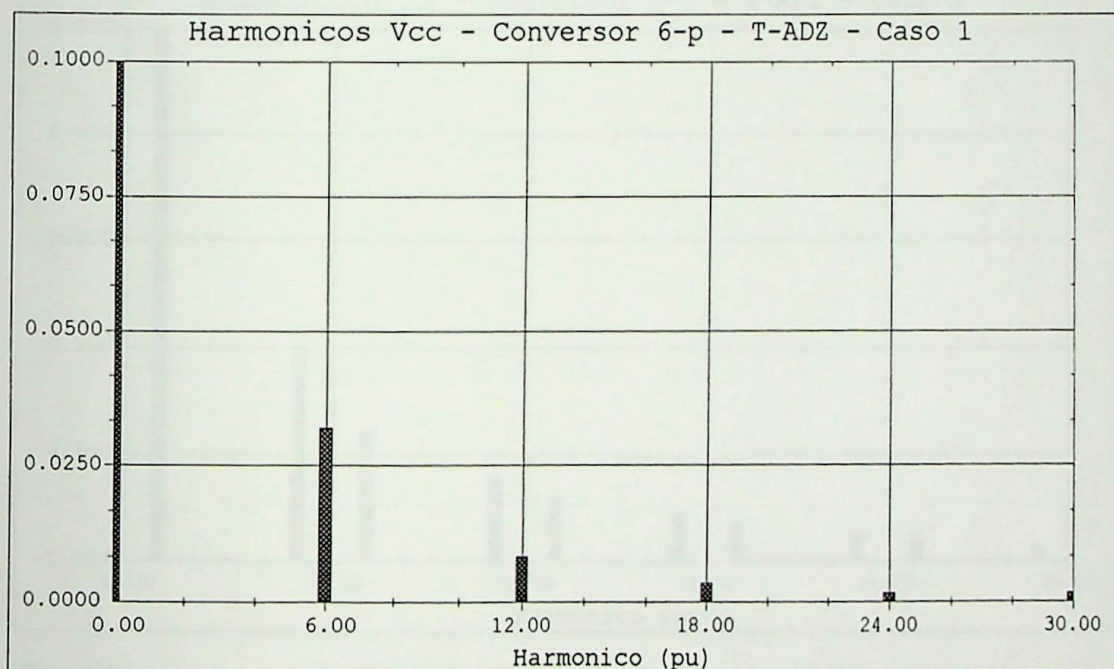


Figura 4.24 – Espectro harmônico da tensão retificada  
Conversor de 6 pulsos – T-ADZ.

▪ Caso 4:

Analogamente ao caso anterior, porém com o desequilíbrio definido na situação 3 da Tabela 4.1, mostra-se nas Figuras 4.25 a 4.28 o comportamento do conversor de 6 pulsos alimentado com o T-ADZ.

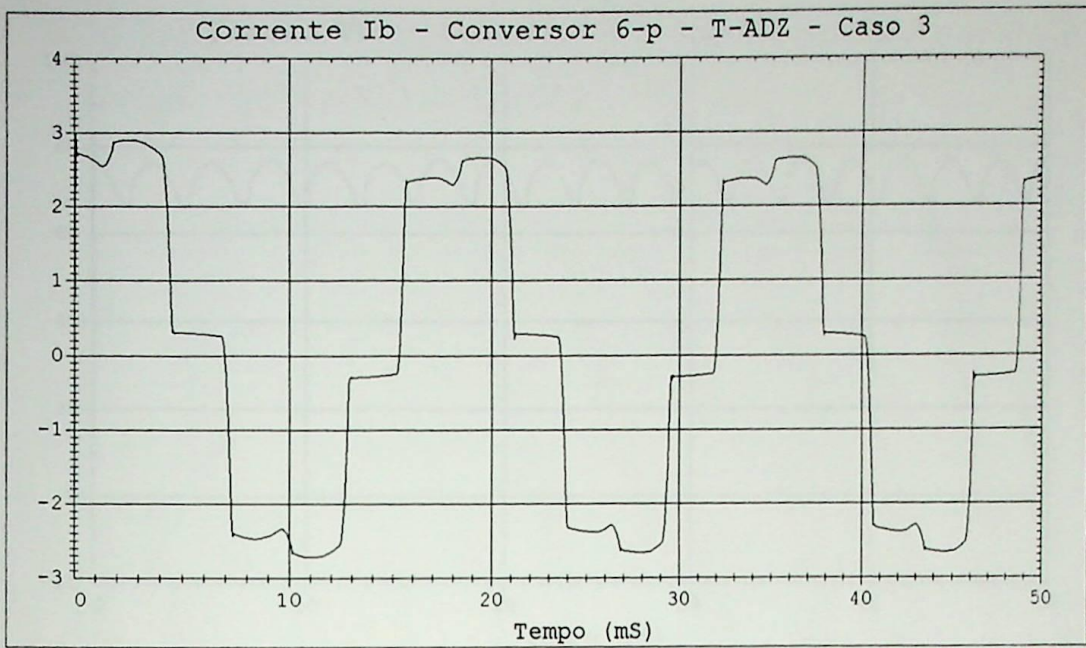


Figura 4.25 – Corrente  $I_B$  consumida pelo conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ.

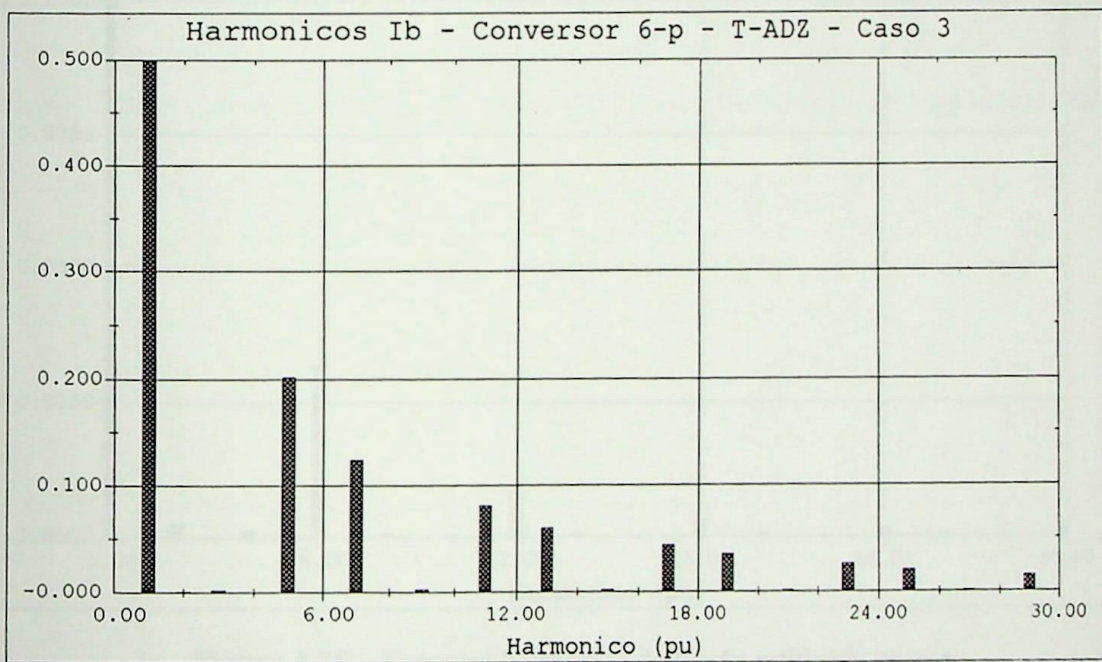


Figura 4.26 – Espectro harmônico da corrente da fase B, consumida pelo conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ.

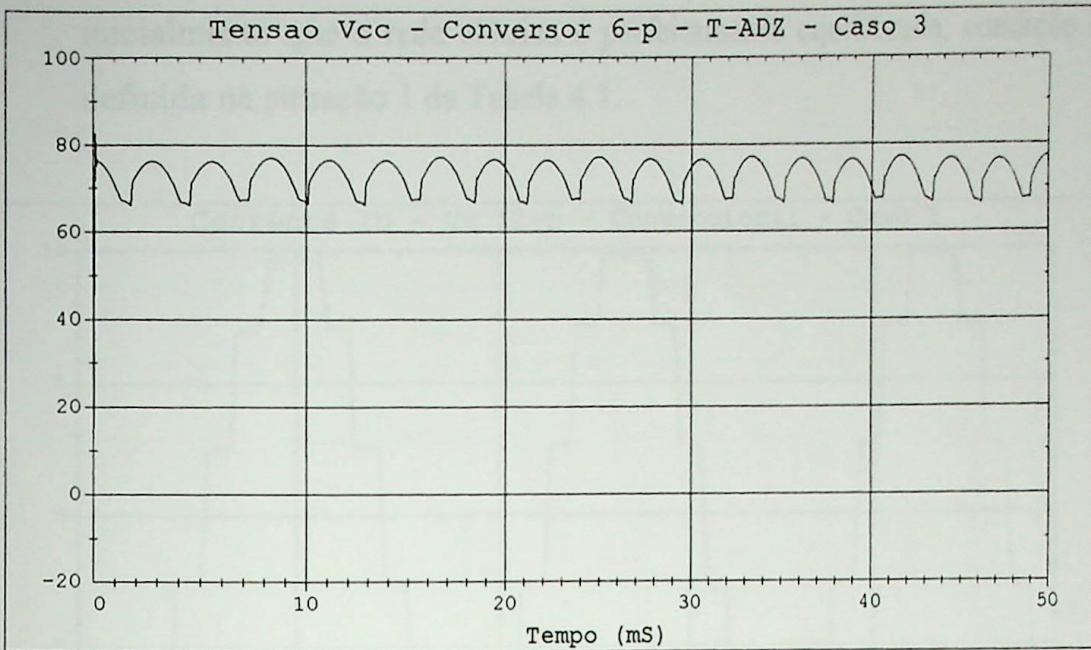


Figura 4.27 – Tensão retificada – Conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ.

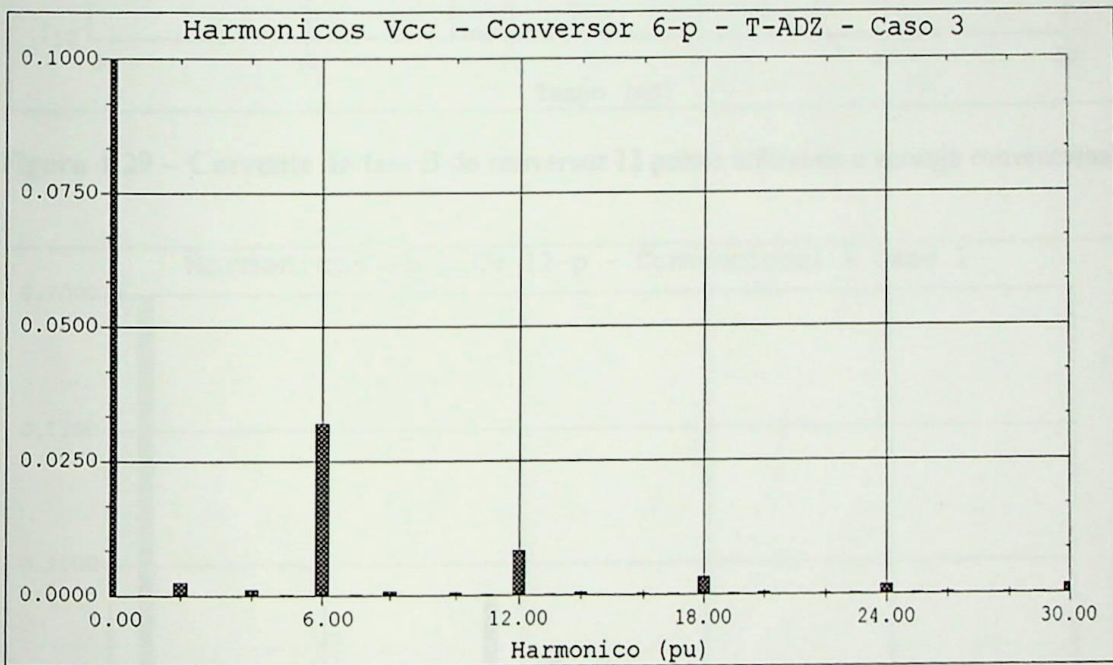


Figura 4.28 – Espectro harmônico da tensão retificada para o conversor de 6 pulsos alimentado pelo T-ADZ.

### 4.3.3 – CONVERSOR DE 12 PULSOS

#### 4.3.3.1 - Arranjo Convencional

- Caso 5:

A partir deste caso deixam de ser simulados os conversores de 6 pulsos, passando-se a focar os conversores de 12 pulsos. Dessa forma, considera-se

inicialmente que a rede elétrica é perfeitamente equilibrada, condição esta definida na situação 1 da Tabela 4.1.

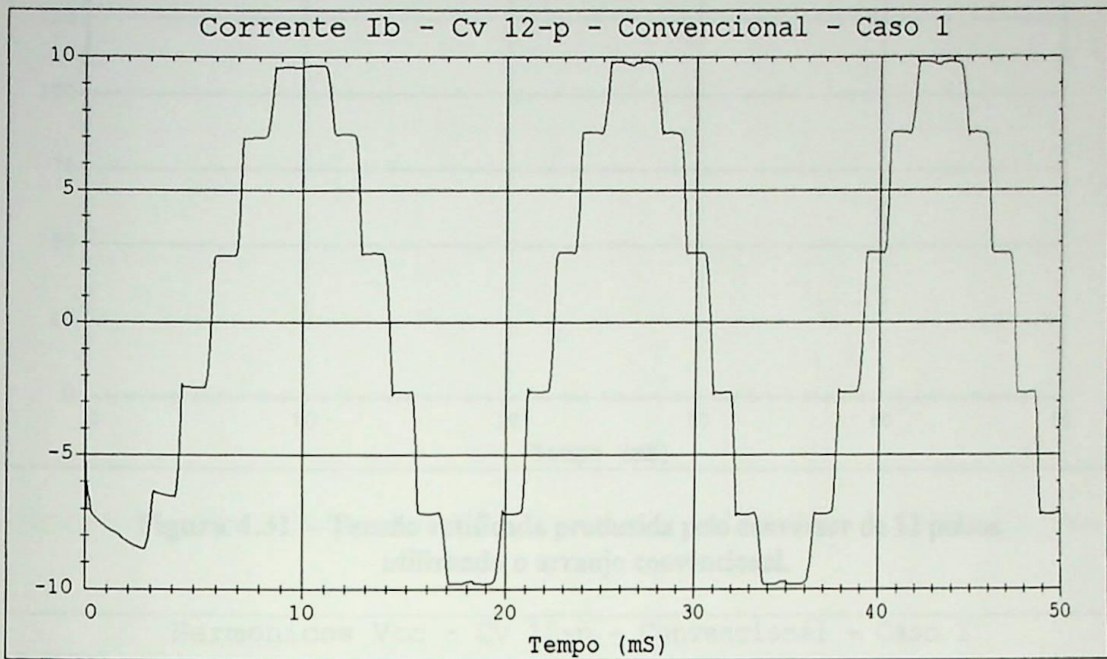


Figura 4.29 – Corrente da fase B do conversor 12 pulsos utilizando o arranjo convencional.

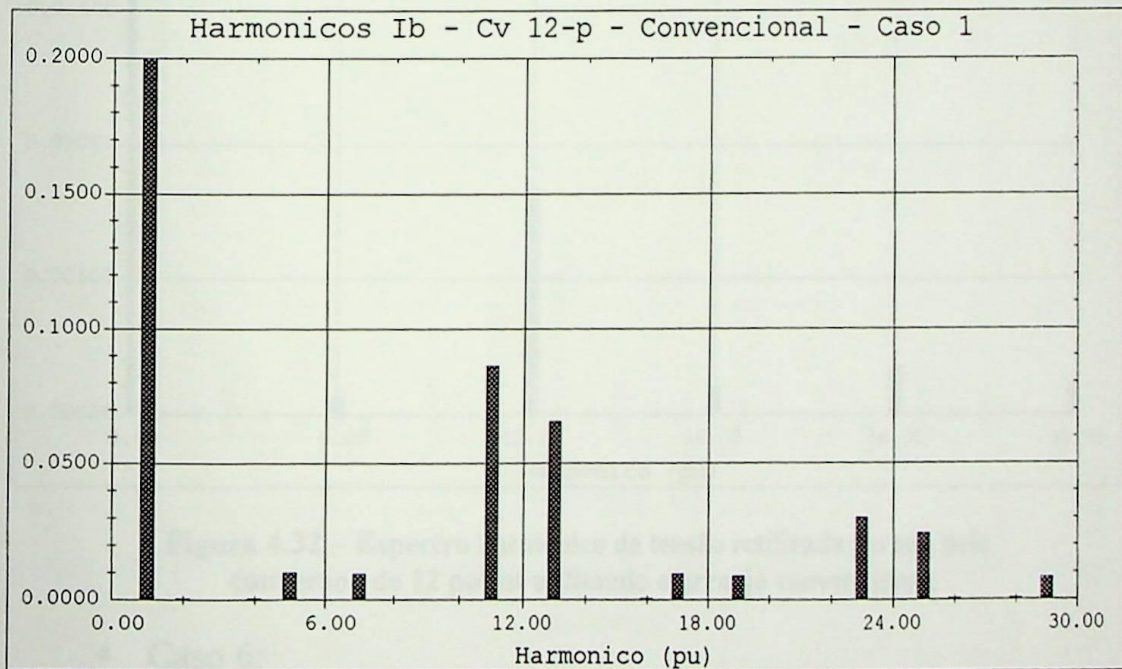
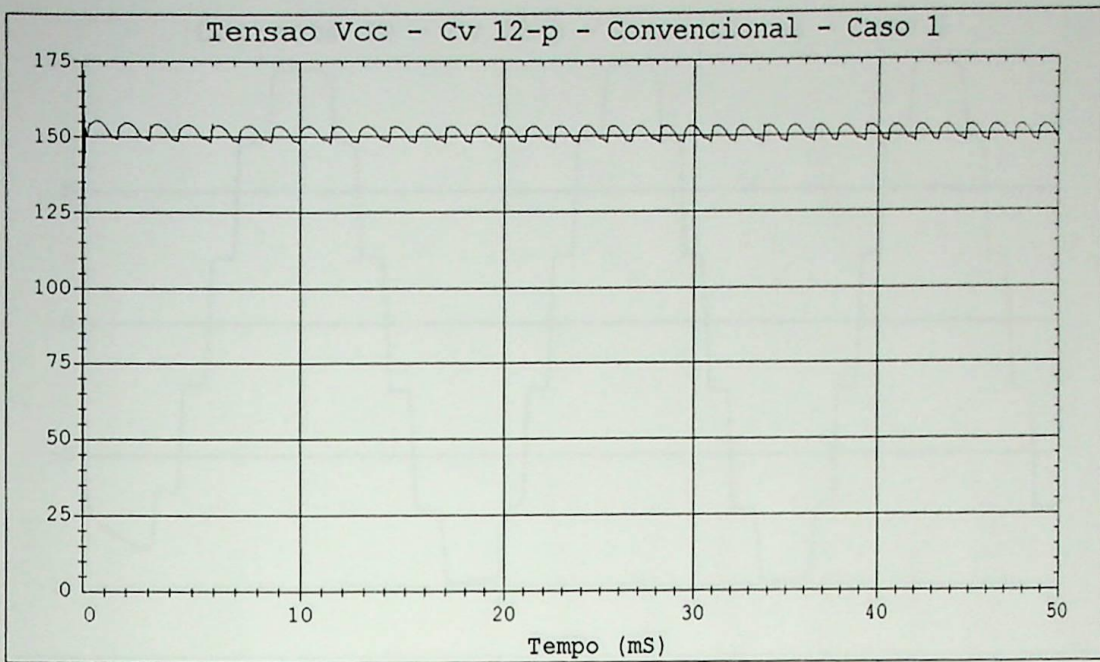
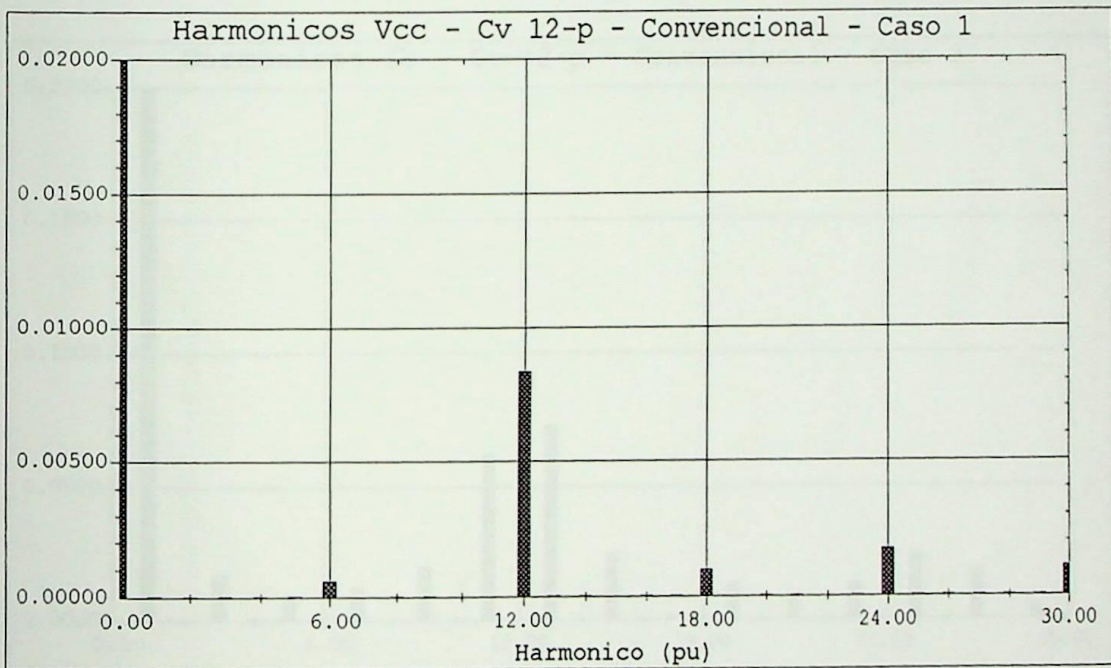


Figura 4.30 – Espectro harmônico da corrente de entrada da fase B - Conversor 12 pulsos utilizando o arranjo convencional.



**Figura 4.31 – Tensão retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos utilizando o arranjo convencional.**



**Figura 4.32 – Espectro harmônico da tensão retificada gerado pelo conversor de 12 pulsos utilizando o arranjo convencional.**

▪ Caso 6:

As Figuras 4.33 a 4.36, a seguir, mostram os resultados da simulação do conversor de 12 pulsos empregando o arranjo convencional, alimentado com as condições da rede de suprimento definidas na situação 3 da Tabela 4.1.

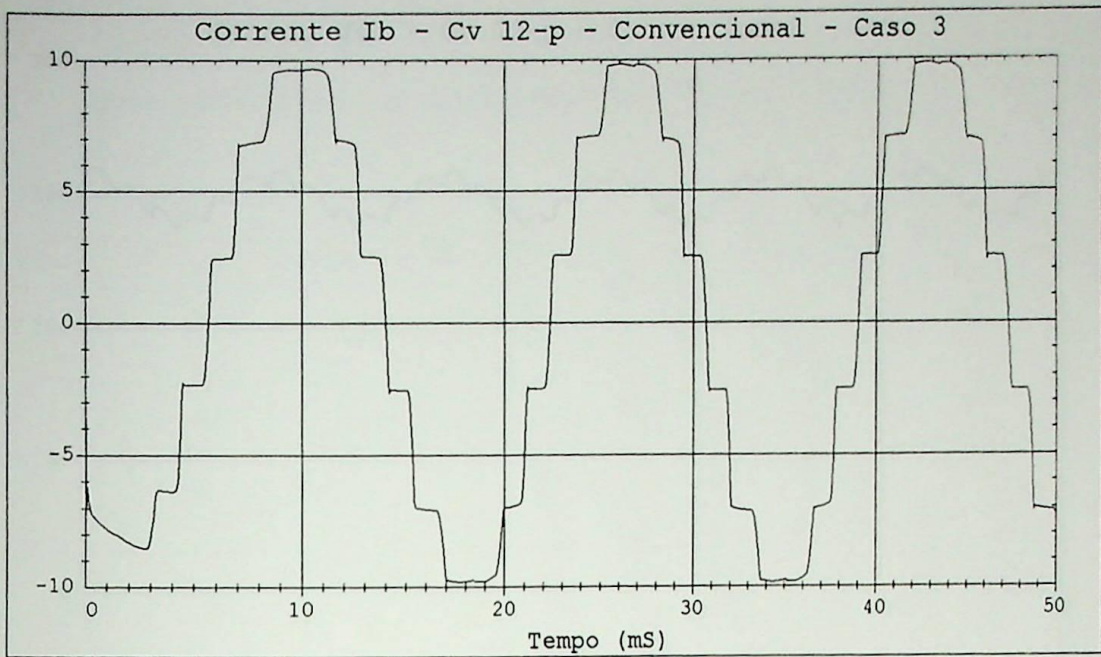


Figura 4.33 – Corrente  $I_B$  consumida pelo conversor de 12 pulsos – Arranjo convencional.

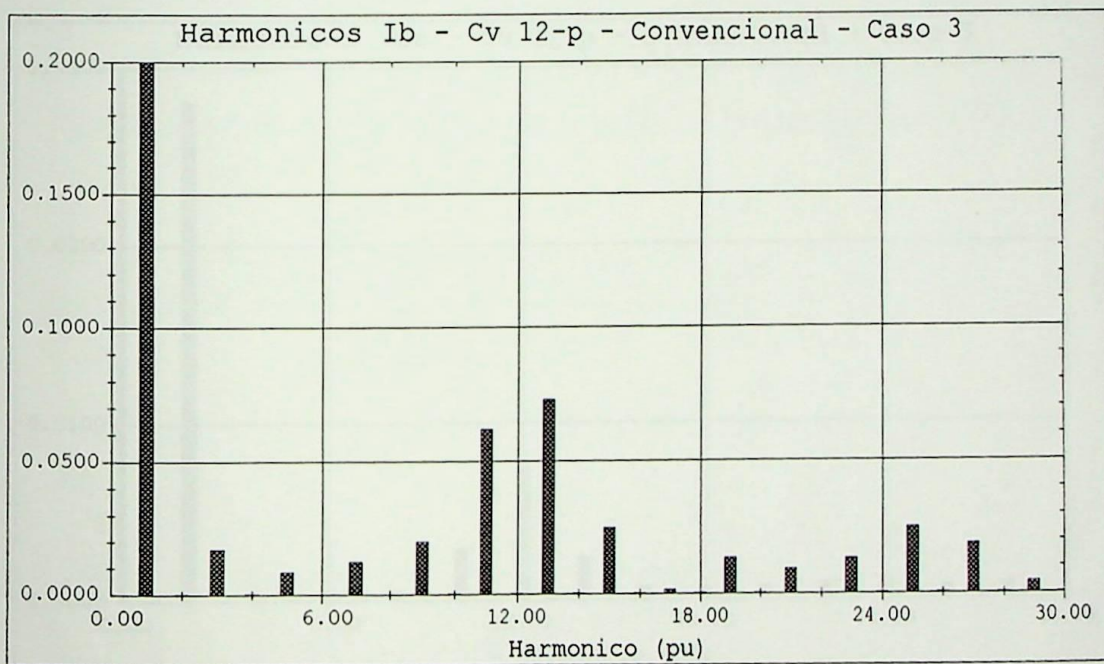


Figura 4.34 – Espectro harmônico de  $I_B$  consumida pelo conversor de 12 pulsos – Arranjo convencional.

#### 4.3.2 - Arranjo T-ABC

##### • Caso 2

Descarregue-se nos simuladores construídos no caso anterior, sendo apresentados a seguir os resultados obtidos na simulação do conversor de

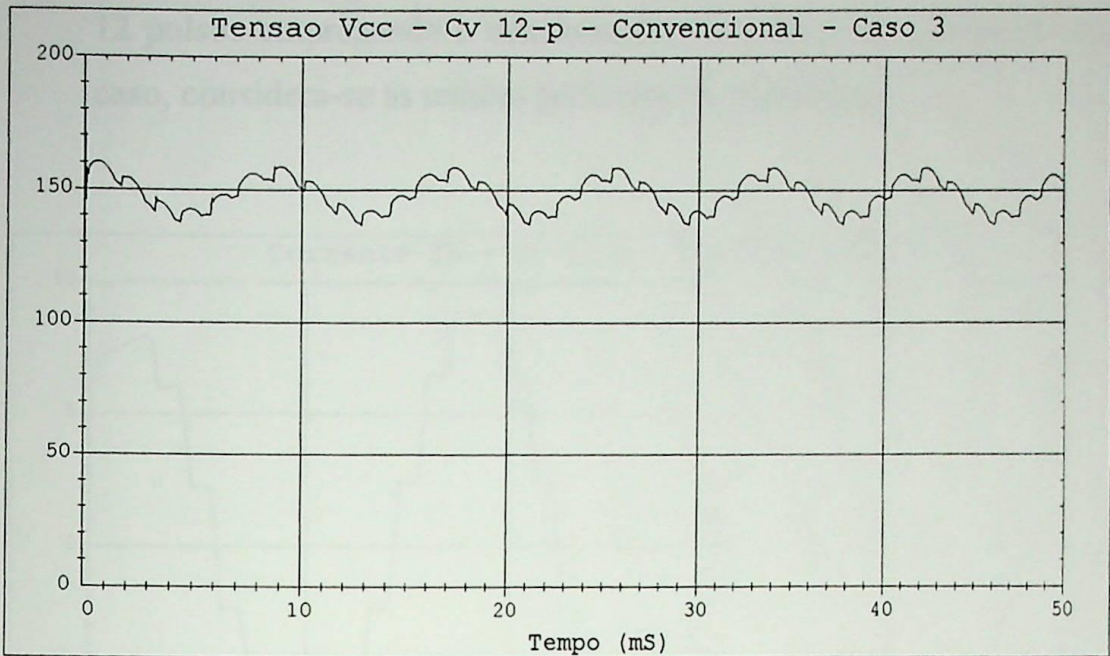


Figura 4.35 – Tensão retificada – Conversor de 12 pulsos – Convencional.

