

TESE

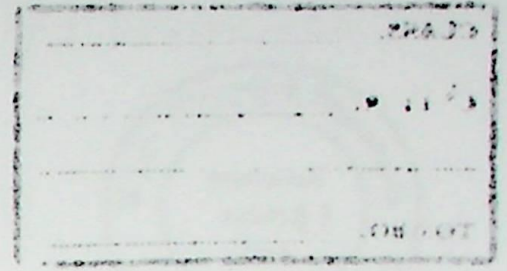
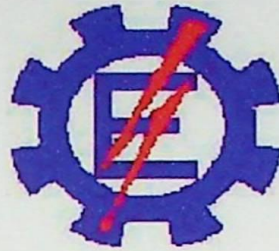
1105

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

*Modelagem em EMTD da Técnica de Controle
Individual de Pulsos em Conversores
Alimentados pelo ADZ*

BRUNO CESAR VASCONCELOS

ITAJUBÁ - Março de 2001



**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
- EFEI -**

**“ Modelagem em EMTP da Técnica de
Controle Individual de Pulsos em Conversores
Alimentados pelo ADZ ”**

*Dissertação apresentada à
Escola Federal de Engenharia de Itajubá,
Para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Autor: Bruno César Vasconcelos

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

Itajubá, março de 2.001



**ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
- EFEI -**

**“ Modelagem em EMTP da Técnica de
Controle Individual de Pulsos em Conversores
Alimentados pelo ADZ ”**

*Dissertação apresentada à
Escola Federal de Engenharia de Itajubá,
Para a obtenção do título de
Mestre em Engenharia Elétrica*

Autor: Bruno César Vasconcelos

Orientador: Carlos Alberto Mohallem Guimarães

Co-orientador: José Policarpo Gonçalves de Abreu

Itajubá, março de 2.001

AGRADECIMENTOS

A Deus, que sempre permitiu superar todos os obstáculos difíceis, e que a cada momento me dá a força para a minha perseverança e realização como pessoa.

A FFEI, Escola Federal de Engenharia de Itapetina, que me proporcionou a oportunidade de um aperfeiçoamento toda vez que tratar dentro da Engenharia, apesar desta escola que é realizar uma Dissertação de Mestrado.

Ao Professor Doutor José Polinário Gonçalves de Faria, que visualizou em mim a potencialidade de desenvolver esta dissertação, e ainda, sempre se tornou o orientador José Manoel.

Ao Professor Doutor Carlos Alberto Mattaloni Guimarães, co-orientador desta dissertação, pela confiança depositada, pelo incentivo, minha paciência, além de ser um o responsável e sempre me apoiar sempre.

Ao Mestre César Passillo, pela ajuda e apoio durante o desenvolvimento do trabalho, e a atenção dispensada.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho:

- Aos meus pais, Ely e Ana Maria, que possibilitaram que este sonho se tornasse realidade através de seu incentivo, otimismo, compreensão, e sobretudo pelo seu exemplo de vida, força e coragem.
- À minha esposa Valéria, pelo amor, dedicação e carinho; neste tempo de tão pouca atenção.

AGRADECIMENTOS

A Deus, que tornou possível superar todos os momentos difíceis, e que a cada instante nos ensina o caminho para o nosso conhecimento e realização como pessoas.

A EFEI, Escola Federal de Engenharia de Itajubá, que me proporcionou a oportunidade de um aperfeiçoamento cada vez maior dentro da Engenharia, através deste sonho que é realizar uma Dissertação de Mestrado.

Ao Professor Doutor José Policarpo Gonçalves de Abreu, que vislumbrou em mim o potencial de desenvolver uma dissertação, e assim, aceitou se tornar o orientador deste trabalho.

Ao Professor Doutor Carlos Alberto Mohallem Guimarães, co-orientador desta dissertação, pela confiança depositada, apoio irrestrito, infinita paciência, além de é claro o imprescindível e enriquecedor suporte técnico.

Ao Mestre Gilson Paulillo, pela valiosa ajuda prestada durante o desenvolvimento do trabalho, e à atenção dispensada nos vários momentos de dúvidas.

Ao Professor Antônio Eduardo Hermeto, pelo constante incentivo à conclusão do trabalho.

Ao Sr. Enrique Lozán Jiménez, pela compreensão, palavras de apoio e liberação do trabalho quando da necessidade de eventuais viagens a Itajubá para consultas aos orientadores.

Ao colaborador Robson, pela contribuição quanto ao desenvolvimento do programa de simulação em EMTP, tanto do conversor, quanto do autotransformador defasador.

Aos amigos Paulo Henrique Gama, Alexandre Rasi Aoki e Alfredo Massayuki Senda, pela grande ajuda nos momentos mais difíceis e pelos ensinamentos sobre o software EMTP.

A CAPES, órgão que tornou financeiramente viável a realização desta dissertação.

ÍNDICE

DEDICATÓRIA	ii
AGRADECIMENTOS	iii
ÍNDICE	iv
RESUMO	vi
ABSTRACT	vii
LISTA DE FIGURAS	viii
SIMBOLOGIA	x
CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	2
1.1 – Apresentação	2
1.2 – Estado da Arte	5
1.3 – Proposta de Trabalho	8
1.4 – Conteúdo da Dissertação	9
CAPÍTULO II - O EMTP - “ ELETROMAGNETIC TRANSIENTS PROGRAM ”	12
2.1 – O EMTP	12
2.2 – Estrutura dos Dados de Entrada do EMTP	14
2.3 – Tipos de cartões	14
2.3.1 – Miscellaneous Data Cards	14
2.3.2 – Cartões TACS	17
2.3.2.1 – Capacidades do TACS	18
2.3.2.2 – Fontes de Sinal	19
2.3.2.3 – Formato do cartão	19
2.3.2.4 – Impressão de valores de variáveis TACS	21
2.3.3 – Cartões para ramos R - L - C	21
2.3.3.1 – Formato do cartão e exemplos	23
2.3.4 – Switch Cards	24
2.3.4.1 – Chaves comuns	24
2.3.4.2 – Chaves controladas por TACS	26
2.3.5 – Cartões de Fontes	28
2.4 – Conclusões	29

CAPÍTULO III - O ADZ - “ CONTROLADOR DE FASOR ”	31
3.1 – Considerações iniciais.....	31
3.2 – As Bases do ADZ.....	32
3.3 – Relação Fundamental.....	33
3.4 – Modelagem matemática do ADZ.....	37
3.5 – Obtenção dos parâmetros do ADZ.....	41
3.6 – Aplicação em caso real	46
3.7 – Considerações finais	50
CAPÍTULO IV - A TÉCNICA DE CONTROLE INDIVIDUAL DE PULSOS (CIP)	52
4.1 – Considerações iniciais.....	52
4.2 – Análise de Conversores Controlados em Condições Desbalanceadas de Suprimento ..	53
4.2.1 – Harmônicos do lado CC da ponte conversora trifásica:.....	53
4.2.2 – Formulação do Problema	59
4.3 – Avaliação do método de cancelamento da 2ª harmônica na corrente de entrada	61
4.4 – Conclusões finais.....	61
CAPÍTULO V - O ADZ EM CONJUNTO COM UMA PONTE DE SEIS PULSOS CONTROLADOS INDIVIDUALMENTE	64
5.1 – Considerações iniciais.....	64
5.2 – O processo de simulação	65
5.3 – Simulações	67
5.3.1 – Simulação de um sistema equilibrado	68
5.3.2 – Simulação de um sistema desequilibrado sem nenhuma correção	73
5.3.3 – Simulação de um sistema desequilibrado com a atuação somente do ADZ.....	77
5.3.4 – Simulação de um sistema desequilibrado com a atuação somente do controle individual de pulsos (CIP)	82
5.3.5 – Simulação de um sistema desequilibrado com a correção do ADZ e do controle individual de pulsos (CIP)	87
5.4 – Conclusões	92
CAPÍTULO VI - CONCLUSÕES FINAIS	95
APÊNDICE	99
REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA	122
BIBLIOGRAFIA	125

RESUMO

A qualidade de tensão configura-se como um dos principais tópicos, dentro do tema Qualidade da Energia Elétrica. Dentre os vários fenômenos que influenciam na qualidade de tensão existem aqueles relacionados com o desequilíbrio e as quedas de tensão, fatores esses que afetam sua amplitude e seu defasamento angular.

Em decorrência, harmônicos não característicos de significantes magnitudes e de efeitos altamente danosos são produzidos nos terminais de entrada e saída de conversores sob condições desbalanceadas de tensões de suprimento.

Dessa maneira, o ADZ (Phasor Controller), que é um autotransformador controlador de fasor cuja tensão de saída pode variar em módulo, ângulo de fase ou ambos, apresenta-se como sendo um equipamento concebido para atenuar os efeitos causados por desequilíbrios de tensão no sistema elétrico. Além disso, apresenta-se também um método para mitigar harmônicas, baseado no controle individual de pulsos através de ângulos de disparo assimétricos.

Com tudo isso, no intuito de contribuir para a mitigação dos efeitos causados por desequilíbrios de tensão, esta Dissertação de Mestrado apresenta o desenvolvimento de um modelo computacional utilizando o programa EMTP (Eletromagnetic Transients Program), que permite a simulação do conjunto ADZ e do controle individual de pulsos através de ângulos de disparo assimétricos.

Comprova-se ao final, que o modelo apresentado é válido, como pode ser verificado através dos resultados obtidos através nas simulações utilizando-se o pacote computacional EMTP realizadas no capítulo V.

Percebe-se adicionalmente que o emprego do controle individual de pulsos para mitigar desequilíbrios é redundante mediante a atuação do ADZ, não se mostrando eficiente pelo fato do mesmo poder aumentar ou diminuir o fator harmônico das correntes de entrada [Ng97].

ABSTRACT

The voltage quality is one of the most important topics in the Power Quality subject. Amongst various phenomena that influence the voltage quality there are some related to unbalance and voltage sags affecting its amplitude and angular displacement.

From this, non-characteristic harmonics of significant magnitude are produced at the output and input terminals of the converter when submitted under unbalanced power supply condition.

In this way, an electromagnetic equipment developed to control the voltage amplitude and phase-angle, called ADZ (Phasor Controller), can be used to reduce the effects caused by voltage unbalances in the electrical network. Beyond, a method for harmonic mitigation based on the non-equidistant control of the firing angles is explored and used together with the ADZ.

Aiming to contribute for the voltage unbalance and its consequence on the power converters harmonics, this work presents a computational model using EMTP program (Electromagnetic Transients Program) that allows the simulation of the arrangement composed by the ADZ and the non equidistant control of the firing angles.

At the final, the proposed model is validated from the results obtained through simulations, presented at Chapter V.

As a previous result, we note that the non-equidistant control for the firing angles when used together with the ADZ had no significant effect. This late could accomplish the main work for mitigating non-characteristic harmonics for the power converter fed by an unbalanced voltage supply.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Esquema básico proposto a modelagem.....	9
Figura 2.1 – Tela do EMTP	13
Figura 2.2 – Miscellaneous data card.....	14
Figura 2.3 - Integer miscellaneous card.....	15
Figura 2.4 – Tipos de cartões TACS.....	17
Figura 2.5 – Formato de cartão TACS.....	19
Figura 2.6.a – Tipo de fonte 11: cartão TACS.....	20
Figura 2.6.b – Tipo de fonte 23: cartão TACS.....	20
Figura 2.6.c – Tipo de fonte 24: cartão TACS.....	20
Figura 2.7 – Formato de especificação de variáveis a se plotar.....	21
Figura 2.8 – Tipos de ramos R, L, C.....	22
Figura 2.9 – Ramo R, L, C genérico	22
Figura 2.10 – Formato do cartão R, L, C	23
Figura 2.11 – Exemplos fictícios de ramos R, L, C.....	24
Figura 2.12 – Representação em EMTP dos exemplos fictícios.....	24
Figura 2.13 – Formato de cartão de chaves	25
Figura 2.14 – Cartão de fontes.....	28
Figura 2.15 – Tipo de fonte 14: cartão Fontes	29
Figura 3.1 – Conexões do ADZ	33
Figura 3.2 – Fasor de tensão de saída para $N_2 = N_3$	36
Figura 3.3 – V_S – Caso geral para $N_2 = N_3$	36
Figura 3.4 – Concepção Básica do ADZ.....	38
Figura 3.5 – Sistema de balanceamento do ADZ.....	40
Figura 3.6 – Zoom no lugar geométrico do ADZ	45
Figura 3.7 – Tensões de entrada do caso real simulado.....	49
Figura 3.8 – Tensões de saída do caso real simulado	49

Figura 4.1 – Ponte conversora trifásica.....	54
Figura 4.2 – Formas de onda de tensão e funções de transferência - esquema de seis pulsos.....	56
Figura 5.1 – Circuito proposto para modelagem.....	64
Figura 5.2 – Algoritmo do processo de simulação.....	66
Figura 5.3 – Correntes de entrada do ADZ – sistema equilibrado.....	71
Figura 5.4 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema equilibrado	72
Figura 5.5 – Tensão de saída do conversor – sistema equilibrado.....	72
Figura 5.6 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema equilibrado	73
Figura 5.7 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado sem correções.....	75
Figura 5.8 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado sem correções	76
Figura 5.9 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado sem correções.....	76
Figura 5.10 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado sem correções	77
Figura 5.11 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do ADZ	80
Figura 5.12 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do ADZ.....	81
Figura 5.13 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do ADZ	81
Figura 5.14 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do ADZ.....	82
Figura 5.15 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do CIP	85
Figura 5.16 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do CIP.....	86
Figura 5.17 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do CIP	86
Figura 5.18 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do CIP.....	86
Figura 5.19 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com ambas correções.....	90
Figura 5.20 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com ambas correções	91
Figura 5.21 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com ambas correções.....	91
Figura 5.22 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com ambas correções	92

SIMBOLOGIA

Como este trabalho está diretamente ligado a Informática e a várias áreas da Engenharia Elétrica, a saber: Sistemas de Potência e Eletrônica de Potência, e no intuito de atender e satisfazer especialistas de todas estas áreas, optou-se por, em certos casos, usar os mesmos símbolos ou caracteres, já consagrados em cada uma delas, para grandezas distintas.

HVDC: *High Voltage Direct Current*

Hz: Hertz

QEE: Qualidade de Energia Elétrica

CIP: Controle individual de pulsos

CLP: Controlador lógico programável

CC: Corrente contínua

CA: Corrente alternada

EMTP: *Eletromagnetic Transient Program*

ADZ: Controlador de fasor ou “*Phasor Controller*”

CEMIG: Companhia Energética de Minas Gerais

LDC: *Line Drop Compensator*

V_A : Tensão da fase A

V_B : Tensão da fase B

V_C : Tensão da fase C

V_S : Tensão de saída

K₁ : Polaridade da 1^a bobina auxiliar

K₂ : Polaridade da 2^a bobina auxiliar

T₁ : *Tape* da 1^a bobina auxiliar em pu ($0 \leq T_1 \leq 1$)

T₂ : *Tape* da 2^a bobina auxiliar em pu ($0 \leq T_2 \leq 1$)

N_1 : Número de espiras da bobina principal

N_2 : Número de espiras da 1^a bobina auxiliar

N_3 : Número de espiras da 2^a bobina auxiliar

V_E : Tensão de entrada

a: Parte real de um número complexo

b: Parte imaginária de um número complexo

α : Ângulo de fase genérico
Ângulo de fase da fase A

β : Ângulo de fase da fase B

γ : Ângulo de fase da fase C

tg^{-1} : Arcotangente

V_{A1A0} : Tensão da bobina principal da fase A da concepção básica do ADZ

V_{B1B0} : Tensão da bobina principal da fase B da concepção básica do ADZ

V_{C1C0} : Tensão da bobina principal da fase C da concepção básica do ADZ

VUF : Fator de desequilíbrio de tensão

V_A^- : Tensão de seqüência negativa

V_A^+ : Tensão de seqüência positiva

$|V_A^-|$: Módulo da tensão de seqüência negativa

$|V_A^+|$: Módulo da tensão de seqüência positiva

θ : Ângulo de fase genérico

V_X : Tensão de saída da fase A do ADZ

X : Módulo da tensão V_X

φ : Ângulo de fase da tensão V_X

V_Y : Tensão de saída da fase B do ADZ

Y : Módulo da tensão V_Y

ν : Ângulo de fase da tensão V_Y

V_Z : Tensão de saída da fase C do ADZ

Z : Módulo da tensão V_Z

ξ : Ângulo de fase da tensão V_Z

K_{1A} : Sinal de polaridade das 1^{as} bobinas auxiliares da fase A

K_{1B} : Sinal de polaridade das 1^{as} bobinas auxiliares da fase B

K_{1C} : Sinal de polaridade das 1^{as} bobinas auxiliares da fase C

K_{2A} : Sinal de polaridade das 2^{as} bobinas auxiliares da fase A

K_{2B} : Sinal de polaridade das 2^{as} bobinas auxiliares da fase B

K_{2C} : Sinal de polaridade das 2^{as} bobinas auxiliares da fase C

T_{1A} : *Tapes* das 1^{as} bobinas auxiliares da fase A

T_{1B} : *Tapes* das 1^{as} bobinas auxiliares da fase B

T_{1C} : *Tapes* das 1^{as} bobinas auxiliares da fase C

T_{2A} : *Tapes* das 2^{as} bobinas auxiliares das fases A

T_{2B} : *Tapes* das 2^{as} bobinas auxiliares das fases B

T_{2C} : *Tapes* das 2^{as} bobinas auxiliares das fases C

K_{ij} : Sinal de polaridade genérico

T_{ij} : *Tapes* genéricos das bobinas auxiliares

pu : Por unidade

Icc: Corrente de curto circuito

Secc: Potência de curto circuito

Δ - Y : Delta-estrela

e_i : Tensão genérica

e_{an} : Tensão da fase A

e_{bn} : Tensão da fase B

e_{cn} : Tensão da fase C

E_{an} : Amplitude da tensão e_{an}

E_{bn} : Amplitude da tensão e_{bn}

E_{cn} : Amplitude da tensão e_{cn}

ϕ_1 : Ângulo de fase da tensão e_{an}

ϕ_2 : Ângulo de fase da tensão e_{bn}

ϕ_3 : Ângulo de fase da tensão e_{cn}

e_p : Componente de seqüência positiva da tensão genérica

E_p : Amplitudes de seqüência positiva

β_p : Ângulo de fase de seqüência positiva

e_n : Componente de seqüência negativa da tensão genérica

E_n : Amplitudes de seqüência negativa

β_n : Ângulo de fase de seqüência negativa

S : Vetor da função de transferência da ponte trifásica

e_d : Tensão do lado CC

E_d : Amplitude da tensão e_d

A_{xn} e B_{xn} : Coeficientes da série de Fourier

e_{ac} : Tensão entre as linhas A e C

e_{ba} : Tensão entre as linhas B e A

e_{cb} : Tensão entre as linhas C e B

E_{ac} : Amplitude da tensão e_{ac}

E_{ba} : Amplitude da tensão e_{ba}

E_{cb} : Amplitude da tensão e_{cb}

γ_1 : Ângulo de cruzamento da tensão de comutação e_{ac}

γ_2 : Ângulo de cruzamento da tensão de comutação e_{ba}

γ_3 : Ângulo de cruzamento da tensão de comutação e_{cb}

α_1 : Ângulo de disparo da fase A

α_2 : Ângulo de disparo da fase B

α_3 : Ângulo de disparo da fase C

μ_1 : Ângulos de comutação da fase A

μ_2 : Ângulos de comutação da fase B

μ_3 : Ângulos de comutação da fase C

γ_k : Ângulo genérico de cruzamento

X_a : Reatância equivalente - fase A, vista do lado secundário do transformador do conversor

X_b : Reatância equivalente - fase B, vista do lado secundário do transformador do conversor

X_c : Reatância equivalente - fase C, vista do lado secundário do transformador do conversor

p : Número de pulsos do conversor

DF: Fator de qualidade ou de distorção

HF: Fator harmônico

I_n : Valor rms da n ésima harmônica da corrente de entrada

I_1 : Valor rms da corrente fundamental

A: Tensão de saída, a terra, da fase A

B: Tensão de saída, a terra, da fase B

C: Tensão de saída, a terra, da fase C

AUX1_A: 1ª bobina auxiliar do trafo da fase A

AUX2_A: 2ª bobina auxiliar do trafo da fase A

P_A: Bobina principal da fase A

VA: Tensão aplicada a fase A

AUX1_B: 1ª bobina auxiliar do transformador da fase B

AUX2_B: 2ª bobina auxiliar do transformador da fase B

P_B: Bobina principal da fase B

VB: Tensão aplicada a fase B

AUX1_C: 1ª bobina auxiliar do transformador da fase C

AUX2_C: 2ª bobina auxiliar do transformador da fase C

P_C: Bobina principal da fase C

VC: Tensão aplicada a fase C

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

INTRODUÇÃO

1.1 – Apresentação

A energia elétrica que nos utilizamos é produzida sob forma de tensão alternada senoidal cuja frequência é de 60 Hz. A natureza de grande maioria das cargas conectadas à rede de distribuição é resistiva.

Este é o caso de todas as lâmpadas incandescentes e aquecedores elétricos. Para outras cargas, chamadas de cargas não lineares, os caracteres elétricos são diferentes.

Antes do desenvolvimento dos transformadores autôscopos, os reatores magnéticos eram presentes na rede elétrica. Na maior parte do tempo, estas cargas são consideradas como resistivas. O desenvolvimento de técnicas modernas de controle de potência em sistemas de distribuição de energia elétrica de substâncias energéticas nos possibilita a instalação de cargas não lineares, como os computadores, que geram correntes deformadas.

Atualmente a grande maioria das fontes de harmonicas que circulam nos sistemas de distribuição são provenientes de conversores eletrônicos, como os empregados em:

- acionamentos eletrônicos para motores;
- reguladores eletrônicos de tensão;
- fontes de tensão contínua (FVDC);
- fontes de alimentação;
- reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga;

INTRODUÇÃO

1.1 – Apresentação

A energia elétrica que nós utilizamos é produzida sob forma de tensão alternada senoidal cuja frequência é de 60 Hz. A natureza da grande maioria das cargas conectadas à rede de distribuição é tal que as correntes solicitadas são também senoidais; sendo estas cargas ditas lineares. Este é o caso de todas as cargas resistivas, motores assíncronos em carga, condensadores, etc. Para outras cargas, chamadas de cargas não lineares, as correntes são distorcidas.

Antes do aparecimento dos conversores estáticos, as correntes de magnetização dos transformadores, de máquinas elétricas e de reatores constituíam a essência das cargas não lineares presentes na rede elétrica. Na maior parte do tempo, estas cargas não causavam sérios problemas. O desenvolvimento da eletrônica de potência mudou completamente esta situação. A crescente instalação de cargas não lineares no sistema elétrico tem provocado uma demanda cada vez maior de correntes deformadas.

Atualmente a grande maioria das fontes de harmônicos que produzem estas correntes deformadas são constituídas de conversores estáticos, como os empregados em:

- acionamentos controlados para motores;
- retificadores, carregadores de bateria;
- linhas de corrente contínua (HVDC);
- fontes de alimentação;
- reatores eletrônicos para lâmpadas de descarga;
- etc.

A circulação de correntes distorcidas na rede, causa diversos problemas cujas conseqüências, entre outras são:

- o aumento das perdas em todos os condutores e peças de equipamentos (interruptores, disjuntores, fusíveis, transformadores, etc.) onde circulam estas correntes; que somadas as perdas por efeito Joule reduzem a capacidade dos circuitos;
- as perdas adicionais produzidas nos enrolamentos dos transformadores, um dos equipamentos mais diretamente afetados pelas correntes harmônicas. Estas perdas não são somente devidas ao efeito Joule, mas também às correntes induzidas dentro dos enrolamentos, no núcleo e nas partes metálicas, pelas componentes de alta freqüência dos campos de fuga. Para evitar que o transformador não se sobreaqueça, deve-se reduzir sua capacidade, porém em casos onde as correntes são muito distorcidas, esta diminuição pode atingir até 50 %;
- os problemas originados em condensadores, o segundo tipo de equipamento mais afetado pelas correntes harmônicas. Estes condensadores ligados em paralelo com a rede para corrigir o fator de potência têm reatâncias tanto menores quanto maior a freqüência: eles agem como filtros e criam um caminho de baixa impedância às correntes harmônicas. Estas correntes se superpõem à corrente fundamental, causando perdas suplementares que podem exceder a capacidade térmica dos condensadores, reduzindo assim sua vida útil. Além do mais, pode-se produzir fenômenos de ressonância que submetem o sistema elétrico a sobretensões que danificam sua isolação;
- as perdas adicionais produzidas pelos harmônicos de tensão em máquinas elétricas, em particular os motores assíncronos. Os harmônicos de tensão produzem perdas adicionais dentro do núcleo magnético além de correntes adicionais no rotor, que criam forças magnetomotrizes que se traduzem por torques parasitas a freqüências elevadas. Estes torques causam vibrações que afetam a carga mecânica acoplada ao eixo do motor;
- os problemas causados nos acionamentos controlados e nos retificadores anteriormente mencionados, que são habitualmente cargas industriais de média ou grande potência. Eles constituem fontes pontuais de harmônicos. Os problemas que eles criam são na

maioria das vezes, levados em consideração quando da compra e da instalação do equipamento. O mesmo acontece para as linhas de transmissão de energia em alta tensão contínua onde filtros fazem parte inerente da instalação;

- o funcionamento de vários aparelhos eletrônicos é alterado quando alimentados por uma tensão distorcida, particularmente se estes aparelhos dependem de sinais gerados pela passagem em zero da tensão de alimentação para operar corretamente. Se os harmônicos de tensão criam falsas passagens em zero, seu comportamento pode induzir a erros, demonstrando assim a interferência das harmônicas em diversos tipos de equipamentos, como: conversores a tiristores, controladores lógicos programáveis (CLP's), aparelhos médicos, microcomputadores, televisores e outros;
- a possibilidade deste fenômeno causar erros na contabilização da energia elétrica. Problemas adicionais também podem ser causados, como: os relés de proteção, fusíveis e disjuntores podem operar erroneamente, interferências podem ser produzidas nas redes telefônicas, etc.

Até no ponto de geração, onde a tensão é senoidal, a interação que existe entre as correntes harmônicas e a impedância equivalente da rede pode produzir na carga uma tensão distorcida. É importante ressaltar que as cargas não lineares agem não como fontes de tensão harmônicas, mas como fontes de corrente harmônicas, onde a amplitude destas correntes só depende da carga. Assim, em termos de equivalente podemos considerar que contrariamente à corrente fundamental, as correntes harmônicas não circulam da fonte em direção à carga, mas da carga em direção à fonte.

Os conversores CA/CC são usados em uma grande gama de aplicações em sistemas de potência. Eles são naturalmente não-lineares e geram harmônicos em ambos os lados CA e CC.

Sob condições ideais de operação, os harmônicos gerados por conversores multifásicos são bem conhecidos, porém em condições não-lineares, tanto tensões de suprimento desbalanceadas como impedâncias de comutação assimétricas além de ângulos de disparo não equidistantes produzem harmônicos não característicos na entrada e saída dos terminais dos conversores [Ng97]. A principal causa de tensões trifásicas desbalanceadas é o agrupamento de grandes cargas monofásicas, não distribuídas uniformemente entre as fases. Isto ocorre devido a pesadas demandas

de cargas monofásicas impostas por alguns usuários. Condições de desequilíbrio podem também ser causadas por transformadores em delta abertos, linhas de transmissão não transpostas, etc. [Le98].

1.2 – Estado da Arte

Em se tratando deste importante fenômeno na degradação da qualidade da energia elétrica, o setor elétrico tem acompanhado, com uma certa preocupação, os resultados de estudos e pesquisas que vêm sendo exaustivamente publicados pela mídia técnica.

Um método para calcular os harmônicos associados a sistemas multiconversores foi proposto por Yacamini e Oliveira [Ya80]. A metodologia desenvolvida neste trabalho 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 a conversores de 24, 48 e mais pulsos. Adicionalmente, o método é iterativo, permitindo-se obter o efeito que os harmônicos gerados acabam repassando as tensões no barramento do conversor.

Outro trabalho relevante é o de Rashid e Maswood [Ra88], na qual é feita uma análise do conversor CA-CC e é avaliado o seu desempenho sob condições equilibradas e desequilibradas. Neste trabalho, o esquema de ângulo controlado para o conversor CA-CC, é analisado. Além disso, são investigados os efeitos dos desequilíbrios de tensão no fator de potência, no fator harmônico, no fator de distorção das correntes de entrada e de saída, na distorção harmônica total das tensões de saída e nos harmônicos de baixa ordem.

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.

Neste contexto, pesquisadores do mundo inteiro têm voltado os olhos na busca de soluções alternativas para a mitigação do fenômeno harmônico tanto em nível de origem do efeito quanto em nível de consequência, ambas normalmente nefastas ao sistema elétrico.

Dentre os diversos trabalhos apresentados sobre o tema em questão, serão apresentados com maior ênfase duas soluções, relacionadas diretamente na abordagem desta dissertação: um compensador eletromagnético de desequilíbrios e de quedas de tensão e o controle individual de pulsos (CIP) de conversores estáticos.

- **Compensador Eletromagnético de Desequilíbrios e de Quedas de Tensão [Pa96]**

Este compensador foi originado baseando-se em um transformador especial, desenvolvido por Abreu [Ab86], denominado ADZ.

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. Estas defasagens são conseguidas através do controle independente, em cada uma das fases, da tensão de saída, obtida através da conveniente seleção dos tapes e polaridades das bobinas auxiliares que compõem o ADZ.

Desta maneira, é possível, a partir de um determinado conjunto conhecido de tensões na entrada do equipamento, obter-se na 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 a dimensão do lugar geométrico, ou seja, as defasagens que o equipamento permite, são diretamente relacionadas às características construtivas do mesmo, a saber:

- a relação entre o número de espiras das bobinas auxiliares e da bobina principal;
- o número de tapes disponíveis em cada bobina auxiliar.

Assim, este compensador, fundamentado nas considerações anteriores, foi concebido para atenuar, ou mesmo eliminar, desequilíbrios de tensão no sistema elétrico, constituindo-se conseqüentemente em uma alternativa mais versátil às convencionais.

A metodologia aplicada consiste em tornar as tensões na entrada do compensador iguais à parcela equilibrada das tensões de fase do sistema. Supõe-se assim, o ADZ instalado em um ponto do sistema de distribuição, sendo alimentado por um conjunto de tensões, em sua entrada, desequilibrado e assimétrico. Dessa maneira, o desequilíbrio apresentado pelo alimentador pode ser

atenuado, ou mesmo eliminado, suprimindo-se as parcelas não equilibradas do sinal e tendo como resultado no ponto escolhido, um sinal de tensão simétrico e equilibrado.

A metodologia desenvolvida para a obtenção dos tapes e polaridades para o ADZ se baseia na relação 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 [Ie87] [Di65] [Sm88] [Ra88] [Bh96] [Be63]. Conseqüentemente, eliminando-se as componentes não positivas do sinal, que produzem o desequilíbrio, consegue-se minimizar o conteúdo do mesmo.

O ADZ e conseqüentemente sua modelagem, serão apresentados detalhadamente no capítulo III.

- **Controle Individual de Pulsos (CIP) Aplicado a Conversores [Ng96]**

Esta metodologia foi desenvolvida por Ngandui [Ng97] 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 faz uma análise da influência do desequilíbrio de tensão, da desigualdade 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 chaveamento, obtém-se as expressões dos harmônicos gerados, tanto na entrada (corrente alternada), quanto na saída (tensão contínua), pelo conversor. Os resultados desta análise, obtidos através de simulação computacional, confirmou que o desempenho dos conversores CA-CC se deterioram quando são 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 correntes de entrada do conversor, são as seguintes:

- tensões: a fim de melhorar as características da tensão entregue por conversores CA-CC em regime desequilibrado, um método assimétrico de comando de semicondutores (não equidistante) é proposto para a eliminação de harmônicos não característicos de baixa ordem. Esta solução é particularmente interessante àquelas aplicações a correntes elevadas e baixas tensões, nas quais a qualidade da tensão de saída é importante.
- 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.

O desenvolvimento do conversor por funções de chaveamento apresentado neste trabalho e implementado para conversores de 6 pulsos, conforme será apresentado no capítulo IV, constituir-se-á em uma das bases da análise a ser conduzida na proposta desta Dissertação de Mestrado, apresentada a seguir.

1.3 – Proposta de Trabalho

Em relação aos problemas mencionados e tendo como base o estado da arte citado anteriormente, apresenta-se este trabalho como uma contribuição para a mitigação de harmônicos de corrente de entrada não característicos produzidos por conversores em condições desbalanceadas de tensões de suprimento.

Esta contribuição consiste na proposição e validação de um modelo computacional baseado no EMTP (*Electromagnetic Transients Program*), para verificar o comportamento do ADZ (*Phasor Controller*) aplicado conjuntamente a um conversor especial que utiliza a técnica de controle individual de pulsos (pulsos assimétricos). Um esquema básico desta proposição está indicada na figura 1.1.

SIMULAÇÃO EM EMTP

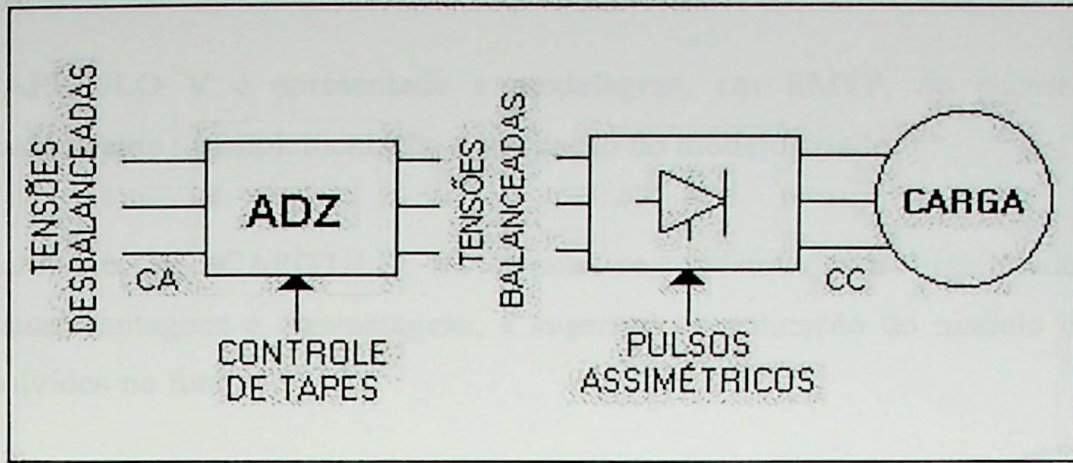


Figura 1.1 – Esquema básico proposto a modelagem

Este trabalho é ainda parte integrante de um arcabouço maior, encabeçada por uma tese de doutorado intitulada “ Uma Contribuição à Compensação de Desequilíbrios de Tensão em Sistemas Elétricos sob o Enfoque da Qualidade da Energia Elétrica ”, onde será ferramenta fundamental na análise do comportamento harmônico do conjunto ADZ / CIP (controle individual de pulsos).

1.4 – Conteúdo da Dissertação

Para o esclarecimento da proposta acima, os próximos capítulos serão divididos como descrito a seguir:

O CAPÍTULO II descreve os comandos necessários do EMTP, pacote computacional utilizado para a modelagem do sistema proposto para a aplicação neste trabalho, e que correspondem a uma pequena gama de comandos oferecidos por este pacote. Caso o leitor esteja familiarizado com o pacote computacional EMTP, recomenda-se abster-se da leitura deste capítulo.

No CAPÍTULO III são feitas a descrição da concepção básica e o equacionamento do ADZ, que é basicamente, um transformador eletromagnético de compensação de desequilíbrios de tensões com aplicações na mitigação de harmônicos através do uso de seus tapes.

O CAPÍTULO IV descreve a técnica de controle individual de pulsos, esquema utilizado para disparar pulsos não equidistantes em conversores tiristorizados, resultando em uma mitigação mais fina de harmônicos tanto em seu lado CA quanto CC.

