



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**CÁLCULO DIRETO DE HARMÔNICAS
EM REATORES CONTROLADOS
A TIRISTORES UTILIZANDO FUNÇÕES
DE CHAVEAMENTO MODIFICADAS**

JÚLIO BORGES DE SOUZA

1210001634



Ilha Solteira - SP

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA "JÚLIO DE MESQUITA FILHO"
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CÁLCULO DIRETO DE HARMÔNICAS EM REATORES CONTROLADOS A TIRISTORES UTILIZANDO FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO MODIFICADAS

JÚLIO BORGES DE SOUZA

1210001634



Proc. 055105-NPD 166

UNESP - "CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA"	
SERVIÇO TÉCNICO DE BIBLIOTECA E DOCUMENTAÇÃO	
DATA DE CHEGADA	DATA DE TOMBO
<i>19.10.05</i>	<i>30.11.05</i>
RÉGISTRADO POR	TOMBO
<i>Aleza</i>	<i>Te. 1634</i>
AQUISIÇÃO	CLASSIFICAÇÃO
<i>Wlaçao Autor R\$10.00</i>	<i>S729c</i>

PROF. DR. EDVALDO ASSUNÇÃO
Orientador

PROF. DR. LUÍS CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA
Co-Orientador

Tese submetida à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira - UNESP - como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Ilha Solteira (SP), Setembro de 2005

NEW 283

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação/Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP-Ilha Solteira

Souza, Júlio Borges de.

S729c Cálculo direto de harmônicas em reatores controlados a tiristores utilizando funções de chaveamento modificadas / Júlio Borges de Souza. – Ilha Solteira : [s.n.], 2005
xix, 177 p. :il. (algumas color.)

Tese (doutorado) – Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, 2005

Orientador: Edvaldo Assunção

Co-Orientador: Luís Carlos Origa de Oliveira

Bibliografia: p. 132-135

⁶⁵⁰ 1. Análise harmônica. ⁶⁵⁰ 2. Teoria da modulação.

30404002

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: CÁLCULO DIRETO DE HARMÔNICAS EM REATOR CONTROLADO A TIRISTORES
UTILIZANDO FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO MODIFICADAS

AUTOR: JULIO BORGES DE SOUZA

ORIENTADOR: Prof. Dr. EDVALDO ASSUNÇÃO

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de DOUTOR em ENGENHARIA ELÉTRICA pela Comissão Examinadora:

Prof. Dr. EDVALDO ASSUNÇÃO
DEE-FEIS- UNESP

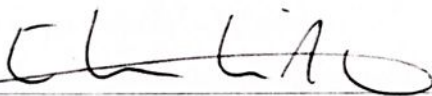
Prof. Dr. DALGERTI LELIS MILANESE
DEE-FEIS- UNESP

Prof. Dr. JOSE CARLOS ROSSI
DEE-FEIS- UNESP

Prof. Dr. OLÍVIO CARLOS NASCIMENTO SOUTO
DEE - FUNDAÇÃO EDUCACIONAL DE BARRETOS - BARRETOS/SP

Prof. Dr. ANTONIO CARLOS DELAIBA
DEE - UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA - UBERLÂNDIA/MG

Data da realização: 02 de setembro de 2005.



Presidente da Comissão Examinadora
Prof. Dr. EDVALDO ASSUNÇÃO

AGRADECIMENTOS

A minha esposa Cristiane, pela paciência, amor e compreensão durante o período de desenvolvimento deste trabalho.

A meus pais, Maria e Almerique, pelo amor com que me criaram.

A minha filha Julianne, razão de tudo e qualquer esforço, pela iluminação de minha vida.

Ao Professor Dr. Edvaldo Assunção, pela amizade e pela confiança em nos depositada.

Ao Professor Dr. Luis Carlos Origa de Oliveira, pela amizade e competente orientação.

Ao Professor Dr. José Carlos Rossi, pelo incentivo e assistência constantes.

Ao Afécio Penha do Carmo, pela confiança em um momento difícil e pelo amor de irmão.

As minhas irmãs Cida, Rose, Tiara e Olímpia, e aos cunhados Carlos e Edmar, pelo carinho e incentivo que tanto apuram a vida.

Às minhas irmãs Guilherme, que estão sempre presentes, pelo carinho sempre presente.

Aos meus amigos, Antônio e Gina, pela apoio constante.

A todos os amigos e colegas que tanto me incentivaram a concluir este trabalho.

Aos amigos que já não possuem e este trabalho sempre presente.

Finalmente, ao CNPq, pelo apoio financeiro.

Dedico este trabalho a meus pais
Maria e Almerique (in memoriam),
à minha esposa Cristiane e à minha
filha Julianne.

AGRADECIMENTOS

À minha esposa Cristiane, pela paciência, amor e compreensão durante o período de desenvolvimento deste trabalho.

A meus pais, Maria e Almerique, pelo amor com que me criaram.

À minha filha Julianne, razão de todo e qualquer esforço, pela iluminação de minha vida.

Ao Professor Dr. Edvaldo Assunção, pela amizade e pela confiança em nós depositada.

Ao Professor Dr. Luís Carlos Origa de Oliveira, pela amizade e competente orientação.

Ao Professor Dr. José Carlos Rossi, pelo incentivo e assistência constantes.

Ao Márcio Penha do Carmo, pela confiança em um momento difícil e pelo amor de irmão.

Às minhas irmãs Cida, Rosa, Tiana e Olímpia, e aos cunhados Carlos e Edmar, pelo carinho e incentivo que tanto aquecem a vida.

Ao meu irmão Guilherme, que deixou saudade, pelo carinho sempre presente.

Aos meus sogros, Antônio e Gina, pelo apoio constante.

A todos os amigos e colegas que tanto me incentivaram a concluir este trabalho.

Aos amigos que já não pertencem a este plano da vida, pelo amor e auxílio sempre presentes.

Finalmente, ao CNPq, pelo apoio financeiro aos meus estudos.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma metodologia alternativa para se calcular o conteúdo harmônico devido à operação de Reatores Controlados a Tiristores - RCT. A técnica proposta tem por base a Teoria de Modulação por Amplitude. A metodologia utiliza uma Função de Chaveamento associada a duas Funções Auxiliares Moduladas para cada uma das fases do RCT. A utilização destas três formas de onda permite o cálculo direto do conteúdo harmônico das correntes no RCT de forma simples, rápida e eficiente.

Esta metodologia permite incorporar os efeitos da operação não idealizada dos sistemas de controle do RCT. Este procedimento é também uma contribuição original deste trabalho que viabiliza estudos de geração de harmônicas não características, bem como o cálculo do valor médio das correntes do RCT devido aos erros no sistema de produção de pulsos e desequilíbrios nas tensões de alimentação.

Como resultados apresentam-se gráficos ilustrando as várias formas de ondas utilizadas, bem como as formas de ondas das correntes nos RCTs e seu conteúdo harmônico. Gráficos que demonstram o comportamento das correntes harmônicas em função de algumas grandezas do sistema são produzidos e analisados.



ABSTRACT

This work presents an alternative methodology to calculate the harmonic content due to the operation of Thyristor Controlled Reactors - TCR. The proposed technique is based on the Amplitude Modulation Theory. The methodology utilizes one Switching Function associated to two Modulated Auxiliary Functions for each phase. The use of these three waveforms allows to calculate directly the harmonic content of the current in a TCR in a simple, fast and efficient way.

This methodology allows to incorporate the effects of the non-idealized operation of TCR control systems. This procedure is also an original contribution of this work that makes it possible to study the generation of non-characteristics harmonics, as well to calculate the TCR average current, due to errors on the pulses production system and unbalances on the supply voltages.

Graphics illustrating the several used waveforms, as well as the waveforms of the currents on TCRs and their harmonic content are presented. Other set of graphics that demonstrate de harmonic current behavior in function of some system variables are produced e analyzed.

CAPÍTULO 3

Figura 3.1 - Forma de onda da tensão no eixo AB de um RCT.....	32
Figura 3.2 - Retor Transformador Controlado a Tiristores.....	33
Figura 3.3 - Momento de partida do retificador.....	34
Figura 3.4 - Correntes no RCT com ângulo de ignição zero.....	35
Figura 3.5 - Forma de onda da corrente na fase AB de RCT.....	36

LISTA DE FIGURAS

Figura 3.7 - Forma de onda da corrente de "Corrente Parcial".....	36
Figura 3.8 - Função Auxiliar 1.....	37
Figura 3.9 - Função Auxiliar 2.....	37

CAPÍTULO 1

Figura 1.1 - SVC empregado para compensação de carga desequilibrada.....	4
Figura 1.2 - Meios disponíveis para se compensar SEE.....	5
Figura 1.3 - Primeira Geração: Controle Mecânico.....	7
Figura 1.4 - Segunda Geração: Controle por Tiristores.....	9
Figura 1.5 - Terceira Geração: Controle por Conversores.....	10
Figura 1.6 - Quarta Geração: Associação de dois equipamentos de Terceira Geração.....	12

CAPÍTULO 2

Figura 2.1 - Esquema de um conversor como um conjunto de chaves.....	19
Figura 2.2 - Ponte conversora trifásica.....	20
Figura 2.3 - Ponte conversora operando como inversora.....	20
Figura 2.4 - Ponte conversora do ponto de vista de Engenharia de Telecomunicações.....	21
Figura 2.5 - Representação simbólica de um conversor de n para m fases.....	22
Figura 2.6 - Representação simbólica de um conversor trifásico por Funções de Chaveamento.....	24
Figura 2.7 - A Ponte Trifásica de Seis Pulsos.....	24
Figura 2.8 - Função de Chaveamento para a fase A de uma ponte conversora.....	25
Figura 2.9 - Função de Chaveamento Generalizada para a fase A de uma ponte conversora.....	26



CAPÍTULO 3

Figura 3.1 - Forma de onda da tensão no reator da fase AB de um RCT.....	32
Figura 3.2 - Reator Trifásico Controlado a Tiristores.....	33
Figura 3.3 - Sistema simétrico de tensões.....	34
Figura 3.4 - Correntes no RCT com ângulo de ignição zero.....	35
Figura 3.5 - Forma de onda da corrente na fase AB do RCT com ângulo de ignição zero.	36
Figura 3.6 - Função de Chaveamento.....	36
Figura 3.7 – Forma de onda denominada de “Corrente Parcial”.....	36
Figura 3.8 - Função Auxiliar 1.....	37
Figura 3.9 - Função Auxiliar 2.....	37
Figura 3.10 - Corrente presente no ramo do RCT para ângulos de ignição diferentes.....	37
Figura 3.11 – Definição dos limites de integração da Função de Chaveamento.....	40
Figura 3.12 – Definição dos limites de integração da Função de Chaveamento.....	41
Figura 3.13 - Resultado da simulação em MatLab da modelagem da Função de Chaveamento da fase AB com $\alpha_{1AB} = 30^\circ$, $\alpha_{2AB} = 50^\circ$ e $\beta_{AB} = 10^\circ$	48
Figura 3.14 - Definição dos limites de integração para a Função Auxiliar 1.....	49
Figura 3.15 - Resultado da simulação em MatLab da modelagem da Função Auxiliar 1 da fase AB com $\alpha_{1AB} = 30^\circ$, $\alpha_{2AB} = 50^\circ$ e $\beta_{AB} = 10^\circ$	55
Figura 3.16 - Definição dos limites de integração para a Função Auxiliar 2.....	56
Figura 3.17 - Resultado da simulação em MatLab da modelagem da Função Auxiliar 2 da fase AB com $\alpha_{1AB} = 30^\circ$, $\alpha_{2AB} = 50^\circ$ e $\beta_{AB} = 10^\circ$	62

CAPÍTULO 4

Figura 4.1 - Diagrama unifilar do RCT simulado.....	76
Figura 4.2 - Sistema de alimentação simétrico.....	77
Figura 4.3 - Formas de onda para a Fase AB em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores.....	78
Figura 4.4 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB para $\alpha = 20^\circ$	79



Figura 4.5 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores.	80
Figura 4.6 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores.	81
Figura 4.7 - Formas de onda para a Fase AB em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 50° em todos os tiristores.	83
Figura 4.8 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB para $\alpha = 50^\circ$	84
Figura 4.9 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 50° em todos os tiristores.	85
Figura 4.10 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 50° em todos os tiristores.	86
Figura 4.11 - Formas de onda nas Fases e Linhas com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$	88
Figura 4.12 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$	89
Figura 4.13 - Formas de onda para a Fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.	90
Figura 4.14 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.	91
Figura 4.15 - Formas de onda nas Linhas com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.	92
Figura 4.16 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.	93
Figura 4.17 - Formas de onda para a Fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.	94
Figura 4.18 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB com Ângulo de	



Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.....	95
Figura 4.19 - Formas de onda nas Linhas com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.....	96
Figura 4.20 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.....	97
Figura 4.21 - Formas de onda nas Linhas com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22°, 25° e 17° para os pulsos negativos.....	99
Figura 4.22 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22°, 25° e 17° para os pulsos negativos.....	100
Figura 4.23 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha B com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22°, 25° e 17° para os pulsos negativos.....	101
Figura 4.24 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha C com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22°, 25° e 17° para os pulsos negativos.....	102
Figura 4.25 - Formas de onda nas Linhas com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$ para os pulsos positivos e $\alpha_{ab} = 13,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 69,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 1,0^\circ$ para os negativos.....	104
Figura 4.26 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$ para os pulsos positivos e $\alpha_{ab} = 13,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 69,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 1,0^\circ$ para os negativos.....	105
Figura 4.27 - Sistema de alimentação assimétrico.....	106
Figura 4.28 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas com sistema de controle idealizado, Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores e alimentação assimétrica.....	107
Figura 4.29 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com alimentação assimétrica e sistema de controle ideal com $\alpha = 20^\circ$	108
Figura 4.30 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas com alimentação	

assimétrica e erros introduzidos pelo sistema de controle..... 110

Figura 4.31 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com alimentação assimétrica e sistema de controle real. 111

Figura 4.32 - Diagrama unifilar do sistema elétrico de suprimento ao estado do Mato Grosso. 112

Figura 4.33 - Diagrama trifilar do Compensador Estático. 113

CAPÍTULO 5

Figura 5.1 - Variação da amplitude da Fundamental em função do ângulo de ignição. 117

Figura 5.2 - Conteúdo harmônico em função do ângulo de ignição. 118

Figura 5.3 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas não características na linha C em função da variação do ângulo de ignição na fase CA. 119

Figura 5.4 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas não características em função do erro no ângulo de ignição..... 120

Figura 5.5 - Variação do valor médio em função do erro do ângulo de ignição..... 121

Figura 5.6 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas. 122

Figura 5.7 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na fase AB..... 123

Figura 5.8 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na linha A..... 124

Figura 5.9 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na linha B. 124

Figura 5.10 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na linha C. 125

PAC	Posto de Aterramento Comum
PEB	Qualidade de Energia Elétrica
RCT	Retor Controlado a Tiristors
SDE	Sistema de Energia Elétrica
SSSC	Compensador Síncrono Estático
STATCOM	Compensador em Paralelo Síncrono Estático
SVC	Compensador Estático de Reativa
TCSF	Capacitor Síncrono Controlado a Tiristors
TDFC	Compensador Síncrono Protegido por Tiristor
UPFC	Controlador do Fluxo de Potência Unificado



LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Símbolo	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCT	Capacitor Chaveado a Tiristor
FACTS	Sistemas de Transmissão em Corrente Alternada Flexíveis
FA1	Função Auxiliar 1
FA2	Função Auxiliar 2
FC	Função de Chaveamento
FD	Fator de Deslocamento
FSC	Capacitor Série Fixo
GTO	Tiristor de Desligamento pelo Gatilho
HVDC	Corrente Contínua em Alta Tensão
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada
IPFC	Controlador de Fluxo de Potência de Interline
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RCT	Reator Controlado a Tiristores
SEE	Sistema de Energia Elétrica
SSSC	Compensador Série Síncrono Estático
STATCOM	Compensador em Paralelo Síncrono Estático
SVC	Compensador Estático de Reativos
TCSC	Capacitor Série Controlado a Tiristor
TPSC	Compensador Série Protegido por Tiristor
UPFC	Controlador de Fluxo de Potência Unificado



LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Significado	Unid.
a_0, a_n, b_n	Coeficientes de Fourier da F. de Chaveamento – genérico	
a_{01}, a_{n1}, b_{n1}	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 1 – genérico	
a_{02}, a_{n2}, b_{n2}	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 2 – genérico	
$a_{01m}, a_{n1m}, b_{n1m}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 1 modulada – genérica	A
$a_{02m}, a_{n2m}, b_{n2m}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 2 modulada – genérica	A
$a_{0AB}, a_{nAB}, b_{nAB}$	Coeficientes de Fourier da F. de Chaveamento – Fase AB	
$a_{0BC}, a_{nBC}, b_{nBC}$	Coeficientes de Fourier da F. de Chaveamento – Fase BC	
$a_{0CA}, a_{nCA}, b_{nCA}$	Coeficientes de Fourier da F. de Chaveamento – Fase CA	
$a_{01AB}, a_{n1AB}, b_{n1AB}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 1 – Fase AB	
$a_{01BC}, a_{n1BC}, b_{n1BC}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 1 – Fase BC	
$a_{01CA}, a_{n1CA}, b_{n1CA}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 1 – Fase CA	
$a_{02AB}, a_{n2AB}, b_{n2AB}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 2 – Fase AB	
$a_{02BC}, a_{n2BC}, b_{n2BC}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 2 – Fase BC	
$a_{02CA}, a_{n2CA}, b_{n2CA}$	Coeficientes de Fourier da F. Auxiliar 2 – Fase CA	
A_0, A_n, B_n	Coeficientes de Fourier da Corrente na Fase – Genérico	A
$A_{AB0}, A_{ABn}, B_{ABn}$	Coeficientes de Fourier da Corrente na Fase AB	A
$A_{BC0}, A_{BCn}, B_{BCn}$	Coeficientes de Fourier da Corrente na Fase BC	A
$A_{CA0}, A_{CAN}, B_{CAN}$	Coeficientes de Fourier da Corrente na Fase CA	A
A_{A0}, A_{An}, B_{An}	Coeficientes de Fourier da Corrente na Linha A	A
A_{B0}, A_{Bn}, B_{Bn}	Coeficientes de Fourier da Corrente na Linha B	A
A_{C0}, A_{Cn}, B_{Cn}	Coeficientes de Fourier da Corrente na Linha C	A



A_{P0}, A_{Pn}, B_{Pn}	Coeficientes de Fourier da “Corrente Parcial”	A
C_0, C_n, ϕ_n	Coef. de F. da F. de Chaveamento – forma trigonométrica	
$C_{0AB}, C_{nAB}, \phi_{nAB}$	Coef. de F. da F. de Chaveamento – forma trigon. – Fase AB	
$C_{0BC}, C_{nBC}, \phi_{nBC}$	Coef. de F. da F. de Chaveamento – forma trigon. – Fase BC	
$C_{0CA}, C_{nCA}, \phi_{nCA}$	Coef. de F. da F. de Chaveamento – forma trigon. – Fase CA	
$C_{P0}, C_{Pn}, \phi_{Pn}$	Coef. de F. da “Corrente Parcial” – forma trigonométrica	A, rad
f_i	Frequência do sinal de entrada do conversor	Hz
f_o	Frequência do sinal de saída do conversor	Hz
$f(t)$	Função de Chaveamento no domínio do tempo	
$f_1(t)$	Função Auxiliar 1 no domínio do tempo	
$f_2(t)$	Função Auxiliar 2 no domínio do tempo	
h_{pq}	Função Existência	
$H(t)$	Matriz Existência	
$\vec{I}_A, \vec{I}_B, \vec{I}_C$	Correntes nas Linhas do RCT	A
$\vec{I}_{AB}, \vec{I}_{BC}, \vec{I}_{CA}$	Correntes nas Fases do RCT	A
i_{AB}, i_{BC}, i_{CA}	Correntes instantâneas nas Fases do RCT	A
I_{AB}, I_{BC}, I_{CA}	Correntes máximas nas Fases do RCT	A
$i_A(t), i_B(t), i_C(t)$	Correntes instantâneas no lado CA do conversor	A
I_{CC}	Corrente média no lado CC do conversor	A
i_{Iq}	Corrente no terminal q de entrada	A
I_{Iq}	Valor máximo da corrente no terminal q de entrada	A
i_{op}	Corrente no terminal p de saída	A
I_p	“Corrente Parcial”	A
$I_{PAB}, I_{PBC}, I_{PCA}$	“Corrente Parcial nas Fases”	A
I_{Pn}	Coef. de Fourier da “Corrente Parcial” – genérico	
$I_{PnAB}, I_{PnBC}, I_{PnCA}$	Coef. de Fourier da “Corrente Parcial” – fases	
I_{Pn1}	Componente harmônica 1 da “Corrente Parcial”	
I_{Pn2}	Componente harmônica 2 da “Corrente Parcial”	
$i_{reator(o^\circ)}$	Corrente no reator para ângulo de ignição nulo	A
n	Ordem harmônica	
N	Número de ordens harmônicas	
p	Terminal de saída do conversor	



P_{12}	Potência na Linha de Transmissão	VA
q	Terminal de entrada do conversor	
T	Período de uma função	s
$u(t)$	Função degrau unitário	
v_{AB}	Tensão instantânea na Fase AB do RCT	V
V_{AB}	Valor máximo da tensão na Fase AB do RCT	V
V_1, V_2	Módulos das tensões nos terminais da Linha de Transmissão	V
X	Reatância da Linha de Transmissão	Ω
α_1	Ângulo de ignição do Tiristor 1 do RCT – genérico	rad
α_2	Ângulo de ignição do Tiristor 2 do RCT – genérico	rad
$\alpha_{1AB}, \alpha_{1BC}, \alpha_{1CA}$	Ângulos de ignição dos Tiristores 1 nas fases do RCT	rad
$\alpha_{2AB}, \alpha_{2BC}, \alpha_{2CA}$	Ângulos de ignição dos Tiristores 2 nas fases do RCT	rad
β	Fase da tensão de alimentação – genérico	rad
$\beta_{AB}, \beta_{BC}, \beta_{CA}$	Fases das tensões de alimentação	rad
δ	Diferença angular entre α_1 e α_2	rad
δ_1, δ_2	Fases das tensões nos terminais da Linha de Transmissão	rad
σ	Ângulo de condução dos tiristores – genérico	rad
σ_1, σ_2	Ângulos de condução dos tiristores 1 e 2 - genéricos	rad
$\sigma_{1AB}, \sigma_{1BC}, \sigma_{1CA}$	Ângulos de condução dos tiristores 1 nas fases do RCT	rad
$\sigma_{2AB}, \sigma_{2BC}, \sigma_{2CA}$	Ângulos de condução dos tiristores 2 nas fases do RCT	rad



SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	1
1.2 - OBJETIVOS DA COMPENSAÇÃO DE REATIVOS	3
1.2.1 - OBJETIVOS DA COMPENSAÇÃO DE CARGA	3
1.2.2 - OBJETIVOS DA COMPENSAÇÃO DE SISTEMAS	4
1.3 - SISTEMAS DE TRANSMISSÃO CA FLEXÍVEIS	5
1.3.1 - PRIMEIRA GERAÇÃO	7
1.3.2 - SEGUNDA GERAÇÃO	8
1.3.3 - TERCEIRA GERAÇÃO	9
1.3.4 - QUARTA GERAÇÃO	11
1.4 - ANÁLISE DE SISTEMAS DE POTÊNCIA COM FORMAS DE ONDAS DISTORCIDAS	12
1.4.1 - SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO	13
1.4.2 - SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	14
1.4.3 - SIMULAÇÃO COM BASE NAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO	15
1.5 - OBJETIVO E ESTRUTURA DESTA TESE	16
CAPÍTULO 2 - FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS E ESTADO DA ARTE	18
2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	18
2.2 - TEORIA DE MODULAÇÃO	19
2.3 - DESCRIÇÃO MATEMÁTICA DA APLICAÇÃO DE FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO	21



2.4 - APLICAÇÃO DA TEORIA DE MODULAÇÃO AO CONVERSOR ESTÁTICO	24
2.5 - FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO - ESTADO DA ARTE	27
3.9 - OBTENÇÃO DA "CORRENTE PARCIAL" UTILIZANDO A LEI DE	67
CAPÍTULO 3 - MODELAGEM DE RCT POR FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO	69
MODIFICADAS	32
3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	32
3.2 - TENSÕES E CORRENTES PRESENTES NO RCT	33
3.3 - DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA	35
3.3.1 – ALGORÍTMO DA METODOLOGIA PROPOSTA	38
3.4 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO	39
3.4.1 - DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE INTEGRAÇÃO	40
3.4.2 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_0	41
3.4.3 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_n	43
3.4.4 - CÁLCULO DO COEFICIENTE b_n	45
3.4.5 - RESUMO DA MODELAGEM DO RCT POR FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO	46
3.4.6 - RESULTADO DA SIMULAÇÃO PARA A FASE AB	48
3.5 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DA FUNÇÃO AUXILIAR 1	49
3.5.1 - DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE INTEGRAÇÃO	49
3.5.2 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{01}	49
3.5.3 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{n1}	51
3.5.4 - CÁLCULO DO COEFICIENTE b_{n1}	52
3.5.5 - RESUMO DA MODELAGEM HARMÔNICA DA FUNÇÃO AUXILIAR 1	53
3.5.6 - RESULTADO DA SIMULAÇÃO PARA A FASE AB	55
3.6 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DA FUNÇÃO AUXILIAR 2	56
3.6.1 - DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE INTEGRAÇÃO	56
3.6.2 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{02}	56
3.6.3 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{n2}	58
3.6.4 - CÁLCULO DO COEFICIENTE b_{n2}	59
3.6.5 - RESUMO DA MODELAGEM HARMÔNICA DA FUNÇÃO AUXILIAR 2	60
3.6.6 - RESULTADO DA SIMULAÇÃO PARA A FASE AB	62
3.7 - DESENVOLVIMENTO DA LEI DE FORMAÇÃO DA	



“CORRENTE PARCIAL”	62
3.8 - DESENVOLVIMENTO DE UMA EQUAÇÃO GENÉRICA PARA A	
“CORRENTE PARCIAL”	67
3.9 - OBTENÇÃO DA “CORRENTE PARCIAL” UTILIZANDO A LEI DE	
FORMAÇÃO ATUALIZADA	69
3.10 - MODULAÇÃO DAS FUNÇÕES AUXILIARES	72
3.11 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DAS CORRENTES NOS	
RAMOS DO RCT	73
3.12 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DAS CORRENTES NAS	
LINHAS DO RCT	74

CAPÍTULO 4 - SIMULAÇÕES UTILIZANDO O MODELO PROPOSTO

- CASOS PARTICULARES	75
4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	75
4.2 - DADOS DO SISTEMA SIMULADO	76
4.3 - CASO BASE	76
4.4 - CASO 1	82
4.5 - CASO 2	87
4.6 - CASO 3	90
4.7 - CASO 4	94
4.8 - CASO 5	98
4.9 - CASO 6	103
4.10 - CASO 7	106
4.11 - CASO 8	109
4.12 - CASO 9	111

CAPÍTULO 5 - SIMULAÇÕES UTILIZANDO O MODELO PROPOSTO

- CASOS GERAIS	116
5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	116
5.2 - VARIAÇÃO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL EM	
FUNÇÃO DO ÂNGULO DE IGNIÇÃO	117
5.3 - CONTEÚDO HARMÔNICO EM FUNÇÃO DA	



VARIAÇÃO DO ÂNGULO DE IGNIÇÃO	118
5.4 – CONTEÚDO HARMÔNICO NÃO-CARACTERÍSTICO EM FUNÇÃO DE DIFERENÇA NO ÂNGULO DE IGNIÇÃO ENTRE FASES	119
5.5 – CONTEÚDO HARMÔNICO NÃO-CARACTERÍSTICO EM FUNÇÃO DE ERRO NOS ÂNGULOS DE IGNIÇÃO.	120
5.6 – VALOR MÉDIO EM FUNÇÃO DO ERRO DO ÂNGULO DE IGNIÇÃO.....	121
5.7 – CONTEÚDO HARMÔNICO EM FUNÇÃO DE DESEQUILÍBRIO NO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO.	122
5.7.1 – VARIAÇÃO DO VALOR MÁXIMO DA TENSÃO.....	122
5.7.2 - VARIAÇÃO DA COMPONENTE DE SEQÜÊNCIA NEGATIVA.....	123
5.8 – CONCLUSÕES	126
 CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES.....	127
6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS	127
6.2 – CONCLUSÕES SOBRE OS RESULTADOS OBTIDOS.....	129
6.3 – CONCLUSÕES GERAIS.....	130
6.4 – TRABALHOS FUTUROS	131
 REFERÊNCIAS	132
ANEXO A	136



CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

O objetivo de um Sistema de Energia Elétrica – SEE pode ser posto da seguinte forma (ELGERD, 1976): um SEE deve gerar energia elétrica em quantidade suficiente e nos locais mais apropriados, transmiti-la aos centros de carga e, então, distribuí-la aos consumidores individuais, em forma e qualidade apropriadas e com o menor custo ecológico e econômico possível.

Esta definição é bastante clara, a menos quanto à forma e qualidade apropriadas.

Bollen (2000) acrescenta que além de gerar e transportar a energia elétrica, um SEE deve manter a tensão nos equipamentos terminais dentro de certos limites.

Para se atingir este objetivo o sistema de controle de um SEE atua de forma a alcançar o balanço de energia ativa e o balanço de energia reativa. Nos dois casos o que se procura fazer é atuar nos equipamentos disponíveis no SEE de forma que a energia gerada seja igual à energia consumida mais as perdas ocorridas no processo de transporte desta energia.

Se considerarmos o SEE formado apenas por geradores, linhas de transmissão e equipamentos consumidores de energia, o controle possível está localizado apenas nos geradores. Isto é, o balanço de energia ativa é realizado aumentando-se ou diminuindo-se o fluxo de água nas turbinas, enquanto que o balanço de energia reativa é realizado atuando-se no sistema de excitação das unidades geradoras.

Os procedimentos mencionados têm como inconveniente as altas constantes de tempo associadas com os sistemas de controle dos geradores.

No que diz respeito à energia ativa o procedimento mencionado é o único possível, se não for considerada nenhuma alteração na topologia do sistema. O que pode ser feito, portanto, para alterar este quadro, é aumentar o número de unidades geradoras próximas dos grandes centros de consumo, além de se construir novas linhas de transmissão. Qualquer destas medidas implica em custos nem sempre possíveis de serem atendidos, sendo necessário, portanto, maximizar o uso das instalações de transmissão existentes.

Com relação à energia reativa, no entanto, alguns procedimentos podem ser adotados. Estes procedimentos, empregados nos SEE modernos, tem o objetivo de gerar parte da energia reativa necessária à sua boa operação em local próximo onde será absorvida, ou providenciar a absorção do que existir em excesso, resolvendo, ou pelo menos minimizando, os problemas associados com o desequilíbrio de energia reativa. Estes procedimentos são conhecidos genericamente como Compensação de Reativos.

Além da questão do balanço energético os SEEs estão sujeitos a vários outros problemas relacionados com o carregamento das linhas de transmissão e com as características de operação de certas cargas elétricas, particularmente as que apresentam comportamento desequilibrado e/ou não-linear.

Várias áreas da Engenharia Elétrica lidam com estes problemas específicos. Uma destas áreas, que recentemente vivenciou um grande desenvolvimento está relacionada com as características da energia entregue aos consumidores.

Esta área vem sendo designada como Power Quality que poderia ser traduzida como Qualidade da Energia Elétrica - QEE. Problemas relacionados com a forma de onda da tensão e da corrente, bem como a forma de conter suas variações dentro de limites definidos pela Legislação do Setor Elétrico, são os objetivos principais dos pesquisadores e engenheiros que atuam nesta área.

O conceito de Qualidade da Energia Elétrica está intimamente associado com a idéia de Compensação de Reativos em determinados pontos do Sistema, ou seja, a Compensação de Reativos permite às Concessionárias disponibilizar Energia Elétrica com Alta Qualidade. Esta situação está relacionada com o que é denominado de Compensação de Sistemas.

Quando se está interessado na Compensação de Reativos visando os problemas relacionados com uma carga em particular fala-se em Compensação de Cargas Elétricas.

Estes são os dois aspectos com os quais os especialistas em Compensação de Reativos se ocupam.

A seguir a Teoria da Compensação de Reativos é analisada visando os objetivos desta Tese.



1.2 – OBJETIVOS DA COMPENSAÇÃO DE REATIVOS

Em um sistema de potência em corrente alternada - CA - ideal, a tensão em cada ponto de suprimento seria constante e livre de distorções, a frequência constante e o fator de potência unitário, o que significa que não haveria fluxo nem fornecimento de potência reativa.

Em particular, estes parâmetros seriam independentes do tamanho e das características das cargas consumidoras. Além disso, não poderia haver interferência entre cargas diferentes devido a variações nas correntes absorvidas por cada uma.

Pode-se ter uma noção da qualidade de suprimento em termos de quão próximo de uma constante são a tensão e a frequência no ponto de suprimento, e quão perto da unidade é o fator de potência.

Em sistemas trifásicos, o grau de equilíbrio das correntes e tensões de fase também deve ser incluído na noção de qualidade de suprimento.

1.2.1 - OBJETIVOS DA COMPENSAÇÃO DE CARGA

Compensação de Carga é o gerenciamento de potência reativa para melhorar a qualidade de suprimento em sistemas de potência CA. O termo compensação de carga é usado onde o gerenciamento de potência reativa é executado para uma carga única (ou grupo de cargas), sendo o equipamento de compensação normalmente instalado próximo à carga. A técnica utilizada e alguns dos objetivos diferem consideravelmente daqueles encontrados na compensação de grandes redes de suprimento (compensação de sistemas).

Na compensação de carga existem três objetivos principais:

- Correção do fator de potência;
- Melhoria da regulação da tensão;
- Balanceamento da carga.

Deve-se considerar que a correção do fator de potência e o balanceamento de carga são desejáveis mesmo quando a tensão de suprimento é “rígida”, isto é, virtualmente constante e independente da carga.

A Fig. 1.1 ilustra o emprego de um Compensador Estático de Reativos - SVC (Static Var Compensator) para compensar uma carga desequilibrada. As correntes drenadas do sistema por uma carga desequilibrada apresentam valores diferentes, em pelo menos uma das

fases, nas amplitudes e/ou nas fases. O SVC deve operar com ângulos de ignição tais que as correntes drenadas/geradas por ele se associam com as correntes da carga de tal forma que o sistema de alimentação vê esta associação como sendo equilibrada, ou seja, as correntes fornecidas pelo sistema ao conjunto SVC-Carga são equilibradas. Concomitantemente, o Fator de Deslocamento - FD2 - do conjunto por ser melhor (mais próximo da unidade) do que o Fator de Deslocamento da Carga - FD1.

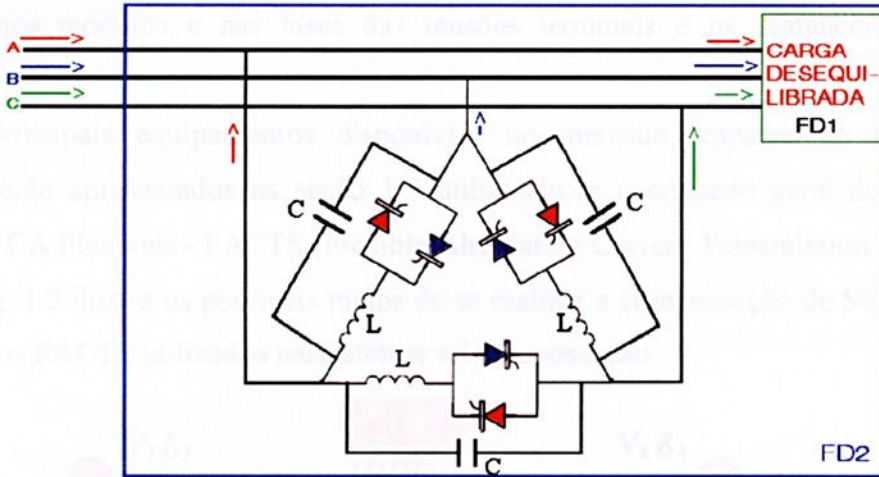


Figura 1.1 - SVC empregado para compensação de carga desequilibrada.

1.2.2 - OBJETIVOS DA COMPENSAÇÃO DE SISTEMAS

A transmissão de Energia Elétrica em grandes volumes em corrente alternada só é possível se os dois requisitos fundamentais seguintes forem satisfeitos (MILLER, 1982):

- 1 - As maiores máquinas síncronas do sistema permanecerem estáveis e em sincronismo;
- 2 - Os módulos das tensões forem mantidos próximos de seus valores nominais.

Estes dois requisitos estão intimamente relacionados com o Fluxo de Potência nas Linhas de Transmissão devido aos limites de carregamento das mesmas que são definidos pelas questões térmica, de isolamento e de estabilidade, seja ela transitória, dinâmica, ou em regime.

A análise da expressão que define a potência que flui por uma Linha de Transmissão possibilita a compreensão de como a compensação de um sistema pode ser realizada. Esta expressão é dada por:

$$P_{12} = V_1 V_2 \cdot \frac{1}{X} \cdot \sin(\delta_1 - \delta_2) \quad (1.1)$$

Sendo:

P_{12} - Potência que flui pela linha de transmissão;

V_1, V_2 - Módulos das tensões terminais;

δ_1, δ_2 - Fases das tensões terminais;

X - Reatância da Linha de Transmissão.

Com base nesta expressão pode-se concluir que o fluxo de potência pode ser alterado atuando-se nos módulos e nas fases das tensões terminais e na reatância da linha de transmissão.

Os principais equipamentos disponíveis no mercado, capazes de realizar estas alterações, serão apresentados na seção 1.3 utilizando-se o conceito geral de Sistemas de Transmissão CA Flexíveis - FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems).

A Fig. 1.2 ilustra os possíveis meios de se realizar a compensação de SEE, bem como os dispositivos FACTS utilizados para efetuar tal compensação.

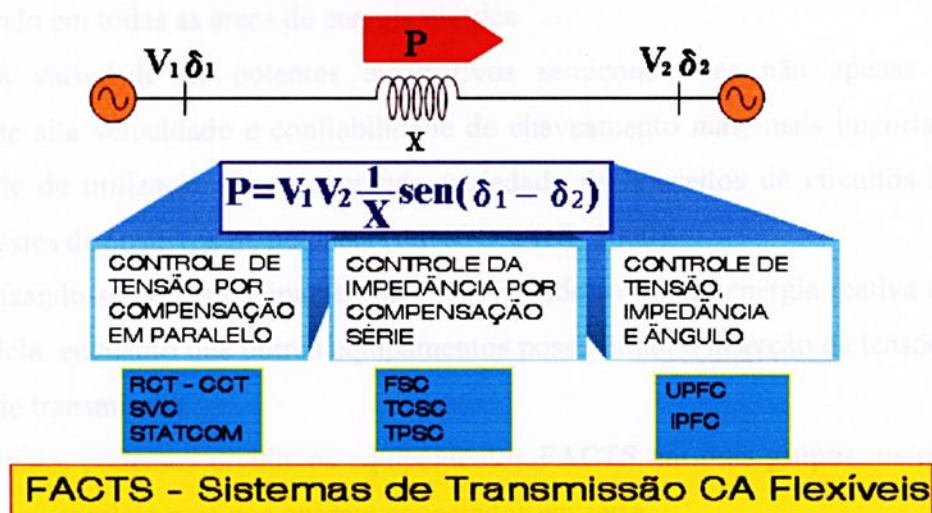


Figura 1.2 - Meios disponíveis para se compensar SEE.

A seguir discute-se como realizar a compensação de reativos tanto no que se refere à compensação de cargas quanto no que diz respeito à compensação de sistemas.

1.3 - SISTEMAS DE TRANSMISSÃO CA FLEXÍVEIS

Com o objetivo de controlar o nível de energia reativa em certos pontos dos SEEs, alterando desta forma as tensões nos barramentos, pode-se injetar corrente reativa em paralelo no barramento ou adicionar tensão série nas linhas de transmissão.

Estes procedimentos podem ser realizados simplesmente conectando-se elementos reativos - capacitores e indutores fixos ou chaveados mecanicamente - em paralelo ou em série.

A utilização deste tipo de equipamento é pouco eficiente dado à inexistência de qualquer possibilidade de alteração dos mesmos em tempo curto o suficiente para proceder às variações que ocorrem nos SEE.

Em outras palavras as alterações que precisam ser atendidas ocorrem em intervalos de tempo muito inferiores aos necessários para se proceder a quaisquer variações utilizando-se capacitores e indutores conectados mecanicamente aos SEE.

No entanto, o desenvolvimento da Eletrônica de Potência possibilitou o surgimento de equipamentos que realizam o chaveamento de elementos reativos, bem como de fontes de energia, em intervalos de tempo muito pequenos e com grande precisão.

Hingorani (1988) cunhou o acrônimo FACTS para designar estes tipos de equipamentos. FACTS é um aspecto da revolução provocada pela Eletrônica de Potência que está ocorrendo em todas as áreas de energia elétrica.