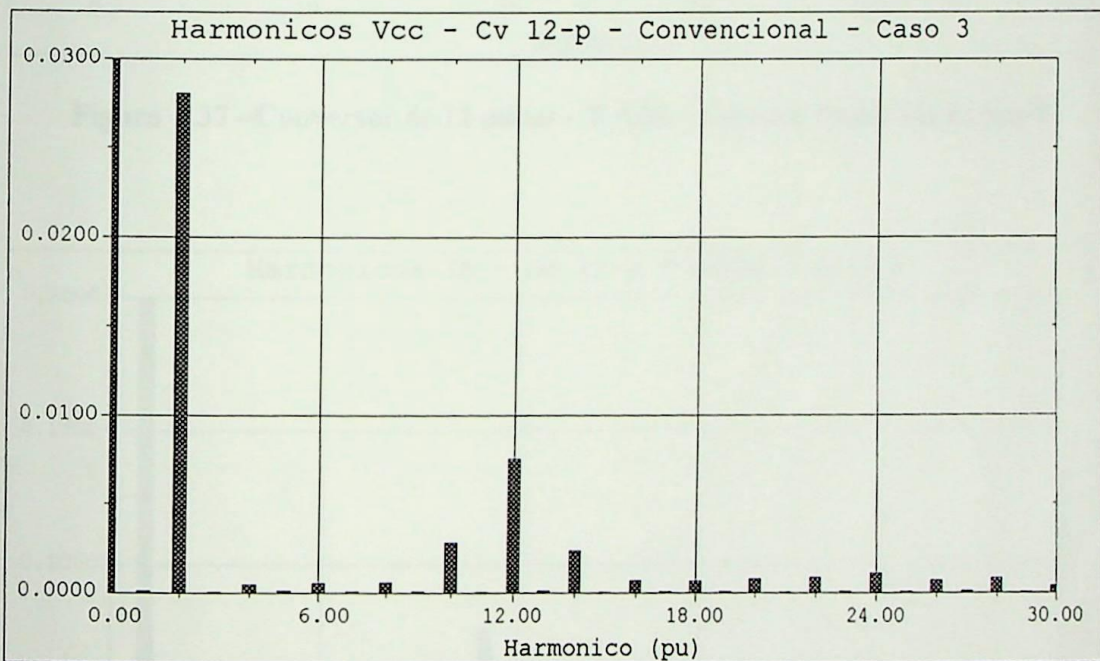


Figura 4.36 – Espectro harmônico da tensão retificada  
Conversor de 12 pulsos – Convencional.

#### 4.3.3.2 - Arranjo T-ADZ

- Caso 7:

Baseando-se nas simulações conduzidas no caso anterior, serão apresentados a seguir os resultados obtidos na simulação do conversor de

12 pulsos empregando o transformador T-ADZ em sua alimentação. Neste caso, considera-se as tensões perfeitamente equilibradas.

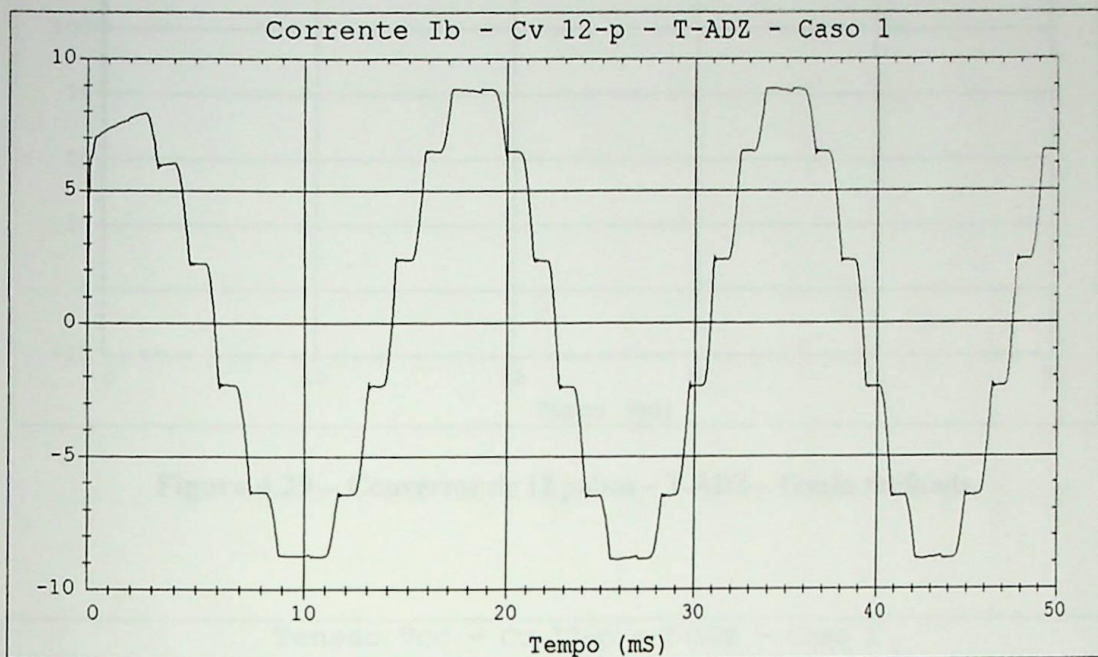


Figura 4.37 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ – Corrente de entrada da fase B.

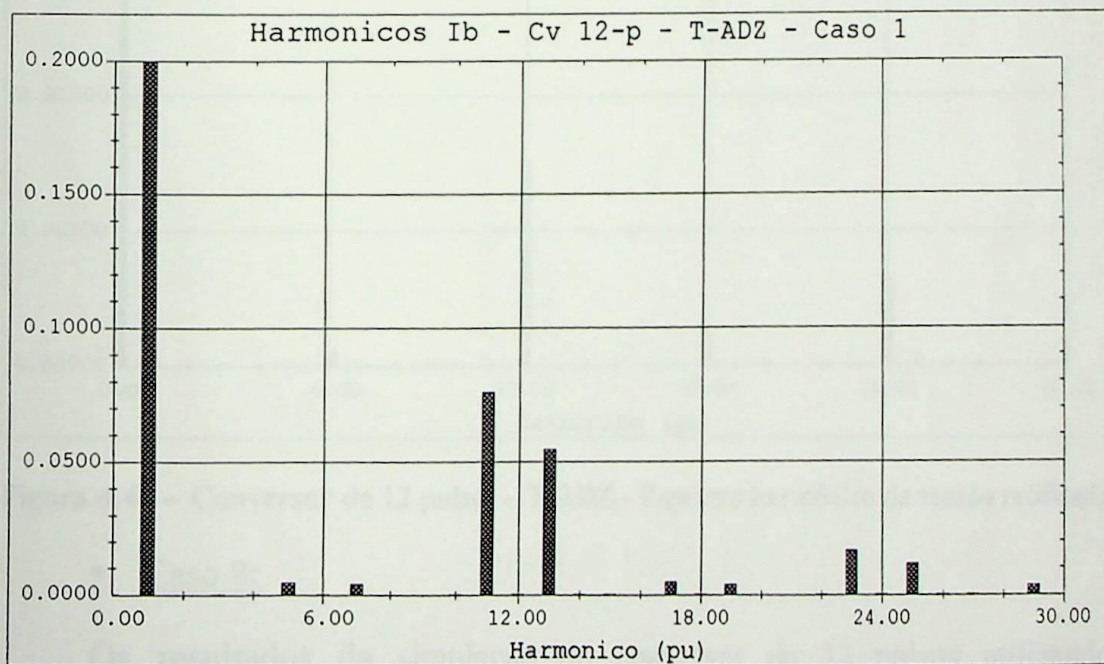


Figura 4.38 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ - Espectro harmônico de  $I_B$ .

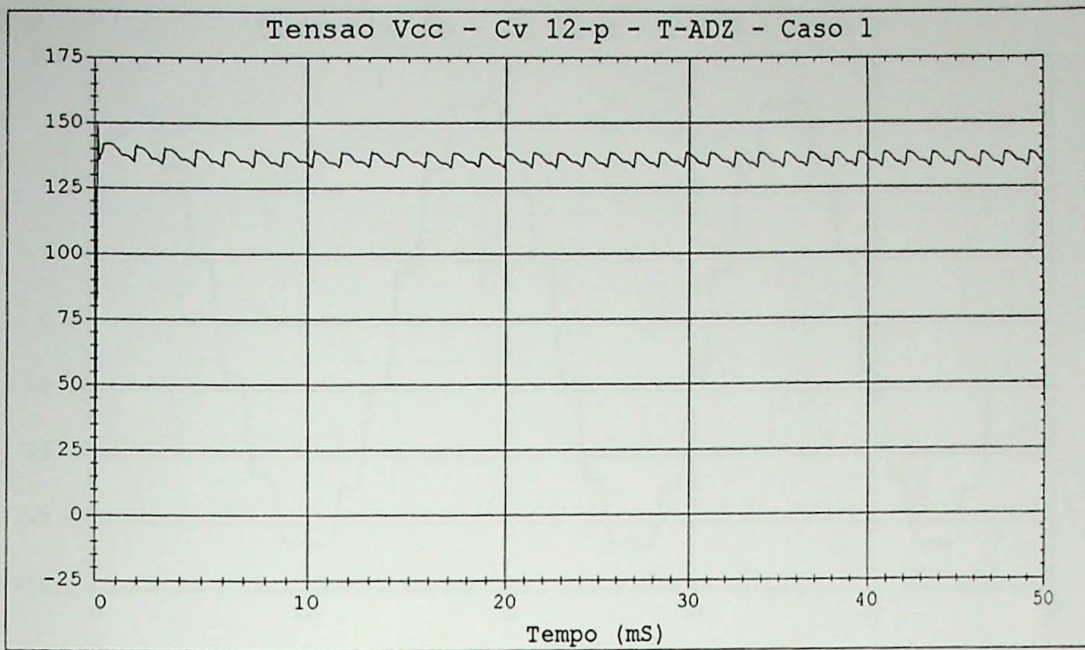


Figura 4.39 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ - Tensão retificada.

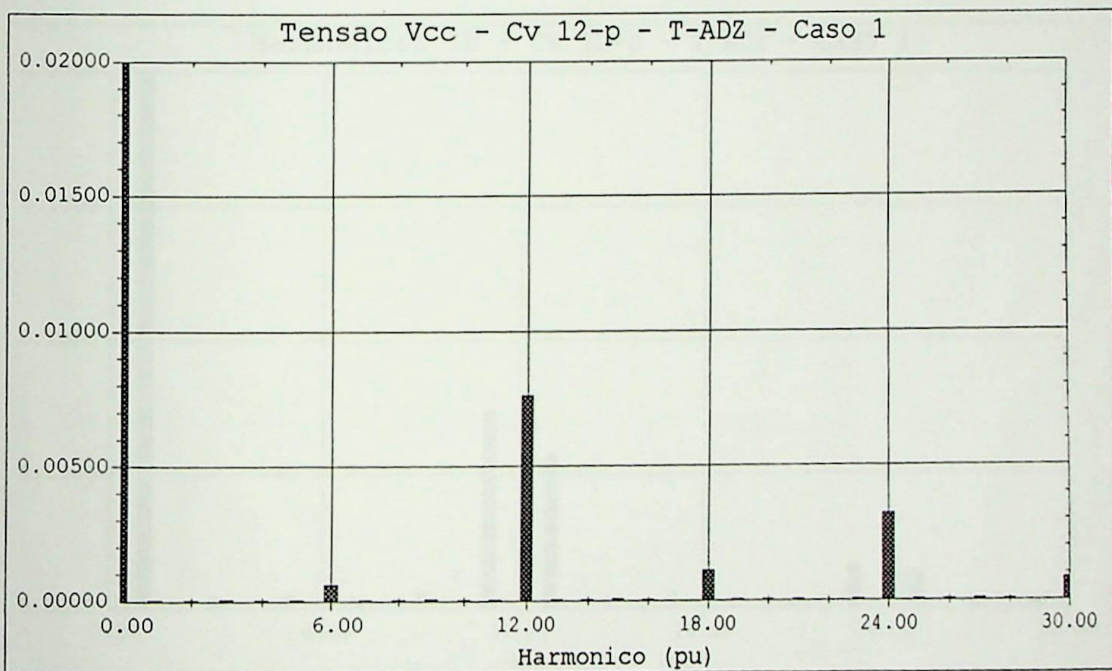


Figura 4.40 – Conversor de 12 pulsos – T-ADZ - Espectro harmônico da tensão retificada.

▪ Caso 8:

Os resultados da simulação do conversor de 12 pulsos utilizando a topologia T-ADZ estão apresentados nas Figuras 4.41 a 4.44, considerando-se a situação que define o VUF igual a 5,4 %.

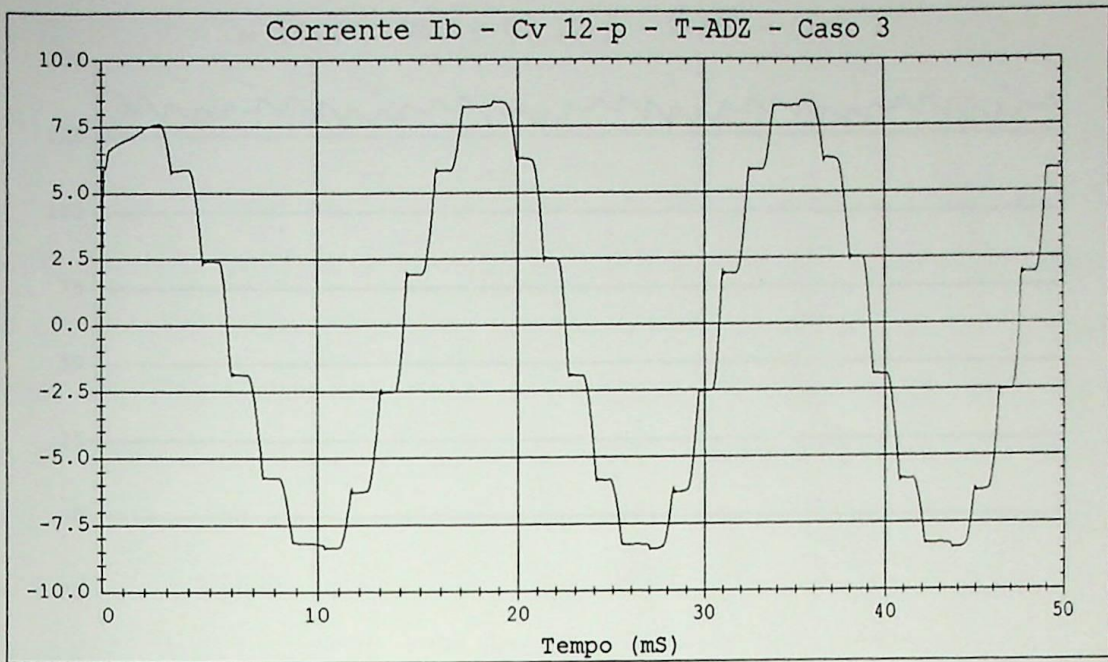


Figura 4.41 – Corrente de entrada da fase B para o conversor de 12 pulsos – T-ADZ.

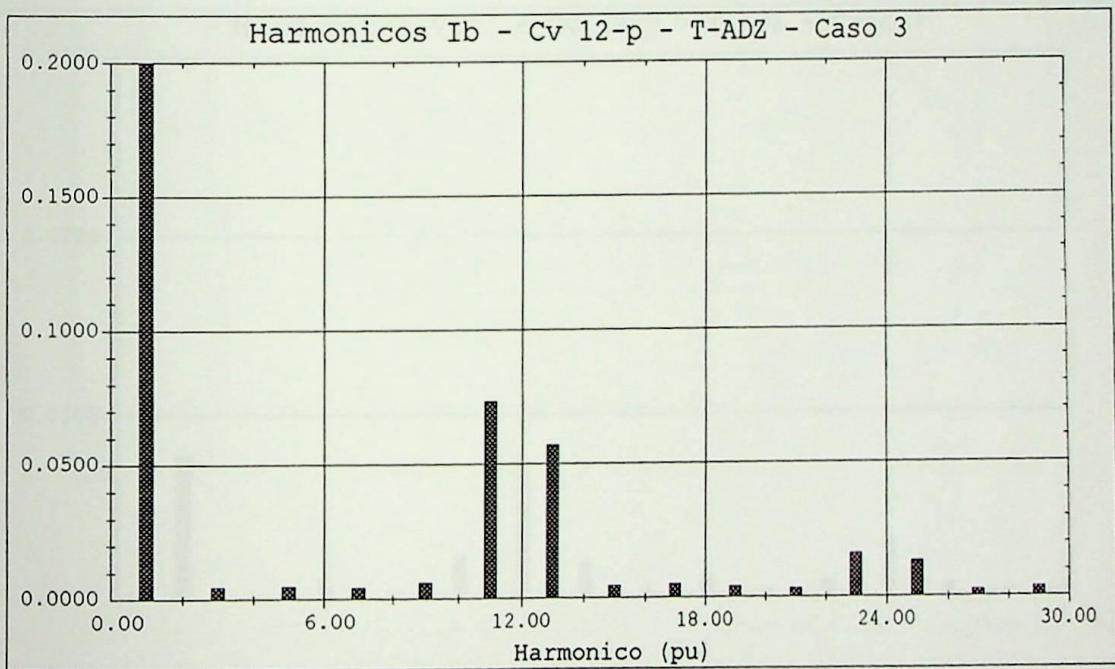


Figura 4.42 – Espectro harmônico da corrente de entrada da fase B para o conversor de 12 pulsos – T-ADZ.

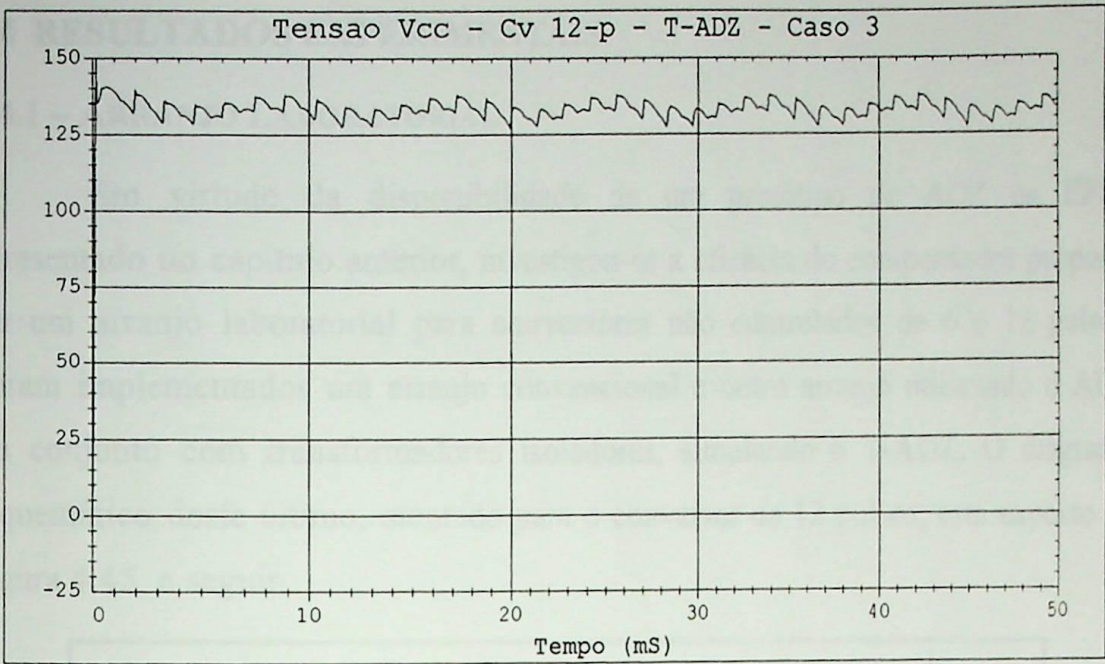


Figura 4.43 – Tensão retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos empregando o T-ADZ.

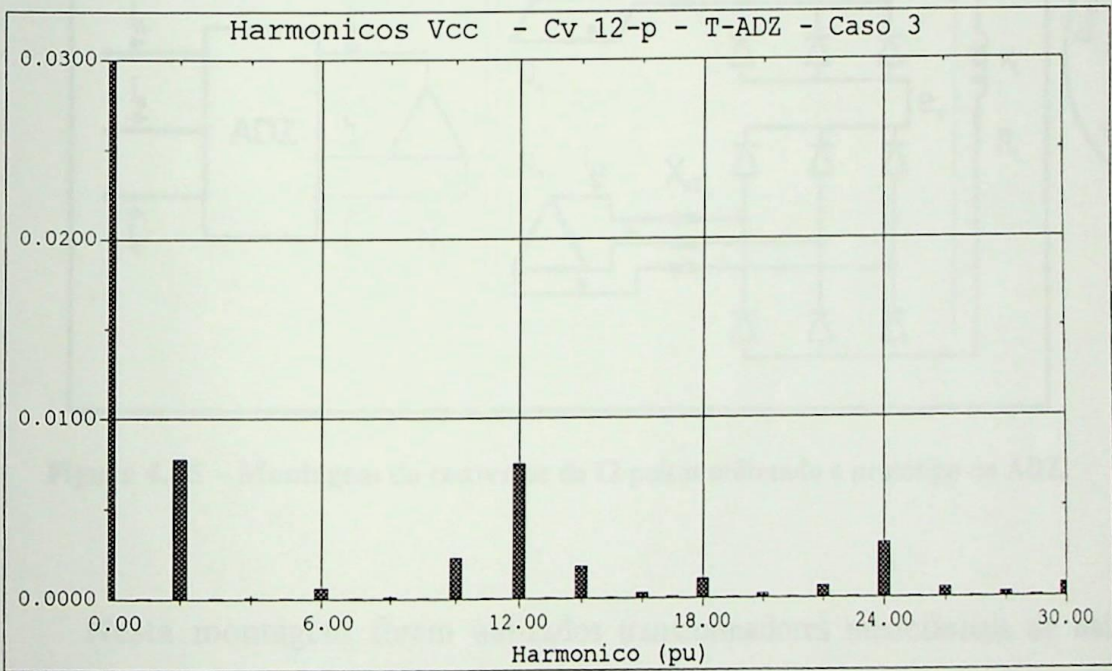


Figura 4.44 – Espectro harmônico da tensão retificada para o conversor de 12 pulsos – T-ADZ.

## 4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 4.4.1 – ARRANJO LABORATORIAL

Em virtude da disponibilidade de um protótipo do ADZ na EFEI, apresentado no capítulo anterior, investigou-se a eficácia do compensador proposto em um arranjo laboratorial para conversores não controlados de 6 e 12 pulsos. Foram implementados um arranjo convencional e outro arranjo utilizando o ADZ em conjunto com transformadores isoladores, simulando o T-ADZ. O diagrama esquemático deste último, montado para o conversor de 12 pulsos, está exposto na Figura 4.45, a seguir.

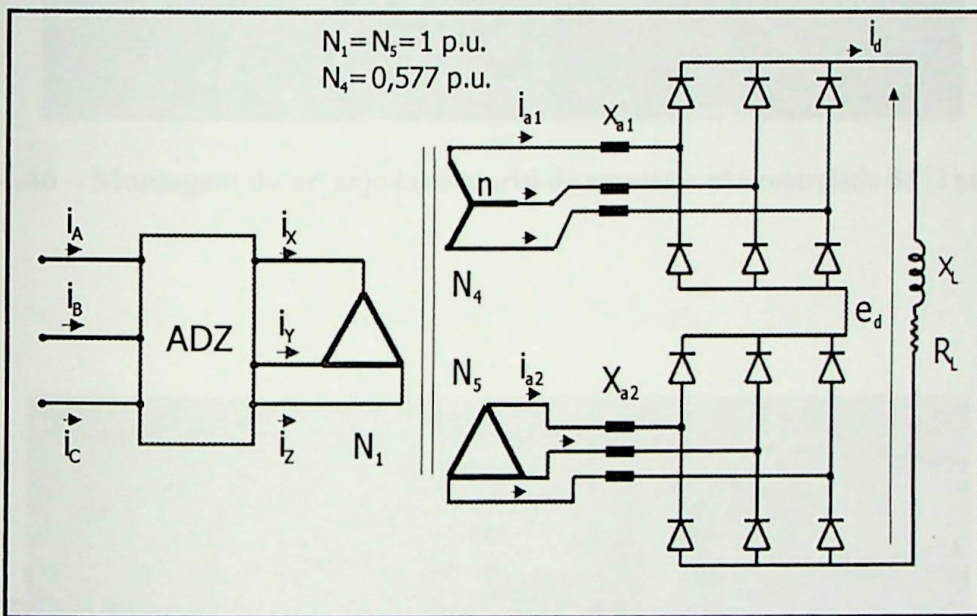


Figura 4.45 – Montagem do conversor de 12 pulsos utilizando o protótipo do ADZ.

Nesta montagem foram utilizados transformadores monofásicos de baixa potência, juntamente com um conjunto de outros equipamentos, simplificando a montagem desejada. Estes equipamentos, sua especificação e sua função no arranjo laboratorial implementado estão descritas a seguir e indicados nas Figuras 4.46 e 4.47.

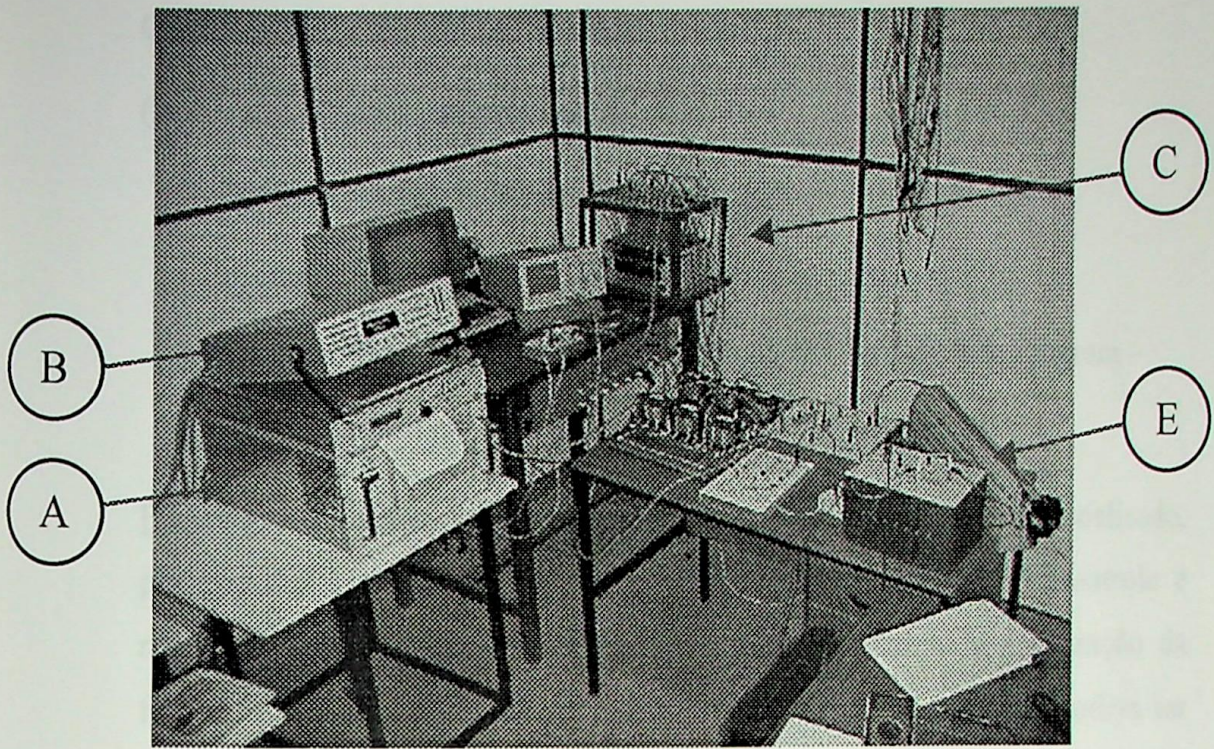


Figura 4.46 – Montagem do arranjo laboratorial do conversor não controlado de 12 pulsos.

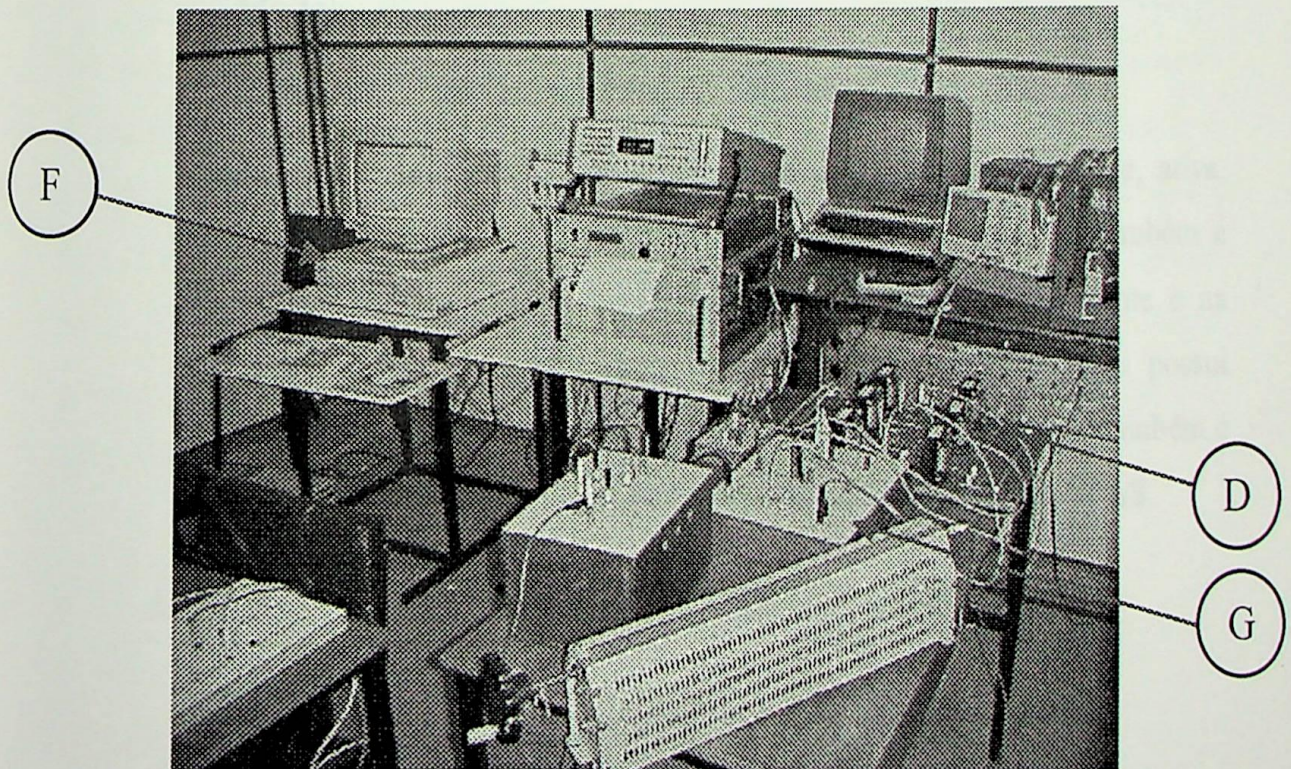


Figura 4.47 – Detalhes da montagem do arranjo laboratorial.

Onde:

(A) Fonte California Instruments

Modelo: 6000 L – 3HGA - MODE

Potência: 6000 [VA] - 135 / 270 [V]

Controle: California Instruments Graphical User Interface Program –  
CIGUI – v. 2.0 - California Instruments

Função: esta fonte é utilizada para gerar o desequilíbrio a ser analisado, podendo o mesmo ser em módulo e/ou ângulo de fase. Seu controle é realizado através do software CIGUI, que comanda toda a operação da fonte. Além do desequilíbrio, outros tipos de distúrbios de QEE podem ser gerados, dentre os quais, harmônicos.