No CAPÍTULO V é apresentada a modelagem, em EMTP, do pacote ADZ / CIP, consistindo basicamente na implementação e validação do modelo criado.

E finalmente, no CAPÍTULO VI conclui-se, mostrando a viabilidade do modelo, descrevendo suas vantagens e desvantagens, e sugerindo a aplicação do modelo em trabalhos a serem desenvolvidos no futuro.



O EMTP - " ELETROMAGNETIC TRANSIENTS PROGRAM "

Este capítulo descreve as condições de EMTP utilizadas na modelagem proposta nesta dissertação de mestrado, sendo importante salientar que as referências para a metodologia empregada encontram-se nos capítulos desta dissertação e nos capítulos 2 e 3 desta tese, bem como nos capítulos de referência por este ponto de vista. Para saber mais informações a respeito do EMTP recomenda-se:

CAPÍTULO II
O EMTP – “ ELETROMAGNETIC TRANSIENTS PROGRAM ”

Para a análise de sistemas elétricos de potência, a primeira etapa de uma avaliação, os resultados obtidos nos estudos de curto-circuito em sistemas elétricos de potência são sempre derivados por algoritmos de cálculo. A fim de obter os resultados esperados, o cálculo de variáveis é feito de forma sequencial, determinando as condições iniciais de uma máquina motora em um instante de tempo em um circuito específico.

Uma ferramenta utilizada no EMTP é a representação dos elementos dos sistemas elétricos de potência por meio de linhas de transmissão e fontes de tensão e corrente, bem como a saturação de um transformador e partes de sistemas elétricos.

CAPÍTULO II

O EMTP - “ ELETROMAGNETIC TRANSIENTS PROGRAM ”

Este capítulo descreve os comandos do EMTP utilizados na modelagem proposto nesta dissertação de mestrado, sendo importante salientar que os comandos aqui abrangidos se restringem somente aos utilizados neste trabalho e correspondem a uma pequena gama dos comandos oferecidos por este pacote computacional. Para obter-se mais informações a respeito do EMTP recomenda-se consultar seus manuais ou bibliografia a respeito [Se96].

2.1 – O EMTP

O *Electromagnetic Transients Program*, conhecido como EMTP, tem como principal objetivo simular circuitos elétricos com o intuito de se analisar os fenômenos transitórios. Entretanto, é também muito utilizado para se simular circuitos da eletrônica de potência.

Pelo fato de utilizar-se de métodos matemáticos e técnicas numéricas, o EMTP é capaz de fazer análises de sistemas elétricos complexos. Pode-se obter de uma simulação, as tensões nodais, tensões de ramos, corrente em elementos específicos e até mesmo a energia dissipada por elementos do circuito. Além disso, pode-se previamente especificar o cálculo de variáveis a fim de, por exemplo, determinar as constantes mecânicas de uma máquina rotativa ou a saturação de um circuito magnético.

Uma facilidade existente no EMTP é o fato dele apresentar comandos que permitem a representação por exemplo, de linhas de transmissão à partir de dados geométricos da mesma ou obter a saturação de um transformador à partir de seus dados elétricos.

Uma peculiaridade do EMTP é o grande número de modelos, para os diversos componentes do sistema elétrico, que ele possui. Isso permite representar e analisar a maior parte dos circuitos elétricos e eletrônicos. Na eletrônica é utilizado para simular circuitos de eletrônica de potência.

É importante ressaltar que, dependendo do passo de integração utilizado, pode-se levar a oscilações numéricas que podem gerar resultados imprecisos ou até mesmo incorretos.

A tela de entrada do EMTP, utilizado neste trabalho, é mostrado a seguir, na Figura 2.1:

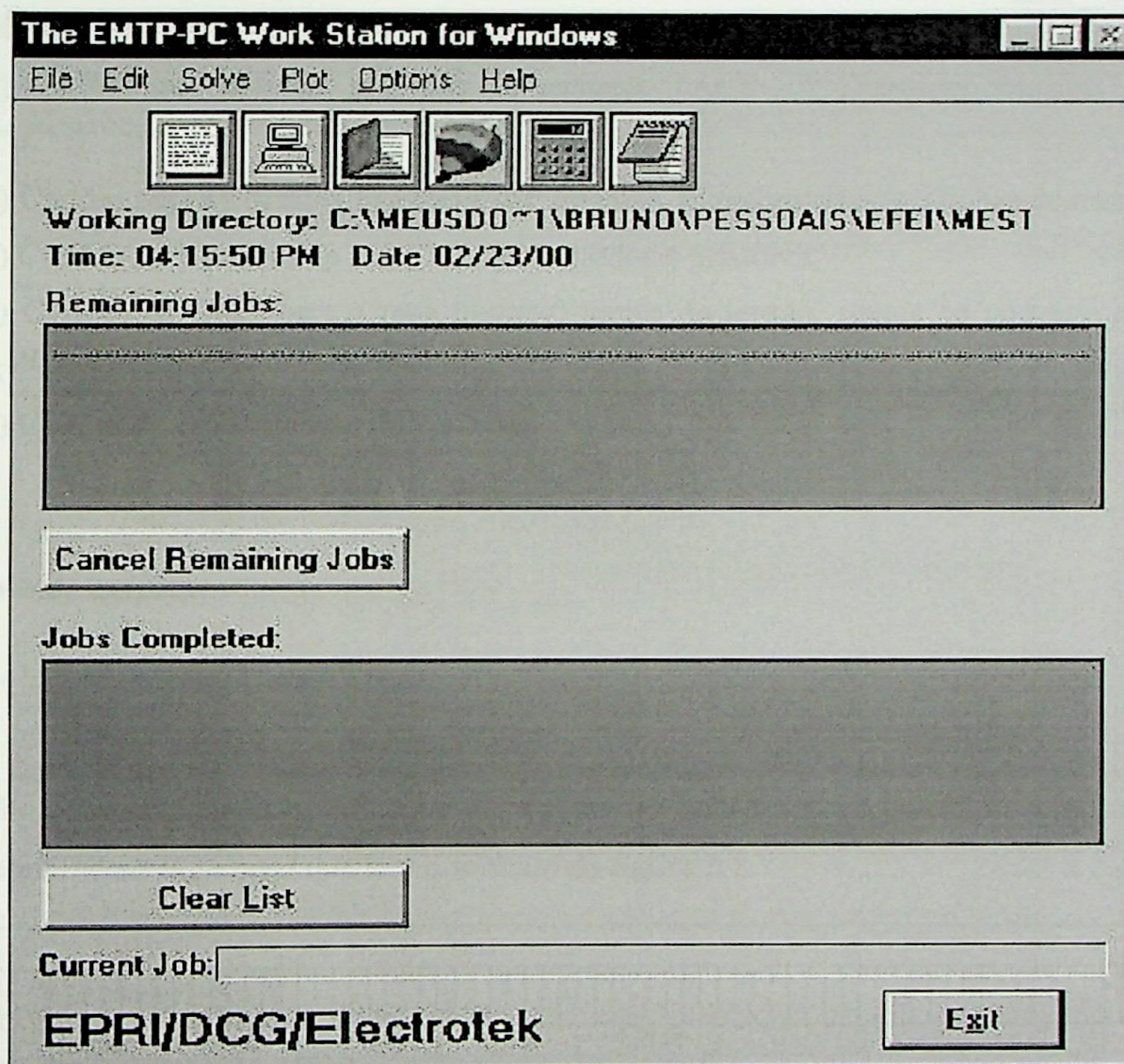


Figura 2.1 – Tela do EMTP

- DELTAT (col. 1-8): tamanho do passo de tempo da integração numérica (em segundos).
- TMAX (col. 9-16): o instante final de análise em segundos.
- XOPT (col. 17-24): valor que indica se o dado é uma indutância em mH ou reatância indutiva em ohms.
 - 1) XOPT=0 indica indutâncias em milihenries;
 - 2) XOPT>0 indica valores em ohms na frequência XOPT em hertz.
- COPT (col.25-32): valor que indica se o dado é uma capacitância em microfarads ou reatância capacitiva em microhms.
 - 1) COPT=0 indica capacitâncias em microfarads;
 - 2) COPT>0 indica valores em microhms na frequência COPT em hertz.
- EPSILN (col. 33-40): corresponde à tolerância que é usada para testar a singularidade da matriz de coeficientes reais e seu valor é próximo de zero.
- TOLMAT (col. 41-48): corresponde à tolerância que é usada para testar a singularidade da matriz complexa de admitâncias e seu valor é próximo de zero.

O cartão descrito anteriormente deve ser seguido pelo *integer miscellaneous card* que é descrito na figura 2.2.

1								2								3								4								5								6								7								8																																	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
18								18								18								18								18								18								18								18																																	
IOUT								IPLOT								IDOUBL								KSSOUT								MAXOUT								IPUN								MEMSAV								ICAT								NERER								IPRSUP																	

Figura 2.3 - Integer miscellaneous card

- IOUT (col. 1-8): indica a frequência da saída impressa (LUNIT6) dentro do loop de integração, por exemplo, um valor 3 indica que nos passos múltiplos de três, as grandezas escolhidas pelo usuário serão armazenadas para fins de impressão. Um valor zero ou nulo é convertido em 1.

- IPLOT (col. 9-16): indica a frequência de amostragem e salvamento dos pontos da solução com o propósito de impressão posterior.
- IDOUBL (col.17-24): controla a saída LUNIT6 de uma tabela de conexões da rede. Um valor zero ou nulo suprime esta saída, e um valor unitário a produz.
- KSSOUT (col. 25-32): controla a impressão dos fasores de solução no regime permanente:
 - 0: sem impressão de saída;
 - 1: imprime a solução no regime permanente completa: fluxo nos ramos, fluxo nas chaves e injeção de fontes;
 - 2: imprime fluxo nas chaves e injeção de fontes;
 - 3: imprime fluxo nos ramos requisitados na coluna 80, fluxo nas chaves e injeção de fontes.
- MAXOUT (col. 33-40): controla a impressão na conclusão da simulação. Um valor zero ou nulo suprime esta saída.
- IPUN (col. 41-48): é usado para requisitar a inserção de um cartão extra para variar a frequência de impressão. Um valor -1 requisita o cartão, caso contrário zero ou nulo.
- MEMSAV (col. 49-56): controla o armazenamento da memória do EMTP em disco rígido no fim da simulação para uma posterior requisição “Start Again”. O valor 1 indica a requisição de salvamento, caso contrário digite zero ou nulo.
- ICAT (col. 57-64): deve ser deixado em branco se nenhum salvamento permanente de dados brutos de pontos de gráficos é desejado, caso contrário deve ter um valor positivo:
 - 1: salva os pontos e ignora qualquer “*batch mode plot cards*”;
 - 2: salva os pontos e considera qualquer “*batch mode plot cards*”.
- NENERG (col. 65-72): para simulações determinísticas deve ser deixado em branco ou zero, para data cases “*STATISTIC*” ou “*SYSTEMATIC*” este campo deve conter o número total de energizações.

- IPRSUP (col. 73-80): normalmente é deixado em branco, mas se for um valor positivo, será o controle de impressão de diagnóstico.

2.3.2 – Cartões TACS

O nome TACS é derivado de “*Transient Analysis of Control Systems*”. Os cartões TACS são opcionais para o EMTP, mas quando aparecem eles antecedem o cartão que representa os ramos. Maiores informações sobre os tipos de cartões TACS utilizados no modelo desenvolvido estão explicitados no apêndice deste trabalho.

O início destes dados é declarado para o EMTP por meio de um dos dois modos representados na figura 2.3.

	C	1									2									3									
	C	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0
	C																												
TIPO 1	TACS STAND ALONE																												
TIPO 2	TACS HYBRID																												

Figura 2.4 – Tipos de cartões TACS

Tipo 1: O “*TACS STAND ALONE*” deve ser usado quando não existe circuito elétrico no mesmo *Data Case*.

Tipo 2: O “*TACS HYBRID*” deve ser usado quando existe um circuito elétrico no mesmo *Data Case*.

Em seguida encontram-se umas regras básicas que devem ser seguidas quando o usuário está preparando os dados para simulação:

- 1) o circuito de controle, cujo comportamento será simulado, deve ser descrito primeiramente como um diagrama em blocos, mostrando as interconexões (sinais e direções) entre todos os blocos e fontes de sinal. Os blocos podem ser funções de transferência, order-zero blocks, limitadores, funções algébricas, operadores lógicos e outras séries de dispositivos especiais.

- 2) cada bloco e fonte de sinal deve estar associado a uma única saída, que deve ter nome único para não confundir com outras saídas do circuito. Este nome será utilizado para se fazer a interconexão entre os blocos do circuito simulado. Um nome é uma seqüência de 1 a 6 caracteres incluindo espaços em branco.
- 3) o usuário deve preencher os dados de acordo com o conjunto de regras para cada tipo de bloco e dispositivos.

2.3.2.1 – Capacidades do TACS

O programa TACS é utilizado para resolver equações diferenciais e algébricas associados a conexões arbitrárias dos seguintes elementos:

- a) funções de transferência em “s” de qualquer ordem:
 - $OUTPUT=GANHO*SOMA(INPUTS)*G(s)$;
- b) “*Order-Zero Blocks*”:
 - $OUTPUT=GANHO*SOMA(INPUTS)$;
- c) limitadores (saturação), estático ou dinâmico com limites constantes ou variáveis , superpostos na função de transferência ou “*order-zero blocks*”;
- d) fontes de sinal de entrada tais como nível, pulso ou degrau, sinal senoidal, qualquer tensão de nó, corrente em chave ou status de chave medidos na rede elétrica, etc;
- e) variáveis complementares usando operadores algébricos e lógicos e todas as funções da biblioteca do FORTRAN;
- f) dispositivos de aplicações especiais tais como *frequency meter*, relés, *level trigger*, *transport delay*, *pulse delay*, *digitizer*, *time-sequenced switch*, *controlled integrator*, *simple derivative*, *input-if component*, *signal selector*, *sample and track*, *instantaneous min/max*, *min/max tracking*, *accumulator* e *counter*.

Qualquer sinal entre esses elementos podem ser passados à rede elétrica como uma fonte de tensão ou corrente, ou um sinal controlando a operação de um disjuntor, válvula, tiristor ou diodo.

- a) A fonte é identificada pelo nome alfanumérico nas colunas 3-8;
- b) T-START = branco ou zero: a fonte está ativa em $t > 0$;
 = algum valor: a fonte está ativa em $t > \text{valor}$;
 = negativo: a fonte está ativa em $t < 0$;
- c) T-STOP = branco ou zero: a fonte nunca será desligada;
 = valor: a fonte é desligada em $t \geq \text{valor}$.
- d) Tipos de fontes (col. 1-2): os tipos de fontes são esquematicamente representadas nas figuras 2.5.a, 2.5.b e 2.5.c.

TIPO = 11: sinal contínuo

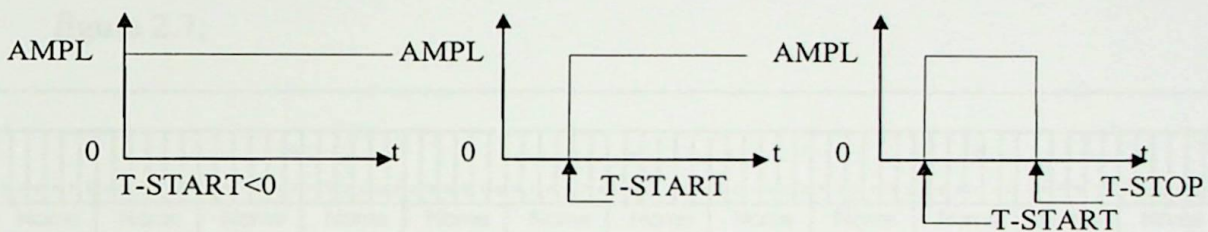


Figura 2.6.a – Tipo de fonte 11: cartão TACS

TIPO = 23: pulso

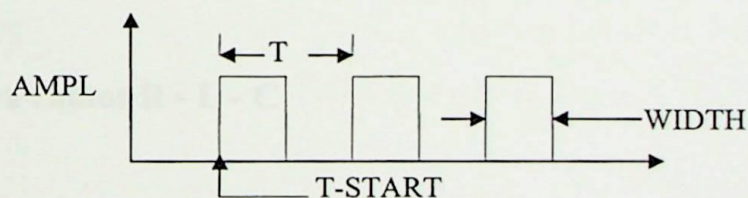


Figura 2.6.b – Tipo de fonte 23: cartão TACS

TIPO = 24: rampa

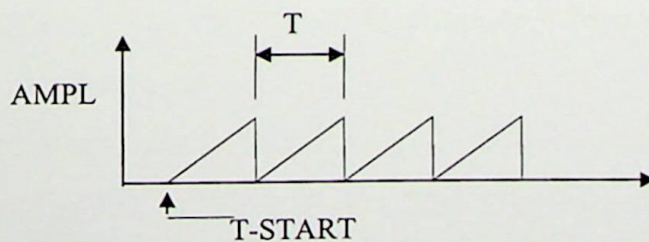


Figura 2.6.c – Tipo de fonte 24: cartão TACS

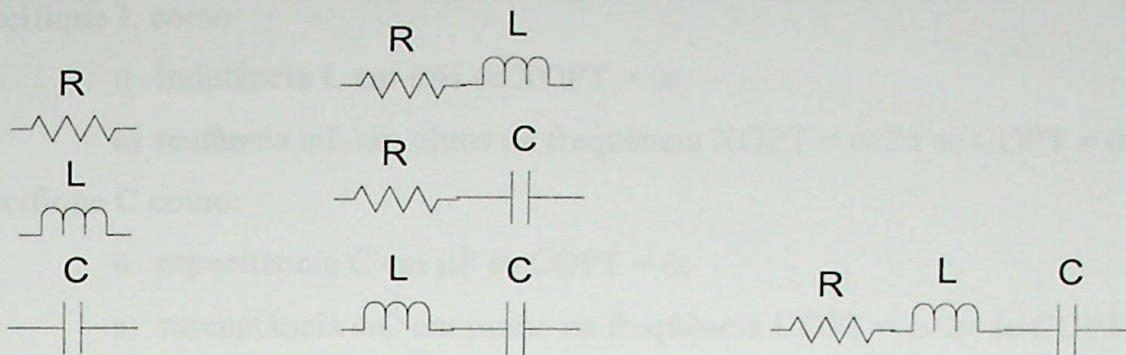


Figura 2.8 – Tipos de ramos R, L, C

A figura 2.9 representa um ramo R, L, C genérico.

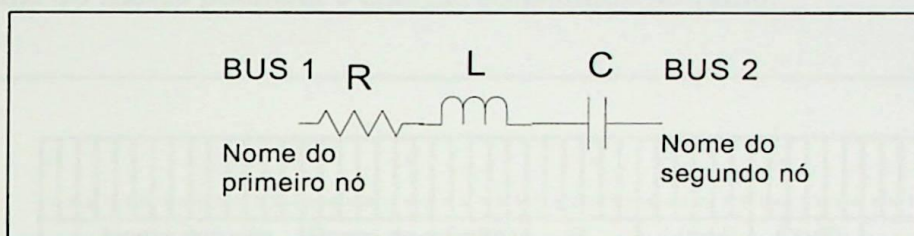


Figura 2.9 – Ramo R, L, C genérico

Para isto, deve-se seguir as seguintes regras, aplicadas à figura 2.10:

- 1) digite zero nas colunas 1-2 ou deixe em branco;
- 2) especifique os nós dos terminais do ramo com um nome de seis caracteres alfanuméricos. Utilize os campos BUS1 e BUS2 das colunas 3-14. Um dos nós do ramo pode ser aterrado deixando o campo de seu nome em branco;
- 3) pelo menos um dos valores R, L ou C deve ser diferente de zero;
- 4) quando o ramo não possui R ou L então indique $R = 0$ ou $L = 0$, quando não possuir capacitor $C = 0$ e o programa entenderá $1/\omega C = 0$;
- 5) se os dados R, L, C de um ramo são idênticos aos de um ramo anterior, então pode-se repetir os nomes dos nós do ramo que servirá de referência nas colunas 15-26 e deixar as colunas R, L, C em branco;
- 6) os valores numéricos dos parâmetros R, L, C se encontram nas unidades estabelecidas pelas variáveis "XOPT" e "COPT" descritas anteriormente:
 - a) especifique R em ohms;

b) especifique L como:

i) indutância L em mH se $XOPT = 0$;

ii) reatância ωL em ohms na frequência $XOPT = \omega/2\pi$ se $COPT \neq 0$;

c) especifique C como:

i) capacitância C em μF se $COPT = 0$;

ii) susceptância ωC em μmho na frequência $COPT = \omega/2\pi$ se $COPT \neq 0$;

7) opções de saída para plotagem:

a) 1 na coluna 80 indica corrente no ramo;

b) 2 na coluna 80 indica tensão do ramo;

c) 3 na coluna 80 indica corrente e tensão do ramo;

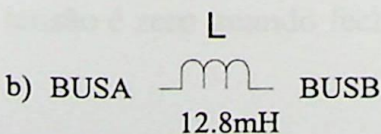
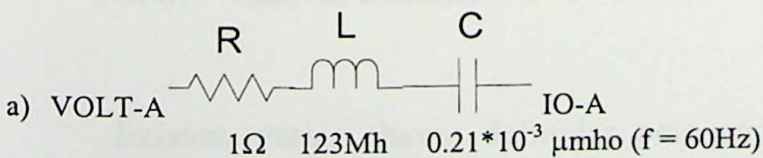
d) 4 na coluna 80 indica potência e energia consumida no ramo.

c		1								2								3								4										
1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	0	1	2	3	4	5	6	7
Nome dos nós				Ramo de referênc				R		L(mH)		C(uF)																								
BUS1				BUS2				BUS3		BUS4		(ohms)		ou wL		ou wC																				
I2	A6	A6	A6	A6	A6	A6	A6	A6	A6	E6.2	E6.2	E6.2	E6.2	E6.2	E6.2	E6.2	E6.2	E6.2	E6.2																	

Figura 2.10 – Formato do cartão R, L, C

2.3.3.1 – Formato do cartão e exemplos

Para exemplificar alguns casos de ramos R, L, C, criou-se ramos fictícios representados na figura 2.11.



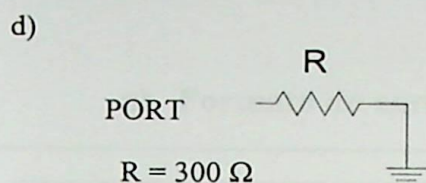
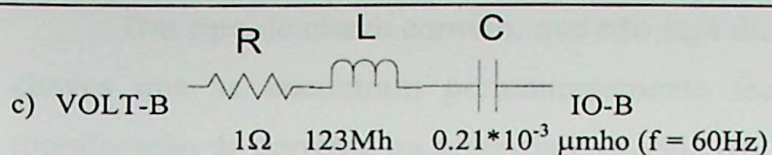


Figura 2.11 – Exemplos fictícios de ramos R, L, C

Para a representação no formato cartão do EMTP, os exemplos anteriores ficariam como indicado na figura 2.12.

c		1									2									3									4									5									6									7									8								
		Nome dos nós				Ramo de referênc				R		L(mH)		C(uF)																																																											
		BUS1		BUS2		BUS3		BUS4		(ohms)		ou wL		ou wC																																																											
I2		A6		A6		A6		A6		E6.2		E6.2		E6.2																																																											

- a) 0 VOLT-A IO-A 1 123 . . 21E - 3
- b) 0 BUSA BUSB 12 . 8
- c) 0 VOLT-B IO-B VOLT-A IO-A
- d) 0 PORT 300

Figura 2.12 – Representação em EMTP dos exemplos fictícios

2.3.4 – Switch Cards

2.3.4.1 – Chaves comuns

Existem várias chaves definidas pelo código ITYPE. Para o modelo implementado foi utilizado chaves que correspondem ao código ITYPE = 0 (col. 1 - 2 do cartão). Para elas, a queda de tensão é zero quando fechadas, e a corrente é nula quando abertas.

2.3.4.2 – Chaves controladas por TACS

O STATUS destas chaves são controlados por sinais TACS. Estas chaves correspondem aos códigos ITYPE = 11, 12 ou 13 (col. 1-2 do cartão). Neste ponto somente serão descritas as chaves usadas no modelo implementado.

a) ITYPE = 11

É usado para simular chaves que, enquanto seguem a simples regra de abertura / fechamento de um diodo padrão, pode simultaneamente ser controlada por qualquer variável TACS indicada como:

- um sinal de GRID;
- um sinal OPEN/CLOSE sobreposto;
- ou ainda, uma combinação dos modos acima.

- **Regras:**

- 1) Digite 11 nas colunas 1-2;
- 2) Especifique os dois nós de terminais por nomes (col. 3-14). Um dos nós pode ser o terra indicado por um campo em branco. A direção da corrente será tomada do nó da esquerda para direita;
- 3) Sinal TACS de GRID ou OPEN/CLOSE:
 - a) se nada for especificado, então a chave funciona como um diodo: começa a conduzir quando a tensão direta em seus terminais se torna maior que a tensão mínima de ignição V_{ig} (default = 0), e cessa a condução assim que a corrente direta se torne menor que a mínima corrente de manutenção I_{HOLD} (default = 0);
 - b) se o sinal GRID for especificado (col. 65-70), então a chave é uma válvula (tiristor) que segue as regras de abertura e fechamento do diodo, exceto que ao operação de condução, ou fechamento, só se realiza quando o sinal GRID se torna maior que zero;

c) se o sinal OPEN/CLOSE for especificado (col. 71-76) as regras de operação do diodo ou da válvula são sobrepostas assim que o sinal se torne diferente de zero:

- se positivo, a chave se fecha imediatamente e permanece fechada enquanto o sinal for positivo;
- se negativo, a chave se abre imediatamente e permanece aberta enquanto o sinal for negativo;
- se zero, a chave retorna ao seu funcionamento normal de válvula ou diodo;

- 4) A chave pode ser especificada como fechada durante o cálculo de inicialização de regime permanente digitando-se CLOSED nas col. 55-60;
- 5) Um relatório indicando todas as operações de abertura e fechamento pode ser visualizado digitando-se 1 na coluna 79;
- 6) Opções de saída (col. 80)
 - a) 1: corrente;
 - b) 2: tensão;
 - c) 3: corrente e tensão;
 - d) 4: potência e energia.

b) ITYPE = 13

É usado para representar uma chave que é controlada por qualquer variável TACS indicada.

A diferença para o tipo 11 é que seu funcionamento ocorre somente de acordo com o sinal TACS indicado nas col. 71-76, sinal maior que zero a chave fecha e menor ou igual a zero a chave abre. Salvo esta diferença e o tipo 13 nas col. 1-2, as demais regras do tipo 11 também valem para esta chave.

Obs.: Se um circuito não necessita de chaves, então um BLANK CARD deve vir em seguida ao cartão dos ramos. Um BLANK CARD é um cartão que indica o final de um determinado cartão ou simplesmente a não presença deste cartão.

2.3.5 – Cartões de Fontes

Os mais simples componentes da rede elétrica são as fontes convencionais de tensão e corrente, que são funções analíticas no tempo $f(t)$. As fontes sempre tem dois terminais, sendo que um deles deve ser o terra, assim, o terminal não aterrado deve ser identificado por um nome alfanumérico de 6 caracteres nas col. 3-8 do cartão da figura 2.14.

1										2										3										4										5										6										7										8																			
NAME										IV										AMPLITUDE										FREQUENCY										TIME-0										A1										TIME-1										TSATRT										TSTOP									
I2										I2										E10.6										E10.6										E10.6										E10.6										E10.6										E10.6										E10.6									

Figura 2.14 – Cartão de fontes

Para um atraso no início de qualquer função de fonte, digite um valor positivo para TSTART (col. 61-70). Por definição a função terá valor zero antes deste tempo e será igual à função $f(t-TSTART)$ para os tempos t maiores que o tempo inicial TSTART.

Para tornar nula a fonte a partir de um tempo TSTOP, digite um valor positivo apropriado no campo de dados TSTOP (col. 71-80). Então, por definição, a função terá valor zero a partir deste tempo.

O campo de dados IV (col. 9-10) é usado para selecionar fonte de tensão ou corrente, sendo que um branco ou zero seleciona fonte de tensão e um valor negativo, normalmente -1, indica uma fonte de corrente.

A seguir, encontra-se um tipo de fonte correspondente às colunas 1-2 do cartão de dados. A figura 2.15 representa uma fonte tipo 14:

- **tipo 14:** função senoidal cujo valor de pico é a AMPLITUDE e a frequência é FREQUENCY. A fase pode ser especificada tanto em ângulo como em tempo:

a) $A1 = 0$: $f(t) = AMPLITUDE * \cos(ANG)$ onde $ANG = 6.28 * FREQUENCY * (t + TIME-0)$ e “TIME-0” é o ângulo de fase em graus;

b) $A1 > 0$: $f(t) = \text{AMPLITUDE} * \text{COS}(\text{ANG})$ onde $\text{ANG} = 6.28 * \text{FREQUENCY} * (t + \text{TIME-0})$ e "TIME-0" é o ângulo de fase em segundos.

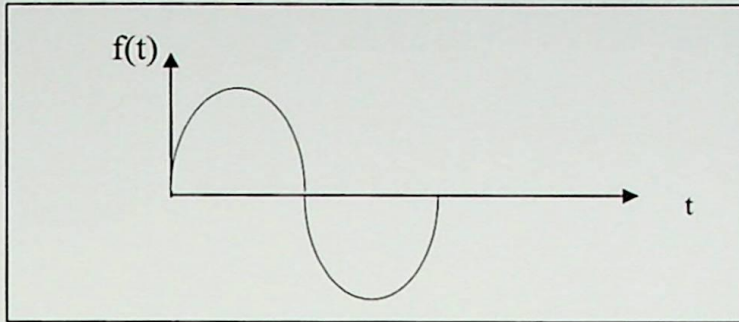


Figura 2.15 – Tipo de fonte 14: cartão Fontes

2.4 – Conclusões

O software utilizado, EMTP, tem grande aplicabilidade em sistemas complexos e ainda apresenta muitos modelos para diversos componentes do sistema elétrico. Porém, não é um programa de fácil utilização, pois sua entrada de dados é muito susceptível a erros, e qualquer destes erros podem levar o software a não executar ou mesmo a gerar resultados errôneos.

No apêndice deste trabalho se encontra um exemplo de uma simulação realizada, com explicações detalhadas de cada passo do modelo utilizado.

Dentre os vários cuidados a se tomar quando da realização de simulações com o modelo proposto, enumera-se as seguintes:

- a tensão de entrada da fase A foi considerada como referência, e desta forma sua defasagem angular é zero para uma onda cossenooidal;
- como o EMTP trabalha com tensões de formas senoidais, as tensões de entrada devem ser transformadas através do defasamento de suas ondas em 90° ;
- os ângulos de disparo que devem ser fornecidos ao EMTP (α') devem ser em segundos (s); sendo que 1° é igual a 0,04629 ms para uma frequência de 60 Hz;
- tem-se que a referência para a contagem do tempo de disparo se inicia em zero. Desta forma, para indicar os ângulos de disparo no EMTP (α'), o ângulo de cruzamento (γ) das tensões deve ser somado, com seu respectivo ângulo de disparo (α) para cada tiristor.

O ADZ - “ CONTROLADOR DE FASOR ”

1- Considerações Iniciais

Este capítulo trata por sua vez, o ADZ - “Controlador de Fasor em inglês Phasor Controller” [A990].

CAPÍTULO III

O ADZ - “ CONTROLADOR DE FASOR ”

CAPÍTULO III

O ADZ - “ CONTROLADOR DE FASOR ”

3.1 – Considerações iniciais

Este capítulo tem por meta apresentar o ADZ – Controlador de Fasor, em inglês *Phasor Controller*” [Ab90].

O ADZ será abordado por se tratar de parte integrante do conjunto que a modelagem proposta nesta dissertação pretende simular. Este modelo consiste portanto do ADZ em conjunto com a técnica de controle individual de pulsos para a mitigação de harmônicos não característicos em conversores controlados.

Desta maneira ao longo deste capítulo se abordará:

- o ADZ com a descrição e a definição de suas variáveis de controle;
- a aplicação do modelo proposto para um caso real do sistema CEMIG, no intuito de confirmar a viabilidade do mesmo.

A aplicação do ADZ na compensação de desequilíbrios e de quedas de tensão, está embasada na própria definição do mesmo, ou seja, autotransformador controlador de fasor cuja tensão de saída pode variar em módulo, ângulo de fase ou ambos [Ab90].

Neste caso, a relevância deste equipamento reside no fato do mesmo permitir alterações não convencionais entre os sinais de tensão de entrada e saída, segundo uma relação de transformação complexa variável. Isto se consiste 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, é possível, a partir de um determinado conhecido conjunto de tensões de entrada do equipamento, se obter, na saída, tensões com variações no módulo, no ângulo de fase ou em ambos. Neste sentido, vale lembrar que a dimensão do lugar geométrico, ou seja, as defasagens e módulos que o equipamento permite, são limitadas pelas características construtivas do mesmo, a saber:

- a relação entre o número de espiras das bobinas auxiliares e da bobina principal;
- o número de tapes disponíveis em cada bobina auxiliar.

Dessa maneira, o ADZ, fundamentado nas considerações anteriores, é concebido para atenuar, ou mesmo eliminar, desequilíbrios de tensão no sistema elétrico, consistindo-se, conseqüentemente, em uma alternativa mais versátil à utilização dos LDC's (*Line Drop Compensator*). Torna-se importante lembrar que o mesmo também permite, como característica adicional, a compensação de quedas de tensão.

3.2 – As Bases do ADZ

O ADZ é, basicamente, um autotransformador que possui uma bobina principal e duas bobinas auxiliares, por fase [Ab90]. Esses enrolamentos também são conhecidos, na terminologia usualmente adotada como bobinas comum e série, respectivamente. A ligação do ADZ apresenta as bobinas principais conectadas em estrela e a ligação entre as bobinas principais e auxiliares em ziguezague. A Figura 3.1, esclarece as explicações anteriores.

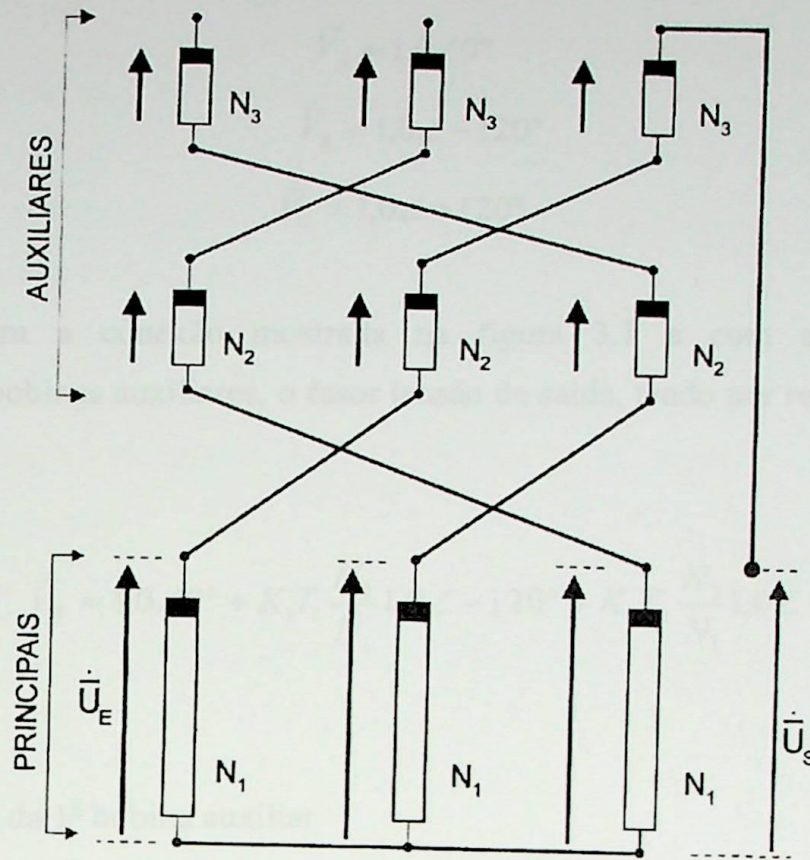


Figura 3.1 – Conexões do ADZ

3.3 – Relação Fundamental

As bobinas auxiliares possuem número de espiras proporcional ao das bobinas principais e, ainda, um conjunto de tapes disponíveis. O valor obtido para o fasor tensão de saída depende da polaridade das bobinas auxiliares e do valor do tape associado. Isto permite ao mesmo desviar-se do fasor 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 os equipamentos permite dependem basicamente da proporcionalidade entre o número de espiras das bobinas principais e das auxiliares e do número de tapes disponíveis por bobina auxiliar. Naturalmente, esses valores dependem da aplicação a qual o equipamento estará vinculado.