Uma variedade de potentes dispositivos semicondutores não apenas oferece a vantagem de alta velocidade e confiabilidade de chaveamento mas, mais importante, cria a oportunidade de utilização de uma grande variedade de conceitos de circuitos inovadores baseados nestes dispositivos de potência (HINGORANI, 2000).

Utilizando-se certos equipamentos FACTS pode-se injetar energia reativa no SEE de forma paralela, enquanto que outros equipamentos possibilitam a inserção de tensões em série nas linhas de transmissão.

Portanto, podemos dividir os equipamentos FACTS em dois grupos: os que operam conectados em paralelo e os que operam conectados em série.

Os equipamentos FACTS também podem ser classificados de acordo com a tecnologia utilizada.

A evolução dos sistemas FACTS ao longo do tempo praticamente seguiu a evolução da utilização da Eletrônica de Potência nos Sistemas Elétricos.

É interessante lembrar que, na realidade, os reguladores de tensão estáticos podem ser considerados como a primeira introdução da Eletrônica de Potência nos Sistemas de Energia Elétrica.

De acordo com a literatura mais recente, esta evolução pode ser caracterizada por quatro etapas (ou gerações de FACTS) principais (REIS, 2001), que são descritas a seguir.



1.3.1 - PRIMEIRA GERAÇÃO

A primeira geração de equipamentos desenvolvidos para o controle de fluxo de potência e dos níveis de tensão em determinadas barras de uma rede de potência apresenta como característica básica a utilização de chaves e disjuntores. Esta geração incluiu os seguintes equipamentos:

- Capacitores e Indutores “shunt” controlados por Chaves e Disjuntores;
- Capacitores série controlados por Chaves e Disjuntores;
- Sistema de controle de tapes de transformadores por chaves e disjuntores que permitem controlar o nível de tensão nas barras da linha de transmissão;
- Sistema de controle de transformadores defasadores por chaves e disjuntores que permitem controlar a fase das tensões nas barras da linha de transmissão;
- Compensador Síncrono – Motor Síncrono em vazio, em que se controla o fluxo de reativos através do sistema de excitação, configurando uma exceção ao controle por chaves e disjuntores.

A Fig. 1.3 apresenta o diagrama esquemático da primeira geração de FACTS.

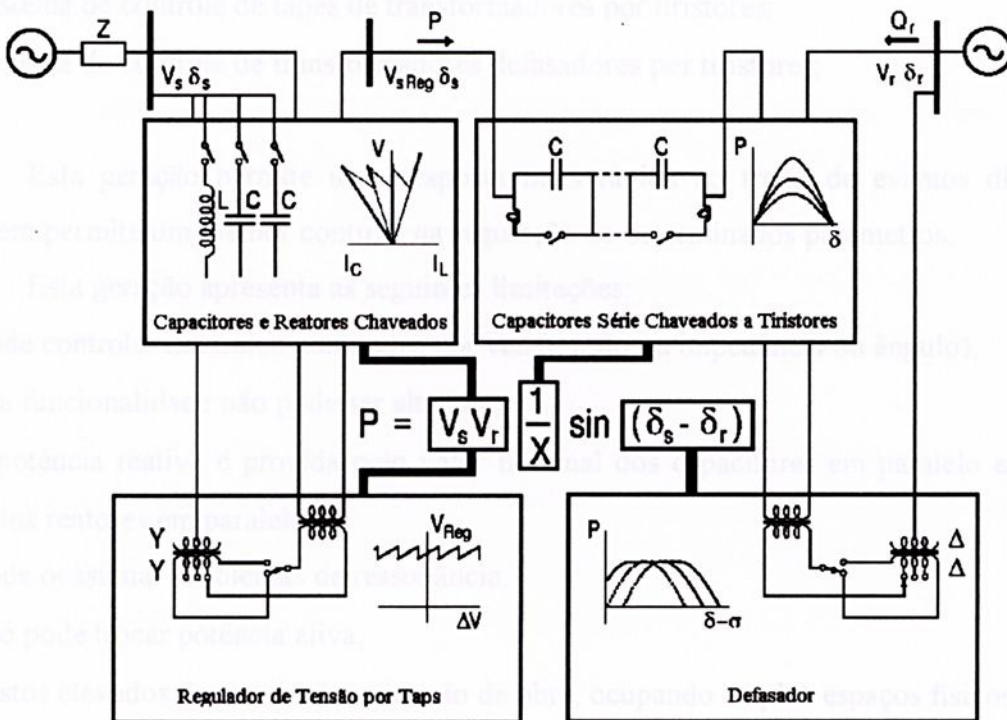


Figura 1.3 – Primeira Geração: Controle mecânico.

Esta geração apresenta as seguintes limitações:

- é ineficaz para tratar com eventos dinâmicos de instabilidade e colapso de tensão, estabilidade transitória e oscilações de potência devido ao lento tempo de resposta;
- utiliza poucos recursos do sistema para evitar variações de tensão, instabilidade e fluxo de potência indesejáveis;
- pode ocasionar ressonâncias série e paralelo;
- é inflexível a mudanças do sistema.

1.3.2 - SEGUNDA GERAÇÃO

A segunda geração, baseada no uso de chaves estáticas tiristorizadas, é caracterizada pelos seguintes equipamentos:

- Reatores Controlados a Tiristores – RCT;
- Capacitores Chaveados a Tiristores – CCT;
- Compensadores Estáticos de VAr – SVC (Static Var Compensator);
- Capacitor Série Controlado a Tiristores – TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor);
- Sistema de controle de tapes de transformadores por tiristores;
- Sistema de controle de transformadores defasadores por tiristores;

Esta geração permite uma resposta mais rápida ao tratar de eventos dinâmicos e também permite um melhor controle na regulação de determinados parâmetros.

Esta geração apresenta as seguintes limitações:

- pode controlar um único parâmetro por vez (tensão ou impedância ou ângulo);
- sua funcionalidade não pode ser alterada;
- a potência reativa é provida pelo valor nominal dos capacitores em paralelo e/ou série e pelos reatores em paralelo;
- pode ocasionar problemas de ressonância;
- não pode trocar potência ativa;
- custos elevados de instalação e de mão de obra, ocupando amplos espaços físicos.

A Fig. 1.4 apresenta o diagrama esquemático da segunda geração de FACTS.

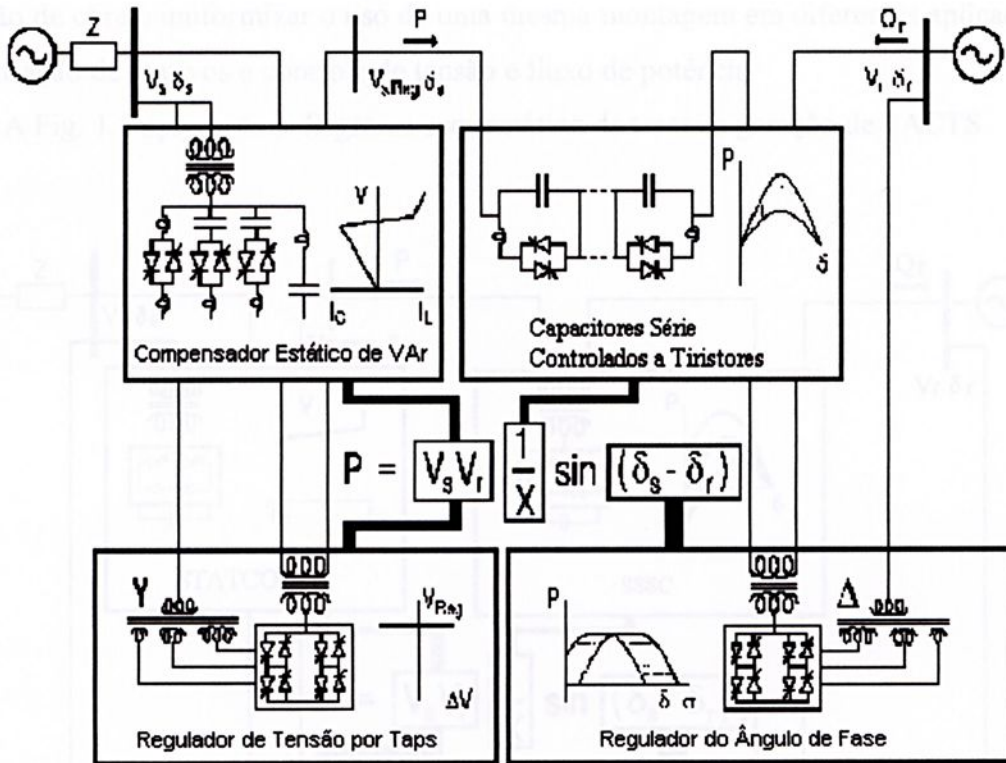


Figura 1.4 – Segunda Geração: Controle por Tiristores.

1.3.3 - TERCEIRA GERAÇÃO

Na década de 90 surgiram no âmbito dos denominados sistemas FACTS, equipamentos e sistemas mais avançados para efetuar o controle do fluxo de potência e dos níveis de tensão em determinadas barras de um SEE.

Estes novos equipamentos e sistemas (denominados "geradores eletrônicos estáticos") formam um conjunto que utilizam inversores e pode ser definido como a terceira geração dos sistemas FACTS:

- Compensador Síncrono Estático – STATCOM (Static Compensator);
- Compensador Série Síncrono Estático – SSSC (Static Synchronous Series Compensator);
- Sistema de controle de tapes de transformadores por GTOs e IGBTs;
- Sistema de controle de transformadores defasadores por GTOs e IGBTs;

Esta geração tem como principal característica a produção de potência reativa sem capacitores e reatores na parte do sistema em corrente alternada. Ela também permite melhorar as características operativas e de desempenho, reduzir as dimensões das instalações

e da mão de obra e uniformizar o uso de uma mesma montagem em diferentes aplicações para compensação de reativos e controle de tensão e fluxo de potência.

A Fig. 1.5 apresenta o diagrama esquemático da terceira geração de FACTS.

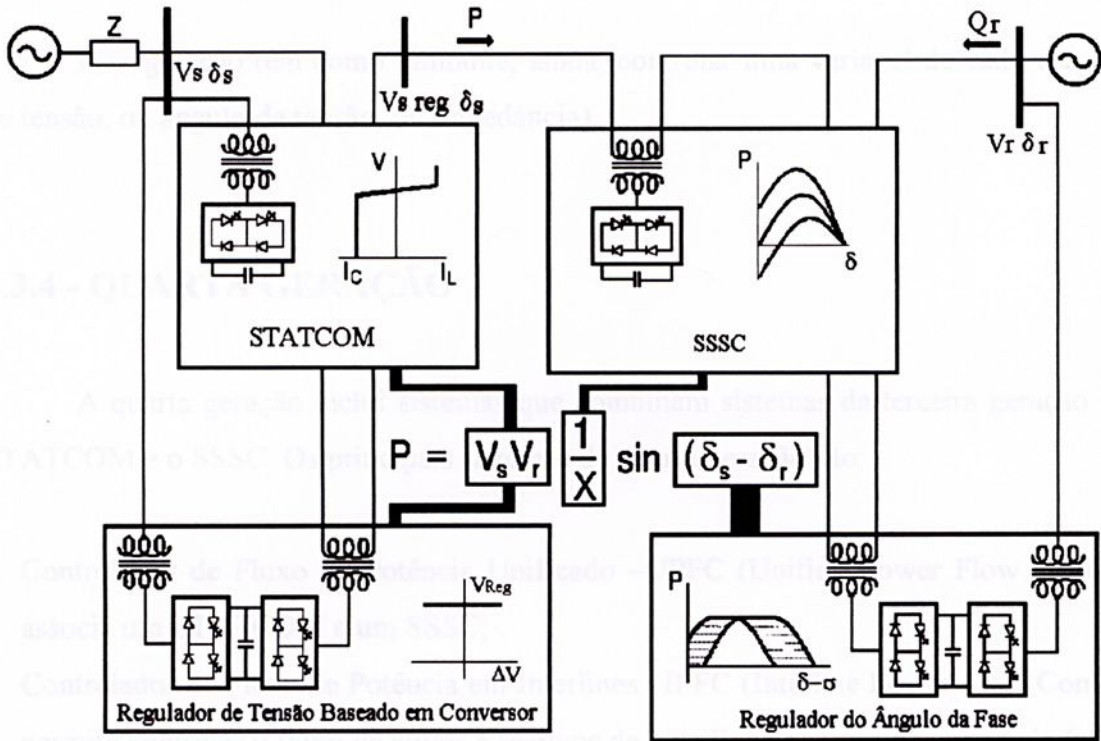


Figura 1.5 - Terceira Geração: Controle por Conversores.

As principais aplicações do STATCOM são as seguintes:

- suporte de tensão para prevenir colapsos de tensão;
- segmentação de linhas de transmissão longas;
- melhoria da estabilidade transitória;
- amortecimento das oscilações de potência;
- mitigação de “flicker” de tensão (fornos a arco);
- sistemas de não interrupção de potência para cargas críticas, quando associados a sistemas de armazenamento de energia e chaves estáticas.

O SSSC apresenta as seguintes vantagens:

- o grau de compensação é independente da corrente de linha;
- pode fornecer compensação capacitiva e indutiva;

- não muda a impedância da rede;
- não ocasiona oscilações subsíncronas;
- usa o mesmo tipo de inversor que o STATCOM;
- pode fazer troca de potência;

Esta geração tem como limitante, ainda, controlar uma variável de cada vez (módulo de tensão, ou ângulo de tensão, ou impedância).

1.3.4 - QUARTA GERAÇÃO

A quarta geração inclui sistemas que combinam sistemas da terceira geração como o STATCOM e o SSSC. Os principais sistemas de quarta geração são:

- Controlador de Fluxo de Potência Unificado –UPFC (Unified Power Flow Controller) - associa um STATCOM e um SSSC;
- Controlador de Fluxo de Potência em Interlines –IPFC (Interline Power Flow Controller) - permite controlar o fluxo de ativos e reativos de uma linha de transmissão dupla (um SSSC em cada linha).

Esta geração permite um controle simultâneo de todas as variáveis (módulo de tensão, ângulo de tensão e impedância) para controlar os fluxos de potência ativa e reativa.

Os sistemas UPFC permitem:

- controle de tensão, impedância e ângulo;
- controle de potência ativa e reativa;
- aumento da potência máxima transmissível;
- troca de reativos;
- compensação de reativos shunt de maneira econômica;
- configurações independentes de compensação série e paralelo.

A Fig. 1.6 apresenta o diagrama esquemático da quarta geração de FACTS.

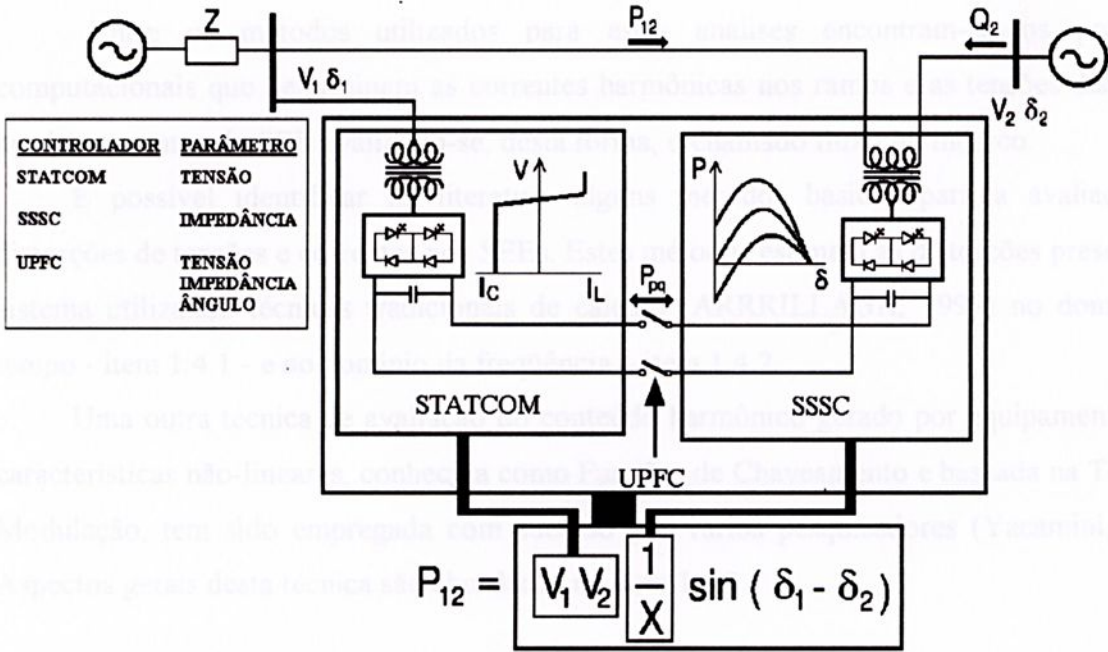


Figura 1.6 – Quarta Geração: Associação de dois equipamentos de Terceira Geração.

1.4 - ANÁLISE DE SISTEMAS DE POTÊNCIA COM FORMAS DE ONDAS DISTORCIDAS

Bollen (2000) menciona que nos sistemas elétricos modernos, devido à sua complexidade, sensibilidade dos equipamentos que fazem parte do sistema elétrico, ou que estão conectados ao mesmo, além da grande quantidade de cargas não-lineares existentes, estes equipamentos estão sujeitos a problemas devidos a distúrbios de tensão. Porém, é fato conhecido que estes mesmos equipamentos são responsáveis por muitos distúrbios presentes nas tensões e nas correntes dos sistemas elétricos.

Alguns dos equipamentos caracterizados como FACTS são equipamentos típicos dos descritos no parágrafo anterior como cargas não-lineares.

Portanto, tornam-se necessárias análises complementares no planejamento e na operação dos SEEs, de maneira a se compreender e minimizar os efeitos causados por estas distorções.

Entre os métodos utilizados para estas análises encontram-se os programas computacionais que determinam as correntes harmônicas nos ramos e as tensões distorcidas nos barramentos do SEE avaliando-se, desta forma, o chamado fluxo harmônico.

É possível identificar na literatura alguns métodos básicos para a avaliação das distorções de tensões e correntes nos SEEs. Estes métodos estimam as distorções presentes no sistema utilizando técnicas tradicionais de cálculo (ARRRILLAGA, 1997) no domínio do tempo - item 1.4.1 - e no domínio da frequência - item 1.4.2.

Uma outra técnica de avaliação do conteúdo harmônico gerado por equipamentos com características não-lineares, conhecida como Funções de Chaveamento e baseada na Teoria de Modulação, tem sido empregada com sucesso por vários pesquisadores (Yacamini, 1986). Aspectos gerais desta técnica são abordados no item 1.4.3.

1.4.1 - SIMULAÇÃO NO DOMÍNIO DO TEMPO

A utilização de equações diferenciais para a representação dinâmica dos componentes dos SEEs recebe a denominação de formulação no domínio do tempo. Utiliza-se integração numérica para resolver o sistema de equações não-lineares resultantes.

Este método tem como vantagem a previsão do comportamento transitório do sistema, sendo os valores das tensões e das correntes determinados ponto a ponto, num dado período. A grande dificuldade deste método de análise de distorção é que o resultado é fortemente dependente do passo escolhido na solução numérica. Desta forma, para uma maior precisão, necessita-se de maior capacidade de memória e maiores esforços computacionais para a obtenção dos resultados.

Os dois métodos mais comumente usados em simulações no domínio do tempo são Variáveis de Estado e Análise Nodal, sendo que o último usa equivalentes de Norton para representar os componentes dinâmicos.

Historicamente, a solução por Variáveis de Estado, muito utilizada em circuitos eletrônicos, inicialmente foi aplicada em sistemas de potência CA-CC. Entretanto, a abordagem nodal é mais eficiente e se tornou popular na simulação transitória eletromagnética do comportamento de sistemas de potência.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS E ESTADO DA ARTE

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo descrevem-se os Fundamentos Matemáticos relacionados com a Teoria da Modulação enfatizando-se o emprego de Funções Moduladoras e de Funções de Chaveamento (YACAMINI, 1986) que servem de base para o desenvolvimento da metodologia utilizada nesta tese.

Após a descrição do desenvolvimento matemático clássico (GYUGYI, 1976) é realizado um levantamento de bibliografia mais recente que utiliza a teoria em questão na modelagem de componentes FACTS empregados nos modernos SEE. Esta teoria é aplicada com o objetivo de se avaliar e quantificar o conteúdo harmônico de equipamentos que operam com base em dispositivos que apresentam o comportamento de chaves eletrônicas.

Um equipamento bastante conhecido, e de princípio de operação razoavelmente simples, é o conversor estático de potência. Por este motivo, o mesmo é utilizado com o objetivo de se explanar o ferramental matemático a ser utilizado.

Considera-se o conversor estático como sendo constituído por dois circuitos: o circuito de potência e o circuito de controle. O circuito de potência consiste basicamente de um número de chaves eletrônicas que realizam conexões, em intervalos de tempo controlados, entre os terminais de entrada e de saída do conversor, isto é, entre a entrada (fonte de energia) e a saída (carga elétrica). A Fig. 2.1 ilustra o exposto para o caso de um inversor.

equivalentes. O conceito de fonte única ainda é amplamente utilizado como o método de se determinar os níveis de tensão harmônica no ponto de acoplamento comum - PAC - e em projeto de filtros.

Testes de campo relacionados com harmônicas nos fornecem leituras de natureza assimétrica. Assimetria sendo a regra e não a exceção justifica a necessidade de modelos harmônicos multifase.

O componente básico de um algoritmo multifase é a linha de transmissão multifase, que pode ser representada precisamente em qualquer frequência por meio de um modelo PI equivalente apropriado incluindo efeitos mútuos, bem como retorno pela terra, efeito skin ou pelicular, etc. Os modelos das linhas de transmissão são então combinados com os modelos dos outros componentes passivos da rede para se obter impedâncias harmônicas equivalentes trifásicas.

Se a interação entre fontes harmônicas separadas geograficamente puder ser ignorada, o modelo de fonte única ainda pode ser utilizado para estimar a distorção produzida por cada fonte harmônica individual.

O princípio da superposição é, então, utilizado para se deduzir a distorção harmônica total através da rede.

Qualquer conhecimento da magnitude e da diferença de fase entre as várias injeções harmônicas pode ser usado em estudos determinísticos ou probabilísticos.

1.4.3 - SIMULAÇÃO COM BASE NAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO

Segundo Alves (2001) a modelagem de equipamentos chaveados com a utilização de Funções de Chaveamento foi introduzida por Gyugyi (1976) e explorada por Wood (1981). Função de Chaveamento ou de Existência - FC é o nome dado à função matemática que define a seqüência de operação das chaves eletrônicas de um equipamento chaveado. A representação de qualquer dispositivo de eletrônica de potência por funções de chaveamento permite a análise de suas correntes e tensões internas e externas.

A multiplicação de uma FC pela função que define a grandeza elétrica de entrada deste equipamento fornece a grandeza elétrica de saída deste equipamento.

As funções de chaveamento usuais assumem valores discretos, sendo normalmente funções descontínuas.



No Capítulo 2 deste trabalho a Teoria de Modulação e Funções de Chaveamento (Yacamini, 1986, p. 301-302) é exposta em detalhe.

Uma análise do conteúdo harmônico de equipamentos cujo funcionamento possa ser expresso por Funções de Chaveamento pode ser realizada simplesmente conhecendo-se o conteúdo harmônico de sua Função de Chaveamento.

Este método permite o cálculo do conteúdo harmônico considerando-se a forma de onda da grandeza elétrica no domínio do tempo sem que haja necessidade de se processar o sistema durante o período transitório.

Possibilita, ainda, uma melhor compreensão do mecanismo de conversão de frequências que ocorre nos equipamentos do tipo mencionado. Este fator é de suma importância durante o processo de planejamento e projeto de SEE.

Pelo exposto, este método pode ser utilizado para o cálculo de harmônicas geradas por equipamentos do tipo FACTS mencionados no item 1.3.

1.5 - OBJETIVO E ESTRUTURA DESTA TESE

Os SVCs estão entre os equipamentos FACTS disponíveis mais utilizados atualmente. Estes equipamentos são compostos por Reatores Controlados a Tiristores em paralelo com Capacitores que podem ser fixos ou Chaveados por Tiristores.

A utilização deste tipo de equipamento tem aumentado consideravelmente nas últimas décadas devido à sua eficiência, altos níveis de tensão e potência e sistema de controle extremamente rápido e preciso, além de boa relação custo/benefício.

Estes equipamentos são utilizados visando solucionar ou pelo menos atenuar os seguintes problemas (MATHUR, 1984):

- a) Melhorar a regulação de tensão;
- b) Melhorar a estabilidade dinâmica;
- c) Melhorar a estabilidade em regime permanente;
- d) Possibilitar a redução de sobretensões;
- e) Reduzir oscilações esporádicas ("flicker") na tensão;
- f) Amortecer oscilações sub-síncronas;
- g) Reduzir desequilíbrios de corrente e de tensão.



O cálculo do conteúdo harmônico nas correntes elétricas devido à operação dos RCTs é de suma importância devido aos níveis de potência que estão sendo manipulados.

O emprego da Teoria de Funções de Chaveamento na determinação da forma de onda da corrente presente nos RCTs não tem sido relatado na bibliografia disponível. Este fato por si só já justifica a sua investigação. Por outro lado, a obtenção das correntes harmônicas utilizando Funções de Chaveamento é realizado calculando-se as tensões nos RCTs e, a seguir, procedendo-se à sua integração, o que torna o processo complicado, demorado e ineficiente.

Esta Tese tem por objetivo propor e apresentar uma metodologia alternativa baseada na Teoria de Modulação, empregando Funções de Chaveamento e Funções Auxiliares, definidas no Capítulo 3, que possibilitem o cálculo direto das harmônicas geradas por RCTs. A metodologia proposta visa também possibilitar a avaliação do conteúdo harmônico gerado devido à alimentação desequilibrada e imprecisões do sistema de controle do RCT, fornecendo uma contribuição importante no estudo e compreensão do mecanismo de geração harmônica por equipamentos deste tipo. A metodologia proposta tem como consequência a possibilidade real de vir a contribuir com análises semelhantes em vários outros equipamentos FACTS.

A presente Tese possui a seguinte estrutura:

- Capítulo 1 - Análise geral do problema a ser investigado e das técnicas computacionais disponíveis;
- Capítulo 2 - Apresentação da Teoria de Modulação, Funções de Chaveamento e descrição do Estado da Arte;
- Capítulo 3 - Apresentação da Metodologia proposta e seu desenvolvimento matemático;
- Capítulo 4 - Apresentação de resultados obtidos com a implementação da metodologia proposta na Linguagem MatLab - Casos particulares;
- Capítulo 5 - Apresentação de resultados obtidos com a implementação da metodologia proposta na Linguagem MatLab - Casos gerais;
- Capítulo 6 - Conclusões gerais e Trabalhos Futuros;
- Anexo A - Listagem de programa computacional.

CAPÍTULO 2

FUNDAMENTOS MATEMÁTICOS E ESTADO DA ARTE

2.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo descrevem-se os Fundamentos Matemáticos relacionados com a Teoria da Modulação enfatizando-se o emprego de Funções Moduladoras e de Funções de Chaveamento (YACAMINI, 1986) que servem de base para o desenvolvimento da metodologia utilizada nesta tese.

Após a descrição do desenvolvimento matemático clássico (GYUGYI, 1976) é realizado um levantamento de bibliografia mais recente que utiliza a teoria em questão na modelagem de componentes FACTS empregados nos modernos SEE. Esta teoria é aplicada com o objetivo de se avaliar e quantificar o conteúdo harmônico de equipamentos que operam com base em dispositivos que apresentam o comportamento de chaves eletrônicas.

Um equipamento bastante conhecido, e de princípio de operação razoavelmente simples, é o conversor estático de potência. Por este motivo, o mesmo é utilizado com o objetivo de se explanar o ferramental matemático a ser utilizado.

Considera-se o conversor estático como sendo constituído por dois circuitos: o circuito de potência e o circuito de controle. O circuito de potência consiste basicamente de um número de chaves eletrônicas que realizam conexões, em intervalos de tempo controlados, entre os terminais de entrada e de saída do conversor, isto é, entre a entrada (fonte de energia) e a saída (carga elétrica). A Fig. 2.1 ilustra o exposto para o caso de um inversor.

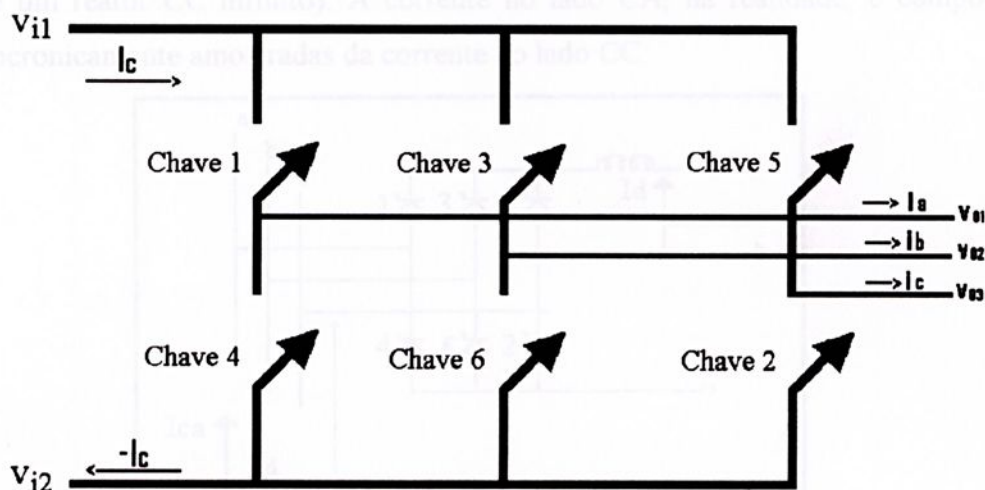


Figura 2.1 – Esquema de um conversor como um conjunto de chaves.

O circuito de controle é responsável pela determinação dos instantes de início dos intervalos de condução das chaves eletrônicas bem como das durações destes intervalos, ou seja, o circuito ou sistema de controle define o processo de construção da forma de onda da grandeza elétrica de saída com base nas grandezas elétricas de entrada. Em outras palavras, o circuito de controle define a forma de onda de saída de um conversor estático com uma frequência e uma amplitude pré-definidas.

2.2 – TEORIA DE MODULAÇÃO

Livros textos de telecomunicações (FRASER, 1967) esclarecem que pontes, como a ponte trifásica, têm sido usadas como moduladores. A matemática própria da Teoria de Modulação (LATHI, 1983) pode então ser aplicada a tais conversores.

A ponte conversora trifásica pode ser representada como mostrado na Fig. 2.2, onde também estão ilustradas a corrente contínua (I_d) e a corrente alternada (I_{ca}).

Considera-se que a ponte conversora está sendo alimentada pelo lado CC, ou seja, o fluxo de energia é do lado CC para o lado CA. Em outras palavras, a ponte conversora está operando como inversora.

A ponte opera sincronicamente com o sistema CA de acordo com a ordem de ignição de seus tiristores. Nesta situação, a ponte produz uma corrente no lado CA cuja forma de onda contém harmônicas de ordem $6k \pm 1$ ($k=1, 2, 3, \dots$), sendo que a corrente no lado CC é lisa

(assume-se um reator CC infinito). A corrente no lado CA, na realidade, é composta por porções sincronicamente amostradas da corrente no lado CC.

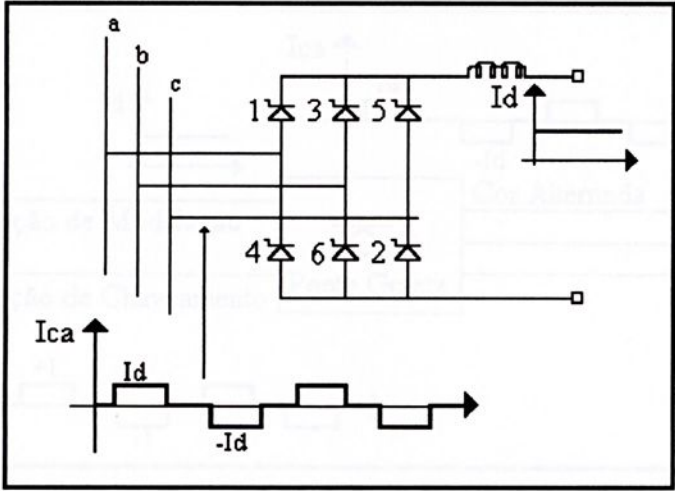


Figura 2.2 – Ponte conversora trifásica.

O circuito pode ser redesenhado em uma forma menos convencional como mostrado na Fig 2.3. Com base nesta representação pode-se compreender a ponte como possuindo duas entradas e uma saída.

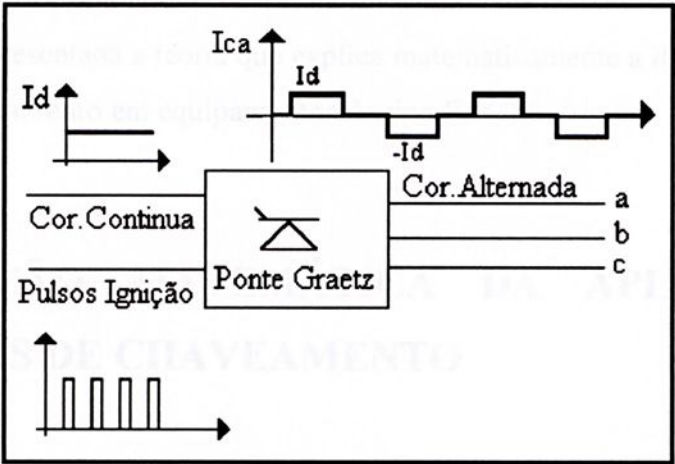


Figura 2.3 – Ponte conversora operando como inversora

As entradas são constituídas pela corrente contínua e pelos pulsos de ignição que definem os instantes em que os tiristores entram em operação. Estas duas entradas definem a forma de onda da corrente CA de saída.

A Fig 2.3 pode ser redesenhada, como um engenheiro de telecomunicações entenderia, como sendo uma combinação de uma Função de Chaveamento de amplitude

unitária positiva ou negativa e uma Função de Modulação, que neste caso é a corrente CC. A Fig. 2.4 ilustra estes conceitos.

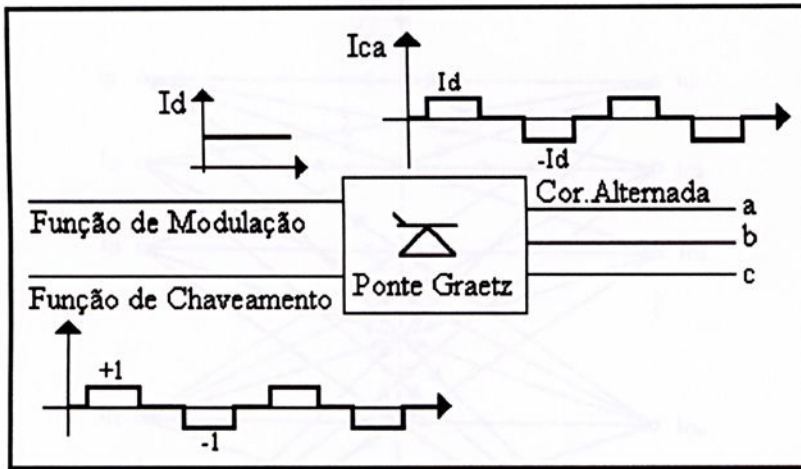


Figura 2.4 – Ponte conversora do ponto de vista de Engenharia de Telecomunicações.

Naturalmente, neste caso, o conteúdo harmônico da corrente CA é o mesmo conteúdo harmônico da Função de Chaveamento. As amplitudes nos dois casos estão relacionadas pela intensidade da corrente CC. No caso da Função de Modulação apresentar alguma distorção, o conteúdo harmônico da corrente CA deve considerar este fato.

A seguir é apresentada a teoria que explica matematicamente a definição e a aplicação de Funções de Chaveamento em equipamentos do tipo FACTS.

2.3 - DESCRIÇÃO MATEMÁTICA DA APLICAÇÃO DE FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO

Como já citado, a descrição matemática da forma de onda da grandeza elétrica de saída apresentada a seguir têm como base Gyugyi e Pelly (1976).

Considere-se o caso geral de um conversor estático com n entradas com frequência f_i e m saídas com frequência f_o , empregando circuitos com $m.n$ -pulsos, como mostrado na Fig. 2.5.

Cada saída está associada a uma das entradas por uma função que recebe o nome de Função Existência ou Função de Chaveamento.

Para ser fiel ao texto citado, estas funções são representadas por $h_{pq}(t)$ ou simplesmente h_{pq} ($p=1, 2, \dots, m$; $q=1, 2, \dots, n$).

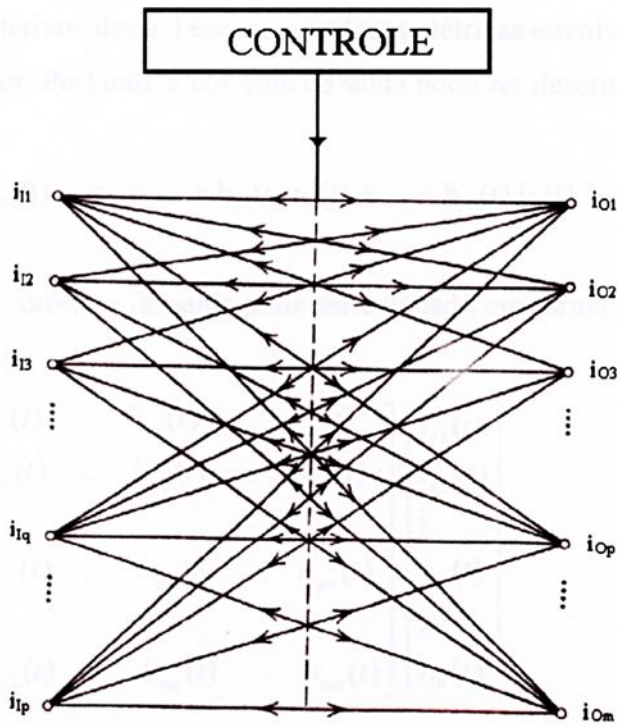


Figura 2.5 – Representação simbólica de um conversor de n para m fases.

Para o conversor considerado estas funções descrevem matematicamente as operações das chaves de potência conectando os terminais de entrada **q** aos terminais de saída **p**, e representam trens de pulsos retangulares com amplitudes unitárias, ou seja:

$$\begin{aligned}
 h_{p1}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} [u(t_{kn}) - u(t_{kn+1})]; \\
 h_{p2}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} [u(t_{kn+1}) - u(t_{kn+2})]; \\
 &\vdots \\
 h_{pq}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} [u(t_{kn+q-1}) - u(t_{kn+q})]; \\
 &\vdots \\
 h_{pn}(t) &= \sum_{k=0}^{\infty} [u(t_{kn+n-1}) - u(t_{kn+n})].
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Sendo que $u(t_i)$ representa a função degrau unitário com início em $t = t_i$, ou seja:

$$u(t_i) = \begin{cases} 0 & \text{para } t < t_i \\ 1 & \text{para } t \geq t_i \end{cases} \tag{2.2}$$

Visando os objetivos desta Tese, as grandezas elétricas envolvidas são as correntes nos dois lados do conversor. Portanto, a corrente de saída pode ser descrita por:

$$i_{op}(t) = h_{p1}(t).i_{l1}(t) + h_{p2}(t).i_{l2}(t) + \dots + h_{pq}(t).i_{lq}(t) + \dots + h_{pn}(t).i_{ln}(t) \quad (2.3)$$

O conjunto de correntes de saída pode ser colocado em forma matricial, fornecendo:

$$\begin{bmatrix} i_{o1}(t) \\ i_{o2}(t) \\ \vdots \\ i_{op}(t) \\ \vdots \\ i_{om}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1q}(t) & \dots & h_{1n}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2q}(t) & \dots & h_{2n}(t) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ h_{p1}(t) & h_{p2}(t) & \dots & h_{pq}(t) & \dots & h_{pn}(t) \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ h_{m1}(t) & h_{m2}(t) & \dots & h_{mq}(t) & \dots & h_{mn}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{l1}(t) \\ i_{l2}(t) \\ \vdots \\ i_{lq}(t) \\ \vdots \\ i_{ln}(t) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

ou ainda, $[i_o(t)] = [H(t)][i_l(t)] \quad (2.5)$

A Matriz $[H]$ ($\dim[H] = m \times n$, isto é, $[H]$ possui **m** linhas e **n** colunas), cujos elementos são Funções Existência, é denominada de Matriz Existência. Ela define a relação entre as formas de onda da entrada e as da saída e, portanto, especifica a operação das chaves de potência no conversor estático. Considerando as correntes de entrada como sendo desequilibradas quanto às amplitudes e às fases, tem-se:

$$[i_l(t)] = \begin{bmatrix} i_{l1}(t) \\ i_{l2}(t) \\ \vdots \\ i_{lq}(t) \\ \vdots \\ i_{lm}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{l1} \sin(\omega_l t + \phi_{l1}) \\ I_{l2} \sin\left(\omega_l t - \frac{2\pi}{m} + \phi_{l2}\right) \\ \vdots \\ I_{lq} \sin\left(\omega_l t - (q-1)\frac{2\pi}{m} + \phi_{lq}\right) \\ \vdots \\ I_{lm} \sin\left(\omega_l t - (m-1)\frac{2\pi}{m} + \phi_{lm}\right) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Sendo que I_{lq} ($q = 1, 2, \dots, n$) é a amplitude e ϕ_{lq} é a fase da q-ésima onda de corrente de entrada, segue-se que com uma dada fonte de entrada (isto é, dado I_l , ω_l , e **n**), as formas de onda das correntes de saída são completamente determinadas pela equação (2.4).