(B) Analizador de Potência Universal Trifásico – Voltech Instruments

Modelo: PM300A

Controle: Visual Power Analyser Software – VPAS – Voltech

Função: além de medir grandezas, tais como, potências (aparente, ativa, reativa e de distorção) e fator de potência, este equipamento também é empregado na aquisição das formas de onda de tensão e corrente e na obtenção dos respectivos espectros harmônicos, uma vez que possui capacidade de medir harmônicos até a ordem 99. Este analisador também é operado via microcomputador através da execução do software VPAS.

(C) Protótipo do ADZ

Potência: 5 [kVA]

$N_2 / N_1 = N_3 / N_1 = 0,1$

Tapes disponíveis: 10

(D) Transformadores isoladores

Potência: 100 VA

Relação de transformação: 3 unidades: 60 / 60 V

3 unidades: 60 / 34,4 V

Função: isolação entre o primário e o secundário.

(E) Carga R - L: R = 32 [ $\Omega$ ] - L = 103 [mH]

(F) Microcomputador PC DX2-66 - 66 MHz.

(G) Retificador em ponte não controlado.

A seguir, serão exibidos os resultados obtidos no ensaio dos conversores de 6 e 12 pulsos para o arranjo convencional e para o arranjo com o modelo do T-ADZ, aplicando-se as tensões definidas na Tabela 4.1, situações 1 a 3, utilizando-se o software VPAS. Estes compõem-se das formas de onda e do espectro harmônico da corrente de entrada de cada conversor, excluindo-se a componente fundamental. Além disto, o VPAS disponibilizou, em forma de tabelas, os valores obtidos destas grandezas e que estão disponíveis no Anexo II. Estes dados serão utilizados para subsidiar as análises que serão conduzidas no próximo capítulo.

## 4.4.2 Conversor 6 pulsos

### 4.4.2.1 - Arranjo convencional

#### ▪ Caso 9:

As Figuras 4.48 a 4.51 mostram os resultados experimentais obtidos para o conversor de 6 pulsos utilizando o arranjo convencional, considerando a rede de alimentação perfeitamente equilibrada.

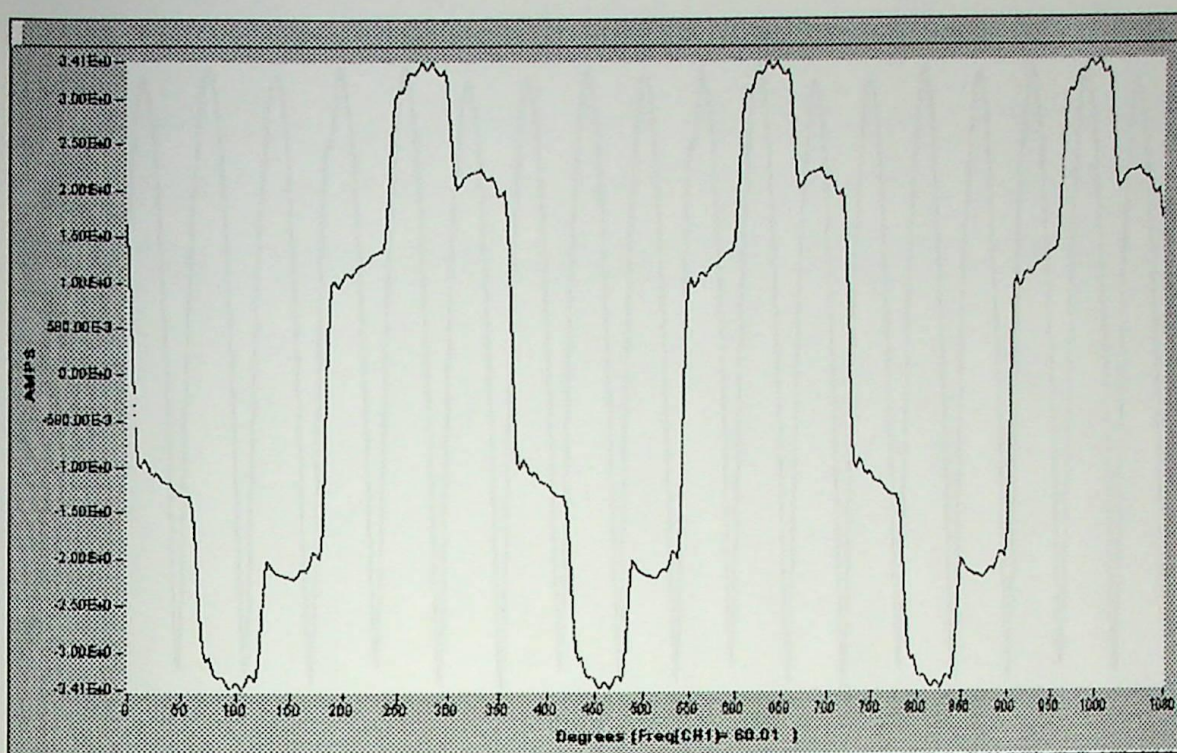


Figura 4.48 – Corrente de entrada  $I_B$  consumida pelo conversor de 6 pulsos – Convencional.

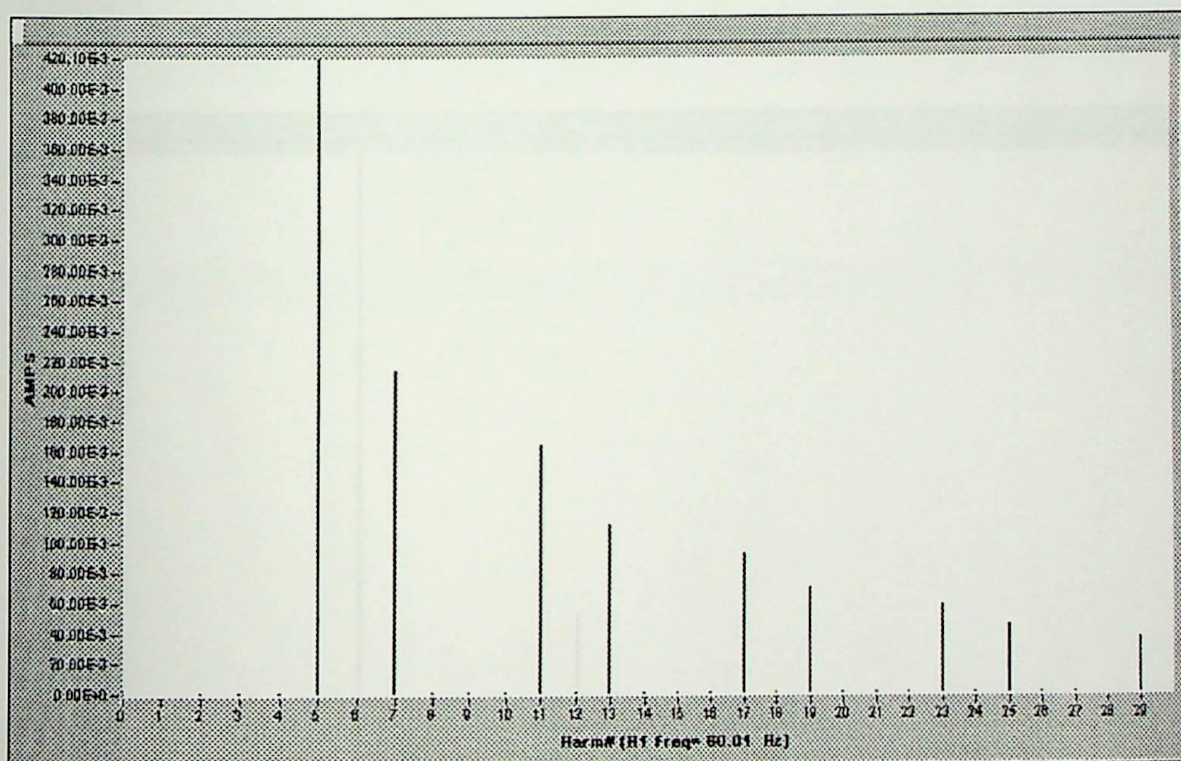


Figura 4.49 – Harmônicos da corrente  $I_B$  – Conversor 6 pulsos empregando o arranjo convencional.

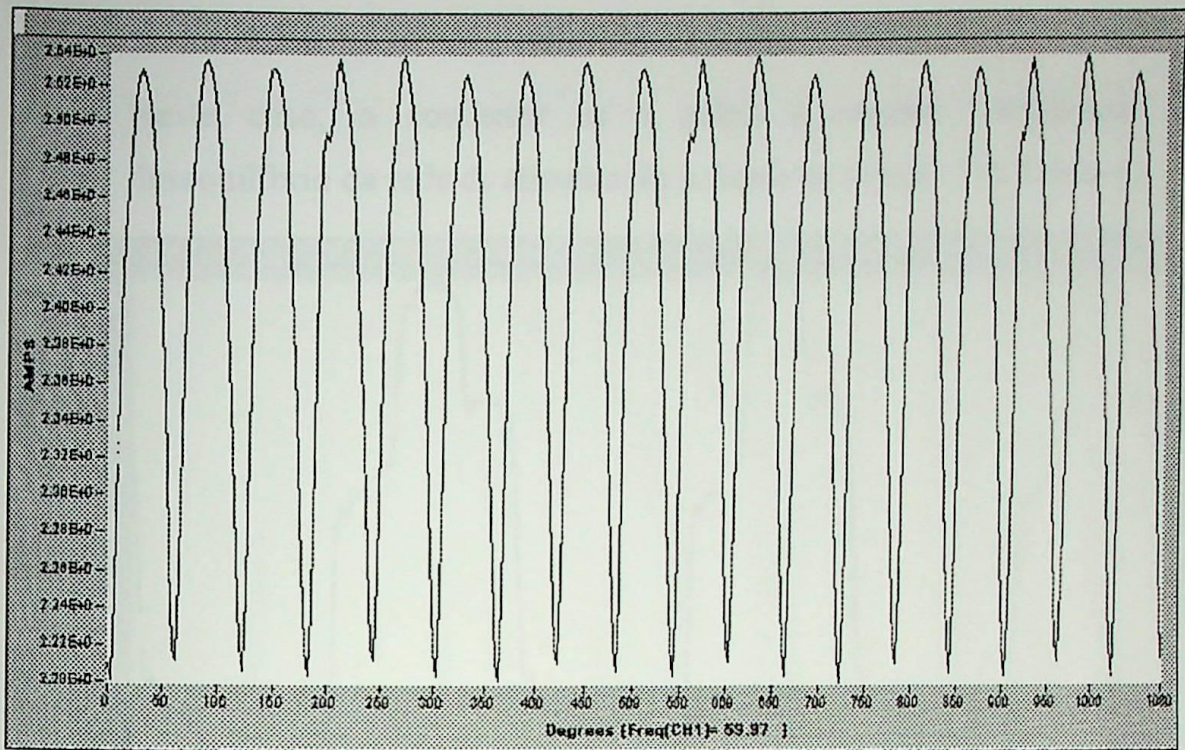


Figura 4.50 – Corrente retificada produzida pelo conversor de 6 pulsos – Arranjo convencional – Carga R-L.

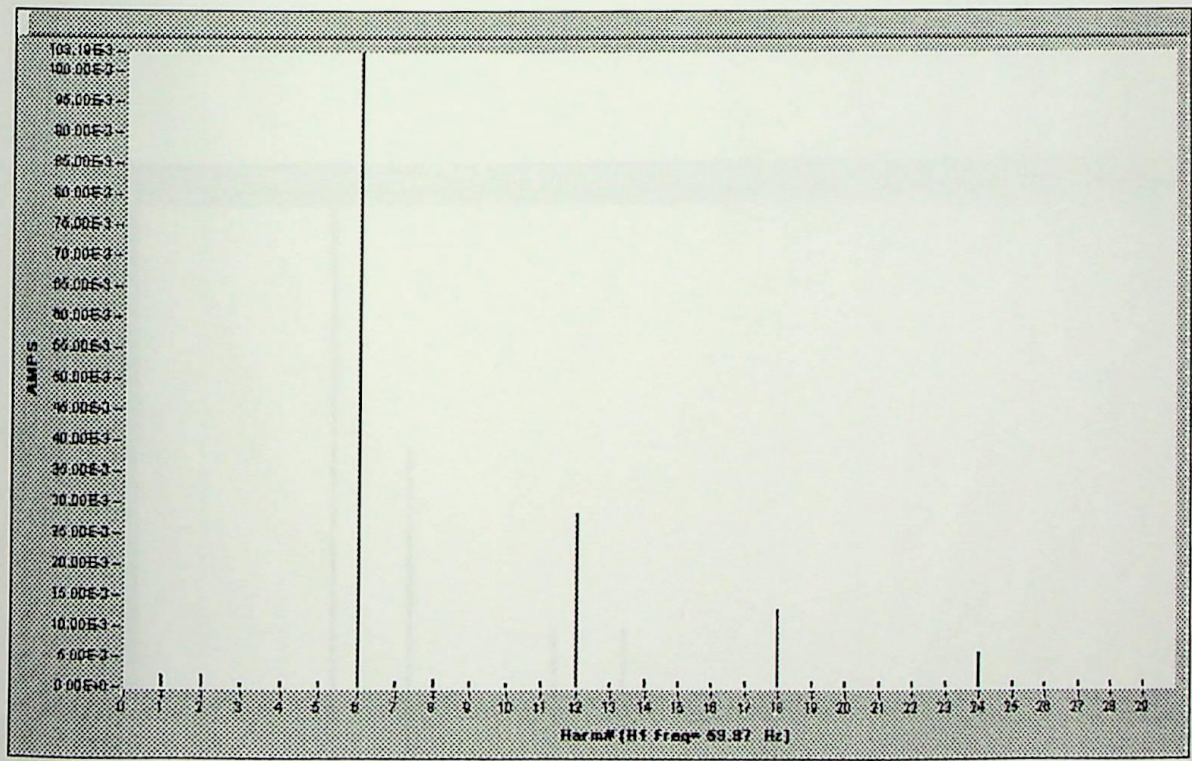


Figura 4.51 – Espectro harmônico da corrente retificada produzida pelo conversor 6 pulsos empregando o arranjo convencional e alimentando uma carga R-L.

▪ Caso 10:

Neste caso, o conversor de 6 pulsos é simulado considerando o desequilíbrio da rede de alimentação indicado na situação 3 da Tabela 4.1.

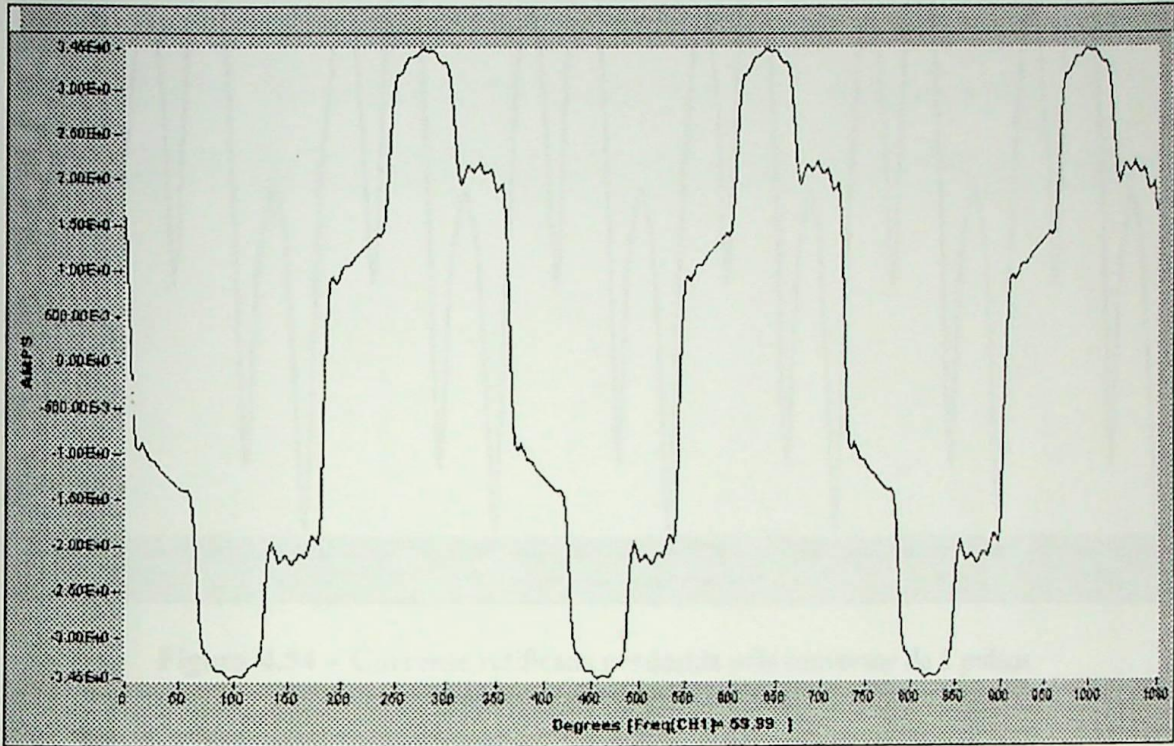


Figura 4.52 – Corrente de entrada da fase B – Conversor de 6 pulsos – Convencional.

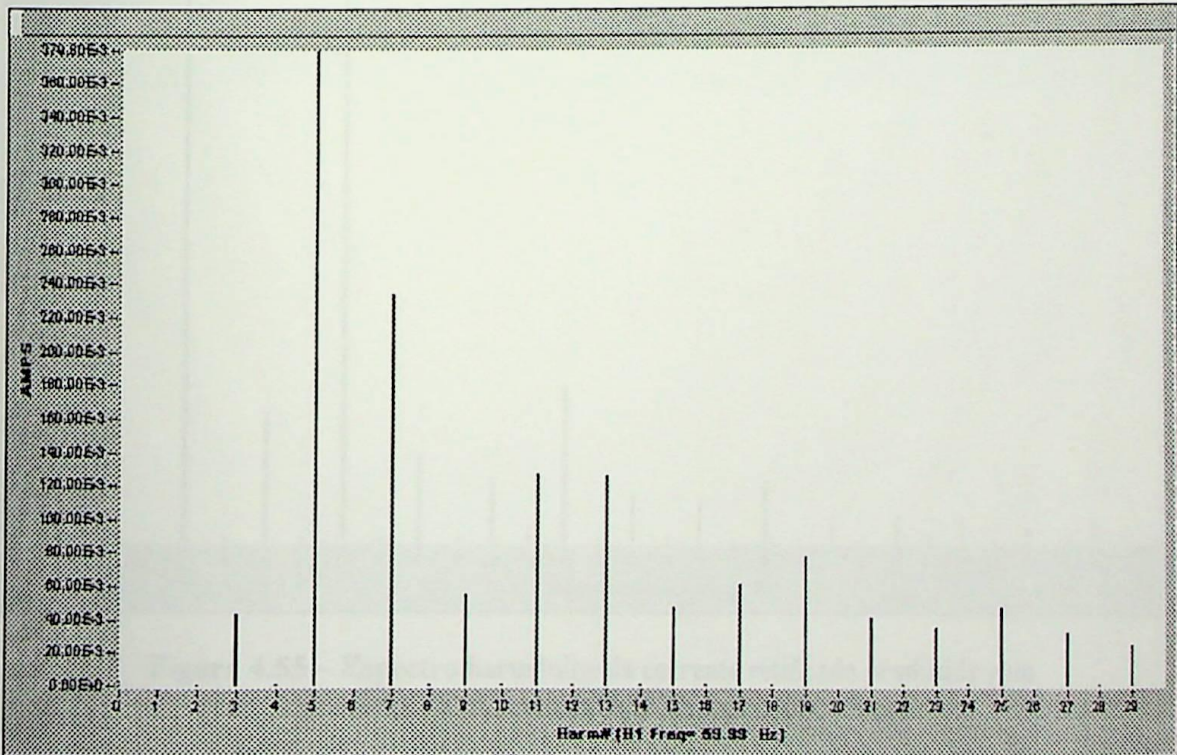


Figura 4.53 – Espectro harmônico de  $I_B$  – Conversor de 6 pulsos – Convencional.

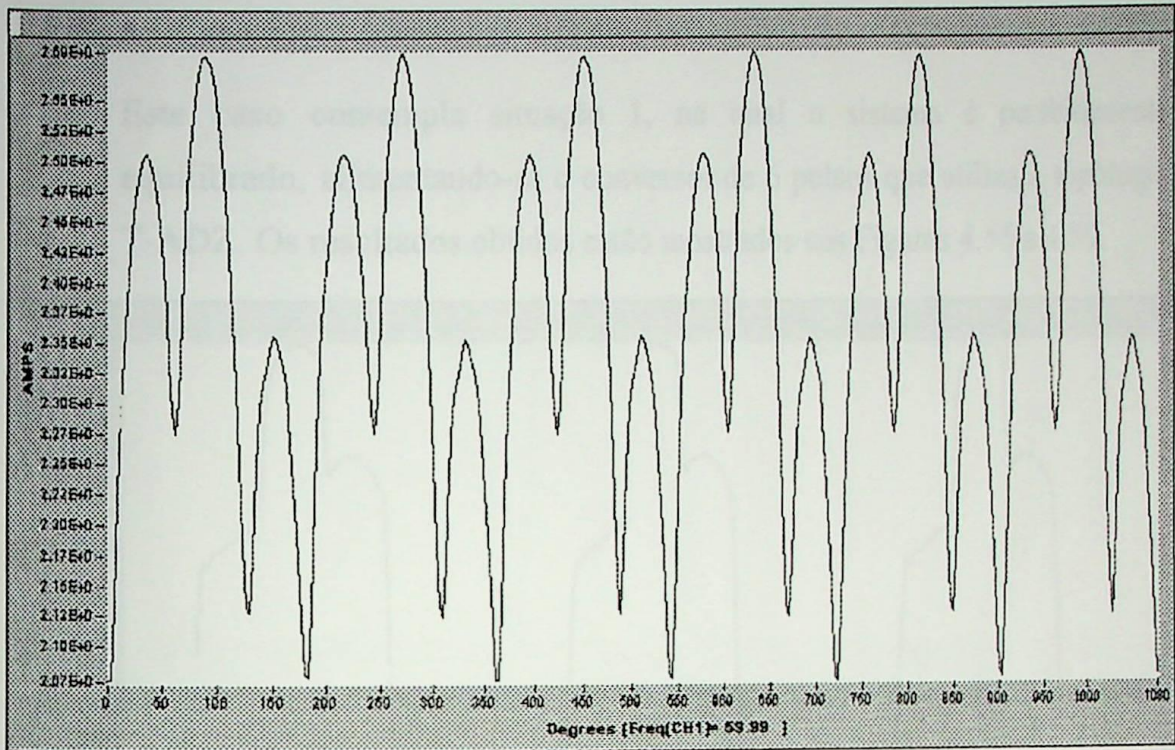


Figura 4.54 – Corrente retificada produzida pelo conversor de 6 pulsos usando o arranjo convencional.

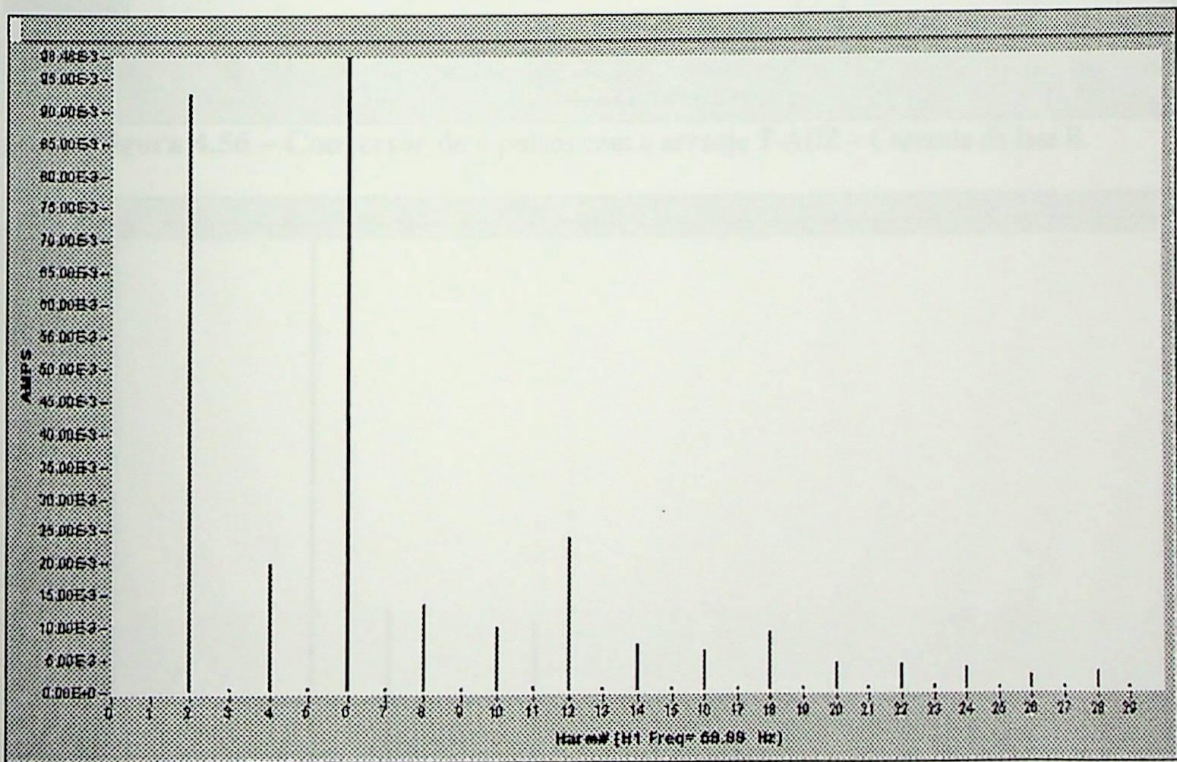


Figura 4.55 – Espectro harmônico da corrente retificada produzida pelo conversor 6 pulsos usando o arranjo convencional.

#### 4.4.2.2 - Arranjo T-ADZ

▪ Caso 11:

Este caso contempla situação 1, na qual o sistema é perfeitamente equilibrado, alimentando-se o conversor de 6 pulsos que utiliza a topologia T-ADZ. Os resultados obtidos estão mostrados nas Figuras 4.56 a 4.59.

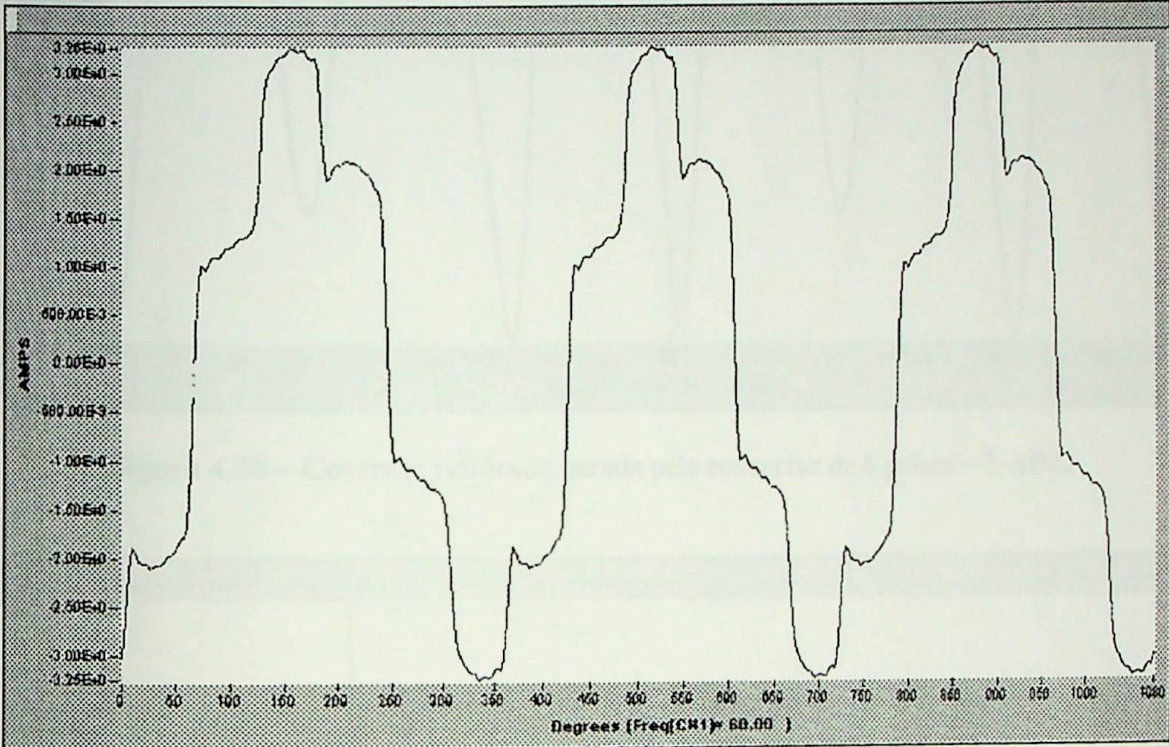


Figura 4.56 – Conversor de 6 pulsos com o arranjo T-ADZ – Corrente da fase B.

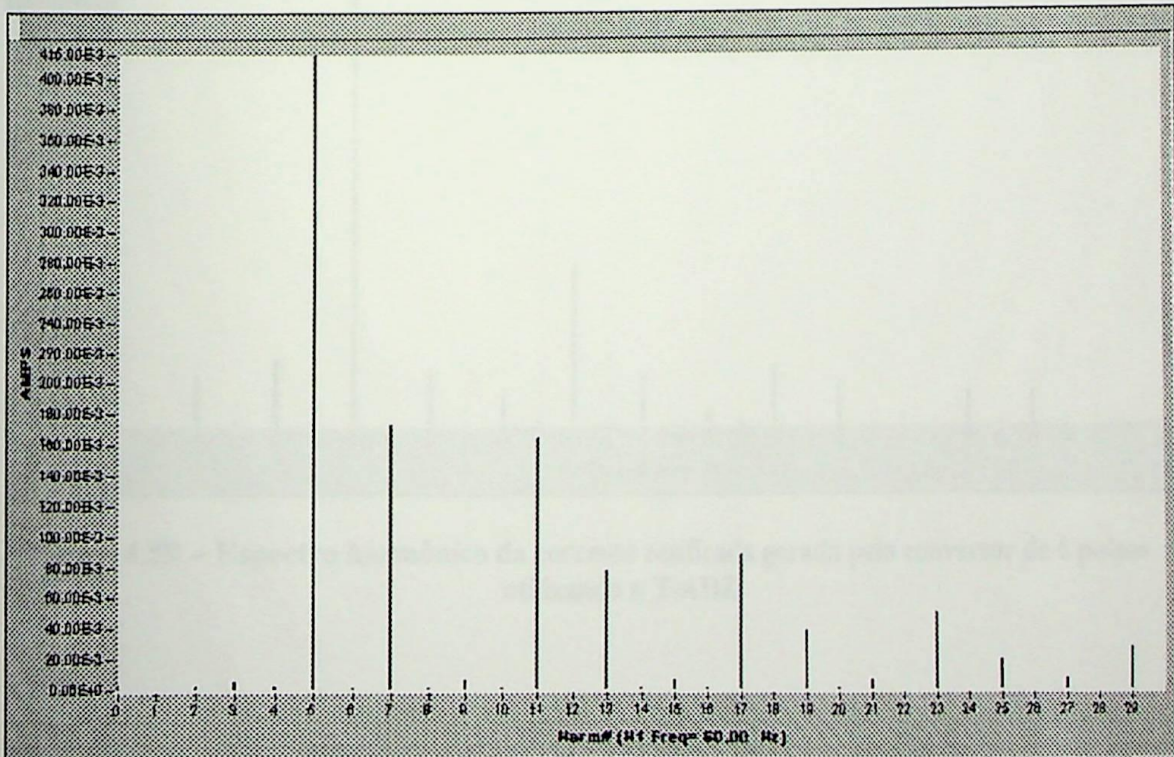


Figura 4.57 – Conversor de 6 pulsos com o arranjo T-ADZ – Espectro harmônico da corrente da fase B.