Considerando-se um sistema trifásico de tensões, simétrico e sem quedas, aplicado às bobinas principais, tem-se:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}}_A &= 1,0 \angle 0^\circ \\ \dot{\bar{V}}_B &= 1,0 \angle -120^\circ \\ \dot{\bar{V}}_C &= 1,0 \angle +120^\circ\end{aligned}\quad (3.1)$$

De acordo com a conexão mostrada na figura 3.1 e com as tensões induzidas, simultaneamente, nas bobinas auxiliares, o fasor tensão de saída, tendo por referência a fase A, será dado por:

$$\dot{\bar{V}}_S = 1,0 \angle 0^\circ + K_1 T_1 \frac{N_2}{N_1} 1,0 \angle -120^\circ + K_2 T_2 \frac{N_3}{N_1} 1,0 \angle +120^\circ \quad (3.2)$$

onde:

K_1 – polaridade da 1ª bobina auxiliar

K_2 – polaridade da 2ª bobina auxiliar

T_1 – tape da 1ª bobina auxiliar em pu ($0 \leq T_1 \leq 1$)

T_2 – tape da 2ª bobina auxiliar em pu ($0 \leq T_2 \leq 1$)

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

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

$$\dot{\bar{V}}_S = 1 - 0,5 \left(\frac{K_1 T_1 N_2 + K_2 T_2 N_3}{N_1} \right) - j0,866 \left(\frac{K_1 T_1 N_2 + K_2 T_2 N_3}{N_1} \right) \quad (3.3)$$

Fica evidente a importância da definição dos valores das polaridades, 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 características construtivas do ADZ.

Os valores possíveis para as polaridades, 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 (3.3), sendo $V_E = 1,0 \angle 0^\circ$, pode ser fasorialmente representada por:

$$\dot{\vec{V}}_S = \bar{V}_S \angle -\alpha = a + jb \quad (3.4)$$

Onde:

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

$$\alpha = \text{tg}^{-1}(b/a)$$

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

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

Aplicando-se um sistema de alimentação trifásico e simétrico às bobinas principais com o referencial adiantado de 90° e, ainda, com $N_2 = N_3$, tem-se as seguintes possibilidades para o fasor tensão de saída, onde:

$$\begin{aligned} \dot{\vec{V}}_A &= 1,0 \angle 0^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= 1,0 \angle -120^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= 1,0 \angle +120^\circ \end{aligned} \quad (3.5)$$

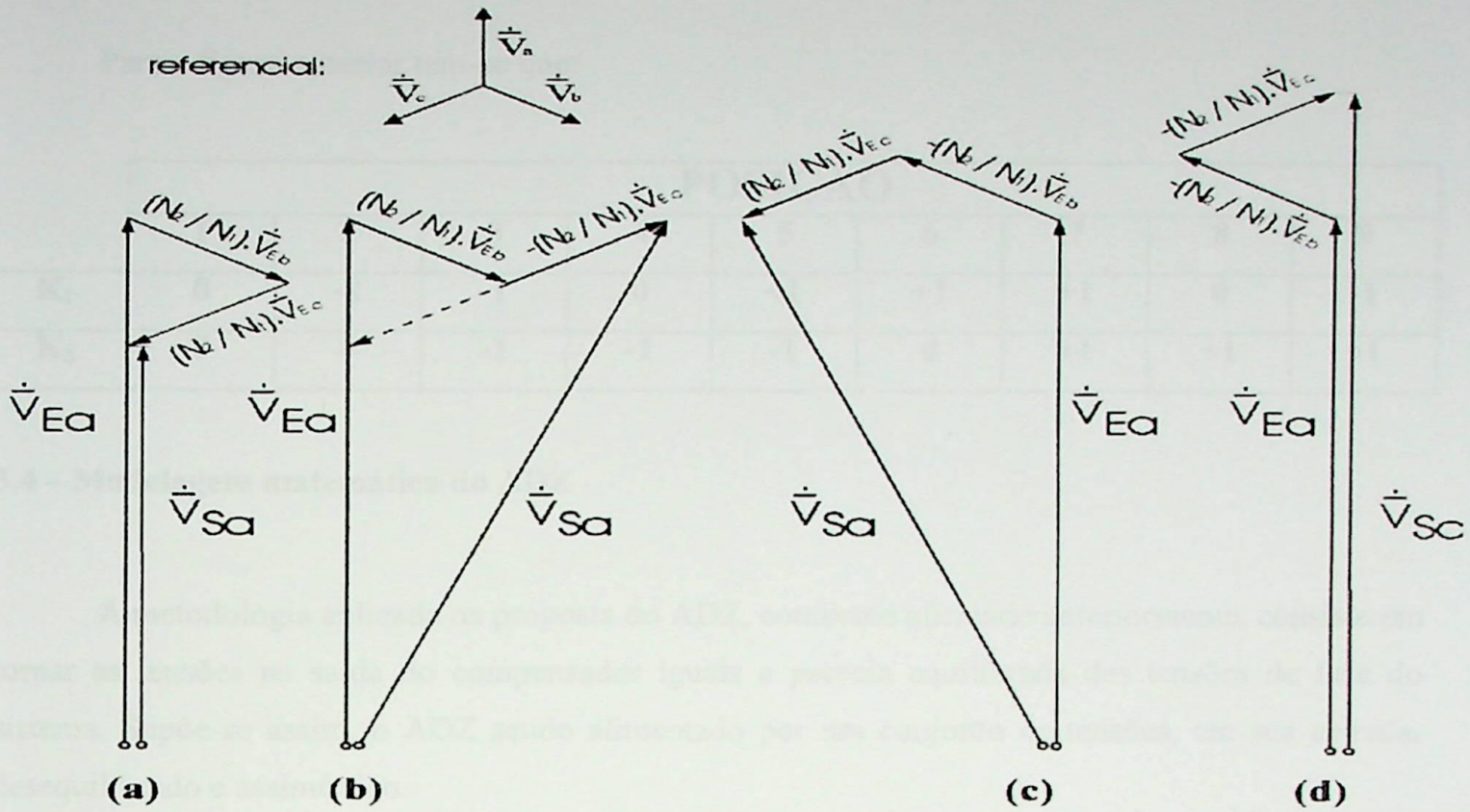


Figura 3.2 – Fasor de tensão de saída para $N_2 = N_3$

(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, nas quais um dos conjuntos de bobinas auxiliares possa não estar conectado ou ambas não estarem conectadas, podemos representar todos os pontos do fasor tensão de saída em relação ao fasor de entrada conforme demonstrado a seguir:

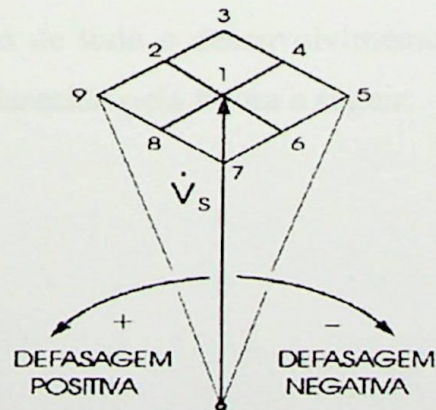


Figura 3.3 – V_S – Caso geral para $N_2 = N_3$

Para a figura anterior tem-se que:

	POSIÇÃO								
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
K_1	0	-1	-1	0	+1	+1	+1	0	-1
K_2	0	0	-1	-1	-1	0	+1	+1	+1

3.4 – Modelagem matemática do ADZ

A metodologia aplicada na proposta do ADZ, conforme afirmado anteriormente, consiste em tornar as tensões na saída do compensador iguais a parcela equilibrada das tensões de fase do sistema. Supõe-se assim, o ADZ sendo alimentado por um conjunto de tensões, em sua entrada, desequilibrado e assimétrico.

Dessa maneira, o desequilíbrio apresentado pelo alimentador pode ser atenuado, ou mesmo eliminado. Suprimindo-se as parcelas não equilibradas do sinal, tem-se num pivô escolhido, um sinal de tensão simétrico e equilibrado.

Pode-se afirmar, que esta metodologia se baseia no desequilíbrio de tensões definido entre o módulo da tensão de seqüência negativa e o módulo da tensão de seqüência positiva. Consequentemente, eliminando-se a componente de seqüência negativa do sinal que produz o desequilíbrio, consegue-se minimizar o mesmo.

Para facilitar a compreensão de todo o desenvolvimento aqui descrito, será considerada a seguinte configuração do ADZ, esclarecida pela figura a seguir:

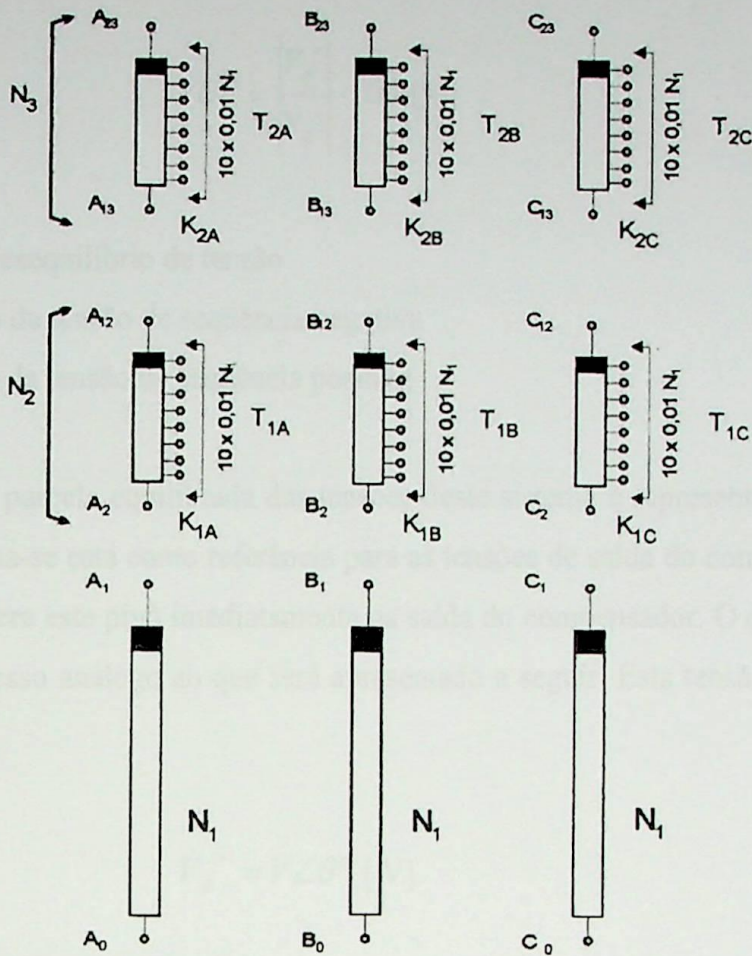


Figura 3.4 – Concepção Básica do ADZ

Seja o seguinte sistema trifásico de tensões, desequilibrado e assimétrico, aplicado às bobinas principais do ADZ, dado por:

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

$$\dot{V}_B = \dot{V}_{B1B0} = B \angle \beta^\circ = B(\cos \beta + j \operatorname{sen} \beta) \quad [\text{V}] \quad (3.6)$$

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

Através da utilização do método das componentes simétricas, obtém-se as tensões de seqüência positiva, negativa e zero; e de acordo a definição [Ie87] [Di65] [Sm88] [Ra88] [Bh96] [Be63], tem-se que:

$$VUF = \frac{|\dot{V}_A^-|}{|\dot{V}_A^+|} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (3.7)$$

Onde: VUF - fator de desequilíbrio de tensão

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

$|\dot{V}_A^+|$ - 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. Note-se que esta análise considera este pivô imediatamente na saída do compensador. O caso geral pode ser resolvido por um processo análogo ao que será apresentado a seguir. Esta tensão, para a fase A, é dada por:

$$\dot{V}_A^+ = V \angle \theta^\circ \text{ [V]} \quad (3.8)$$

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

$$\dot{V}_X = X \angle \varphi = X(\cos \varphi + j \operatorname{sen} \varphi) = V \angle \theta^\circ \quad \text{[V]}$$

$$\dot{V}_Y = Y \angle \nu = Y(\cos \nu + j \operatorname{sen} \nu) = V \angle \theta - 120^\circ \quad \text{[V]} \quad (3.9)$$

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

Uma vez obtido o perfil das tensões de saída, comparando-se os grupos de equações de (3.6) e (3.9), verifica-se que as tensões, inicialmente desequilibradas e assimétricas nos terminais de entrada do compensador, mostram-se totalmente equilibradas e simétricas na saída do mesmo. Esta condição está representada na figura a seguir:

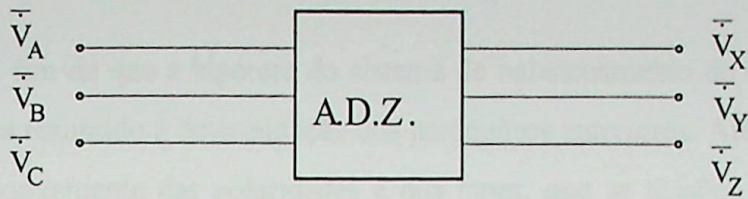


Figura 3.5 – Sistema de balanceamento do ADZ

Baseando-se no equacionamento, as tensões de saída que representam o pivô na saída do ADZ, são, na verdade, obtidas segundo o seguinte equacionamento:

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_X &= V \angle \theta^\circ = \dot{V}_A + K_{1B} T_{1B} \frac{N_2}{N_1} V_B + K_{2C} T_{2C} \frac{N_3}{N_1} V_C \\
 \dot{V}_Y &= V \angle \theta - 120^\circ = K_{2A} T_{2A} \frac{N_3}{N_1} V_A + \dot{V}_B + K_{1C} T_{1C} \frac{N_2}{N_1} V_C \\
 \dot{V}_Z &= V \angle \theta + 120^\circ = K_{1A} T_{1A} \frac{N_2}{N_1} V_A + K_{2B} T_{2B} \frac{N_3}{N_1} V_B + \dot{V}_C
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Cujos parâmetros são os seguintes:

K_{1A} , K_{1B} e K_{1C} – sinal de polaridade das primeiras bobinas auxiliares das fases A, B e C, respectivamente;

K_{2A} , K_{2B} e K_{2C} – sinal de polaridade das segundas bobinas auxiliares das fases A, B e C, respectivamente;

T_{1A} , T_{1B} e T_{1C} – tapes das primeiras bobinas auxiliares das fases A, B e C, respectivamente;

T_{2A} , T_{2B} e T_{2C} – tapes das segundas bobinas auxiliares das fases A, B e C, respectivamente;

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.

Dessa maneira, a fim de que a hipótese do sistema de balanceamento do compensador seja satisfeita, o problema fica resumido à determinação dos parâmetros anteriores. Além disso, verifica-se, através da escolha conveniente das polaridades e dos tapes, que as tensões de saída, obtidas pelas equações (3.10), são tratadas independentemente, por fase.

3.5 – Obtenção dos parâmetros do ADZ

O objetivo principal se constitui, agora, na determinação dos valores dos tapes e das polaridades das bobinas auxiliares, uma vez que as condições do sistema já estão definidas. Entretanto, a busca por estes parâmetros esbarra, na maioria das vezes, na complexidade das considerações que devem ser feitas para se solucionar as equações (3.10).

Com o intuito de facilitar a solução destas equações, definem-se os seguintes fasores:

$$\begin{aligned}t_{1A} &= K_{1A}T_{1A} \\t_{2A} &= K_{2A}T_{2A} \\t_{1B} &= K_{1B}T_{1B} \\t_{2B} &= K_{2B}T_{2B} \\t_{1C} &= K_{1C}T_{1C} \\t_{2C} &= K_{2C}T_{2C}\end{aligned}\tag{3.11}$$

A substituição desses e das equações (3.9) no conjunto de equações de (3.10), juntamente com a correta manipulação das mesmas, separando-se em parcelas real e imaginária, resultam em três sistemas de equações que se referem às tensões de saída em cada uma das fases do sistema.

Estas são dadas por:

$$\left\{ \begin{aligned} \left[\frac{N_2}{N_1} B \cdot \cos \beta \right] \cdot t_{1B} + \left[\frac{N_3}{N_1} C \cdot \cos \gamma \right] \cdot t_{2C} &= V \cdot \cos \theta - A \cdot \cos \alpha \\ \left[\frac{N_2}{N_1} B \cdot \sin \beta \right] \cdot t_{1B} + \left[\frac{N_3}{N_1} C \cdot \sin \gamma \right] \cdot t_{2C} &= V \cdot \sin \theta - A \cdot \sin \alpha \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \left[\frac{N_2}{N_1} C \cdot \cos \gamma \right] \cdot t_{1C} + \left[\frac{N_3}{N_1} A \cdot \cos \gamma \right] \cdot t_{2A} &= V \cdot \cos(\theta - 120) - B \cdot \cos \beta \\ \left[\frac{N_2}{N_1} C \cdot \sin \gamma \right] \cdot t_{1C} + \left[\frac{N_3}{N_1} A \cdot \sin \gamma \right] \cdot t_{2A} &= V \cdot \sin(\theta - 120) - B \cdot \sin \beta \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \left[\frac{N_2}{N_1} A \cdot \cos \alpha \right] \cdot t_{1A} + \left[\frac{N_3}{N_1} B \cdot \cos \beta \right] \cdot t_{2B} &= V \cdot \cos(\theta + 120) - C \cdot \cos \gamma \\ \left[\frac{N_2}{N_1} A \cdot \sin \alpha \right] \cdot t_{1A} + \left[\frac{N_3}{N_1} B \cdot \sin \beta \right] \cdot t_{2B} &= V \cdot \sin(\theta + 120) - C \cdot \sin \gamma \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

e referem-se, respectivamente, à tensão de saída da fase A, ou V_X ; à tensão de saída da fase B, ou V_Y e à tensão de saída da fase C, ou V_Z .

A solução destes sistemas resultará então, nos valores exatos dos diversos fatores t_{ij} definidos de acordo com (3.11), cujo resultado final leva a:

$$t_{1B} = \frac{\frac{N_3}{N_1} \cdot C \cdot [(V \cos \theta - A \cos \alpha) \sin \gamma - ((V \sin \theta - A \sin \alpha) \cos \gamma)]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot B \cdot C \cdot [\cos \beta \cdot \sin \gamma - \sin \beta \cdot \cos \gamma]} \quad (3.15a)$$

$$t_{2C} = \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot B \cdot [(V \sin \theta - A \sin \alpha) \cos \beta - ((V \cos \theta - A \cos \alpha) \sin \beta)]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot B \cdot C \cdot [\cos \beta \cdot \sin \gamma - \sin \beta \cdot \cos \gamma]} \quad (3.15b)$$

$$t_{1C} = \frac{\frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot [(V \cos(\theta - 120) - B \cos \beta) \text{sen } \alpha - ((V \text{sen}(\theta - 120) - B \text{sen } \beta) \cos \alpha)]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot C \cdot [\cos \gamma \cdot \text{sen } \alpha - \text{sen } \gamma \cdot \cos \alpha]} \quad (3.15c)$$

$$t_{2A} = \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot C \cdot [(V \text{sen}(\theta - 120) - B \text{sen } \beta) \cos \gamma - ((V \cos(\theta - 120) - B \cos \beta) \text{sen } \gamma)]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot C \cdot [\cos \gamma \cdot \text{sen } \alpha - \text{sen } \gamma \cdot \cos \alpha]} \quad (3.15d)$$

$$t_{1A} = \frac{\frac{N_3}{N_1} \cdot B \cdot [(V \cos(\theta + 120) - C \cos \gamma) \text{sen } \beta - ((V \text{sen}(\theta + 120) - C \text{sen } \gamma) \cos \beta)]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot B \cdot [\cos \alpha \cdot \text{sen } \beta - \text{sen } \alpha \cdot \cos \beta]} \quad (3.15e)$$

$$t_{2B} = \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot A \cdot [(V \text{sen}(\theta + 120) - C \text{sen } \gamma) \cos \alpha - ((V \cos(\theta + 120) - C \cos \gamma) \text{sen } \alpha)]}{\frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{N_3}{N_1} \cdot A \cdot B \cdot [\cos \alpha \cdot \text{sen } \beta - \text{sen } \alpha \cdot \cos \beta]} \quad (3.15f)$$

Ao se calcular cada um destes fatores são obtidas simultaneamente duas informações: a primeira diz respeito à polaridade e a segunda informa o valor do tape; ambas a serem ativadas na bobina auxiliar correspondente. Essas informações serão discutidas a seguir.

O sinal das polaridades 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, tem-se:

$$K_{ij} = \begin{cases} +1 & t_{ij} > 0 \\ -1 & \text{para } t_{ij} < 0 \\ 0 & t_{ij} = 0 \end{cases} \quad (3.16)$$

Os valores absolutos de t_{1B} , t_{2C} , t_{1C} , t_{2A} , t_{1A} e t_{2B} , representam analogamente os valores dos tapes T_{1B} , T_{2C} , T_{1C} , T_{2A} , T_{1A} e T_{2B} . Porém, estes valores, que são exatos, não coincidirão em geral, com os valores dos tapes reais disponíveis no ADZ. Por exemplo, no caso do protótipo do ADZ, cada bobina auxiliar dispõe de dez tapes, com uma variação de 0,1 entre cada tape, ou seja, valores discretos.

Como a meta principal é otimizar a correção do desequilíbrio através da combinação discreta dos tapes, um dos fatores que deve ser levado em consideração é a obtenção da melhor configuração destes. Isto evita sobrecarregar, sem necessidade o equipamento.

Esta situação pode ser melhor compreendida a partir da Figura 3.6. Nesta figura percebe-se com maiores detalhes, o fasor tensão de saída de uma das fases do sistema como por exemplo a da fase A, onde os valores exigidos são os valores dos tapes t_{1B} e t_{2B} . Tomando-se o valor exato do tape t_{ij} , são obtidos dois valores discretos. Estes são dados por:

$$|t_{ij}| \Rightarrow \begin{cases} T_{ij}(1) = |t_{ij}| - 0,05 \\ T_{ij}(2) = |t_{ij}| + 0,05 \end{cases} \quad (3.17)$$

Isto representa, que conforme caracterizado na Figura 3.5, para cada fase são possíveis quatro valores próximos ao valor exato. Ou seja, considerando todo o lugar geométrico dos fasores tensão de saída, se delimita uma sub-região definida pelos valores de K_{ij} , $T_{ij}(1)$ e $T_{ij}(2)$. No caso, por 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 valores resulta em cinco pontos de controle, ou seja em cinco valores possíveis para a tensão de saída. Graficamente, esta situação é apresentada a seguir:

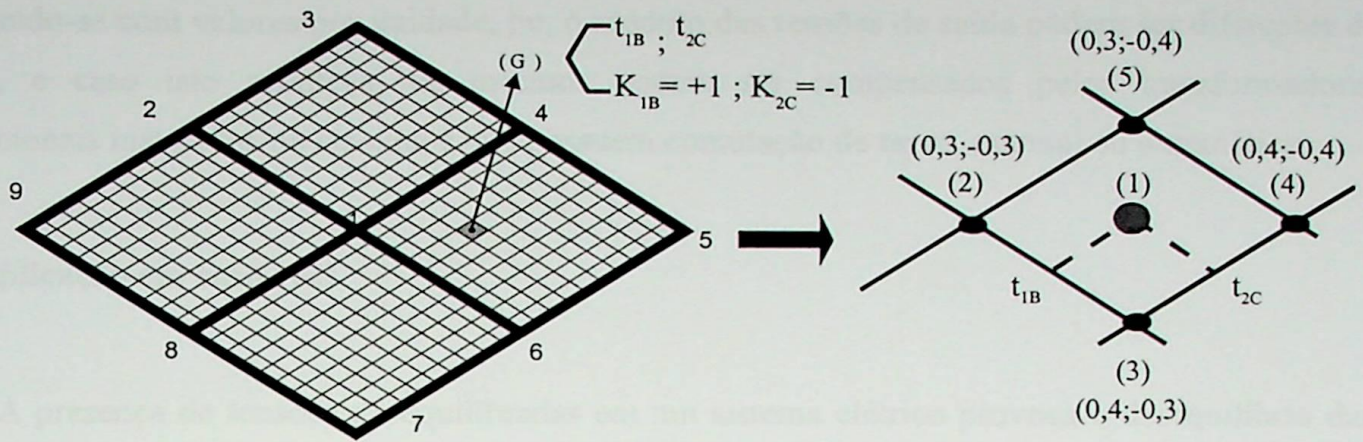


Figura 3.6 – Zoom no lugar geométrico do ADZ

- (1) [$(K_{1B}, t_{1B}), (K_{1B}, t_{1B})$] – 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.

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, a combinação de todas as possibilidades leva a um conjunto com sessenta e quatro (64) opções para se comutar o ADZ. Em cada uma delas, tem-se um sistema trifásico de tensões diferente na saída do ADZ. Em cada uma dessas opções, segundo as equações (3.10), são obtidas as tensões de saída V_X , V_Y e V_Z e, da equação (3.7), calcula-se o desequilíbrio associado a estas tensões. A opção selecionada será a que, dentre as 64 possibilidades, gerar o menor fator de desequilíbrio de tensões na saída do ADZ e que, conseqüentemente, fornecerá os valores dos fatores de K_{ij} e T_{ij} .

Com a determinação dos tapes e polaridades da maneira descrita anteriormente, consegue-se avaliar qual foi a correção imposta ao desequilíbrio apresentado pelas tensões na entrada do compensador, sendo a mesma total ou parcial.

Conclui-se também, devido à própria concepção do ADZ, que, de acordo com as condições do sistema, os valores obtidos para os tapes e polaridades podem até mesmo virem a ser iguais.

Ainda com 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, pu, o módulo das tensões de saída podem ser diferentes de 1,0 pu, e caso isto aconteça, os mesmos podem ser compensados pelos transformadores convencionais instalados no sistema e que possuem comutação de tapes, manual ou automática.

3.6 – Aplicação em caso real

A presença de tensões desequilibradas em um sistema elétrico provoca o desequilíbrio das correntes no mesmo, sendo esta, uma das principais conseqüências. Neste sentido foi detectado pela CEMIG, na localidade de Santa Maria do Suacuí, norte do estado de Minas Gerais, um problema desta natureza.

A partir das reclamações de um consumidor local e após a realização de medições e estudo de desequilíbrios de carga na localidade supra, foi detectado um grande desequilíbrio de corrente nos motores de indução deste consumidor. Consequentemente, isto provocava o aparecimento de componentes de seqüência negativa nos mesmos, causando aquecimentos indesejáveis e o aumento das perdas, resultando na diminuição da vida útil dessas unidades.

Dos resultados observados no caso CEMIG, conforme se verifica em [Pa96] da bibliografia, pode-se observar que:

- O grau de desequilíbrio de tensões, dado pela relação entre os módulos da seqüência negativa e positiva, na pior condição – em um determinado alimentador, foi de 2,72 %. Portanto acima dos limites recomendados pelas normas nacionais e internacionais, que é de 2 % [Pa00] [Cr93];
- A principal justificativa para os desequilíbrios apresentados, de acordo com a concessionária, é o baixo nível de curto-circuito na barra de 13,8 KV – $I_{cc} = 439,3$ A e $S_{cc} = 14,9$ MVA. Isto se justifica pelo fato desta subestação fazer parte do sistema de sub-transmissão em 34,5 KV do norte do estado de Minas Gerais, sendo um dos pontos finais dentro deste sistema.



Consideremos a inserção do ADZ neste alimentador, observando as características construtivas do protótipo do ADZ, quais sejam:

- $N_3 = N_2 = 0,1N_1$;
- Número de tapes disponíveis: 10.

Neste caso, as tensões de entrada V_A , V_B e V_C são dadas por:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{V}}_A &= 0,955 \angle 29,32^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= 1,0 \angle -90^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= 0,988 \angle +147,42^\circ\end{aligned}\quad (3.18)$$

O grau de desequilíbrio de tensões, na entrada do ADZ, segundo a definição de tensão de seqüência negativa relacionada com a tensão de seqüência positiva [Ie87] [Di65] [Sm88] [Ra88] [Bh96] [Be63], é dada por:

$$VUF = \frac{|\dot{\vec{V}}_A^-|}{|\dot{\vec{V}}_A^+|} \cdot 100 = \frac{0,0267}{0,98} = 2,72\% \quad (3.19)$$

A tensão de seqüência positiva, da qual serão obtidas as tensões de saída desejadas, é dada por:

$$\dot{\vec{V}}_A^+ = 0,98 \angle 28,91^\circ \quad (3.20)$$

E as tensões de saída desejadas, V_X , V_Y e V_Z , tomando-se a tensão de seqüência positiva como referência são:

$$\begin{aligned}V_X &= 0,98 \angle 28,91^\circ \\ V_Y &= 0,98 \angle -91,09^\circ \\ V_Z &= 0,98 \angle 148,91^\circ\end{aligned}\quad (3.21)$$

O desenvolvimento analítico dessas condições, de acordo com as equações (3.15), leva ao seguinte conjunto de valores exatos para os diversos fatores t_{ij} 's:

$$\begin{aligned}
 t_{1B} &= -0,230967 \\
 t_{2C} &= -0,310954 \\
 t_{2A} &= +0,297769 \\
 t_{1C} &= +0,075430 \\
 t_{1A} &= -0,088530 \\
 t_{2B} &= +0,213999
 \end{aligned}
 \tag{3.22}$$

Cada um desses fatores determina o sinal da polaridade e duas opções de tapes, disponíveis no compensador. De acordo com o processamento descrito no item anterior, a melhor configuração para o mesmo é dada por:

$$\begin{aligned}
 K_{1B} &= -1 & T_{1B} &= 0,2 \\
 K_{2C} &= -1 & T_{2C} &= 0,4 \\
 K_{2A} &= +1 & T_{2A} &= 0,3 \\
 K_{1C} &= +1 & T_{1C} &= 0 \\
 K_{1A} &= -1 & T_{1A} &= 0,0 \\
 K_{2B} &= +1 & T_{2B} &= 0,2
 \end{aligned}
 \tag{3.23}$$

Uma vez obtidos todos esse valores, as tensões reais de saída do compensador, segundo as equações de (3.10), e o grau de desequilíbrio dessas tensões serão:

$$\begin{aligned}
 V_X &= 0,984 \angle 28,30^\circ \\
 V_Y &= 0,984 \angle -91,45^\circ \\
 V_Z &= 0,977 \angle 148,41^\circ
 \end{aligned}
 \tag{3.24}$$

Calculando-se o novo grau de desequilíbrio das tensões na saída do ADZ, chega-se ao valor de 0,1074 %, que comparando-se ao grau de desequilíbrio de tensão na entrada e na saída do compensador, verifica-se uma substancial redução. Dessa forma, pode-se concluir que o mesmo, instalado neste alimentador, atuaria de modo a diminuir o conseqüente desequilíbrio de corrente nos motores, reduzindo-se as perdas e o aquecimento adicionais, e permitindo, assim a correta operação dos mesmos.

As figuras a seguir representam respectivamente as formas de onda das tensões de entrada e de saída do caso real com a utilização do compensador (ADZ).

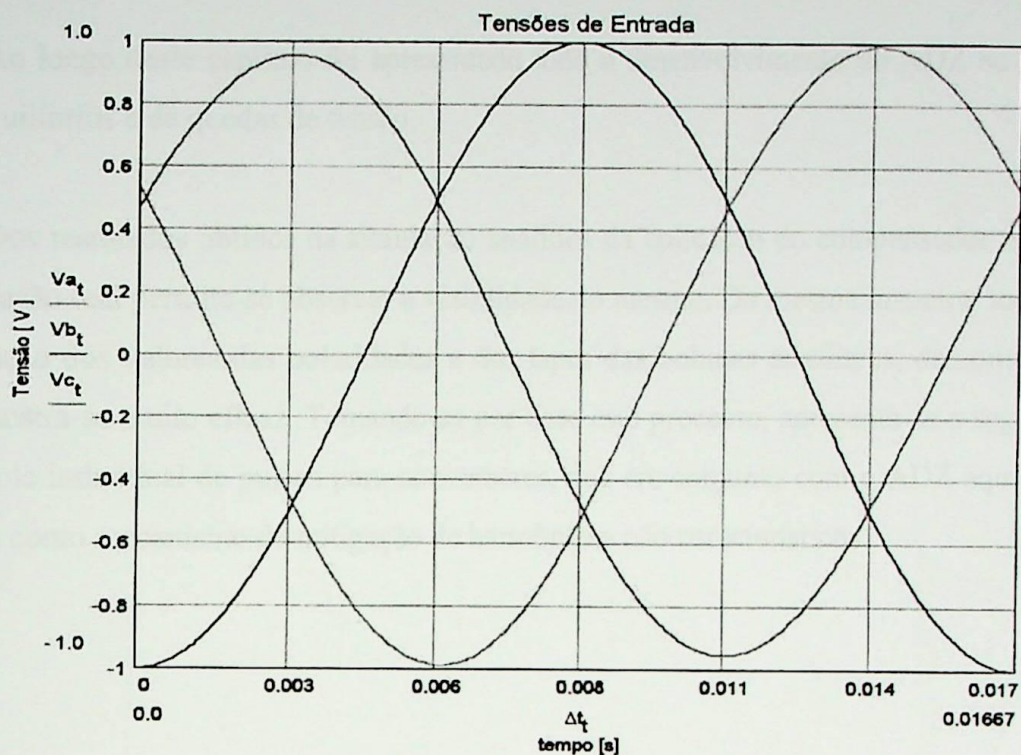


Figura 3.7 – Tensões de entrada do caso real simulado

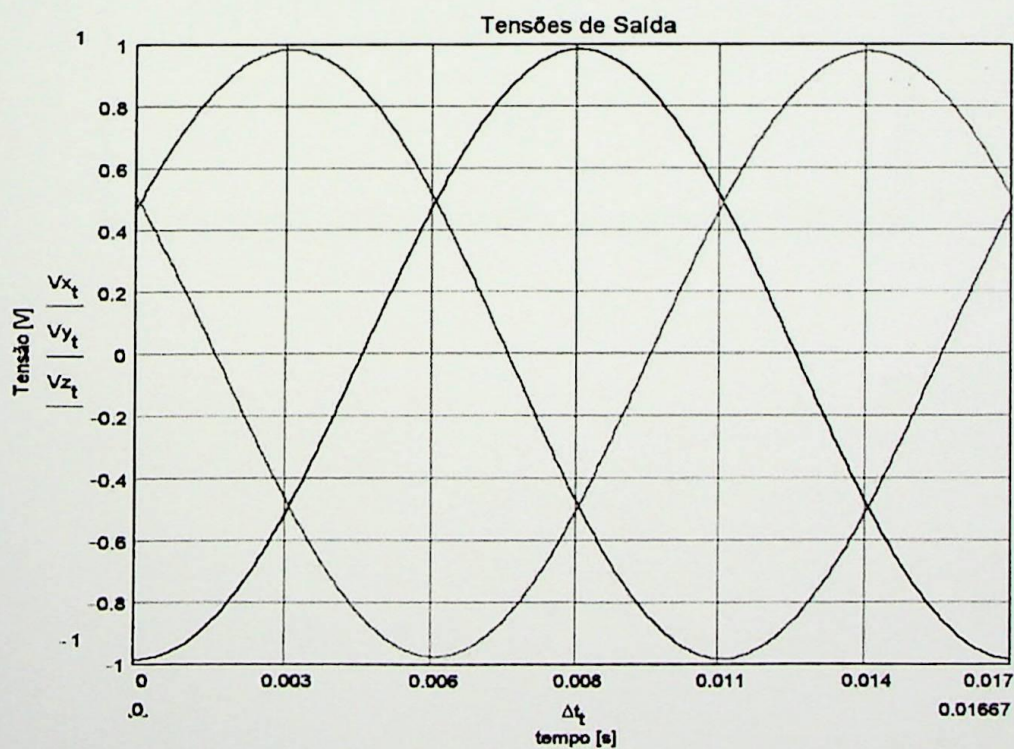


Figura 3.8 – Tensões de saída do caso real simulado

3.7 – Considerações finais

Ao longo deste capítulo foi apresentado todo o desenvolvimento do ADZ na compensação de desequilíbrios e de quedas de tensão.