A Fig. 2.6 fornece a representação simbólica de um conversor trifásico operando como inversor por Funções de Chaveamento como as descritas pela equação 2.4.

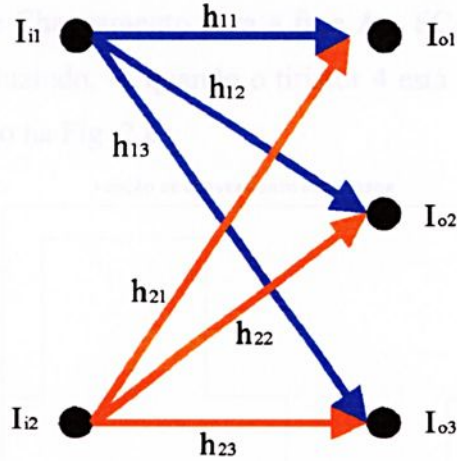


Figura 2.6 – Representação simbólica de um conversor trifásico por Funções de Chaveamento.

2.4 - APLICAÇÃO DA TEORIA DE MODULAÇÃO AO CONVERSOR ESTÁTICO

Descreve-se, a seguir, a aplicação da teoria de Funções de Chaveamento ao conversor estático com o objetivo de ressaltar aspectos práticos desta teoria (PILOTTO, 1994). Utiliza-se o conversor estático como exemplo pois existe uma quantidade razoável de trabalhos publicados sobre a aplicação da teoria de Funções de Chaveamento para o cálculo de harmônicas geradas por estes equipamentos.

A Fig. 2.7 ilustra o diagrama de um conversor estático trifásico de seis pulsos do tipo utilizado em sistemas em Corrente Contínua em Alta Tensão – HVDC (High Voltage Direct Current).

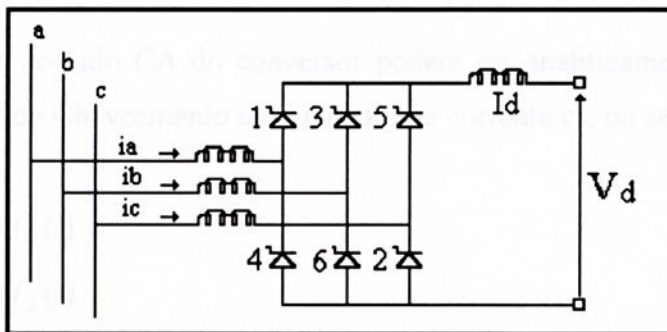


Figura 2.7 - A Ponte Trifásica de Seis Pulsos.

As formas de onda da tensão no lado CC e das correntes no lado CA da ponte conversora podem ser obtidas através do uso de Funções de Chaveamento ditas convencionais. A Função de Chaveamento para a fase A - FC_A - tem uma amplitude de +1 quando o tiristor 1 está conduzindo, -1 quando o tiristor 4 está conduzindo e zero nos outros instantes, como pode ser visto na Fig. 2.8.

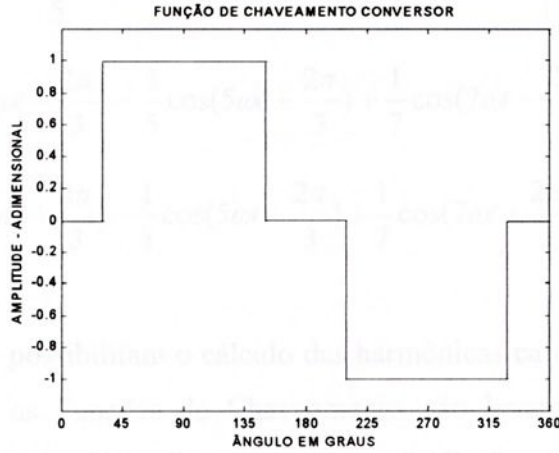


Figura 2.8 - Função de Chaveamento para a fase A de uma ponte conversora.

A Função de Chaveamento para a fase A é dada pela série de Fourier:

$$FC_A(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \dots \right] \quad (2.7)$$

As Funções de Chaveamento para as fases B e C são similares à anterior, estando defasadas 120° e 240° de $FC_A(t)$, respectivamente.

Segundo a teoria das Funções de Chaveamento a tensão no lado cc é dada por:

$$v_{cc}(t) = FC_A(t) \cdot v_A(t) + FC_B(t) \cdot v_B(t) + FC_C(t) \cdot v_C(t) \quad (2.8)$$

Já as correntes no lado CA do conversor podem ser analiticamente descritas como o resultado de Funções de Chaveamento moduladas pela corrente cc, ou seja:

$$\begin{aligned} i_A(t) &= FC_A(t) \cdot I_d(t) \\ i_B(t) &= FC_B(t) \cdot I_d(t) \\ i_C(t) &= FC_C(t) \cdot I_d(t) \end{aligned} \quad (2.9)$$

Utilizando a expressão da FC em termos de seu conteúdo harmônico pode-se representar o conjunto trifásico completo das correntes geradas por um conversor de seis pulsos pelas seguintes expansões em série de Fourier:

$$\begin{aligned} i_A(t) &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d(t) \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \dots \right] \\ i_B(t) &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d(t) \left[\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \\ i_C(t) &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d(t) \left[\cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{5} \cos\left(5\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{7} \cos\left(7\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) - \dots \right] \end{aligned} \quad (2.10)$$

Estas expressões possibilitam o cálculo das harmônicas características geradas por um conversor, no entanto, as Funções de Chaveamento não levam em conta os efeitos da comutação entre os tiristores. Além disso, apresentam oscilações que ocorrem nos momentos de mudança de estado que são conhecidas como Fenômeno de Gibbs.

Pilloto (1994) apresenta uma sugestão para se considerar tanto os efeitos da comutação quanto a atenuação das oscilações mencionadas.

Esta proposta para as Funções de Chaveamento é denominada de Funções de Chaveamento Generalizadas e apresentada na Fig. 2.9. Nesta proposta o efeito da comutação é considerado apresentando uma variação linear.

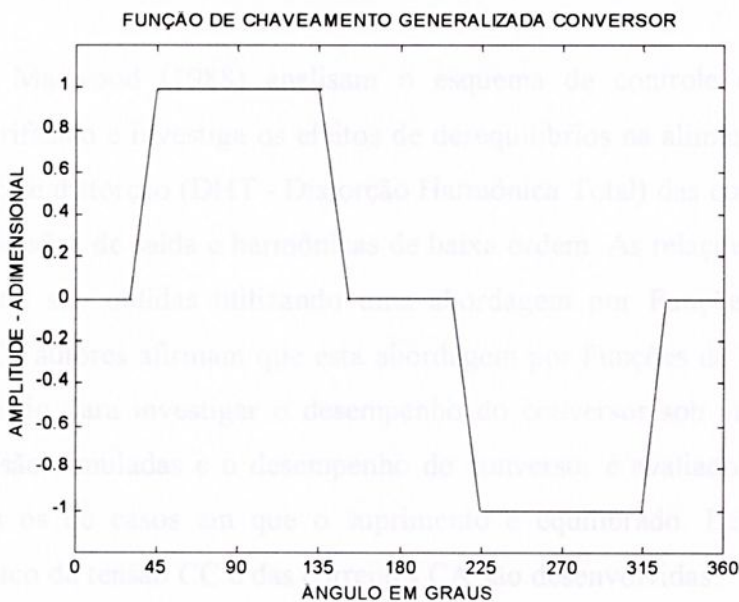


Figura 2.9 - Função de Chaveamento Generalizada para a fase A de uma ponte conversora.

2.5 - FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO - ESTADO DA ARTE

Neste item será apresentado o Estado da Arte com relação à utilização de Funções de Chaveamento aplicadas para a obtenção das formas de ondas de alguns equipamentos tipo FACTS.

A apresentação é realizada restringindo-se os comentários ao assunto de interesse.

Yacamini (1986) conclui que a ponte conversora age como um modulador do tipo que é usado há muito tempo pelos engenheiros de telecomunicações. Propõe o uso da Teoria de Modulação convencional para descrever a operação do conversor alimentado com distorção proveniente do lado CC. A ponte conversora é apresentada como possuindo duas entradas que são a corrente cc e os instantes de ignição dos tiristores da ponte. As correntes no lado CA seria a saída. Considera, ainda, a presença de oscilações - "ripple" - superpostas à corrente contínua. A Função de Chaveamento utilizada é do tipo convencional com valor +1 para chave fechada na parte superior da ponte, 0 para chave aberta e -1 para chave fechada na parte inferior da ponte. A Função de Modulação $i(t)$ é expressa como um valor contínuo superposto por componentes senoidais. Pela Teoria de Modulação, a saída da ponte, que no caso é a corrente CA, pode ser encontrada multiplicando-se a Função de Chaveamento pela Função de Modulação. Como resultado desse produto o autor conclui que a ponte conversora gera harmônicas, além das características, com frequências acima e abaixo das frequências presentes no "ripple" do lado CC.

Rashid e Maswood (1988) analisam o esquema de controle do ângulo em um conversor ca-cc trifásico e investiga os efeitos de desequilíbrios na alimentação sobre o fator de potência, fator de distorção (DHT - Distorção Harmônica Total) das correntes de entrada e saída, DHT das tensões de saída e harmônicas de baixa ordem. As relações entre as correntes de entrada e saída são obtidas utilizando uma abordagem por Funções de Transferência (chaveamento). Os autores afirmam que esta abordagem por Funções de Chaveamento é um método generalizado para investigar o desempenho do conversor sob várias condições. As relações obtidas são simuladas e o desempenho do conversor é avaliado. Os resultados são comparados com os de casos em que o suprimento é equilibrado. Leis de formação do conteúdo harmônico da tensão CC e das correntes CA são desenvolvidas.

Hu e Yacamini (1991) afirmam que os métodos de cálculo de harmônicas em sistemas HVDC utilizando técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência não possibilitam a compreensão do mecanismo envolvido no processo de conversão harmônica. Afirmam ainda que a Teoria de Modulação aplicada a conversores é uma técnica útil para se analisar harmônicas não características em conversores. A teoria de modulação de conversores é apresentada e utilizada para calcular as harmônicas não teóricas em sistemas HVDC sob condição de suprimento CA desequilibrado. Os efeitos de sobreposição durante a comutação e a impedância de comutação nos cálculos de harmônicas foram considerados. Apresentam Funções de Chaveamento para um conversor de 12 pulsos com controle de pulsos igualmente espaçados do tipo utilizado em sistemas HVDC, realçando as diferenças existentes entre as Funções de chaveamento para tensão e para correntes quando se considera a comutação.

Hu e Yacamini (1992) autores lembram que os conversores de potência são geradores de harmônicas tanto no lado CA quanto no lado CC. Afirmam que eles também transferem harmônicas existentes em um lado para o outro lado com uma mudança de frequência associada, ou seja, agem como conversores de frequência. Os autores estabelecem técnicas de análise que podem ser usadas para calcular estas harmônicas transferidas utilizando a Teoria de Modulação por Amplitude. Consideram o período de comutação na definição das funções de chaveamento, sendo que a função de chaveamento da tensão assume o valor $1/2$ e a da corrente assume uma variação linear neste período. Consideram, ainda, as fontes de tensão de alimentação CA como sendo desequilibradas e distorcidas e a corrente no lado CC como sendo distorcida. Estudam o mecanismo de conversão de frequências que ocorre na ponte conversora de 6 pulsos entre o lado CA e o CC. Analisam o mecanismo de conversão de frequências que ocorre entre 2 sistemas CA com frequências iguais ou diferentes, interligados por um sistema HVDC.

Hu e Yacamini (1993) definem interharmônicas como sendo harmônicas que são produzidas nos sistemas CA e cujas frequências são diferentes das consideradas como características, e que surgem quando um sistema HVDC conecta sistemas CA com frequências diferentes. Examinam estas interharmônicas e mostram que, para sistemas HVDC com baixa reatância do lado CC, um outro conjunto de interharmônicas existirá apenas no lado CC e que são uma função da impedância do conversor vista do lado CC. Concluem que esta impedância varia com o tempo e pela que, teoria da modulação, produz frequências harmônicas no lado CC sendo que algumas delas podem ser de baixa frequência. Também

concluem que as amplitudes das harmônicas características e das interharmônicas são afetadas por este efeito. Os resultados obtidos utilizando a teoria da modulação são comparados com resultados obtidos de uma simulação computacional no domínio do tempo.

Hu e Morrison (1997) descrevem um meio de se calcular a distorção harmônica devido à operação de conversores HVDC sob alimentação não ideal. As funções de chaveamento de um sistema conversor são obtidas incluindo os efeitos de uma alimentação desequilibrada e impedâncias do lado ca desequilibradas. Os autores descrevem como as funções de chaveamento podem ser usadas no cálculo de correntes harmônicas e interharmônicas em sistemas HVDC e similares. Os autores concluem que a Teoria da Modulação é uma ferramenta poderosa para o cálculo de correntes harmônicas e interharmônicas em sistemas HVDC e acionadores de frequência variável. Declaram que o método é simples de se usar, rápido e que permite a compreensão de como as harmônicas são geradas. No entanto, alertam para o fato de que o uso de funções de chaveamento simples, que não consideram os períodos de comutação, pode levar a resultados imprecisos. Outro problema comentado diz respeito ao fato de que as funções de chaveamento são iguais para todas as fases com diferença apenas quanto ao defasamento angular de 120° e 240° , e que os efeitos de comutação são considerados idênticos nas três fases. Realçam que estas considerações só são válidas se o conversor estiver operando sob condições equilibradas. Para condições desequilibradas o uso destas funções de chaveamento simplificadas resultariam em erros inaceitáveis. Funções de chaveamento mais completas, que incluem os efeitos de sobreposição desigual para cada fase são propostas e utilizadas para se estudar a operação desequilibrada de um sistema HVDC.

Alves (1998) apresentam a modelagem não-linear analítica de Reatores Controlados a Tiristores baseando-se no uso de funções de chaveamento. O modelo, totalmente analítico, permite a análise do comportamento estático e dinâmico destes compensadores incluindo-se todos os chaveamentos e não-linearidades de uma forma altamente precisa. A partir deste modelo obtiveram um modelo linearizado, válido tanto no domínio do tempo quanto no da frequência. Eles propõem a discussão da aplicação de funções de chaveamento generalizadas à modelagem de reatores controlados a tiristores. As funções de chaveamento generalizadas consideram uma variação linear e não discreta para descrever a entrada em operação de uma chave, ou seja, seu valor não salta de 0 para 1 instantaneamente. Destacam que a vantagem desta abordagem consiste em evitar o fenômeno de Gibbs caracterizado pela ocorrência de ondulações nos arredores das descontinuidades da função de chaveamento. As correntes

seriam obtidas utilizando-se a equação que relaciona tensão e corrente em um indutor, que é uma equação diferencial. Portanto, haveria a necessidade de se realizar um processo de integração desta equação diferencial para se obter a forma de onda da corrente no Reator Controlado a Tiristores.

Rico e Acha (1998) apresentam um modelo baseado nas séries de Walsh para avaliar a operação em regime permanente de Reatores Controlados a Tiristores trifásicos. O modelo representa o RCT como uma matriz admitância que pode ser combinada facilmente com outros componentes da rede elétrica. Os autores afirmam que as funções de chaveamento que caracterizam a operação de RCTs são melhor representadas por séries de Walsh do que por séries de Fourier. O aspecto de gerador de correntes harmônicas próprio de RCTs é realçado como sendo um ponto negativo destes equipamentos. Afirmam que este problema por si só justifica pesquisas que procurem desenvolver modelos que possibilitem uma melhor compreensão deste processo, encontrando estruturas de referência mais eficientes e concebendo algoritmos numéricos com melhores características de convergência. Realça o fato de que as funções de chaveamento são aplicadas sobre as tensões de alimentação, resultando nas tensões presentes nos reatores dos RCTs, e que as correntes nestes reatores só podem ser encontradas integrando-se estas tensões.

Pilotto (2000) introduzem a idéia de Funções de Chaveamento Generalizadas. O uso destas funções para analisar pontes conversoras utilizadas em transmissão HVDC e dispositivos FACTS é apresentado. Os autores mencionam que estas funções podem ser usadas para representar qualquer tipo de conversor e, portanto, removem a restrição de negligenciar os efeitos da comutação quando se usa representação por função de chaveamento. Também foi mencionado que esta formulação não apresenta os efeitos de Gibbs e, portanto, podem ser eficientemente utilizadas para simular conversores no domínio do tempo.

Carbone (2001) apresentam e discutem uma nova abordagem para modelar sistemas de conversão de potência. Esta abordagem é baseada na teoria de função de modulação e utiliza o conceito de Análise Harmônica Iterativa, considerando as vantagens de um procedimento em dois passos nos quais dois diferentes modelos são utilizados obtendo, assim, uma melhor precisão da modelagem com respeito à abordagem por funções de modulação clássicas. O método apresentou uma redução da carga computacional com relação aos modelos no

domínio do tempo. Os autores declaram que a principal conclusão do artigo é que a teoria de funções de modulação pode ser utilizada na presença de fortes interações entre os conversores e os sistemas externos.

Alves (2001) apresentam o desenvolvimento de um modelo não linear analítico no espaço de estado para o Reator Controlado a Tiristores. Em adição, um modelo linear também foi desenvolvido. A base para o modelo proposto é o conceito de função de chaveamento. Usando esta técnica é possível obter uma análise detalhada de equipamentos de eletrônica de potência, especialmente para pontes conversoras HVDC e RCTs. A abordagem utilizada baseia-se em funções de chaveamento generalizadas. Os autores esclarecem que a idéia de funções de chaveamento generalizadas é uma simples extensão natural da teoria desenvolvida para as funções de chaveamento convencionais. Definem que ela incorpora analiticamente as particularidades de cada tipo de conversor, possibilitando uma precisa avaliação do equipamento tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência.

Pelo descrito acima, constata-se que nenhum artigo contempla a possibilidade de se calcular as correntes harmônicas geradas por Reatores Controlados a Tiristores, utilizando-se a Teoria de Modulação, de uma forma direta, isto é, sem a necessidade de se resolver equações diferenciais. Também fica claro a impossibilidade pelas metodologias existentes de poder considerar os eventuais erros do sistema de controle. A metodologia proposta neste trabalho visa preencher estas lacunas, ou seja, desenvolver uma ferramenta utilizando-se a Teoria de Modulação que permita o cálculo direto dos coeficientes de Fourier das correntes geradas por Reatores Controlados a Tiristores em situações de desequilíbrio do sistema de alimentação e considerando-se erros na ignição dos tiristores em antiparalelo devido ao sistema de controle.

CAPÍTULO 3

MODELAGEM DE RCT POR FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO MODIFICADAS

3.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste Capítulo são deduzidas as equações para o cálculo do conteúdo harmônico da corrente de um RCT, considerando-se desequilíbrios na tensão de alimentação, tanto na amplitude quanto na fase, e possíveis erros nos ângulos de ignição dos tiristores.

Tradicionalmente, aplicam-se Funções de Chaveamento às tensões de alimentação dos RCTs, obtendo-se as tensões nos seus reatores com a forma de onda ilustrada pela Fig. 3.1, onde se considerou ângulos de ignição diferentes para os tiristores em antiparalelo.

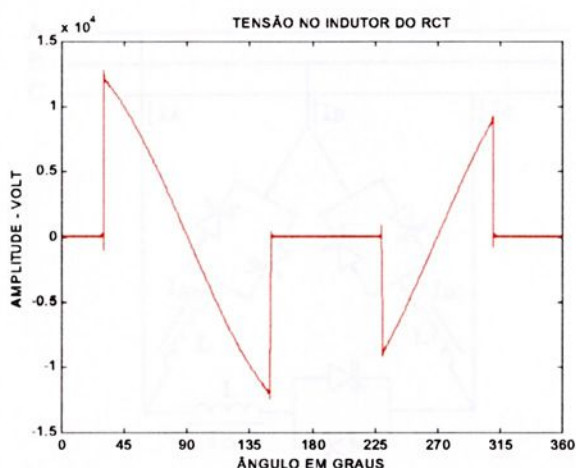


Figura 3.1 - Forma de onda da tensão no reator da fase AB de um RCT.

Para se obter as correntes harmônicas geradas pelo RCT é necessário, então, integrar as equações destas tensões até que o regime permanente seja atingido.

A proposta deste trabalho consiste na aplicação de Funções de Chaveamento diretamente sobre a forma de onda da corrente presente no reator caso não existisse tiristores em série com o mesmo, ou caso seu ângulo de ignição fosse de zero grau. Esta forma de onda é obtida derivando-se a forma de onda da tensão aplicada.

Como a tensão de alimentação, sem se considerar eventuais distorções, possui a forma de uma senóide, sua derivada, que vem a ser a forma de onda da corrente associada, também é uma senóide deslocada de 90 graus.

No caso do RCT, a aplicação de Funções de Chaveamento clássicas sobre a forma de onda da corrente não fornece a forma de onda da corrente real, como será mostrado neste Capítulo utilizando-se gráficos apropriados.

Para se encontrar as formas de onda das correntes reais são utilizadas outras duas formas de onda denominadas de Funções Auxiliares.

Todas as formas de onda utilizadas e as obtidas são apresentadas graficamente e através de seu equacionamento matemático utilizando-se a Teoria das Séries de Fourier.

Todo o processo é apresentado inicialmente utilizando-se gráficos com o objetivo de se ter uma visão geral do método proposto.

3.2 - TENSÕES E CORRENTES PRESENTES NO RCT

A Fig. 3.2 ilustra as correntes de Fase e de Linha presentes no RCT trifásico conectado em triângulo.

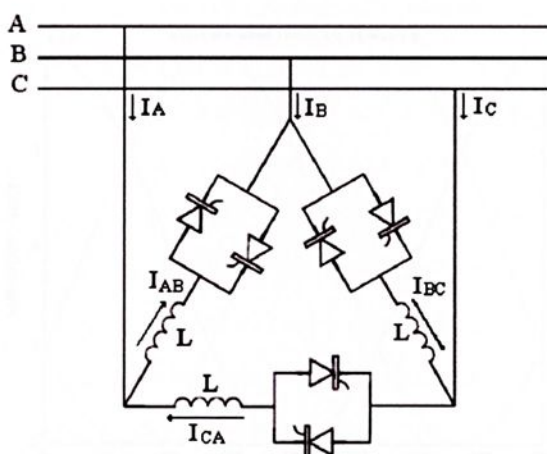


Figura 3.2 - Reator Trifásico Controlado a Tiristores.

Matematicamente as tensões desequilibradas aplicadas no RCT são fornecidas por:

$$v_{AB} = V_{AB} \cdot \cos(\omega t - \beta_{AB}) \quad (3.1)$$

$$v_{BC} = V_{BC} \cdot \cos(\omega t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.2)$$

$$v_{CA} = V_{CA} \cdot \cos(\omega t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.3)$$

Lembrando que a relação entre tensão e corrente em um indutor é dada pela expressão

$$v = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.4)$$

$$\text{ou, ainda} \quad i = \frac{1}{L} \int v \cdot dt \quad (3.5)$$

pode-se escrever as expressões para as correntes nos ramos do RCT:

$$i_{AB} = I_{AB} \cdot \sin(\omega t - \beta_{AB}) \quad (3.6)$$

$$i_{BC} = I_{BC} \cdot \sin(\omega t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}) \quad (3.7)$$

$$i_{CA} = I_{CA} \cdot \sin(\omega t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.8)$$

As Figs. 3.3 e 3.4 mostram, respectivamente, as formas de onda do sistema simétrico de tensões aplicadas no RCT e das correntes geradas com ângulo de ignição zero.

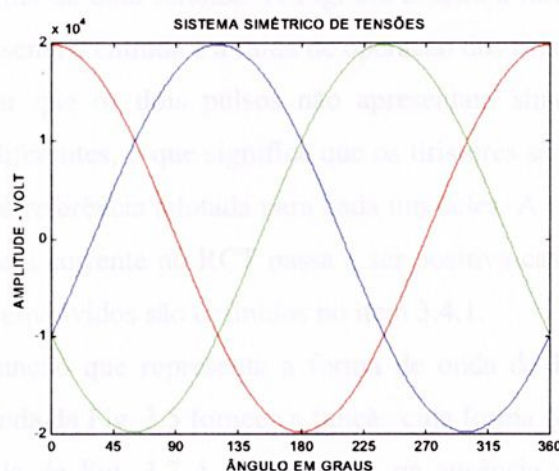


Figura 3.3 - Sistema simétrico de tensões.

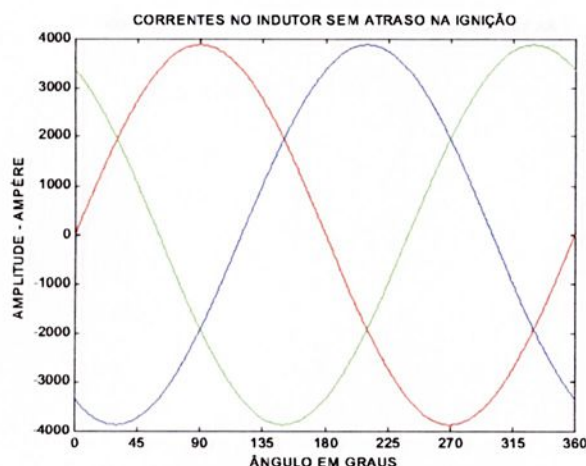


Figura 3.4 - Correntes no RCT com ângulo de ignição zero.

3.3 - DESCRIÇÃO DA METODOLOGIA PROPOSTA

A seguir é apresentada a metodologia utilizada para se atingir o objetivo já definido, qual seja, o cálculo direto dos coeficientes de Fourier da forma de onda da corrente presente nas fases do compensador estático e nas linhas que alimentam tal compensador. Para tanto utiliza-se uma série de formas de onda cujos coeficientes de Fourier são calculados e, a seguir, associados para se encontrar os coeficientes procurados.

A Fig. 3.5 mostra a forma de onda da corrente na fase AB do RCT, considerando ângulos de ignição nulos para os tiristores, e obtida da forma de onda da tensão aplicada no referido ramo. Considerou-se que a tensão possui uma expressão co-senoidal e, portanto, a corrente apresenta a forma de uma senóide. A Fig. 3.6 mostra a forma de onda da função de chaveamento, que representa a entrada e a saída de operação dos tiristores do RCT.

Pode-se observar que os dois pulsos não apresentam simetria, isto é, apresentam períodos de condução diferentes, o que significa que os tiristores são disparados em instantes diferentes com relação à referência adotada para cada um deles. A referência é tomada como sendo o instante em que a corrente no RCT passa a ser positiva caso não houvesse tiristores no circuito. Os ângulos envolvidos são definidos no item 3.4.1.

O produto da função que representa a forma de onda da Fig. 3.6 pela função que representa a forma de onda da Fig. 3.5 fornece a função cuja forma de onda é a da Fig. 3.7.

A forma de onda da Fig. 3.7 é denominada, na ausência de um termo melhor, de “corrente parcial” na fase AB do RCT.

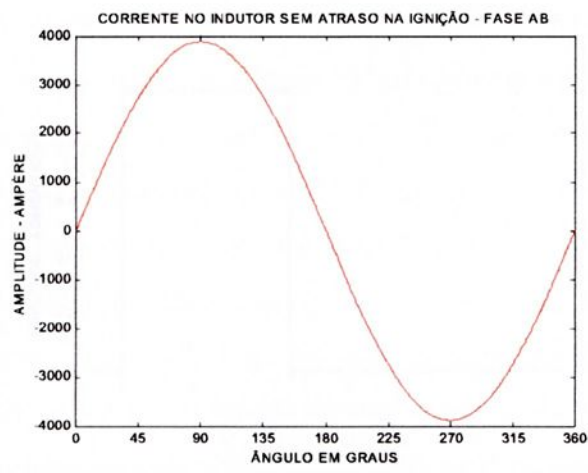


Figura 3.5 - Forma de onda da corrente na fase AB do RCT com ângulo de ignição zero.

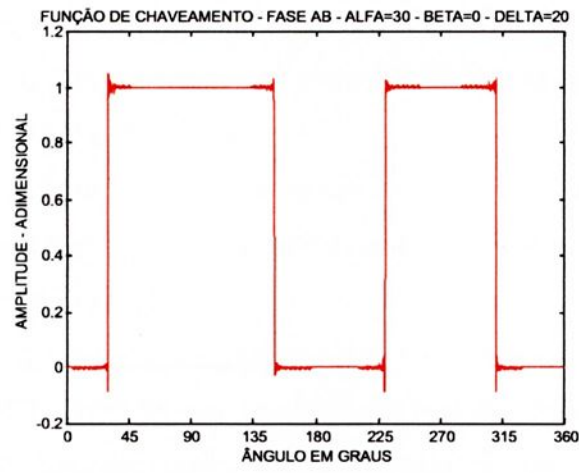


Figura 3.6 - Função de Chaveamento.

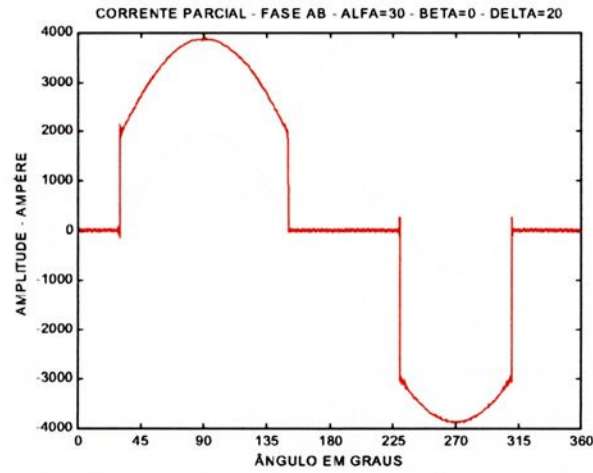


Figura 3.7 – Forma de onda denominada de “Corrente Parcial”.

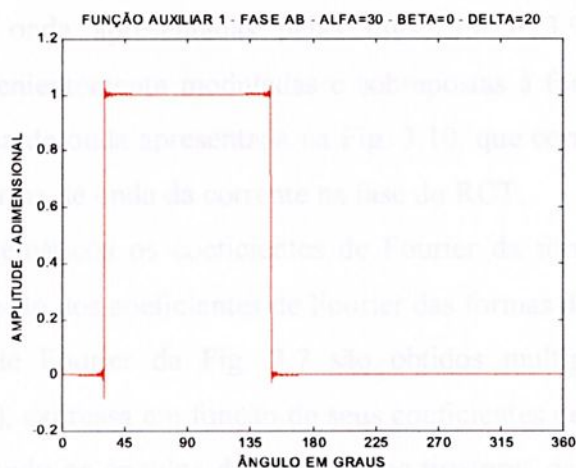


Figura 3.8 - Função Auxiliar 1.

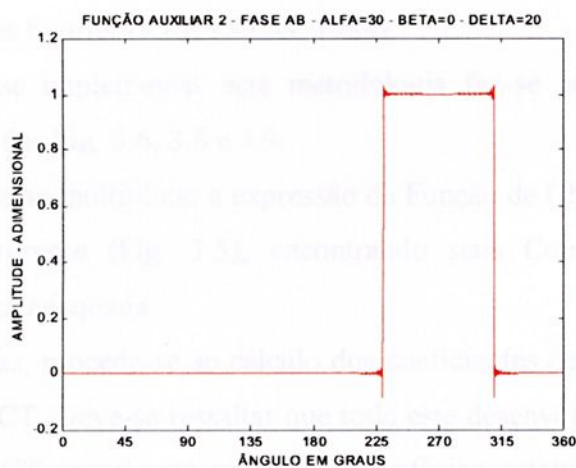


Figura 3.9 - Função Auxiliar 2.

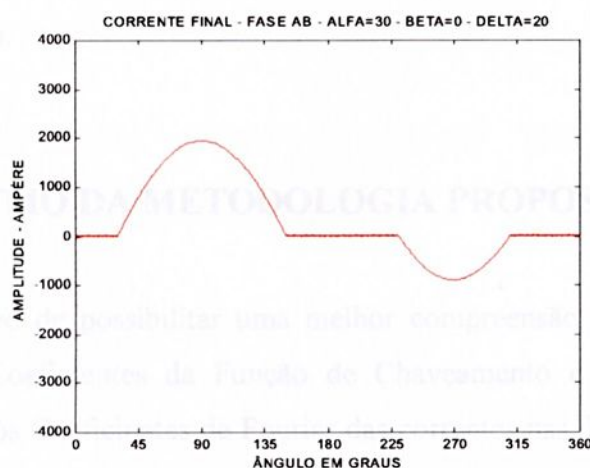


Figura 3.10 - Corrente presente no ramo do RCT para ângulos de ignição diferentes.

As formas de onda apresentadas pelas Figs. 3.8 e 3.9, denominadas Funções Auxiliares 1 e 2, convenientemente moduladas e sobrepostas à forma de onda da “corrente parcial” fornece a forma de onda apresentada na Fig. 3.10, que corresponde à forma de onda procurada, ou seja, à forma de onda da corrente na fase do RCT.

Em termos matemáticos os coeficientes de Fourier da forma de onda da Fig. 3.10 correspondem à associação dos coeficientes de Fourier das formas de onda das Figs. 3.7, 3.8 e 3.9. Os coeficientes de Fourier da Fig. 3.7 são obtidos multiplicando-se a Função de Chaveamento (Fig. 3.6), expressa em função de seus coeficientes de Fourier, pela corrente na fase do RCT considerando os ângulos de ignição dos tiristores desta fase como sendo zero (Fig. 3.5), que nada mais é que a Função de Modulação da teoria apresentada no Capítulo 2. Os coeficientes de Fourier das formas de onda das Figs. 3.6, 3.8 e 3.9 são calculados utilizando-se a Teoria de Fourier (KREYSZIG, 1988).

Portanto, para se implementar esta metodologia faz-se necessário o cômputo dos coeficientes de Fourier das Fig. 3.6, 3.8 e 3.9.

Além disto, deve-se multiplicar a expressão da Função de Chaveamento (Fig. 3.6) pela forma de onda da corrente (Fig. 3.5), encontrando seus Coeficientes de Fourier por manipulação matemática adequada.

Após estas etapas, procede-se ao cálculo dos coeficientes de Fourier das correntes nas fases e nas linhas do RCT. Deve-se ressaltar que todo este desenvolvimento matemático deve levar em conta que o RCT possui uma configuração trifásica, estando as três fases conectadas em triângulo.

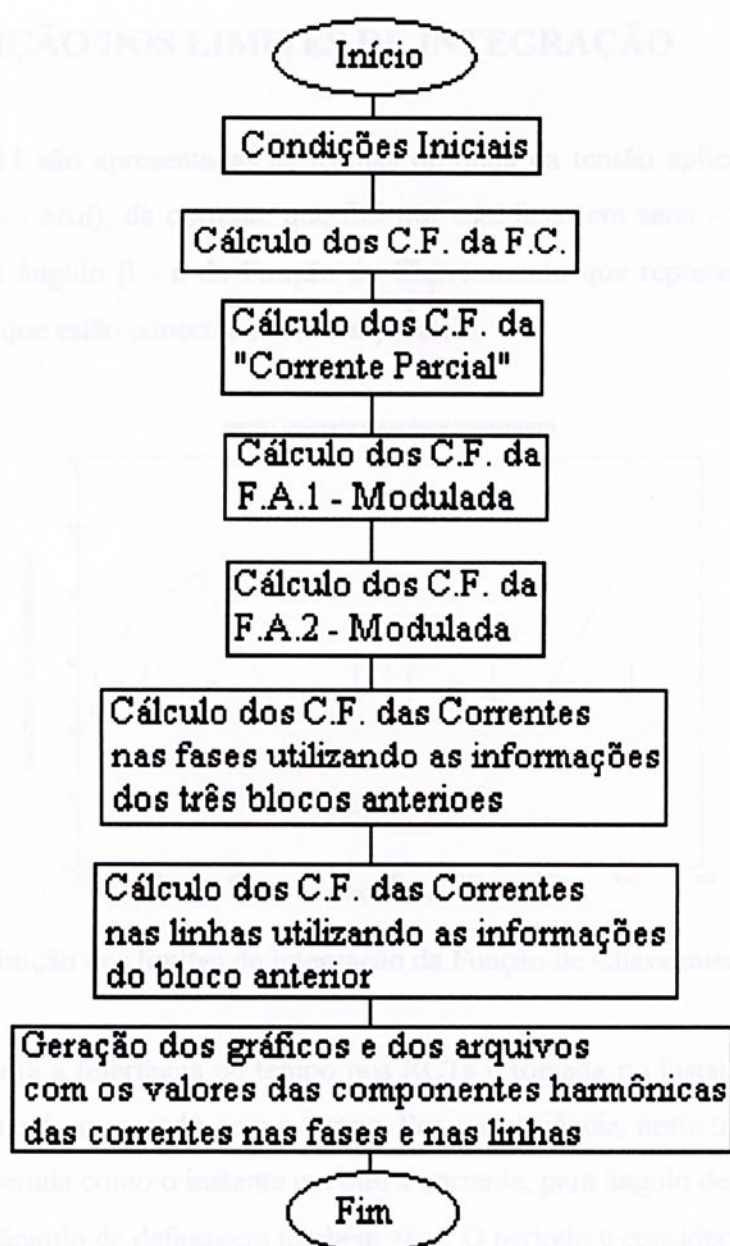
Nas próximas seções deste Capítulo é apresentado todo o desenvolvimento matemático necessário.

3.4 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DA

3.3.1 – ALGORÍTMO DA METODOLOGIA PROPOSTA

Com o objetivo de possibilitar uma melhor compreensão das etapas envolvidas no processamento dos Coeficientes da Função de Chaveamento e das Funções Auxiliares, visando a obtenção dos Coeficientes de Fourier das correntes nas fases e nas linhas do RCT, apresenta-se a seguir o algoritmo utilizado na implementação computacional da metodologia proposta.





3.4 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO

A metodologia proposta é desenvolvida considerando-se apenas uma das fases e, a seguir, é realizada a generalização para o sistema trifásico.

Com o objetivo de se aplicar a Teoria de Fourier às formas de onda descritas procede-se à necessária definição dos limites de integração.

3.4.1 - DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE INTEGRAÇÃO

Na Fig 3.11 são apresentadas as formas de onda da tensão aplicada na fase AB do RCT (em cosseno - azul), da corrente que flui por esta fase (em seno - vermelho) – ambas deslocadas de um ângulo β - e da Função de Chaveamento que representa a operação dos tiristores do RCT que estão conectados em antiparalelo.

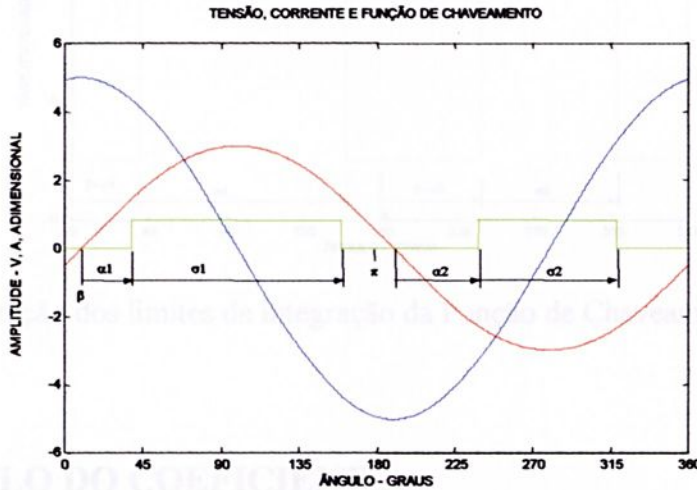


Figura 3.11 – Definição dos limites de integração da Função de Chaveamento.

Normalmente a referência de tempo nos RCTs é tomada no instante em que a tensão passa por zero, estando crescendo com o tempo. Por conveniência, neste trabalho, a referência de tempo é considerada como o instante em que a corrente, para ângulo de ignição nulo, passa por zero, sendo o ângulo de defasagem também zero. O período é considerado de β a $\beta+2\pi$.

O ângulo α_1 representa o ângulo de atraso na ignição do tiristor responsável pelo pulso positivo (tiristor 1) da corrente, ou primeiro pulso da FC, sendo medido a partir do instante em que a corrente passa por zero e crescendo, instante este representado pelo ângulo β , que é o defasamento da tensão na fase AB.