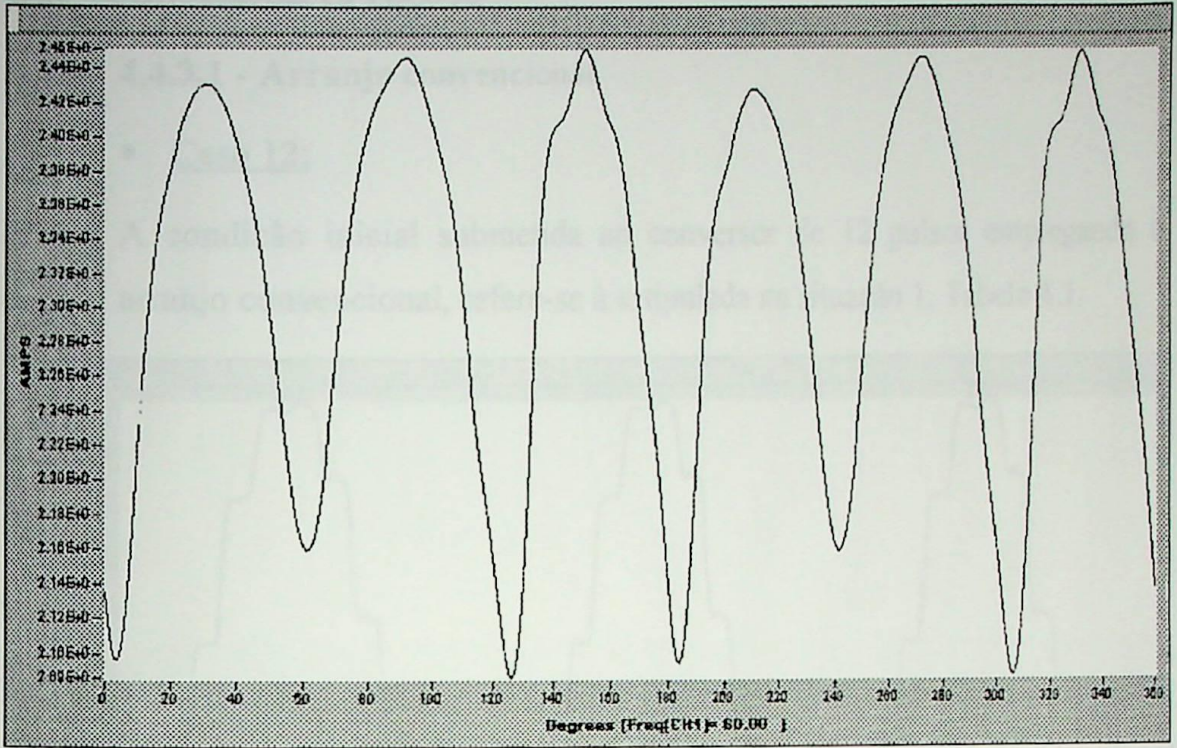


Figura 4.58 – Corrente retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos – T-ADZ.

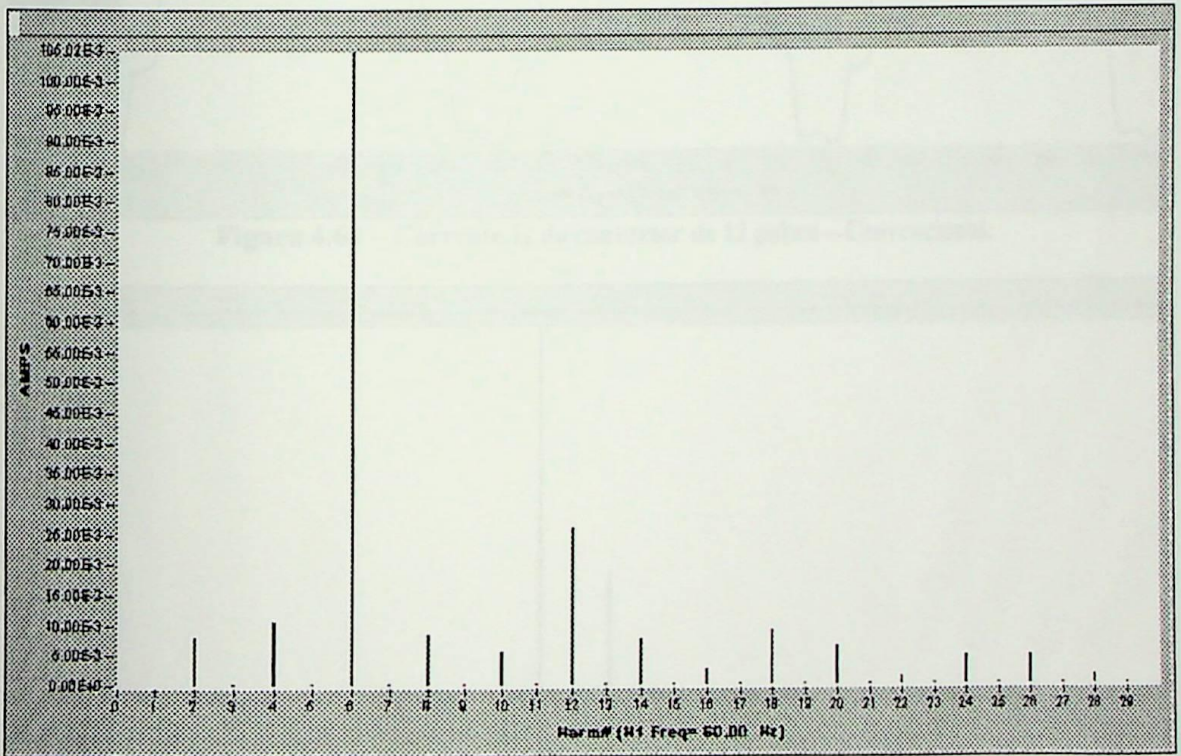


Figura 4.59 – Espectro harmônico da corrente retificada gerada pelo conversor de 6 pulsos utilizando o T-ADZ.

## 4.4.3 - CONVERSOR 12 PULSOS

### 4.4.3.1 - Arranjo convencional

#### ▪ Caso 12:

A condição inicial submetida ao conversor de 12 pulsos empregando o arranjo convencional, refere-se à estipulada na situação 1, Tabela 4.1.

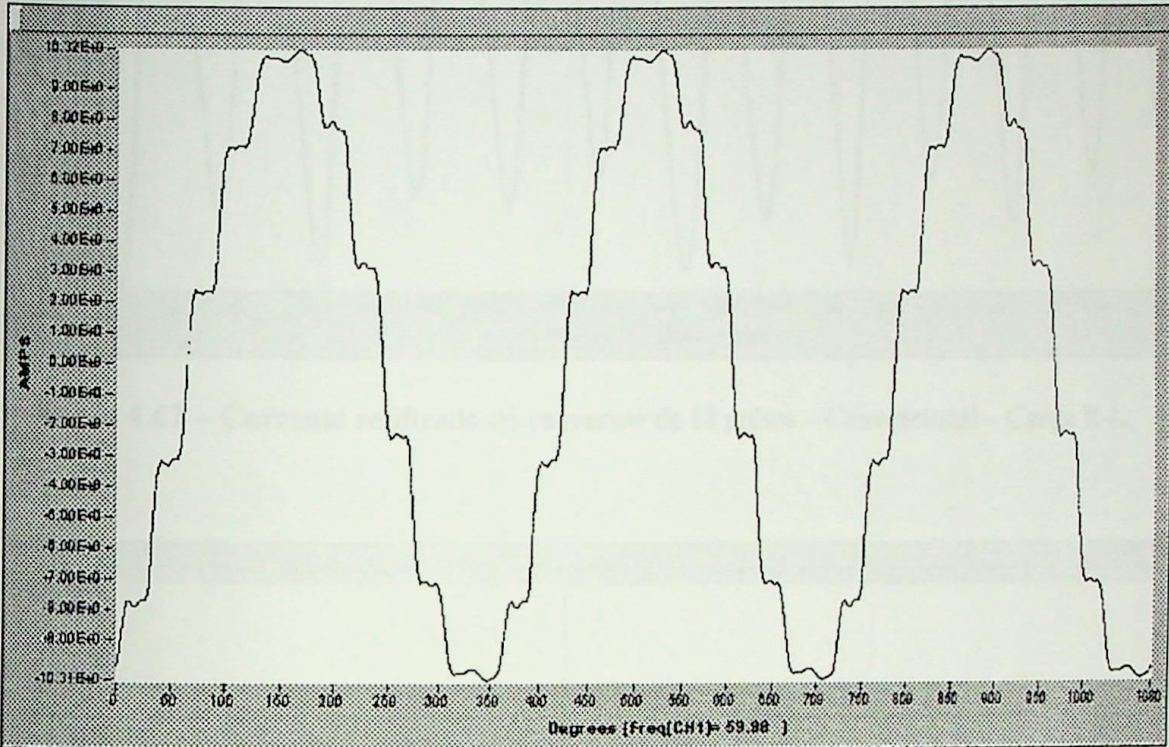


Figura 4.60 – Corrente  $I_B$  do conversor de 12 pulsos – Convencional.

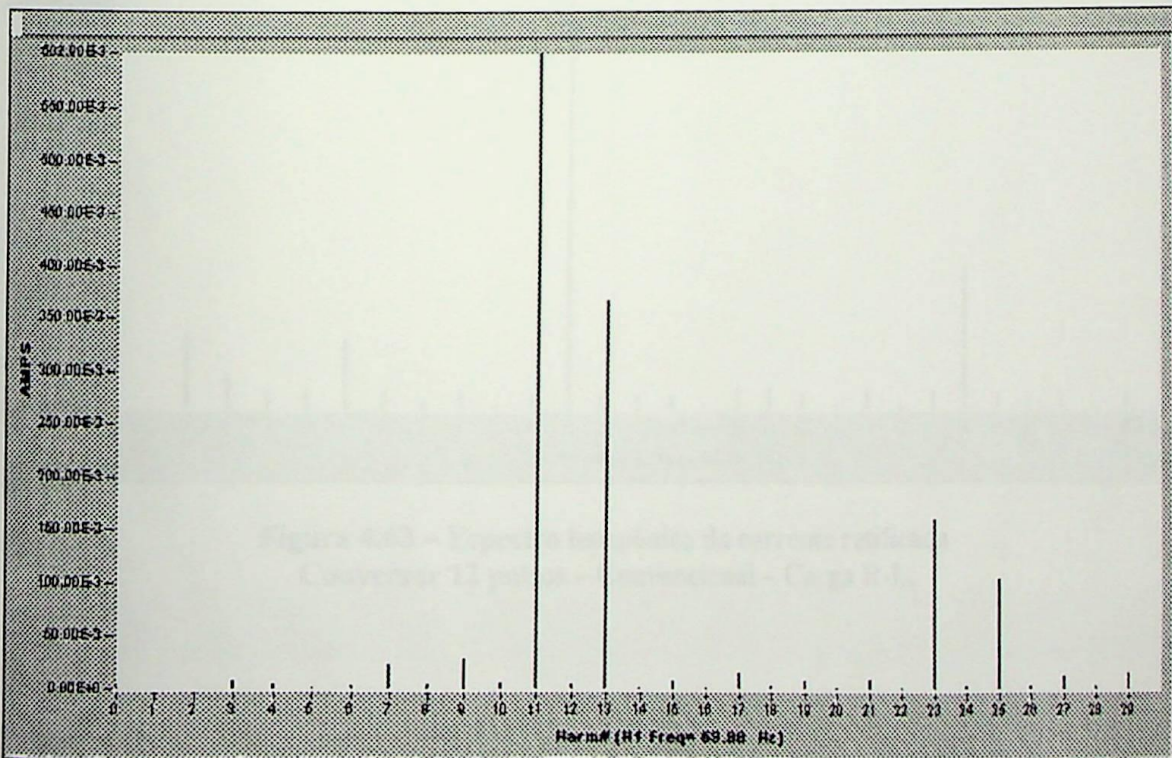


Figura 4.61- Harmônicos de  $I_B$  – Conversor 12 pulsos – Convencional.

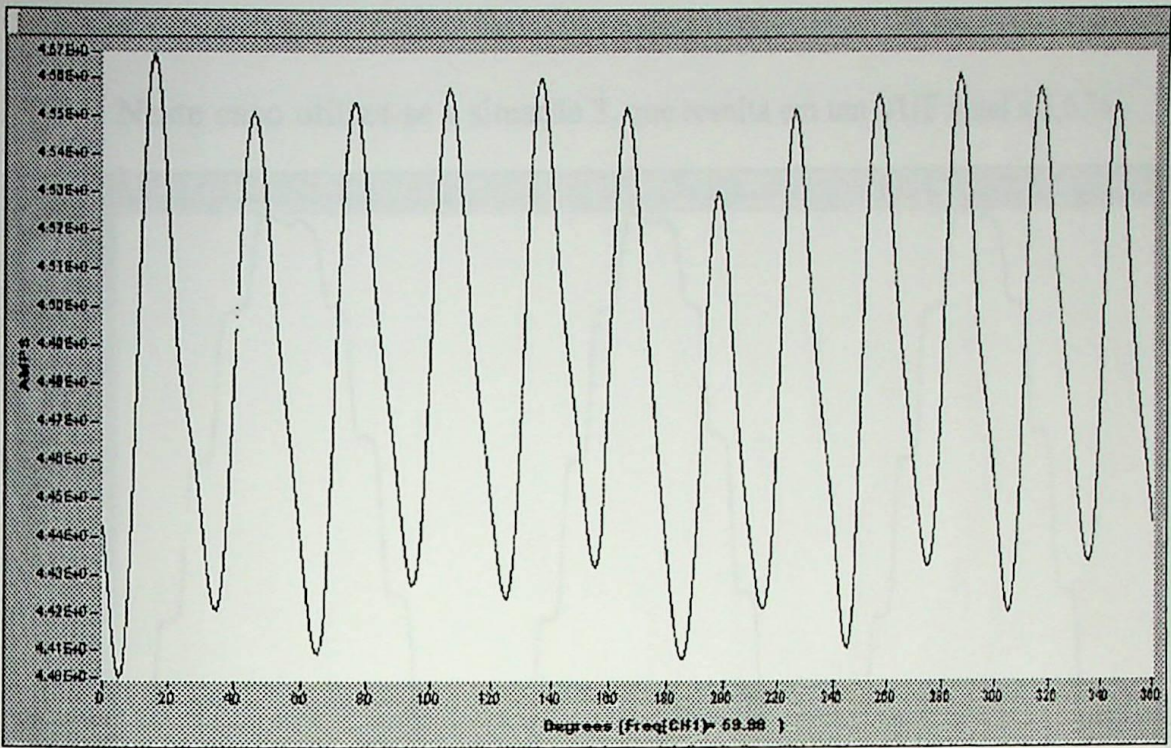


Figura 4.62 – Corrente retificada do conversor de 12 pulsos – Convencional – Carga R-L.

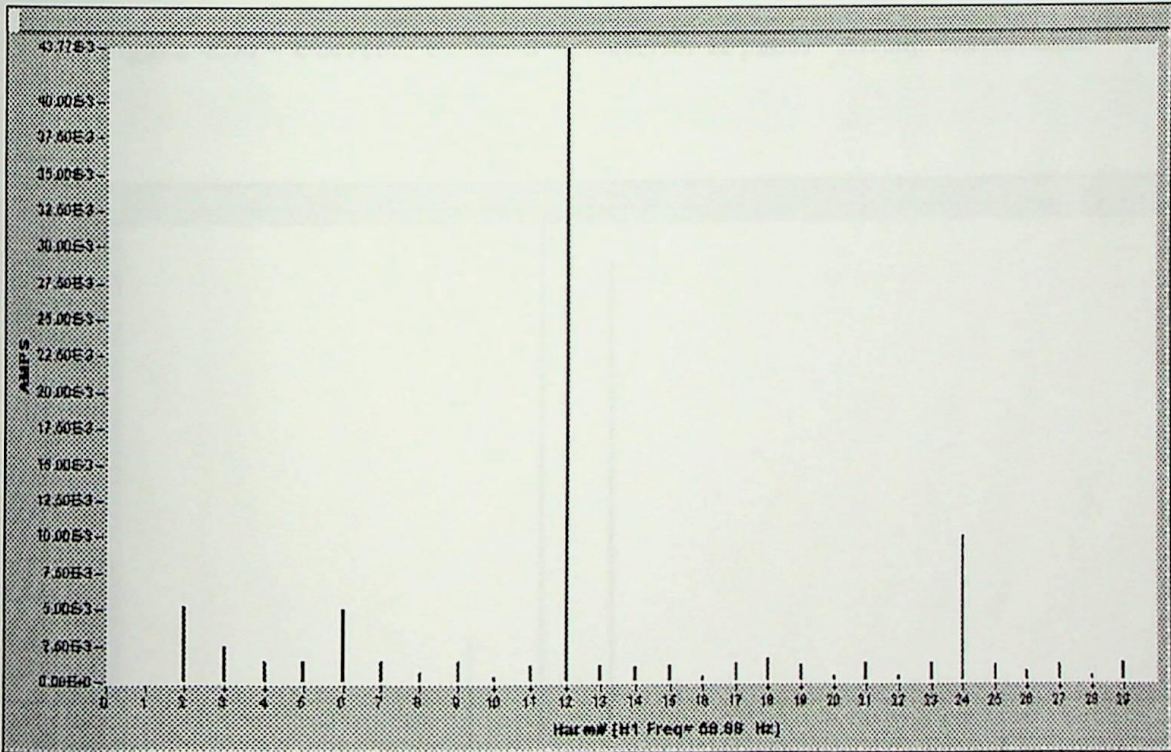


Figura 4.63 – Espectro harmônico da corrente retificada  
 Conversor 12 pulsos – Convencional – Carga R-L.

▪ Caso 13:

Neste caso utiliza-se a situação 3, que resulta em um VUF igual a 5,6 %.

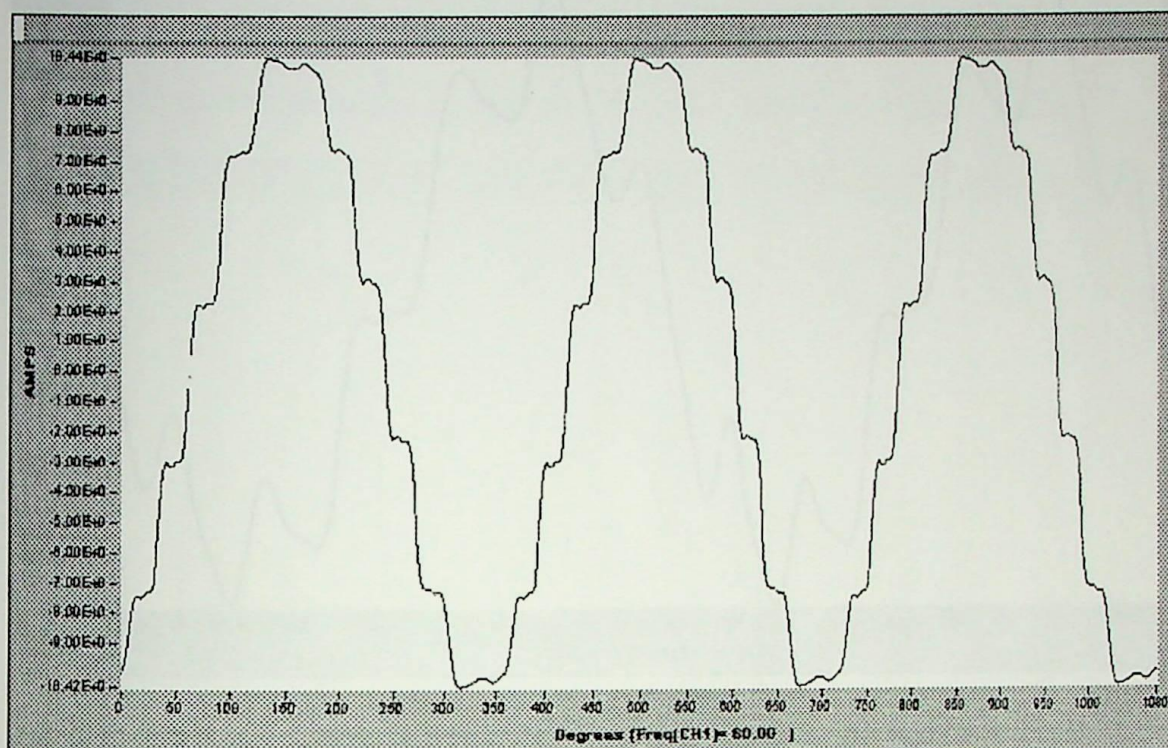


Figura 4.64 – Corrente da fase B – Conversor 12 pulsos – Arranjo convencional.

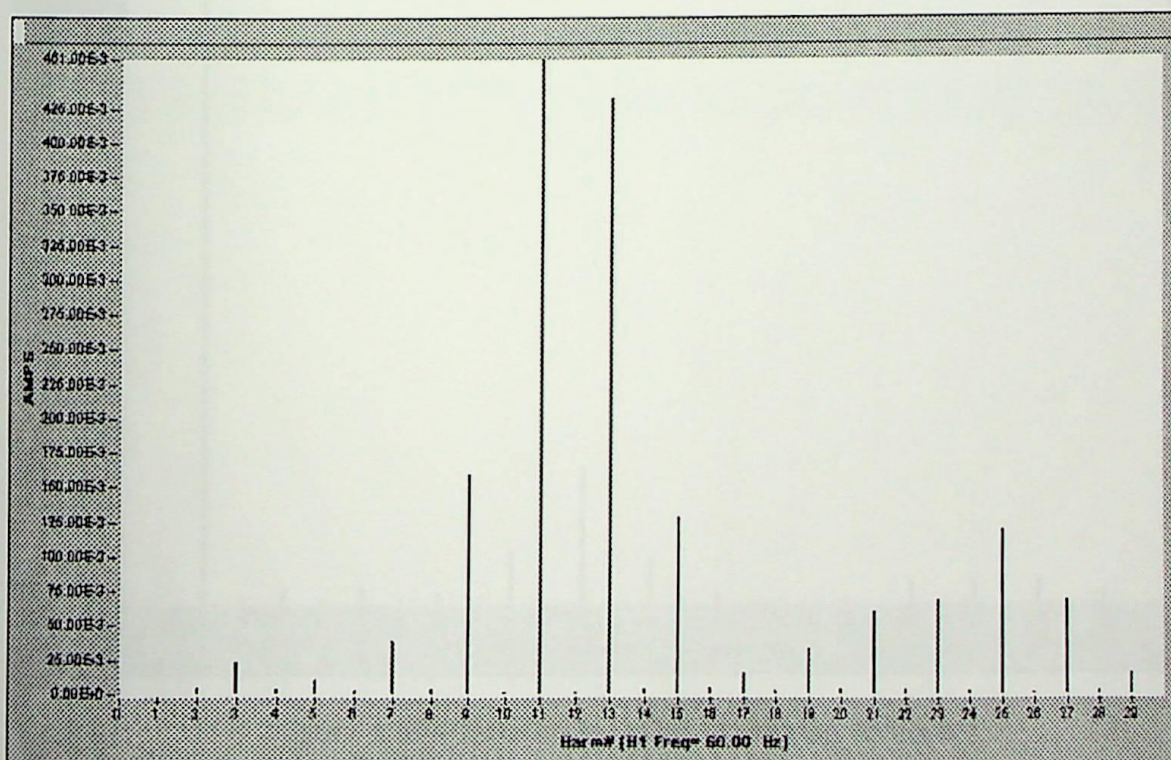


Figura 4.65 – Harmônicos da corrente de entrada do conversor 12 pulsos.  
usando o arranjo convencional .

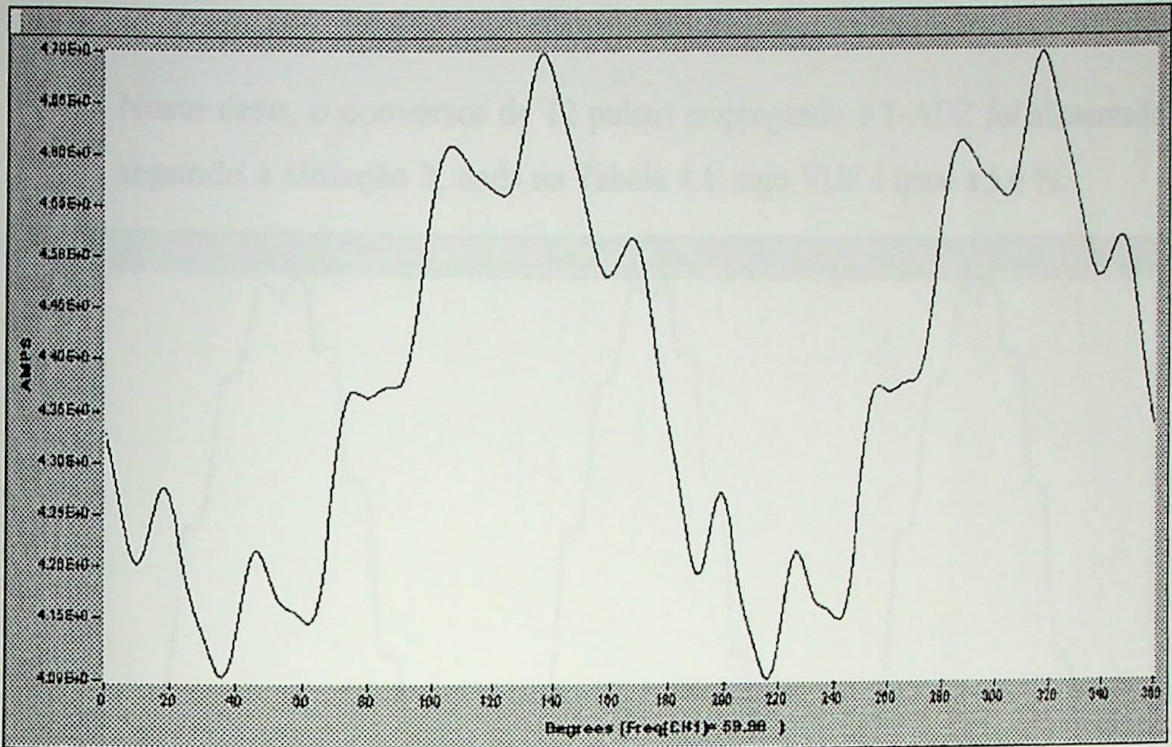


Figura 4.66 – Corrente retificada – Conversor 12 pulsos – Arranjo convencional.

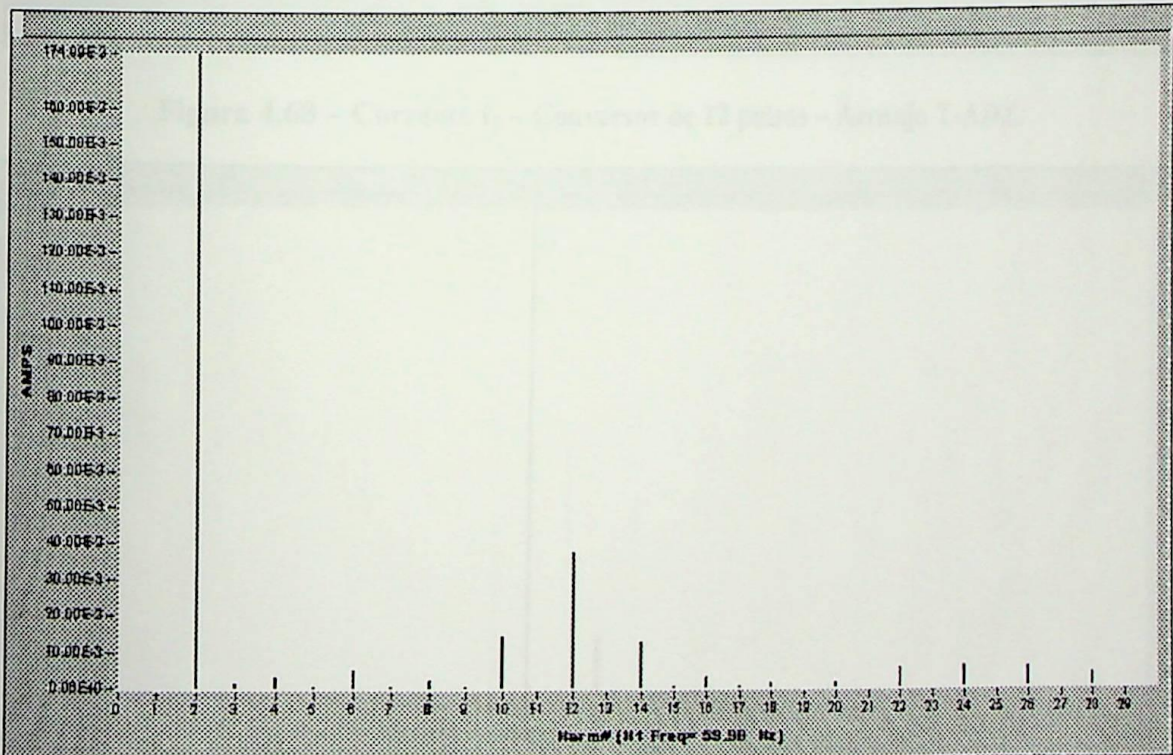


Figura 4.67 – Espectro harmônico da corrente retificada  
 Conversor 12 pulsos – Arranjo convencional.

#### 4.4.3.2 - Arranjo T-ADZ

- Caso 14:

Neste caso, o conversor de 12 pulsos empregando o T-ADZ foi alimentado segundo a situação 3, dada na Tabela 4.1, cujo VUF é igual a 5,6 %.