Dos resultados obtidos na simulação analítica da aplicação do compensador aqui descrito a uma situação real permite-se observar a viabilidade do mesmo. Da mesma maneira, todo o processo de obtenção dos valores das polaridades e dos taps das bobinas auxiliares, demonstrado passo a passo, mostra-se muito eficaz. Tomando-se por base este processo, apresenta-se a seguir, o sistema de controle individual de pulsos para conversores, que em conjunto com o ADZ aqui apresentado, funciona como mecanismo de mitigação de harmônicos não característicos.

CAPÍTULO IV

A TÉCNICA DE CONTROLE
INDIVIDUAL DE PULSOS

(CIP)

A TÉCNICA DE CONTROLE INDIVIDUAL DE PULSOS (CIP)

Parâmetros não característicos de sistemas regulados e é uma técnica que se aplica aos processos nos terminais de entrada e saída de informação sobre condições de funcionamento de sistemas de suprimento, sendo que o objetivo de controlar estes dois aspectos é alcançado principalmente pelo ajustamento da amplitude de regulação.

CAPÍTULO IV
A TÉCNICA DE CONTROLE
INDIVIDUAL DE PULSOS
(CIP)

4.1 - Considerações iniciais

Controladores CACC são utilizados em uma variedade de aplicações de controle de potência, mas são lineares por natureza e geram harmonicas no momento de saída CA e no tempo de vida CC. Sob condições ideais de operação, os harmônicos são reduzidos por técnicas de controle de potência, porém em condições de malha de suprimento desbalanceada, desregulada, bem como na presença de impedâncias de conexão entre os terminais de entrada e saída não equilibradas, geram harmônicos não característicos de saída e no tempo de vida dos componentes.

A TÉCNICA DE CONTROLE INDIVIDUAL DE PULSOS (CIP)

Harmônicos não característicos de significantes magnitudes e efeitos altamente danosos são produzidos nos terminais de entrada e saída de conversores sobre condições desbalanceadas de tensões de suprimento; sendo que o acréscimo da distorção sobre estas condições é causado principalmente pelo aparecimento da componente de segunda harmônica.

Neste capítulo é apresentado um método baseado no controle individual de pulsos (CIP) através de ângulos de disparo assimétricos, para cancelar esta e outras harmônicas de conversores em tensões de suprimento não balanceadas.

Além disso, o conceito de funções de transferência já proposto anteriormente por outros pesquisadores [Ng97], para avaliar harmônicos produzidos em conversores em condições de suprimento de tensões balanceadas e não balanceadas é abordado baseando-se em componentes simétricos para se estabelecer equações analíticas para os harmônicos produzidos por conversores de 6 pulsos.

4.1 – Considerações iniciais

Conversores CA/CC são utilizados em uma variedade de aplicações de sistemas de potência, sendo não lineares por natureza e gerando harmônicos na corrente de entrada CA e na tensão de saída CC. Sob condições ideais de operação, os harmônicos gerados por conversores multifásicos são bem conhecidos, porém em condições de tensões de suprimento distorcidas e/ou desbalanceadas, bem como na presença de impedâncias de comutação assimétricas além de ângulos de disparo não equidistantes, produzem harmônicos não característicos na entrada e na saída dos terminais dos conversores.

A principal causa de tensões trifásicas desbalanceadas é a concentração de grandes cargas monofásicas, não distribuídas uniformemente entre as fases. Isto ocorre devido a fortes demandas de cargas monofásicas impostas por alguns usuários. Condições de desequilíbrio podem também ser causadas por transformadores em delta abertos, linhas de transmissão não transpostas, etc. [Le98].

Descuidos com o fornecimento geram tensões não balanceadas que deterioram severamente o desempenho dos conversores [En90].

A metodologia de cálculo de ambos, harmônicos característicos e não característicos, no passado, foi tratada usando os métodos de domínio no tempo ou na frequência. A principal desvantagem do método de domínio no tempo é a alta demanda computacional, enquanto que a análise no domínio da frequência, sendo computacionalmente eficiente, não provê uma suficiente interpretação física dos resultados obtidos.

É usual utilizar um alto número de pulsos para minimizar ambos os “*ripples*”, na tensão de saída CC e nos harmônicos da forma de onda de corrente de suprimento CA da instalação dos retificadores, entretanto isto não é verdade em condições de suprimento desbalanceadas. A principal causa do aumento da distorção em condições desbalanceadas é atribuída ao aparecimento da componente de 2ª harmônica. Um método baseado em ângulos de disparo assimétricos, para o cancelamento seletivo sobretudo da 2ª harmônica é conseguida pela modificação dos ângulos de disparo dos três ramos da ponte de Grätetz. A técnica de cancelamento proposta requer o cálculo das seqüências positiva e negativa da tensão trifásica de entrada.

4.2 – Análise de Conversores Controlados em Condições Desbalanceadas de Suprimento

4.2.1 – Harmônicos do lado CC da ponte conversora trifásica:

A figura 4.1 mostra um típico conversor controlado de 6 pulsos suprido por um transformador de conexão Δ -Y (delta-estrela). Usando funções de transferência de retificadores como definido em [Sa92], algumas equações básicas podem ser derivadas usando a técnica de componentes simétricas de tensão.

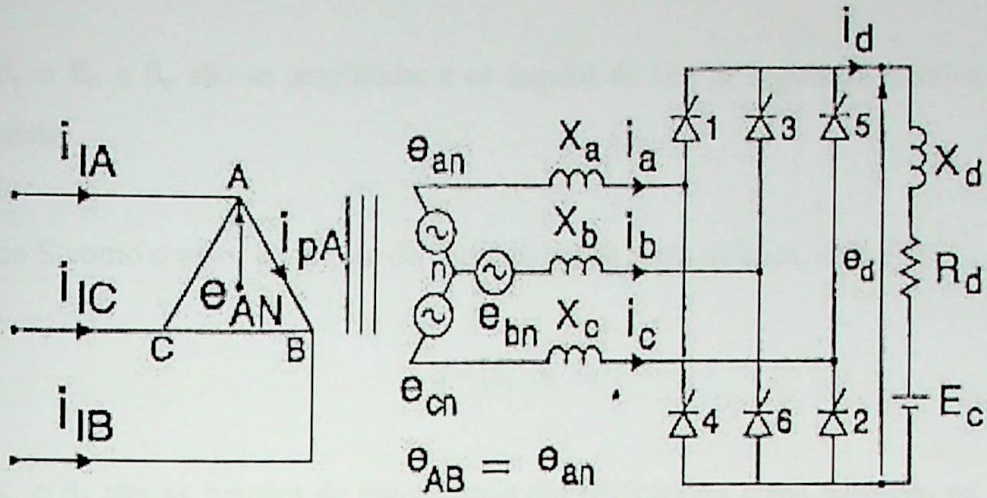


Figura 4.1 – Ponte conversora trifásica

Quando fontes de entrada são desbalanceadas, as três tensões de fase podem ser representadas por:

$$\bar{e}_i = \begin{bmatrix} e_{an} \\ e_{bn} \\ e_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{an} \text{sen}(\theta - \phi_1) \\ E_{bn} \text{sen}(\theta - \phi_2) \\ E_{cn} \text{sen}(\theta - \phi_3) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

onde E_{an} , E_{bn} e E_{cn} representam as amplitudes, ϕ_1 , ϕ_2 e ϕ_3 representam os ângulos de fase e $\theta = \omega t$. Pelo uso da decomposição por componentes simétricos e assumindo a ausência da componente de seqüência zero, a tensão de entrada em (4.1) pode ser decomposta em duas componentes equilibradas, uma de seqüência positiva e uma negativa, como:

$$e_i = e_p + e_n \quad (4.2)$$

$$\bar{e}_p = E_p \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta + \beta_p) \\ \text{sen}\left(\theta + \beta_p - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}\left(\theta + \beta_p + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\bar{e}_n = E_n \begin{bmatrix} \text{sen}(\theta + \beta_n) \\ \text{sen}\left(\theta + \beta_n - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \text{sen}\left(\theta + \beta_n + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

onde E_p e β_p e E_n e β_n são as amplitudes e os ângulos de fase de seqüência positiva e negativa respectivamente.

Tendo S como o vetor da função de transferência da ponte trifásica, define-se:

$$S = [S_a \ S_b \ S_c] \quad (4.5)$$

onde S_a , S_b e S_c são as funções de transferência dos retificadores como mostrado na figura 4.2. Então, a tensão do lado CC e_d é expressa como a seguir:

$$e_d = S e_i = S e_p + S e_n \quad (4.6)$$

A função de transferência S do conversor pode ser representada pela série de Fourier, como mostrado a seguir:

$$S = \begin{pmatrix} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{an} \cos n\theta + B_{an} \sen n\theta) \\ \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{bn} \cos n\theta + B_{bn} \sen n\theta) \\ \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} (A_{cn} \cos n\theta + B_{cn} \sen n\theta) \end{pmatrix}^T \quad (4.7)$$

onde os coeficientes da série de Fourier A_{xn} e B_{xn} , $x \in \{a, b, c\}$, são determinados por:

$$A_{xn} = -\frac{2}{n\pi} (M_i + M_j) \quad (4.8a)$$

$$B_{xn} = \frac{2}{n\pi} (N_i + N_j) \quad (4.8b)$$

$$M_i = \sen \left(n \left(\gamma_i + \alpha_i + \frac{\mu_i}{2} \right) \right) \cdot \cos \left(\frac{n\mu_i}{2} \right) \quad (4.9a)$$

$$N_i = \cos\left(n\left(\gamma_i + \alpha_i + \frac{\mu_i}{2}\right)\right) \cdot \cos\left(\frac{n\mu_i}{2}\right) \quad (4.9b)$$

O subscrito x e seus correspondentes índices i e j são obtidos com $x = [a, b, c]$ para $(i,j) = [(1,2); (2,3); (3,1)]$; e M_j e N_j são obtidos pela substituição dos índices i e j em (4.9).

Na figura a seguir são mostradas as formas de onda de tensão e as funções de transferência para o esquema de seis pulsos. Vale ressaltar que somente estão indicadas as comutações do pólo negativo da ponte, porém as mesmas existem em ambos os pólos.

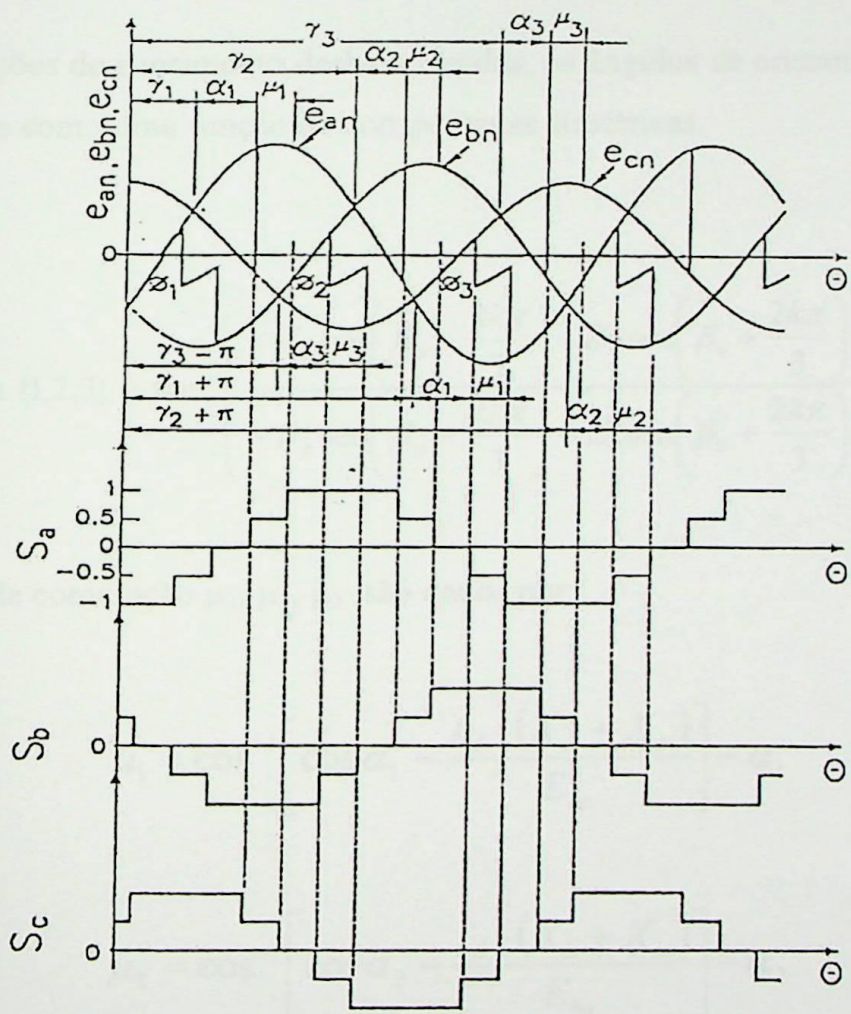


Figura 4.2 – Formas de onda de tensão e funções de transferência - esquema de seis pulsos

Nestas equações:

$\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$	ângulos de cruzamento das respectivas tensões de comutação e_{ac} , e_{ba} e e_{cb} para o ponto zero $\theta = 0$, como mostrado na figura 4.2.
$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$	ângulos de disparo para os respectivos cruzamentos das tensões de comutação e_{ac} , e_{ba} e e_{cb} , como mostrado na figura 4.2.
μ_1, μ_2, μ_3	ângulos de comutação das respectivas fases, como mostrado na figura 4.2.

Sobre condições de suprimento desbalanceadas, os ângulos de cruzamento γ_k , $k \in \{1, 2, 3\}$ podem ser expressos como uma função de componentes simétricas.

$$\gamma_k, k \in \{1, 2, 3\} = \tan^{-1} \left(\frac{-E_p \cos\left(\beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right) + E_n \cos\left(\beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)}{-E_p \sin\left(\beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right) + E_n \sin\left(\beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right)} \right) \quad (4.10)$$

Os ângulos de comutação μ_1, μ_2, μ_3 são dados por:

$$\mu_1 = \cos^{-1} \left[\cos \alpha_1 - \frac{I_d \cdot (X_a + X_c)}{E_{ac}} \right] - \alpha_1 \quad (4.11a)$$

$$\mu_2 = \cos^{-1} \left[\cos \alpha_2 - \frac{I_d \cdot (X_b + X_a)}{E_{ba}} \right] - \alpha_2 \quad (4.11b)$$

$$\mu_3 = \cos^{-1} \left[\cos \alpha_3 - \frac{I_d \cdot (X_c + X_b)}{E_{cb}} \right] - \alpha_3 \quad (4.11c)$$

onde E_{ac} , E_{ba} e E_{cb} representam a amplitude das tensões de comutação e_{ac} , e_{ba} e e_{cb} respectivamente.

Estas amplitudes desbalanceadas E_{xy} , $xy \in \{ac, ba, cb\}$, podem ser expressas em função também de componentes simétricas, como:

$$E_{xy} = \sqrt{3} \sqrt{E_p^2 + E_n^2 - 2E_p E_n \cos(\beta_p - \beta_n + \psi_{xy})} \quad (4.12)$$

onde o índice xy é levado como uma permutação circular dos símbolos de fase (a, b, c) $\psi_{xy} = [2\pi/3, -2\pi/3, 0]$ para $(xy) = [ac, ba, cb]$ e X_a, X_b e X_c como mostrado na figura 4.1, são as reatâncias equivalentes nas fases a, b e c vistas do lado secundário do transformador do conversor.

Substituindo (4.3), (4.4) e (4.7)–(4.9) em (4.6), teremos:

$$e_d = S \cdot e_p + S \cdot e_n = E_d + \sum_{m=2,4,6,\dots}^{\infty} (A_{dm} \cdot \cos m\theta + B_{dm} \cdot \sin m\theta) \quad (4.13)$$

onde E_d é a tensão média do lado CC dada por:

$$E_d = -\frac{\sqrt{3}E_p}{\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_p - \frac{2k\pi}{3} \right) \cdot \cos \frac{\pi_k}{2} + \frac{\sqrt{3}E_n}{\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sin} \left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} + \beta_n + \frac{2k\pi}{3} \right) \cdot \cos \frac{\pi_k}{2} \quad (4.14a)$$

$$A_{dm} = -\frac{\sqrt{3}E_p}{(m+1)\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left((m+1) \left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_p - \frac{2k\pi}{3} \right) \cos(m+1) \frac{\mu_k}{2} - \frac{\sqrt{3}E_p}{(m-1)\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left((m-1) \left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) - \beta_p + \frac{2k\pi}{3} \right) \cos(m-1) \frac{\mu_k}{2} + \frac{\sqrt{3}E_p}{(m+1)\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left((m+1) \left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3} \right) \cos(m+1) \frac{\mu_k}{2} + \frac{\sqrt{3}E_p}{(m-1)\pi} \sum_{k=1}^3 \text{sen} \left((m-1) \left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2} \right) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3} \right) \cos(m-1) \frac{\mu_k}{2} \quad (4.14b)$$

$$\begin{aligned}
B_{dm} = & \frac{\sqrt{3}E_p}{(m+1)\pi} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m+1)\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}\right) + \beta_p - \frac{2k\pi}{3}\right) \cos(m+1)\frac{\mu_k}{2} \\
& - \frac{\sqrt{3}E_p}{(m-1)\pi} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m-1)\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}\right) - \beta_p + \frac{2k\pi}{3}\right) \cos(m-1)\frac{\mu_k}{2} \\
& - \frac{\sqrt{3}E_p}{(m+1)\pi} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m+1)\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}\right) + \beta_n + \frac{2k\pi}{3}\right) \cos(m+1)\frac{\mu_k}{2} \\
& - \frac{\sqrt{3}E_p}{(m-1)\pi} \sum_{k=1}^3 \cos\left((m-1)\left(\gamma_k + \alpha_k + \frac{\mu_k}{2}\right) - \beta_n - \frac{2k\pi}{3}\right) \cos(m-1)\frac{\mu_k}{2}
\end{aligned} \tag{4.14c}$$

4.2.2 – Formulação do Problema

O problema do cancelamento da segunda harmônica na tensão de saída CC da ponte trifásica pode ser formulada como se segue: “ Dado uma tensão desbalanceada, encontrar o valor dos ângulos de disparo α_1 , α_2 e α_3 , que elimine a segunda harmônica na tensão de saída CC da ponte trifásica ”. Então, três equações são requeridas para resolver e encontrar as três variáveis α_1 , α_2 e α_3 . A tensão média E_d e os coeficientes da série de Fourier A_{dm} e B_{dm} , como dado por (4.14), são funções das componentes simétricas e dos três ângulos de disparo α_1 , α_2 e α_3 da ponte de Grätetz.

Primeiramente, nota-se que para eliminar a segunda harmônica, α_1 , α_2 e α_3 devem ser tais que A_{d2} e B_{d2} sejam ambas zero para $m = 2$, o que determina duas equações.

A outra equação pode ser especificada por: α_1 , α_2 e α_3 , os quais tem que manter a tensão média CC igual a $E_{d\alpha}$. Então, a tensão CC de saída da ponte trifásica sobre condições desbalanceadas pode ser formulada pelo seguinte conjunto de equações:

$$\left\{ \begin{aligned} E_d = E_{d\alpha} &= \frac{3\sqrt{3}E_p}{\pi} \cos\alpha - \frac{3}{\pi} X_c I_d \\ A_{d2} &= 0 \\ B_{d2} &= 0 \end{aligned} \right. \tag{4.15}$$

onde X_c é a reatância de comutação.

Analogamente, o raciocínio pode prosseguir para conversores de qualquer número de pulsos múltiplos de 6.

Por exemplo, o conjunto de equações para o cancelamento da segunda e quarta harmônica na tensão CC de saída do esquema de 12 pulsos pode ser estabelecida. Neste caso, 6 equações são requeridas para determinar 6 ângulos de disparo α_{11} , α_{12} e α_{13} e α_{21} , α_{22} e α_{23} correspondentes as pontes 1 e 2 respectivamente. O cancelamento da segunda harmônica na tensão CC de saída do conversor de 12 pulsos sobre condições desbalanceadas pode ser formulada pelo conjunto de equações a seguir:

$$E_{dd} = E_{dd\alpha} = E_{1d} + E_{2d} \tag{4.16}$$

$$A_{dd2} = B_{dd2} = A_{dd4} = B_{dd4} = A_{dd6} = 0$$

Nota-se que os ângulos de disparo, soluções de (4.16), são tais que a harmônica de quarta ordem não pode se apresentar em e_{dd} ; e, por outro lado, o coeficiente do cosseno A_{dd6} da harmônica de sexta ordem também é nula, por se tratar de um conversor a 12 pulsos.

Com tensões desbalanceadas na entrada, o esquema de 18 pulsos requer 9 equações para determinar 9 ângulos de disparo para o cancelamento das harmônicas de ordem 2, 4, 6 e 8; enquanto que para o esquema de 24 pulsos requer 12 equações para determinar 12 ângulos de disparo para o cancelamento das harmônicas de ordem 2, 4, 6, 8 e 10.

As equações (4.15) e (4.16) são não lineares, e como não existe um método geral que possa ser aplicado para resolver estas equações, as mesmas devem ser resolvidas numericamente através de subrotinas como o “*fsolve*” e “*ode23*” do pacote MATLAB ou o “*find*” do MATHCAD (rotina utilizada na seqüência deste trabalho).

4.3 – Avaliação do método de cancelamento da 2ª harmônica na corrente de entrada

A operação dos conversores controlados sobre condições balanceadas de tensão de entrada produz correntes de linha compostas de uma componente fundamental e de harmônicas características de $pk \pm 1$, onde p é o número de pulsos do conversor. Entretanto, como as tensões de entrada se tornam cada vez mais desbalanceadas, existe um aparecimento de harmônicas múltiplas de 3, aumentando o fator harmônico das correntes de entrada.

A taxa harmônica “ THDi ” nas correntes de entrada é calculada para os conversores com e sem compensação sobre um similar grau de tensões de entrada desbalanceadas. O fator harmônico é calculado por:

$$THDi = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (4.17)$$

onde I_n é o valor rms da n ésima harmônica da corrente de entrada e I_1 é o valor rms da corrente fundamental.

4.4 – Conclusões finais

Expressões analíticas dos harmônicos CC gerados por conversores controlados sobre condições de suprimento desbalanceadas, foram aqui derivadas usando componentes simétricas. O aumento na distorção da tensão de saída foi atribuída pelo aparecimento da segunda harmônica.

Verifica-se que a eliminação da segunda harmônica na tensão de saída CC de conversores controlados sobre condições de suprimento desbalanceadas pode ser conseguida usando o controle individual de pulsos, onde significativas reduções na distorção da tensão de saída do conversor com o método de cancelamento proposto foram notadas.

Entretanto, o método proposto pode aumentar ou diminuir o fator harmônico das correntes de entrada [Ng97], demonstrando assim um lado bastante negativo, visto que foi considerado que a corrente de entrada é, para efeito da QEE, o fenômeno no qual deve-se a priori mitigar os harmônicos não característicos.

De qualquer forma, o objetivo desta Dissertação de Mestrado é propor e validar um modelo computacional baseado no EMTP para a verificação do comportamento do ADZ aplicado conjuntamente a um conversor especial que utiliza a técnica de controle individual de pulsos (CIP); e não analisar propriamente dito os efeitos deste conjunto, cuja tarefa caberá a uma tese de doutorado.

No próximo capítulo, ilustra-se a modelagem no software EMTP do ADZ em conjunto com o sistema de controle individual de pulsos para conversores CA-CC aqui demonstrado.

O ADZ EM CONJUNTO COM
UMA PONTE DE SEIS
PULSOS CONTROLADOS
INDIVIDUALMENTE

O ADZ EM CONJUNTO COM UMA PONTE DE SEIS PULSOS CONTROLADOS INDIVIDUALMENTE

CAPÍTULO V

O ADZ EM CONJUNTO COM
UMA PONTE DE SEIS
PULSOS CONTROLADOS
INDIVIDUALMENTE

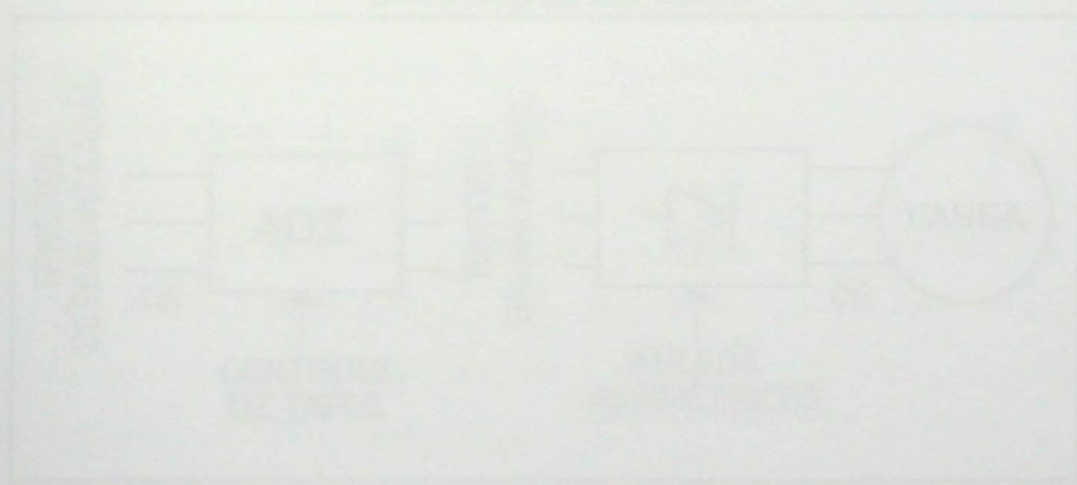


Figura 5.1 – Circuito proposto para modelagem

O ADZ EM CONJUNTO COM UMA PONTE DE SEIS PULSOS CONTROLADOS INDIVIDUALMENTE

5.1 – Considerações iniciais

Este capítulo apresenta um modelo para simular no EMTP, o ADZ (*Phasor Controller*) em conjunto com uma ponte de seis pulsos controlada individualmente, tendo por finalidade servir de suporte para uma linha de pesquisa que está buscando, para o sistema conversor CA/CC operando sob condições fortemente desequilibradas, uma alternativa mais eficiente para mitigar os harmônicos não característicos gerados pela ponte conversora. Para isto, procura-se eliminar o desequilíbrio de tensão através do ADZ e finalmente mitigar o restante desses harmônicos através do controle individual de pulsos da ponte.

Apesar de ainda não emulado em laboratório, esquematicamente esta linha de pesquisa pauta-se no sistema mostrado na Figura 5.1.

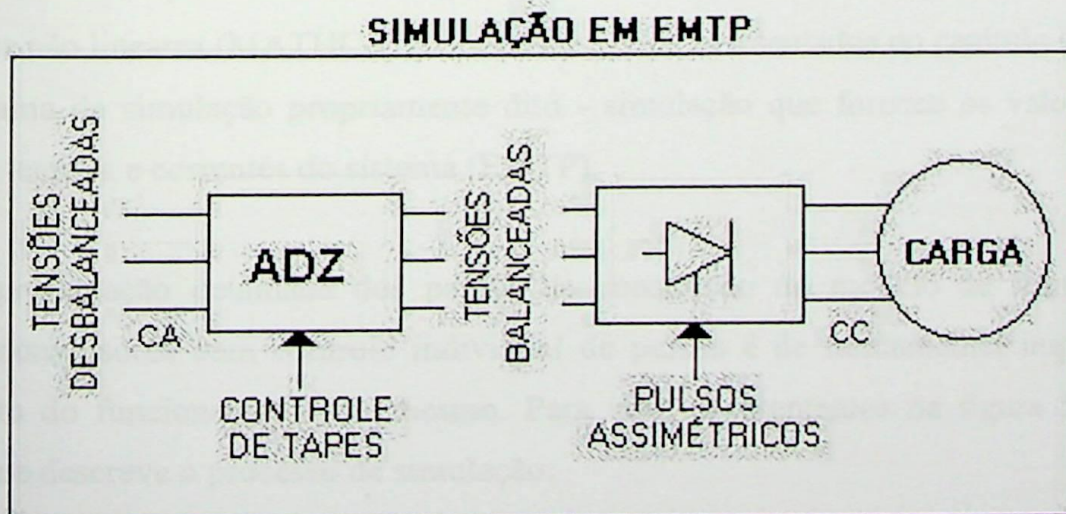


Figura 5.1 – Circuito proposto para modelagem.

Onde:

- o controle independente dos pulsos da ponte retificadora é denominado controle de “ Pulsos Assimétricos ”.
- o ADZ é, basicamente, um transformador eletromagnético de compensação de desequilíbrios de tensões.

O software escolhido para simular este sistema como já comentado anteriormente é o EMTP. Isso se deve ao fato da grande capacidade que este programa possui em resolver circuitos complexos e na seu grande número de modelos para os diversos componentes do sistema elétrico.

5.2 – O processo de simulação

De acordo com os conceitos apresentados nos capítulos anteriores, observamos que para o processo de simulação como um todo são necessários:

- as tensões de entrada - valores de fase já conhecidos que servirão de base para o cálculo dos ângulos de disparo dos conversores;
- os tapes a serem utilizados no ADZ - conseguidos através dos métodos de cálculo apresentados no capítulo III com as tensões de entrada;
- os ângulos de disparo individuais dos conversores - calculados numericamente através de equações não lineares (MATHCAD) com os métodos apresentados no capítulo IV;
- o programa de simulação propriamente dito - simulação que fornece os valores e formas de onda de tensões e correntes do sistema (EMTP).

A apresentação detalhada dos passos de construção do modelo de simulação do ADZ aplicado a conversores com controle individual de pulsos é de fundamental importância para o entendimento do funcionamento do mesmo. Para isso, apresentamos na figura 5.2 a seguir um algoritmo que descreve o processo de simulação.

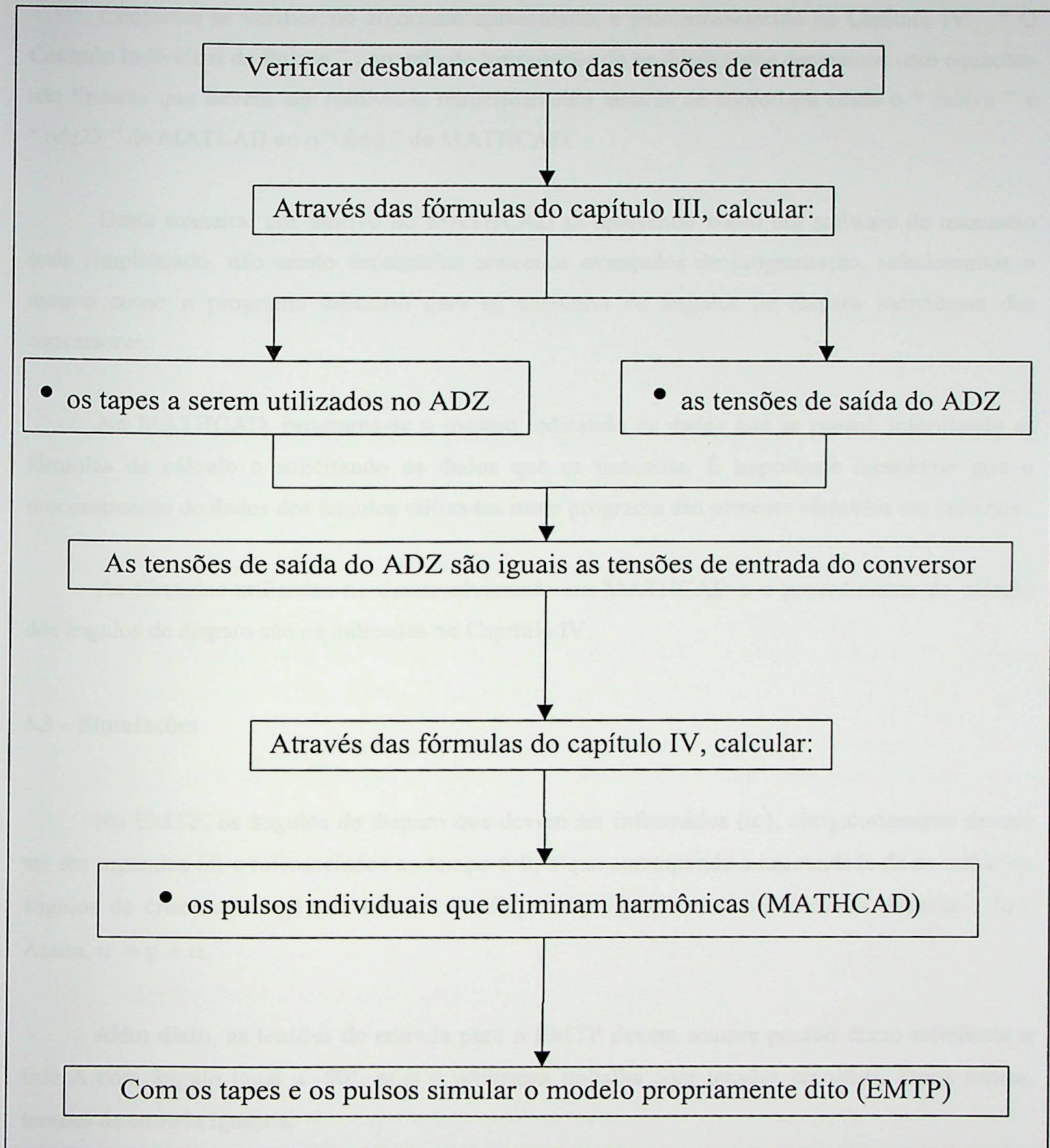


Figura 5.2 – Algoritmo do processo de simulação

Conforme se verifica no algoritmo apresentado, e pelo estabelecido no Capítulo IV – “ O Controle Individual de Pulsos ” ; quando da formulação do problema, nos deparamos com equações não lineares que devem ser resolvidas numericamente através de subrotinas como o “ fsolve ” e “ ode23 ” do MATLAB ou o “ find ” do MATHCAD.

Desta maneira, por motivo do MATHCAD se apresentar como um software de manuseio mais simplificado, não sendo necessários conceitos avançados de programação, selecionamos o mesmo como o programa utilizado para se encontrar os ângulos de disparo individuais dos conversores.

No MATHCAD, programa-se o mesmo indicando os dados que se possui, informando as fórmulas de cálculo e solicitando os dados que se necessita. É importante mencionar que o processamento de dados dos ângulos utilizados neste programa são somente efetuados em radianos.

As fórmulas utilizadas no desenvolvimento em MATHCAD e o procedimento de cálculo dos ângulos de disparo são as indicadas no Capítulo IV.

5.3 – Simulações

No EMTP, os ângulos de disparo que devem ser informados (α'), obrigatoriamente devem ser em segundos (s) e referenciados ao tempo $t=0$, o que corresponde a necessidade de se somar os ângulos de cruzamento (γ) aos ângulos de disparo que propriamente se deveria disparar (α). Assim, $\alpha' = \gamma + \alpha$.

Além disso, as tensões de entrada para o EMTP devem sempre possuir como referência a fase A com ângulo igual a -90° , pois o programa trabalha com tensões senoidais. Desta forma, tensões de entrada iguais a:

$$\begin{aligned}\vec{V}_A &= |V_A| \angle \alpha^\circ \\ \vec{V}_B &= |V_B| \angle \beta^\circ \\ \vec{V}_C &= |V_C| \angle \chi^\circ\end{aligned}\tag{5.1}$$

então, para o EMTP deverão ser informadas como:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{V}}_A &= |V_A| \angle (\alpha - \alpha - 90)^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= |V_B| \angle (\beta - \alpha - 90)^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= |V_C| \angle (\chi - \alpha - 90)^\circ\end{aligned}\tag{5.2}$$

Desta forma, foram realizadas cinco simulações no EMTP, conforme descrito a seguir:

- simulação de um sistema equilibrado;
- simulação de um sistema desequilibrado sem nenhuma correção;
- simulação de um sistema desequilibrado somente com ADZ em funcionamento (ponte conversora com pulsos equidistantes);
- simulação de um sistema desequilibrado somente com a atuação do controle individual de pulsos;
- simulação de um sistema desequilibrado com o ADZ e o controle individual de pulsos funcionando sinergicamente para a mitigação de harmônicos.