O ângulo σ_1 representa o intervalo durante o qual o tiristor 1 está conduzindo.

O ângulo α_2 representa o ângulo de atraso na ignição do tiristor responsável pelo pulso negativo (tiristor 2) da corrente, ou segundo pulso da FC, sendo medido a partir do instante em que a corrente passa por zero e decrescendo.

O ângulo σ_2 representa o intervalo durante o qual o tiristor 2 está conduzindo.

Denomina-se de δ (delta) a diferença entre os ângulos de ignição α_2 e α_1 , que traduz o erro do Sistema de Controle.

A Fig. 3.12 ilustra melhor os limites de integração para o cálculo dos Coeficientes de Fourier da Função de Chaveamento. A seguir, os Coeficientes a_0 , a_n e b_n desta função são calculados.

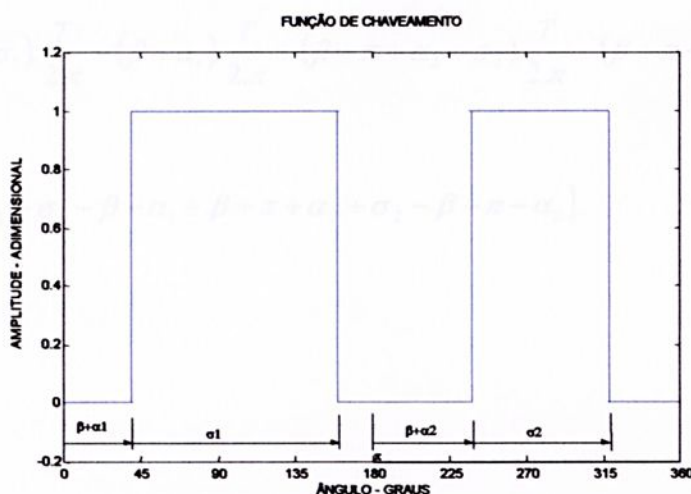


Figura 3.12 – Definição dos limites de integração da Função de Chaveamento.

3.4.2 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_0

De acordo com a Teoria de Fourier (KREYSZIG, 1988), o coeficiente a_0 é dado por:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{\beta - \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + 2\pi) \frac{T}{2\pi}} f(t) dt \quad (3.9)$$

sendo que $f(t)$ representa a Função de Chaveamento no domínio do tempo e T o seu período.

Realizando a integração por partes, tem-se:

$$a_0 = \frac{1}{T} \left[\int_{\beta - \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \alpha_1) \frac{T}{2\pi}} 0 dt + \int_{(\beta + \alpha_1) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \frac{T}{2\pi}} 1 dt + \int_{(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \pi + \alpha_2) \frac{T}{2\pi}} 0 dt + \int_{(\beta + \pi + \alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2) \frac{T}{2\pi}} 1 dt + \int_{(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + 2\pi) \frac{T}{2\pi}} 0 dt \right] \quad (3.10)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \left[\int_{(\beta + \alpha_1) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \frac{T}{2\pi}} 1 dt + \int_{(\beta + \pi + \alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2) \frac{T}{2\pi}} 1 dt \right] \quad (3.11)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \left[t \Big|_{(\beta+\alpha_1)\frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1)\frac{T}{2\pi}} + t \Big|_{(\beta+\pi+\alpha_2)\frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2)\frac{T}{2\pi}} \right] \quad (3.12)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \left[(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \frac{T}{2\pi} - (\beta+\alpha_1) \frac{T}{2\pi} + (\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi} - (\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi} \right] \quad (3.13)$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \cdot \frac{T}{2\pi} [\beta+\alpha_1+\sigma_1 - \beta-\alpha_1 + \beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2 - \beta-\pi-\alpha_2] \quad (3.14)$$

Portanto,

$$a_0 = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2\pi} \quad (3.15)$$

sendo

$$\sigma_1 = \pi - 2\alpha_1 \quad (3.16)$$

$$\sigma_2 = \pi - 2\alpha_2 \quad (3.17)$$

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$a_{0AB} = \frac{\sigma_{1AB} + \sigma_{2AB}}{2\pi} \quad (3.18)$$

$$a_{0BC} = \frac{\sigma_{1BC} + \sigma_{2BC}}{2\pi} \quad (3.19)$$

$$a_{0CA} = \frac{\sigma_{1CA} + \sigma_{2CA}}{2\pi} \quad (3.20)$$

sendo:

$$\sigma_{1AB} = \pi - 2\alpha_{1AB} \quad \sigma_{2AB} = \pi - 2\alpha_{2AB} \quad (3.21)$$

$$\sigma_{1BC} = \pi - 2\alpha_{1BC} \quad \sigma_{2BC} = \pi - 2\alpha_{2BC} \quad (3.22)$$

$$\sigma_{1CA} = \pi - 2\alpha_{1CA} \quad \sigma_{2CA} = \pi - 2\alpha_{2CA} \quad (3.23)$$

Nas expressões anteriores tem-se:

α_{1AB} - ângulo de ignição do tiristor 1, associado ao pulso positivo da fase AB;

α_{2AB} - ângulo de ignição do tiristor 2, associado ao pulso negativo da fase AB;

σ_{1AB} - ângulo de condução do tiristor 1, associado ao pulso positivo da fase AB;

σ_{2AB} - ângulo de condução do tiristor 2, associado ao pulso negativo da fase AB;

De forma similar, os outros ângulos estão associados às fases BC e CA.

3.4.3 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_n

De acordo com a Teoria de Fourier (KREYSZIG, 1988), o coeficiente a_n é dado por:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} f(t) \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt \quad (3.24)$$

Realizando a integração por partes, tem-se:

$$a_n = \frac{2}{T} \left[\int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt + \int_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt + \int_{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt \right] \quad (3.25)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \left[\int_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt \right] \quad (3.26)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \left[\frac{1}{n \cdot \omega_0} \operatorname{sen}(n \cdot \omega_0 \cdot t) \Big|_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} + \frac{1}{n \cdot \omega_0} \operatorname{sen}(n \cdot \omega_0 \cdot t) \Big|_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} \right] \quad (3.27)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \omega_0} \left\{ \operatorname{sen} \left[n \cdot \omega_0 \cdot \left(\beta + \alpha_1 + \sigma_1 \right) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] - \operatorname{sen} \left[n \cdot \omega_0 \cdot \left(\beta + \alpha_1 \right) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] + \operatorname{sen} \left[n \cdot \omega_0 \cdot \left(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2 \right) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] - \operatorname{sen} \left[n \cdot \omega_0 \cdot \left(\beta + \pi + \alpha_2 \right) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] \right\} \quad (3.28)$$

mas $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, logo

$$a_n = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \frac{2\pi}{T}} \left\{ \begin{aligned} &\text{sen}[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] - \text{sen}[n(\beta + \alpha_1)] + \\ &\text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] - \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2)] \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

ou seja,

$$a_n = \frac{1}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} &-\text{sen}[n(\beta + \alpha_1)] + \text{sen}[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] \\ &-\text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2)] + \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \end{aligned} \right\} \quad (3.30)$$

A generalização para um sistema trifásico exige mudanças nos ângulos de ignição e de desequilíbrio, bem como um deslocamento de $2\pi/3$ em cada fase. Promovendo estas alterações na equação anterior, tem-se:

$$a_{nAB} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} &-\text{sen}[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] + \text{sen}[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})] \\ &-\text{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] + \text{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \end{aligned} \right\} \quad (3.31)$$

$$a_{nBC} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} &-\text{sen}\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC}\right)\right] + \text{sen}\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC}\right)\right] \\ &-\text{sen}\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC}\right)\right] + \text{sen}\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC}\right)\right] \end{aligned} \right\} \quad (3.32)$$

$$a_{nCA} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \begin{aligned} &-\text{sen}\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA}\right)\right] + \text{sen}\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA}\right)\right] \\ &-\text{sen}\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA}\right)\right] + \text{sen}\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA}\right)\right] \end{aligned} \right\} \quad (3.33)$$

Os ângulos β_{AB} , β_{BC} e β_{CA} representam os defasamentos nas tensões.

3.4.4 - CÁLCULO DO COEFICIENTE b_n

De acordo com a Teoria de Fourier (KREYSZIG, 1988) o coeficiente b_n é dado por:

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{\beta \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \frac{T}{2\pi}} f(t) \cdot \text{sen}(n \omega_0 t) \cdot dt \quad (3.34)$$

Realizando a integração por partes, tem-se:

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_{\beta \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1) \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt + \int_{(\beta+\alpha_1) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \text{sen}(n \omega_0 t) dt + \int_{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \text{sen}(n \omega_0 t) dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt \right] \quad (3.35)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_{(\beta+\alpha_1) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \text{sen}(n \omega_0 t) dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \text{sen}(n \omega_0 t) dt \right] \quad (3.36)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \left[-\frac{1}{n \omega_0} \cos(n \omega_0 t) \Big|_{(\beta+\alpha_1) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \frac{T}{2\pi}} - \frac{1}{n \omega_0} \cos(n \omega_0 t) \Big|_{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}} \right] \quad (3.37)$$

$$b_n = -\frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \omega_0} \left\{ \cos \left[n \omega_0 \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] - \cos \left[n \omega_0 \cdot (\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] + \cos \left[n \omega_0 \cdot (\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] - \cos \left[n \omega_0 \cdot (\beta + \pi + \alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] \right\} \quad (3.38)$$

mas $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, logo

$$b_n = -\frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \frac{2\pi}{T}} \left\{ \cos[n \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] - \cos[n \cdot (\beta + \alpha_1)] + \cos[n \cdot (\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] - \cos[n \cdot (\beta + \pi + \alpha_2)] \right\} \quad (3.39)$$

ou seja,

$$b_n = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\beta + \alpha_1)] - \cos[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] + \right. \\ \left. \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2)] - \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \quad (3.40)$$

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$b_{nAB} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] - \cos[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})] + \right. \\ \left. \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] - \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \right\} \quad (3.41)$$

$$b_{nBC} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC}\right)\right] - \cos\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC}\right)\right] + \right. \\ \left. \cos\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC}\right)\right] - \cos\left[n\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC}\right)\right] \right\} \quad (3.42)$$

$$b_{nCA} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA}\right)\right] - \cos\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA}\right)\right] + \right. \\ \left. \cos\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA}\right)\right] - \cos\left[n\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA}\right)\right] \right\} \quad (3.43)$$

3.4.5 - RESUMO DA MODELAGEM DO RCT POR FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO

A Função de Chaveamento é dada por:

$$FC(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \{a_n \cdot \cos(n\omega_0 t) + b_n \cdot \sin(n\omega_0 t)\} \quad (3.44)$$

$$\text{Sendo, } a_0 = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2\pi} \quad (3.45)$$

$$a_n = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\beta + \alpha_1)] + \text{sen}[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] \right. \\ \left. - \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2)] + \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \quad (3.46)$$

$$b_n = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\beta + \alpha_1)] - \cos[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] + \right. \\ \left. \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2)] - \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \quad (3.47)$$

Portanto, substituindo os coeficientes de Fourier na expressão da FC, tem-se:

$$FC(t) = \frac{\sigma_1 + \sigma_2}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\beta + \alpha_1)] + \text{sen}[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] \right. \right. \\ \left. \left. - \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2)] + \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \cdot \cos(n\omega_0 t) \right. \\ \left. + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\beta + \alpha_1)] - \cos[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] + \right. \right. \\ \left. \left. \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2)] - \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \right\} \quad (3.48)$$

Generalizando para as três fases, tem-se:

$$FC_{AB}(t) = \frac{\sigma_{1AB} + \sigma_{2AB}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] + \text{sen}[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})] \right. \right. \\ \left. \left. - \text{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] + \text{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \right\} \cdot \cos(n\omega_0 t) \right. \\ \left. + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] - \cos[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})] + \right. \right. \\ \left. \left. \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] - \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \right\} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \right\} \quad (3.49)$$

$$FC_{BC}(t) = \frac{\sigma_{1BC} + \sigma_{2BC}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen} \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} \right) \right] + \text{sen} \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC} \right) \right] \right. \right. \\ \left. \left. - \text{sen} \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC} \right) \right] + \text{sen} \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC} \right) \right] \right\} \cdot \cos(n\omega_0 t) \right. \\ \left. + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} \right) \right] - \cos \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC} \right) \right] + \right. \right. \\ \left. \left. \cos \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC} \right) \right] - \cos \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC} \right) \right] \right\} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \right\} \quad (3.50)$$

Figura 3.13 - Resultado da simulação em Matlab da modelagem da Função de Chaveamento da fase AB com $\alpha_{1AB} = 30^\circ$, $\alpha_{2AB} = 90^\circ$ e $\beta_{AB} = 10^\circ$.

$$FC_{CA}(t) = \frac{\sigma_{1CA} + \sigma_{2CA}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &\frac{1}{n\pi} \left[-\operatorname{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} \right) \right] + \operatorname{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - \operatorname{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA} \right) \right] + \operatorname{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA} \right) \right] \right] \cdot \cos(n\omega_0 t) \\ &+ \frac{1}{n\pi} \left[\cos \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} \right) \right] - \cos \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA} \right) \right] + \right. \\ &\quad \left. \cos \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA} \right) \right] - \cos \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \pi + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA} \right) \right] \right] \cdot \operatorname{sen}(n\omega_0 t) \end{aligned} \right\} \quad (3.51)$$

3.5.1 - DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE INTEGRAÇÃO

3.4.6 - RESULTADO DA SIMULAÇÃO PARA A FASE AB

As expressões referentes aos coeficientes de Fourier foram implementadas computacionalmente utilizando-se o MatLab.

O resultado gráfico é apresentado na Fig. 3.13 considerando 1000 ordens harmônicas, o que, sem dúvida alguma é um número bastante alto. No entanto, esta quantidade de ordens harmônicas só foi utilizada para gerar uma forma de onda a mais próxima possível de uma função unitária. Nos casos de ordem prática consideram-se apenas as 50 primeiras harmônicas.

Observa-se, na Fig. 3.13, o Efeito de Gibbs devido à alta taxa de variação na forma de onda. Este efeito será analisado em momento oportuno.

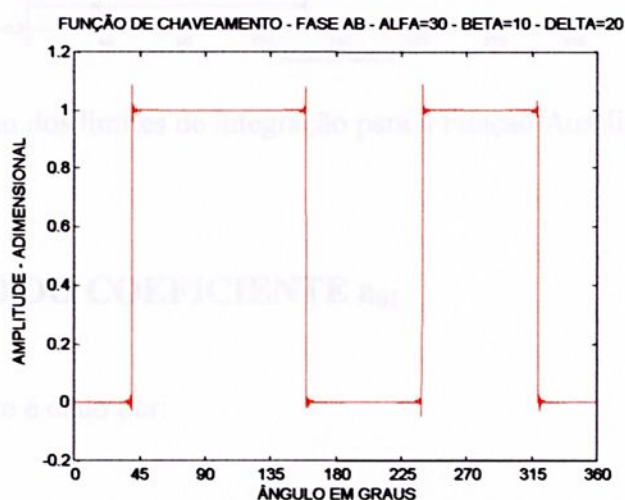


Figura 3.13 - Resultado da simulação em MatLab da modelagem da Função de Chaveamento da fase AB com $\alpha_{1AB} = 30^\circ$, $\alpha_{2AB} = 50^\circ$ e $\beta_{AB} = 10^\circ$.

3.5 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DA FUNÇÃO AUXILIAR 1

Como descrito no item 3.3, procede-se a seguir ao cálculo dos Coeficientes de Fourier da função apresentada na Fig. 3.8 e denominada de Função Auxiliar 1. Esta função tem por objetivo a compensação da forma de onda da Fig. 3.7 com relação a seu pulso positivo.

Para o cálculo destes coeficientes é adotado o mesmo procedimento usado no item 3.4.

3.5.1 - DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE INTEGRAÇÃO

Os limites de integração para a Função Auxiliar 1 correspondem aos limites de integração para o pulso positivo da Função de Chaveamento apresentada no item anterior e definidos através da Fig. 3.11. A Fig. 3.14 particulariza estes limites de integração.

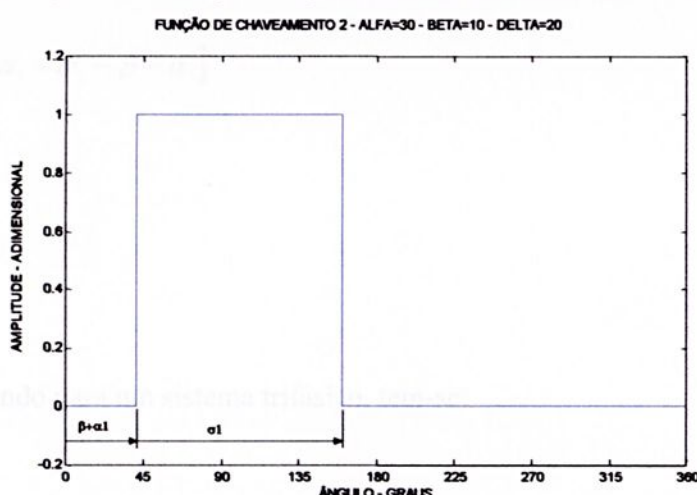


Figura 3.14 - Definição dos limites de integração para a Função Auxiliar 1.

3.5.2 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{01}

Este coeficiente é dado por:

$$a_{01} = \frac{1}{T} \int_{\beta - \frac{T}{2\pi}}^{\beta + \frac{T}{2\pi}} f_1(t) dt \quad (3.52)$$

sendo que $f_1(t)$ representa a Função Auxiliar 1.

Realizando a integração por partes, tem-se:

$$a_{01} = \frac{1}{T} \left[\int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt + \int_{(\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot dt + \int_{(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + 2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt \right] \quad (3.53)$$

$$a_{01} = \frac{1}{T} \left[\int_{(\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot dt \right] \quad (3.54)$$

$$a_{01} = \frac{1}{T} \left[t \Big|_{(\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} \right] \quad (3.55)$$

$$a_{01} = \frac{1}{T} \left[(\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi} - (\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] \quad (3.56)$$

$$a_{01} = \frac{1}{T} \cdot \frac{T}{2\pi} [\beta + \alpha_1 + \sigma_1 - \beta - \alpha_1] \quad (3.57)$$

Portanto,

$$a_{01} = \frac{\sigma_1}{2\pi} \quad (3.58)$$

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$a_{01AB} = \frac{\sigma_{1AB}}{2\pi} \quad (3.59)$$

$$a_{01BC} = \frac{\sigma_{1BC}}{2\pi} \quad (3.60)$$

$$a_{01CA} = \frac{\sigma_{1CA}}{2\pi} \quad (3.61)$$

Todos os ângulos envolvidos neste item já foram definidos no item 3.4.1.

3.5.3 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{n1}

Este coeficiente é dado por:

$$a_{n1} = \frac{2}{T} \int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} f_1(t) \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) \cdot dt \quad (3.62)$$

Fazendo a integração por partes, tem-se:

$$a_{n1} = \frac{2}{T} \left[\int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) dt + \int_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) dt + \int_{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) dt \right] \quad (3.63)$$

$$a_{n1} = \frac{2}{T} \left[\int_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) dt \right] \quad (3.64)$$

$$a_{n1} = \frac{2}{T} \left[\frac{1}{n \cdot \omega_0} \sin(n \cdot \omega_0 \cdot t) \right]_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} \quad (3.65)$$

$$a_{n1} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \omega_0} \left\{ \sin \left[n \cdot \omega_0 \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] - \sin \left[n \cdot \omega_0 \cdot (\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] \right\} \quad (3.66)$$

mas $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, logo

$$a_{n1} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \frac{2\pi}{T}} \left\{ \sin[n \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] - \sin[n \cdot (\beta + \alpha_1)] \right\} \quad (3.67)$$

ou seja,

$$a_{n1} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\sin[n \cdot (\beta + \alpha_1)] + \sin[n \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] \right\} \quad (3.68)$$

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$a_{n1AB} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] + \text{sen}[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})] \right\} \quad (3.69)$$

$$a_{n1BC} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen} \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} \right) \right] + \text{sen} \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC} \right) \right] \right\} \quad (3.70)$$

$$a_{n1CA} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} \right) \right] + \text{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA} \right) \right] \right\} \quad (3.71)$$

3.5.4 - CÁLCULO DO COEFICIENTE b_{n1}

Este coeficiente é dado por:

$$b_{n1} = \frac{2}{T} \int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} f_1(t) \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) dt \quad (3.72)$$

Utilizando a integração por partes, tem-se:

$$b_{n1} = \frac{2}{T} \left[\int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) dt + \int_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) dt + \int_{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) dt \right] \quad (3.73)$$

$$b_{n1} = \frac{2}{T} \left[\int_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) dt \right] \quad (3.74)$$

$$b_{n1} = \frac{2}{T} \left[-\frac{1}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \right]_{(\beta+\alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\alpha_1+\sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi}} \quad (3.75)$$

$$b_{n1} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n\omega_0} \left\{ -\cos \left[n\omega_0 \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] + \cos \left[n\omega_0 \cdot (\beta + \alpha_1) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] \right\} \quad (3.76)$$

mas $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, logo

$$b_{n1} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \frac{2\pi}{T}} \left\{ -\cos[n \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] + \cos[n \cdot (\beta + \alpha_1)] \right\} \quad (3.77)$$

ou seja,

$$b_{n1} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n \cdot (\beta + \alpha_1)] - \cos[n \cdot (\beta + \alpha_1 + \sigma_1)] \right\} \quad (3.78)$$

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$b_{n1AB} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n \cdot (\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] - \cos[n \cdot (\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})] \right\} \quad (3.79)$$

$$b_{n1BC} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos \left[n \cdot \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} \right) \right] - \cos \left[n \cdot \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC} \right) \right] \right\} \quad (3.80)$$

$$b_{n1CA} = \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos \left[n \cdot \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} \right) \right] - \cos \left[n \cdot \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA} \right) \right] \right\} \quad (3.81)$$

3.5.5 - RESUMO DA MODELAGEM HARMÔNICA DA FUNÇÃO AUXILIAR 1

A Função Auxiliar 1 é dada por:

$$FA1(t) = a_{01} + \sum_{n=1}^{\infty} \{ a_{n1} \cdot \cos(n\omega_0 t) + b_{n1} \cdot \sin(n\omega_0 t) \} \quad (3.82)$$

sendo:

$$a_{01} = \frac{\sigma_1}{2\pi} \quad (3.83)$$

$$a_{n1} = \frac{1}{n\pi} \{-\sin[n(\beta + \alpha_1)] + \sin[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)]\} \quad (3.84)$$

$$b_{n1} = \frac{1}{n\pi} \{\cos[n(\beta + \alpha_1)] - \cos[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)]\} \quad (3.85)$$

Portanto, substituindo os coeficientes de Fourier na expressão da FC, tem-se:

$$FA1(t) = \frac{\sigma_1}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \{-\sin[n(\beta + \alpha_1)] + \sin[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)]\} \cos(n\omega_0 t) \right. \\ \left. + \frac{1}{n\pi} \{\cos[n(\beta + \alpha_1)] - \cos[n(\beta + \alpha_1 + \sigma_1)]\} \sin(n\omega_0 t) \right\} \quad (3.86)$$

Generalizando para as três fases, tem-se:

$$FA1_{AB}(t) = \frac{\sigma_{1AB}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \{-\sin[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] + \sin[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})]\} \cos(n\omega_0 t) \right. \\ \left. + \frac{1}{n\pi} \{\cos[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB})] - \cos[n(\beta_{AB} + \alpha_{1AB} + \sigma_{1AB})]\} \sin(n\omega_0 t) \right\} \quad (3.87)$$

$$FA1_{BC}(t) = \frac{\sigma_{1BC}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n\pi} \left[-\sin \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} \right) \right] \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC} \right) \right] \right] \right\} \cos(n\omega_0 t) \\ + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} \right) \right] \right. \\ \left. - \cos \left[n \left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1BC} + \sigma_{1BC} \right) \right] \right\} \sin(n\omega_0 t) \quad (3.88)$$

$$FA1_{CA}(t) = \frac{\sigma_{1CA}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{aligned} &\frac{1}{n\pi} \left[-\operatorname{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. + \operatorname{sen} \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA} \right) \right] \right] \cdot \cos(n\omega_0 t) \\ &+ \frac{1}{n\pi} \left[\cos \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} \right) \right] \right. \\ &\quad \left. - \cos \left[n \left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{1CA} + \sigma_{1CA} \right) \right] \right] \cdot \operatorname{sen}(n\omega_0 t) \end{aligned} \right\} \quad (3.89)$$

3.5.6 - RESULTADO DA SIMULAÇÃO PARA A FASE AB

Na Fig. 3.15 apresenta-se o resultado da implementação computacional dos coeficientes de Fourier obtidos para a Função Auxiliar 1. Neste caso também considera-se 1000 ordens harmônicas.

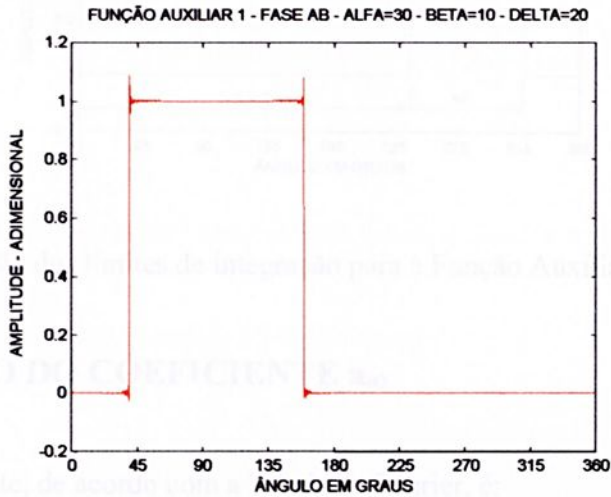


Figura 3.15 - Resultado da simulação em MatLab da modelagem da Função Auxiliar 1 da fase AB com $\alpha_{1AB} = 30^\circ$, $\alpha_{2AB} = 50^\circ$ e $\beta_{AB} = 10^\circ$.

3.6 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DA FUNÇÃO AUXILIAR 2

A denominada Função Auxiliar 2, apresentada na Fig. 3.9, tem por objetivo a compensação da forma de onda da Fig. 3.7 com relação a seu pulso negativo. Para o cálculo de seus coeficientes de Fourier é adotado o mesmo procedimento utilizado no item 3.4.

3.6.1 - DEFINIÇÃO DOS LIMITES DE INTEGRAÇÃO

Os limites de integração para a Função Auxiliar 2 correspondem aos limites de integração para o pulso negativo da Função de Chaveamento apresentada no item 3.4 e definidos através da Fig. 3.11. A Fig. 3.16 particulariza estes limites de integração.

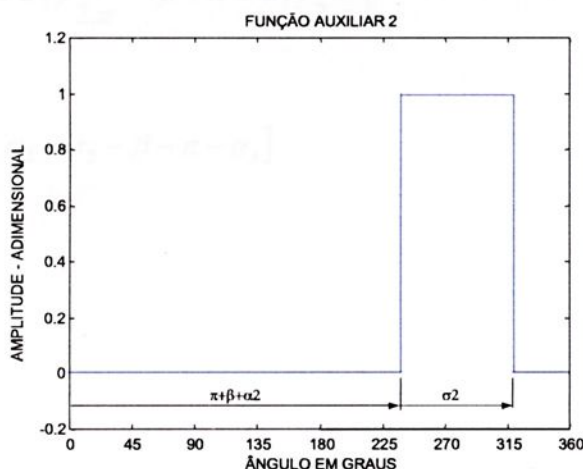


Figura 3.16 - Definição dos limites de integração para a Função Auxiliar 2.

3.6.2 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{02}

Este coeficiente, de acordo com a Teoria de Fourier, é:

$$a_{02} = \frac{1}{T} \int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} f_2(t) \cdot dt \quad (3.90)$$

sendo que $f_2(t)$ representa a Função Auxiliar 2.

Realizando a integração por partes, tem-se:

$$a_{02} = \frac{1}{T} \left[\int_{(\beta) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt \right] \quad (3.91)$$

$$a_{02} = \frac{1}{T} \left[\int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot dt \right] \quad (3.92)$$

$$a_{02} = \frac{1}{T} \left[t \Big|_{(\beta+\pi+\alpha_2) \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \frac{T}{2\pi}} \right] \quad (3.93)$$

$$a_{02} = \frac{1}{T} \left[(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2) \frac{T}{2\pi} - (\beta + \pi + \alpha_2) \frac{T}{2\pi} \right] \quad (3.94)$$

$$a_{02} = \frac{1}{T} \cdot \frac{T}{2\pi} [\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2 - \beta - \pi - \alpha_2] \quad (3.95)$$

Portanto,

$$a_{02} = \frac{\sigma_2}{2\pi} \quad (3.96)$$

Todos os ângulos envolvidos neste item já foram definidos no item 3.4.1.

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$a_{02AB} = \frac{\sigma_{2AB}}{2\pi} \quad (3.97)$$

$$a_{02BC} = \frac{\sigma_{2BC}}{2\pi} \quad (3.98)$$

$$a_{02CA} = \frac{\sigma_{2CA}}{2\pi} \quad (3.99)$$

3.6.3 - CÁLCULO DO COEFICIENTE a_{n2}

A Teoria de Fourier fornece:

$$a_{n2} = \frac{2}{T} \int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} f_2(t) \cdot \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.100)$$

Executando a integração por partes, tem-se:

$$a_{n2} = \frac{2}{T} \left[\int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \cos(n\omega_0 t) dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 dt \right] \quad (3.101)$$

$$a_{n2} = \frac{2}{T} \left[\int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} \cos(n\omega_0 t) dt \right] \quad (3.102)$$

$$a_{n2} = \frac{2}{T} \left[\frac{1}{n\omega_0} \sin(n\omega_0 t) \right]_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} \quad (3.103)$$

$$a_{n2} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n\omega_0} \left\{ \sin \left[n\omega_0 \cdot (\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] - \sin \left[n\omega_0 \cdot (\beta + \pi + \alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] \right\} \quad (3.104)$$

$$\text{mas } \omega_0 = \frac{2\pi}{T}, \text{ logo}$$

$$a_{n2} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \frac{2\pi}{T}} \left\{ \sin[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] - \sin[n(\beta + \pi + \alpha_2)] \right\} \quad (3.105)$$

ou seja,

$$a_{n2} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\sin[n(\beta + \pi + \alpha_2)] + \sin[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \quad (3.106)$$

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$a_{n2AB} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\operatorname{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] + \operatorname{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \right\} \quad (3.107)$$

$$a_{n2BC} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\operatorname{sen}[n(\beta_{BC} + \pi + \alpha_{2BC})] + \operatorname{sen}[n(\beta_{BC} + \pi + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC})] \right\} \quad (3.108)$$

$$a_{n2CA} = \frac{1}{n\pi} \left\{ -\operatorname{sen}[n(\beta_{CA} + \pi + \alpha_{2CA})] + \operatorname{sen}[n(\beta_{CA} + \pi + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA})] \right\} \quad (3.109)$$

3.6.4 - CÁLCULO DO COEFICIENTE b_{n2}

De acordo com a Teoria de Fourier,

$$b_{n2} = \frac{2}{T} \int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} f_2(t) \cdot \operatorname{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt \quad (3.110)$$

Utilizando a integração por partes, tem-se:

$$b_{n2} = \frac{2}{T} \left[\int_{\beta \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} 1 \cdot \operatorname{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt + \int_{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+2\pi) \cdot \frac{T}{2\pi}} 0 \cdot dt \right] \quad (3.111)$$

$$b_{n2} = \frac{2}{T} \left[\int_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} \operatorname{sen}(n\omega_0 t) \cdot dt \right] \quad (3.112)$$

$$b_{n2} = \frac{2}{T} \left[-\frac{1}{n\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \right]_{(\beta+\pi+\alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi}}^{(\beta+\pi+\alpha_2+\sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi}} \quad (3.113)$$

$$b_{n2} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n\omega_0} \left\{ -\cos \left[n\omega_0 \cdot (\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] + \cos \left[n\omega_0 \cdot (\beta + \pi + \alpha_2) \cdot \frac{T}{2\pi} \right] \right\} \quad (3.114)$$

mas $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$, logo

$$b_{n2} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{n \cdot \frac{2\pi}{T}} \{ -\cos[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] + \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2)] \} \quad (3.115)$$

ou seja,

$$b_{n2} = \frac{1}{n\pi} \{ \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2)] - \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \} \quad (3.116)$$

Generalizando para um sistema trifásico, tem-se:

$$b_{n2AB} = \frac{1}{n\pi} \{ \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] - \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \} \quad (3.117)$$

$$b_{n2BC} = \frac{1}{n\pi} \{ \cos[n(\beta_{BC} + \pi + \alpha_{2BC})] - \cos[n(\beta_{BC} + \pi + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC})] \} \quad (3.118)$$

$$b_{n2CA} = \frac{1}{n\pi} \{ \cos[n(\beta_{CA} + \pi + \alpha_{2CA})] - \cos[n(\beta_{CA} + \pi + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA})] \} \quad (3.119)$$

3.6.5 - RESUMO DA MODELAGEM HARMÔNICA DA FUNÇÃO AUXILIAR 2

A Função Auxiliar 2 é dada por:

$$FA2(t) = a_{02} + \sum_{n=1}^{\infty} \{ a_{n2} \cdot \cos(n\omega_0 t) + b_{n2} \cdot \sin(n\omega_0 t) \} \quad (3.120)$$

sendo:

$$a_{02} = \frac{\sigma_2}{2\pi} \quad (3.121)$$



$$a_{n2} = \frac{1}{n\pi} \{-\text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2)] + \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)]\} \quad (3.122)$$

$$b_{n2} = \frac{1}{n\pi} \{+\cos[n(\beta + \pi + \alpha_2)] - \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)]\} \quad (3.123)$$

Portanto,

$$FA2(t) = \frac{\sigma_2}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2)] \right. \\ \left. + \text{sen}[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \cdot \cos(n\omega_0 t) \\ + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2)] \right. \\ \left. - \cos[n(\beta + \pi + \alpha_2 + \sigma_2)] \right\} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \end{array} \right\} \quad (3.124)$$

Generalizando para as três fases, tem-se:

$$FA2_{AB}(t) = \frac{\sigma_{2AB}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] \right. \\ \left. + \text{sen}[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \right\} \cdot \cos(n\omega_0 t) \\ + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB})] \right. \\ \left. - \cos[n(\beta_{AB} + \pi + \alpha_{2AB} + \sigma_{2AB})] \right\} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \end{array} \right\} \quad (3.125)$$

$$FA2_{BC}(t) = \frac{\sigma_{2BC}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}\left[n\left(\beta_{BC} + \pi + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2BC}\right)\right] \right. \\ \left. + \text{sen}\left[n\left(\beta_{BC} + \pi + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC}\right)\right] \right\} \cdot \cos(n\omega_0 t) \\ + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos\left[n\left(\beta_{BC} + \pi + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2BC}\right)\right] \right. \\ \left. - \cos\left[n\left(\beta_{BC} + \pi + \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2BC} + \sigma_{2BC}\right)\right] \right\} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \end{array} \right\} \quad (3.126)$$

$$FA2_{CA}(t) = \frac{\sigma_{2CA}}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{n\pi} \left\{ -\text{sen}\left[n\left(\beta_{CA} + \pi - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2CA}\right)\right] \right. \\ \left. + \text{sen}\left[n\left(\beta_{CA} + \pi - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA}\right)\right] \right\} \cdot \cos(n\omega_0 t) \\ + \frac{1}{n\pi} \left\{ \cos\left[n\left(\beta_{CA} + \pi - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2CA}\right)\right] \right. \\ \left. - \cos\left[n\left(\beta_{CA} + \pi - \frac{2\pi}{3} + \alpha_{2CA} + \sigma_{2CA}\right)\right] \right\} \cdot \text{sen}(n\omega_0 t) \end{array} \right\} \quad (3.127)$$

3.6.6 - RESULTADO DA SIMULAÇÃO PARA A FASE AB

Na Fig. 3.17 apresenta-se o resultado da implementação computacional dos coeficientes de Fourier obtidos.

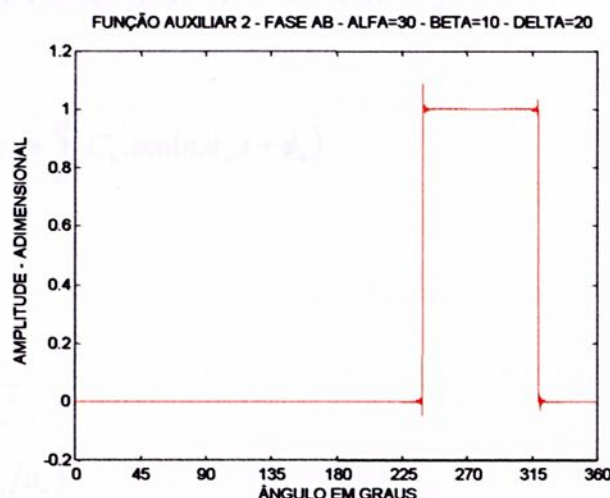


Figura 3.17 - Resultado da simulação em MatLab da modelagem da Função Auxiliar 2 da fase AB com $\alpha_{1AB} = 30^\circ$, $\alpha_{2AB} = 50^\circ$ e $\beta_{AB} = 10^\circ$.

3.7 - DESENVOLVIMENTO DA LEI DE FORMAÇÃO DA “CORRENTE PARCIAL”

A seguir apresenta-se o desenvolvimento do produto entre a Função de Chaveamento e a Função de Modulação (corrente presente no reator com ângulo de ignição zero).

Considerando que a Função de Chaveamento é função do ângulo com que os tiristores são colocados em condução conclui-se, com base na Fig. 3.7, que o resultado de seu produto pela Função de Modulação, que é uma senóide, fornece uma forma de onda que ainda não é a corrente existente no RCT, mas uma etapa intermediária do processo de sua obtenção.

Por conveniência a mesma é denominada de “corrente parcial”, lembrando, porém, não se tratar de uma corrente na acepção correta do termo.

Os cálculos são desenvolvidos considerando-se um número N de harmônicas.

Ou seja,

$$I_P = FC i_{\text{reator}(0^\circ)} \quad (3.128)$$

Sendo:

$$i_{\text{reator}(0^\circ)} = I_{\text{máx}} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot t - \beta) \quad (3.129)$$

$$FC = a_0 + \sum_{n=1}^N \{a_n \cdot \cos(n \cdot w_0 \cdot t) + b_n \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t)\} \quad (3.130)$$

ou, ainda,
$$FC = c_0 + \sum_{n=1}^N C_n \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_n) \quad (3.131)$$

onde,

$$c_0 = a_0 \quad (3.132)$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (3.133)$$

$$\phi_n = \arctan(b_n / a_n) \quad (3.134)$$

Considerando que a generalização para o sistema trifásico não é trivial, a continuação do desenvolvimento das equações procuradas será realizada para cada uma das três fases.