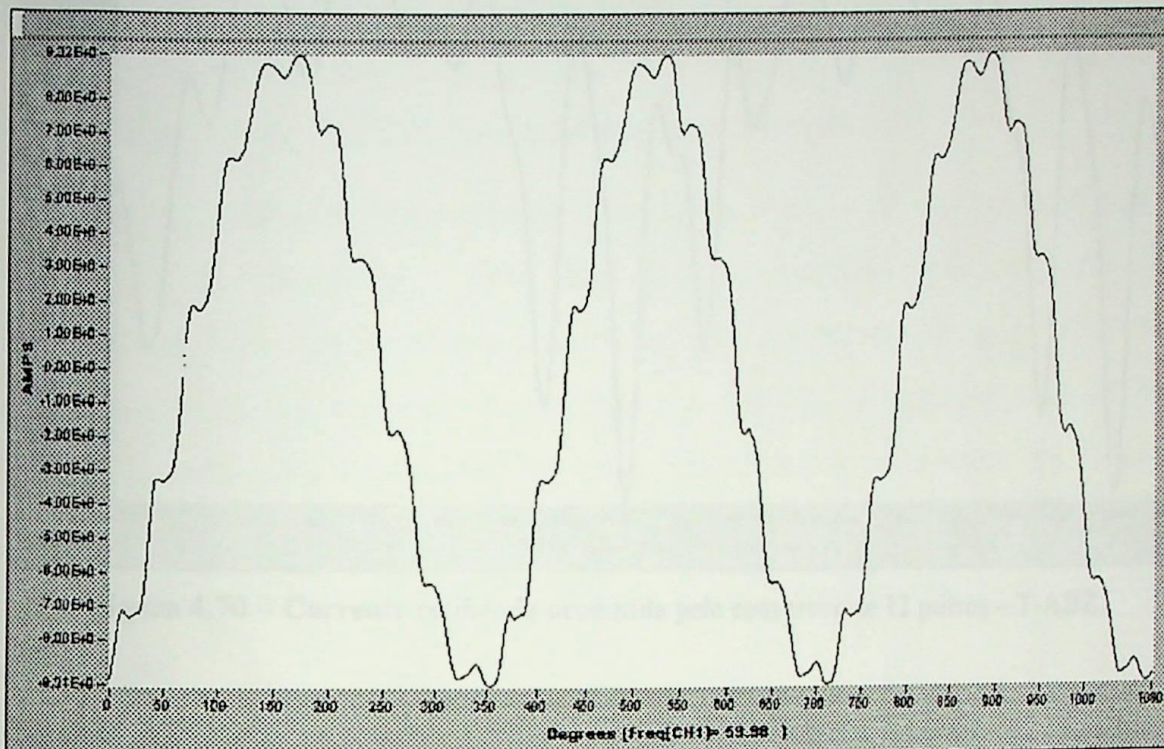


Figura 4.68 – Corrente  $I_B$  – Conversor de 12 pulsos – Arranjo T-ADZ.

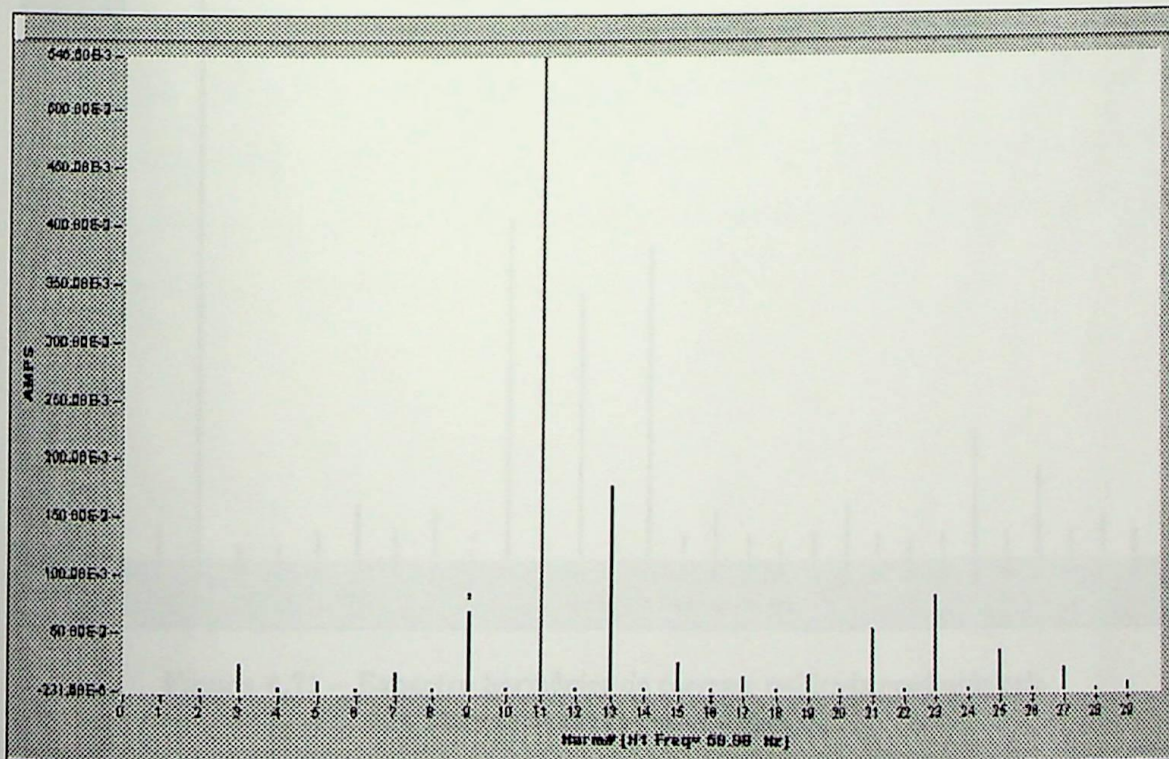


Figura 4.69 – Espectro harmônico de  $I_B$  – Conversor de 12 pulsos – Arranjo T-ADZ.

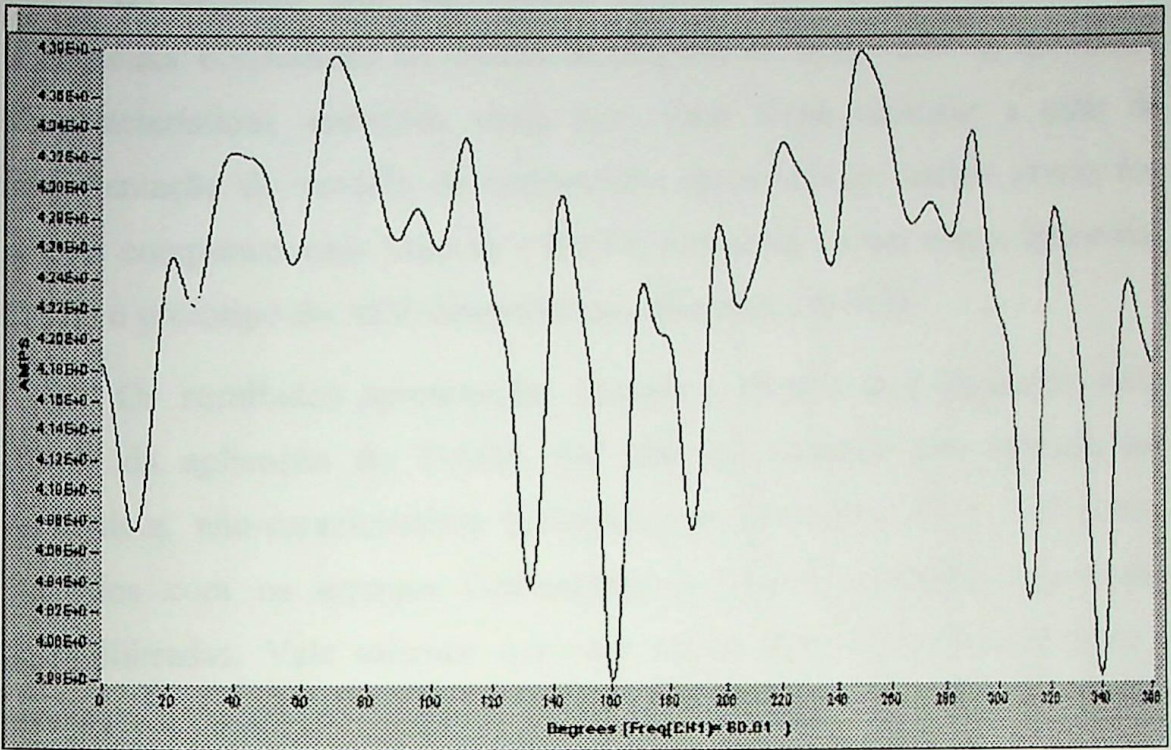


Figura 4.70 – Corrente retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos – T-ADZ.

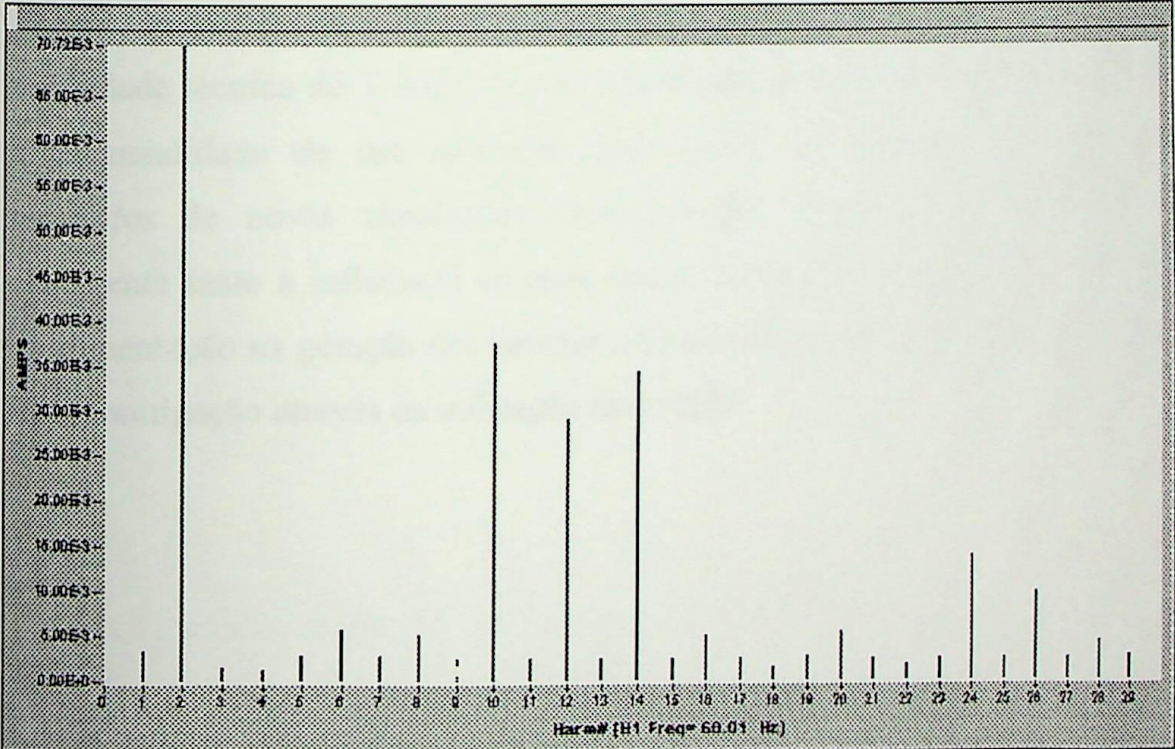


Figura 4.71 – Espectro harmônico da corrente retificada produzida pelo conversor de 12 pulsos – T-ADZ.

#### 4.5 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

O capítulo ora apresentado mostrou simulações computacionais e laboratoriais conduzidas no âmbito da proposta do compensador de harmônicos não-característicos enfocada nesta tese. Estas foram realizadas a partir da implementação do modelo do compensador apresentado no capítulo anterior nos pacotes computacionais MatLab e EMTP, bem como em um arranjo laboratorial usando o protótipo do ADZ disponível nos laboratórios da EFEI.

Os resultados apresentados mostram a eficácia da compensação obtida através da aplicação do T-ADZ. Isto pôde ser verificado pela mitigação dos harmônicos não-característicos produzidos por conversores de 6 e 12 pulsos, montados com os arranjos Convencional e T-ADZ, alimentados com tensões desequilibradas. Vale salientar que estas tensões foram selecionadas de forma a abranger a condição ideal e alguns casos relatados na literatura técnica, subdivididos em situações de acordo com as limitações próprias do protótipo disponível.

O próximo capítulo traz um estudo focado exclusivamente na verificação da viabilidade técnica do T-ADZ, o qual possibilitará observar com maior propriedade a potencialidade de sua aplicação. Este estudo foi conduzido com base nos resultados de novas simulações computacionais e laboratoriais, verificando-se claramente tanto a influência do grau, quanto do tipo do desequilíbrio das tensões de alimentação na geração dos harmônicos não-característicos, bem como a eficácia de sua mitigação através da utilização do T-ADZ.

## Capítulo 5

# *VIABILIDADE TÉCNICA DO T-ADZ*

### 5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os resultados de simulações computacionais e laboratoriais apresentados no capítulo anterior mostram, a princípio, a eficácia do T-ADZ, compensando os desequilíbrios da rede de alimentação de conversores de 6 e 12 pulsos, dada a conseqüente mitigação dos harmônicos não-característicos gerados pelo conversor.

Aproveitando estes resultados, bem como os fundamentos e os modelos empregados anteriormente, este capítulo tem por meta conduzir um estudo da viabilidade técnica do mesmo ao focar o comportamento de conversores de potência operando com condições desequilibradas da rede de alimentação, mostrando o impacto causado pela utilização do T-ADZ em comparação com a topologia convencional de alimentação de conversores.

Este estudo executa uma investigação acerca da influência do grau do desequilíbrio e do tipo do mesmo sob a ótica dos harmônicos não-característicos gerados por estes. Isto significa que, além do valor intrínseco do desequilíbrio, analisar-se-á a influência do tipo do mesmo, ou seja, se decorrentes de variações na amplitude, no ângulo de fase ou ambos.

### 5.2 – METODOLOGIA DE ANÁLISE

A metodologia empregada nesta investigação consiste na avaliação da influência dos desequilíbrios de tensão na geração de harmônicos não-característicos na corrente de entrada, produzidos por conversores de 12 pulsos, uma vez que esta é a principal conseqüência originada pelos conversores sob esta condição. Ressalta-se que estes não possuem quaisquer restrições quanto à sua

operação intrínseca. Logo, o foco de análise será voltado à minimização desses harmônicos no sistema elétrico.

Neste sentido, a investigação foi concebida de maneira a abranger o maior número e diversidade de situações possíveis para os desequilíbrios de tensão presentes no sistema elétrico. Logo, os casos simulados foram divididos em dois grupos: o primeiro, considerando-se o fator de desequilíbrios de tensão (VUF) variável e o segundo, considerando diversos tipos de desequilíbrios, contudo, mantendo-se o VUF constante.

Por conseguinte, consegue-se avaliar a influência tanto do grau quanto do tipo de desequilíbrio de tensão e, principalmente, a potencialidade do compensador T-ADZ em face do efeito mitigador alcançado na sua aplicação.

## 5.2.1 – SITUAÇÕES SIMULADAS

### 5.2.1.1 – Desequilíbrios de Tensão com VUF Variável

Com o intuito de se verificar o comportamento do compensador T-ADZ na alimentação de conversores de 12 pulsos quando a rede apresenta desequilíbrios de tensão com VUF variável, ou seja, com diferentes amplitudes, foram relacionadas as seguintes situações de desequilíbrios de tensão, publicados por Rashid e Maswood [Ra88], e que estão apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Tensões fase-neutro com VUF variável.

SITUAÇÃO	TENSÕES			VUF [%]
	$\dot{V}_{AN}$	$\dot{V}_{BN}$	$\dot{V}_{CN}$	
1	$1 \angle 0^\circ$	$1 \angle 240^\circ$	$1 \angle 120^\circ$	0
2	$1 \angle 0^\circ$	$1,01 \angle 240^\circ$	$0,95 \angle 120^\circ$	1,9
3	$1 \angle 0^\circ$	$1 \angle 240^\circ$	$0,9 \angle 120^\circ$	3,5
4	$1 \angle 0^\circ$	$0,863 \angle 240^\circ$	$0,861 \angle 120^\circ$	5,0
5	$1 \angle 0^\circ$	$1,06 \angle 240^\circ$	$1,2 \angle 120^\circ$	5,5
6	$1 \angle 0^\circ$	$1,1 \angle 240^\circ$	$1,4 \angle 120^\circ$	10,3
7	$1 \angle 0^\circ$	$1,13 \angle 240^\circ$	$1,55 \angle 120^\circ$	13,5
8	$1 \angle 0^\circ$	$1,1 \angle 240^\circ$	$1,9 \angle 120^\circ$	21,3

A simulação dessas situações permitiu avaliar o comportamento de cada harmônico de corrente do lado CA produzidos pelo conversor, excetuando-se os característicos, operando sob as condições estipuladas em cada situação, em função do valor do VUF. Estes resultados estão expostos nas Figuras 5.1 a 5.4, a seguir.

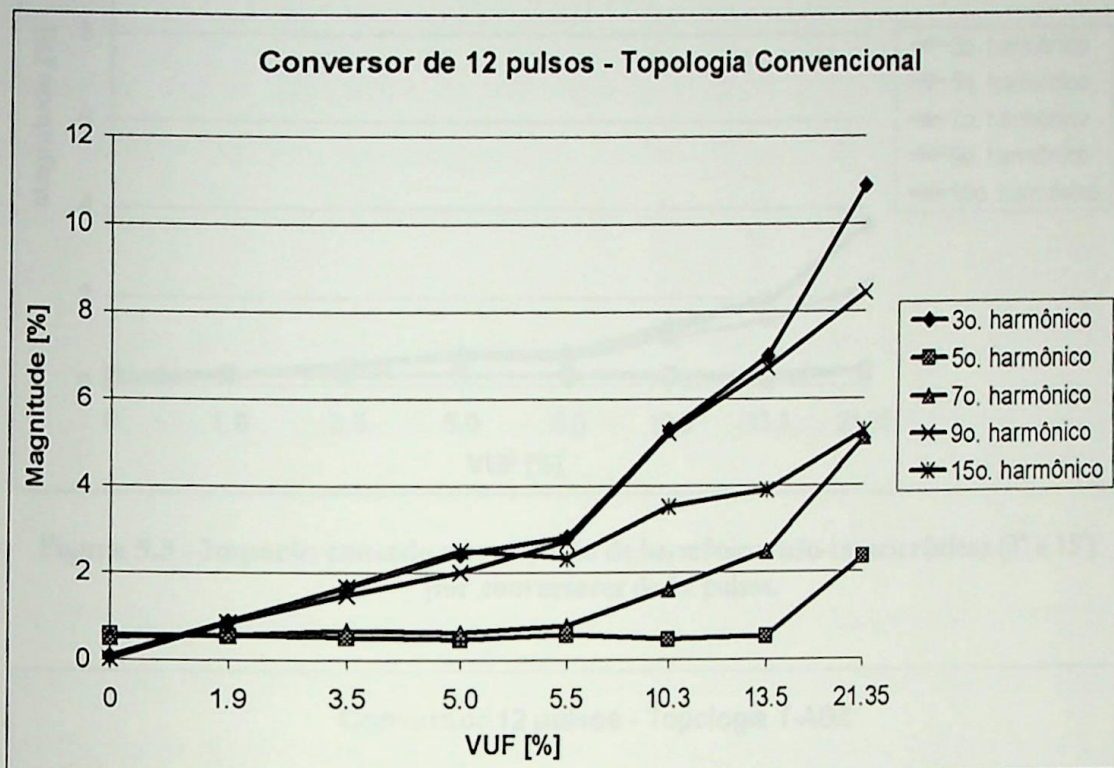


Figura 5.1 – Comportamento de harmônicos não-característicos (3º a 15º) produzidos por conversores de 12 pulsos em função do VUF.

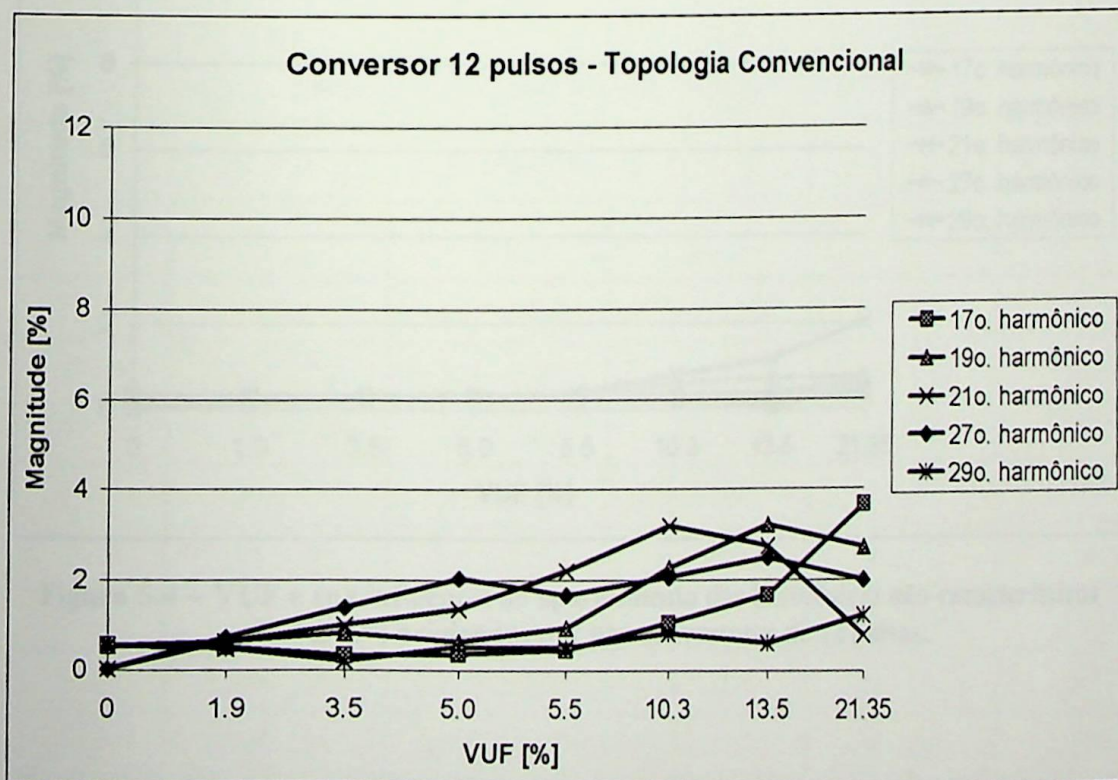


Figura 5.2 – Influência do VUF na geração de harmônicos não-característicos (17º a 29º) produzidos por conversores de 12 pulsos.

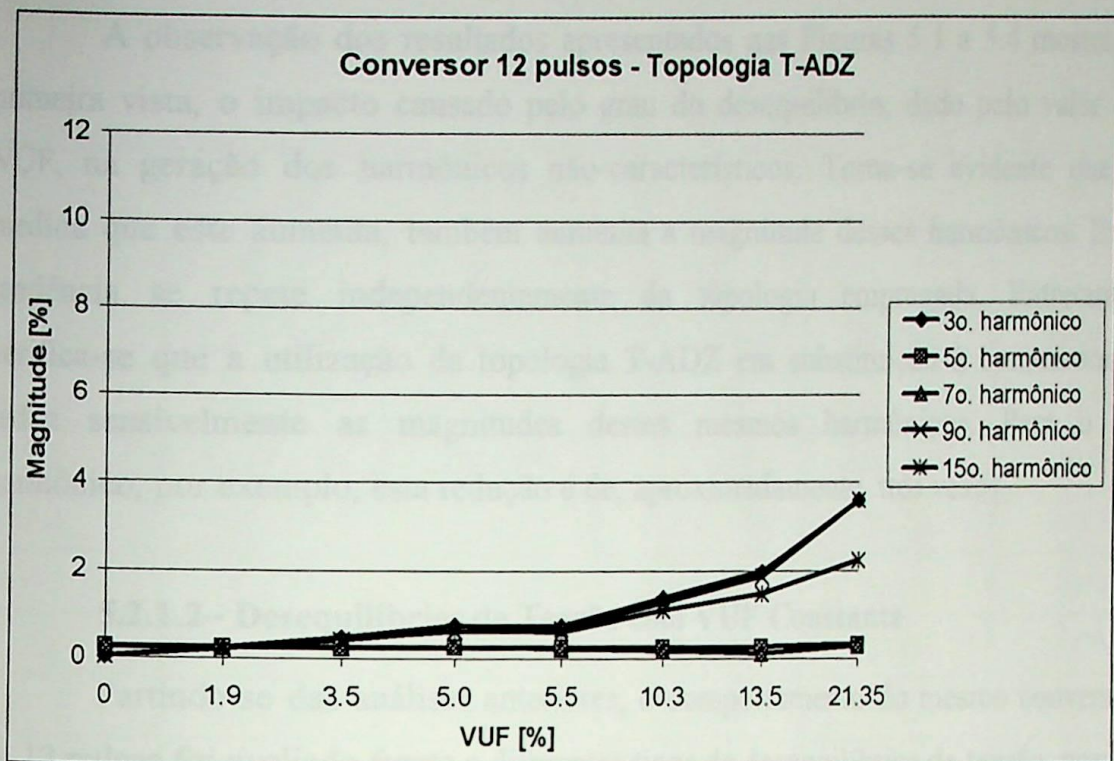


Figura 5.3 – Impacto causado na produção de harmônicos não-característicos (3° a 15°) por conversores de 12 pulsos.

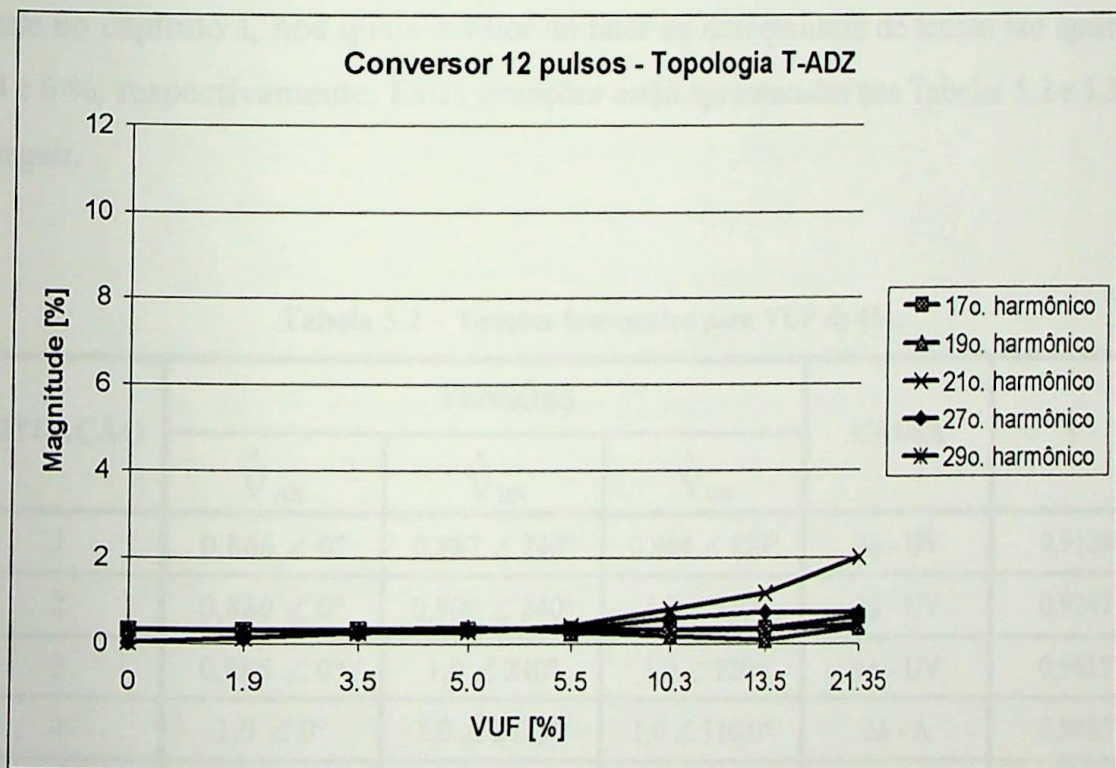


Figura 5.4 – VUF e sua influência no aparecimento dos harmônicos não-característicos (17° a 29°) originados por por conversores de 12 pulsos.

A observação dos resultados apresentados nas Figuras 5.1 a 5.4 mostra, à primeira vista, o impacto causado pelo grau do desequilíbrio, dado pelo valor do VUF, na geração dos harmônicos não-característicos. Torna-se evidente que à medida que este aumenta, também aumenta a magnitude desses harmônicos. Esta tendência se repete independentemente da topologia empregada. Entretanto, verifica-se que a utilização da topologia T-ADZ em substituição à convencional reduz sensivelmente as magnitudes destes mesmos harmônicos. Para o 5º harmônico, por exemplo, esta redução é de, aproximadamente, três vezes.

### 5.2.1.2– Desequilíbrios de Tensão com VUF Constante

Partindo-se das análises anteriores, o comportamento do mesmo conversor de 12 pulsos foi avaliado frente a diferentes tipos de desequilíbrios de tensão, porém de mesma intensidade, ou seja, com o mesmo valor de VUF. Neste sentido, foram considerados os casos utilizados por Lee [Le98][Le99] e mencionados no estado da arte no capítulo I, nos quais o valor do fator de desequilíbrio de tensão são iguais a 4 e 6 %, respectivamente. Estas situações estão apresentadas nas Tabelas 5.2 e 5.3, a seguir.

Tabela 5.2 – Tensões fase-neutro para VUF de 4%.

SITUAÇÃO	TENSÕES			CAUSA	V <sup>+</sup>
	$\dot{V}_{AN}$	$\dot{V}_{BN}$	$\dot{V}_{CN}$		
1	0,866 $\angle$ 0°	0,887 $\angle$ 240°	0,984 $\angle$ 120°	3 $\phi$ - UV	0,9124
2	0,880 $\angle$ 0°	0,900 $\angle$ 240°	1,0 $\angle$ 120°	2 $\phi$ - UV	0,9267
3	0,885 $\angle$ 0°	1,0 $\angle$ 240°	1,0 $\angle$ 120°	1 $\phi$ - UV	0,9615
4	1,0 $\angle$ 0°	1,0 $\angle$ 231,9°	1,0 $\angle$ 116,0°	2 $\phi$ - A	0,9983
5	1,0 $\angle$ 0°	1,0 $\angle$ 240°	1,0 $\angle$ 113,1°	1 $\phi$ - A	0,9984
6	1,125 $\angle$ 0°	1,0 $\angle$ 240°	1,0 $\angle$ 120°	1 $\phi$ - OV	1,0417
7	1,149 $\angle$ 0°	1,089 $\angle$ 240°	1,0 $\angle$ 120°	2 $\phi$ - OV	1,0792
8	1,167 $\angle$ 0°	1,10 $\angle$ 240°	1,016 $\angle$ 120°	3 $\phi$ - OV	1,0943

Tabela 5.3 – Tensões fase-neutro para um VUF de 6%.