No apêndice deste trabalho se encontra um exemplo de uma simulação realizada, com explicações detalhadas de cada passo do modelo utilizado.

Vale ressaltar que para as simulações realizadas foram utilizadas cargas de formato indutivo.

5.3.1 – Simulação de um sistema equilibrado

Para esta simulação foram utilizadas tensões equilibradas, sendo que não foram realizadas as correções através do ADZ e do controle individual de pulsos.

As tensões de entrada são:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{V}}_A &= 100,0 \angle 0^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= 100,0 \angle -120^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= 100,0 \angle +120^\circ\end{aligned}\tag{5.3}$$

Conforme apresentado nas fórmulas (5.1) e (5.2), as tensões de entrada para o EMTP para esta simulação serão:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}}_A &= 100,0 \angle -90^\circ \\ \dot{\bar{V}}_B &= 100,0 \angle -210^\circ \\ \dot{\bar{V}}_C &= 100,0 \angle +30^\circ\end{aligned}\tag{5.4}$$

Para um sistema equilibrado como o apresentado em (5.3) os ângulos de cruzamento são bem conhecidos:

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= 30^\circ \\ \gamma_2 &= 90^\circ \\ \gamma_3 &= 150^\circ \\ \gamma_4 &= 210^\circ \\ \gamma_5 &= -90^\circ \\ \gamma_6 &= -30^\circ\end{aligned}\tag{5.5}$$

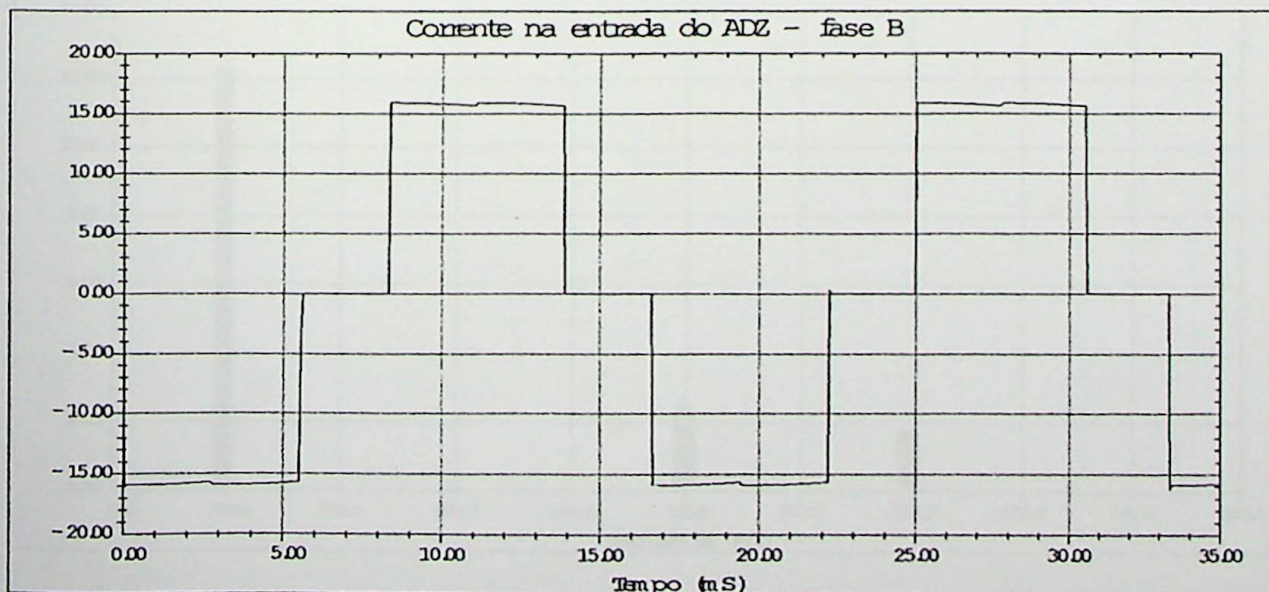
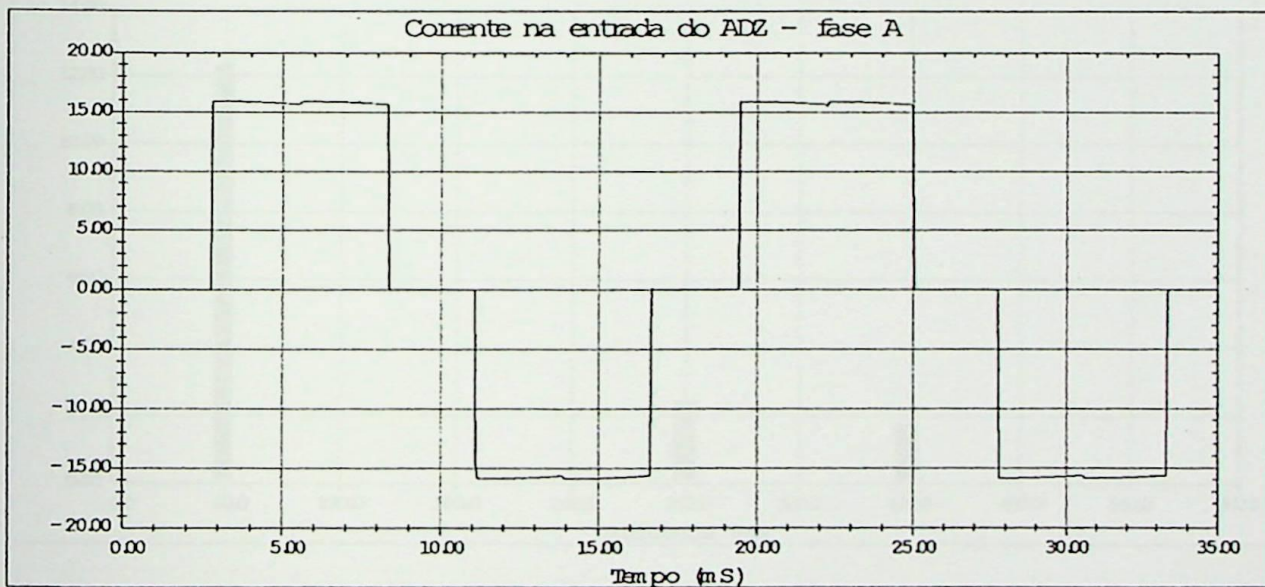
Como ângulos de disparo referenciados a um tempo $t=0$ devem ser informados, isto implica em que, para o EMTP, o valor a ser digitado para os pulso deve ser a somatória entre α e γ para cada pulso. Considerando ângulos de disparo equidistantes, $\alpha=30^\circ$ tem-se:

$$\begin{aligned}\alpha'_1 &= 60^\circ \\ \alpha'_2 &= 120^\circ \\ \alpha'_3 &= 180^\circ \\ \alpha'_4 &= 240^\circ \\ \alpha'_5 &= -60^\circ \\ \alpha'_6 &= 0^\circ\end{aligned}\tag{5.6}$$

Como ainda os ângulos de disparo α' devem ser informados em segundos (s), e considerando que cada grau corresponde a 0.046296 ms para uma frequência de 60 Hz, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 0,00277778 \text{ s} \\
 \alpha'_2 &= 0,00555556 \text{ s} \\
 \alpha'_3 &= 0,00833334 \text{ s} \\
 \alpha'_4 &= 0,01111111 \text{ s} \\
 \alpha'_5 &= -0,00277778 \text{ s} \\
 \alpha'_6 &= 0 \text{ s}
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

Com as tensões de entrada e os ângulos de disparo acima, os resultados da simulação são apresentados nas figuras de 5.3 a 5.6 que se seguem. Estas figuras correspondem as correntes de entrada do ADZ e a tensão de saída do conversor com seus respectivos espectros harmônicos.



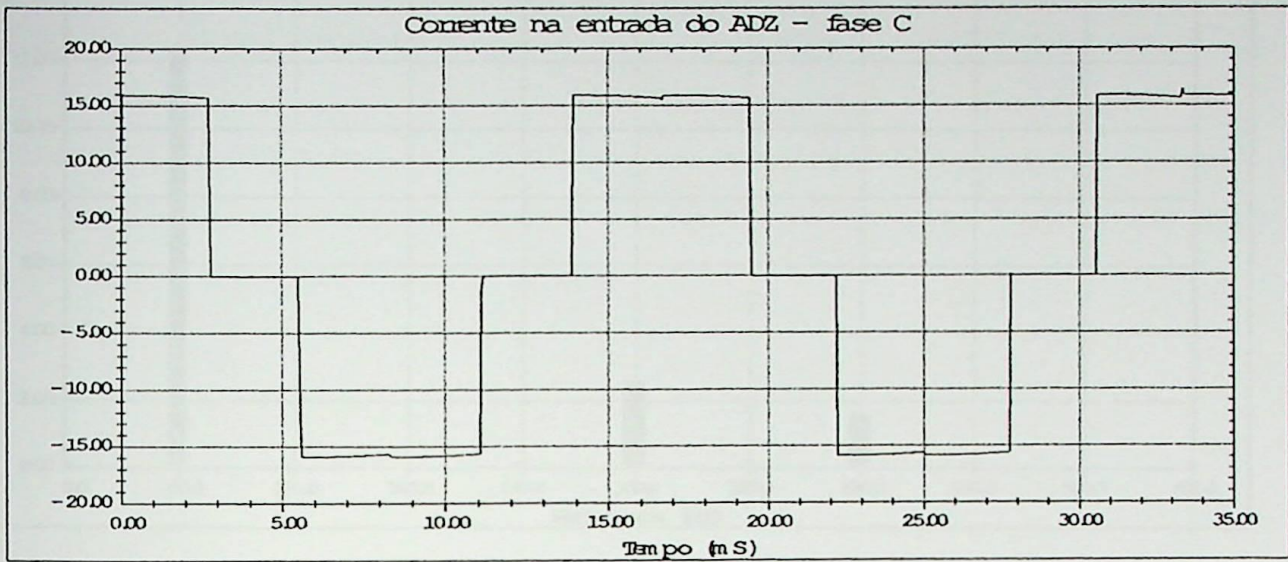
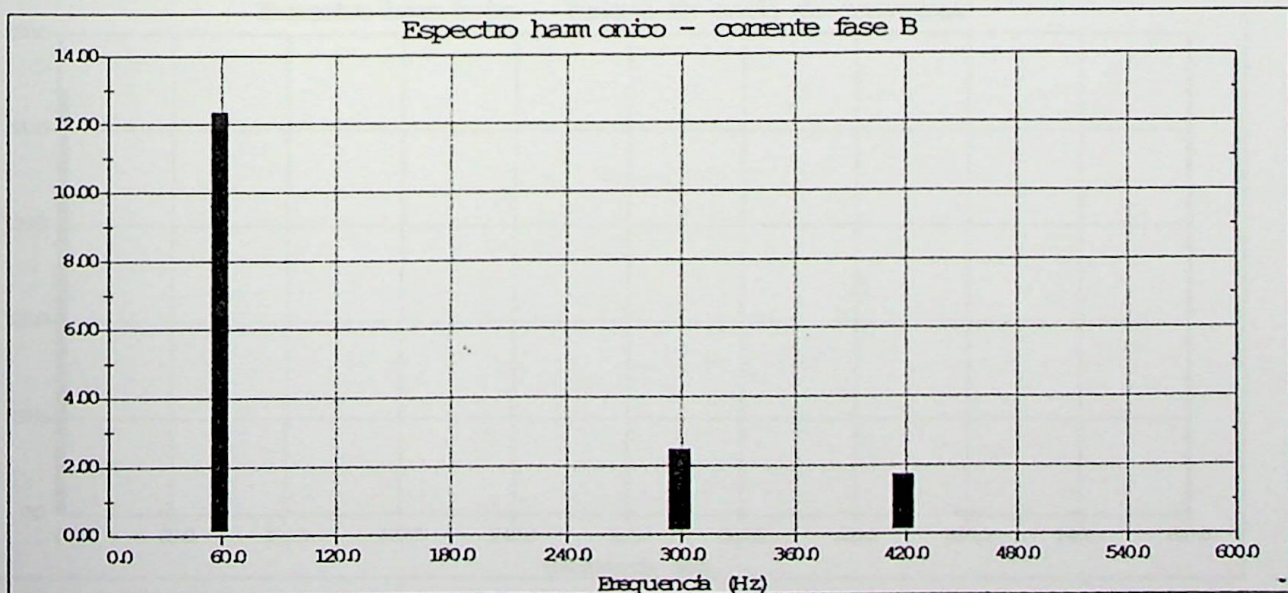
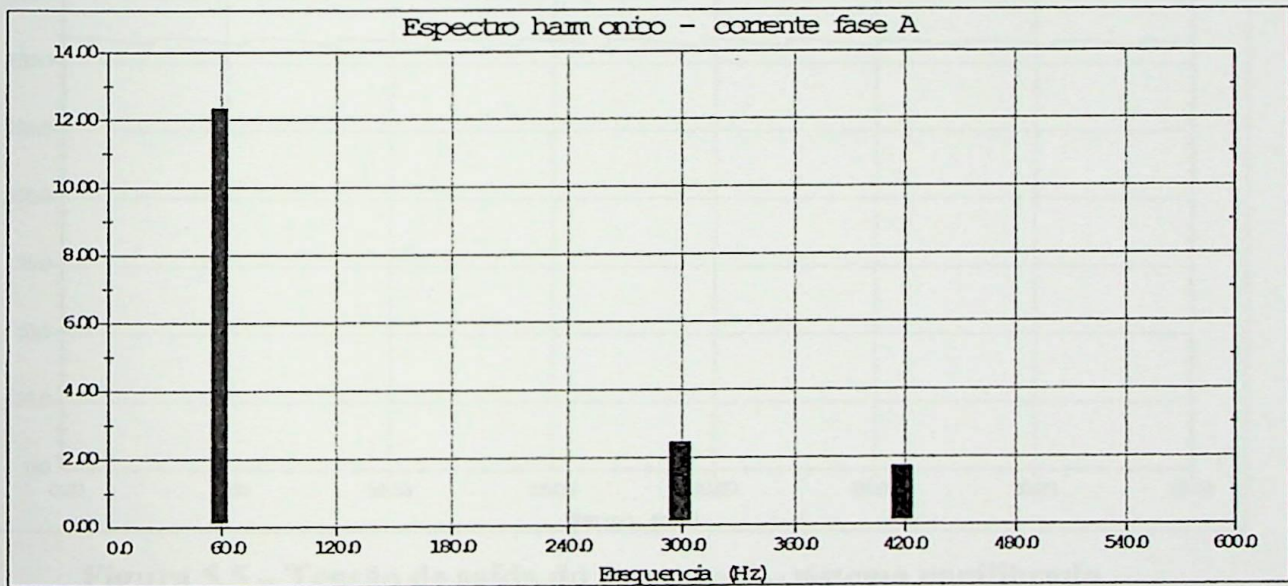


Figura 5.3 – Correntes de entrada do ADZ – sistema equilibrado



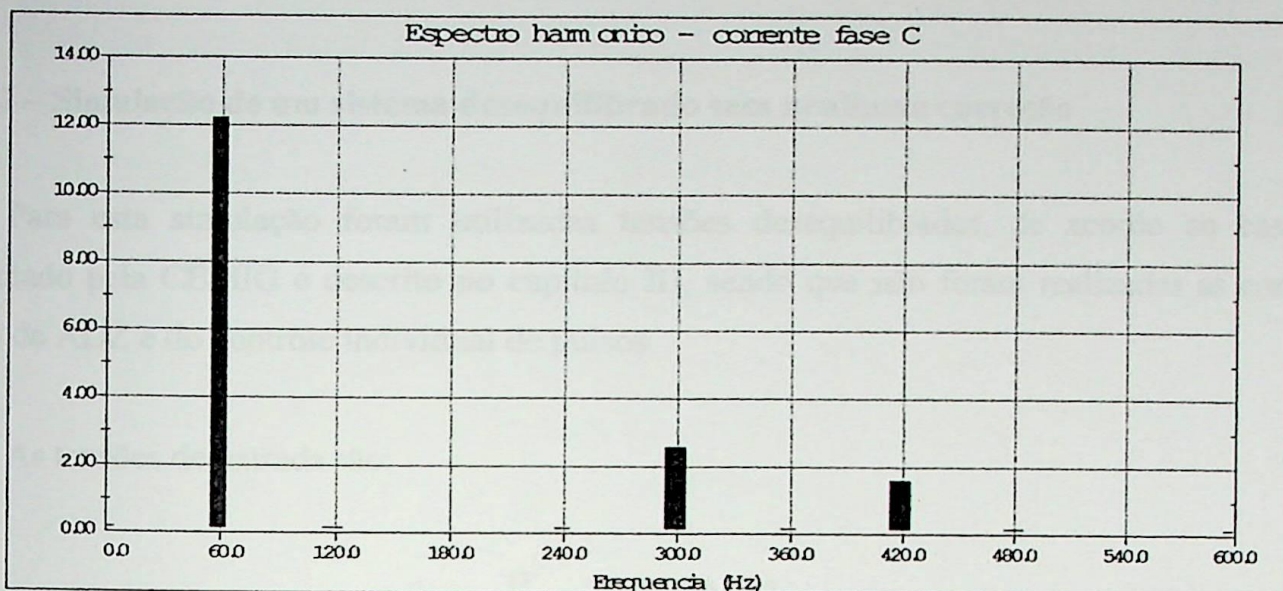


Figura 5.4 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema equilibrado

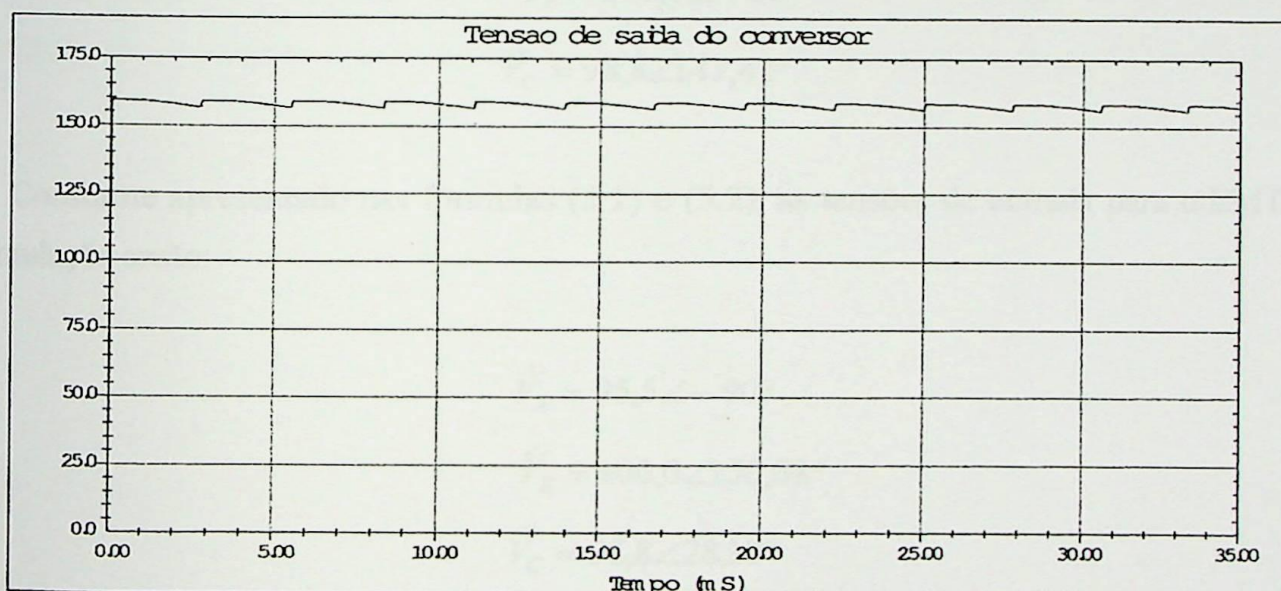


Figura 5.5 – Tensão de saída do conversor – sistema equilibrado

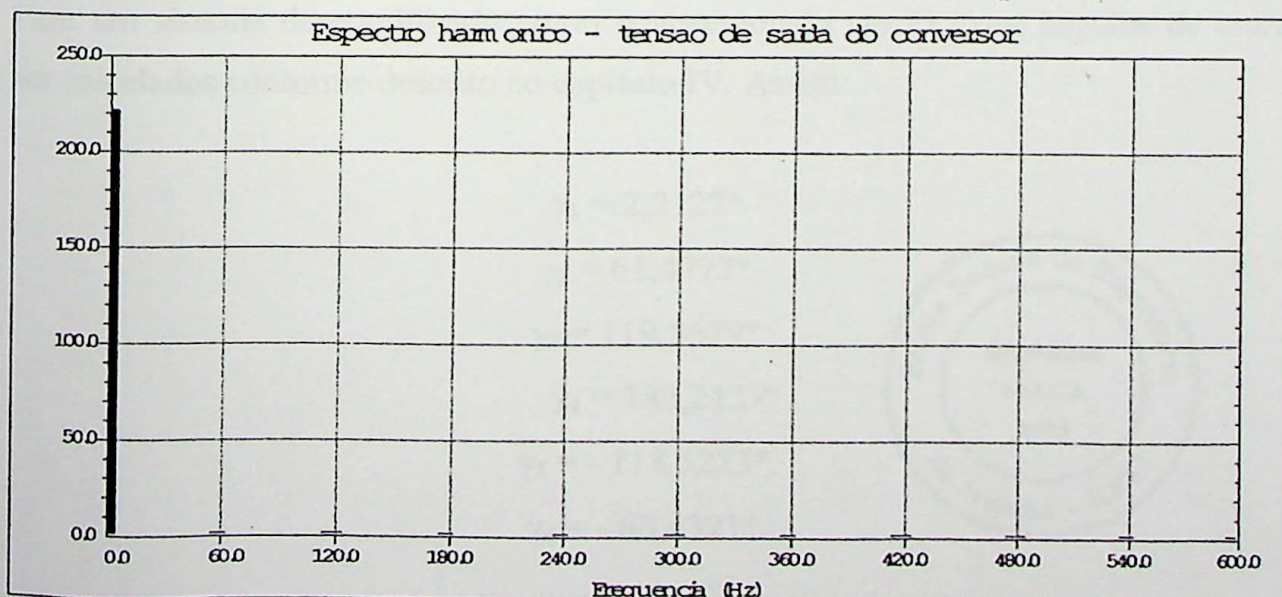


Figura 5.6 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema equilibrado

5.3.2 – Simulação de um sistema desequilibrado sem nenhuma correção

Para esta simulação foram utilizadas tensões desequilibradas, de acordo ao caso real apresentado pela CEMIG e descrito no capítulo III, sendo que não foram realizadas as correções através do ADZ e do controle individual de pulsos.

As tensões de entrada são:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{V}}_A &= 95,5 \angle 29,32^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= 100,0 \angle -90^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= 98,8 \angle 147,42^\circ\end{aligned}\tag{5.8}$$

Conforme apresentado nas fórmulas (5.1) e (5.2), as tensões de entrada para o EMTP para esta simulação serão:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{V}}_A &= 95,5 \angle -90^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= 100,0 \angle 150,68^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= 98,8 \angle 28,10^\circ\end{aligned}\tag{5.9}$$

Para um sistema desequilibrado como o apresentado em (5.8) os ângulos de cruzamento devem ser calculados conforme descrito no capítulo IV. Assim:

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= 2,2127^\circ \\ \gamma_2 &= 61,4777^\circ \\ \gamma_3 &= 119,5679^\circ \\ \gamma_4 &= 182,2127^\circ \\ \gamma_5 &= -118,5223^\circ \\ \gamma_6 &= -60,4321^\circ\end{aligned}\tag{5.10}$$



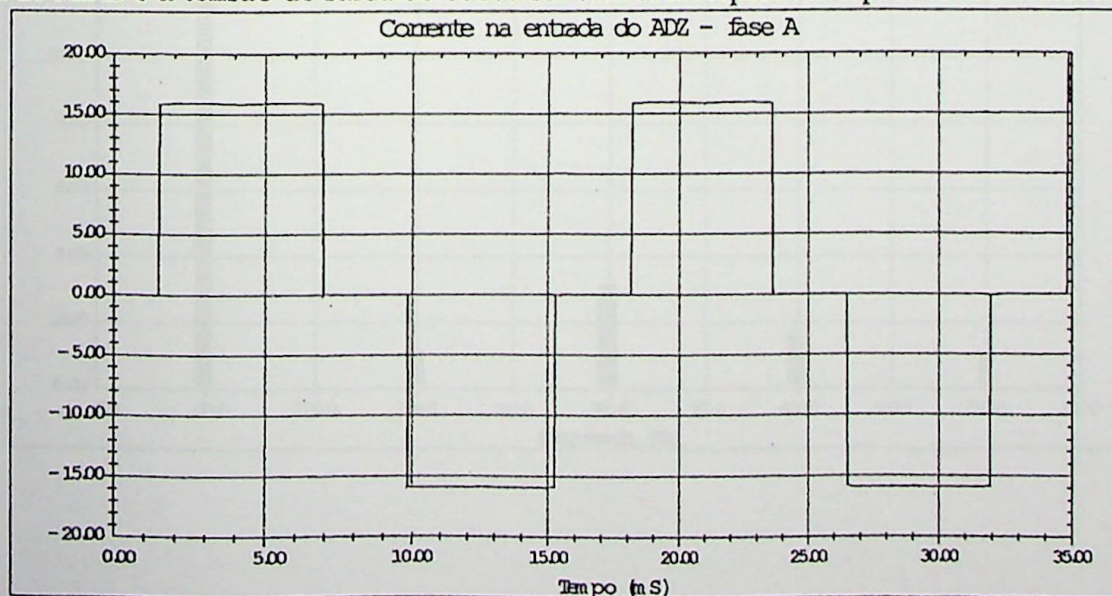
Como deve-se informar os ângulos de disparo referenciados a um tempo $t=0$, implica-se que para o EMTP o valor a ser digitado para os pulso deve ser a somatória entre α e γ para cada pulso. Considerando ângulos de disparo equidistantes, $\alpha = 30^\circ$ tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 32,2127^\circ \\
 \alpha'_2 &= 91,4777^\circ \\
 \alpha'_3 &= 149,5679^\circ \\
 \alpha'_4 &= 212,2127^\circ \\
 \alpha'_5 &= -88,5223^\circ \\
 \alpha'_6 &= -30,4321^\circ
 \end{aligned}
 \tag{5.11}$$

Como ainda os ângulos de disparo α' devem ser informados em segundos (s), e considerando que cada grau corresponde a 0.046296 ms para uma frequência de 60 Hz, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 0,00149133 \text{ s} \\
 \alpha'_2 &= 0,00423508 \text{ s} \\
 \alpha'_3 &= 0,00692444 \text{ s} \\
 \alpha'_4 &= 0,00982466 \text{ s} \\
 \alpha'_5 &= -0,00409825 \text{ s} \\
 \alpha'_6 &= -0,00140889 \text{ s}
 \end{aligned}
 \tag{5.12}$$

Com as tensões de entrada e os ângulos de disparo acima, os resultados da simulação são apresentados nas figuras de 5.7 a 5.10 que se seguem. Estas figuras correspondem as correntes de entrada do ADZ e a tensão de saída do conversor com seus respectivos espectros harmônicos.



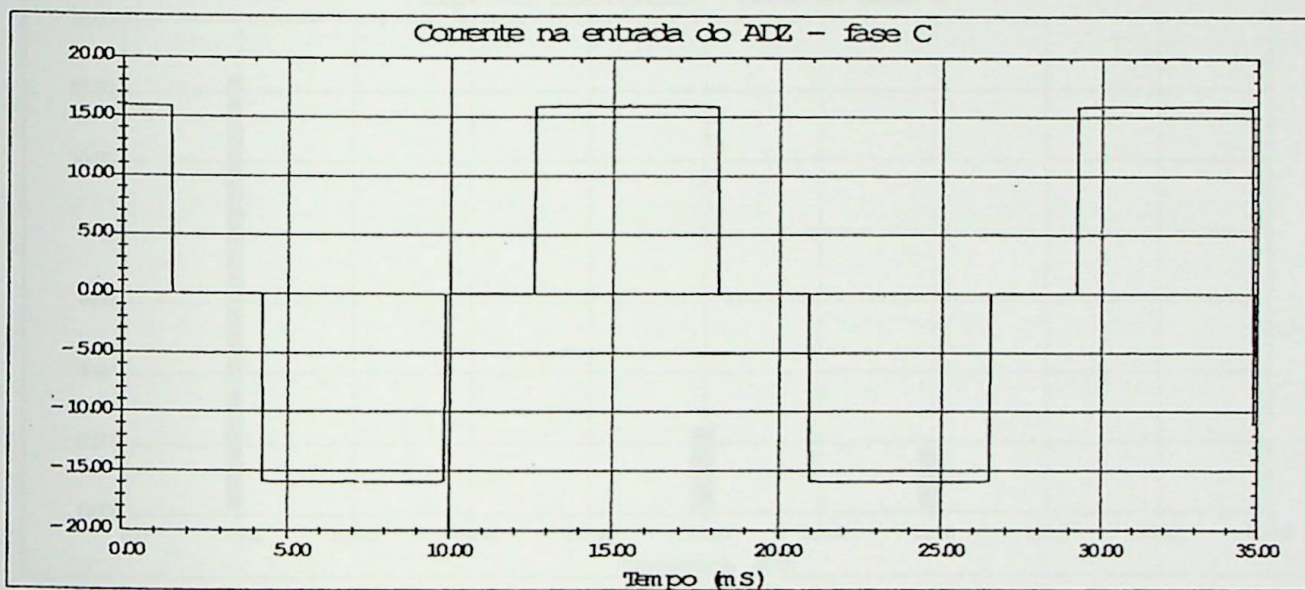
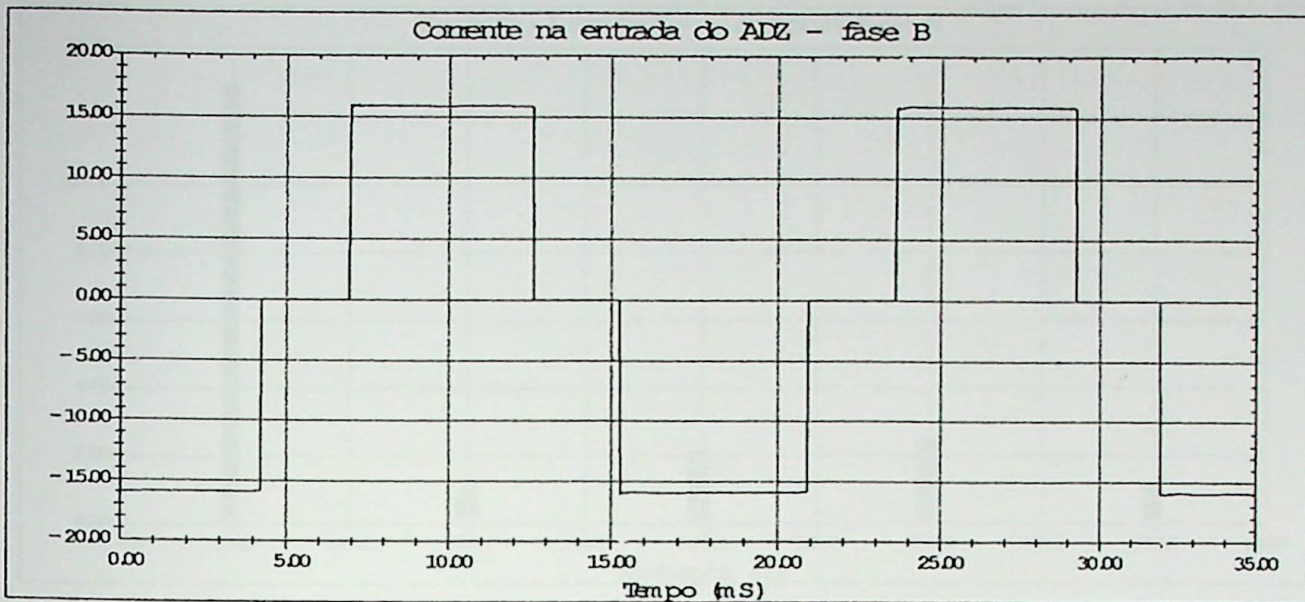
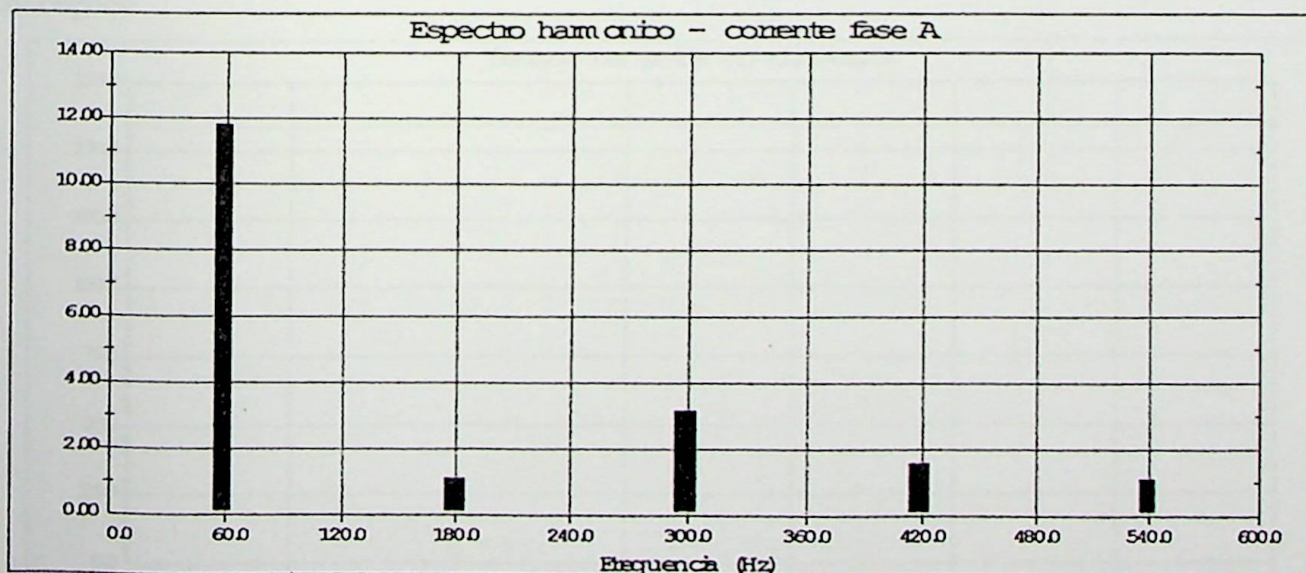


Figura 5.7 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado sem correções