Portanto, para a fase AB, tem-se:

$$I_{PAB} = \left\{ c_{0AB} + \sum_{n=1}^N C_{nAB} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nAB}) \right\} \cdot I_{\text{máx}AB} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot t - \beta_{AB}) \quad (3.135)$$

$$I_{PAB} = c_{0AB} \cdot I_{\text{máx}AB} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot t - \beta_{AB}) + \sum_{n=1}^N C_{nAB} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nAB}) \cdot I_{\text{máx}AB} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot t - \beta_{AB}) \quad (3.136)$$

$$I_{PAB} = c_{0AB} \cdot I_{\text{máx}AB} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot t - \beta_{AB}) + I_{\text{máx}AB} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nAB}) \cdot \text{sen}(w_0 \cdot t - \beta_{AB}) \quad (3.137)$$

$$I_{PAB} = c_{0AB} \cdot I_{\text{máx}AB} \cdot \text{sen}(w_0 \cdot t - \beta_{AB}) + I_{\text{máx}AB} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \cos[(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nAB}) - (w_0 \cdot t - \beta_{AB})] - \cos[(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nAB}) + (w_0 \cdot t - \beta_{AB})] \right\} \quad (3.138)$$

$$I_{PAB} = c_{0AB} \cdot I_{\max AB} \cdot \text{sen}(w_0 t - \beta_{AB}) + I_{\max AB} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \cos[n \cdot w_0 t + \phi_{nAB} - w_0 t + \beta_{AB}] - \cos[n \cdot w_0 t + \phi_{nAB} + w_0 t - \beta_{AB}] \right\} \quad (3.139)$$

$$I_{PAB} = c_{0AB} \cdot I_{\max AB} \cdot \text{sen}(w_0 t - \beta_{AB}) + I_{\max AB} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \cos[(n-1) \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{nAB}] - \cos[(n+1) \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{nAB}] \right\} \quad (3.140)$$

$$I_{PAB} = c_{0AB} \cdot I_{\max AB} \cdot \text{sen}(w_0 t - \beta_{AB}) + I_{\max AB} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \{ \cos[(n-1) \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{nAB}] \} + I_{\max AB} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \{ -\cos[(n+1) \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{nAB}] \} \quad (3.141)$$

Para a fase BC, tem-se:

$$I_{PBC} = \left\{ c_{0BC} + \sum_{n=1}^N C_{nBC} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 t + \phi_{nBC}) \right\} \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen}\left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.142)$$

$$I_{PBC} = c_{0BC} \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen}\left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right) + \sum_{n=1}^N C_{nBC} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 t + \phi_{nBC}) \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen}\left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.143)$$

$$I_{PBC} = c_{0BC} \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen}\left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{\max BC} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nBC} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 t + \phi_{nBC}) \cdot \text{sen}\left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.144)$$

$$I_{PBC} = c_{0BC} \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen}\left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right) + I_{\max BC} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nBC} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \cos\left[(n \cdot w_0 t + \phi_{nBC}) - \left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] - \cos\left[(n \cdot w_0 t + \phi_{nBC}) + \left(w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3}\right)\right] \right\} \quad (3.145)$$

$$I_{PBC} = c_{0BC} \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max BC} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nBC} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\cos \left[n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nBC} - w_0 \cdot t + \beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} \right] \\ & - \cos \left[n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nBC} + w_0 \cdot t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.146)$$

$$I_{PBC} = c_{0BC} \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max BC} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nBC} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\cos \left[(n-1) \cdot w_0 \cdot t + \beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \phi_{nBC} \right] \\ & - \cos \left[(n+1) \cdot w_0 \cdot t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3} + \phi_{nBC} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.147)$$

$$I_{PBC} = c_{0BC} \cdot I_{\max BC} \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max BC} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nBC} \left\{ \cos \left[(n-1) \cdot w_0 \cdot t + \beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \phi_{nBC} \right] \right\} + I_{\max BC} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nBC} \left\{ -\cos \left[(n+1) \cdot w_0 \cdot t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3} + \phi_{nBC} \right] \right\} \quad (3.148)$$

Para a fase CA, tem-se:

$$I_{PCA} = \left\{ c_{0CA} + \sum_{n=1}^N C_{nCA} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nCA}) \right\} \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.149)$$

$$I_{PCA} = c_{0CA} \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) + \sum_{n=1}^N C_{nCA} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nCA}) \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.150)$$

$$I_{PCA} = c_{0CA} \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max CA} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nCA} \cdot \text{sen}(n \cdot w_0 \cdot t + \phi_{nCA}) \cdot \text{sen} \left(w_0 \cdot t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (3.151)$$

$$I_{PCA} = c_{0CA} \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max CA} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nCA} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\cos \left[(n \cdot w_0 t + \phi_{nCA}) - \left(w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \\ &- \cos \left[(n \cdot w_0 t + \phi_{nCA}) + \left(w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.152)$$

$$I_{PCA} = c_{0CA} \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max CA} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nCA} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\cos \left[n \cdot w_0 t + \phi_{nCA} - w_0 t + \beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} \right] \\ &- \cos \left[n \cdot w_0 t + \phi_{nCA} + w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.153)$$

$$I_{PCA} = c_{0CA} \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max CA} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nCA} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} &\cos \left[(n-1) \cdot w_0 t + \beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \phi_{nCA} \right] \\ &- \cos \left[(n+1) \cdot w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} + \phi_{nCA} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.154)$$

$$I_{PCA} = c_{0CA} \cdot I_{\max CA} \cdot \text{sen} \left(w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} \right) + I_{\max CA} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nCA} \left\{ \cos \left[(n-1) \cdot w_0 t + \beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \phi_{nCA} \right] \right\} + I_{\max CA} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nCA} \left\{ -\cos \left[(n+1) \cdot w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} + \phi_{nCA} \right] \right\} \quad (3.155)$$

3.8 - DESENVOLVIMENTO DE UMA EQUAÇÃO GENÉRICA PARA A “CORRENTE PARCIAL”

Com o objetivo de se obter uma equação que apresente uma lei de formação para cada ordem harmônica considerada, as partes das equações anteriores que contemplam as ordens harmônicas são desenvolvidas até N igual a 4.

Antes, porém, deve-se promover alterações no termo que está fora dos somatórios para incluí-lo na lei de formação procurada.

Para a fase AB, foi visto que:

$$\begin{aligned}
 I_{PAB} = & c_{0AB} \cdot I_{\max AB} \cdot \text{sen}(w_0 t - \beta_{AB}) \\
 & + I_{\max AB} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \{ \cos[(n-1) \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{nAB}] \} \\
 & + I_{\max AB} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sum_{n=1}^N C_{nAB} \{ -\cos[(n+1) \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{nAB}] \}
 \end{aligned} \quad (3.156)$$

Isolando-se o termo mencionado tem-se:

$$\begin{aligned}
 c_{0AB} \cdot I_{\max AB} \cdot \text{sen}(w_0 t - \beta_{AB}) &= 2 \cdot c_{0AB} \cdot \frac{I_{\max AB}}{2} \cdot \cos\left(w_0 t - \beta_{AB} - \frac{\pi}{2}\right) = \\
 -2 \cdot c_{0AB} \cdot \frac{I_{\max AB}}{2} \cdot \cos\left(w_0 t - \beta_{AB} - \frac{\pi}{2} + \pi\right) &= -2 \cdot c_{0AB} \cdot \frac{I_{\max AB}}{2} \cdot \cos\left(w_0 t - \beta_{AB} + \frac{\pi}{2}\right)
 \end{aligned} \quad (3.157)$$

Fazendo N = 1, 2, 3 e 4 tem-se:

$$I_{PAB} = \frac{I_{\max AB}}{2} \left\{ \begin{aligned} & -2 \cdot c_{0AB} \cdot \frac{I_{\max AB}}{2} \cdot \cos\left[w_0 t - \beta_{AB} + \frac{\pi}{2}\right] \\ & + C_{1AB} \cos[\beta_{AB} + \phi_{1AB}] - C_{1AB} \cdot \cos[2 \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{1AB}] \\ & + C_{2AB} \cdot \cos[w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{2AB}] - C_{2AB} \cdot \cos[3 \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{2AB}] \\ & + C_{3AB} \cdot \cos[2 \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{3AB}] - C_{3AB} \cdot \cos[4 \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{3AB}] \\ & + C_{4AB} \cdot \cos[3 \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{4AB}] - C_{4AB} \cdot \cos[5 \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{4AB}] \end{aligned} \right\} \quad (3.158)$$

Agrupando os termos da expressão anterior por ordem harmônica até a terceira harmônica tem-se:

$$I_{PAB} = \frac{I_{\max AB}}{2} \left\{ \begin{aligned} &C_{1AB} \cos[\beta_{AB} + \phi_{1AB}] \\ &+ C_{2AB} \cdot \cos[w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{2AB}] - 2C_{0AB} \cdot \cos[w_0 t - \beta_{AB} + \frac{\pi}{2}] \\ &+ C_{3AB} \cdot \cos[2 \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{3AB}] - C_{1AB} \cdot \cos[2 \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{1AB}] \\ &+ C_{4AB} \cdot \cos[3 \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{4AB}] - C_{2AB} \cdot \cos[3 \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{2AB}] \end{aligned} \right\} \quad (3.159)$$

que nos fornece a seguinte lei de formação da corrente parcial a partir da segunda harmônica:

$$I_{PnAB} = \frac{I_{\max AB}}{2} \left\{ \begin{aligned} &C_{(n+1)AB} \cdot \cos[n \cdot w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{(n+1)AB}] \\ &- C_{(n-1)AB} \cdot \cos[n \cdot w_0 t - \beta_{AB} + \phi_{(n-1)AB}] \end{aligned} \right\} \quad (3.160)$$

Generalizando para as fases BC e CA tem-se:

$$I_{PnBC} = \frac{I_{\max BC}}{2} \left\{ \begin{aligned} &C_{(n+1)BC} \cdot \cos \left[n \cdot w_0 t + \beta_{BC} + \frac{2 \cdot \pi}{3} + \phi_{(n+1)BC} \right] \\ &- C_{(n-1)BC} \cdot \cos \left[n \cdot w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2 \cdot \pi}{3} + \phi_{(n-1)BC} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.161)$$

$$I_{PnCA} = \frac{I_{\max CA}}{2} \left\{ \begin{aligned} &C_{(n+1)CA} \cdot \cos \left[n \cdot w_0 t + \beta_{CA} - \frac{2 \cdot \pi}{3} + \phi_{(n+1)CA} \right] \\ &- C_{(n-1)CA} \cdot \cos \left[n \cdot w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2 \cdot \pi}{3} + \phi_{(n-1)CA} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.162)$$

As componentes fundamentais são dadas por:

$$I_{P1AB} = \frac{I_{\max AB}}{2} \left\{ \begin{aligned} &C_{2AB} \cdot \cos[w_0 t + \beta_{AB} + \phi_{2AB}] \\ &- 2C_{0AB} \cdot \cos \left[w_0 t - \beta_{AB} + \frac{\pi}{2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.163)$$

$$I_{P1BC} = \frac{I_{\max BC}}{2} \left\{ \begin{aligned} &C_{2BC} \cdot \cos \left[w_0 t + \beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \phi_{2BC} \right] \\ &- 2 \cdot C_{0BC} \cdot \cos \left[w_0 t - \beta_{BC} - \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.164)$$

$$I_{P1CA} = \frac{I_{\max CA}}{2} \left\{ \begin{aligned} &C_{2CA} \cdot \cos \left[w_0 t + \beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \phi_{2CA} \right] \\ &- 2 \cdot C_{0CA} \cdot \cos \left[w_0 t - \beta_{CA} + \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2} \right] \end{aligned} \right\} \quad (3.165)$$

As componentes contínuas são dadas por:

$$I_{P0AB} = \frac{I_{\max AB}}{2} \cdot C_{1AB} \cos(\beta_{AB} + \phi_{1AB}) \quad (3.166)$$

$$I_{P0BC} = \frac{I_{\max BC}}{2} \cdot C_{1BC} \cos\left(\beta_{BC} + \frac{2\pi}{3} + \phi_{1BC}\right) \quad (3.167)$$

$$I_{P0CA} = \frac{I_{\max CA}}{2} \cdot C_{1CA} \cos\left(\beta_{CA} - \frac{2\pi}{3} + \phi_{1CA}\right) \quad (3.168)$$

Como pode-se observar, as expressões acima fornecem as parcelas, em função do tempo, da “corrente parcial” como uma soma de duas formas de ondas em cosseno. Com o objetivo de se obter os coeficientes de Fourier da “corrente parcial” é necessário representá-la por uma única forma de onda. O próximo item descreve o desenvolvimento matemático para se alcançar este objetivo.

3.9 - OBTENÇÃO DA “CORRENTE PARCIAL” UTILIZANDO A LEI DE FORMAÇÃO ATUALIZADA

Para se alcançar o objetivo descrito no item anterior será utilizado o conceito de fasores, que fornece uma forma simples de se realizar operações com formas de onda que

variam no tempo. Deve-se lembrar, da teoria fasorial, que duas formas de onda para poderem ser somadas necessitam apresentar a mesma frequência.

Portanto, pode-se reescrever as expressões de 3.160 a 3.162 de uma forma genérica, para $n > 1$:

$$\bar{I}_{pn} = \bar{I}_{pn1} + \bar{I}_{pn2} \quad (3.169)$$

sendo,

$$\bar{I}_{pn1} = \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n+1)} \left| \beta + \phi_{(n+1)} \right| \quad (3.170)$$

$$\bar{I}_{pn2} = -\frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n-1)} \left| -\beta + \phi_{(n-1)} \right| \quad (3.171)$$

Em termos de coordenadas retangulares, tem-se:

$$\bar{I}_{pn1} = \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n+1)} \cdot \cos(\beta + \phi_{(n+1)}) + j \cdot \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n+1)} \cdot \sin(\beta + \phi_{(n+1)}) \quad (3.172)$$

$$\bar{I}_{pn2} = -\frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n-1)} \cdot \cos(-\beta + \phi_{(n-1)}) - j \cdot \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n-1)} \cdot \sin(-\beta + \phi_{(n-1)}) \quad (3.173)$$

Logo,

$$\begin{aligned} \bar{I}_{pn} &= \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n+1)} \cdot \cos(\beta + \phi_{(n+1)}) + j \cdot \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n+1)} \cdot \sin(\beta + \phi_{(n+1)}) \\ &\quad - \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n-1)} \cdot \cos(-\beta + \phi_{(n-1)}) - j \cdot \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n-1)} \cdot \sin(-\beta + \phi_{(n-1)}) \end{aligned} \quad (3.174)$$

Separando-se as componentes em parte real e em parte imaginária tem-se:

$$\begin{aligned} \bar{I}_{pn} &= \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n+1)} \cdot \cos(\beta + \phi_{(n+1)}) - \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n-1)} \cdot \cos(-\beta + \phi_{(n-1)}) \\ &\quad + j \left[\frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n+1)} \cdot \sin(\beta + \phi_{(n+1)}) - \frac{I_{\max}}{2} \cdot C_{(n-1)} \cdot \sin(-\beta + \phi_{(n-1)}) \right] \end{aligned} \quad (3.175)$$

3.10 Fazendo MODULAÇÃO DAS FUNÇÕES AUXILIARES

$$\tilde{I}_{pn} = A_{pn} + j.B_{pn} \quad (3.176)$$

sendo

$$A_{pn} = \frac{I_{\max}}{2}.C_{(n+1)}.\cos(\beta + \phi_{(n+1)}) - \frac{I_{\max}}{2}.C_{(n-1)}.\cos(-\beta + \phi_{(n-1)}) \quad (3.177)$$

$$B_{pn} = \frac{I_{\max}}{2}.C_{(n+1)}.\sen(\beta + \phi_{(n+1)}) - \frac{I_{\max}}{2}.C_{(n-1)}.\sen(-\beta + \phi_{(n-1)}) \quad (3.178)$$

Para a fundamental (3.163 a 3.165), pode-se escrever as expressões:

$$A_{p1} = \frac{I_{\max}}{2}.C_{(n+1)}.\cos(\beta + \phi_{(n+1)}) - \frac{I_{\max}}{2}.2.C_0.\cos\left(-\beta + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.179)$$

$$B_{p1} = \frac{I_{\max}}{2}.C_{(n+1)}.\sen(\beta + \phi_{(n+1)}) - \frac{I_{\max}}{2}.2.C_0.\sen\left(-\beta + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.180)$$

Pode-se reescrever a expressão da corrente em termos de componentes harmônicas:

$$\tilde{I}_{pn} = C_{pn} \angle \phi_{pn} \quad (3.181)$$

sendo

$$C_{pn} = \sqrt{A_{pn}^2 + B_{pn}^2} \quad \text{e} \quad \phi_{pn} = \arctan(B_{pn}/A_{pn}) \quad (3.182)$$

O termo médio é dado por (3.166 a 3.168):

$$C_{p0} = A_{p0} = I_{p0} = \frac{I_{\max}}{2}.C_1 \cos(\beta + \phi_1) \quad (3.183)$$

3.10 - MODULAÇÃO DAS FUNÇÕES AUXILIARES

Como já mencionado, as Funções Auxiliares 1 e 2 devem ser convenientemente moduladas por uma constante a fim de serem associadas à “corrente parcial” para se obter a forma de onda da corrente no RCT.

Analizando-se as Figs. 3.7, 3.8 e 3.10 pode-se verificar que a Função Auxiliar 1 deve ser multiplicada pelo valor da “corrente parcial” quando o Tiristor 1 entra em ignição. Como a “corrente parcial” está associada com a corrente no indutor sem atraso na ignição, Fig. 3.5, conclui-se que este valor corresponde ao valor da função seno no instante em que o Tiristor 1 entra em ignição. Em termos angulares este instante corresponde à soma dos ângulos β e α_1 . Logo a Função Auxiliar 1 deve ser multiplicada por $I_{\max} \cdot \text{sen}(\beta + \alpha_1)$.

Seguindo o mesmo raciocínio, conclui-se que a Função Auxiliar 2 deve ser multiplicada por $I_{\max} \cdot \text{sen}(\pi + \beta + \alpha_2)$.

Como multiplicar uma função por uma constante, corresponde a multiplicar todos os coeficientes de Fourier desta função pela mesma constante, os coeficientes de Fourier das Funções Auxiliares 1 e 2 Moduladas são dados por:

$$a_{01m} = I_{\max} \cdot \text{sen}(\beta + \alpha_1) \cdot a_{01} \quad (3.184)$$

$$a_{n1m} = I_{\max} \cdot \text{sen}(\beta + \alpha_1) \cdot a_{n1} \quad (3.185)$$

$$b_{n1m} = I_{\max} \cdot \text{sen}(\beta + \alpha_1) \cdot b_{n1} \quad (3.186)$$

sendo a_{01} , a_{n1} e b_{n1} dados pelas expressões 3.83 a 3.85;

$$a_{02m} = I_{\max} \cdot \text{sen}(\pi + \beta + \alpha_2) \cdot a_{02} \quad (3.187)$$

$$a_{n2m} = I_{\max} \cdot \text{sen}(\pi + \beta + \alpha_2) \cdot a_{n2} \quad (3.188)$$

$$b_{n2m} = I_{\max} \cdot \text{sen}(\pi + \beta + \alpha_2) \cdot b_{n2} \quad (3.189)$$

sendo a_{02} , a_{n2} e b_{n2} dados pelas expressões 3.121 a 3.123.

3.11 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DAS CORRENTES NOS RAMOS DO RCT

Os coeficientes de Fourier da “corrente parcial”, dados pelo produto da Função de Chaveamento pela Corrente no RCT para ângulo de ignição igual a zero, A_{pn} e B_{pn} , são fornecidos pelas expressões 3.177 a 3.180 e 3.183.

Os coeficientes de Fourier da Função Auxiliar 1 moduladas, a_{01m} , a_{n1m} e b_{n1m} são dados pelas expressões 3.184, 3.185 e 3.186.

Os coeficiente de Fourier da Função Auxiliar 2 moduladas, a_{02m} , a_{n2m} e b_{n2m} , são dados pelas expressões 3.187, 3.188 e 3.189.

Os coeficientes da forma complexa das Séries de Fourier, considerando apenas o espectro de frequências positivas (HSU, 1973), são dados por:

$$C_0 = a_0 \quad (3.190)$$

$$C_n = a_n - jb_n \quad (3.191)$$

Pode-se concluir da expressão para C_n que os coeficientes de Fourier de uma função que seja a soma de duas ou mais funções são obtidos somando-se os coeficientes a_n e subtraindo-se os coeficientes b_n e o inverso no caso de subtração de funções.

Considerando que a função final é obtida subtraindo-se a função auxiliar 1 modulada e somando-se a função auxiliar 2 modulada à função que representa a “corrente parcial”, conclui-se que os coeficientes de Fourier da corrente em um ramo do RCT, A_n e B_n são dados pela seguinte combinação de coeficientes:

$$A_n = A_{pn} - a_{n1m} + a_{n2m} \quad (3.192)$$

$$B_n = B_{pn} + b_{n1m} - b_{n2m} \quad (3.193)$$

E o termo médio é dado por:

$$A_0 = A_{p0} - a_{01} + a_{02} \quad (3.194)$$



3.12 - CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER DAS CORRENTES NAS LINHAS DO RCT

Considerando que a conexão de um RCT é sempre em triângulo, conclui-se que as correntes nas linhas que alimentam um RCT estão relacionadas com as correntes nas fases, ou ramos, do RCT da mesma forma, ou seja:

$$\tilde{I}_A = \tilde{I}_{AB} - \tilde{I}_{CA} \quad (3.195)$$

$$\tilde{I}_B = \tilde{I}_{BC} - \tilde{I}_{AB} \quad (3.196)$$

$$\tilde{I}_C = \tilde{I}_{CA} - \tilde{I}_{BC} \quad (3.197)$$

A Fig. 3.2 auxilia a visualização destas equações que nada mais são que a aplicação da Lei de Kirchhoff das correntes nos três nós da conexão triângulo.

Como as expressões das correntes nas fases são funções seno e cosseno multiplicadas pelos respectivos coeficientes de Fourier, além de um termo médio, a associação destas expressões podem ser substituídas por expressões equivalentes de seus coeficientes de Fourier multiplicados pelas correspondentes funções seno e cosseno, ou seja:

$$A_{A0} = A_{AB0} - A_{CA0} \quad (3.198)$$

$$A_{B0} = A_{BC0} - A_{AB0} \quad (3.199)$$

$$A_{C0} = A_{CA0} - A_{BC0} \quad (3.200)$$

$$A_{An} = A_{ABn} - A_{CAn} \quad (3.201)$$

$$A_{Bn} = A_{BCn} - A_{ABn} \quad (3.202)$$

$$A_{Cn} = A_{CAn} - A_{BCn} \quad (3.203)$$

$$B_{An} = B_{ABn} - B_{CAn} \quad (3.204)$$

$$B_{Bn} = B_{BCn} - B_{ABn} \quad (3.205)$$

$$B_{Cn} = B_{CAn} - B_{BCn} \quad (3.206)$$

4.2 - DADOS DO SISTEMA SIMULADO

O sistema simulado consiste em um RCT de 14 kV, 115 MVA, ligado a um barramento de 400 kV através de um transformador de 150 MVA. O RCT é constituído de indutâncias de 13,26 mH e conectado em Triângulo, conforme diagrama unifilar apresentado na figura 4.1.

CAPÍTULO 4

SIMULAÇÕES UTILIZANDO O MODELO PROPOSTO - CASOS PARTICULARES

4.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Uma vez desenvolvida a modelagem do RCT por Função de Chaveamento - FC e por Funções Auxiliares - FA, foram simuladas várias situações de operação visando explorar as potencialidades do método utilizado.

Neste Capítulo são apresentados os casos mais significativos, seja do ponto de vista didático, seja do ponto de vista operacional.

São apresentados, ainda, gráficos ilustrativos da variação da geração de harmônicas em função da variação de grandezas elétricas do sistema de alimentação e do sistema de controle.

Os resultados de cada situação simulada serão precedidos de uma explicação sobre o mesmo, de seu objetivo e finalizados por uma análise dos mesmos.

Gráficos das formas de onda e Tabelas das harmônicas gerados pelo programa computacional implementado em plataforma MatLab com base na modelagem realizada no Capítulo anterior são apresentados.

Gráficos gerados por programa computacional implementado em plataforma Excel reconstituindo as formas de onda do RCT, utilizando as harmônicas calculadas pelo programa em MatLab e seus espectros harmônicos são apresentados.

4.2 - DADOS DO SISTEMA SIMULADO

O sistema simulado consiste em um RCT de 14 kV, 115 MVar, conectado a um barramento de 400 kV através de um transformador de 150 MVA. O RCT é constituído de indutâncias de 13,56 mH e conectado em Triângulo, conforme diagrama unifilar apresentado na figura 4.1.

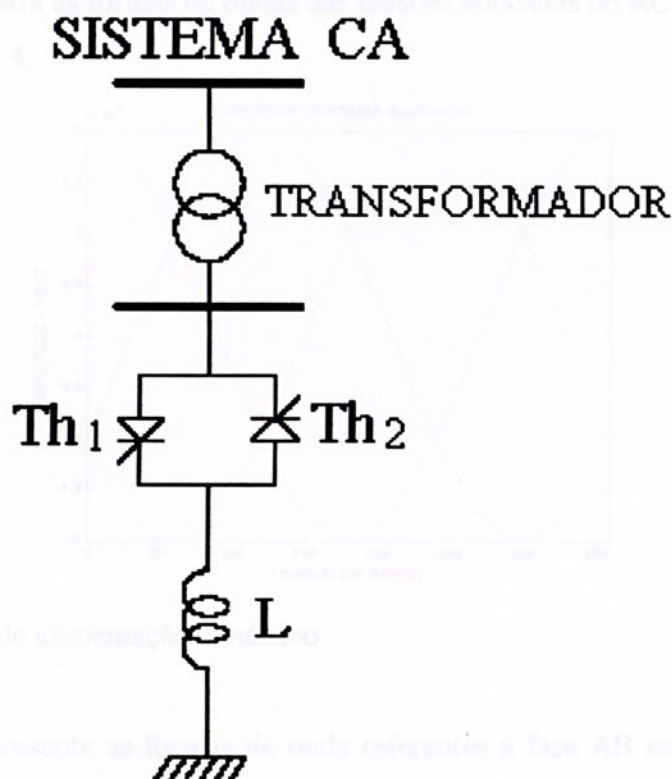


Figura 4.1 - Diagrama unifilar do RCT simulado.

4.3 - CASO BASE

Simula-se uma situação de operação idealizada, considerando que o sistema de alimentação não apresenta qualquer desequilíbrio e que o sistema de controle não introduz qualquer erro na produção de pulsos dos tiristores. O objetivo deste Caso é o de se constituir numa referência para as análises subseqüentes. Por outro lado este Caso apresenta sua própria razão de ser por considerar as condições normalmente utilizadas nas descrições didáticas da operação dos RCTs.

As características do sistema de alimentação e do sistema de controle são:

- SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO: Sistema simétrico de tensões.
- SISTEMA DE CONTROLE: Sistema de produção de pulsos idealizado com $\alpha = 20^\circ$ nas três fases.

A Fig. 4.2 ilustra as formas de ondas das tensões aplicadas no RCT para o Caso Base e para os Casos 1 até o 4.

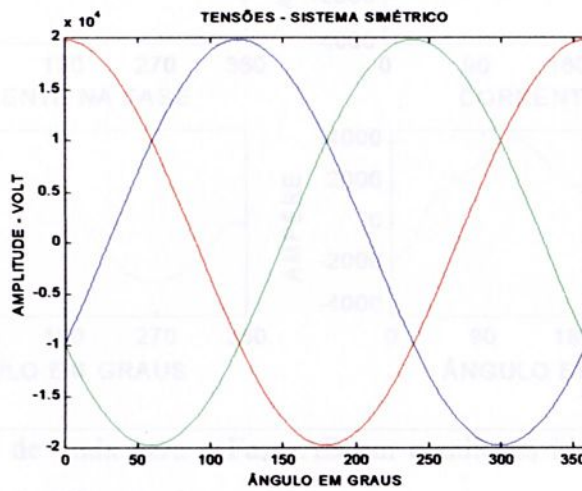


Figura 4.2 - Sistema de alimentação simétrico

A Fig. 4.3 apresenta as formas de onda referentes à fase AB na seguinte seqüência: Função de Chaveamento; Forma de onda da Corrente Parcial na fase (resultante do produto da FC pela corrente na fase com ângulo de ignição zero); Função Auxiliar 1 e Função Auxiliar 2 devidamente moduladas conforme explicado no capítulo anterior; Corrente na fase (resultante da composição dos Coeficientes de Fourier da FC, da FA1 e da FA2); e Corrente na linha A (resultante da composição dos Coeficientes de Fourier das Correntes nas fases AB e CA). Percebe-se claramente a simetria existente nas formas de ondas das correntes na fase e na linha, o que está de acordo com a teoria que explica o funcionamento do RCT para condições idealizadas.

Para a fase AB o primeiro pulso da FC começa em $\alpha = 20^\circ$ e termina em $180^\circ - 20^\circ = 160^\circ$, enquanto que o segundo pulso começa em $\alpha = 180^\circ + 20^\circ = 200^\circ$ e termina em $360^\circ - 20^\circ = 340^\circ$. Para as outras fases existe um deslocamento de 120° e de 240° . As outras formas de onda também sofrem mudanças nos instantes correspondentes a estes ângulos.

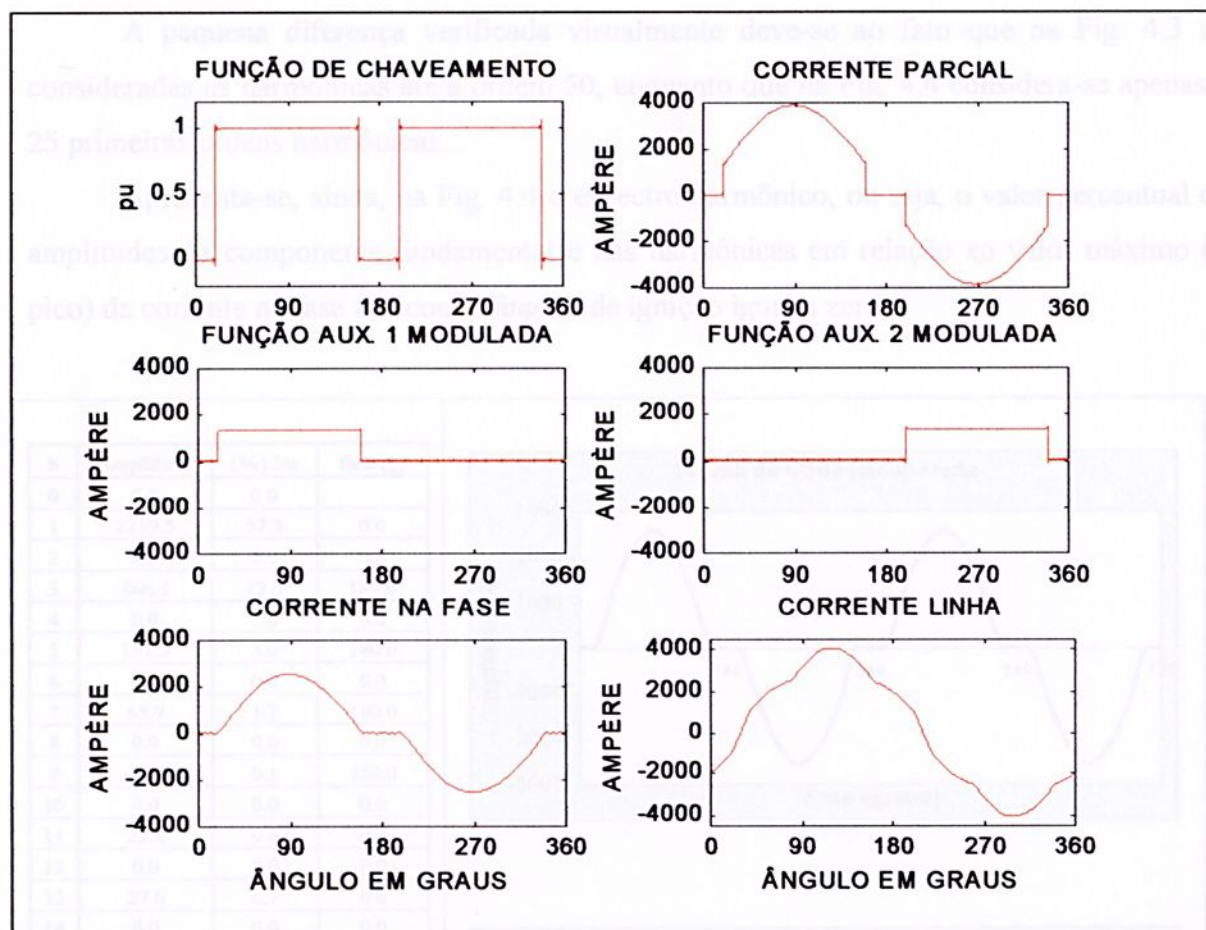


Figura 4.3 - Formas de onda para a Fase AB em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores.

Na Fig. 4.4 apresenta-se uma tabela com os valores das amplitudes e das fases das harmônicas na fase AB geradas pelo RCT nas condições idealizadas e calculadas pelo programa em MatLab, além do valor percentual da amplitude em relação ao valor de pico da corrente com ângulo de ignição igual a zero.

De acordo com a Teoria de Fourier, as formas de onda que apresentam simetria de meia onda não apresentam harmônicas de ordem par e também não apresentam valor médio, ou cc. Pode-se observar, pela tabela citada, que os valores mencionados são nulos, o que comprova a precisão da modelagem nas condições idealizadas. Em outras palavras, são geradas apenas as harmônicas características e as múltiplas de três. Além disso, o percentual das componentes harmônicas estão de acordo com a teoria que trata da geração de harmônicas pelos RCTs.

A forma de onda apresentada na Fig. 4.4 é resultante da composição das harmônicas listadas na tabela, considerando-se as amplitudes e as fases. Percebe-se que a forma de onda obtida é praticamente igual àquela apresentada na Fig. 4.3.

A pequena diferença verificada visualmente deve-se ao fato que na Fig. 4.3 são consideradas as harmônicas até a ordem 50, enquanto que na Fig. 4.4 considera-se apenas as 25 primeiras ordens harmônicas.

Apresenta-se, ainda, na Fig. 4.4 o espectro harmônico, ou seja, o valor percentual das amplitudes da componente fundamental e das harmônicas em relação ao valor máximo (de pico) da corrente na fase AB com o ângulo de ignição igual a zero.

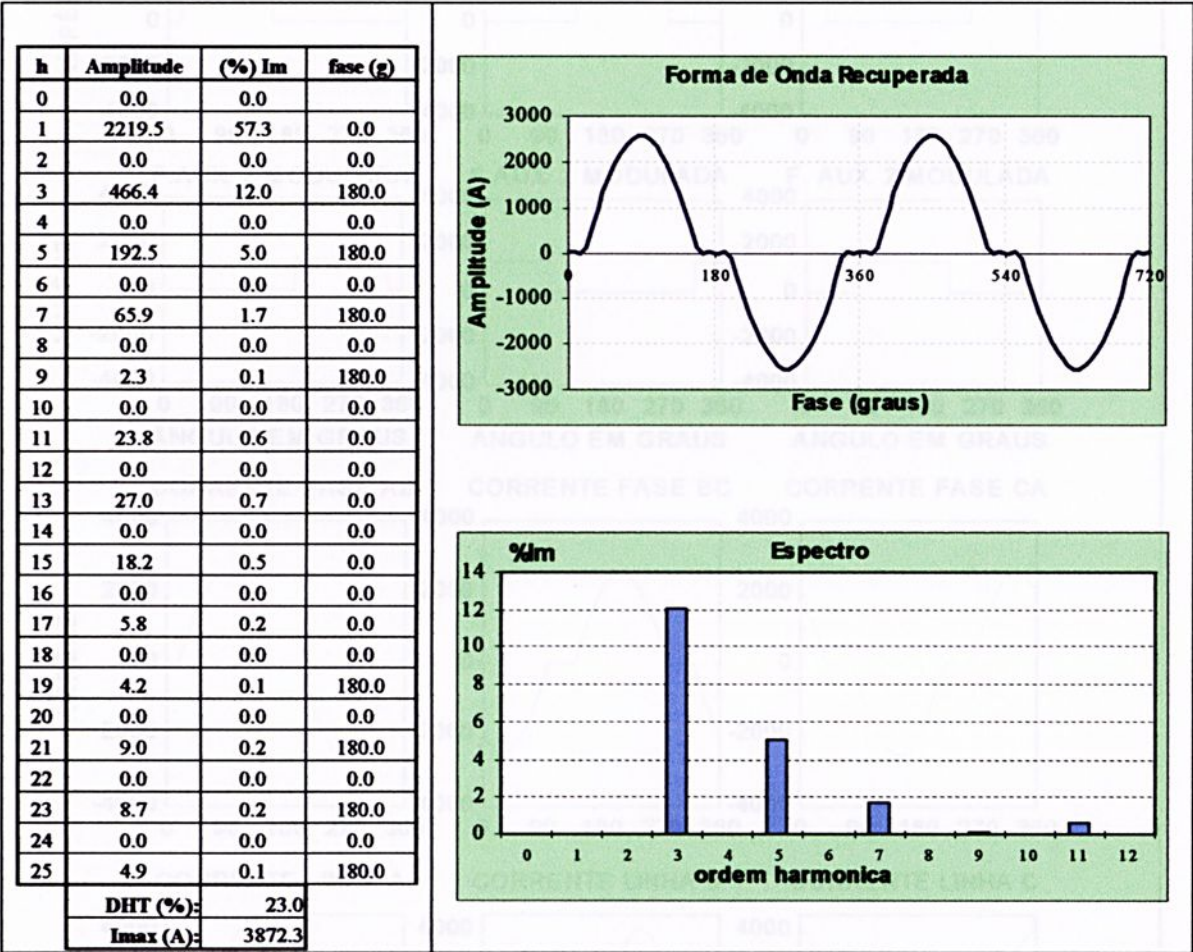


Figura 4.4 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB para $\alpha = 20^\circ$.

As formas de onda da Função de Chaveamento, da Função Auxiliar 1 e da Função Auxiliar 2 convenientemente moduladas e da Corrente na Fase nas três fases e da Corrente na Linha nas três linhas são apresentadas na Fig. 4.5.

Pode-se perceber, como é de se esperar, a simetria existente em todas as formas de onda, considerando-se inclusive a diferença angular de 120° existente entre as fases.

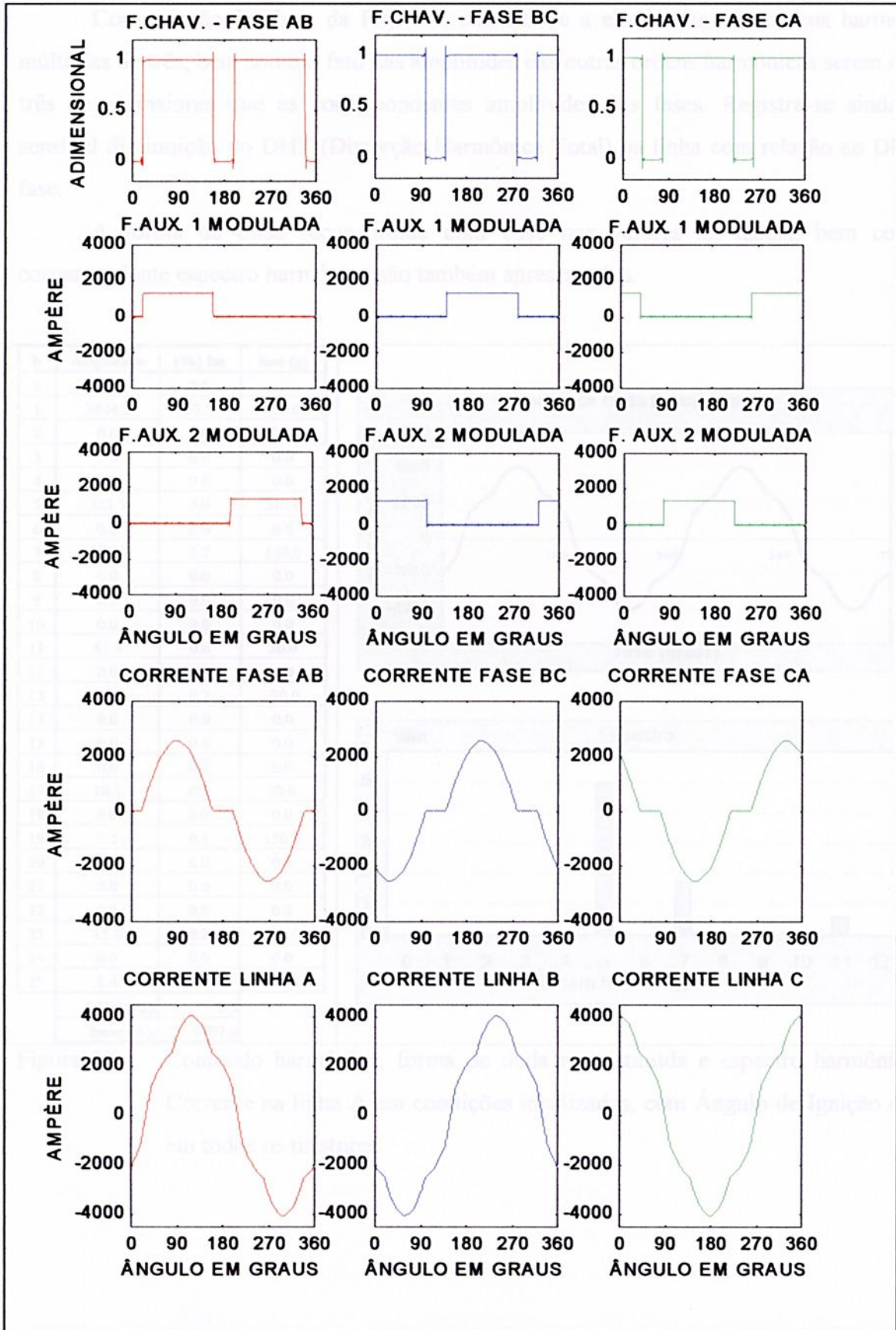


Figura 4.5 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores.

Com relação à tabela da Fig. 4.6, constata-se a eliminação das ordens harmônicas múltiplas de três, bem como o fato das amplitudes das outras ordens harmônicas serem raiz de três vezes maiores que as correspondentes amplitudes nas fases. Registra-se ainda uma sensível diminuição do DHT (Distorção Harmônica Total) na linha com relação ao DHT na fase.

A forma de onda reconstituída com base nos valores da tabela, bem como o correspondente espectro harmônico são também apresentados.