SITUAÇÃO	TENSÕES			CAUSA	V <sup>*</sup>
	$\dot{V}_{AN}$	$\dot{V}_{BN}$	$\dot{V}_{CN}$		
1	0,813 $\angle$ 0°	0,844 $\angle$ 240°	0,984 $\angle$ 120°	3 $\phi$ - UV	0,8802
2	0,827 $\angle$ 0°	0,855 $\angle$ 240°	1 $\angle$ 120°	2 $\phi$ - UV	0,8940
3	0,829 $\angle$ 0°	1 $\angle$ 240°	1 $\angle$ 120°	1 $\phi$ - UV	0,9434
4	1 $\angle$ 0°	1 $\angle$ 227,7°	1 $\angle$ 113,9°	2 $\phi$ - A	0,9962
5	1 $\angle$ 0°	1 $\angle$ 240°	1 $\angle$ 109,7°	1 $\phi$ - A	0,9964
6	1,191 $\angle$ 0°	1 $\angle$ 240°	1 $\angle$ 120°	1 $\phi$ - OV	1,0638
7	1,232 $\angle$ 0°	1,139 $\angle$ 240°	1 $\angle$ 120°	2 $\phi$ - OV	1,1237
8	1,252 $\angle$ 0°	1,151 $\angle$ 240°	1,016 $\angle$ 120°	3 $\phi$ - OV	1,1395

onde:

- 1 $\phi$  - UV - queda de tensão em uma fase;
- 2 $\phi$  - UV - queda de tensão em duas fases;
- 3 $\phi$  - UV - queda de tensão diferente para cada fase;
- 1 $\phi$  - OV - elevação de tensão em uma fase;
- 2 $\phi$  - OV - elevação de tensão em duas fases;
- 3 $\phi$  - OV - elevação de tensão diferente para cada fase;
- 1 $\phi$  - A - defasagem angular diferente para uma fase;
- 2 $\phi$  - A - defasagem angular diferente para duas fases.

Contudo, objetivando as análises que vêm sendo conduzidas, os resultados são expressos em função do valor da tensão de seqüência positiva ao invés do valor do VUF. Isto permite que seja avaliado a influência do tipo de desequilíbrio e não da sua intensidade.

Os resultados obtidos a partir das simulações das situações definidas na Tabela 5.3, estão apresentados nas Figuras 5.5 a 5.8, a seguir.

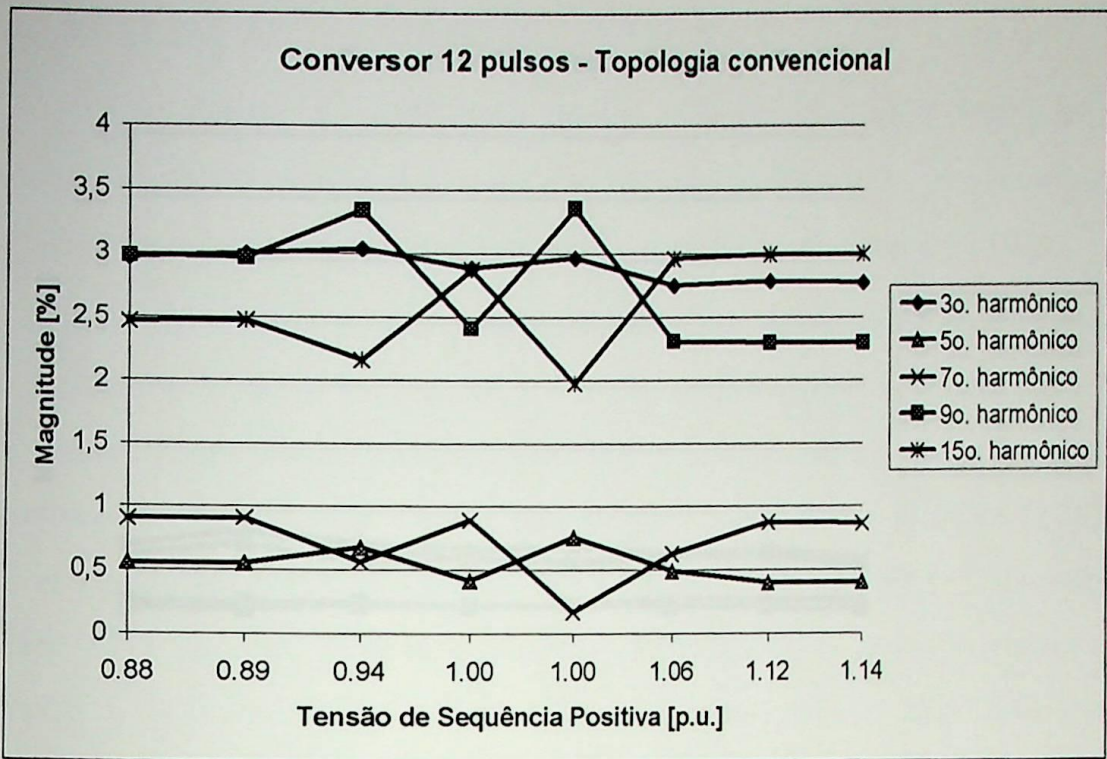


Figura 5.5 – Tipo de desequilíbrio e seu impacto na geração de harmônicos não-característicos (3° a 15°) produzidos por conversores de 12 pulsos.

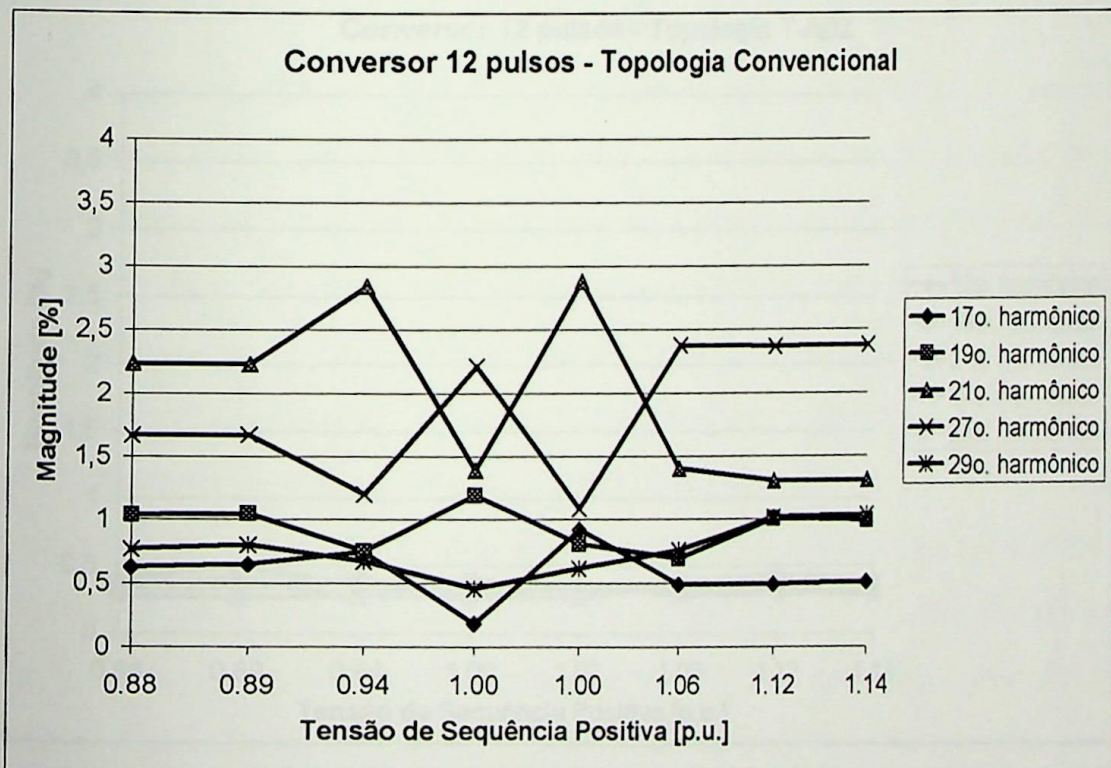


Figura 5.6 – Influência do tipo de desequilíbrio na magnitude de harmônicos não-característicos (17° a 29°) produzidos por conversores de 12 pulsos.

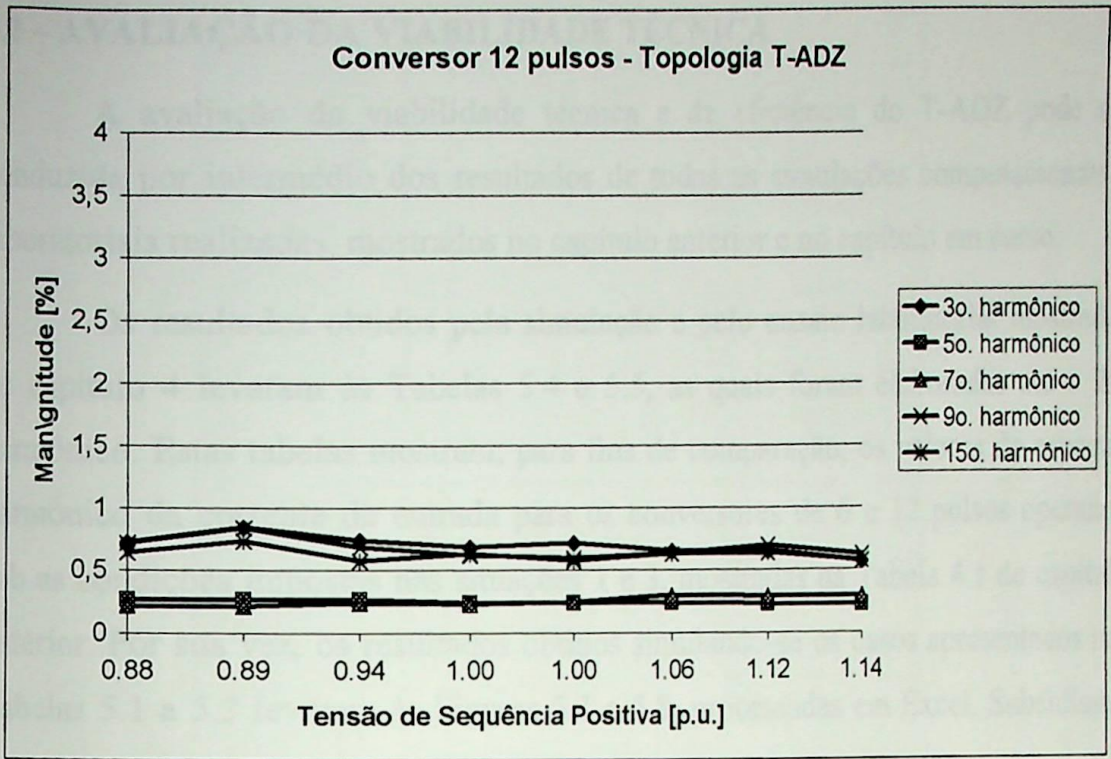


Figura 5.7 – Harmônicos não-característicos (3<sup>o</sup> a 15<sup>o</sup>) produzidos por conversores de 12 pulsos e sua relação com o tipo de desequilíbrio de tensão.

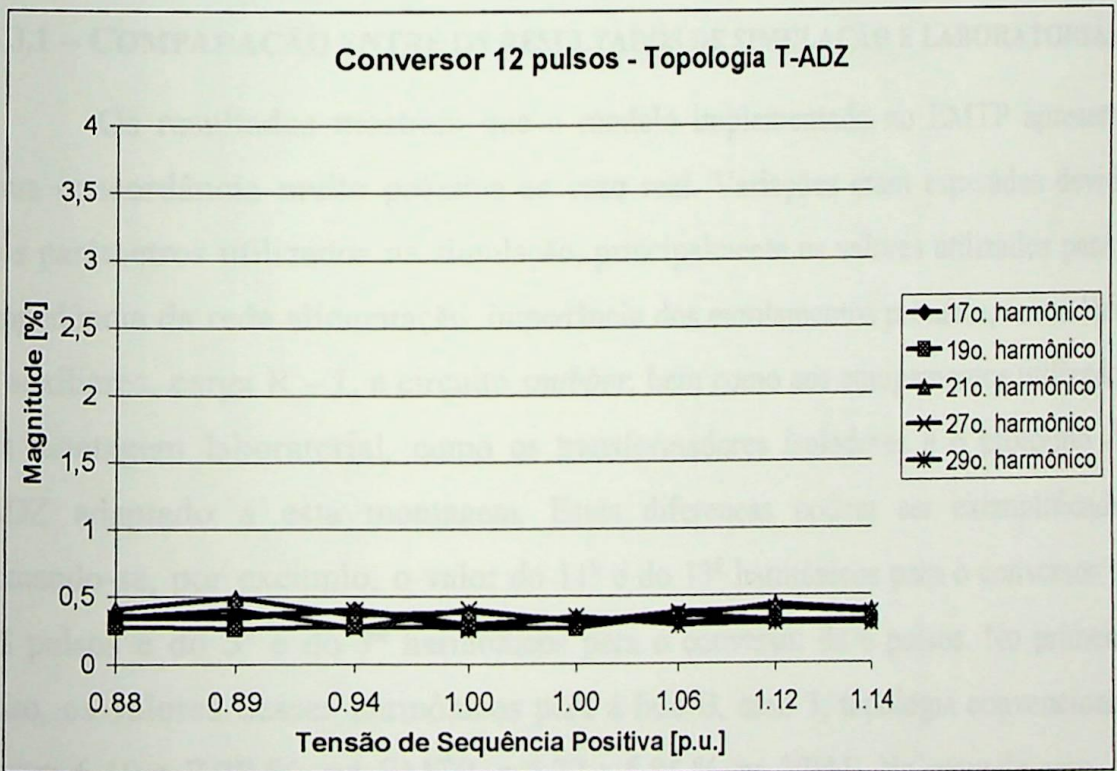


Figura 5.8 – Produção de harmônicos não-característicos (17<sup>o</sup> a 29<sup>o</sup>) por conversores de 12 pulsos em função do tipo de desequilíbrio de tensão.

### 5.3 – AVALIAÇÃO DA VIABILIDADE TÉCNICA

A avaliação da viabilidade técnica e da eficiência do T-ADZ pode ser conduzida por intermédio dos resultados de todas as simulações computacionais e laboratoriais realizadas, mostrados no capítulo anterior e no capítulo em curso.

Os resultados obtidos pela simulação e pelo ensaio laboratorial mostrados no capítulo 4 levaram às Tabelas 5.4 e 5.5, as quais foram elaboradas até o 29º harmônico. Estas tabelas mostram, para fins de comparação, os valores do espectro harmônico da corrente de entrada para os conversores de 6 e 12 pulsos operando sob as condições impostas nas situações 1 e 3, mostradas na Tabela 4.1 do capítulo anterior. Por sua vez, os resultados obtidos simulando-se os casos apresentados nas Tabelas 5.1 a 5.3 levaram às Figuras 5.1 a 5.8, processadas em Excel. Subsidiadas por estas informações, estas análises estão apresentadas a seguir.

#### 5.3.1 – COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E LABORATORIAIS

Os resultados mostram que o modelo implementado no EMTP apresenta uma concordância muito próxima ao caso real. Variações eram esperadas devido aos parâmetros utilizados na simulação, principalmente os valores utilizados para a impedância da rede alimentação, impedância dos enrolamentos primário, secundário e auxiliares, carga R – L e circuito *snubber*, bem como aos equipamentos utilizados na montagem laboratorial, como os transformadores isoladores e o protótipo do ADZ adaptado a esta montagem. Estas diferenças podem ser exemplificadas tomando-se, por exemplo, o valor do 11º e do 13º harmônicos para o conversor de 12 pulsos e do 5º e do 7º harmônicos para o conversor de 6 pulsos. No primeiro caso, os valores desses harmônicos para a fase B, caso 3, topologia convencional, foram 6,19 e 7,29 %, no EMTP, e 6,22 e 5,84 %, no VPAS. No segundo caso, os valores encontrados para a fase B, caso 3, topologia T-ADZ, foram 20,17 e 12,40 %, no EMTP, e 19,54 e 8,14 %, no VPAS.

Tabela 5.4 - Análise harmônica da corrente de entrada dos conversores de 12 pulsos e de 6 pulsos, alimentado pelos arranjos convencional e T-ADZ - EMTP - Situação 3.

S1 - Situação 1:  $\vec{V}_A = 1 \angle 0^\circ$  ;  $\vec{V}_B = 1 \angle 240^\circ$  ;  $\vec{V}_C = 1 \angle 120^\circ$

S3 - Situação 3:  $\vec{V}_A = 0,88 \angle 0^\circ$  ;  $\vec{V}_B = 1,06 \angle 240^\circ$  ;  $\vec{V}_C = 1,0 \angle 120^\circ$

	12 pulsos												6 pulsos					
	CONVENCIONAL						T-ADZ						CONVENCIONAL			T-ADZ		
	S1	S3			S1	S3			S1	S3			S1	S3				
	A=B=C	A	B	C	A=B=C	A	B	C	A=B=C	A	B	C	A=B=C	A	B	C		
VUF	0	5.4%			0	5.4%			0	5.4%			0	5.4%				
THD	8.67	12.96	11.18	11.88	9.68	9.86	9.70	9.70	28.30	30.27	20.2	28.29	26.71	26.67	26.67	26.63		
3°	<1	1.47	1.71	1.71	<1	<1	<1	<1	<1	1.71	3.42	4.36	<1	<1	<1	<1		
5°	<1	1.19	<1	<1	<1	<1	<1	<1	20.76	23.78	17.96	19.92	20.23	18.35	20.17	20.12		
7°	<1	<1	1.24	<1	<1	<1	<1	<1	12.95	10.54	13.97	13.26	12.40	10.86	12.40	12.49		
9°	<1	3.22	1.99	2.54	<1	<1	<1	<1	<1	2.08	2.86	4.69	<1	<1	<1	<1		
11°	8.62	10.54	6.19	7.61	7.60	8.20	7.35	7.33	8.74	10.82	6.46	7.49	8.12	7.44	8.11	8.00		
13°	6.56	3.68	7.29	6.87	5.47	4.81	5.72	5.80	6.61	4.28	7.44	6.37	6.00	5.15	6.01	6.09		
15°	<1	1.63	2.50	1.91	<1	<1	<1	<1	<1	1.8	2.64	4.26	<1	<1	<1	<1		
17°	<1	1.19	<1	1.00	<1	<1	<1	<1	5.12	6.67	3.27	3.82	4.40	4.05	4.40	4.28		
19°	<1	<1	1.34	1.14	<1	<1	<1	<1	4.20	2.07	4.65	3.54	3.48	2.90	3.50	3.53		
21°	<1	2.50	<1	1.69	<1	<1	<1	<1	<1	1.59	2.28	3.64	<1	<1	<1	<1		
23°	3.0	3.40	1.32	2.10	1.64	1.84	1.60	1.50	3.38	4.38	2.05	2.13	2.60	2.38	2.60	2.49		
25°	2.45	0.20	2.50	2.38	1.16	0.84	1.34	1.31	2.83	1.22	2.94	1.94	2.01	1.61	2.04	2.06		
27°	<1	1.1	1.85	1.04	<1	<1	<1	<1	<1	1.38	1.82	2.93	<1	<1	<1	<1		
29°	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	<1	2.31	2.88	1.56	1.28	1.51	1.37	1.51	1.41		



Há que se ressaltar, ainda, que a montagem experimental está longe de ser a ideal. Neste estudo, foi realizada, pura e simplesmente, com o intuito de mostrar a viabilidade da proposta apresentada aplicando-se o protótipo do ADZ que se encontra disponível nos laboratórios da EFEI.

Portanto, observa-se que os resultados obtidos com o modelo adotado no EMTP pode avaliar adequadamente o desempenho do compensador proposto neste trabalho, servindo de base para simular as mais variadas situações, mesmo aquelas em que o desequilíbrio é mais severo como, por exemplo, os casos 4 a 6, descritos no capítulo 4.

### 5.3.2 – TOPOLOGIA CONVENCIONAL VERSUS TOPOLOGIA T-ADZ

Através dos resultados encontrados, observa-se que o T-ADZ, atua eficazmente, reduzindo o desequilíbrio das tensões de alimentação dos conversores e, conseqüentemente, minimizando os harmônicos não-característicos tanto da corrente de linha, que seriam injetados no sistema elétrico, quanto da tensão retificada, que provocam distorção na tensão de alimentação da carga. Isto pode ser comprovado tanto pelos resultados de simulação e laboratoriais nas análises efetuadas no capítulo 4, quanto pelas simulações mostradas neste capítulo.

As Tabelas 5.4 e 5.5 mostram, para os conversores de 6 pulsos, visíveis reduções na amplitudes dos harmônicos da corrente do lado CA de ordem 3, 9, 15, 21 e 27. O mesmo efeito foi encontrado nos resultados emitidos pelo VPAS. Já para os conversores de 12 pulsos, esta ação mitigadora fica mais evidente nos resultados obtidos em EMTP para o 3º, 5º, 7º, 9º, 15º, 17º, 19º, 21º, 27º, e 29º harmônicos.

Estas observações também são válidas para os resultados laboratoriais emitidos pelo VPAS, principalmente para o nono, décimo quinto e vigésimo primeiro harmônicos produzidos pelo conversor de 12 pulsos alimentados com as tensões definidas na situação 3, mostradas nas Tabelas 5.4 e 5.5.

Além disto, os resultados mostram diferenças nos valores obtidos para as diversas fases do sistema. Isto era esperado, uma vez na metodologia concebida para a determinação dos tapes e do coeficientes de polaridade do compensador

considera-se que o sistema poderá ser desequilibrado dentro do limite definido pela normatização vigente.

As Figuras 5.1 a 5.8 também permitem observar a mitigação ocorrida após a utilização do T-ADZ como transformador alimentador do conversor de potência. Seja em função do grau de desequilíbrio do sistema, seja em função do tipo de desequilíbrio aplicado. Em ambos os casos pôde-se verificar a atenuação dos diversos harmônicos produzidos pelo conversor em análise. Ademais, destas figuras pode-se ainda concluir que:

- com VUF variável, a magnitude dos harmônicos não-característicos da corrente de entrada são sempre maiores à medida que se aumenta o valor do VUF, independentemente da topologia adotada para o conversor. Contudo, mesmo não estando representados nestas figuras, os harmônicos característicos não seguem esta tendência. Mesmo assim, observa-se que as amplitudes dos mesmos são diferentes de acordo com a topologia adotada na alimentação do conversor, sendo menores para o T-ADZ.

Como exemplo deste comportamento, o 3<sup>o</sup> harmônico apresenta uma redução aproximada de 11 % para 3,6 % nos desequilíbrios mais severos (VUF = 21,4 %). Isto denota sua eficiência minimizando primeiramente o desequilíbrio e, por conseguinte, os harmônicos não-característicos;

- com VUF constante, o comportamento da geração harmônica, independentemente da topologia adotada, não é influenciado pelo tipo de desequilíbrio, apresentando um comportamento aproximadamente uniforme. De qualquer forma, o mesmo efeito mitigador descrito anteriormente pôde ser verificado, pois o valor das amplitudes dos diversos harmônicos diminuiu com a utilização da topologia T-ADZ. Isto mostra, novamente, a ação eficaz do compensador de desequilíbrios através da atenuação dos harmônicos produzidos pelo conversor;
- com relação à aplicação do T-ADZ na correção de desequilíbrios de tensão, observa-se que sempre há a mitigação dos harmônicos não-característicos da

corrente de linha, para ambos os casos avaliados – VUF constante e variável. No caso específico dos harmônicos homopolares, esta redução da amplitude harmônica é maior, estando diretamente relacionada com o valor do desequilíbrio de tensão associado.

Em relação aos harmônicos produzidos na tensão CC pelo conversor, os resultados das simulações mostrados no capítulo 4 também indicam uma eficaz mitigação dos harmônicos não-característicos, principalmente do 2º harmônico, cujo efeito é o mais pronunciado na deterioração da tensão retificada. Isto pode ser observado tanto para os conversores de 6 quanto para os conversores de 12 pulsos.

Logo, a partir das constatações anteriores, conclui-se que a utilização do T-ADZ reduz fortemente o conteúdo dos harmônicos não-característicos tanto da corrente de linha, quanto da tensão retificada, promovendo a melhoria significativa da qualidade da energia elétrica nos lados CA e CC do conversor, constituindo-se em uma alternativa viável tecnicamente.

### 5.3.3 – A EFICÁCIA DO T-ADZ COMPARADO A OUTRAS SOLUÇÕES

A utilização do T-ADZ como compensador de desequilíbrios de tensão, bem como mitigador de harmônicos não-característicos quando aplicado a conversores de potência, pode ser comparada com as diversas outras soluções para estes mesmos problemas disponíveis na literatura técnica, já apresentadas no capítulo 2.

Em relação às soluções clássicas, observa-se inicialmente a necessidade de dois equipamentos para se alcançar alterações no módulo e/ou ângulo de fase das tensões ao invés de um único equipamento, como é o caso do ADZ. Desta forma, verifica-se que, como consequência, o T-ADZ possui uma versatilidade maior. Dada a sua topologia, estas alterações são introduzidas simultaneamente nas três fases por um único equipamento.

Outras soluções vêm sendo apresentadas nos últimos anos, baseadas, principalmente, na aplicação de eletrônica de potência, seja na forma de compensadores universais de QEE, inversores e filtros ativos. Estas tratam, na

maioria das vezes, o desequilíbrio como um problema adicional a ser tratado na solução, contudo, em seus esquemas são necessários igualmente dois transformadores, um série e outro em derivação. Apesar de não ser generalista, a não ser quando alimentando conversores de potência, o T-ADZ constitui-se em uma abordagem completamente nova e, como visto, altamente eficaz naquilo que se propõe.

Tratando-se especificamente de soluções para conversores em redes desequilibradas, verifica-se que, por um lado, não há a necessidade de qualquer alteração na operação dos conversores. Isto significa ser passível a utilização de um controle menos sofisticado, por exemplo o controle equidistante no disparo dos tiristores, em conjunto com o controle do compensador em detrimento ao controle mais sofisticado, como o controle individual de pulsos de disparo proposto por Ngandui [Ng96][Ng97].

Por outro lado, devido à própria concepção e às características construtivas do compensador T-ADZ, fica patente a necessidade desta solução ser implementada em conjunto com um sistema de comutação de tapes, rápido e robusto o suficiente, para que este compensador opere convenientemente. Sob o ponto de vista técnico e econômico, tem-se aí uma condição *sine qua non* para o sucesso de sua aplicação em larga escala no sistema elétrico.

Por fim, estes resultados comprovam a viabilidade técnica do T-ADZ na compensação de desequilíbrios de tensão, sendo uma alternativa à alimentação principalmente de sistemas conversores em redes desequilibradas, na medida em que também se concretiza como solução eficaz na mitigação de harmônicos não-característicos que, conforme dito anteriormente, trazem sérias conseqüências para o sistema elétrico.

## 5.4 – CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, a partir dos diversos resultados obtidos ao longo do trabalho, a viabilidade técnica do compensador T-ADZ foi comprovada. A metodologia aplicada neste estudo avalizou sua eficiência na compensação dos desequilíbrios de tensão do sistema elétrico através da sua aplicação na alimentação de conversores de potência. Mais especificamente, por meio da comprovação da mitigação dos harmônicos não-característicos de corrente e de tensão produzidos por estes equipamentos quando submetidos a uma rede fortemente desequilibrada. Neste sentido, foram conduzidas simulações em EMTP do comportamento apresentado pelo compensador considerando diversas situações, variando-se o grau e o tipo de desequilíbrio da rede de alimentação.

Dessa maneira, o compensador T-ADZ consolida-se como uma potencial alternativa à mitigação de harmônicos não-característicos produzidos por conversores de potência operando sob condições desequilibradas da rede de alimentação. Esta afirmação é corroborada fortemente no próximo capítulo, o qual apresenta as principais conclusões obtidas nesta tese, bem como propostas para futuros desenvolvimentos que têm neste compensador T-ADZ o seu ponto de partida.

## Capítulo 6

### *CONCLUSÕES E*

### *DESENVOLVIMENTOS FUTUROS*

#### 6.1 – CONCLUSÕES FINAIS

Face à conjuntura macroeconômica atual, onde profundas modificações vem ocorrendo no setor de Energia no Brasil, dentre estes a Energia Elétrica, o tema Qualidade da Energia Elétrica possui uma relevância ímpar em suas facetas técnicas, políticas e econômicas. Sob o enfoque técnico, um dos problemas mais importantes refere-se à Qualidade da Tensão, que envolve antigos e novos conceitos, dentre os quais podem ser destacadas as variações de tensão – os afundamentos e elevações, os harmônicos e os desequilíbrios de tensão.

Tendo como enfoque principal estes dois últimos itens, com o intuito de contribuir para a atenuação dos problemas a eles relacionados, esta tese de doutorado propõe uma alternativa à mitigação dos harmônicos não-característicos através compensação de desequilíbrios de tensão, passível de ser aplicada nos sistemas elétricos. Esta se constitui em um transformador especial que permite compensar o desequilíbrio das tensões presentes no sistema supridor e, com isto, minimizar seus efeitos, muitas vezes perniciosos, principalmente em conversores estáticos, contribuindo, de forma indiscutível e definitiva, para a mitigação dos harmônicos não-característicos produzidos por estes equipamentos quando alimentados com tensões desequilibradas. Como consequência, evita-se que estes indesejáveis harmônicos sejam injetados no sistema supridor, degradando, ainda mais, um sistema que já apresenta sua qualidade comprometida.

No contexto do trabalho ora desenvolvido, vale ressaltar, primeiramente, o fato do mesmo abordar o tema Desequilíbrios de Tensão, cuja importância no contexto da QEE vem crescendo nos últimos anos na medida em que este, antes “adormecido”, no novo contexto voltou a “incomodar”. Isto pode ser evidenciado pela quantidade de trabalhos que vêm sendo publicados nos últimos anos acerca deste assunto. Neste sentido, esta tese apresentou nos dois capítulos iniciais uma visão geral sobre este tema, fundamentada na extensa revisão bibliográfica realizada e que envolveu os conceitos, os limites, as causas, as conseqüências e as soluções associadas.

Contribuição maior deste trabalho, no capítulo 3 apresenta-se o modelo do compensador eletromagnético proposto, denominado T-ADZ, para a mitigação dos harmônicos não característicos produzidos por conversores estáticos quando submetidos a sistemas de suprimento que apresentem tensões desequilibradas. O modelo desenvolvido e mostrado neste capítulo é aplicado à alimentação de conversores de potência de 6 e 12 pulsos. Assim, este capítulo também traz as bases de sua concepção, constituídas pelo ADZ e pela aplicação deste, denominada LDUC. Contudo, para que o seu desempenho seja ótimo, foi concebida uma metodologia para a determinação dos tapes e das polaridades do T-ADZ, imprescindível para que as metas de funcionalidade, desempenho, precisão e, principalmente, simplicidade fossem cumpridas. Face à motivação desta tese e que levou à aplicação deste compensador alimentando conversores de potência, este capítulo também apresenta os seus equacionamentos básicos e o desenvolvimento da modelagem matemática desta aplicação por funções de comutação em um método freqüencial desenvolvido em [Sa88].