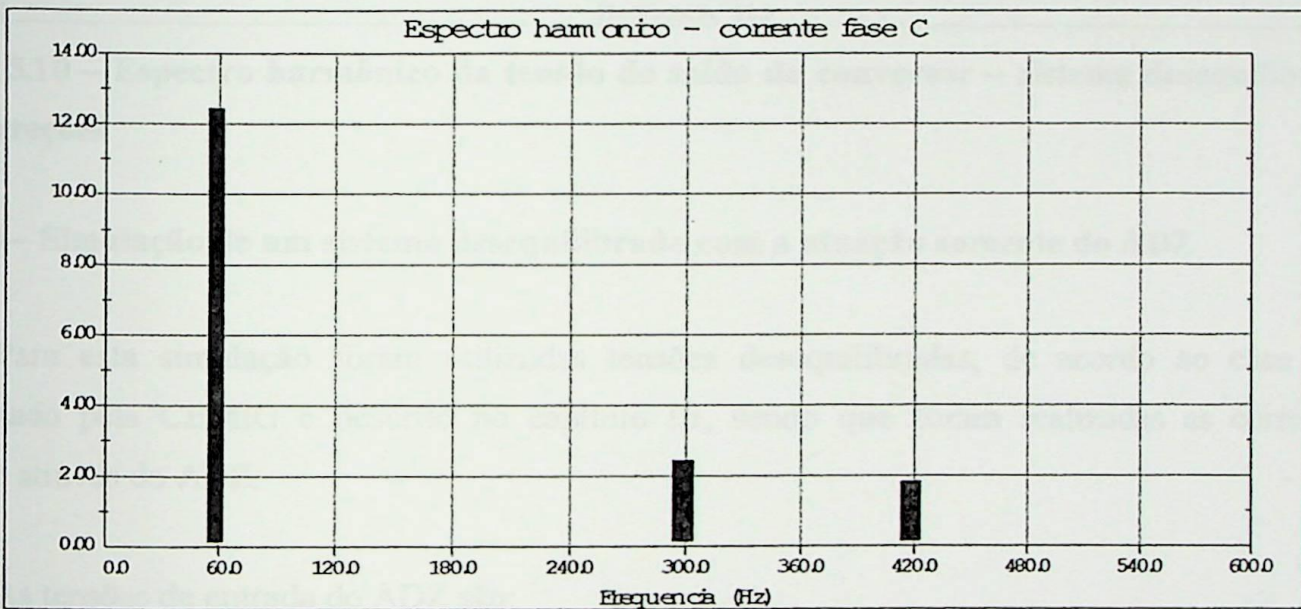
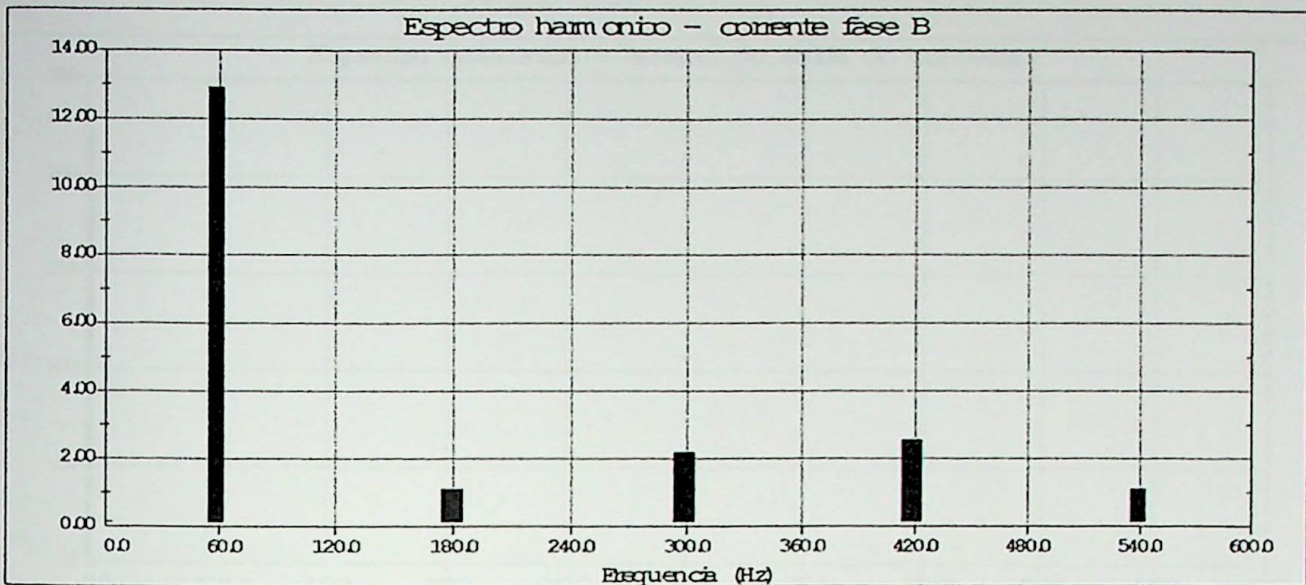


Figura 5.8 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado sem correções

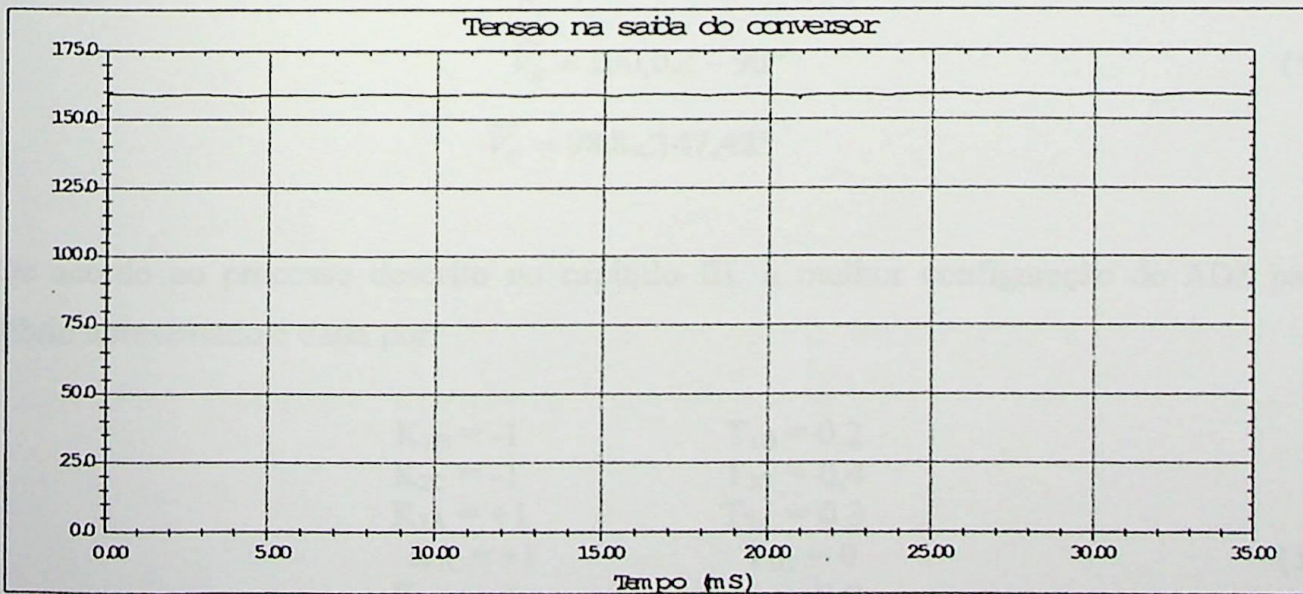


Figura 5.9 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado sem correções

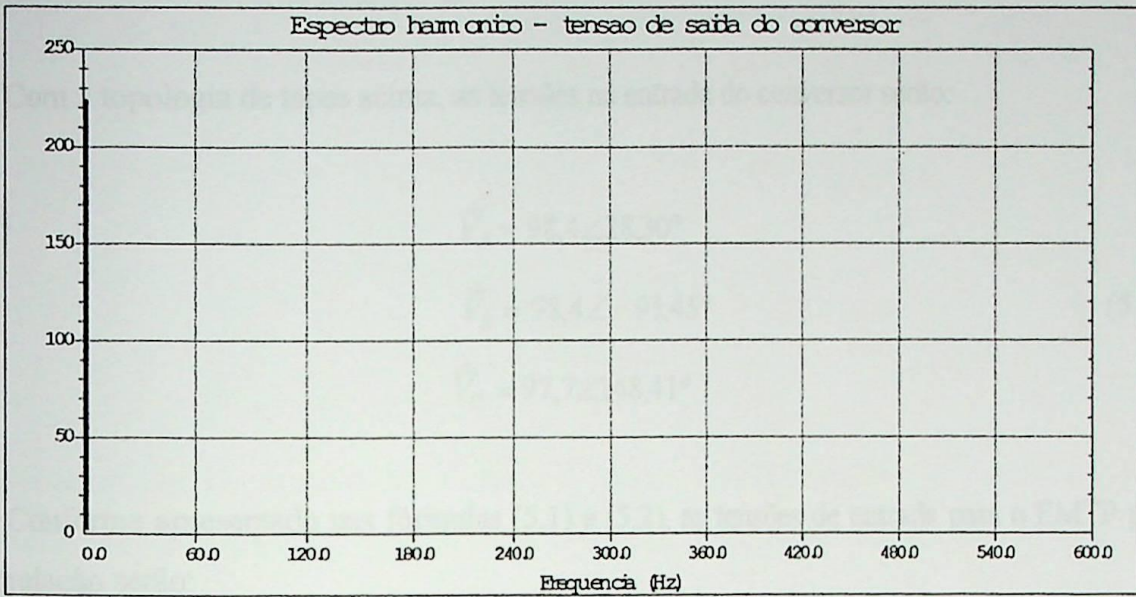


Figura 5.10 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado sem correções

5.3.3 – Simulação de um sistema desequilibrado com a atuação somente do ADZ

Para esta simulação foram utilizadas tensões desequilibradas, de acordo ao caso real apresentado pela CEMIG e descrito no capítulo III, sendo que foram realizadas as correções somente através do ADZ.

As tensões de entrada do ADZ são:

$$\begin{aligned}
 \vec{V}_A &= 95,5 \angle 29,32^\circ \\
 \vec{V}_B &= 100,0 \angle -90^\circ \\
 \vec{V}_C &= 98,8 \angle 147,42^\circ
 \end{aligned}
 \tag{5.13}$$

De acordo ao processo descrito no capítulo III, a melhor configuração do ADZ para o desequilíbrio apresentado é dada por:

$$\begin{aligned}
 K_{1B} &= -1 & T_{1B} &= 0,2 \\
 K_{2C} &= -1 & T_{2C} &= 0,4 \\
 K_{2A} &= +1 & T_{2A} &= 0,3 \\
 K_{1C} &= +1 & T_{1C} &= 0 \\
 K_{1A} &= -1 & T_{1A} &= 0,0 \\
 K_{2B} &= +1 & T_{2B} &= 0,2
 \end{aligned}
 \tag{5.14}$$

Com a topologia de tapes acima, as tensões na entrada do conversor serão:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}}_A &= 98,4 \angle 28,30^\circ \\ \dot{\bar{V}}_B &= 98,4 \angle -91,45^\circ \\ \dot{\bar{V}}_C &= 97,7 \angle 148,41^\circ\end{aligned}\tag{5.15}$$

Conforme apresentado nas fórmulas (5.1) e (5.2), as tensões de entrada para o EMTP para esta simulação serão:

$$\begin{aligned}V_A &= 98,4 \angle -90^\circ \\ V_B &= 98,4 \angle -209,75^\circ \\ V_C &= 97,7 \angle 30,11^\circ\end{aligned}\tag{5.16}$$

Para um sistema desequilibrado como o apresentado em (5.15) os ângulos de cruzamento devem ser calculados conforme descrito no capítulo IV. Assim:

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= 1,526428^\circ \\ \gamma_2 &= 61,47770^\circ \\ \gamma_3 &= 121,57477^\circ \\ \gamma_4 &= 181,526428^\circ \\ \gamma_5 &= -118,52228^\circ \\ \gamma_6 &= -58,425224^\circ\end{aligned}\tag{5.17}$$

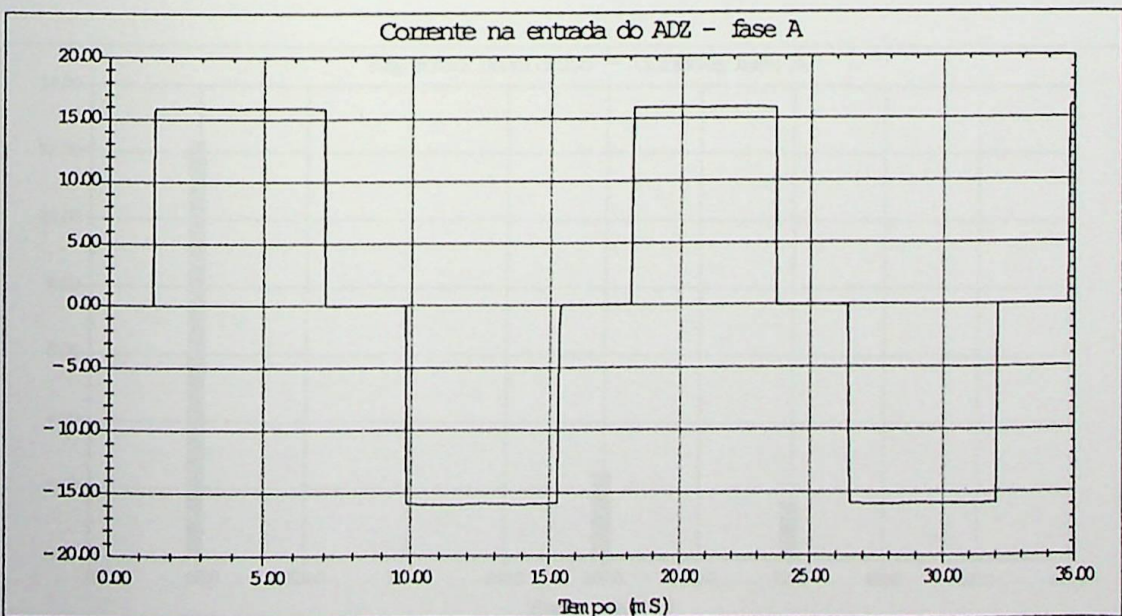
Como deve-se informar os ângulos de disparo referenciados a um tempo $t=0$, implica-se que para o EMTP o valor a ser digitado para os pulso deve ser a somatória entre α e γ para cada pulso. Considerando ângulos de disparo equidistantes, $\alpha=30^\circ$ tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 31,526428^\circ \\
 \alpha'_2 &= 91,477704^\circ \\
 \alpha'_3 &= 151,57477^\circ \\
 \alpha'_4 &= 211,526428^\circ \\
 \alpha'_5 &= -88,52228^\circ \\
 \alpha'_6 &= -28,425224^\circ
 \end{aligned}
 \tag{5.18}$$

Como ainda os ângulos de disparo α' devem ser informados em segundos (s), e considerando que cada grau corresponde a 0.046296 ms para uma frequência de 60 Hz, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 0,001459556 \text{ s} \\
 \alpha'_2 &= 0,004235077 \text{ s} \\
 \alpha'_3 &= 0,007017348 \text{ s} \\
 \alpha'_4 &= 0,009792886 \text{ s} \\
 \alpha'_5 &= -0,00409825 \text{ s} \\
 \alpha'_6 &= -0,00131598 \text{ s}
 \end{aligned}
 \tag{5.19}$$

Com as tensões de entrada e os ângulos de disparo acima, os resultados da simulação são apresentados nas figuras de 5.11 a 5.14 que se seguem. Estas figuras correspondem as correntes de entrada do ADZ e a tensão de saída do conversor com seus respectivos espectros harmônicos.



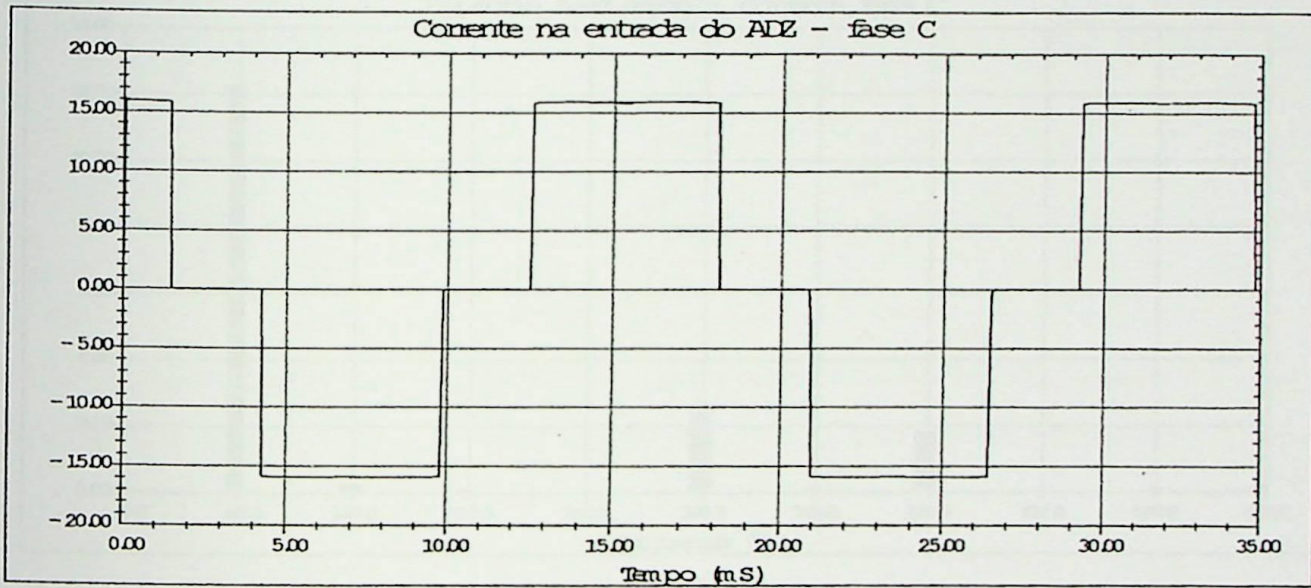
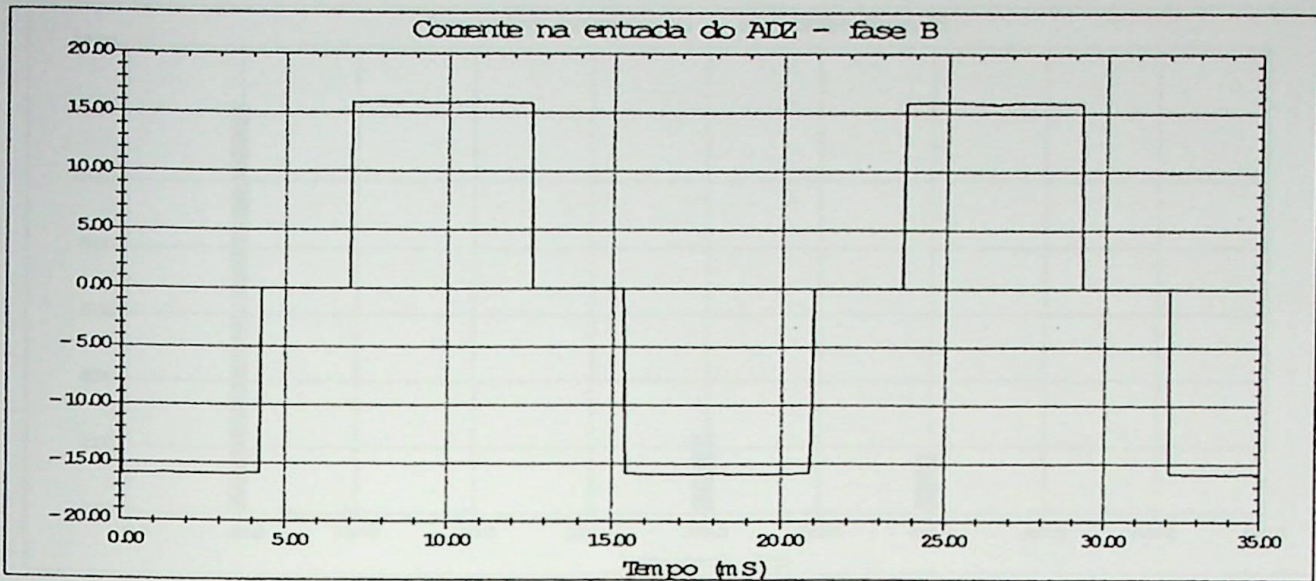
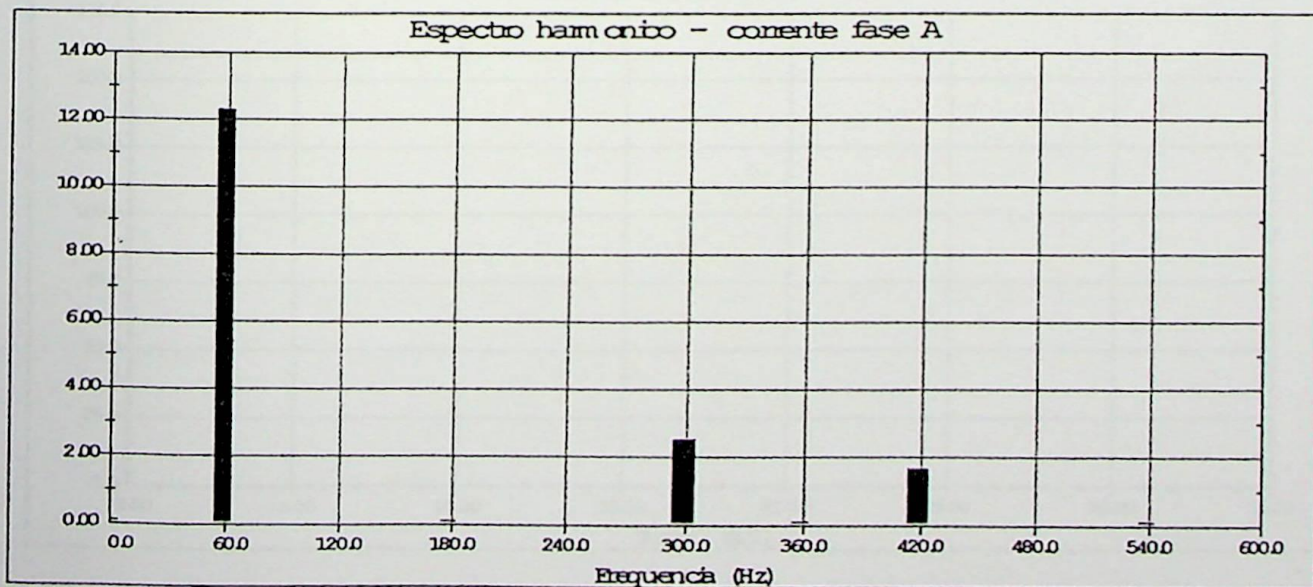


Figura 5.11 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do ADZ



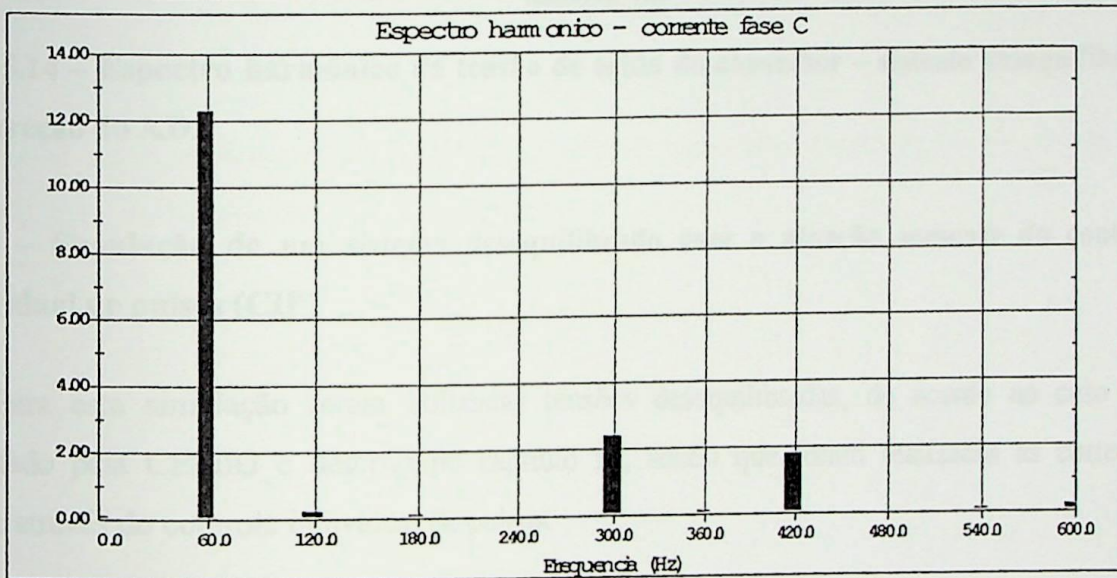
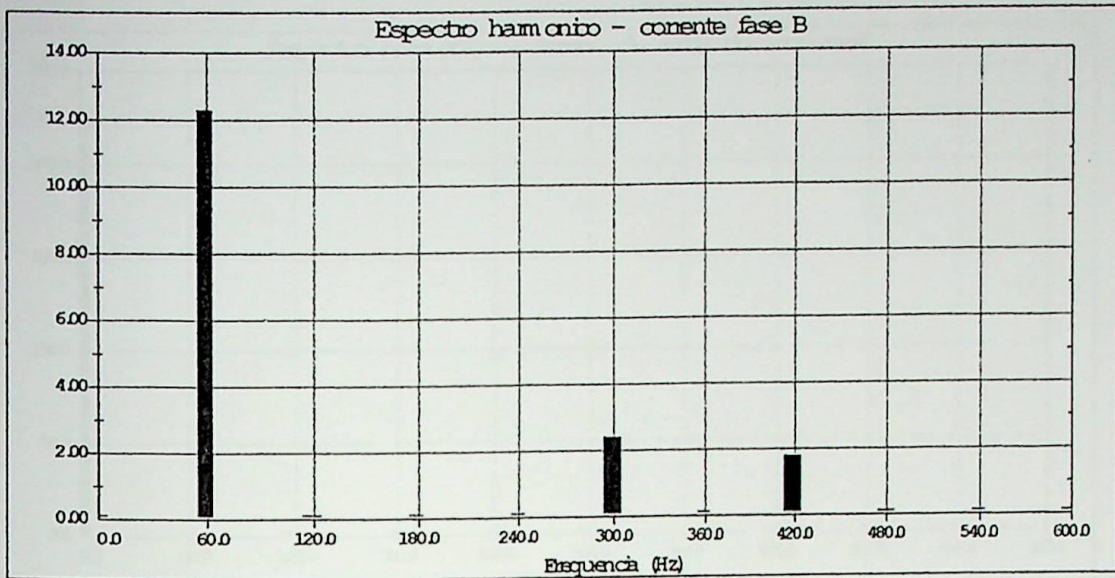


Figura 5.12 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do ADZ

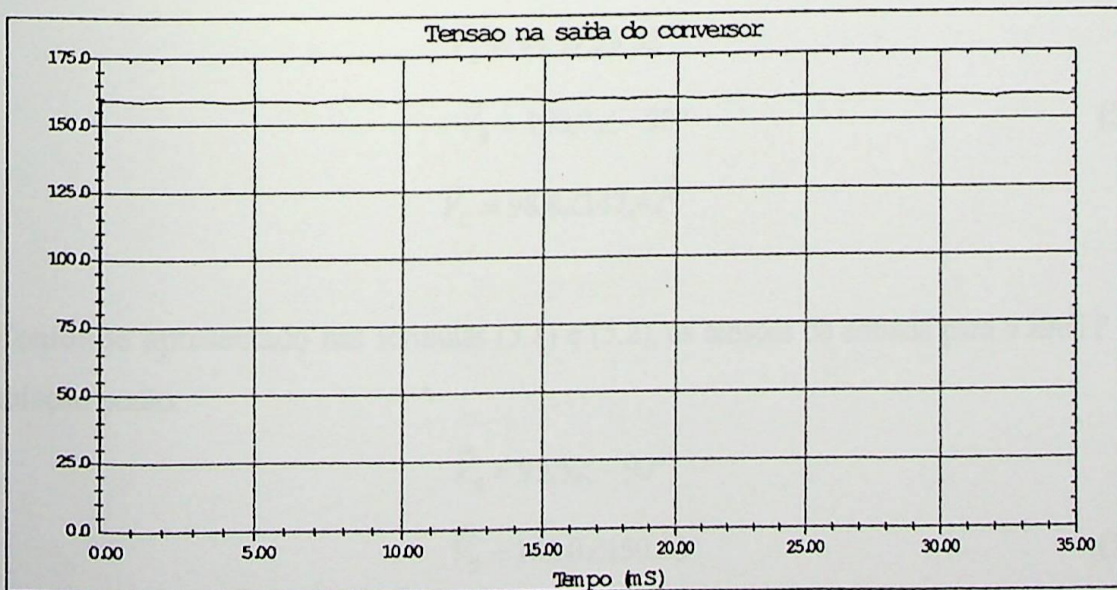


Figura 5.13 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do ADZ

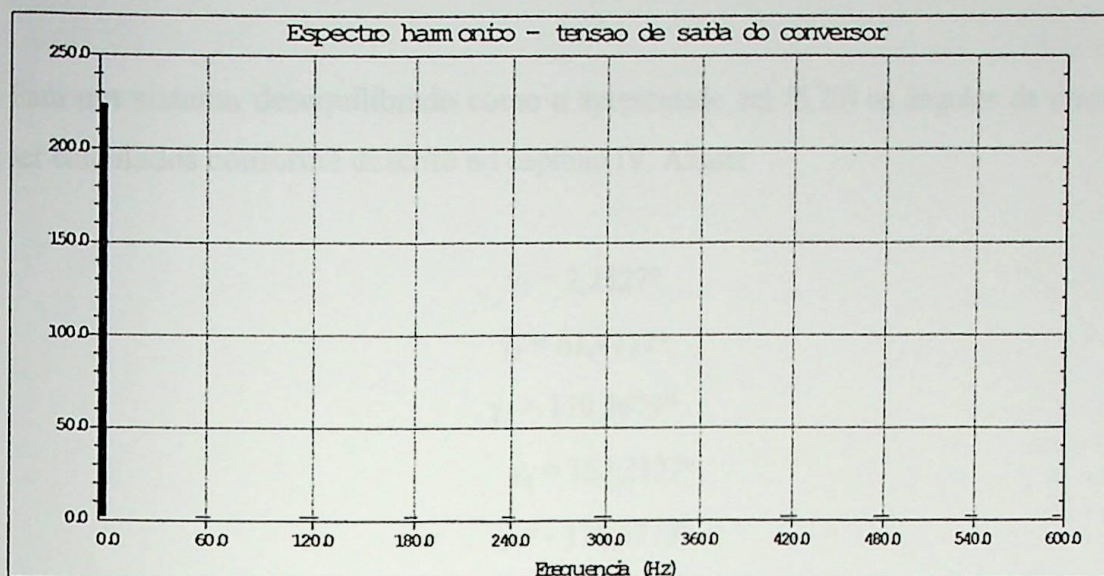


Figura 5.14 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do ADZ

5.3.4 – Simulação de um sistema desequilibrado com a atuação somente do controle individual de pulsos (CIP)

Para esta simulação foram utilizadas tensões desequilibradas, de acordo ao caso real apresentado pela CEMIG e descrito no capítulo III, sendo que foram realizadas as correções somente através do controle individual de pulsos.

As tensões de entrada são:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}}_A &= 95,5 \angle 29,32^\circ \\ \dot{\bar{V}}_B &= 100,0 \angle -90^\circ \\ \dot{\bar{V}}_C &= 98,8 \angle 147,42^\circ\end{aligned}\tag{5.20}$$

Conforme apresentado nas fórmulas (5.1) e (5.2), as tensões de entrada para o EMTP para esta simulação serão:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}}_A &= 95,5 \angle -90^\circ \\ \dot{\bar{V}}_B &= 100,0 \angle 150,68^\circ \\ \dot{\bar{V}}_C &= 98,8 \angle 28,10^\circ\end{aligned}\tag{5.21}$$

Para um sistema desequilibrado como o apresentado em (5.20) os ângulos de cruzamento devem ser calculados conforme descrito no capítulo IV. Assim:

$$\begin{aligned}
 \gamma_1 &= 2,2127^\circ \\
 \gamma_2 &= 61,4777^\circ \\
 \gamma_3 &= 119,5679^\circ \\
 \gamma_4 &= 182,2127^\circ \\
 \gamma_5 &= -118,5223^\circ \\
 \gamma_6 &= -60,4321^\circ
 \end{aligned}
 \tag{5.22}$$

Calculando os ângulos de disparo através da modelagem matemático apresentado no capítulo 4, para um ângulo base $\alpha = 30^\circ$, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= 31,0355^\circ \\
 \alpha_2 &= 28,5209^\circ \\
 \alpha_3 &= 30,7107^\circ \\
 \alpha_4 &= 31,0355^\circ \\
 \alpha_5 &= 28,5209^\circ \\
 \alpha_6 &= 30,7107^\circ
 \end{aligned}
 \tag{5.23}$$

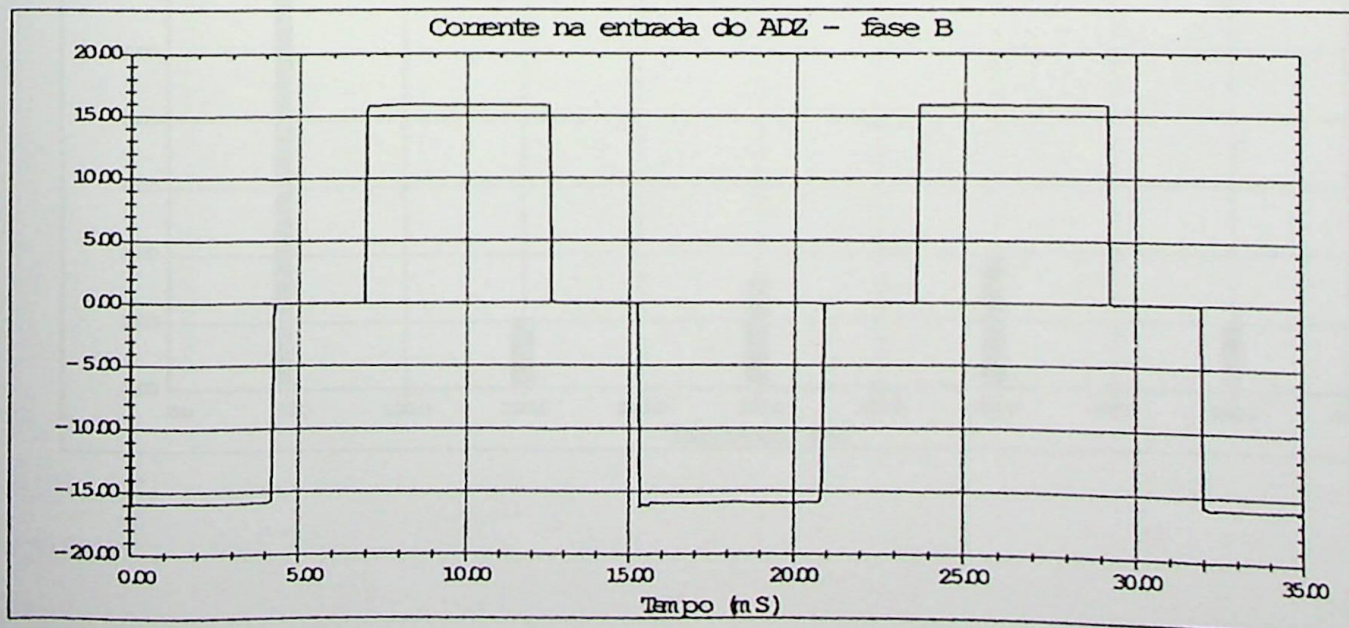
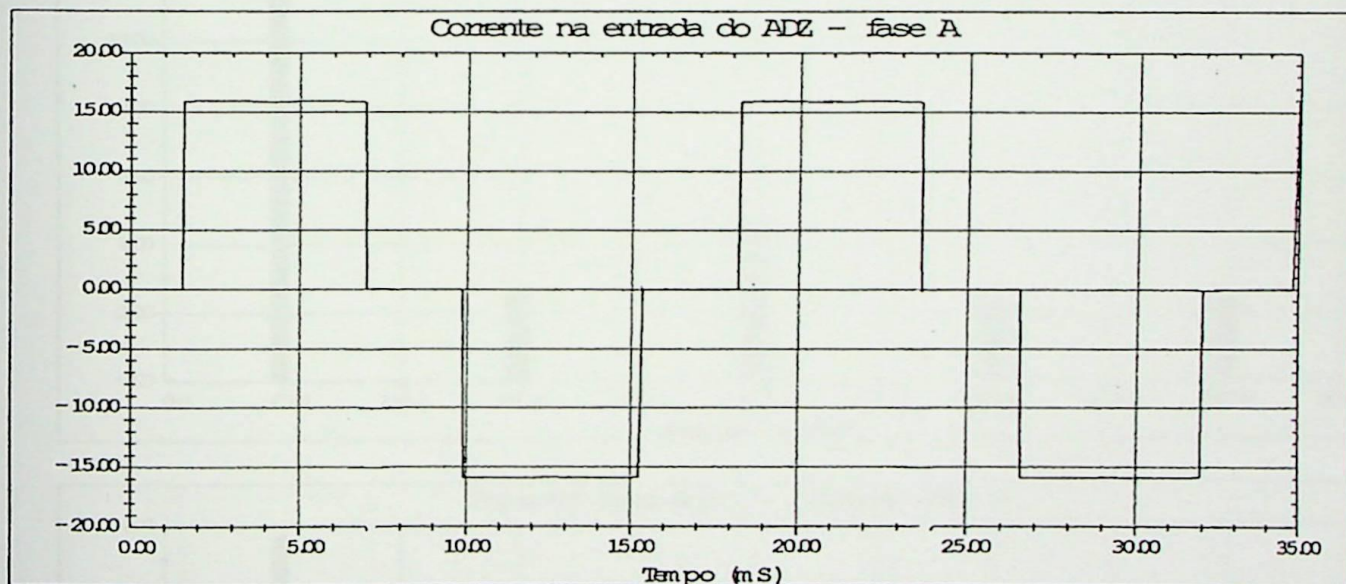
Como deve-se informar os ângulos de disparo referenciados a um tempo $t=0$, implica-se que para o EMTP o valor a ser digitado para os pulso deve ser a somatória entre α e γ para cada pulso. Assim, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 33,248234^\circ \\
 \alpha'_2 &= 89,998604^\circ \\
 \alpha'_3 &= 150,27858^\circ \\
 \alpha'_4 &= 213,24823^\circ \\
 \alpha'_5 &= -90,001395^\circ \\
 \alpha'_6 &= -29,721415^\circ
 \end{aligned}
 \tag{5.24}$$

Como ainda os ângulos de disparo α' devem ser informados em segundos (s), e considerando que cada grau corresponde a 0.046296 ms para uma frequência de 60 Hz, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 0,00153926 \text{ s} \\
 \alpha'_2 &= 0,00416660 \text{ s} \\
 \alpha'_3 &= 0,00695733 \text{ s} \\
 \alpha'_4 &= 0,009872599 \text{ s} \\
 \alpha'_5 &= -0,00416673 \text{ s} \\
 \alpha'_6 &= -0,00137599 \text{ s}
 \end{aligned}
 \tag{5.25}$$

Com as tensões de entrada e os ângulos de disparo acima, os resultados da simulação são apresentados nas figuras de 5.15 a 5.18 que se seguem. Estas figuras correspondem as correntes de entrada do ADZ e a tensão de saída do conversor com seus respectivos espectros harmônicos.