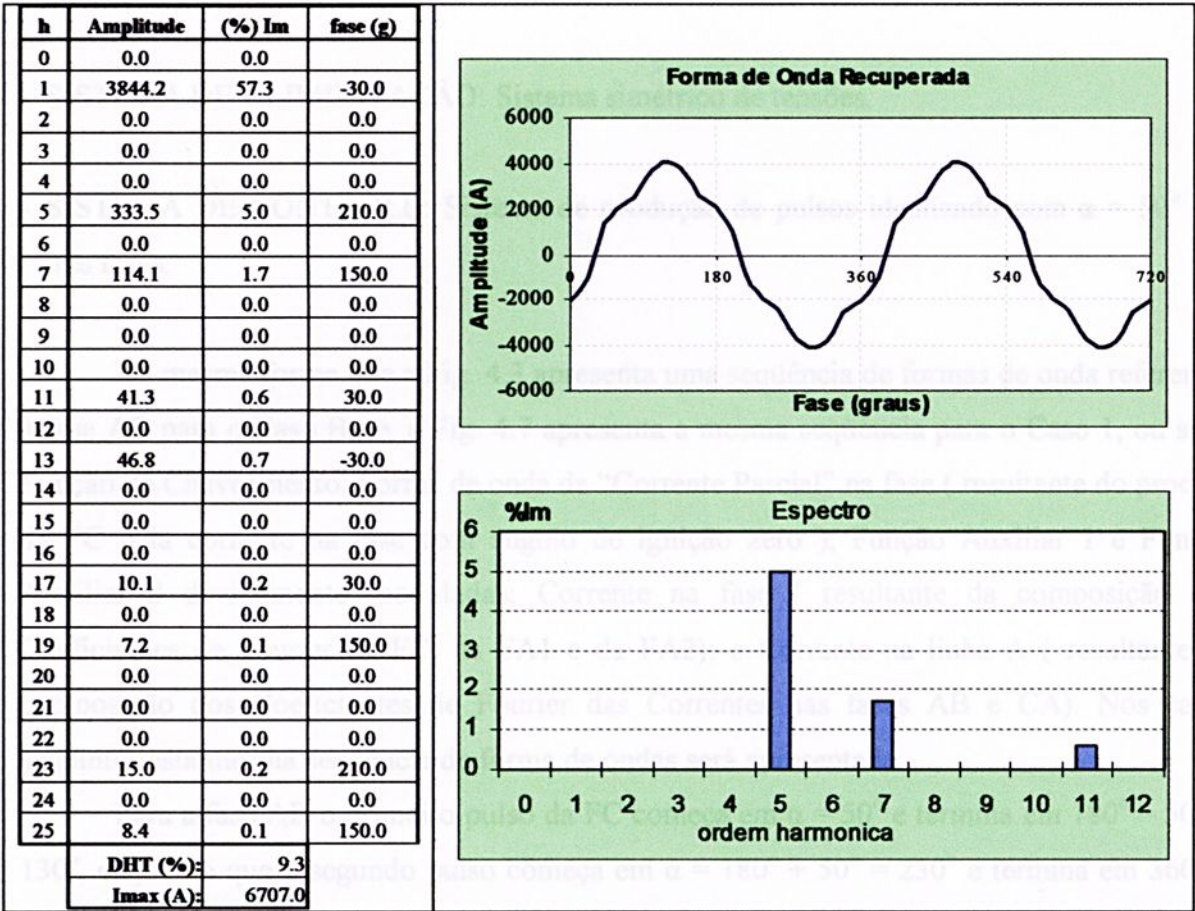


Figura 4.6 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores.

4.4 - CASO 1

O objetivo deste caso consiste em se verificar a influência da variação, no caso em particular de um aumento, do ângulo de ignição dos tiristores, ou seja, como as formas de onda das correntes nas fases e nas linhas se comportam na situação descrita, bem como seu conteúdo harmônico.

As características do sistema de alimentação e do sistema de controle são descritas a seguir.

- SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO: Sistema simétrico de tensões.
- SISTEMA DE CONTROLE: Sistema de produção de pulsos idealizado com $\alpha = 50^\circ$ nas três fases.

Da mesma forma que a Fig. 4.3 apresenta uma seqüência de formas de onda referentes à fase AB para o Caso Base, a Fig. 4.7 apresenta a mesma seqüência para o Caso 1, ou seja: Função de Chaveamento; Forma de onda da “Corrente Parcial” na fase (resultante do produto da FC pela corrente na fase com ângulo de ignição zero); Função Auxiliar 1 e Função Auxiliar 2 devidamente moduladas; Corrente na fase (resultante da composição dos Coeficientes de Fourier da FC, da FA1 e da FA2); e Corrente na linha A (resultante da composição dos Coeficientes de Fourier das Correntes nas fases AB e CA). Nos casos seguintes esta mesma seqüência de forma de ondas será apresentada.

Para a fase AB o primeiro pulso da FC começa em $\alpha = 50^\circ$ e termina em $180^\circ - 50^\circ = 130^\circ$, enquanto que o segundo pulso começa em $\alpha = 180^\circ + 50^\circ = 230^\circ$ e termina em $360^\circ - 50^\circ = 310^\circ$.

Pode-se observar, devido ao aumento do ângulo de ignição (α), a diminuição do ângulo de condução dos tiristores (σ), constatado pelo estreitamento dos intervalos em que as funções não são nulas. As funções auxiliares apresentam valores aumentados devido à sua modulação ser proporcional ao seno de α . As correntes na fase e na linha apresentam valores máximos reduzidos o que se reflete em amplitudes menores tanto para a fundamental quanto para as ordens harmônicas, o que pode ser constatado pelos valores apresentados pela tabela da Fig. 4.8.

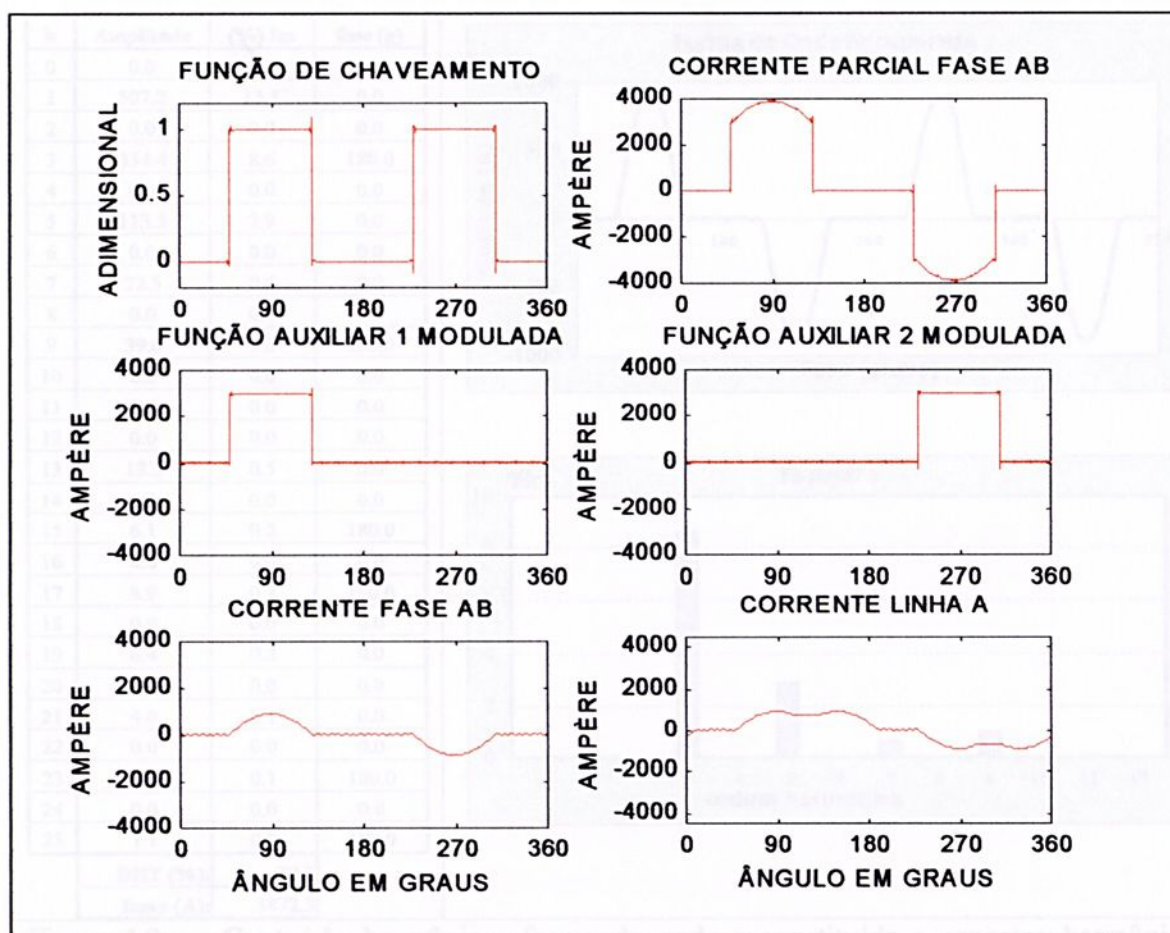


Figura 4.7 - Formas de onda para a Fase AB em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 50° em todos os tiristores.

A referida tabela nos informa ainda que, apesar das amplitudes das correntes terem diminuído, o DHT total aumentou pois este é calculado considerando o valor da corrente fundamental e esta, percentualmente, diminuiu mais que as componentes harmônicas. As terceira coluna das tabelas das Figs. 4.4 e 4.8 apresentam os valores percentuais das correntes em relação ao valor máximo da corrente para $\alpha = 0^\circ$. A componente fundamental variou de 57,3% para 13,1%, o que fornece um índice de 4,37, enquanto que para a terceira harmônica a variação foi de 12,0% para 8,6%, o que dá um índice de 1,4, indicando o aumento percentual dos componentes harmônicos já que este comportamento é também registrado de forma crescente para as outras ordens harmônicas.

Em resumo, pode-se concluir que para este ângulo α (50°) as amplitudes das correntes fundamental e harmônicas diminuem, mas a fundamental diminui muito mais do que as harmônicas, em termos proporcionais, fazendo com que o DHT aumente. Cabe ressaltar que estas conclusões são de caráter particular para a situação citada. Uma análise mais geral sobre o conteúdo harmônico gerado em função do ângulo de ignição será realizada no item 5.3.

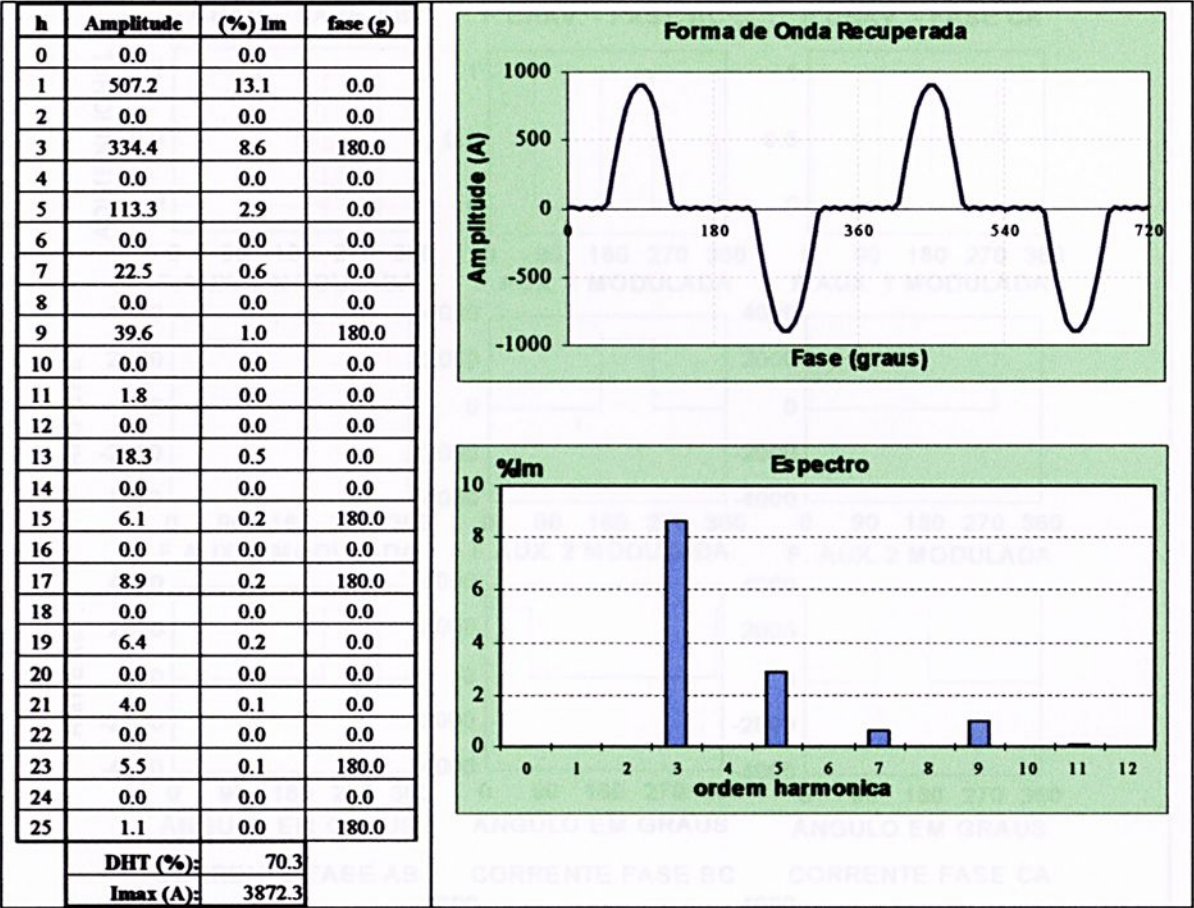


Figura 4.8 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB para $\alpha = 50^\circ$.

Da mesma forma que para o Caso Base, não são geradas harmônicas de ordem par devido à simetria de meia onda, mas apenas as ordens características e as múltiplas de três. A Fig. 4.9 apresenta as formas de onda para as fases e as linhas. As mesmas observações feitas para a fase A são também pertinentes para as outras fases devido ao fato do sistema ser equilibrado. Quanto às formas de onda das correntes nas linhas, comentários análogos ao Caso Base podem ser realizados, destacando a redução ocorrida nas amplitudes das mesmas.

No que concerne à composição harmônica a tabela da Fig. 4.10 registra a eliminação das componentes de ordem par e o aumento proporcional à raiz de três da fundamental e das harmônicas características nas correntes de linha.

O DHT diminuiu com relação ao DHT da fase, mas aumentou com relação ao Caso Base, devido ao aumento do ângulo α .

A forma de onda reconstituída apresenta certa distorção devido ao número de ordens harmônicas consideradas, e o espectro harmônico reproduz a terceira coluna da tabela e está de acordo com a teoria.

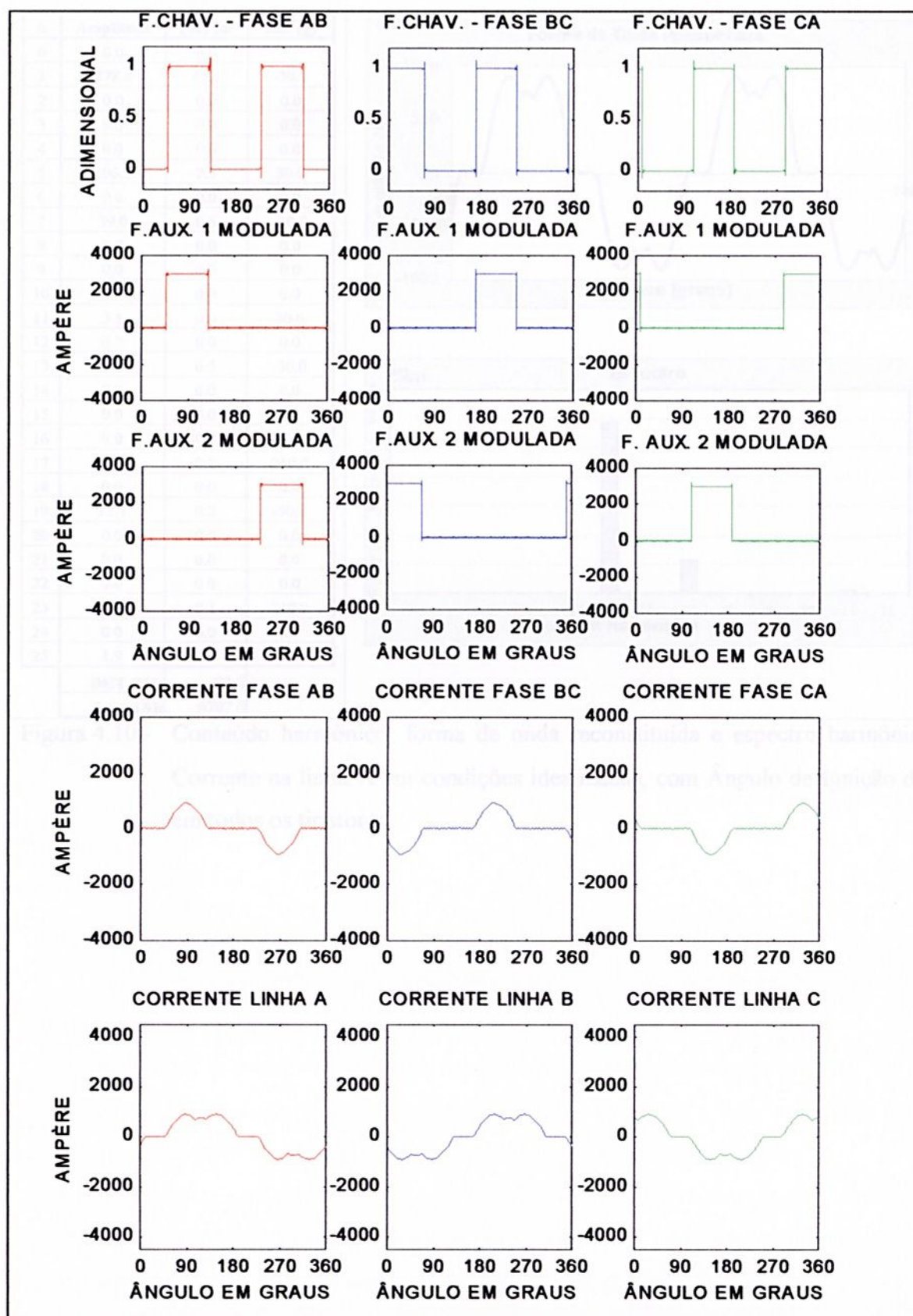


Figura 4.9 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 50° em todos os tiristores.

h	Amplitude	(%) Im	fase (g)
0	0.0	0.0	
1	878.4	13.1	-30.0
2	0.0	0.0	0.0
3	0.0	0.0	0.0
4	0.0	0.0	0.0
5	196.3	2.9	30.0
6	0.0	0.0	0.0
7	39.0	0.6	-30.0
8	0.0	0.0	0.0
9	0.0	0.0	0.0
10	0.0	0.0	0.0
11	3.1	0.0	30.0
12	0.0	0.0	0.0
13	31.7	0.5	-30.0
14	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0
16	0.0	0.0	0.0
17	15.5	0.2	210.0
18	0.0	0.0	0.0
19	11.1	0.2	-30.0
20	0.0	0.0	0.0
21	0.0	0.0	0.0
22	0.0	0.0	0.0
23	9.6	0.1	210.0
24	0.0	0.0	0.0
25	1.9	0.0	150.0
DHT (%):		23.2	
Imax (A):		6707.0	

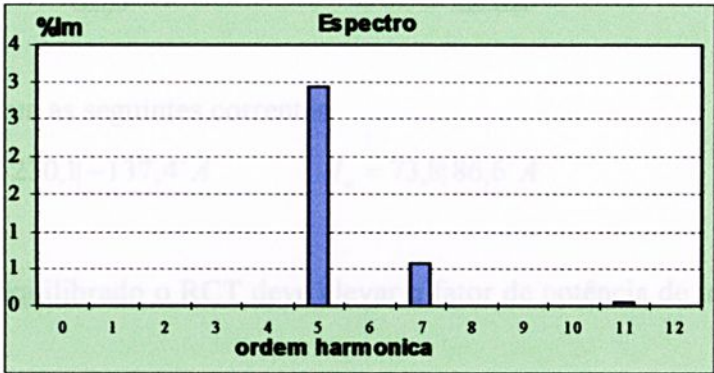
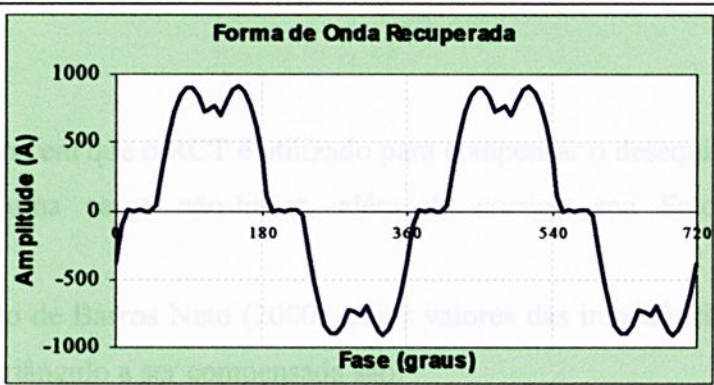


Figura 4.10 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A em condições idealizadas, com Ângulo de Ignição de 50° em todos os tiristores.

$\alpha_a = 11.1^\circ$ $\alpha_{a2} = 64.7^\circ$ $\alpha_{a3} = 4.0^\circ$

A potência da compensação atendida foi comprovada pela referência citada. O nosso objetivo é o de verificar o conteúdo harmônico gerado pela situação em questão.

As formas de onda nas três fases e nas três linhas são apresentadas na Fig. 4.11.

As formas de onda apresentadas na Fig. 4.11 evidenciam a forte assimetria da FC e das FAs nas três fases devido à grande discrepância dos ângulos de ignição.

No entanto os dois tiristores de cada fase disparam com o mesmo ângulo, o que produz simetria em cada fase e, portanto, não são geradas harmônicas pares, nem componente ω . Por outro lado, são geradas componentes múltiplas de três com amplitudes diferentes em cada fase, originando estas mesmas componentes nas correntes de linha, como mostra os gráficos da Fig. 4.12.

4.5 - CASO 2

Descreve-se um caso prático em que o RCT é utilizado para compensar o desequilíbrio introduzido pela operação de uma carga não-linear, além de corrigir seu Fator de deslocamento.

O caso simulado é extraído de Barros Neto (2000), cujos valores das impedâncias de cada fase da carga conectada em triângulo a ser compensada são:

$$Z_{ab} = 100 \angle 0^\circ \Omega \quad Z_{bc} = 138 \angle 30^\circ \Omega \quad Z_{ca} = 300 \angle -40^\circ \Omega$$

Esta carga solicita do sistema as seguintes correntes:

$$I_a = 181,91 \angle 25,04^\circ A \quad I_b = 230,1 \angle -137,4^\circ A \quad I_c = 73,8 \angle 86,6^\circ A$$

Além de tornar o sistema equilibrado o RCT deve elevar o fator de potência de todo o conjunto para 0,95.

O sistema completo é composto pela carga desequilibrada, por um banco de capacitores de 6,0 MVar conectado em estrela, um RCT de 8,0 MVar conectado em triângulo. A tensão do sistema de alimentação é simétrica com valor de 13,8 kV.

Os cálculos realizados indicam que os tiristores do RCT devem ser disparados com os seguintes ângulos:

$$\alpha_{ab} = 11,1^\circ \quad \alpha_{bc} = 64,7^\circ \quad \alpha_{ca} = 4,0^\circ$$

A eficiência da compensação almejada foi comprovada pela referência citada. O nosso objetivo é o de verificar o conteúdo harmônico gerado pela situação em questão.

As formas de ondas nas três fases e nas três linhas são apresentadas pela Fig. 4.11.

As formas de onda apresentadas na Fig. 4.11 evidenciam a forte assimetria da FC e das FAs nas três fases devido à grande discrepâncias dos ângulos de ignição.

No entanto os dois tiristores de cada fase disparam com o mesmo ângulo, o que produz simetria em cada fase e, portanto, não são geradas harmônicas pares, nem componente cc. Por outro lado, são geradas componentes múltiplas de três com amplitudes diferentes em cada fase, originando estas mesmas componentes nas correntes de linha, como mostra os gráficos da Fig. 4.12.

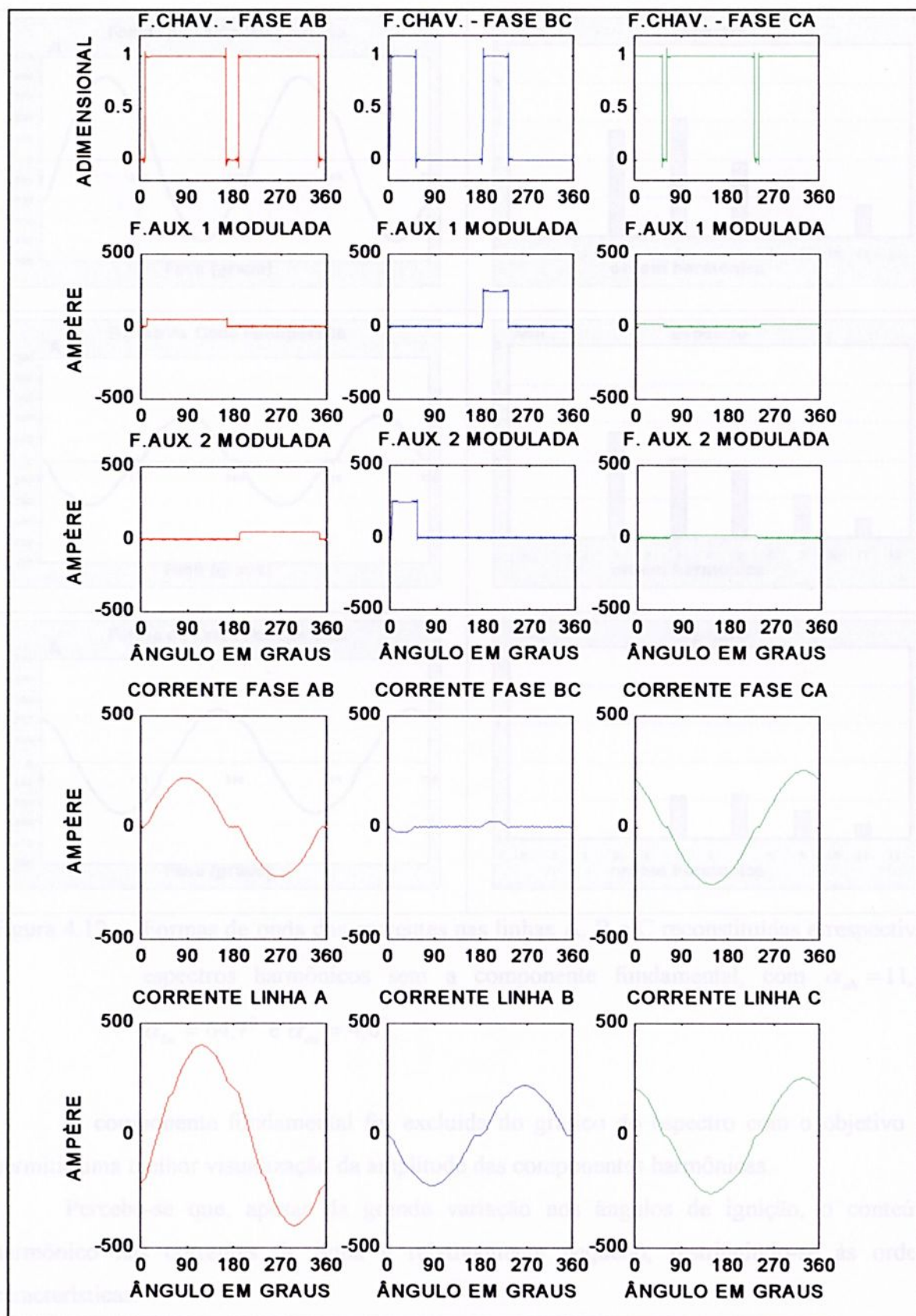


Figura 4.11 - Formas de onda nas Fases e Linhas com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$.

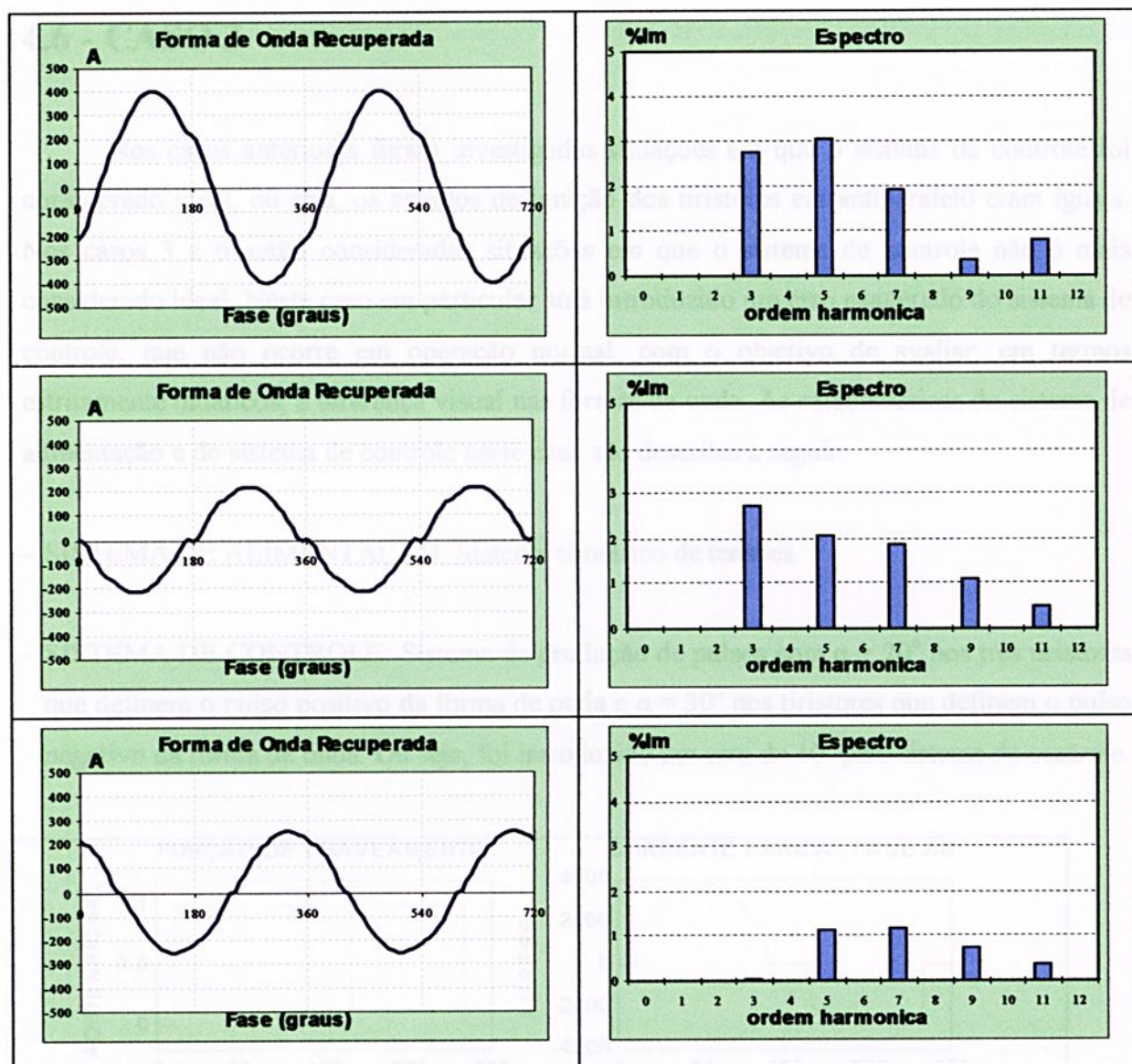


Figura 4.12 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$.

A componente fundamental foi excluída do gráfico do espectro com o objetivo de permitir uma melhor visualização da amplitude das componentes harmônicas.

Percebe-se que, apesar da grande variação nos ângulos de ignição, o conteúdo harmônico nas correntes de linha é relativamente pequeno, restringindo-se às ordens características.

Figura 4.13 - Formas de onda para a Fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um triac e de 30° no odo.

4.6 - CASO 3

Nos casos anteriores foram investigadas situações em que o sistema de controle foi considerado ideal, ou seja, os ângulos de ignição dos tiristores em antiparalelo eram iguais. Nos casos 3 a 6 serão consideradas situações em que o sistema de controle não é mais considerado ideal. Neste caso em particular será introduzido um erro exagerado do sistema de controle, que não ocorre em operação normal, com o objetivo de avaliar, em termos estritamente didáticos, a diferença visual nas formas de onda. As características do sistema de alimentação e do sistema de controle neste caso são descritas a seguir.

- SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO: Sistema simétrico de tensões.
- SISTEMA DE CONTROLE: Sistema de produção de pulsos com $\alpha = 20^\circ$ nos três tiristores que definem o pulso positivo da forma de onda e $\alpha = 30^\circ$ nos tiristores que definem o pulso negativo da forma de onda. Ou seja, foi introduzido um erro de 10° pelo sistema de controle.

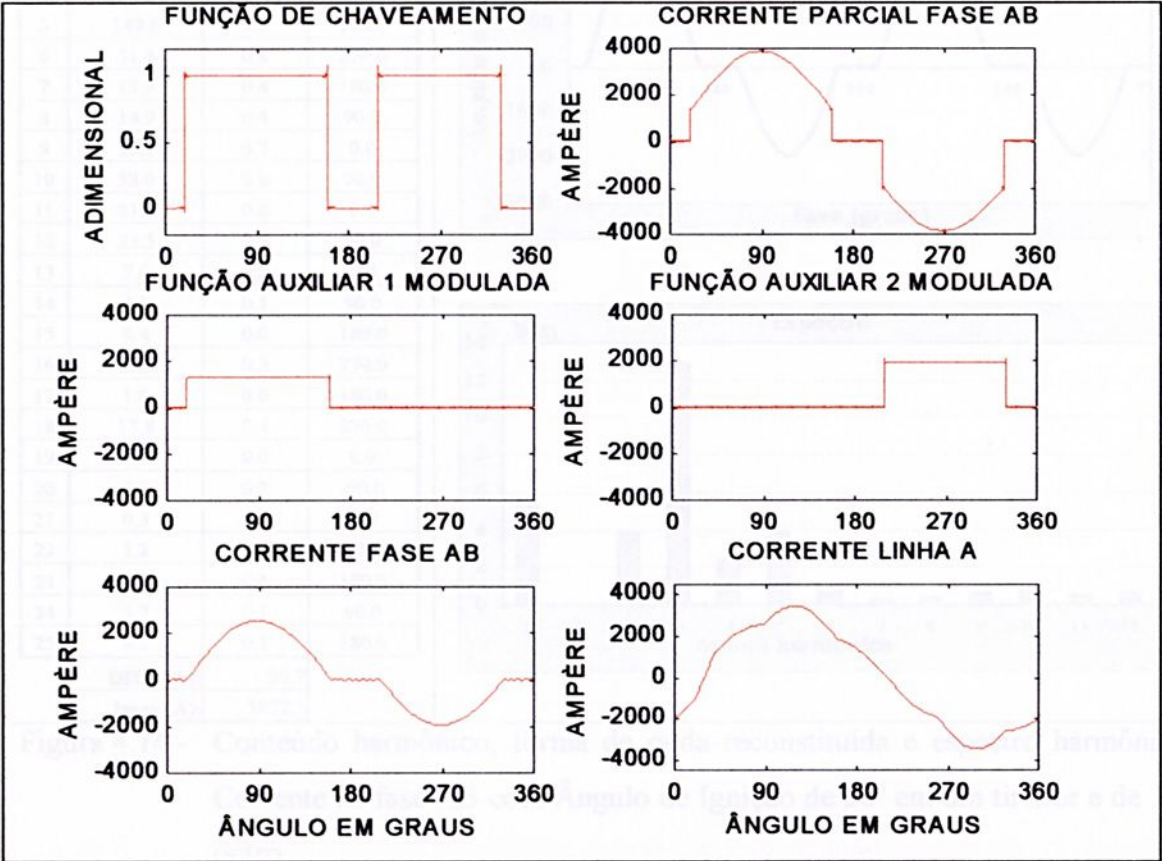


Figura 4.13 - Formas de onda para a Fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.

Na Fig. 4.13 são apresentadas as formas de onda da fase AB. O primeiro pulso da FC começa com $\alpha = 20^\circ$ e termina em $180^\circ - 20^\circ = 160^\circ$, enquanto que o segundo pulso começa com $\alpha = 180^\circ + 30^\circ = 210^\circ$ e termina com $360^\circ - 30^\circ = 330^\circ$. Para as outras fases existe um deslocamento de 120° e de 240° . As outras formas de onda também sofrem mudanças nos instantes correspondentes a estes ângulos.

O período de condução dos dois pulsos são diferentes ($\sigma_1=180^\circ-2\times 20^\circ = 140^\circ$ e $\sigma_2=180^\circ-2\times 30^\circ = 120^\circ$) e, portanto, a forma de onda não apresenta simetria de meia onda. Conseqüentemente, o conteúdo harmônico desta forma de onda deve apresentar todas as ordens harmônicas, bem como o componente contínuo, o que é comprovado pelos valores da tabela da Fig. 4.14.

Com relação à Fig. 4.13 pode-se observar, ainda, que a corrente de linha reflete a falta de simetria provocada pelo erro no ângulo de disparo introduzido pelo sistema de controle.

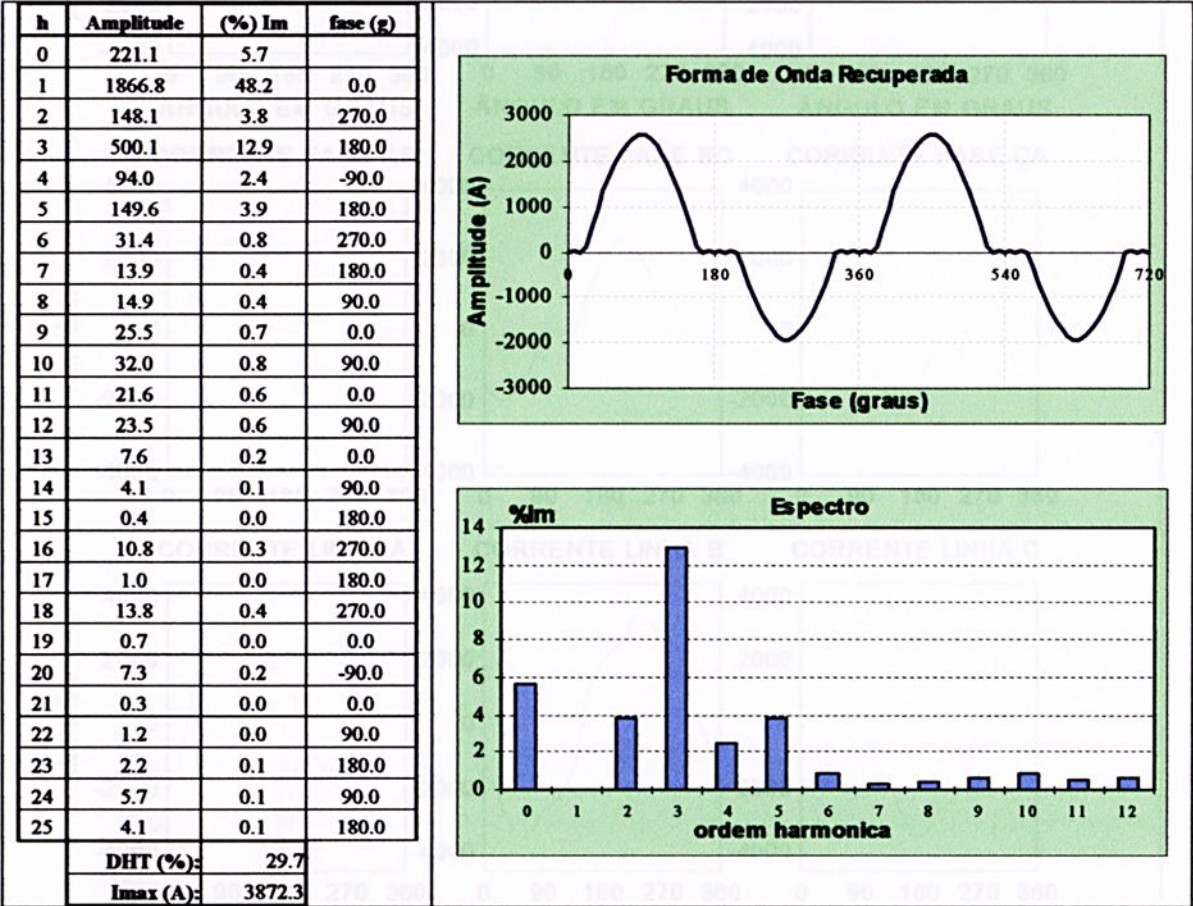


Figura 4.14 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.