Os resultados desta aplicação, que demonstram sua potencialidade e eficiência na minimização dos harmônicos não-característicos gerados por um conversor de 12 pulsos empregando o T-ADZ em comparação com o mesmo conversor utilizando ao arranjo convencional, podem ser verificados no capítulo 4. Estes foram obtidos por intermédio tanto de simulações computacionais, utilizando-se os softwares MatLab e EMTP, quanto de montagens laboratoriais, empregando-se um protótipo do ADZ disponível na EFEI. Para tanto, foram selecionados um

conjunto de possíveis situações da rede de suprimento, as quais consideram desequilíbrios de diversas amplitudes. Para as diversas situações analisadas, o compensador proposto mostrou resultados plenamente satisfatórios.

Um estudo da viabilidade técnica do T-ADZ foi conduzido no capítulo 5, onde para um outro conjunto de situações, foi analisada a influência do grau e do tipo do desequilíbrio na geração de harmônicos não-característicos por conversores de 12 pulsos, além do efeito gerado pela aplicação do T-ADZ. Mostra-se, por intermédio das análises efetuadas, o aparecimento dos harmônicos não-característicos, que são injetados na rede de suprimento, e a sua conseqüente minimização ao se aplicar o T-ADZ como transformador alimentador do conversor. Ademais, juntando-se estas análises aos demais resultados obtidos ao longo do trabalho, valida-se o modelo do T-ADZ desenvolvido em EMTP e compara-se esta alternativa de mitigação com as diversas soluções que vêm sendo propostas na literatura técnica. Vale salientar que, de modo adicional, este estudo também possibilita verificar a influência do tipo e do grau do desequilíbrio no comportamento dos harmônicos não-característicos gerados pelo conversor de 12 pulsos. Conclui-se que quanto maior o grau do desequilíbrio, maior a magnitude destes harmônicos.

## **6.2 – PROPOSTA PARA DESENVOLVIMENTOS FUTUROS**

Uma vez que este trabalho não finda em si próprio, mas sim suscita o desenvolvimento de outros, relaciona-se a seguir uma série de propostas para futuros desenvolvimentos. Estas propostas ressaltam, ainda mais, a importância desta tese tanto sob a ótica da academia, dada a extensão e a qualidade dos trabalhos que podem ser concebidos a partir deste, quanto sob a ótica da indústria, em virtude da potencial aplicação deste mitigador, em uma versão comercial, nos diversos segmentos industriais e no setor elétrico. Desta forma, destacam-se as seguintes propostas:

- desenvolvimento e a implementação de um completo sistema de controle aplicado a este compensador, englobando os estágios de comutação de tapes com

dispositivos semicondutores e sistemas microprocessados, permitindo a possível utilização comercial do mesmo;

- verificação da eficácia de um modelo simplificado do T-ADZ, com um número de tapes reduzido, agregado à solução proposta por Ngandui [Ng96][Ng97], o controle de disparo individual dos tiristores. Desta maneira, o T-ADZ seria responsável por uma correção menos precisa, porém, mais ampla do desequilíbrio e o disparo individual por uma correção mais precisa, porém mais restrita em termos de faixas de correção;
- avaliação deste compensador na alimentação de motores de indução. Neste sentido, estender o modelo ora implementado em EMTP aplicando-o a motores de indução, concomitantemente a uma implementação laboratorial do modelo simulado, corroborando as análises a serem efetuadas. Pode-se, ainda, através de modelos térmicos de motores de indução, analisar o comportamento térmico do mesmo, estimando, por um lado, a sua perda de vida útil e o impacto econômico decorrente. Por outro lado, quantificar o ganho de vida útil do motor, a economia de recursos financeiros decorrente (direto e indireto) e o retorno de investimento de uma possível aplicação do T-ADZ;
- avaliação do ganho apresentado pela aplicação deste compensador face às novas definições de potência que, ainda, não estão mundialmente consolidadas. Entretanto, o fato da rede de suprimento estar desequilibrada indica que, com a atual estrutura tarifária, alguém está pagando o preço por isto – o consumidor ou a empresa de energia elétrica.
- implementar o desenvolvimento de um modelo deste compensador a ser aplicado, única e exclusivamente, a redes de distribuição, focando-se o problema do balanceamento de cargas, inerente a estes sistemas. Com isto, pode-se agregar também a este compensador a função conversão de potência, tornando sua relação custo / benefício ainda mais atrativa. Ademais, convém salientar que neste momento já estão sendo mantidos entendimentos com um grande empresa do setor elétrico para a condução conjunta desta proposta, prevendo-se inclusive a emissão de uma patente para o equipamento resultante;

- retomar o desenvolvimento de um modelo deste compensador como dispositivo FACTS, como já apresentado no XII SNPTEE, em Recife/PE, em 1993 [Ab93], dada a versatilidade apresentada no controle independente das tensões de cada fase, seja em módulo, seja em ângulo de fase ou ambos, simultaneamente, permitindo o controle do fluxo de potência em um sistema de transmissão. Com isto, atende-se uma demanda por equipamentos desta natureza, dado o nível de carregamento apresentado pelo sistema elétrico na atualidade.

#### REFERÊNCIAS:

- [Ab92] ANDREAS, J. C., "Energy Efficient Electric Motors - Selection and Application", Marcel Dekker Inc, First Edition, USA, 1992.
- [Ab93] ARRILAGA, J., WATSON, N.R. and CHEN, J., "Power System Quality Assessment", John Wiley & Sons, Ltd, England, 1993.
- [Dab5] "Distribution Systems - Electric Utility Engineering Reference Series", Westinghouse Electric Corporation, First Edition, South Pittsburg, USA, 1952.
- [Dab6] DUGAN, B. G., "Electrical Power System Quality", McGraw-Hill, USA, 1996.
- [Ede76] ELGERD, O. L., "Fundamento e Teoria de Sistemas de Energia Elétrica", McGraw-Hill do Brasil, Brasil, 1976.
- [IEE87] "IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications - IEEE Orange Book", ANSI/IEEE Standard 446, 1987.

#### RESUMOS:

- [Ab91] ABREU, J.P.G., "Desenvolvimento e Implementação de um Transformador com Relação de Transformação Complexa Variável - Fluxo Controlado", Tese de Doutorado, UNICAMP, 1990.
- [Pep94] PEQUENHO, E., "Contribuição à Redução das Harmônicas Não Características por Produtos por Los Conversores CA/CC", Ph.D. Thesis, Université de Montréal, Montréal, Canada, 1994.

## ***BIBLIOGRAFIA***

### **LIVROS:**

- [An82] ANDREAS, J. C., "Energy-Efficient Electric Motors - Selection and Application", Marcel Dekker Inc, First Edition, USA, 1982;
- [Ar00] ARRILAGA, J., WATSON, N.R. and CHEN, S., "Power System Quality Assessment", John Wiley & Sons, Ltd, England, 2000;
- [Di65] "Distribution Systems - Electric Utility Engineering Reference Book", Westinghouse Electric Corporation, First Edition, Sixth Printing, USA, 1965;
- [Du96] DUGAN, R. et alli., "Electrical Power System Quality", McGraw-Hill, USA, 1996;
- [El76] ELGERD, O. L., "Introdução à Teoria de Sistemas de Energia Elétrica", McGraw-Hill do Brasil, Brasil, 1976;
- [Ie87] "IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications - IEEE Orange Book", ANSI/IEEE - Standard 446, 1987.

### **TESES:**

- [Ab91] ABREU, J.P.G., "Desenvolvimento e Implementação de um Transformador com Relação de Transformação Complexa Variável - *Phasor Controller*", Tese de Doutorado, UNICAMP, 1990;
- [Ng96] NGANDUI, E., "Contribution à la Reduction des Harmonics Non Caractéristiques Produits par Les Convertisseurs CA/CC", Ph.D. Thèse, Université de Montréal, Montreal, Canadá, 1996.

## **DISSERTAÇÕES:**

[Pa96] PAULILLO, G., "Um Compensador Eletromagnético de Desequilíbrios de Tensão", Dissertação de Mestrado, EFEI, 1996.

## **ARTIGOS TÉCNICOS:**

- [Ab00] ABREU, J.P.G. and EMANUEL, A.E., "Induction Motors Loss of Life due to Voltage Imbalance and Harmonics: A Preliminary Study", Proceedings of the IEEE - 9<sup>th</sup> ICHQP - International Conference on Harmonics and Quality of Power, Orlando - USA, pp. 75-80, 2000;
- [Ab93] ABREU, J.P.G., ARANGO, H.A., OLIVEIRA, J.C. E MISKULIN, M.S., "Controle Simultâneo de Fluxo de Potências", Anais do XII SNPTEE, Recife/PE, 1993;
- [Ab96a] ABREU, J.P.G., et. alli, "Reflexões sobre Qualidade da Energia", Anais I SBQEE - Seminário Brasileiro de Qualidade da Energia Elétrica, UFU - Uberlândia, pp. 01-05, 1996;
- [Ab96b] ABREU, J.P.G., ARANGO, H. and PAULILLO, G., "Proposal for a Line Drop and Unbalance Compensator", Proceedings of the IEEE - 7<sup>th</sup> ICHQP - International Conference on Harmonics and Quality of Power, Las Vegas - USA, pp. 276-279, 1996;
- [Ab96c] ABREU, J.P.G., ARANGO, H. e PAULILLO, G., "LDUC - Uma Proposta para a Compensação de Desequilíbrios e de Quedas de Tensão", Anais do II Congresso Latinoamericano de Distribucion de Energia Electrica, Viña del Mar- Chile, 1996;
- [Ab96d] ABREU, J.P.G., ARANGO, H. e PAULILLO, G., "Compensador de Desequilíbrios e de Quedas de Tensão", Anais do XI CBA - Congresso Brasileiro de Automática, USP - São Paulo, pp. 1661-1665, 1996;
- [Ab96e] ABREU, J.P.G., ARANGO, H. e PAULILLO, G., "Compensador de Desequilíbrios e de Quedas de Tensão", Anais do I SBQEE, UFU - Uberlândia, pp. 174-177, 1996;

- [Ab97a] ABREU, J.P.G., GUIMARÃES, C.A.M. e PAULILLO, G., "Proposta de um Autotransformador para Conversores", Anais do II Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica, São Lourenço - MG, 1997;
- [Ab97b] ABREU, J.P.G., GUIMARÃES, C.A.M. and PAULILLO, G., "A Proposal for a Power Converter Autotransformer", Proceedings of the IEEE – International Electric Machines and Drives Conference, Milwaukee – USA, May, 1997;
- [Ab97c] ABREU, J.P.G., ARANGO, H. and PAULILLO, G., "A Novel Electromagnetic Compensator", Proceedings of the 14<sup>th</sup> International Conference on Electricity Distribution - CIRED'97, Birmingham - UK, 1997;
- [Ab97d] ABREU, J.P.G., ARANGO, H. e PAULILLO, G., "Proposta de um Multicompensador Eletromagnético", VII ERLAC - Encontro Regional Latinoamericano da CIGRÉ, Buenos Aires - Argentina, 1997;
- [Ab97e] ABREU, J.P.G., ARANGO, H., PAULILLO, G. e RIBEIRO, R. B., "Software de Controle de um Compensador de Desequilíbrios de Tensão", VII ERLAC - Encontro Regional Latinoamericano da CIGRÉ, Buenos Aires - Argentina, 1997;
- [Al92] ALMEIDA, A.T.L. et. alli., "Desenvolvimento e Implementação de um Regulador de Tensão para Correção de Desbalanços de Tensões", Revista Pesquisa e Desenvolvimento Tecnológico - EFEI, nº 18, pp. 19-23, 1992;
- [Ba91] BARNES, R. and WONG, K.T., "Unbalance and Harmonic Studies for the Channel Tunnel Railway System", IEE Proceedings-B, Vol. 138, nº 2, March 1991;
- [Ba98] BAGHZOUZ, Y. and COX, M.D., "Q-Hour Meter Performance under Unbalanced Voltage Supply", Proceedings of the IEEE – International Conference on Harmonics and Quality of Power, Athens – Greece, pp. 1131-1135, October 1998;
- [Be63] BERNDT, M.M. and SCHMITZ, N.L., "Derating of Polyphase Induction Motors Operated with Unbalanced Line Voltages", IEEE Transactions on PAS, pp. 680-686, February 1963;
- [Be99] BELACHEHEB, K. et. alli., "The Use of UPFC for Unbalance Compensation fo Electrical System", EPE'99 – Lausanne, 1999;

- [Bh96] BHAVARAJU, V.B. and ENJETI, P.N., "An Active Line Conditioner to Balance Voltages in a Three-Phase System", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, nº 2, pp. 287-292, March / April 1996;
- [Ca94a] CAMPOS, A. et. alli., "Analysis and Design of a Series Voltage Unbalance Compensator Based on a Three-Phase VSI Operating with Unbalanced Switching Functions", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 9, nº 3, pp. 269-274, May 1994;
- [Ca94b] CAMPOS, A. et. alli., "Dynamic Analysis and Design of a Static Series Compensators for Unbalanced AC Voltage Supplies", IEEE IAS Annual Meeting, Vol. 2, pp. 954-961, 1994;
- [Ch94] CHEN, T., "Criteria to Estimate the Voltage Unbalances due to High Speed Railway Demands", IEEE Transactions on Power System, Vol. 9, nº 3, pp. 1672-1678, August 1994;
- [Cr93] "Critérios e Procedimentos para o Atendimento a Consumidores com Cargas Especiais", GCPS/CTST/GTCP - Eletrobrás, Rio de Janeiro, Fevereiro/1993;
- [Cu85] CUMMINGS, P.G. et. alli., "Protection of Induction Motors Against Unbalanced Voltage Operation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 21, nº 3, pp. 778-792, 1985;
- [Do00] DORR, D.S. and LIM, P.K., "Practical Methods to Resolve Voltage Quality Problems with AC Induction Motors", IEEE PES Winter Meeting, Vol. 4, pp. 2471-2475, 2000;
- [El00] ELMITWALLY, A. et. alli., "A Fuzzy-Controlled Versatile System for Harmonics, Unbalance and Voltage Sag Compensation", IEEE PES Summer Meeting, pp. 1439-1444, 2000;
- [En90] ENJETI, P.N. and ZIOGAS, P.D., "Analysis of a Static Power Converter under Unbalance: A Novel Approach", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, nº 1, pp. 91-93, February 1990;
- [Ga59] GAFFORD, B.N. et. alli., "Heating of Induction Motors on Unbalanced Voltages", AIEE Transactions Power Apparatus Systems, Vol. 78, pp. 282-297, 1959;

- [Ho98] HOCHGRAF, C. and LASSETER, R.H., "Statcom Controls for Operation with Unbalanced Voltages", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 13, n° 2, pp. 538-544, April 1998;
- [Ho00] HONGFA, D. et. alli., "A Novel Compensator for Unbalanced Three-Phase Distribution Feeders", IEEE PES Winter Meeting, Vol. 4, pp. 2379-2384, 2000;
- [Hu97] HU, L., "Sequence impedance and equivalent circuit of a converter system", IEE Proceedings - Electrical Power Applications, Vol. 144, n° 6, pp. 409-414, November 1997;
- [Ie96] "IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: Effects on Meter Performance and Definitions of Power, "Practical Definitions for Power Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 11, n° 1, pp. 79-87, January 1996;
- [Is00] ISLAM, S.M. et. alli., "Investigation of Harmonics from Variable Speed Drives with Six Pulse Rectifiers under Imperfect Supply Conditions", IEEE IAS Annual Meeting, Vol. 3, pp. 1625-1631, 2000;
- [Kn85] KNESCHKE, T. A., "Control of Utility System Unbalance Caused by Single-Phase Electric Traction", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, n° 6, pp. 1559-1569, November / December 1985;
- [Le98] LEE, C. et. alli., "Effects of Various Unbalanced Voltages on the Operation Performance of an Induction Motor under the same Voltage Unbalance Factor Condition", Electric Power Systems Research, Vol. 47, pp. 153-163, 1998;
- [Le99a] LEE, C., "Effects of Unbalanced Voltage on the Operation Performance of a Three-Phase Induction Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, n° 2, pp. 202-208, June 1999;
- [Le99b] LEE, S-Y. et. alli., "Analysis and Design of Active Series Voltage Compensator with Harmonic Current Compensation", EPE'99 – Lausanne, 1999;
- [Ma00] MANJURE, D.P. and MAKRAM, E.B., "Effect of Nonlinearity and Unbalance on Power Factor", IEEE PES Summer Meeting, Vol. 2, pp. 956-962, 2000;

- [Mo92] MORÁN, L. et. alli., "Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier-Inverter Systems under Unbalanced Input Voltage Conditions", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, nº 6, pp. 1286-1293, November/December 1992;
- [Mo00] MORÁN, L. et. alli., "Series Active Power Filter Compensates Current Harmonics and Voltage Unbalance Simultaneously", IEE Proc.- Gener. Transm. Distrib., Vol. 147, nº 1, pp. 31-36, January 2000;
- [Ng97] NGANDUI, E., OLIVIER G., APRIL, G.E. and GUIMARÃES, C. "DC Harmonic Distortion Minimization of Thyristor Converters under Unbalanced Voltage Supply using Asymmetrical Firing Angle", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, nº 2, pp. 332-342, March 1997;
- [Ng99] NGANDUI, E., OLIVIER G. and APRIL, G.E., "Application of Dual Driging to Real Time DC Harmonic Distortion Minimization of Thyristor Converters under Unbalanced Voltage Supply", EPE'99 – Lausanne, 1999;
- [Ra88] RASHID, M.H. and MASWOOD, A.I., "Analysis of Three-Phase AC-DC Converters Under Unbalanced Supply Conditions", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, nº 3, pp. 449-455, May / June 1988;
- [Sa92] SAKUI, N.M. and FUJITA, H., "Calculation of Harmonic Currents in Three-phase Convertor with Unbalanced Power Supply Conditions", IEE Proceedings-B, Vol. 139, nº 5, pp. 478-484, September 1992;
- [Sm88] SMITH, D. R., BRAUNSTEIN, H. R. and BORST, J. D., "Voltage Unbalance in 3- and 4-Wire Delta Secondary Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 3, nº 2, pp. 733-741, April 1988;
- [Sm92] SMOOLECK, H.A., "A New Look at the Effects of Unbalanced Voltages upon Synchronous and Induction Machines", Electric Power System Research, Vol. 25, pp. 199-206, 1992;
- [Sm95] SMITH, B.C. et. alli., "Steady State Model of the AC/DC Convertor in the Harmonic Domain", IEE Proceedings - Generation Transmission and Distribution, Vol. 142, nº 2, pp. 109-118, March 1995;
- [So99a] SOUTO, O.C.N. et. alli., "Power Quality Impact on Thermal Behavior and Life Expectancy of Three-Phase Induction Motors", EPE'99 – Lausanne, 1999;

- [So99b] SONG, H-S. et. alli., "An Instantaneous Phase Angle Detection Algorithm under Unbalanced Line Voltage Condition", IEEE PESC'99, Vol. 1, pp. 533-537, 1999;
- [Wa00] WANG, L. and LIU, L., "Analyses of Unbalanced Voltages on Startup Transients of a Three-Phase Induction Motor using EMTP Models", IEEE PES Winter Meeting 2000, Vol. 1, pp. 308-312, January 2000;
- [Wi54] WILLIAMS, J.E., "Operation of Three-phase Induction Motors on Unbalanced Voltages", AIEE Transactions Power Apparatus Systems, Vol. 73, pp. 125-133, 1954;
- [Wo75] WOLL, R.F., "Effect of Unbalanced Voltage on the Operation of Polyphase Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-11, n° 1, pp. 38-42, January / February 1975;
- [Ya80] YACAMINI, R. and OLIVEIRA, J.C., "Harmonics in Multiple Convertor Systems: A Generalized Approach", IEE Proceedings-B, Vol. 127, n° 2, pp. 96-106, March 1980.

### **BIBLIOGRAFIA AUXILIAR:**

- [Ar85] ARRILAGA, J., EGGLESTON, J.F. and Watson, N.R., "Analysis of the AC Voltage Distortion Produced by Converter-Fed DC Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, n° 6, pp. 1409-1417, November / December 1985;
- [Ba92] BALDA, J.C., "Harmonic analysis of converter-fed DC systems under unbalanced and harmonic supply voltages", Electric Power Systems Research, Vol. 23, pp. 233-237, 1992;
- [Ba00] BAUTA, M. and GRÖTZBACH, M., "Noncharacteristic Line Harmonics of AC/DC Converters with High DC Ripple", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 15, n° 3, pp. 1060-1066, July 2000;
- [Gr96a] GRÖTZBACH, M. and BAUTA, M., "Noncharacteristic Harmonics in AC/DC Converter Generated by Supply Voltage Unbalance - Part I: Fundamentals and

- Uncontrolled Diode Converter”, 7<sup>th</sup> ICHQP Proceedings, Las Vegas - USA, pp. 775-780, October 1996;
- [Gr96b] GRÖTZBACH, M. and TSEGGAI, F., “Noncharacteristic harmonics in AC/DC Converter Generated by Supply Voltage Unbalance - Part II: Current Controlled Thyristor Converter”, 7<sup>th</sup> ICHQP Proceedings, Las Vegas - USA, pp. 781-787, October 1996;
- [Gr97] GRÖTZBACH, M. and RIED, C.R., “Investigation of AC/DC Converter Harmonics by an Analytical Based Time-Discrete Approach”, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 12, n° 2, pp. 874-880, April 1997;
- [Hu97] HU, L. and MORRISON, L.E., “The Use of Modulation Theory to Calculate the Harmonic Distortion in HVDC Systems Operating on a Unbalanced Supply”, IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 12, n° 2, pp. 973-980, May 1997;
- [Mo92] MORÁN, L. et. alli., “Design Aspects of Synchronous PWM Rectifier-Inverter Systems under Unbalanced Input Voltage Conditions”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, n° 6, pp. 1286-1293, November / December 1992;
- [Na96] NAVA-SEGURA, A. and BAÑUELOS-SÁNCHEZ, P., “The New Concepts of Characteristic and Non-characteristic Harmonic Reactive Power in AC/DC Power Systems”, 7<sup>th</sup> ICHQP Proceedings, Las Vegas - USA, pp. 96-102, October 1996;
- [Re96] RENDUSARA, D.A. et. alli., “Design Considerations for 12-Pulse Diode Rectifier Systems Operating under Voltage Unbalance and Pre-Existing Voltage Distortion with Some Corrective Measures”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, n° 6, pp. 1293-1303, November / December 1996;
- [Ri83] RICHTER, S.L. and DE CARLO, R.A., “Continuation Methods: Theory and Applications”, IEEE Trans. on Automation Control, Vol. AC-28, n° 6, pp. 660-665, 1983;
- [Tr93] TROCHU, F., “A Countoring Program based on Dual Kriging Interpolation”, Engineering with Computers, Springer-Verlag London Limited, pp. 160-177, 1993;

- [Va93] VALCÁRCEL, M. and MAYORDOMO, J.G., "Harmonic Power Flow for Unbalanced Systems", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, nº 4, pp. 2052-2059, October 1993;
- [Wa94] WASYNCZUK, O., "Analysis of Line-Commutated Converters during unbalanced Operating Conditions", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 9, nº 2, pp. 420-426, June 1994.

### **ARTIGOS PUBLICADOS e DISSERTAÇÕES DESENVOLVIDAS:**

- **Dissertações desenvolvidas:**

- [Ol01] OLIVEIRA, R.A., "Transformador T-ADZ em Conversores de Potência: Uma Implementação Computacional sob o enfoque da QEE", Dissertação de Mestrado, EFEI, junho de 2001 (*em fase de defesa*);
- [Va01] VASCONCELOS, B.C., "Modelagem em EMTP da Técnica de Controle Individual de Pulsos em Conversores Alimentados pelo ADZ", Dissertação de Mestrado, EFEI, fevereiro de 2001.

- **Conferências Internacionais:**

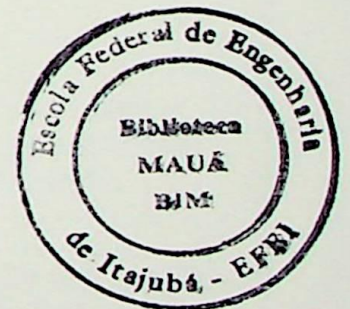
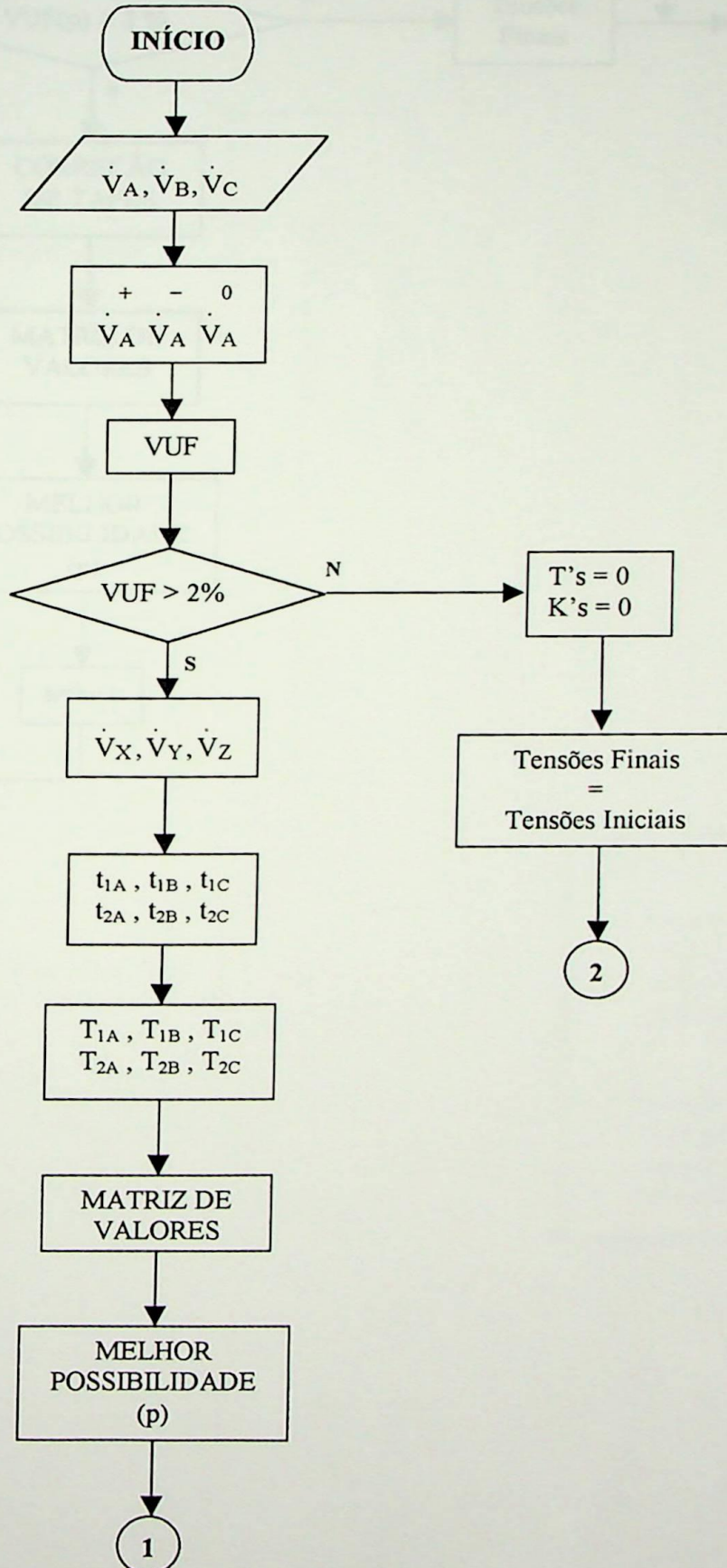
- [Pa01a] PAULILLO, G. and ABREU, J.P.G., "Analysis of 12-Pulse Power Converters Under Unbalanced Voltage Supply – A Novel Transformer Topology", EPQU'01 – Electric Power Quality Utilization, Lodz, Poland, September 2001 (*accepted for oral presentation*);
- [Pa01b] PAULILLO, G., ABREU, J.P.G. and GUIMARÃES, C.A.M., "Power Converters Under Voltage Imbalance - A Novel Solution", IEEE PES Power Tech 2001, Porto, Portugal, September 2001(*accepted for oral presentation*);
- [Pa00a] PAULILLO, G., ABREU, J.P.G. et alli, "T-ADZ - A Novel Converter Transformer", Proceeding of the 10<sup>th</sup> IEEE PES International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP'2000, Orlando, USA – out/2000;

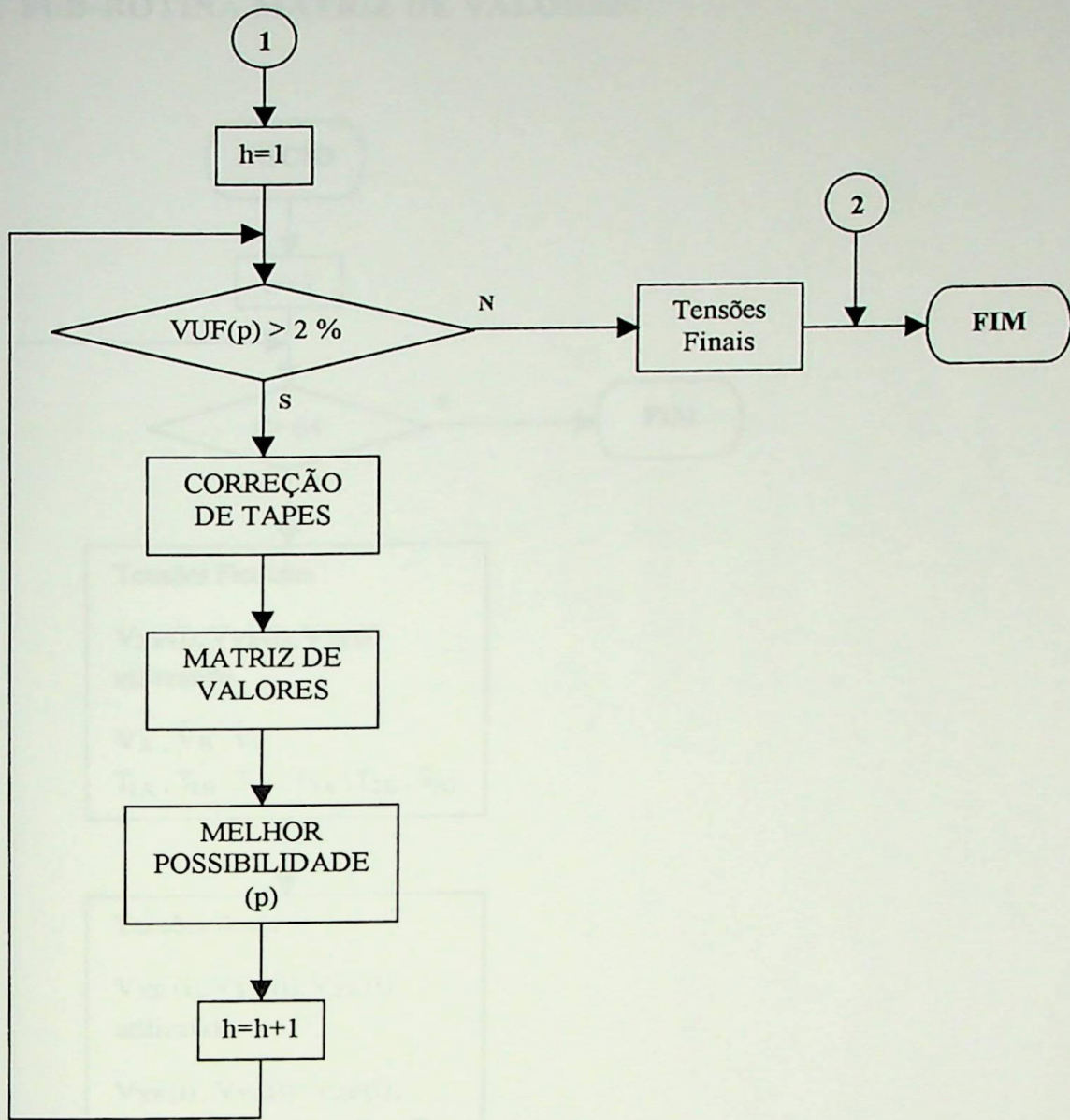
- [Pa00b] PAULILLO, G., ABREU, J.P.G. et alli, "Reducing Harmonics in Multiconverter Systems under Unbalanced Voltage Supply – A Novel Transformer Topology", Proceedings of the IEEE PES Summer Meeting 2000, Seattle, WA – USA, July, 2000;
- [Ab98a] ABREU, J.P.G., GUIMARÃES, C.A.M. and PAULILLO, G., "A Power Converter Autotransformer", Proceedings of the 9<sup>th</sup> IEEE PES International Conference on Harmonics and Quality of Power – ICHQP'1998, Athens – Greece, October, 1998.
- **Conferências Nacionais:**
- [Pa01c] PAULILLO, G., ABREU, J.P.G. et. alli., "Análise de Conversores de Potência sob Desequilíbrios de Tensão – Proposta de uma Nova Solução", IV SBQEE – Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica, Porto Alegre – RS, 2001 (*aceito para apresentação oral*);
- [Pa00c] PAULILLO, G., ABREU, J.P.G. et. alli., "Proposal for Voltage Unbalance Electromagnetic Compensator", Anais do IV IEEE INDUSCON – Conferência de Aplicações Industriais – IEEE Industry Applications Society, Porto Alegre – RS, novembro de 2000;
- [Ab98b] ABREU, J.P.G., GUIMARÃES, C.A.M. and PAULILLO, G., "An Autotransformer for Static Converters", Anais do III IEEE INDUSCON – Conferência de Aplicações Industriais – IEEE Industry Applications Society, São Paulo – SP, setembro de 1998;
- [Ab97a] ABREU, J.P.G., GUIMARÃES, C.A.M. e PAULILLO, G., "Proposta de um Autotransformador para Conversores", Anais do II SBQEE - Seminário Brasileiro sobre Qualidade da Energia Elétrica, São Lourenço - MG, 1997.