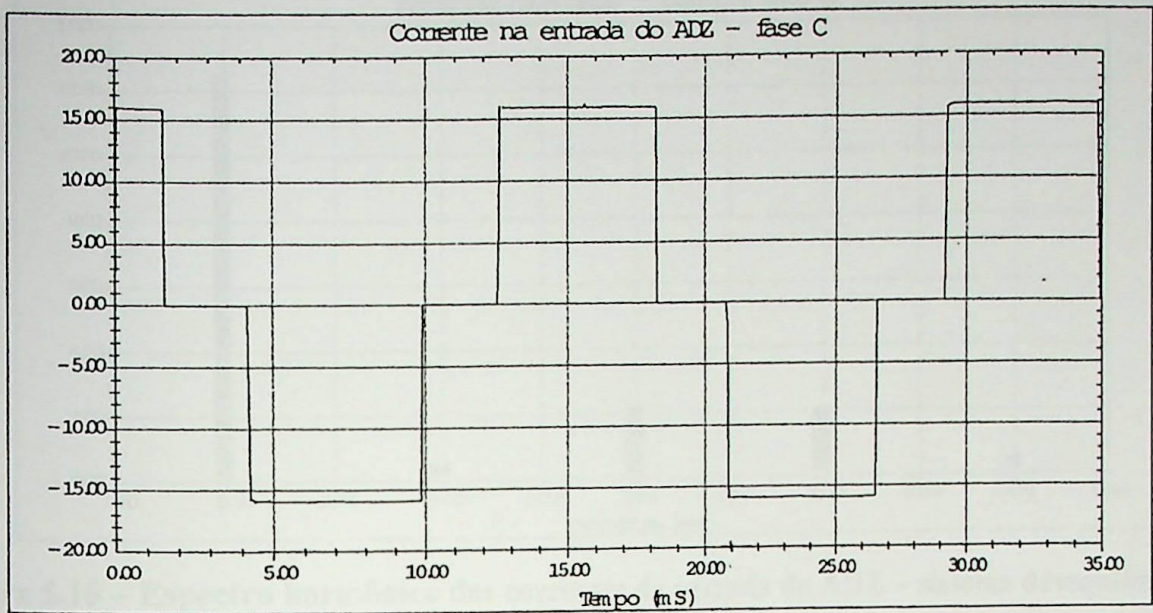
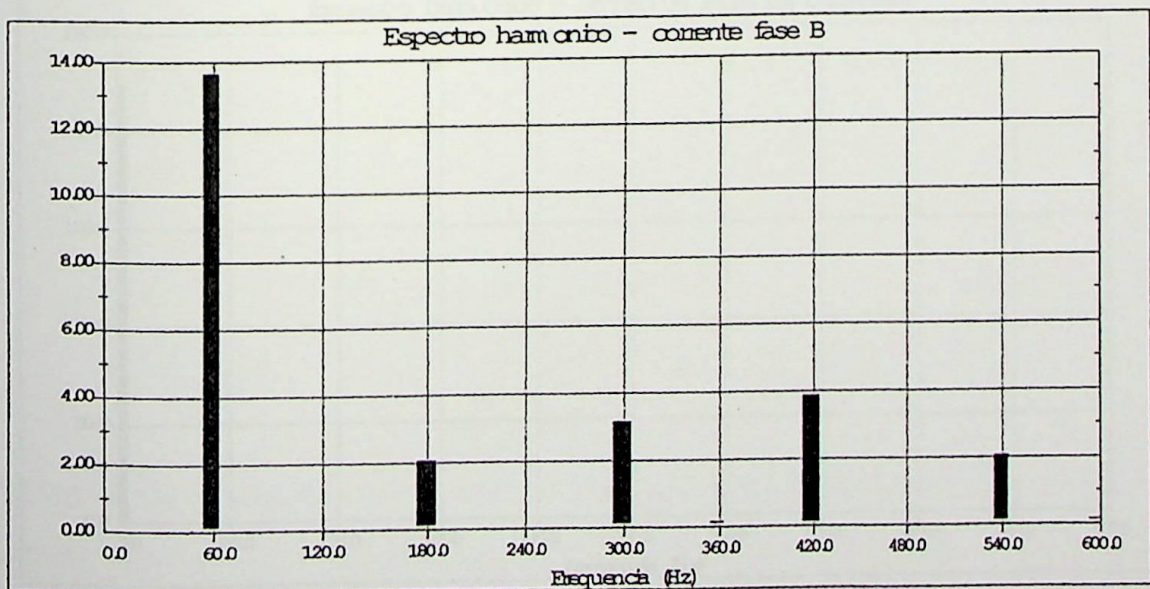
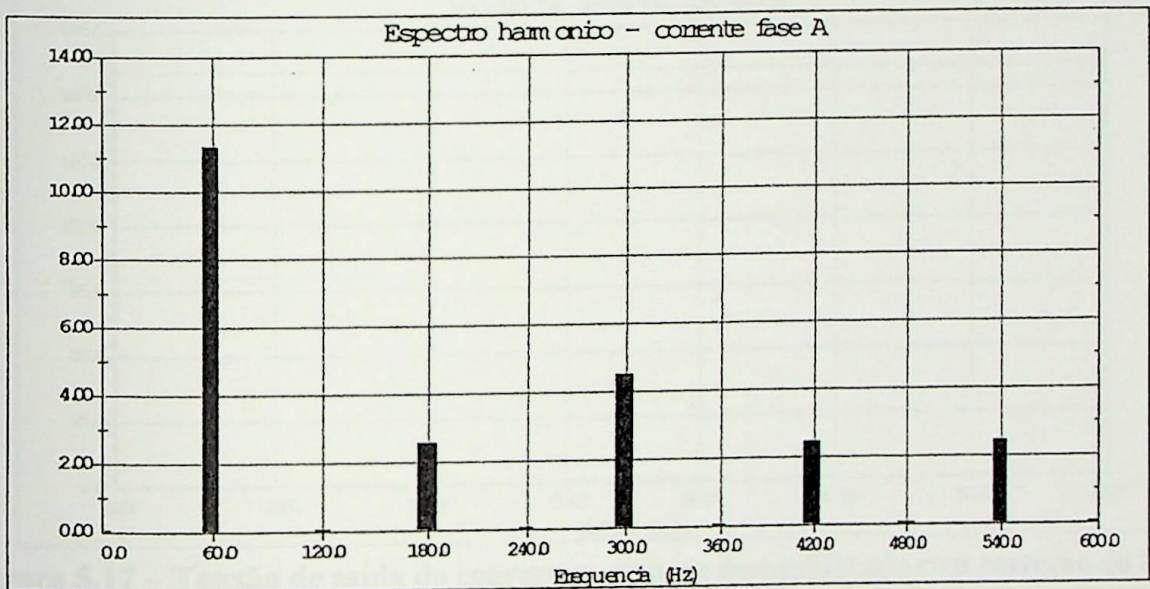


Figura 5.15 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do CIP



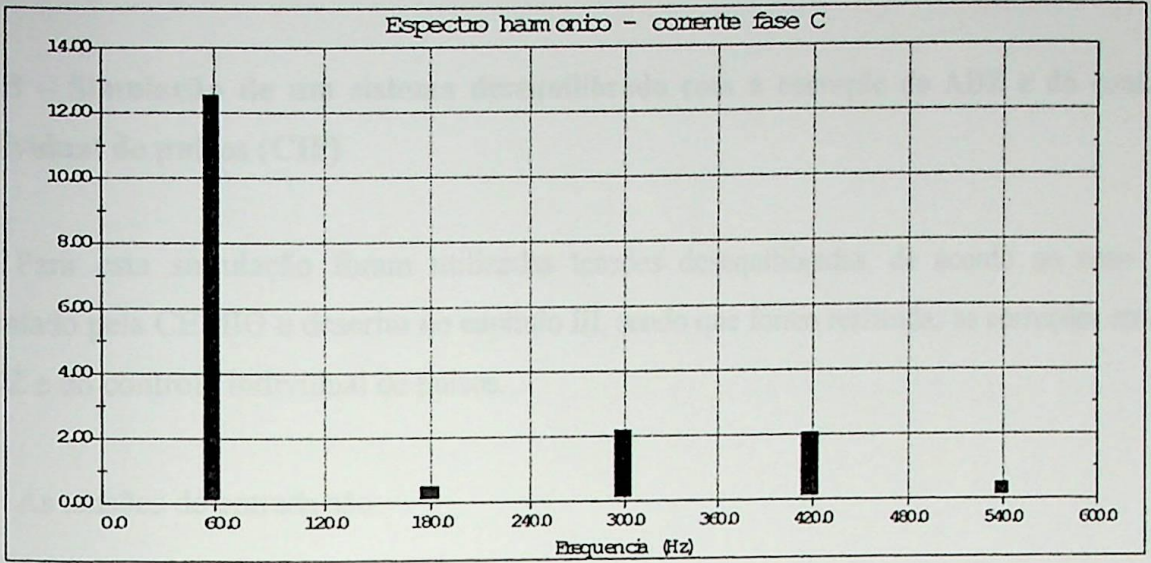


Figura 5.16 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com correção do CIP

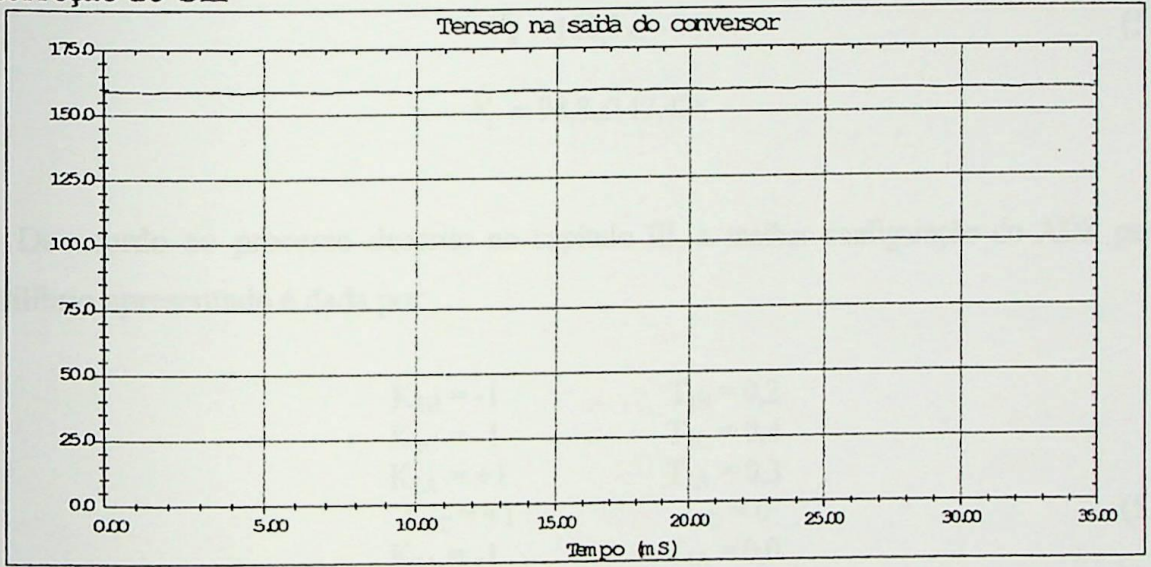


Figura 5.17 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do CIP

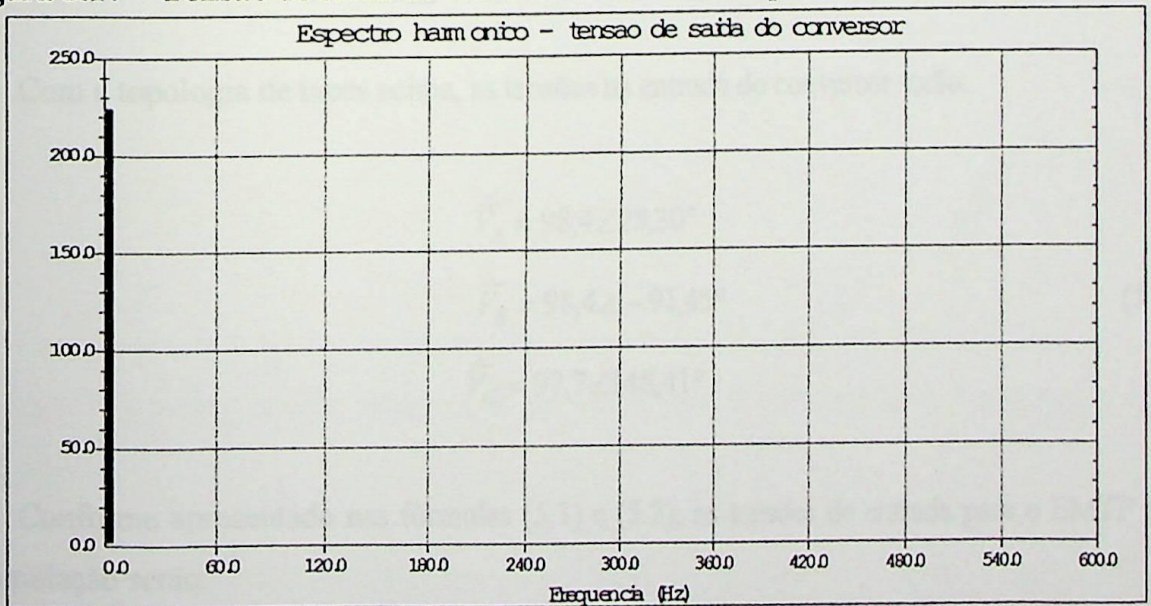


Figura 5.18 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com correção do CIP

5.3.5 – Simulação de um sistema desequilibrado com a correção do ADZ e do controle individual de pulsos (CIP)

Para esta simulação foram utilizadas tensões desequilibradas, de acordo ao caso real apresentado pela CEMIG e descrito no capítulo III, sendo que foram realizadas as correções através do ADZ e do controle individual de pulsos.

As tensões de entrada são:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{V}}_A &= 95,5 \angle 29,32^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= 100,0 \angle -90^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= 98,8 \angle 147,42^\circ\end{aligned}\tag{5.26}$$

De acordo ao processo descrito no capítulo III, a melhor configuração do ADZ para o desequilíbrio apresentado é dada por:

$$\begin{array}{ll}K_{1B} = -1 & T_{1B} = 0,2 \\ K_{2C} = -1 & T_{2C} = 0,4 \\ K_{2A} = +1 & T_{2A} = 0,3 \\ K_{1C} = +1 & T_{1C} = 0 \\ K_{1A} = -1 & T_{1A} = 0,0 \\ K_{2B} = +1 & T_{2B} = 0,2\end{array}\tag{5.27}$$

Com a topologia de tapes acima, as tensões na entrada do conversor serão:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{V}}_A &= 98,4 \angle 28,30^\circ \\ \dot{\vec{V}}_B &= 98,4 \angle -91,45^\circ \\ \dot{\vec{V}}_C &= 97,7 \angle 148,41^\circ\end{aligned}\tag{5.28}$$

Conforme apresentado nas fórmulas (5.1) e (5.2), as tensões de entrada para o EMTP para esta simulação serão:

$$\begin{aligned}\dot{\bar{V}}_A &= 98,4 \angle -90^\circ \\ \dot{\bar{V}}_B &= 98,4 \angle -209,75^\circ \\ \dot{\bar{V}}_C &= 97,7 \angle 30,11^\circ\end{aligned}\tag{5.29}$$

Para um sistema desequilibrado como o apresentado em (5.28) os ângulos de cruzamento devem ser calculados conforme descrito no capítulo IV. Assim:

$$\begin{aligned}\gamma_1 &= 1,526428^\circ \\ \gamma_2 &= 61,47770^\circ \\ \gamma_3 &= 121,57477^\circ \\ \gamma_4 &= 181,526428^\circ \\ \gamma_5 &= -118,52228^\circ \\ \gamma_6 &= -58,425224^\circ\end{aligned}\tag{5.30}$$

Calculando os ângulos de disparo através da modelagem matemático apresentado no capítulo IV, para um ângulo base $\alpha = 30^\circ$, tem-se:

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= 30,0409^\circ \\ \alpha_2 &= 29,9416^\circ \\ \alpha_3 &= 30,0281^\circ \\ \alpha_4 &= 30,0409^\circ \\ \alpha_5 &= 29,9416^\circ \\ \alpha_6 &= 30,0281^\circ\end{aligned}\tag{5.31}$$

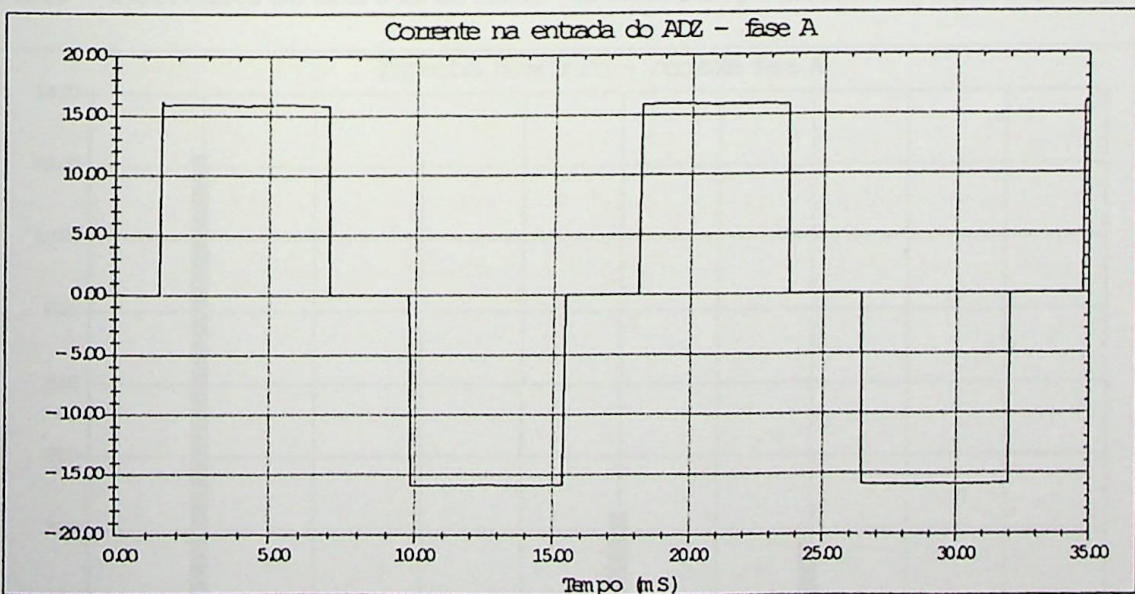
Como deve-se informar os ângulos de disparo referenciados a um tempo $t=0$, implica-se que para o EMTP o valor a ser digitado para os pulso deve ser a somatória entre α e γ para cada pulso. Assim, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 31,567328^\circ \\
 \alpha'_2 &= 91,419304^\circ \\
 \alpha'_3 &= 151,60287^\circ \\
 \alpha'_4 &= 211,567328^\circ \\
 \alpha'_5 &= -88,580685^\circ \\
 \alpha'_6 &= -28,397124^\circ
 \end{aligned}
 \tag{5.32}$$

Como ainda os ângulos de disparo α' devem ser informados em segundos (s), e considerando que cada grau corresponde a 0.046296 ms para uma frequência de 60 Hz, tem-se:

$$\begin{aligned}
 \alpha'_1 &= 0,00146145 \text{ s} \\
 \alpha'_2 &= 0,00423237 \text{ s} \\
 \alpha'_3 &= 0,00701864 \text{ s} \\
 \alpha'_4 &= 0,009794780 \text{ s} \\
 \alpha'_5 &= -0,00410095 \text{ s} \\
 \alpha'_6 &= -0,00131468 \text{ s}
 \end{aligned}
 \tag{5.33}$$

Com as tensões de entrada e os ângulos de disparo acima, os resultados da simulação são apresentados nas figuras de 5.19 a 5.22 que se seguem. Estas figuras correspondem as correntes de entrada do ADZ e a tensão de saída do conversor com seus respectivos espectros harmônicos.



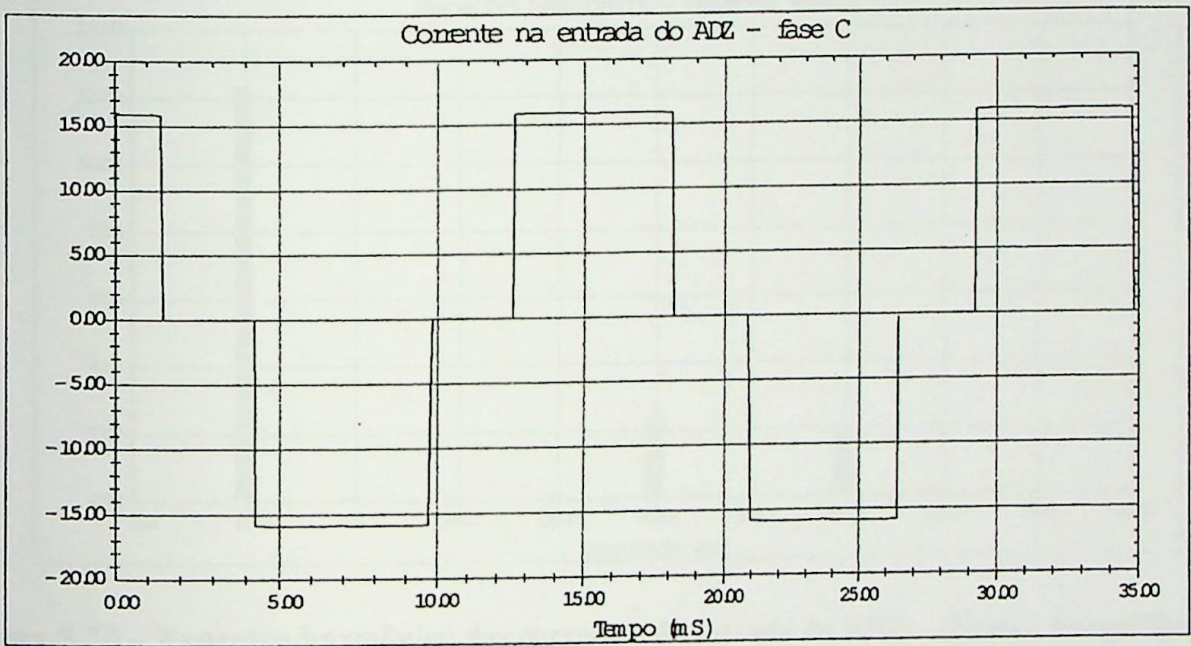
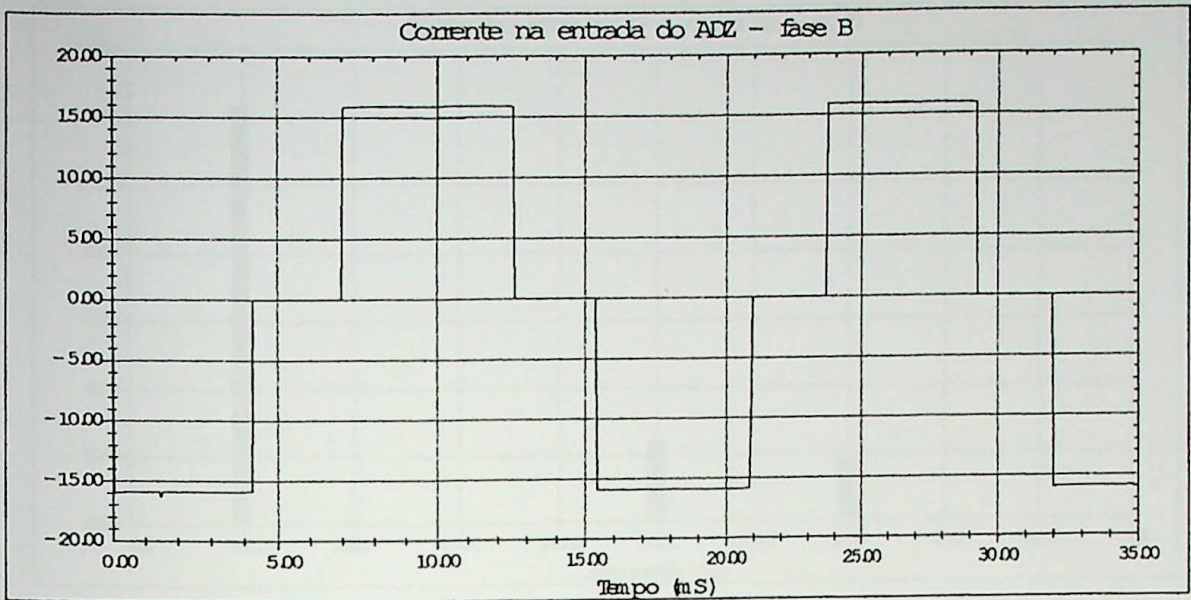
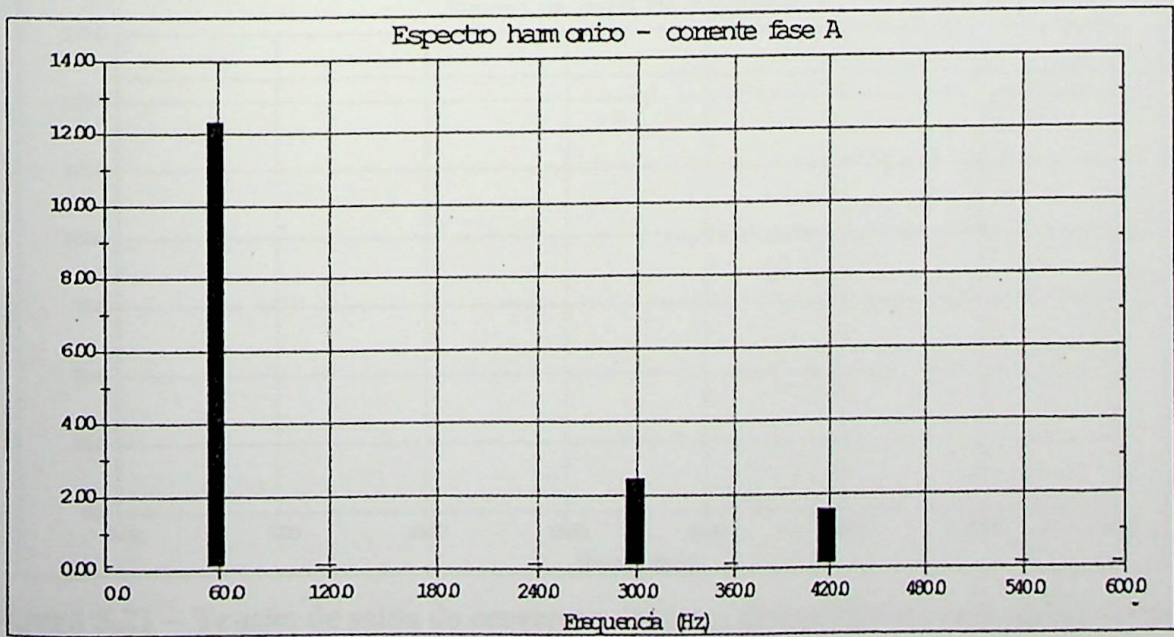


Figura 5.19 – Correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com ambas correções



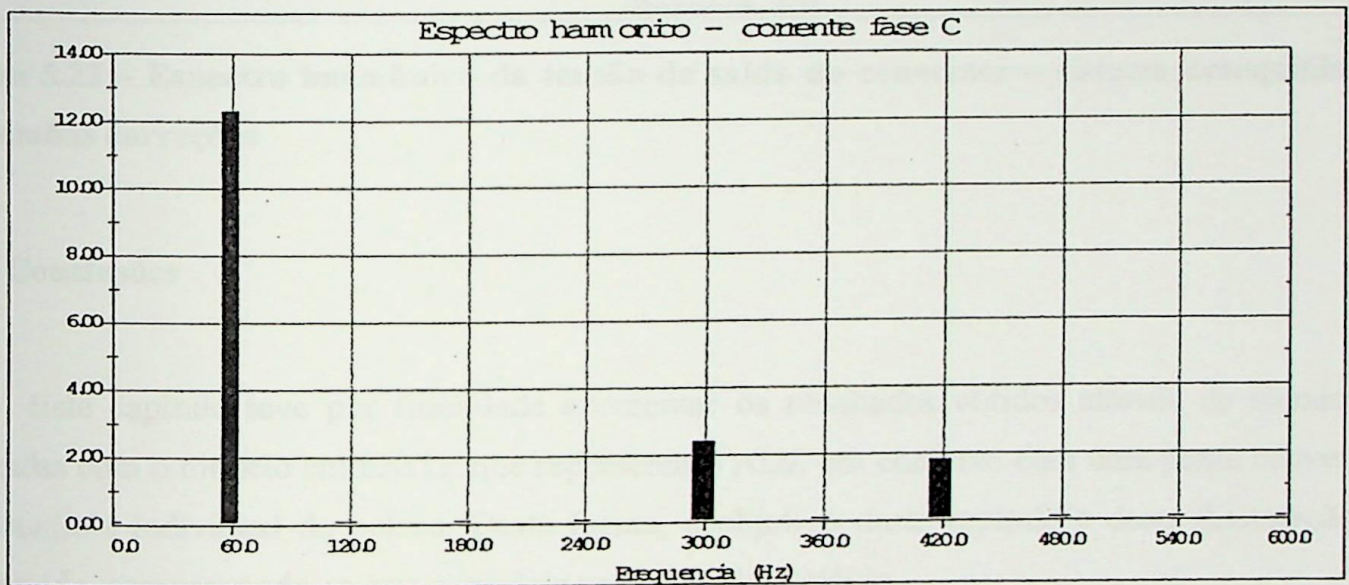
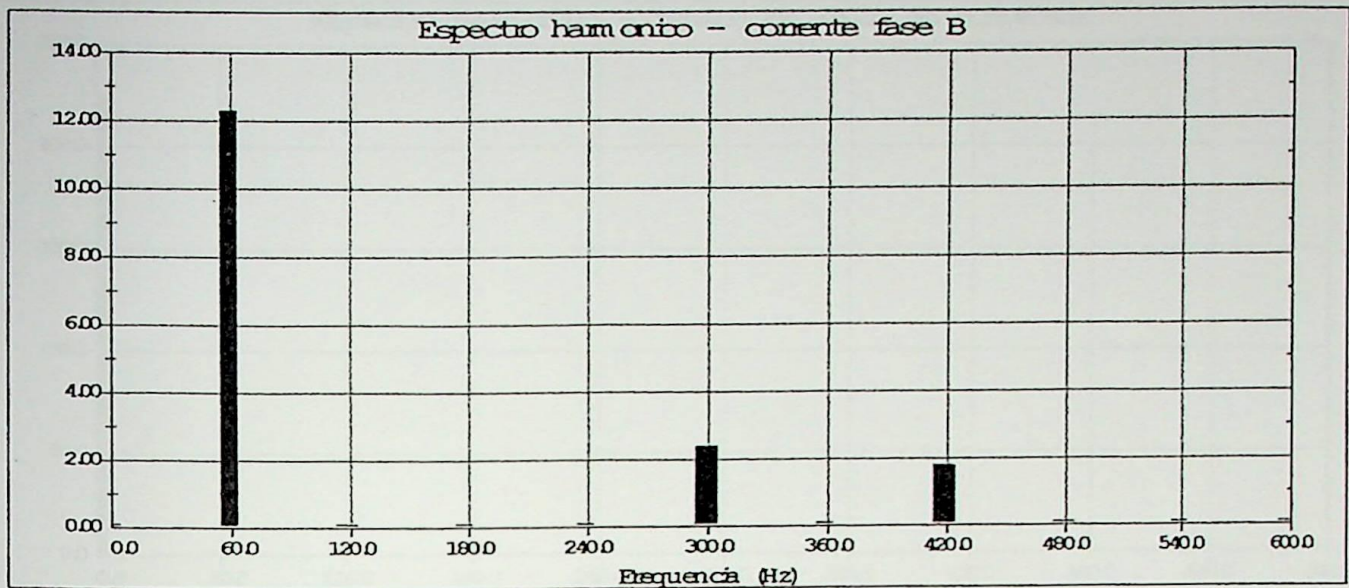


Figura 5.20 – Espectro harmônico das correntes de entrada do ADZ – sistema desequilibrado com ambas correções

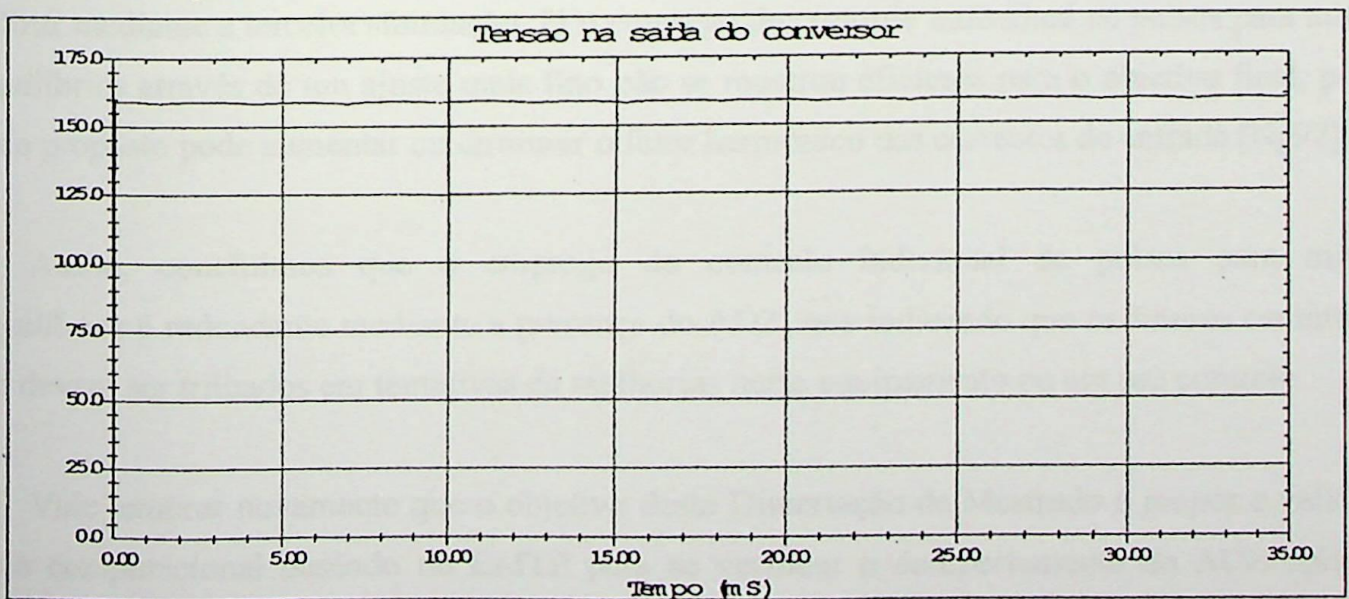


Figura 5.21 – Tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com ambas correções

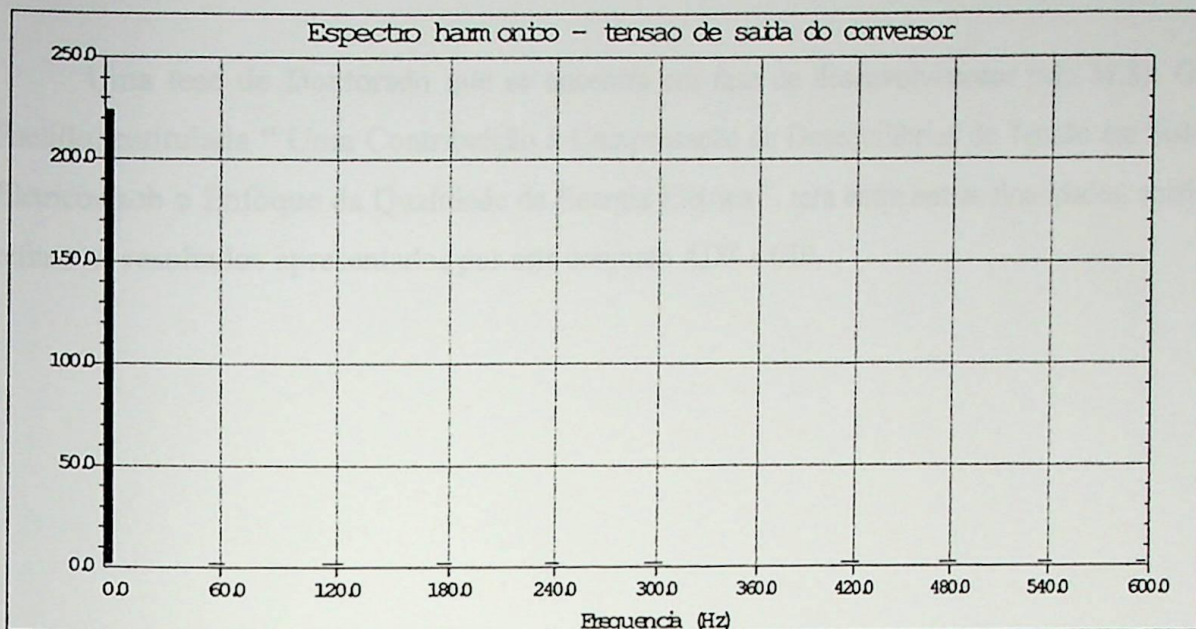


Figura 5.22 – Espectro harmônico da tensão de saída do conversor – sistema desequilibrado com ambas correções

5.4 – Conclusões

Este capítulo teve por finalidade apresentar os resultados obtidos através de simulações realizadas com o modelo em EMTP que representa o ADZ em conjunto com uma ponte conversora com controle individual de pulsos. Desta forma, o objetivo deste capítulo e desta dissertação foi conseguido, comprovando-se que o modelo apresentado é válido.