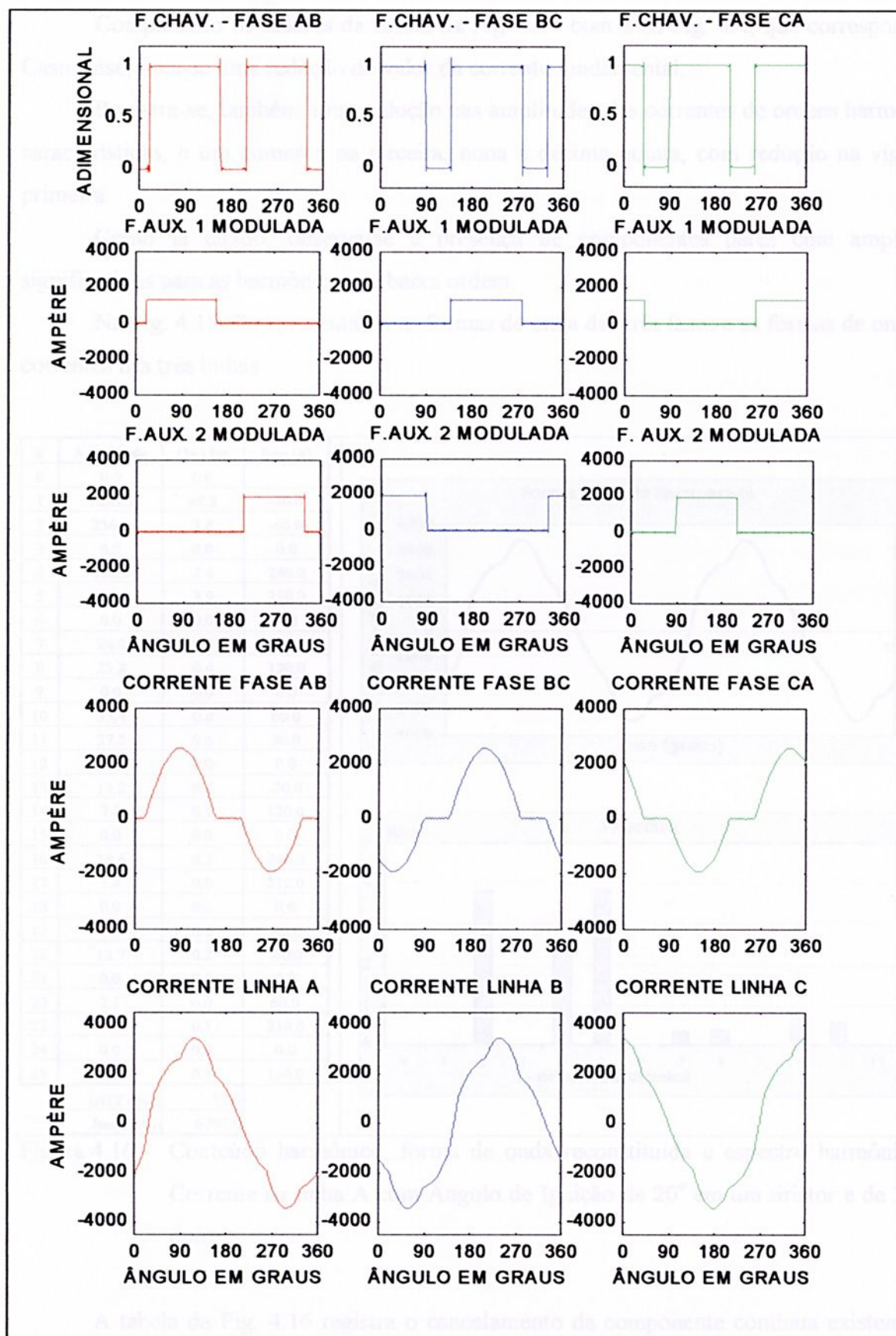


Figura 4.15 - Formas de onda nas Linhas com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.

Comparando os valores da tabela da Fig. 4.14 com a da Fig. 4.4, que corresponde ao Caso Base, nota-se uma redução do valor da corrente fundamental.

Registra-se, também, uma redução nas amplitudes das correntes de ordens harmônicas características, e um aumento na terceira, nona e décima quinta, com redução na vigésima primeira.

Como já citado, observa-se a presença de componentes pares com amplitudes significativas para as harmônicas de baixa ordem.

Na Fig. 4.15 são apresentadas as formas de onda das três fases e as formas de onda das correntes nas três linhas.

4.7 - CASO 4

h	Amplitude	(%) Im	fase (g)
0	0.0	0.0	
1	3233.3	48.2	-30.0
2	256.5	3.8	-60.0
3	0.0	0.0	0.0
4	162.9	2.4	240.0
5	259.2	3.9	210.0
6	0.0	0.0	0.0
7	24.0	0.4	150.0
8	25.8	0.4	120.0
9	0.0	0.0	0.0
10	55.4	0.8	60.0
11	37.5	0.6	30.0
12	0.0	0.0	0.0
13	13.2	0.2	-30.0
14	7.1	0.1	120.0
15	0.0	0.0	0.0
16	18.6	0.3	240.0
17	1.8	0.0	210.0
18	0.0	0.0	0.0
19	1.3	0.0	-30.0
20	12.7	0.2	-60.0
21	0.0	0.0	0.0
22	2.1	0.0	60.0
23	3.9	0.1	210.0
24	0.0	0.0	0.0
25	7.0	0.1	150.0
DHT (%)		12.6	
Imax (A)		6707.0	

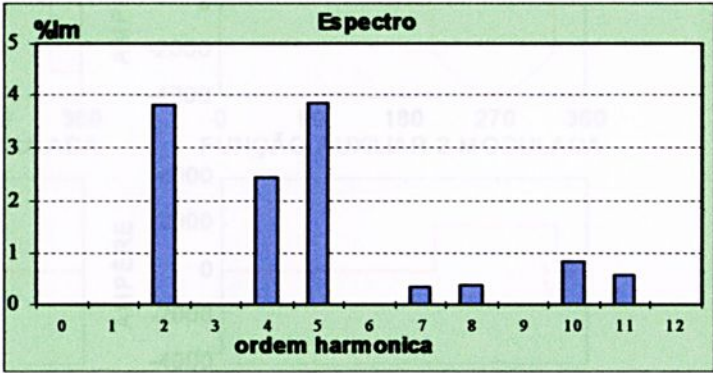
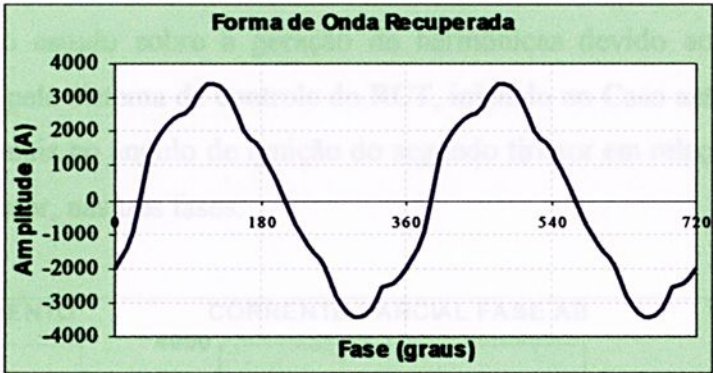


Figura 4.16 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 30° no outro.

A tabela da Fig. 4.16 registra o cancelamento da componente contínua existente nas correntes de fase já que existe simetria entre as fases e, conseqüentemente, o valor da componente contínua é o mesmo nas três fases.

Como as correntes de linha são fornecidas pela subtração de duas correntes de fase, a componente contínua na linha é cancelada.

Observa-se, ainda, a eliminação das harmônicas múltiplas de três, pelo mesmo motivo exposto.

Como os percentuais das harmônicas presentes nas linhas permanecem os mesmos das correspondentes harmônicas nas fases, e considerando a eliminação das harmônicas múltiplas de três, o DHT das correntes nas linhas é inferior ao DHT das correntes nas fases.

4.7 - CASO 4

Dando prosseguimento ao estudo sobre a geração de harmônicas devido ao erro introduzido no ângulo de ignição pelo sistema de controle do RCT, iniciado no Caso anterior, será introduzido um erro de 2° a mais no ângulo de ignição do segundo tiristor em relação ao ângulo de ignição do primeiro tiristor, nas três fases.

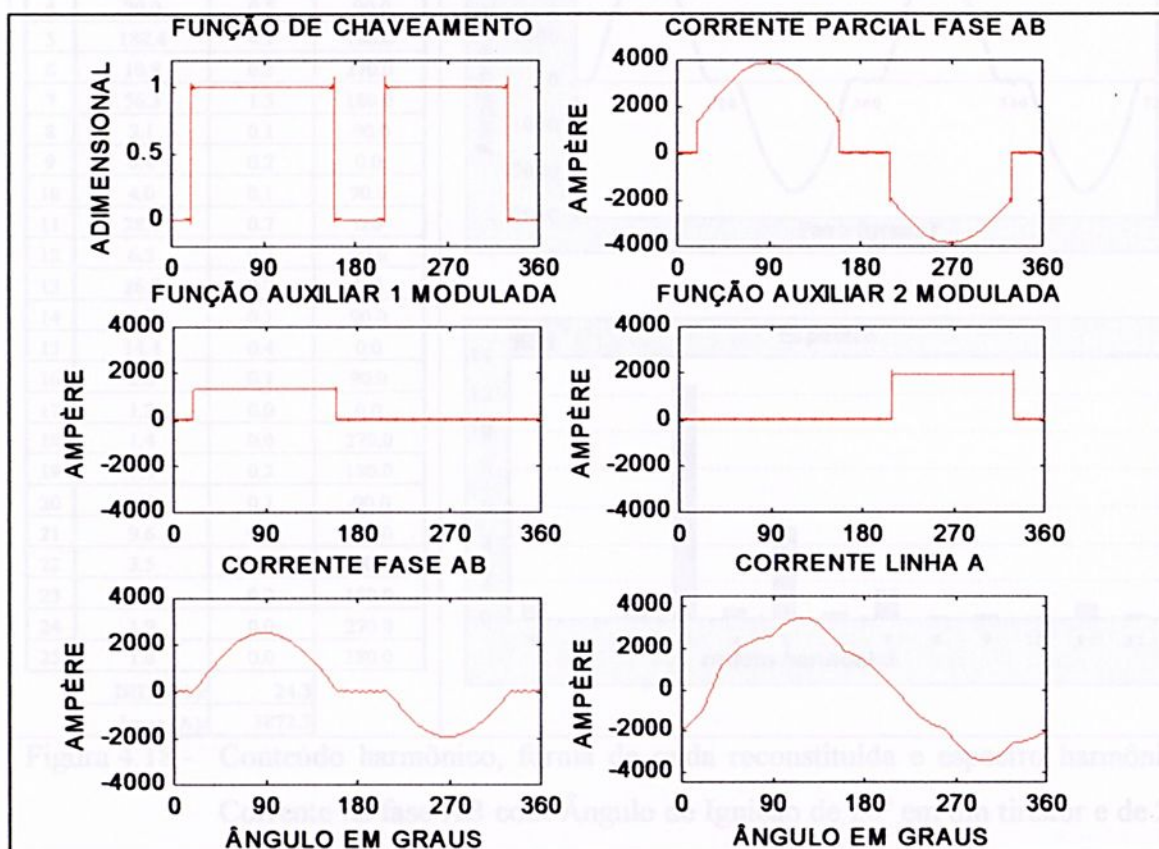


Figura 4.17 - Formas de onda para a Fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.

As características do sistema de alimentação e do sistema de controle neste caso são descritas a seguir.

- SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO: Sistema simétrico de tensões.
- SISTEMA DE CONTROLE: Sistema de produção de pulsos com $\alpha = 20^\circ$ nos três tiristores que definem o pulso positivo da forma de onda e $\alpha = 22^\circ$ nos tiristores que definem o pulso negativo da forma de onda.

Na Fig. 4.17 são apresentadas as formas de onda na fase AB, sendo possível perceber uma ligeira assimetria nas mesmas, particularmente na forma de onda da corrente na linha A.

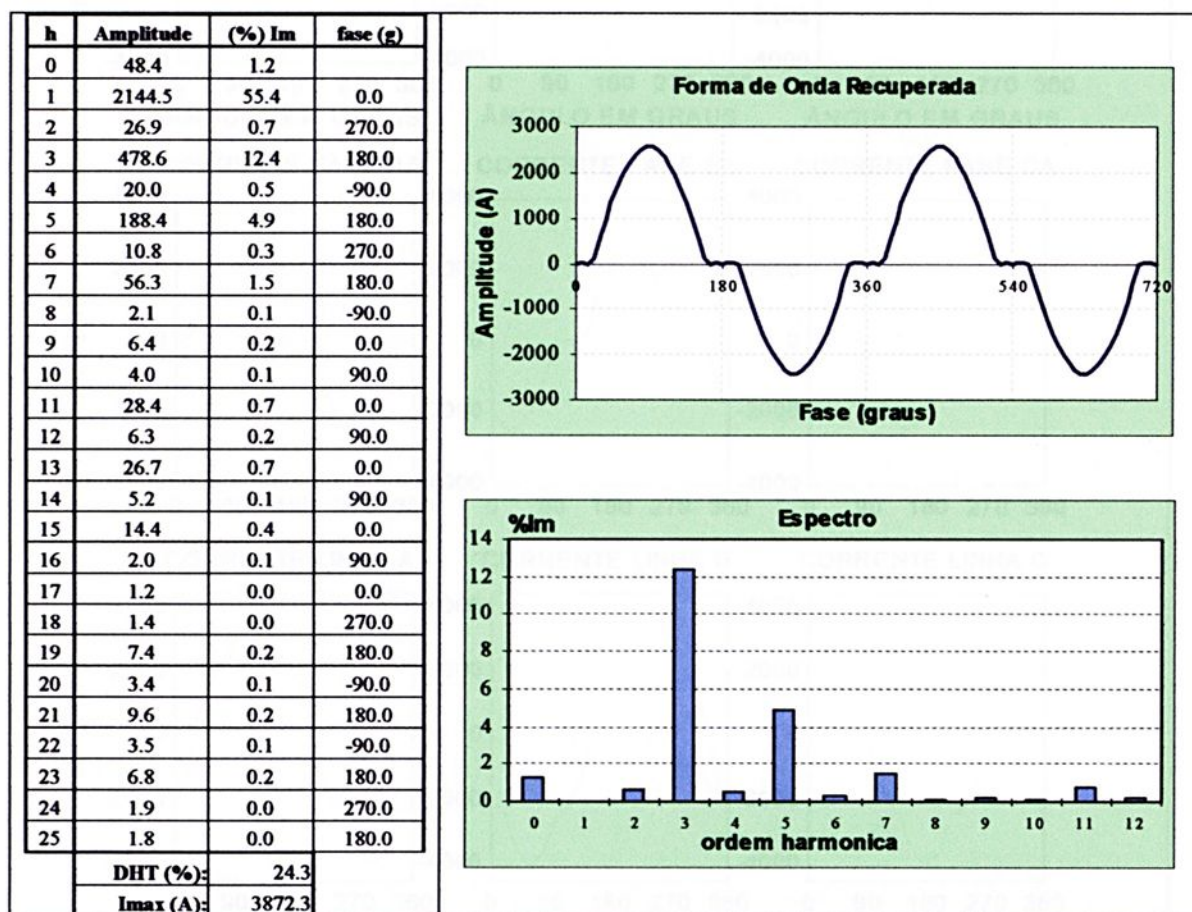


Figura 4.18 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na fase AB com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.

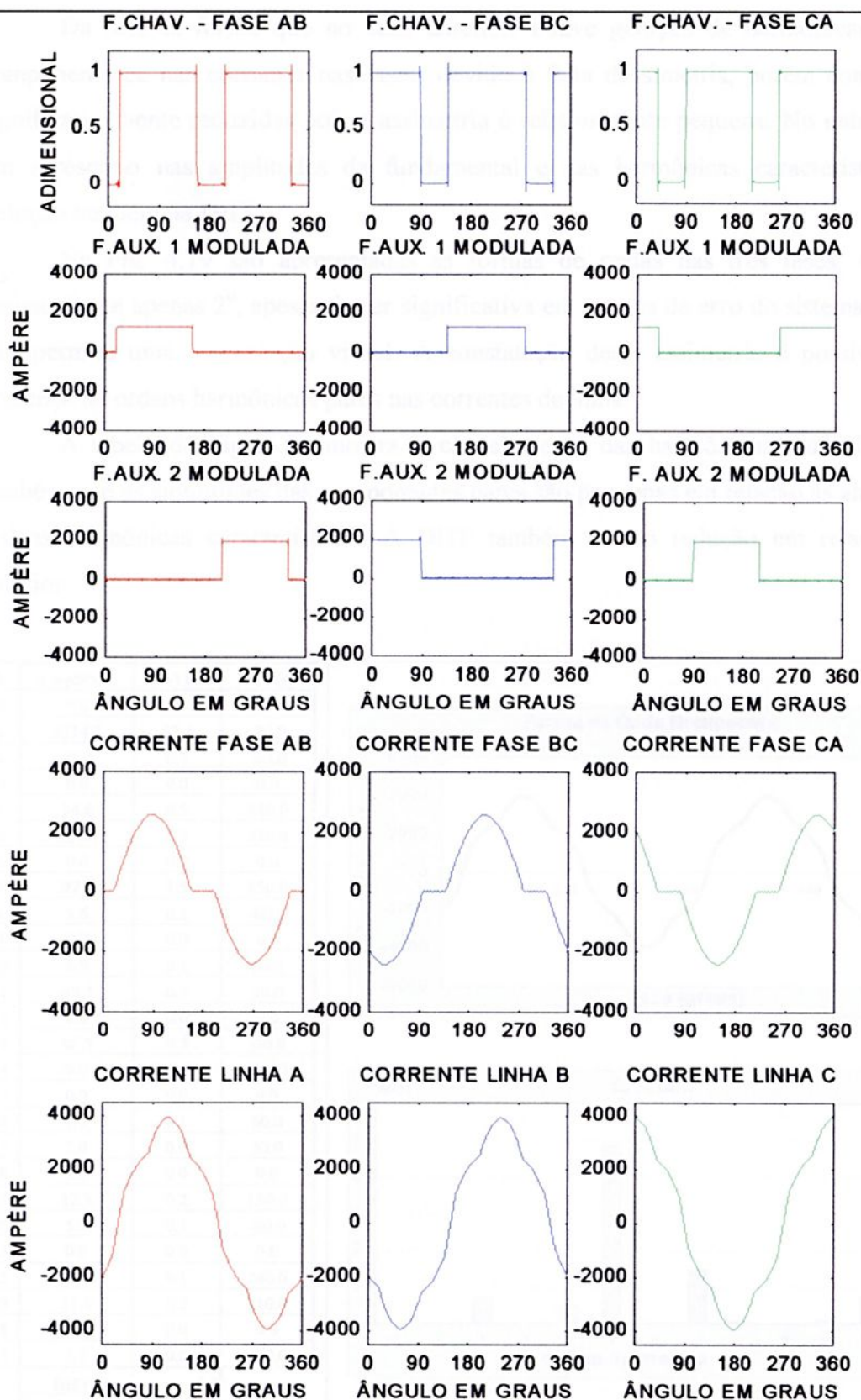


Figura 4.19 - Formas de onda nas Linhas com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.

Da mesma forma que no caso anterior, houve geração de harmônicas pares e de componente cc nas correntes nas fases, devido à falta de simetria, porém com amplitudes significativamente reduzidas pois a assimetria é relativamente pequena. No entanto, ocorreu um acréscimo nas amplitudes da fundamental e das harmônicas características. Houve redução também na DHT.

Na Fig. 4.19 são apresentadas as formas de ondas nas três fases, sendo que a assimetria de apenas 2°, apesar de ser significativa em termos de erro do sistema de controle, não permite uma constatação visual. A constatação desta assimetria é possível devido a presença de ordens harmônicas pares nas correntes de linha.

A tabela da Fig. 4.20 mostra o cancelamento das harmônicas múltiplas de três e também que as amplitudes das componentes pares são pequenas em relação às amplitudes das ordens harmônicas características. A DHT também sofreu redução em relação ao caso anterior.

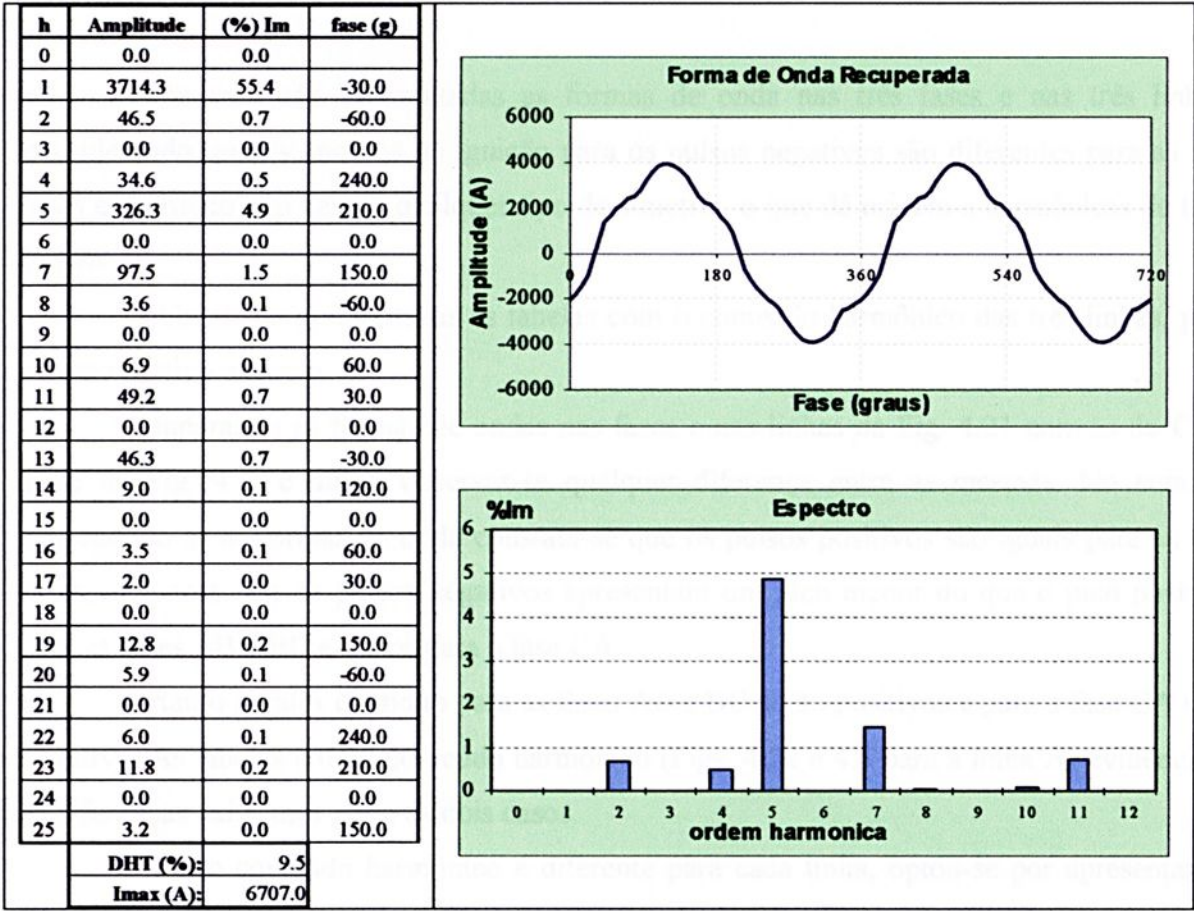


Figura 4.20 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A com Ângulo de Ignição de 20° em um tiristor e de 22° no outro.

4.8 - CASO 5

No Caso 5 estuda-se a produção de harmônicas considerando-se um erro mais próximo da realidade introduzido pelo sistema de controle.

As características do sistema de alimentação e do sistema de controle neste caso são descritas a seguir.

- SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO: Sistema simétrico de tensões.
- SISTEMA DE CONTROLE: Sistema de produção de pulsos com $\alpha = 20^\circ$ nos três tiristores que definem os pulsos positivos das formas de onda e nos tiristores que definem os pulsos negativos das formas de onda tem-se: $\alpha = 22^\circ$ na fase AB; $\alpha = 25^\circ$ na fase BC e $\alpha = 17^\circ$, ou seja foram introduzidos erros de 2° , 5° e -3° nas respectivas fases.

Neste caso são apresentadas as formas de onda nas três fases e nas três linhas, considerando que os ângulos de ignição para os pulsos negativos são diferentes para as três fases e, portanto não haverá qualquer tipo de simetria, o que dá origem a harmônicas de toda ordem.

Também são apresentadas as tabelas com o conteúdo harmônico das três linhas, pelo mesmo motivo exposto.

Comparando as formas de ondas nas fases e nas linhas da Fig. 4.21 com as do Caso Base na Fig. 4.5, é difícil observar-se qualquer diferença entre as mesmas. No entanto, sobrepondo-se as formas de onda constata-se que os pulsos positivos são iguais para as três fases, enquanto que os pulsos negativos apresentam um pico menor do que o pico positivo para as fases AB e BC e maior para a fase CA.

Portanto o valor contínuo para as fases AB e BC serão positivos e para a fase CA será negativo. As tabelas com o conteúdo harmônico (Figs. 4.22 e 4.6 para a linha A) evidenciam as diferenças existentes entre os dois casos.

Como o conteúdo harmônico é diferente para cada linha, optou-se por apresentar as tabelas, formas de ondas reconstituídas e espectro harmônico para cada uma das linhas, o que permitirá uma melhor análise do presente Caso.

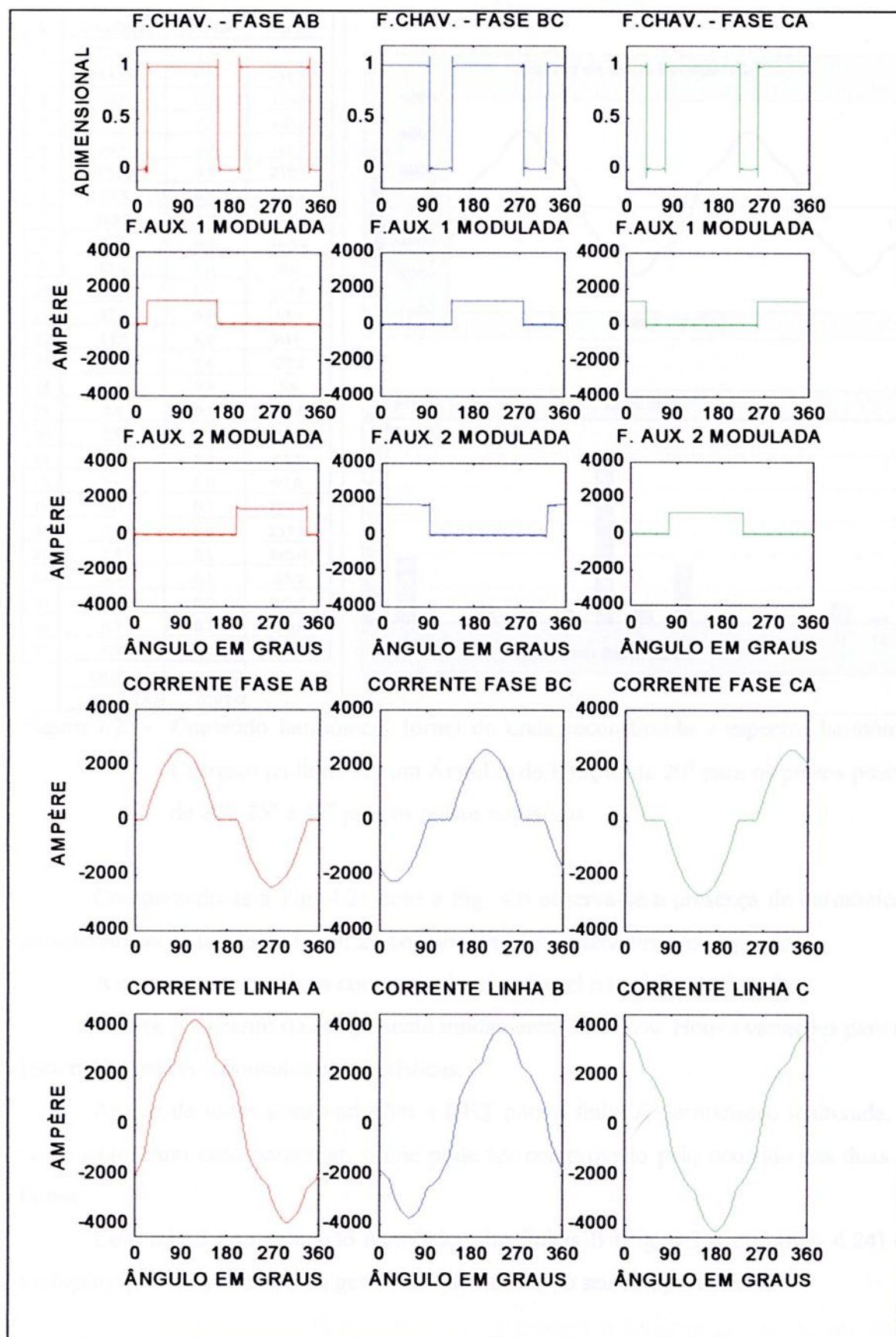


Figura 4.21 - Formas de onda nas Linhas com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22° , 25° e 17° para os pulsos negativos.

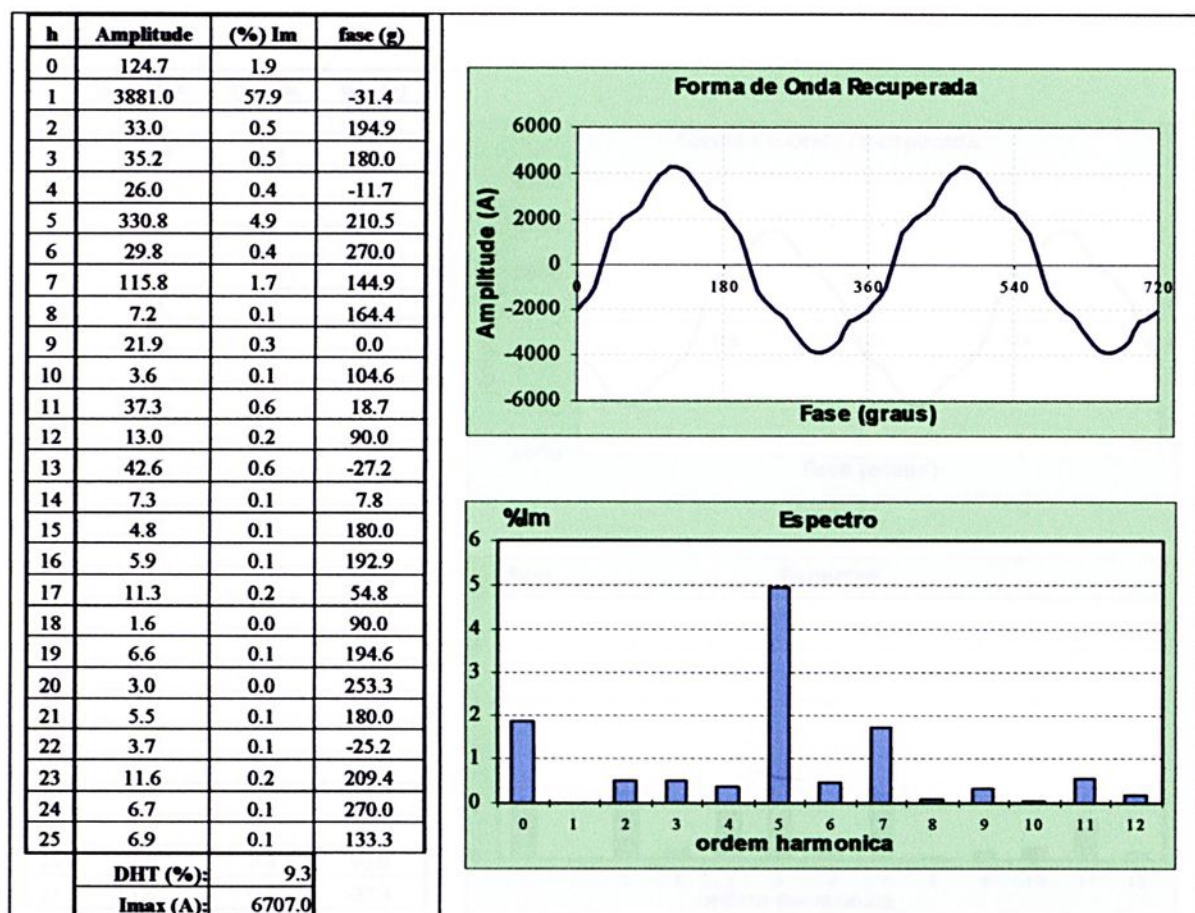


Figura 4.22 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha A com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22° , 25° e 17° para os pulsos negativos.

Comparando-se a Fig. 4.21 com a Fig. 4.6 observa-se a presença de harmônicas não características na tabela da Fig. 4.21 com amplitudes razoavelmente pequenas.

A componente contínua com um valor apreciável é também registrada.

Ocorre o aumento da componente fundamental em 2,6%. Houve variações para mais e para menos nas componentes características.

Apesar de todas estas variações a DHT para a linha A permaneceu inalterada, o que certamente é um caso particular, o que pode ser comprovado pelo ocorrido nas duas outras linhas.

Com relação ao conteúdo harmônico das linhas B (Fig. 4.23) e C (Fig. 4.24) ocorre variações que não permite uma generalização quanto ao seu comportamento.

h	Amplitude	(%) Im	fase (g)
0	68.7	1.0	
1	3620.8	54.0	209.1
2	86.7	1.3	45.6
3	13.2	0.2	180.0
4	61.9	0.9	133.8
5	316.9	4.7	-29.0
6	12.4	0.2	-90.0
7	83.9	1.3	24.5
8	2.1	0.0	88.8
9	11.1	0.2	0.0
10	15.9	0.2	-42.5
11	51.1	0.8	148.8
12	9.5	0.1	90.0
13	41.9	0.6	206.5
14	12.9	0.2	230.5
15	7.6	0.1	180.0
16	2.0	0.0	-88.8
17	3.6	0.1	-76.5
18	5.6	0.1	-90.0
19	13.1	0.2	30.8
20	10.8	0.2	45.8
21	3.7	0.1	0.0
22	7.8	0.1	127.3
23	8.0	0.1	-12.4
24	1.9	0.0	90.0
25	1.6	0.0	-37.4
DHT (%):		9.8	
Imax (A):		6707.0	

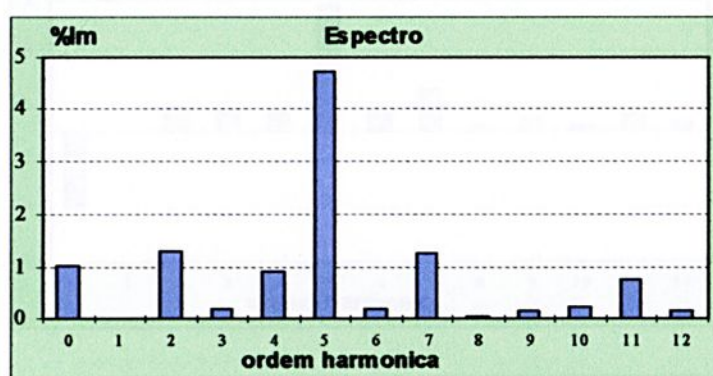
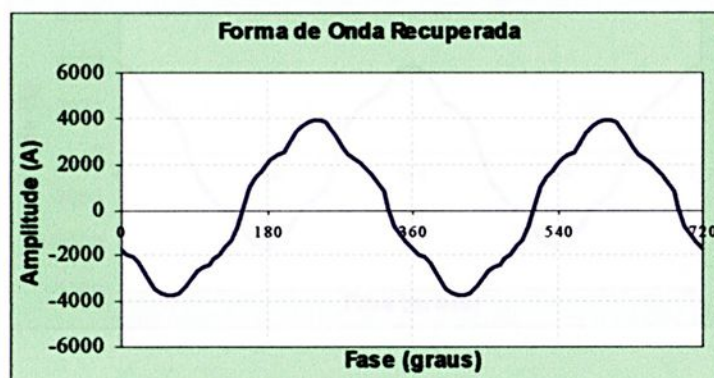


Figura 4.23 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha B com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22° , 25° e 17° para os pulsos negativos.

Deve-se destacar, entretanto, a geração de um valor negativo para a componente contínua da linha C, devido ao fato do ângulo de ignição do tiristor responsável pelo pulso negativo na fase CA ser menor que o ângulo de ignição do tiristor responsável pelo pulso positivo.

O percentual do componente contínuo é também digno de ser destacado devido à presença do transformador que faz parte do sistema do RCT.

Os percentuais destes componentes são da ordem dos percentuais da corrente de magnetização deste tipo de transformador, o que irá afetar sensivelmente a saturação do mesmo, ocasionando uma amplificação das componentes harmônicas que fluem pelo mesmo.

h	Amplitude	(%) Im	fase (g)
0	-193.4	-2.9	
1	3788.8	56.5	92.3
2	60.8	0.9	241.6
3	48.4	0.7	0.0
4	43.1	0.6	-66.2
5	321.5	4.8	88.6
6	42.2	0.6	90.0
7	103.0	1.5	-79.7
8	8.0	0.1	-30.3
9	33.0	0.5	180.0
10	13.1	0.2	146.0
11	39.3	0.6	-77.7
12	22.5	0.3	270.0
13	38.1	0.6	90.7
14	9.0	0.1	84.1
15	12.4	0.2	0.0
16	6.7	0.1	30.4
17	9.4	0.1	218.1
18	4.0	0.1	90.0
19	7.0	0.1	226.1
20	8.3	0.1	216.1
21	1.8	0.0	0.0
22	4.9	0.1	-73.0
23	7.8	0.1	72.7
24	4.8	0.1	90.0
25	5.4	0.1	-49.4
DHT (%)		9.5	
Imax (A)		6707.0	

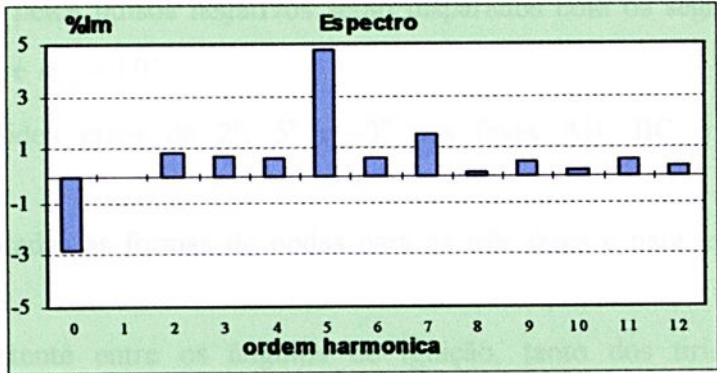
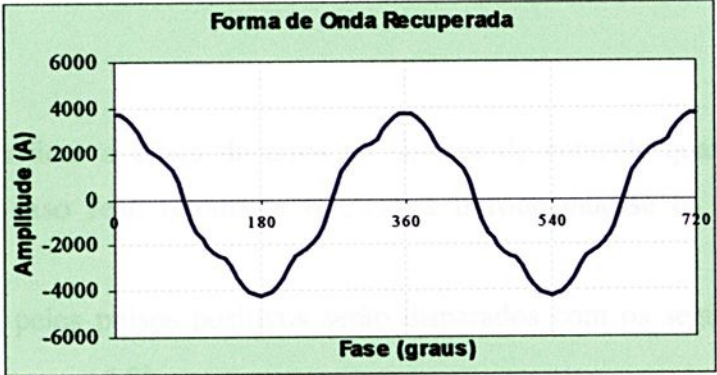


Figura 4.24 - Conteúdo harmônico, forma de onda reconstituída e espectro harmônico da Corrente na linha C com Ângulos de Ignição de 20° para os pulsos positivos e de 22°, 25° e 17° para os pulsos negativos.

4.9 - CASO 6

Com o objetivo de se verificar o efeito de erros no sistema de controle quanto à geração de harmônicas em um caso real, retoma-se o Caso 2 introduzindo-se os erros considerados no caso anterior.

Os tiristores responsáveis pelos pulsos positivos serão disparados com os seguintes ângulos: $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$; $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$; e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$.

Os tiristores responsáveis pelos pulsos negativos serão disparados com os seguintes ângulos: $\alpha_{ab} = 13,1^\circ$; $\alpha_{bc} = 69,7^\circ$; e $\alpha_{ca} = 1,0^\circ$.

Portanto, foram introduzidos erros de 2° , 5° e -3° nas fases AB, BC e CA, respectivamente.

Na Fig. 4.25 são apresentadas as formas de ondas para as três fases e para as três linhas, bem como as FCs e as FAs.

A grande diferença existente entre os ângulos de ignição, tanto dos tiristores responsáveis pelos pulsos positivos quanto dos tiristores responsáveis pelos pulsos negativos, faz com que as formas de onda sejam tão diferentes umas das outras, particularmente com relação às formas de onda das correntes nas fases.

Como as correntes de linha são uma composição das correntes de fase, aquelas apresentam uma assimetria reduzida, mas ainda bastante perceptível.

Com relação aos gráficos das Funções Auxiliares, optou-se por manter os limites dos mesmos iguais aos limites dos gráficos das correntes para possibilitar uma comparação em termos de suas amplitudes, apesar do conseqüente comprometimento visual.