ANEXO I

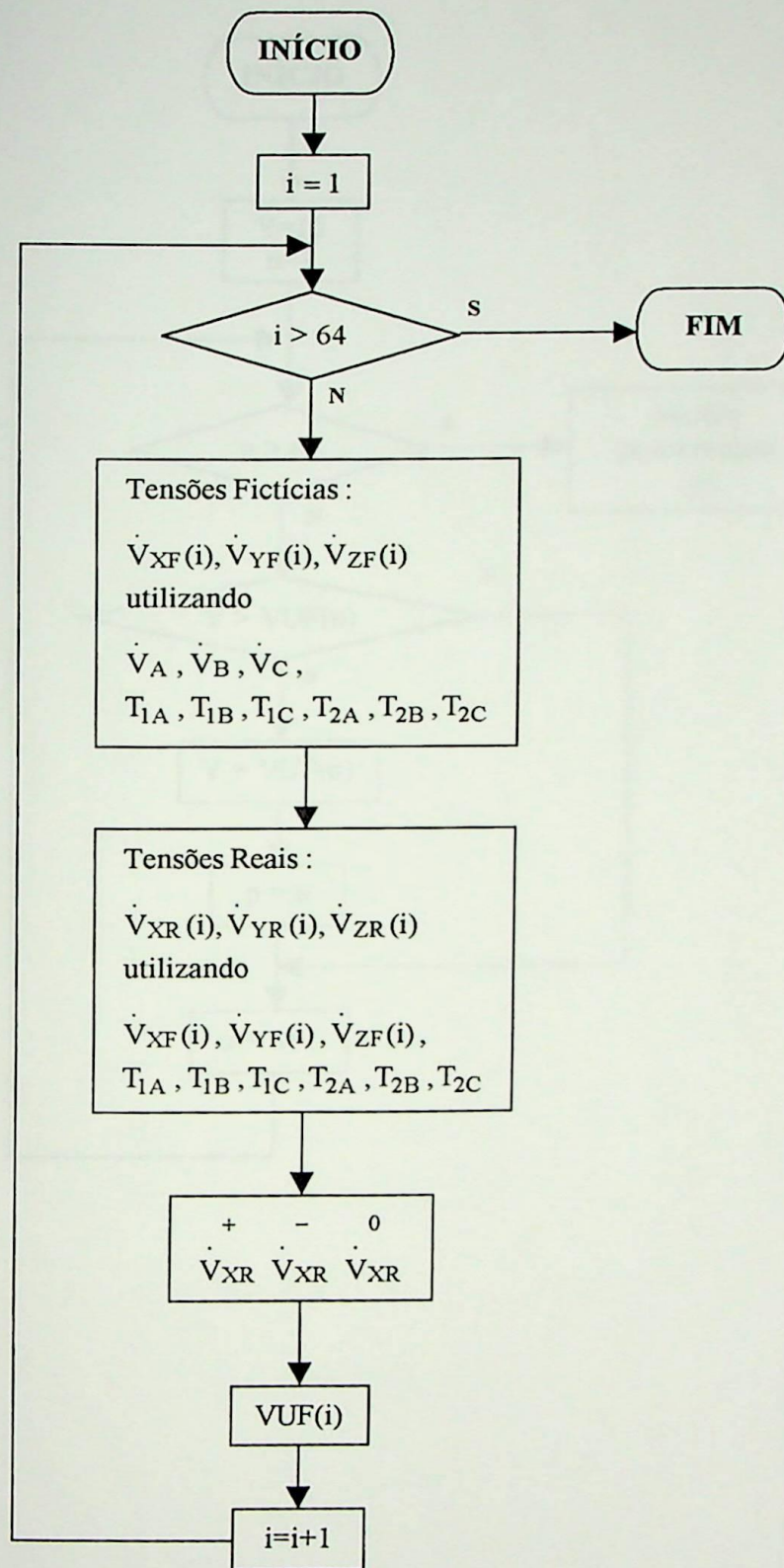
FLUXOGRAMA DE OBTENÇÃO  
DOS TAPES DO T-ADZ

A.1.1 Programa Principal:





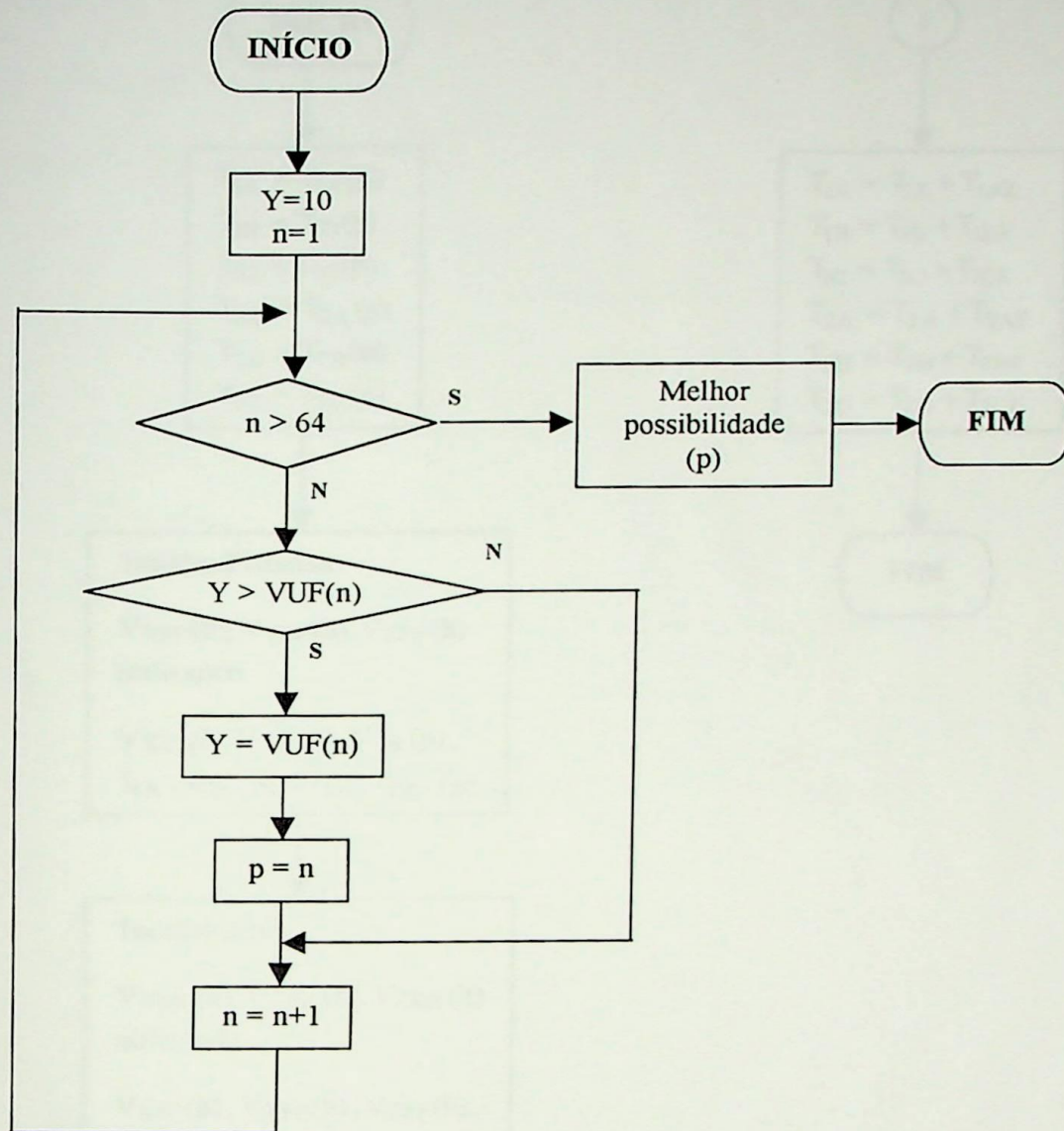
### A.1.2 SUB-ROTINA MATRIZ DE VALORES:



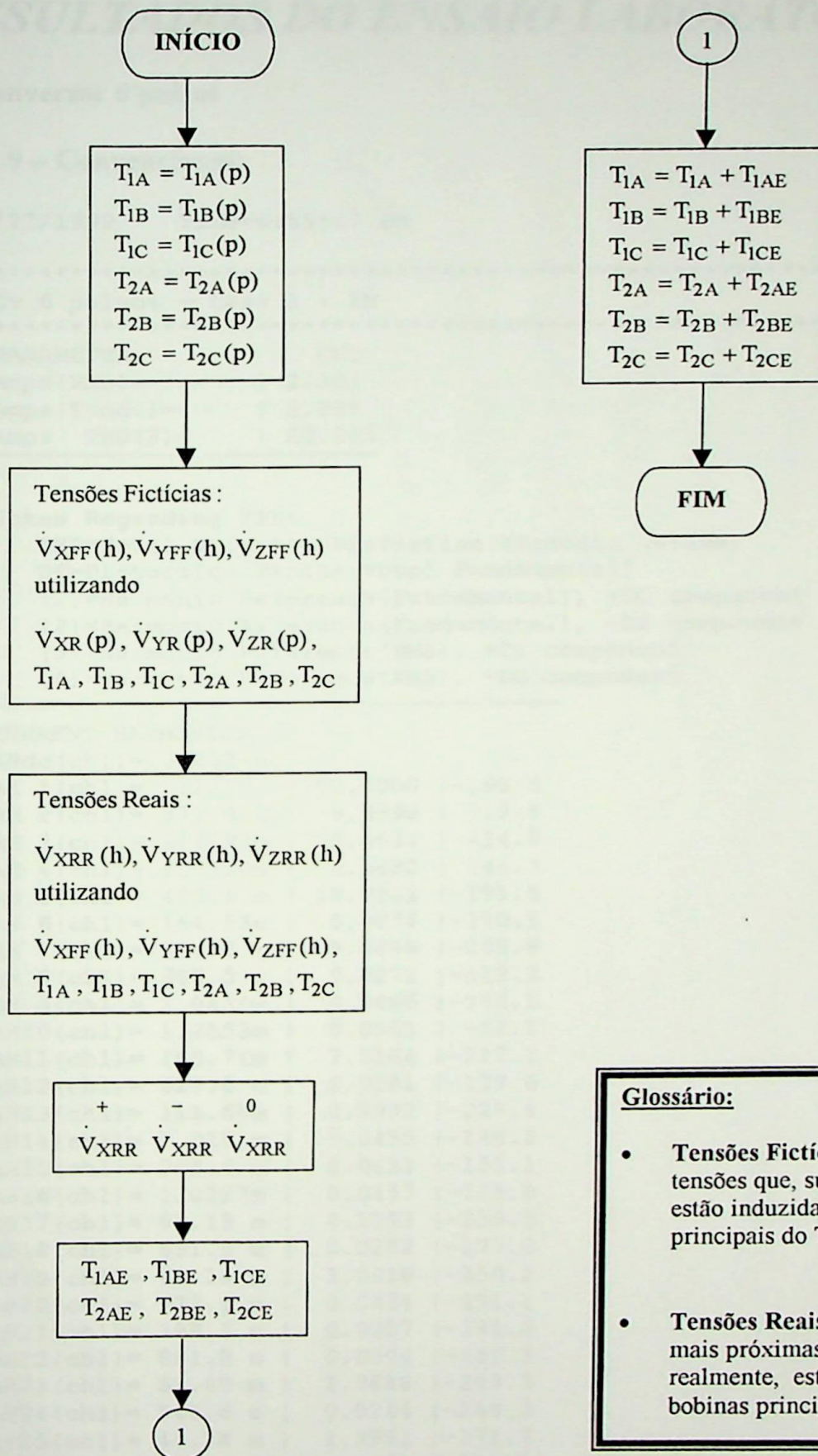
**Glossário:**

- **Tensões Fictícias:** são as tensões que, supostamente, estão induzidas nas bobinas principais do T-ADZ;
- **Tensões Reais:** são as tensões mais próximas àquelas que, realmente, estão induzidas nas bobinas principais

A.1.3 SUB-ROTINA MELHOR POSSIBILIDADE (p):



#### A.1.4 SUB-ROTINA CORREÇÃO DE TAPES:



#### Glossário:

- **Tensões Fictícias:** são as tensões que, supostamente, estão induzidas nas bobinas principais do T-ADZ;
- **Tensões Reais:** são as tensões mais próximas àquelas que, realmente, estão induzidas nas bobinas principais

## ANEXO II

# RESULTADOS DO ENSAIO LABORATORIAL

### A.2.1 Conversor 6 pulsos

#### • Caso 9 – Convencional:

Date=10/27/1999 Time=6:55:17 PM

```
*****
Cv 6 pulsos - Caso 1 - Ib
*****
PARAMETER          CH1
Amps (RMS)=        | 2.301
Amps (Fund.)=      | 2.238
Amps THD(3)=       | 23.06%
```

#### Notes Regarding THD:

THD=Total Harmonic Distortion(Harmonic Series)

DF=Distortion Factor(Total-Fundamental)

(1)=Harmonic Reference(Fundamental), +DC component

(2)=Harmonic Reference(Fundamental), -DC component

(3)=Harmonic Reference(RMS), +DC component

(4)=Harmonic Reference(RMS), -DC component

#### CURRENT HARMONICS

```
AHdc(ch1)= 3.632 m
AH 1(ch1)= 2.238 |100.0000 |-193.5
AH 2(ch1)= 871.9 u | 0.0390 | -13.8
AH 3(ch1)= 1.4197m | 0.0634 | -14.5
AH 4(ch1)= 1.0790m | 0.0482 | -46.7
AH 5(ch1)= 420.1 m | 18.7712 |-191.5
AH 6(ch1)= 164.53u | 0.0074 |-350.1
AH 7(ch1)= 214.6 m | 9.5889 |-205.8
AH 8(ch1)= 608.5 u | 0.0272 |-119.3
AH 9(ch1)= 1.0435m | 0.0466 |-160.1
AH10(ch1)= 1.2653m | 0.0565 | -82.1
AH11(ch1)= 163.74m | 7.3164 |-217.1
AH12(ch1)= 628.8 u | 0.0281 |-129.6
AH13(ch1)= 111.68m | 4.9902 |-229.4
AH14(ch1)= 1.0191m | 0.0455 |-140.3
AH15(ch1)= 965.6 u | 0.0431 |-151.1
AH16(ch1)= 1.0227m | 0.0457 |-125.0
AH17(ch1)= 92.19 m | 4.1193 |-239.5
AH18(ch1)= 631.5 u | 0.0282 |-177.0
AH19(ch1)= 69.19 m | 3.0916 |-250.2
AH20(ch1)= 972.1 u | 0.0434 |-191.1
AH21(ch1)= 799.1 u | 0.0357 |-141.2
AH22(ch1)= 881.2 u | 0.0394 |-152.3
AH23(ch1)= 57.49 m | 2.5688 |-263.3
AH24(ch1)= 546.6 u | 0.0244 |-244.9
AH25(ch1)= 44.74 m | 1.9991 |-271.7
AH26(ch1)= 605.8 u | 0.0271 |-223.7
AH27(ch1)= 1.3454m | 0.0601 |-180.9
AH28(ch1)= 253.0 u | 0.0113 |-164.3
AH29(ch1)= 36.81 m | 1.6448 |-288.3
```

• **Caso 10 – Convencional:**

Date=10/27/1999 Time=7:07:56 PM

\*\*\*\*\*  
 Cv 6 pulsos - Caso 3 - Ib  
 \*\*\*\*\*

PARAMETER	CH1
Amps (RMS)=	2.349
Amps (Fund.)=	2.293
Amps THD(3)=	21.48%

Notes Regarding THD:

- THD=Total Harmonic Distortion(Harmonic Series)
- DF=Distortion Factor(Total-Fundamental)
- (1)=Harmonic Reference(Fundamental), +DC component
- (2)=Harmonic Reference(Fundamental), -DC component
- (3)=Harmonic Reference(RMS), +DC component
- (4)=Harmonic Reference(RMS), -DC component

---

CURRENT HARMONICS

AHdc(ch1)=	3.139 m		
AH 1(ch1)=	2.293	100.0000	-193.4
AH 2(ch1)=	877.4 u	0.0383	-61.5
AH 3(ch1)=	43.89 m	1.9141	-68.9
AH 4(ch1)=	869.9 u	0.0379	-65.5
AH 5(ch1)=	379.8 m	16.5635	-196.1
AH 6(ch1)=	253.2 u	0.0110	-120.8
AH 7(ch1)=	234.4 m	10.2224	-212.2
AH 8(ch1)=	657.3 u	0.0287	-154.7
AH 9(ch1)=	54.86 m	2.3925	-125.2
AH10(ch1)=	1.0034m	0.0438	-113.3
AH11(ch1)=	126.48m	5.5159	-222.2
AH12(ch1)=	595.8 u	0.0260	-133.7
AH13(ch1)=	126.15m	5.5015	-244.0
AH14(ch1)=	530.4 u	0.0231	-147.4
AH15(ch1)=	47.66 m	2.0785	-165.5
AH16(ch1)=	748.1 u	0.0326	-145.5
AH17(ch1)=	60.93 m	2.6572	-239.3
AH18(ch1)=	586.5 u	0.0256	-139.0
AH19(ch1)=	77.13 m	3.3637	-273.9
AH20(ch1)=	366.9 u	0.0160	-193.1
AH21(ch1)=	40.31 m	1.7580	-202.4
AH22(ch1)=	906.2 u	0.0395	-161.2
AH23(ch1)=	35.00 m	1.5264	-251.4
AH24(ch1)=	535.0 u	0.0233	-161.1
AH25(ch1)=	46.62 m	2.0331	-305.7
AH26(ch1)=	431.6 u	0.0188	-171.2
AH27(ch1)=	31.73 m	1.3838	-239.4
AH28(ch1)=	624.2 u	0.0272	-202.6
AH29(ch1)=	24.10 m	1.0510	-262.8

• **Caso 11 – T-ADZ:**

Date=10/29/1999 Time=4:52:23 PM

\*\*\*\*\*  
 Cv 6 pulsos - T-ADZ - Caso 3 - Corrente de entrada - fase B  
 \*\*\*\*\*

PARAMETER	CH1
Amps (RMS)=	2.099
Amps (Fund.)=	2.044
Amps THD(3)=	22.70%

Notes Regarding THD:

THD=Total Harmonic Distortion(Harmonic Series)  
 DF=Distortion Factor(Total-Fundamental)  
 (1)=Harmonic Reference(Fundamental), +DC component  
 (2)=Harmonic Reference(Fundamental), -DC component  
 (3)=Harmonic Reference(RMS), +DC component  
 (4)=Harmonic Reference(RMS), -DC component

---

CURRENT HARMONICS

AHdc(ch1)=	4.241 m
AH 1(ch1)=	2.044   100.0000   -76.4
AH 2(ch1)=	849.1 u   0.0415   -56.6
AH 3(ch1)=	5.936 m   0.2904   -112.2
AH 4(ch1)=	1.2533m   0.0613   -42.9
AH 5(ch1)=	397.3 m   19.4374   -317.5
AH 6(ch1)=	1.3122m   0.0642   -149.8
AH 7(ch1)=	166.11m   8.1267   -99.5
AH 8(ch1)=	1.1935m   0.0584   -229.7
AH 9(ch1)=	5.671 m   0.2774   -188.2
AH10(ch1)=	768.8 u   0.0376   -290.2
AH11(ch1)=	156.32m   7.6477   -354.4
AH12(ch1)=	981.1 u   0.0480   -235.6
AH13(ch1)=	74.12 m   3.6262   -129.2
AH14(ch1)=	1.5792m   0.0773   -292.1
AH15(ch1)=	5.591 m   0.2735   -251.6
AH16(ch1)=	1.2799m   0.0626   -351.7
AH17(ch1)=	83.42 m   4.0812   -29.0
AH18(ch1)=	564.2 u   0.0276   -345.0
AH19(ch1)=	37.10 m   1.8151   -153.7
AH20(ch1)=	1.1486m   0.0562   -5.2
AH21(ch1)=	5.833 m   0.2854   -309.5
AH22(ch1)=	1.2836m   0.0628   -56.1
AH23(ch1)=	46.94 m   2.2965   -67.0
AH24(ch1)=	622.9 u   0.0305   -98.6
AH25(ch1)=	18.262m   0.8934   -176.9
AH26(ch1)=	677.4 u   0.0331   -90.8
AH27(ch1)=	6.135 m   0.3001   -3.6
AH28(ch1)=	1.0115m   0.0495   -130.0
AH29(ch1)=	26.05 m   1.2745   -109.0

## A.2.2 Conversor 12 pulsos

- **Caso 12 – Convencional:**

Date=10/27/1999 Time=7:30:52 PM

```
*****
Cv 12 pulsos - Caso 1 - Corrente de entrada - fase B
*****
```

PARAMETER	CH1
Amps (RMS)=	7.320
Amps (Fund.)=	7.283
Amps THD(3)=	10.004%

Notes Regarding THD:

THD=Total Harmonic Distortion(Harmonic Series)  
 DF=Distortion Factor(Total-Fundamental)  
 (1)=Harmonic Reference(Fundamental), +DC component  
 (2)=Harmonic Reference(Fundamental), -DC component  
 (3)=Harmonic Reference(RMS), +DC component  
 (4)=Harmonic Reference(RMS), -DC component

---

CURRENT HARMONICS

AHdc(ch1)=	7.334 m
AH 1(ch1)=	7.283  100.0000   -66.7
AH 2(ch1)=	469.3 u   0.0064  -348.5
AH 3(ch1)=	8.385 m   0.1151  -109.3
AH 4(ch1)=	3.860 m   0.0530  -280.8
AH 5(ch1)=	1.8042m   0.0248  -304.4
AH 6(ch1)=	2.639 m   0.0362  -320.2
AH 7(ch1)=	23.76 m   0.3262  -143.8
AH 8(ch1)=	4.432 m   0.0609  -338.9
AH 9(ch1)=	28.90 m   0.3968  -198.6
AH10(ch1)=	5.742 m   0.0788   -36.9
AH11(ch1)=	602.9 m   8.2782  -343.8
AH12(ch1)=	4.791 m   0.0658  -120.2
AH13(ch1)=	367.1 m   5.0405  -116.8
AH14(ch1)=	2.035 m   0.0279  -184.0
AH15(ch1)=	8.102 m   0.1112   -59.7
AH16(ch1)=	846.4 u   0.0116  -221.9
AH17(ch1)=	14.920m   0.2049   -85.9
AH18(ch1)=	2.325 m   0.0319  -205.3
AH19(ch1)=	7.945 m   0.1091  -239.3
AH20(ch1)=	976.2 u   0.0134  -269.9
AH21(ch1)=	8.655 m   0.1188  -269.6
AH22(ch1)=	1.3648m   0.0187  -185.3
AH23(ch1)=	158.01m   2.1696   -47.7
AH24(ch1)=	3.008 m   0.0413  -220.7
AH25(ch1)=	102.91m   1.4130  -166.3
AH26(ch1)=	3.147 m   0.0432  -278.3
AH27(ch1)=	12.177m   0.1672  -129.1
AH28(ch1)=	3.648 m   0.0501  -328.9
AH29(ch1)=	15.160m   0.2082  -174.8

• **Caso 13 – Convencional:**

Date=10/27/1999 Time=7:43:08 PM

\*\*\*\*\*  
 Cv 12 pulsos - Caso 3 - Corrente entrada - fase B  
 \*\*\*\*\*

PARAMETER	CH1
Amps (RMS)=	7.446
Amps (Fund.)=	7.414
Amps THD(3)=	9.233%

Notes Regarding THD:

- THD=Total Harmonic Distortion(Harmonic Series)
- DF=Distortion Factor(Total-Fundamental)
- (1)=Harmonic Reference(Fundamental), +DC component
- (2)=Harmonic Reference(Fundamental), -DC component
- (3)=Harmonic Reference(RMS), +DC component
- (4)=Harmonic Reference(RMS), -DC component

CURRENT HARMONICS

AHdc(ch1)=	4.785 m		
AH 1(ch1)=	7.414	100.0000	-64.6
AH 2(ch1)=	4.976 m	0.0671	-135.2
AH 3(ch1)=	23.29 m	0.3141	-201.1
AH 4(ch1)=	3.710 m	0.0500	-218.0
AH 5(ch1)=	10.090m	0.1361	-294.7
AH 6(ch1)=	2.762 m	0.0373	-159.8
AH 7(ch1)=	39.39 m	0.5313	-157.8
AH 8(ch1)=	3.614 m	0.0487	-237.4
AH 9(ch1)=	160.34m	2.1627	-81.8
AH10(ch1)=	1.1545m	0.0156	-288.2
AH11(ch1)=	461.0 m	6.2180	-330.7
AH12(ch1)=	1.6684m	0.0225	-220.1
AH13(ch1)=	432.6 m	5.8349	-102.3
AH14(ch1)=	3.764 m	0.0508	-263.1
AH15(ch1)=	127.68m	1.7221	-188.8
AH16(ch1)=	4.449 m	0.0600	-316.5
AH17(ch1)=	15.721m	0.2120	-293.2
AH18(ch1)=	2.552 m	0.0344	-358.9
AH19(ch1)=	33.36 m	0.4500	-234.8
AH20(ch1)=	2.972 m	0.0401	-7.5
AH21(ch1)=	59.55 m	0.8032	-135.1
AH22(ch1)=	3.740 m	0.0504	-48.6
AH23(ch1)=	68.68 m	0.9264	-9.4
AH24(ch1)=	2.536 m	0.0342	-90.3
AH25(ch1)=	119.00m	1.6051	-149.5
AH26(ch1)=	1.6535m	0.0223	-106.3
AH27(ch1)=	68.13 m	0.9189	-240.4
AH28(ch1)=	2.193 m	0.0296	-93.9
AH29(ch1)=	15.490m	0.2089	-332.5

• **Caso 14 – T-ADZ:**

Date=10/28/1999 Time=3:50:04 PM

\*\*\*\*\*  
 Cv 12 pulsos - T-ADZ - Casò 3 - Corrente de Entrada - fase B  
 \*\*\*\*\*

PARAMETER	CH1
Amps (RMS)=	6.471
Amps (Fund.)=	6.444
Amps THD(3)=	9.151%

Notes Regarding THD:

- THD=Total Harmonic Distortion(Harmonic Series)
- DF=Distortion Factor(Total-Fundamental)
- (1)=Harmonic Reference(Fundamental), +DC component
- (2)=Harmonic Reference(Fundamental), -DC component
- (3)=Harmonic Reference(RMS), +DC component
- (4)=Harmonic Reference(RMS), -DC component

CURRENT HARMONICS

AHdc(ch1)=-231.6 u		
AH 1(ch1)= 6.444	100.0000	-70.9
AH 2(ch1)= 2.697 m	0.0419	-173.0
AH 3(ch1)= 23.04 m	0.3575	-46.4
AH 4(ch1)= 4.503 m	0.0699	-135.8
AH 5(ch1)= 9.658 m	0.1499	-319.9
AH 6(ch1)= 2.347 m	0.0364	-156.2
AH 7(ch1)= 16.498m	0.2560	-150.0
AH 8(ch1)= 3.055 m	0.0474	-208.8
AH 9(ch1)= 85.09 m	1.3205	-224.8
AH10(ch1)= 2.677 m	0.0415	-200.1
AH11(ch1)= 546.6 m	8.4823	-15.9
AH12(ch1)= 2.024 m	0.0314	-253.0
AH13(ch1)= 177.42m	2.7533	-130.8
AH14(ch1)= 2.891 m	0.0449	-284.3
AH15(ch1)= 24.41 m	0.3788	-89.2
AH16(ch1)= 2.184 m	0.0339	-313.0
AH17(ch1)= 13.159m	0.2042	-137.5
AH18(ch1)= 2.059 m	0.0320	-338.9
AH19(ch1)= 15.188m	0.2357	-220.7
AH20(ch1)= 2.064 m	0.0320	-22.9
AH21(ch1)= 54.28 m	0.8423	-3.1
AH22(ch1)= 2.244 m	0.0348	-42.9
AH23(ch1)= 82.06 m	1.2734	-128.1
AH24(ch1)= 2.024 m	0.0314	-69.2
AH25(ch1)= 35.04 m	0.5438	-157.2
AH26(ch1)= 2.323 m	0.0360	-99.6
AH27(ch1)= 19.908m	0.3089	-170.7
AH28(ch1)= 2.645 m	0.0410	-127.6
AH29(ch1)= 6.525 m	0.1013	-226.9