O emprego do ADZ para se mitigar o desequilíbrio harmônico, foi observado como se pode visualizar mediante a terceira simulação. Já o emprego do controle individual de pulsos para mitigar desequilíbrios através de um ajuste mais fino não se mostrou eficiente para o objetivo final, pois o método proposto pode aumentar ou diminuir o fator harmônico das correntes de entrada [Ng97].

Assim, concluímos que o emprego do controle individual de pulsos para mitigar desequilíbrios é redundante mediante a presença do ADZ, nos indicando que os futuros caminhos a seguir devem ser trilhados em tentativas de melhorias neste equipamento ou em seu controle.

Vale lembrar novamente que o objetivo desta Dissertação de Mestrado é propor e validar o modelo computacional baseado no EMTP para se verificar o comportamento do ADZ aplicado conjuntamente ao controle individual de pulsos; e não, analisar as contribuições deste conjunto.

Uma tese de Doutorado que se encontra em fase de desenvolvimento pelo M.Sc. Gilson Paulillo, intitulada “ Uma Contribuição à Compensação de Desequilíbrios de Tensão em Sistemas Elétricos sob o Enfoque da Qualidade da Energia Elétrica ”, terá entre outras finalidades, analisar e refinar os resultados apresentados por este conjunto ADZ e CIP.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES FINAIS

CONCLUSÕES FINAIS

CAPÍTULO VI
CONCLUSÕES FINAIS

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES FINAIS

As considerações finais de cada capítulo, em princípio, já servem como um arcabouço das conclusões gerais. Desta forma, a partir das mesmas, promove-se o coroamento deste trabalho com o descrito a seguir:

O problema de qualidade de tensão configura-se como um dos principais, senão o principal, dentro do tema Qualidade da Energia Elétrica. Tema este que, na verdade, envolve antigos e novos conceitos, dentre os quais pode-se destacar as oscilações de tensão – *sag*, *swell*, *notch*, *flicker*, as distorções harmônicas e os desequilíbrios de tensão.

Dentre os vários fenômenos que influenciam na qualidade da energia elétrica existem aqueles relacionados com o desequilíbrio e as quedas de tensão, fatores esses que afetam a amplitude e o defasamento angular da mesma. Sabe-se que a incidência destes fenômenos no sistema elétrico em geral é alta, tornando-se, portanto, um problema de relevância.

Conversores CA/CC são utilizados em uma variedade de aplicações de sistemas de potência, sendo não lineares por natureza e gerando harmônicos em ambos os lados, CA e CC. Sob condições ideais de operação, os harmônicos gerados por conversores multifásicos são bem conhecidos porém, em condições de tensões de suprimento distorcidas e/ou desbalanceadas, de impedâncias de comutação assimétrica além de ângulos de disparo não equidistantes produzem harmônicos não característicos nas entrada e saída dos terminais dos conversores.

Dessa maneira, o ADZ foi apresentado como sendo um equipamento concebido para atenuar os efeitos causados pelos desequilíbrios de tensão no sistema elétrico, e adicionalmente foi apresentado também um método para mitigar harmônicas não características baseado no controle individual de pulsos através de ângulos de disparo assimétricos.

Com tudo isso, no intuito de contribuir, ao menos pontualmente, para a mitigação dos desequilíbrios de tensão, esta Dissertação de Mestrado teve o objetivo de propor e validar um modelo computacional baseado no EMTP, para se verificar o comportamento do ADZ (*Phasor Controller*) aplicado conjuntamente a um conversor especial que utiliza a técnica de controle individual de pulsos (CIP).

O produto final desta aplicação pode ser verificado no capítulo V, onde estão apresentados os resultados obtidos através de simulações utilizando-se o pacote computacional EMTP. Os mesmos demonstram que o objetivo desta Dissertação foi alcançado, verificando-se que o modelo apresentado é válido.

Adicionalmente o trabalho indica que o emprego do controle individual de pulsos para mitigar desequilíbrios é redundante mediante a presença do ADZ, não se mostrando eficiente pelo fato do mesmo poder aumentar ou diminuir o fator harmônico das correntes de entrada [Ng96].

Vale ainda ressaltar que este trabalho faz parte de um projeto maior de Tese de Doutorado, intitulada “ Uma Contribuição à Compensação de Desequilíbrios de Tensão em Sistemas Elétricos sob o Enfoque da Qualidade da Energia Elétrica ”, que terá entre outras finalidades analisar e refinar estes resultados. Esta tese se encontra em fase de desenvolvimento pelo M.Sc. Gilson Paulillo.

Assim, verifica-se ao término deste trabalho, que o mesmo não finda em si próprio e nem este é o seu objetivo, e sim suscita o desenvolvimento de outros, trilhados na tentativa de melhorias no ADZ e/ou em seu controle.

Finalmente, sob o aspecto de sugestões pode-se deixar como indicativo para novos trabalhos:

- a implementação laboratorial do modelo apresentado,
- a verificação de seu desempenho dinâmico,
- a avaliação do ganho apresentado pela aplicação deste compensador face às novas definições de potência, que ainda não estão mundialmente consolidadas,
- a implementação do ADZ através de tapes lineares (variação linear de tensão),

- a análise do uso do ADZ para a correção de fatores de potência,
- o desenvolvimento e a implementação de um completo sistema de controle aplicado a este conversor, englobando os estágios de comutação de tapes com dispositivos semicondutores e sistemas microprocessados, permitindo uma possível utilização comercial do mesmo.

APÊNDICE

APÊNDICE

APÊNDICE

Explicação do modelo utilizado na simulação

Segue-se abaixo a explicação passo a passo de cada trecho do programa de simulação. Vale ressaltar que todas as linhas do programa de simulação no EMTP que começam com a letra “ C ” correspondem a linhas de comentário.

```
C ARQUIVO DISSERTAÇÃO.DAT  
C ADZ E PONTE CONVERSORA COM CONTROLE INDIVIDUAL DE PULSOS
```

Este trecho corresponde a um comentário sobre o nome do arquivo, aqui denominado DISSERTAÇÃO.DAT e sobre o que realmente se simulará neste arquivo, ou seja é um programa de simulação do ADZ e de uma ponte conversora com controle individual de pulsos.

```
BEGIN NEW DATA CASE
```

Esta é a entrada de dados correspondente ao cartão *DATA CASE*, que inicia um programa de simulação em EMTP.

```
C      1      2      3      4      5      6      7      8  
C 3456789012345678901234567890123456789012345678901234567890  
C DELTT>< TMAX >< XOPT ><COPT >  
  1.E-6  35.E-3  
C
```

As três primeiras linhas deste trecho de programa são comentários para uma melhor visualização das colunas, com um intuito de facilitar o posicionamento dos números em seus correspondentes cartões. Assim, a primeira linha indica a numeração das dezenas e a segunda a numeração das unidades do posicionamento de cada uma das colunas.

Imediatamente após o cartão *DATA CASE*, deve ser preenchido o cartão *MISCELLANEOUS DATA*, e assim sendo, a terceira linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, os valores DELTT, TMAX, XOPT e COPT, que correspondem ao primeiro de todos os subcartões *MISCELLANEOUS*, neste caso denominado de *FLOATING POINT MISCELLANEOUS DATA CARD*.

Desta forma:

- DELTAT (col. 1-8): tamanho do passo de tempo da integração numérica (em segundos) será igual a 1.E-6
- TMAX (col. 9-16): o instante final de análise em segundos será igual a 35.E-3
- XOPT (col. 17-24): valor que indica se o dado é uma indutância em mH ou reatância indutiva em ohms. Como é igual a 0, consequentemente indicará indutâncias em milihenries;
- COPT (col.25-32): valor que indica se o dado é uma capacitância em microfarads ou reatância capacitiva em microhms. Como é igual a 0, consequentemente indicará capacitâncias em microfarads;

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
C	IOUT >< IPLOT >	<IDOUBL>						< ICAT >
	15000	50						1
C								

As três primeiras linhas deste trecho de programa são comentários para uma melhor visualização das colunas, com um intuito de facilitar o posicionamento dos números em seus correspondentes cartões. Assim, a primeira linha indica a numeração das dezenas e a segunda a numeração das unidades do posicionamento de cada uma das colunas.

A terceira linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, os valores DELTT, TMAX, XOPT e COPT, que correspondem ao segundo dos subcartões MISCELANEOUS, neste caso denominado de *INTEGER MISCELANEOUS CARD*.

Desta forma:

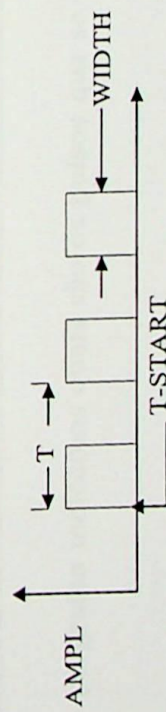
- IOUT (col. 1-8): indica a frequência da saída impressa (LUNIT6) dentro do loop de integração, neste caso igual a 15000.
- IPLOT (col. 9-16): indica a frequência de amostragem e salvamento dos pontos da solução com o propósito de impressão posterior, que aqui é igual a 50.
- IDOUBL (col.17-24): controla a saída LUNIT6 de uma tabela de conexões da rede. Um valor igual a 1 como no caso produz esta saída.
- MAXOUT (col. 33-40): controla a impressão do *extrema* na conclusão da simulação. No caso é igual a 1.
- ICAT (col. 57-64): qualquer valor positivo salva permanentemente os dados brutos de pontos de gráficos. No caso, como o valor é 1, salva os pontos e ignora qualquer "*batch mode plot cards*".

C	1	2	3	4	5	6	7	8
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890							
TACS	HYBRID							
23PULSO1	1.0	0.01667	0.005556				0.00138889	
23PULSO2	1.0	0.01667	0.005556				0.00416667	
23PULSO3	1.0	0.01667	0.005556				0.00694445	
23PULSO4	1.0	0.01667	0.005556				0.00972222	
23PULSO5	1.0	0.01667	0.005556				-0.0041667	
23PULSO6	1.0	0.01667	0.005556				-0.0013889	

As duas primeiras linhas deste trecho de programa são comentários para uma melhor visualização das colunas, com um intuito de facilitar o posicionamento dos números em seus correspondentes cartões. Assim, a primeira linha indica a numeração das dezenas e a segunda a numeração das unidades do posicionamento de cada uma das colunas.

A terceira linha indica que começa o cartão *TACS HYBRID*, e o número 23 das linhas seguintes indica que estamos desenhando uma forma de onda tipo pulso, como a seguir:

- TIPO = 23: pulso



Para os pulsos denominados de PULSO1 a PULSO6 temos:

1. O período " T " do pulso vale 0.01667 s, ou seja 360°.
2. A largura de cada pulso, representada no desenho por " WIDTH " vale 0.005556 s, ou seja 120°.
3. O início de cada pulso, representado por T-START varia para cada pulso conforme indicado nas colunas de 61 a 69. Estes valores indicam o início da fonte pulsada, que gatilhará cada tiristor. Assim, os valores indicados nas colunas de 61 a 69 representam $\gamma + \alpha$, para cada pulso.

Vale ressaltar que quando se determinam os valores de gatilho α de 1 a 3, estes valores se referem respectivamente aos pulsos 1, 3 e 5.

Os demais pulsos seguem as relações a seguir:

- $PULSO4 = PULSO1 + 180^\circ$,
- $PULSO6 = PULSO3 - 180^\circ$,
- $PULSO2 = PULSO5 + 180^\circ$.

C PULSOS A SEREM PLOTADOS

33PULSO1PULSO2PULSO3PULSO4PULSO5PULSO6

Neste trecho do programa indicamos quais são os pulsos que se encontrarão disponíveis para posterior plotagem. No caso todos os pulsos de 1 a 6.

BLANK

C

C CARTAO DE TRANSFORMADORES

O palavra *BLANK* indica o término do cartão *TACS HYBRID*; e o comentário da terceira linha indica que começaremos a tratar sobre transformadores.

C	1	2	3	4	5	6	7	8	
C	34567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890								
C	ENROLAMENTO FASE A								
C	<	CODIGO	>	<PTS1><PTS2><NOIN><RMAG>					
	TRANSFORMER							T1A	

As duas primeiras linhas deste trecho de programa são comentários para uma melhor visualização das colunas, com um intuito de facilitar o posicionamento dos números em seus correspondentes cartões. Assim, a primeira linha indica a numeração das dezenas e a segunda a numeração das unidades do posicionamento de cada uma das colunas.

A terceira linha mostra que estaremos informando dados que comporão o enrolamento da fase A do transformador.

A quarta linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, o *CODIGO*, e os valores *PTS1*, *PTS2*, *NOIN* e *RMAG*, que correspondem ao primeiro cartão de transformadores.

Desta forma:

- CODIGO será: TRANSFORMER
- NOIN será T1A

C	<	ISAT	>	<	FLUXO	>
		9999				

A primeira linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, os valores ISAT e FLUXO, que correspondem ao segundo cartão de transformadores - saturação.

Desta forma:

- ISAT será igual a 9999

C	< NO1 >	< NO2 >	< R >	< L >	< RT >	
01	T1PA		.01	.001	100.	2
02	T3PC	T1X1	.01	.001	0.01	2
03	T3X1	B1	.01	.001	0.01	
C						

A segunda linha indica o nome dos nós NO1 E NO2, e quais são os elementos R e L que existirão entre os nós indicados.

Desta forma:

- Entre o nó T1PA e a terra haverá:

1. R= 0.01 ohms
2. L= 0.001 mH

A relação de transformação proporcional será igual a 100

- Entre o nó T3PC e o nó T1X1 haverá:

1. $R=0.01$ ohms
2. $L=0.001$ mH

A relação de transformação proporcional será igual a 0.01

- Entre o nó T3X1 e o nó B1 haverá:

1. $R=0.01$ ohms
2. $L=0.001$ mH

A relação de transformação proporcional será igual a 0.01

```
C ENROLAMENTO FASE B
C < CODIGO > <PTS1><PTS2><NOIN><RMAG>
TRANSFORMER T2B
C < ISAT > < FLUXO >
9999
```

A primeira linha mostra que estaremos informando dados que comporão o enrolamento da fase B do transformador.

A segunda linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, o CODIGO, e os valores T.RE e NOIN, que correspondem ao primeiro cartão de transformadores.

Desta forma:

- CODIGO será: TRANSFORMER
- NOIN será T2B

A quarta linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, os valores ISAT e FLUXO, que correspondem ao segundo cartão de transformadores - saturação.

Desta forma:

- ISAT será igual a 9999

C	< NO1 >	< NO2 >	< R	>	< L	>	< RT	>
01	T2PB		.01		.001		100.	
02	T1PA	T2X1	.01		.001		2.	2
03	C	T1X1	.01		.001		2.	2
C								

A segunda linha indica o nome dos nós NO1 E NO2, e quais são os elementos R e L que existirão entre os nós indicados.

Desta forma:

- Entre o nó T2PB e a terra haverá:

1. R= 0.01 ohms
2. L= 0.001 mH

A relação de transformação proporcional será igual a 100

- Entre o nó T1PA e o nó T2X1 haverá:

1. $R = 0.01$ ohms
2. $L = 0.001$ mH

A relação de transformação proporcional será igual a 2

- Entre o nó C1 e o nó T1X1 haverá:

1. $R = 0.01$ ohms
2. $L = 0.001$ mH

A relação de transformação proporcional será igual a 2

```
C ENROLAMENTO FASE C
C < CODIGO > <PTS1><PTS2><NOIN><RMAG>
TRANSFORMER T3C
C < ISAT > < FLUXO >
9999
```

A primeira linha mostra que estaremos informando dados que comporão o enrolamento da fase C do transformador.

A segunda linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, o CODIGO, e os valores T.RE e NOIN, que correspondem ao primeiro cartão de transformadores.

Desta forma:

- CODIGO será: TRANSFORMER
- NOIN será T3C

A quarta linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, os valores ISAT e FLUXO, que correspondem ao segundo cartão de transformadores - saturação.

Desta forma:

- ISAT será igual a 9999

C	<NO1><<NO2 >	< R >< L >< RT >	
01	T3PC	.01 .001	100.
02	T3X1 T2PB	.01 .001	3.
03	A1 T2X1	.01 .001	4.
			2
			2

A segunda linha indica o nome dos nós NO1 E NO2, e quais são os elementos R, e L que existirão entre os nós indicados.

Desta forma:

- Entre o nó T3PC e a terra haverá:

1. R= 0.01 ohms
2. L= 0.001 mH

A relação de transformação proporcional será igual a 100

- Entre o nó T3X1 e o nó T2PB haverá:

1. $R = 0.01$ ohms
2. $L = 0.001$ mH

A relação de transformação proporcional será igual a 3

- Entre o nó A1 e o nó T2X1 haverá:

1. $R = 0.01$ ohms
2. $L = 0.001$ mH

A relação de transformação proporcional será igual a 4

C FIM DOS TRAFOS

Este comentário determina que todos os cartões de transformadores foram preenchidos.

C CARTAO DE RAMOS R, L e C		
C < NO1	>< NO2 >	< R >< L >< C >
00	P2	P
00	P3	P
00	P4	P
00	N2	A
00	N3	B
00	N4	C
00	P	A
00	P	B
00	P	C
00	N	A
00	N	B
00	N	C
00	P1	N1
00	N1	N
00	N1	P1
00	P1	DF
BLANK		
C FIM DO CARTAO DOS RAMOS R, L, C		
		1.E-1
		1.E-1
		1.E-1
		1.E-1
		1.E-1
		1.E-1
		20.E0
		20.E0
		20.E0
		20.E0
		20.E0
		20.E0
		10.E3
		10.0
		1.E3
		5.E2
		1.E-2
		1.E-2
		1.E-2
		1.E-2
		1.E-2
		1.E-2
		3
		3
		3
		3
		3

A primeira linha corresponde a um comentário que nos mostra que estaremos trabalhando agora em um cartão de ramos R, L e C; e segunda linha indica o nome dos nós NO1 E NO2, e quais são os elementos R, L, C que existirão entre os nós indicados.

Desta forma:

- Entre o nó P2 e o nó P haverá:
 1. $R = 0.1$ ohms
- Entre o nó P3 e o nó P haverá:
 1. $R = 0.1$ ohms
- Entre o nó P4 e o nó P haverá:
 1. $R = 0.1$ ohms
- Entre o nó N2 e o nó A haverá:
 1. $R = 0.1$ ohms
- Entre o nó N3 e o nó B haverá:
 1. $R = 0.1$ ohms
- Entre o nó N4 e o nó C haverá:
 1. $R = 0.1$ ohms
- Entre o nó P e o nó A haverá:
 1. $R = 20$ ohms
 2. $C = 0.01 \mu\text{F}$
- Entre o nó P e o nó B haverá:
 1. $R = 20$ ohms
 2. $C = 0.01 \mu\text{F}$
- Entre o nó P e o nó C haverá:
 1. $R = 20$ ohms
 2. $C = 0.01 \mu\text{F}$

- Entre o nó N e o nó A haverá:
 1. $R = 20 \text{ ohms}$
 2. $C = 0.01 \mu\text{F}$

- Entre o nó N e o nó B haverá:
 1. $R = 20 \text{ ohms}$
 2. $C = 0.01 \mu\text{F}$

- Entre o nó N e o nó C haverá:
 1. $R = 20 \text{ ohms}$
 2. $C = 0.01 \mu\text{F}$

- Entre o nó P1 e o nó N1 haverá:
 1. $L = 10.000 \text{ mH}$

- Entre o nó N1 e o nó N haverá:
 1. $R = 10 \text{ ohms}$

- Entre o nó N1 e o nó P1 haverá:
 1. $R = 1000 \text{ ohms}$

- Entre o nó P1 e o nó DF haverá:
 1. $R = 500 \text{ ohms}$

O cartão BLANK indica o fim do cartão de ramos R, L e C; o que é confirmado no comentário da linha imediatamente posterior.

C INICIO DA PONTE DE 6 PULSOS

11 N1 DF
13 A P2
13 N N4
13 B P3
13 N N2
13 C P4
13 N N3

BLANK

C FIM DO CARTÃO DAS CHAVES CONTROLADAS POR TACS

PULSO1
PULSO2
PULSO3
PULSO4
PULSO5
PULSO6

3

Neste trecho do programa explicitamos os locais onde os seis pulsos criados através do cartão *TACS HYBRID* serão aplicados.

Assim:

- O pulso 1 será aplicado entre o nó A e o nó P2;
- O pulso 2 será aplicado entre o nó N e o nó N4;
- O pulso 3 será aplicado entre o nó B e o nó P3;
- O pulso 4 será aplicado entre o nó N e o nó N2;
- O pulso 5 será aplicado entre o nó C e o nó P4;
- O pulso 6 será aplicado entre o nó N e o nó N3;

O cartão BLANK indica o fim do cartão de chaves controladas por TACS; o que é confirmado no comentário da linha imediatamente posterior.

```

C CARTAO DE FONTES
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890
C <NOME><<AMPLITUD>< FREQ. ><DEFASAGE>
14 VA 095.50 60. 29.320
14 VB 100.00 60. -90.000
14 VC 098.80 60. 147.420
BLANK
C FIM DO CARTÃO DAS FONTES

```

A segunda e terceira linhas deste trecho de programa são comentários para uma melhor visualização das colunas, com um intuito de facilitar o posicionamento dos números em seus correspondentes cartões. Assim, a segunda linha indica a numeração das dezenas e a segunda a numeração das unidades do posicionamento de cada uma das colunas.

A quarta linha indica o tamanho dos campos e em que posição das colunas devem ser colocadas, se necessário, os valores NOME, AMPLITUD, FREQ., DEFASAGE, TSTART e TSTOP.

Desta forma, ambas as tensões VA, VB e VC são fontes do tipo 14, ou seja, fontes senoidais cujo valor de pico é a *AMPLITUD* e a frequência é *FREQUENCY*. A fase (*DEFASAGE*), pode ser especificada tanto em ângulo como no tempo:

O cartão BLANK indica o fim do cartão das fontes; o que é confirmado no comentário da linha imediatamente posterior.

```

C CONDICAO INICIAL
C< NO1 >< NO2 >< CORRENTE AMP>
3 P1 N1 15.900
C

```

Este é o cartão que determina as condições iniciais para uma mais rápida interpolação dos valores na simulação. Assim, consideramos como condição inicial uma corrente de 15,9 amperes entre os nós P1 e N1.

```
C TENSORES DE SAIDA NO GRAFICO
C 1 2 3 4 5 6 7 8
C 345678901234567890123456789012345678901234567890
C <VAR ><VAR ><VAR ><VAR ><VAR ><VAR ><VAR ><VAR ><VAR >
VA VC VBTSINCA
BLANK
C FIM DAS VARIAVEIS DE TENSÃO A SEREM PLOTADAS
```

A segunda e terceira linhas deste trecho de programa são comentários para uma melhor visualização das colunas, com um intuito de facilitar o posicionamento dos números em seus correspondentes cartões. Assim, a segunda linha indica a numeração das dezenas e a segunda a numeração das unidades do posicionamento de cada uma das colunas.

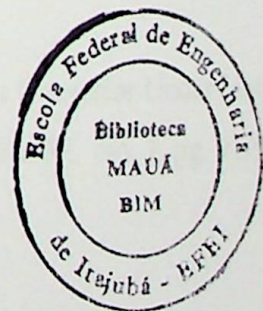
Conforme se visualiza, as tensões que foram selecionadas e que podem ser plotadas são: VA, VB, VC e TSINCA.

O cartão BLANK indica o fim das variáveis de tensão a serem plotadas; o que é confirmado no comentário da linha imediatamente posterior.

```
BLANK
C FIM DO PROGRAMA
```

O cartão BLANK indica o fim do programa; o que é confirmado no comentário da linha imediatamente posterior.

REFERÊNCIA
BIBLIOGRÁFICA



REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [Ab86] - Abreu, J.P.G. ; Rezek, A.J.J. ; Coan, R.J.P. ; “ Variação do Deslocamento Angular de um Transformador Através de Mudanças de Taps , sem Alteração do Nível de Tensão ” – VI Congresso Brasileiro de Automática, pg. 870/874 – Belo Horizonte – Brasil – 86
- [Ab90] - Abreu, J.P.G. ; “ Desenvolvimento e Implementação de um Transformador com Relação de Transformação Complexa Variável – Phasor Controller ” – Tese de Doutorado – UNICAMP – Campinas – Brasil – 1990
- [Be63] - Berndt, M. M. e Schimitz, N. L. ; “ Derating of Polyphase Induction Motors Operated with Unbalanced Line Voltages ” – IEEE Transactions on PAS, pg. 680/686, February – 1963
- [Bh96] - Bhavaraju, V. B. e Enjeti, P. N. ; “ Na Active Line Conditioner to Balance Voltages in a Three-Phase System ” – IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No. 2, pg. 287/292, March / April – 1996
- [Cr93] - “ Critérios e procedimentos para o Atendimento a Consumidores com Cargas Especiais ” – GCPS/CTST/GTCP – Eletrobras, Rio de Janeiro, Fevereiro – 1993
- [Di65] – Distribution Systems – Electric Utility Engineering Reference Book ” – Westinghouse Electric Corporation, First Edition, Sixth Printing, USA – 1965
- [En90] - Enjeti, P. N. ; Ziogas, P. D. ; “ Analysis of a Static Power Converter Under Unbalanced: A Novel Approach ” - IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, No. 1, pg. 91/93 February – 1990
- [Ie87] - “ IEEE Recommended Practice for Emergency and Standby Power Systems for Industrial and Commercial Applications ” – IEEE Orange Book, ANSI/IEEE – Standard 446 – 1987

- [Le98] - Lee, C. et al.; " Effects of various Unbalanced Voltages on the Operation Performance of an Induction Motor under the same Voltage Unbalanced Factor Condition " – Electric Power System Research, Vol.47, pg. 153/163 – 1996
- [Ng97] - Ngandui, E. ; Olivier, G. ; April, G-É. ; Guimarães, C. " DC Harmonic Distortion Minimization Thyristor Converters Under Unbalanced Voltage Supply Using Asymmetrical Firing Angle " – IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, No. 2, pg. 332/342 March – 1997
- [Pa96] - Paulillo, G. ; " Um Compensador Eletromagnético de Desequilíbrios de Tensão " – Dissertação de Mestrado – EFEI – Itajubá – Brasil – 1996
- [Ra88] - Rashid, M.H. ; Maswood, A.I. ; " Analysis of Three-Phase AC-DC Converters Under Unbalanced Supply Conditions " – IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.24, No. 3, pg. 449/455 May/June – 1988
- [Sa92] - M. Sakui ; H. Fujita ; " Calculation of Harmonic Currents in a Three-phase Converter with Unbalanced Power Supply Conditions " – Proc. Inst. Elect. Eng. Vol. 139, pt. B, pp. 478-484, Sept. 1992
- [Se96] – Senda A. M. ; Gama P. H. R. ; " Simulação de um Conversor Estático, Tipo CSI-PWM, Utilizando-se o Software EMTP " – Relatório Interno – Trabalho de Diploma – EFEI 1996
- [Ya80] - Yacamini, R. ; Oliveira, J.C. ; " Harmonics in Multiple Converter Systems: A Generalised Approach " – IEE Proceedings, Vol. 127, pt. B, No. 2, March - 1980

BIBLIOGRAFIA

BIBLIOGRAFIA

- [Ab] - Abreu, J.P.G. ; Oliveira, J.C. ; Cogo, J.R. ; “ Transformadores, Testes e Ensaio ” – Editora Edgard Blucher Ltda (621.314 – O48t)
- [Ab90a] - Abreu, J.P.G. ; Rezek, A.J.J. ; Oliveira, J.C. ; Miskulin, M.S. ; Arango, H.; “ Autotransformador com Controle de Módulo e de Fase de Tensão (ADZ) Aplicado a Sistemas Multiconversores ” – VIII Congresso Brasileiro de Automática, pg. 1058/1062 – Belém – Brasil – Set/1990
- [Ab90b] - Abreu, J.P.G. ; Oliveira, J.C. ; Miskulin, M.S. ; Arango, H. ; “ Transformadores Defasadores - Proposta de um Novo Equipamento ” – V Seminário de Pesquisa da EFEI, pg. 476/478 – Itajubá – Brasil – Out/90
- [Ab90c] - Abreu, J.P.G. ; Rezek, A.J.J. ; Oliveira, J.C. ; Miskulin, M.S. ; Arango, H. ; “ Eliminação de Harmônicos em Sistemas Multiconversores Através do Uso de um Autotransformador Especial (ADZ)” – V Seminário de Pesquisa da EFEI, pg. 479/484 – Itajubá – Brasil – Out/90
- [Ar68] - Arrilaga, J. ; Efthymiadis, A. E. ; “ Simulation of Converter Performance Under Unbalanced Conditions ” – Proceedings IEEE, Vol.115, No. 12, pg. 1809/1817 December – 1968
- [Gu81] - Guarini, A.P. ; “ Modelamento e Análise do Funcionamento em Regime, de Conversores e Interligações CCAT sob Condições de Desequilíbrio ” – Dissertação de Mestrado – UFRJ – Brasil – 1981 (Tombo 612)
- [Gu93] - Guimarães, C. ; Olivier, G. ; April, G-É. – “ Simulation of a non Conventional High Current Low Voltage Power Converter with EMTP ” – pg. 437/443 - IMACTS-TCI '93
- [He94] - Henderson, R.D. ; Rose, P.J. ; “ Harmonics: The Effects on Power Quality and Transformers ” – IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.30, No. 3, pg. 528/532 - May/June – 1994

- [Hu92] - Hu, L. ; Yacamini, R. ; “ Harmonic Transfer Through Converters and HVDC Links ” - IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.07, No. 3, pg. 514/525 July – 1992
- [Ji97] - Jiang, Y. ; Ekstrom, A. ; “ General Analysis of Harmonic Transfer Through Converters ” - IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.12, No. 2, pg. 287/293 March – 1997
- [Mi90] - Miskulin, M.S. ; Rezek, A.J.J. ; Abreu, J.P.G. ; “ Modelamento de Sistemas Multiconversores ” – V Seminário de Pesquisa da EFEI, pg. 496/501 – Itajubá – Brasil – Out/90
- [OI95] - Olivier, G. ; April, G-É. ; Ngaundai, E. ; Guimarães, C. – “ Novel Transformer Connection to Improve Current Sharing in High-Current DC Rectifiers ” – IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, No. 1, pg. 127/133 January/February – 1995
- [OI97] – Oliveira, R. A. ; “ Simulação, em EMTP, do Autotransformador Defasador em Conjunto com a Ponte de Seis Pulsos Totalmente Controlada ” – Relatório Interno – Trabalho de Diploma – EFEI 1997
- [Pi95] - Pitta, A.J.C. ; “ Autotransformador Defasador para Conversores ” – Dissertação de Mestrado – EFEI – Itajubá – Brasil – 1995
- [Re91] - Rezek, A.J.J. ; “ Implementação de Sistemas Multiconversores ” – Tese de Doutorado – UNICAMP – Campinas – Brasil – 1991 (Tombo 655)
- [Sb96] - Anais do I Seminário Brasileiro da Qualidade de Energia Elétrica – SBQEE'96 – UFU - Uberlândia – Brasil – 1996
- [Si] - Silva, V.F. ; Rezek, A.J.J. ; “ E711 – Eletrônica Industrial ” – Notas de Aula – EFEI – Itajubá – Brasil
- [Sm95] - Smith, B. C. , Watson, N. R. e Arrilaga, J. ; “ Steady state model of the AC/DC convertor in the harmonic domain ” – IEE Proceedings – Generation Transmission and Distribution, Vol.142, No. 2, pg. 109/118, March – 1995

[St79] - Stefanovic, V.R. ; “ Power Factor Improvement with a Modified Phase-Controlled Converter ” – IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-15, No. 2, pg. 193/201
March/April – 1979

[Ya78] - R. Yacamini; Oliveira, J.C. ; “ Harmonics Produced by Direct Current in Converter Transformers ” – Proc. IEE, Vol.125, No. 9, pg.873/878 – 1978