Na Fig. 4.26 são apresentadas as formas de onda recuperadas e os espectros para as correntes nas três linhas.

Comparando estes espectros com os da Fig. 4.12 relativos ao Caso 2, nota-se a existência de todas as ordens harmônicas, bem como da componente cc, devido à falta de simetria nas formas de onda.

Destaca-se, ainda, os valores das componentes cc em torno do valor da corrente de magnetização do transformador e a diferença entre as amplitudes das harmônicas características e das não características.

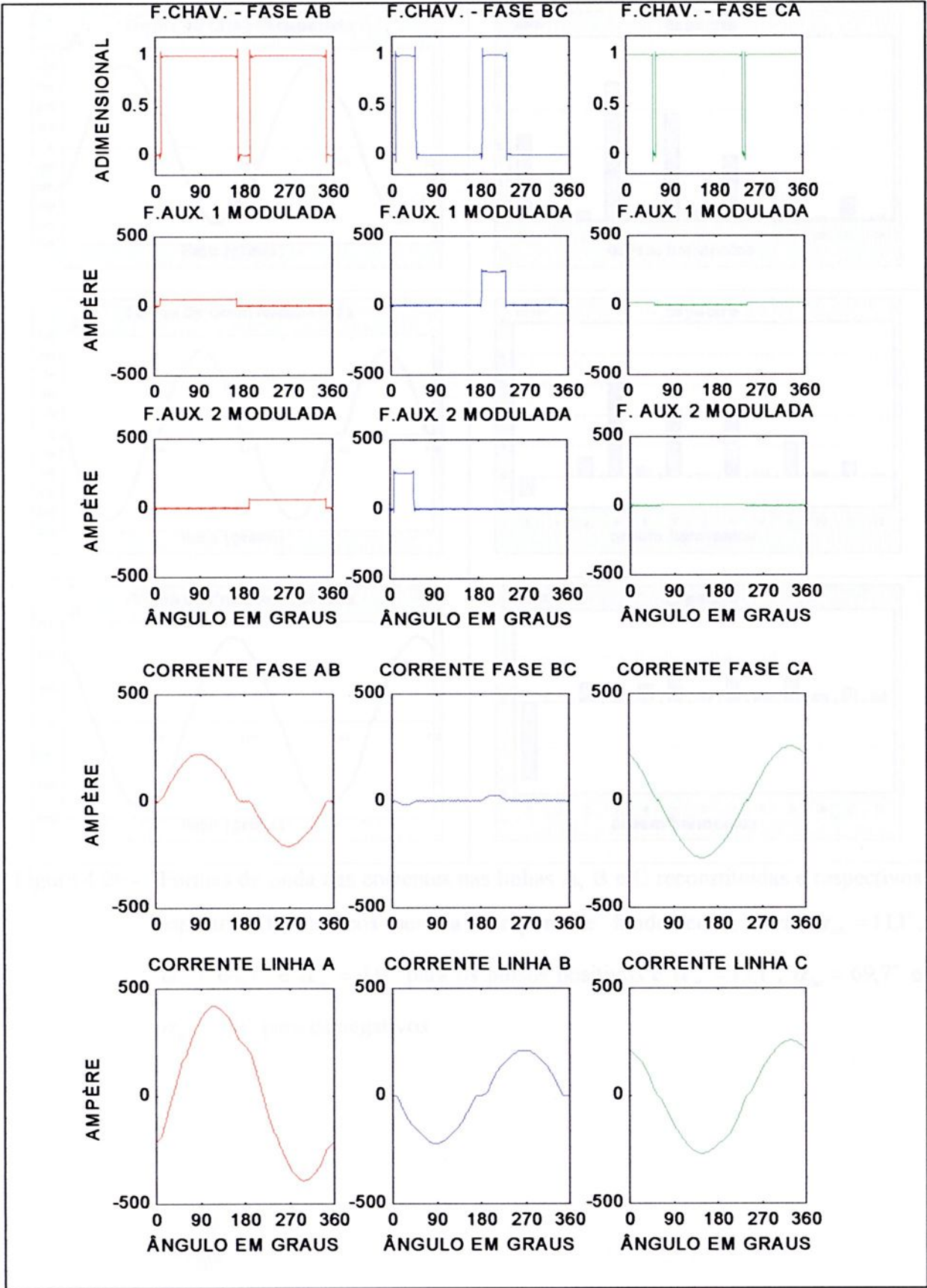


Figura 4.25 - Formas de onda nas Linhas com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$ para os pulsos positivos e $\alpha_{ab} = 13,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 69,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 1,0^\circ$ para os negativos.

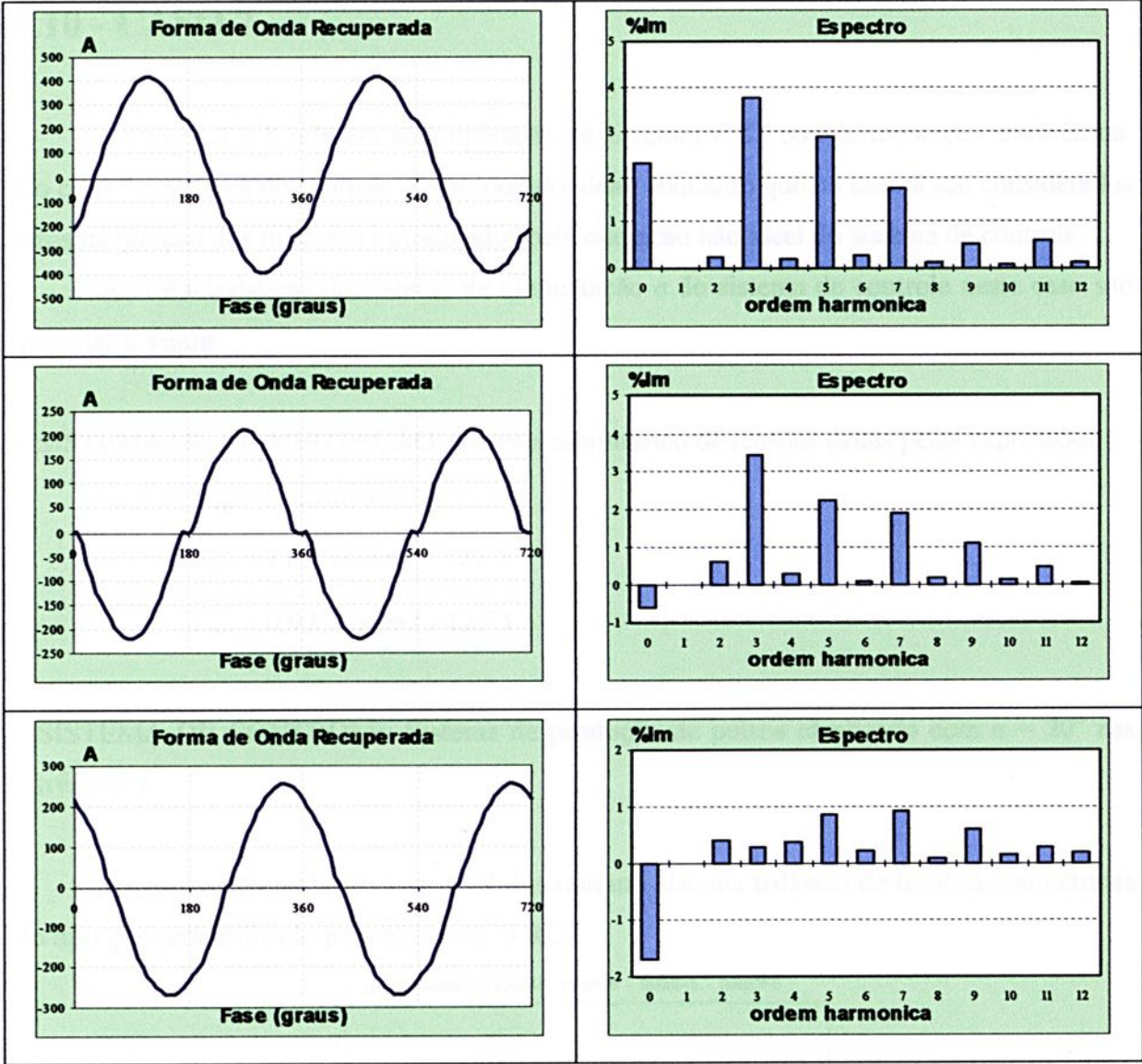


Figura 4.26 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com $\alpha_{ab} = 11,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 64,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 4,0^\circ$ para os pulsos positivos e $\alpha_{ab} = 13,1^\circ$, $\alpha_{bc} = 69,7^\circ$ e $\alpha_{ca} = 1,0^\circ$ para os negativos.

4.10 - CASO 7

Os casos 7 e 8 referem-se à operação de sistemas RCT com alimentação assimétrica. No caso 7 o sistema de controle é considerado ideal, enquanto que no caso 8 são considerados erros na ignição dos tiristores introduzidos pela operação não ideal do sistema de controle.

As características do sistema de alimentação e do sistema de controle neste caso são descritas a seguir.

- SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO: Sistema assimétrico de tensões dadas pelas expressões:

$$V_{AB} = V \cdot \cos(\omega t + 0^\circ)$$

$$V_{BC} = 1,1 V \cdot \cos(\omega t - 125^\circ)$$

$$V_{CA} = 0,9 V \cdot \cos(\omega t + 125^\circ)$$

- SISTEMA DE CONTROLE: Sistema de produção de pulsos idealizado com $\alpha = 20^\circ$ nas três fases.

As formas de ondas da Fig. 4.27 ilustram um sistema trifásico de tensões assimétricas do tipo que será utilizado para alimentar o RCT.

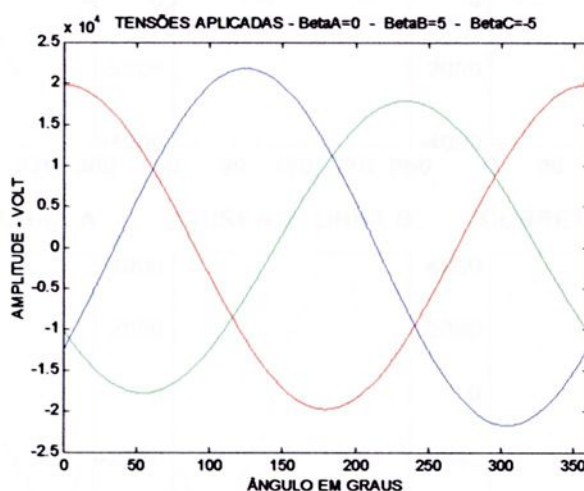


Figura 4.27 – Sistema de alimentação assimétrico.

Na Fig. 4.28 são apresentadas as formas de onda para as fases e as linhas.

Verifica-se que a assimetria do sistema de alimentação afeta sensivelmente, tanto nas amplitudes quanto nas fases, as formas de onda do RCT.

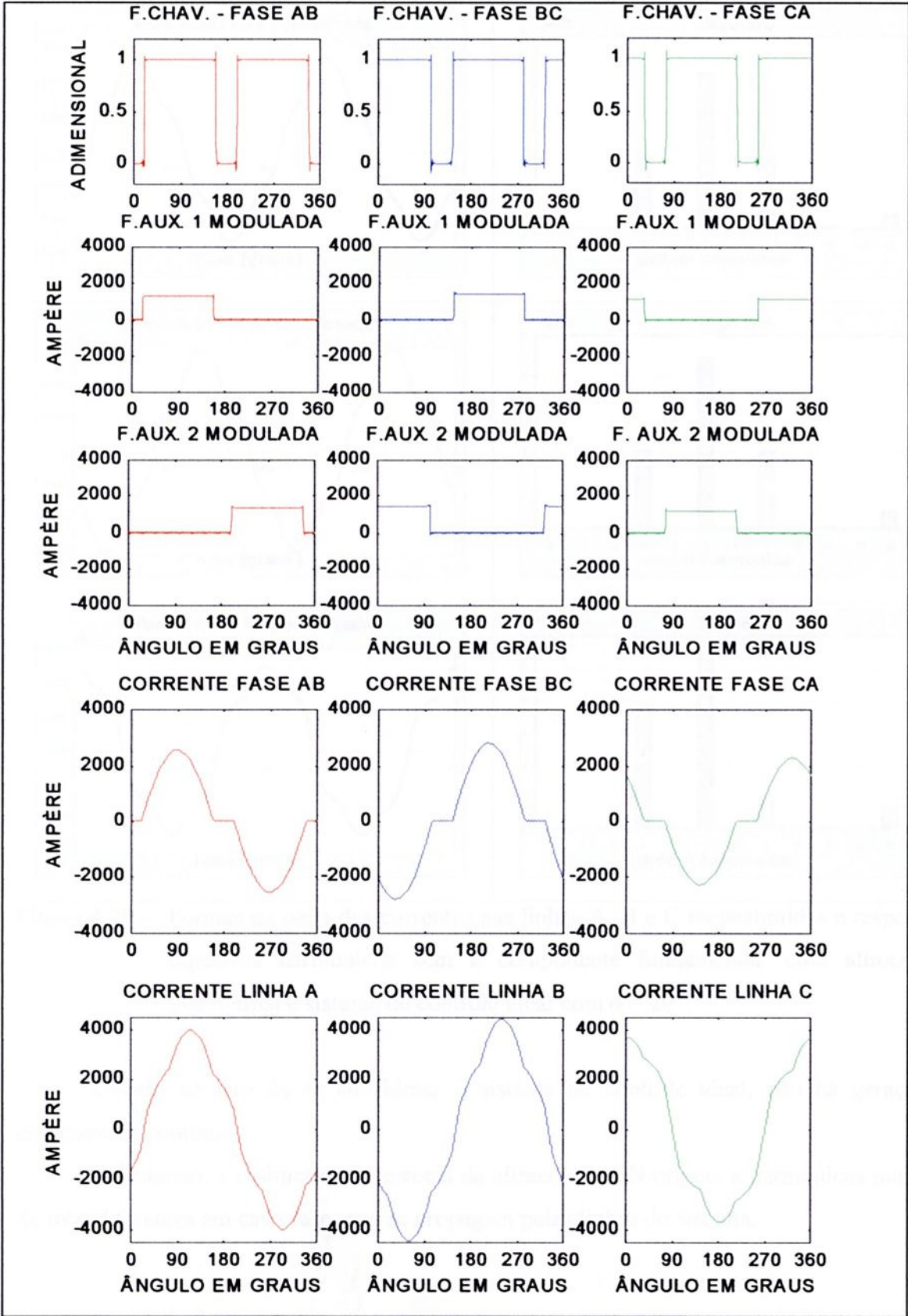


Figura 4.28 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas com sistema de controle idealizado, Ângulo de Ignição de 20° em todos os tiristores e alimentação assimétrica.

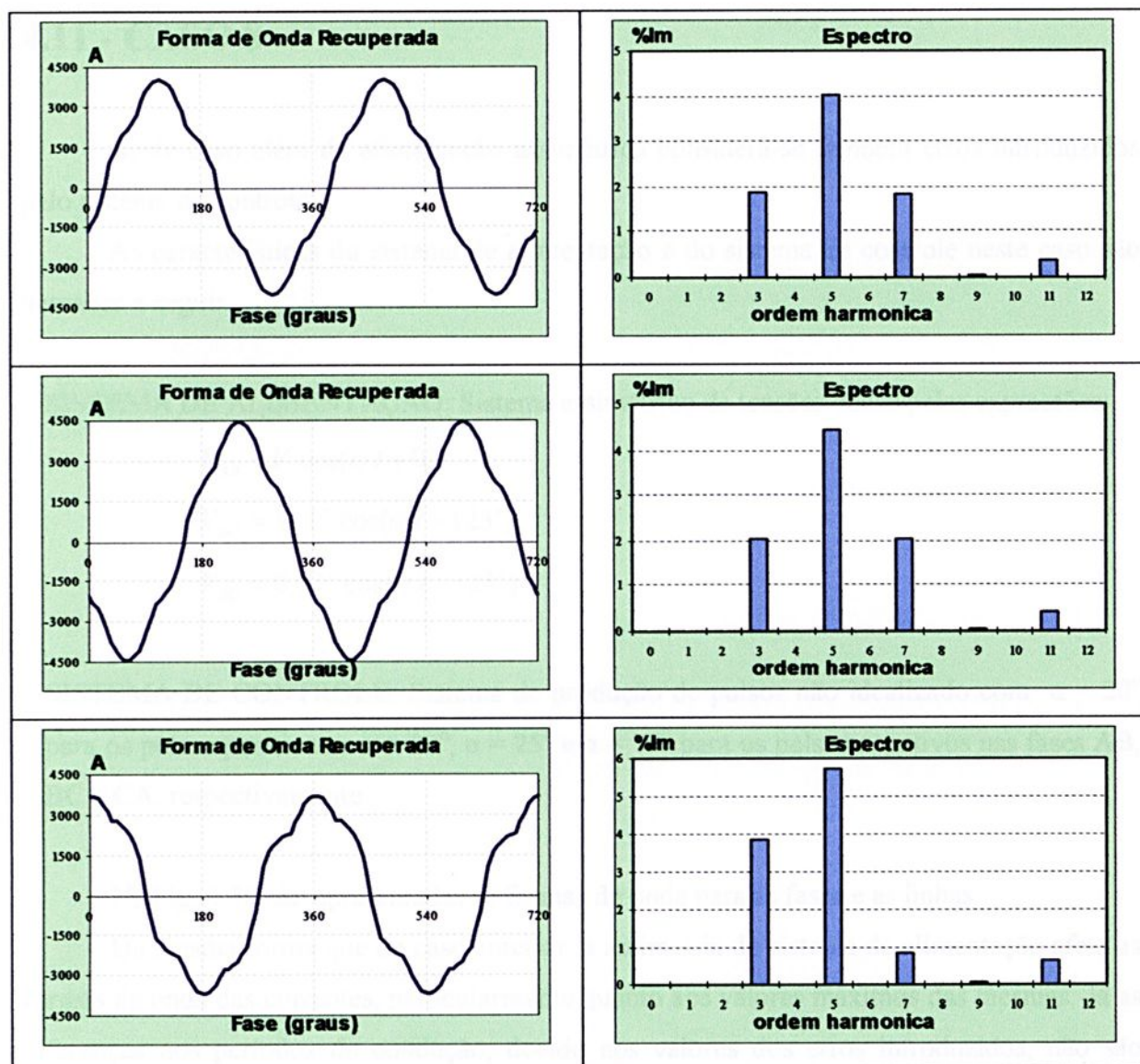


Figura 4.29 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com alimentação assimétrica e sistema de controle ideal com $\alpha = 20^\circ$.

Devido ao fato de se considerar o sistema de controle ideal, não há geração de componente contínua.

No entanto, a assimetria do sistema de alimentação dá origem a harmônicas múltiplas de três, diferentes em cada fase, que se propagam pelas linhas do sistema.

4.11 - CASO 8

Neste caso além da alimentação assimétrica considera-se também erros introduzidos pelo sistema de controle.

As características do sistema de alimentação e do sistema de controle neste caso são descritas a seguir.

- SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO: Sistema assimétrico de tensões dadas pelas expressões:

$$V_{AB} = V \cdot \cos(\omega \cdot t + 0^\circ)$$

$$V_{BC} = 1,1 \cdot V \cdot \cos(\omega \cdot t - 125^\circ)$$

$$V_{CA} = 0,9 \cdot V \cdot \cos(\omega \cdot t + 125^\circ)$$

- SISTEMA DE CONTROLE: Sistema de produção de pulsos não idealizado com $\alpha = 20^\circ$ para os pulsos positivos e $\alpha = 22^\circ$, $\alpha = 25^\circ$ e $\alpha = 17^\circ$ para os pulsos negativos nas fases AB, BC e CA, respectivamente.

Na Fig. 4.30 são apresentadas as formas de onda para as fases e as linhas.

Da mesma forma que no caso anterior, a assimetria do sistema de alimentação afeta as formas de onda das correntes, particularmente quanto aos valores máximos das mesmas. Já as diferenças nos períodos de condução, devido aos valores dos erros introduzidos, não são visualizadas com facilidade.

Os gráficos dos espectros harmônicos das correntes de linha, apresentados na Fig. 4.31, nos informam com mais precisão a respeito das assimetrias existentes nestas formas de onda.

Os espectros da Fig. 4.31 ilustram o efeito dos erros introduzidos pelo sistema de controle na geração da componente contínua e das harmônicas não características.

Novamente verifica-se que um pequeno erro do sistema de controle pode gerar valores apreciáveis de componentes contínuas, do ponto de vista da saturação assimétrica de transformadores. Este fato nos leva a considerar, nesta tese, o estudo da excitação assimétrica de transformadores, pelo fato de sempre existir um transformador conectando o RCT ao Sistema de Energia Elétrica.

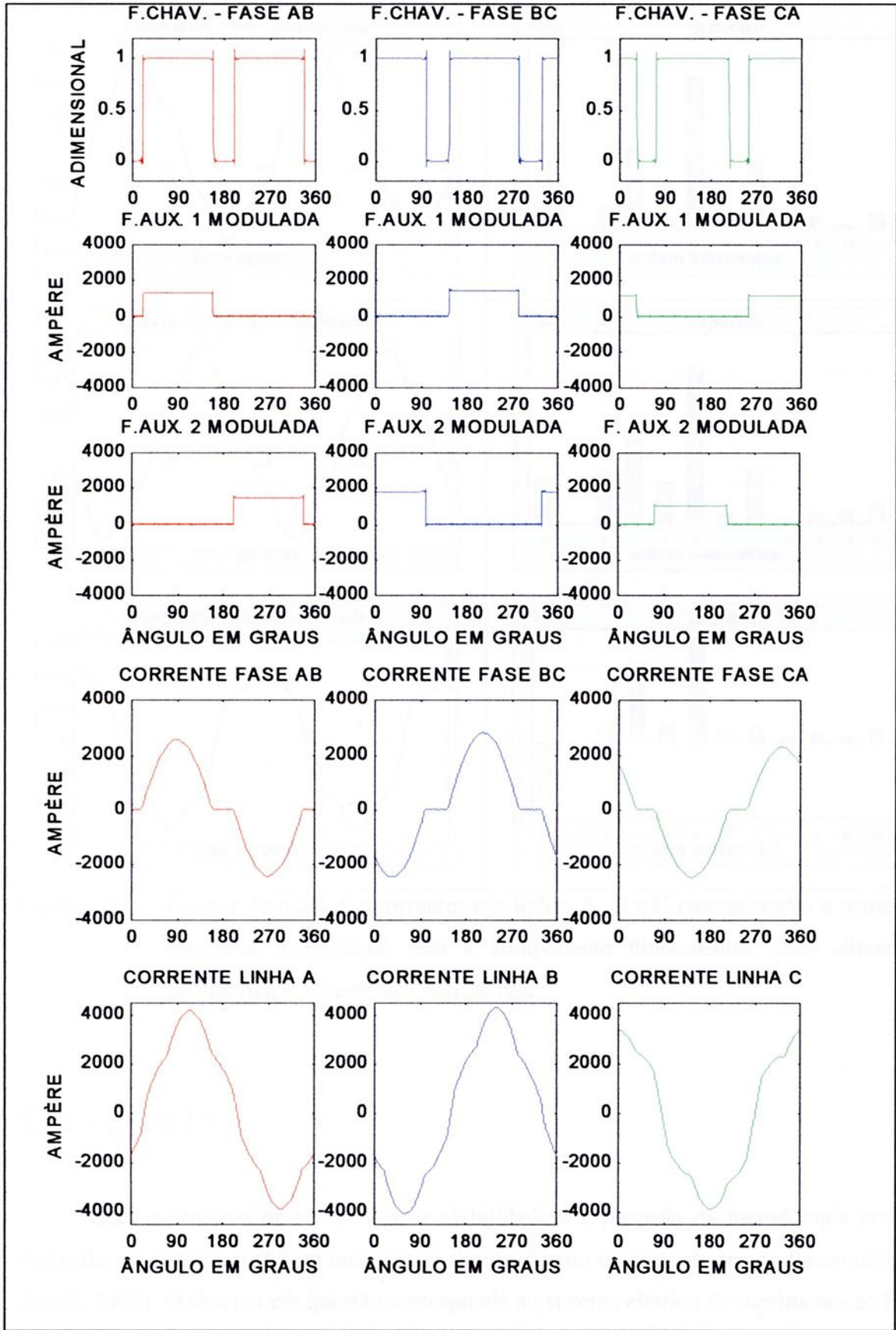


Figura 4.30 - Formas de onda nas Fases e nas Linhas com alimentação assimétrica e erros introduzidos pelo sistema de controle.

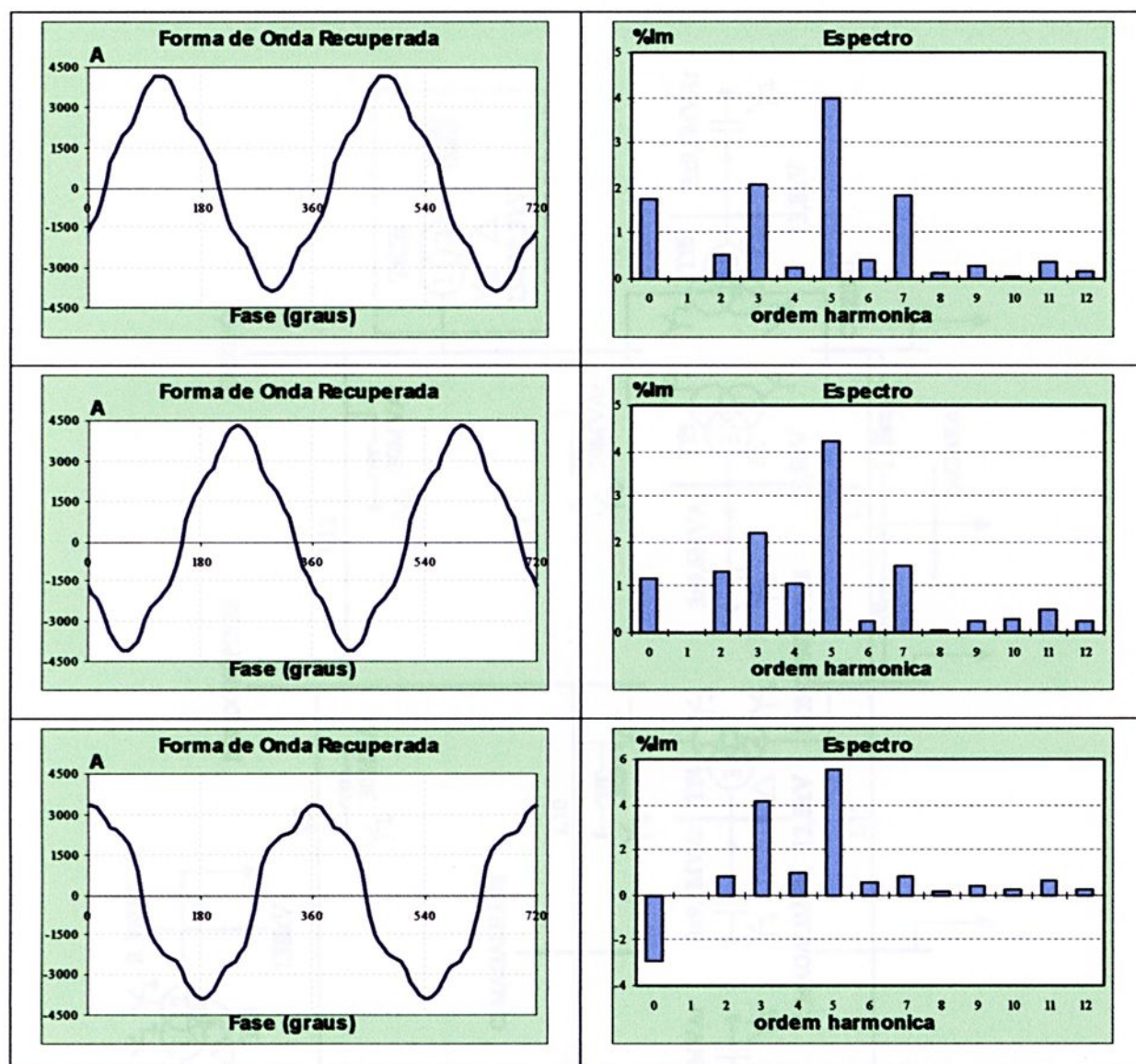
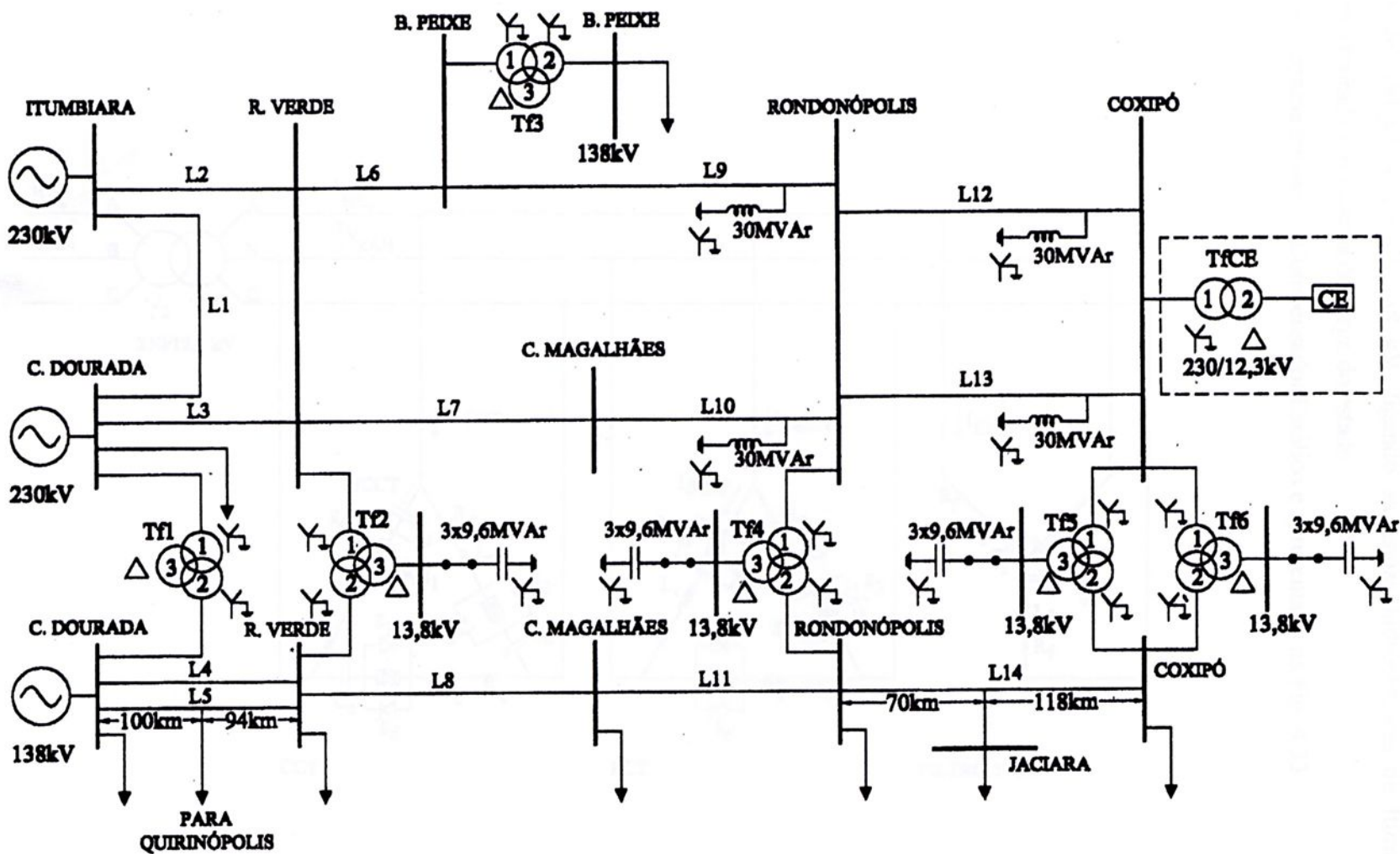


Figura 4.31 - Formas de onda das correntes nas linhas A, B e C reconstituídas e respectivos espectros harmônicos sem a componente fundamental, com alimentação assimétrica e sistema de controle real.

4.12 - CASO 9

Com o objetivo de se verificar a viabilidade e a precisão da metodologia proposta, dados de um sistema real com medições e simulações no domínio do tempo foram utilizados (Fandi, 1998). O sistema em questão corresponde ao sistema elétrico de suprimento ao Estado do Mato Grosso que possui um Compensador Estático na subestação de Coxipó e que é utilizado para controlar a tensão no barramento de 230 kV desta subestação.

Figura 4.32 - Diagrama unifilar do sistema elétrico de suprimento ao estado do Mato Grosso.



A Fig. 4.32 ilustra o diagrama unifilar do sistema citado, que é composto por dois circuitos de 230 kV e um de 138 kV, ligando as usinas hidroelétricas de Itumbiara e Cachoeira Dourada aos centros de carga do estado.

O diagrama trifilar do Compensador Estático é apresentado na Fig. 4.33.

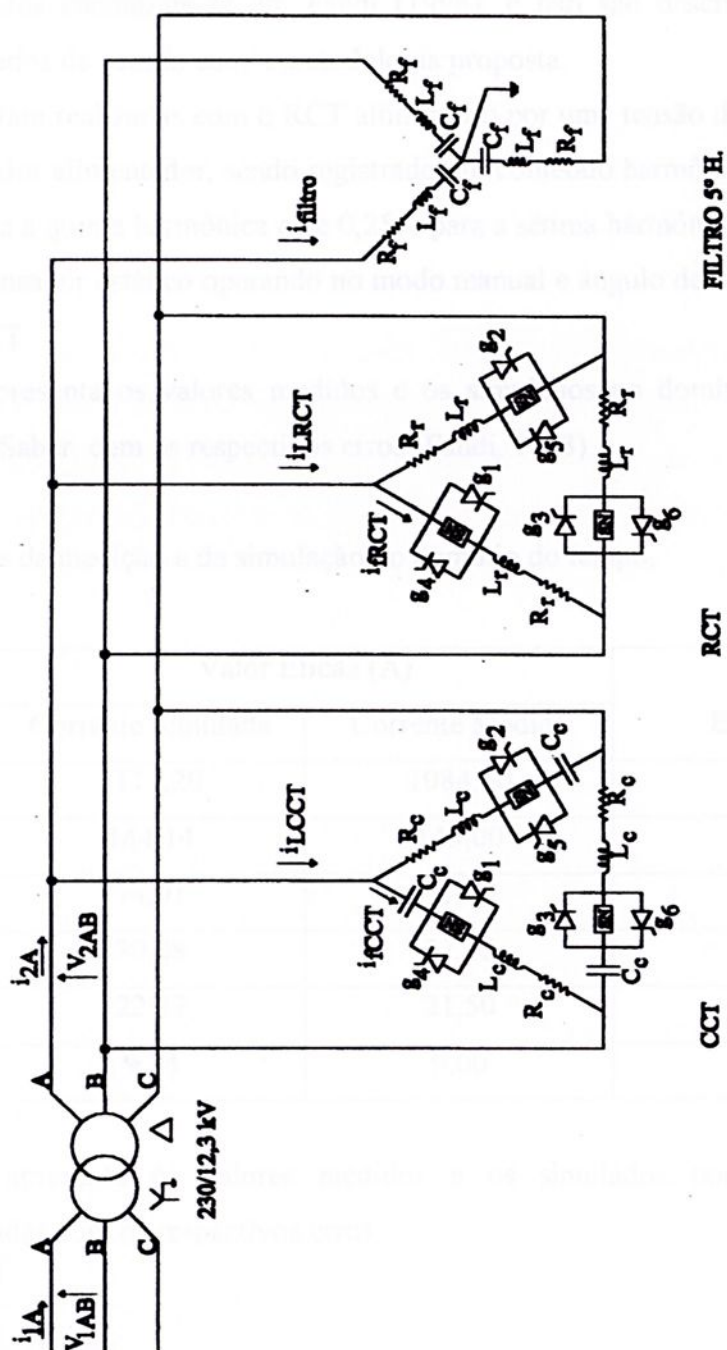


Figura 4.33 - Diagrama trifilar do Compensador Estático .

O Compensador Estático é constituído por um RCT de 60 MVar e um CCT de 60 MVar, além de um Filtro, sintonizado para a quinta harmônica, de 10 MVar.

Na simulação no domínio do tempo (Fandi, 1998) considera-se a resistência do ramo do RCT (0,023 Ω) e sua indutância (18,7 mH), além das resistências (450 Ω e 30.10⁶ Ω) e capacitância (0,157.10⁻⁶ F) dos circuitos snubber. Considera-se, também, todos os parâmetros do CCT e do sistema CA.

Todos estes dados encontram-se em Fandi (1998), e não são descriminados aqui porque não serão utilizados de acordo com a metodologia proposta.

As medições foram realizadas com o RCT alimentado por uma tensão de 218,5 kV no primário do transformador alimentador, sendo registrado um conteúdo harmônico de 0,1% da tensão fundamental para a quinta harmônica e de 0,25% para a sétima harmônica. O ensaio foi realizado com o compensador estático operando no modo manual e ângulo de disparo de 104° para os tiristores do RCT.

A tabela 4.1 apresenta os valores medidos e os simulados no domínio do tempo, utilizando o simulador Saber, com os respectivos erros (Fandi, 1998).

Tabela 4.1 – Resultados da medição e da simulação no domínio do tempo.

Ordem Harmônica	Valor Eficaz (A)		Erro (%)
	Corrente Simulada	Corrente Medida	
1	1111,20	1084,50	2,46
3	144,14	143,00	0,80
5	74,01	71,50	3,39
7	39,08	37,50	4,21
9	22,27	21,50	3,58
11	9,34	9,00	3,78

A tabela 4.2 apresenta os valores medidos e os simulados por Funções de Chaveamento Modificadas com os respectivos erros.

Tabela 4.2 – Resultados da medição e da simulação utilizando Funções de Chaveamento Modificadas.

Ordem Harmônica	Valor Eficaz (A)		Erro (%)
	Corrente Simulada	Corrente Medida	
1	1151,87	1084,50	6,21
3	154,85	143,00	8,28
5	78,71	71,50	10,08
7	42,43	37,50	13,54
9	21,12	21,50	-1,77
11	7,83	9,00	-13,00

Levando em conta que o método proposto neste trabalho não considera as distorções na tensão de alimentação, nem o efeito dos circuitos snubber, dos transformadores e do sistema CA como um todo, pode-se concluir que os erros apresentados são aceitáveis e que desenvolvimentos futuros que contemplem os parâmetros não considerados neste trabalho, proporcionarão resultados bem mais próximos dos valores medidos.

4.13 - CONCLUSÕES

Foram apresentados vários casos com o objetivo de explorar as potencialidades da metodologia proposta. Situações puramente didáticas foram consideradas, bem como situações mais próximas da realidade.

Os resultados obtidos estado de acordo com o que se espera do comportamento de um RCT operando sob condições de alimentação equilibrada ou desequilibrada, sem a presença de distorções.

Erros nos sistemas de controle da ignição dos tiristores foram considerados e os resultados obtidos também foram condizentes com a teoria.

Um sistema real com distorção na tensão de alimentação, além de parâmetros não considerados na metodologia proposta, foi simulado e os resultados comparados com medições e simulação no domínio do tempo. Os erros foram considerados aceitáveis já que várias condições operativas não são contempladas.

CAPÍTULO 5

SIMULAÇÕES UTILIZANDO O MODELO PROPOSTO - CASOS GERAIS

5.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste Capítulo são apresentados e discutidos o comportamento da componente fundamental e das componentes harmônicas geradas por RCTs em função de várias grandezas elétricas envolvidas no processo.

Estes estudos são úteis, pois possibilitam uma avaliação rápida e bastante precisa das amplitudes das harmônicas de baixa ordem, que são as que produzem maior efeito nos componentes presentes nos Sistemas de Energia Elétrica, bem como possibilitam uma visão geral de como estes conteúdos harmônicos variam em função das grandezas mencionadas.

Alguns dos gráficos que são apresentados a seguir podem ser encontrados na literatura clássica e também em artigos publicados (MILLER, 1992), (HINGORANI, 2000), (RESENDE, 1985).

Estes gráficos mostraram-se bastante precisos quando comparados com os existentes e gerados utilizando-se técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência.

5.2 – VARIAÇÃO DA COMPONENTE FUNDAMENTAL EM FUNÇÃO DO ÂNGULO DE IGNIÇÃO

O gráfico da Fig. 5.1 representa o comportamento da componente fundamental na fase de um RCT em função da variação do ângulo de ignição. Para tanto, considera-se um RCT sob alimentação simétrica.

O sistema de controle é ideal com os ângulos de ignição dos dois tiristores sempre iguais.

A componente fundamental é fornecida em porcentagem do valor nominal da corrente do RCT ($\alpha = 0^\circ$).

Verifica-se a forte sensibilidade da amplitude da componente fundamental à variação do ângulo de ignição.

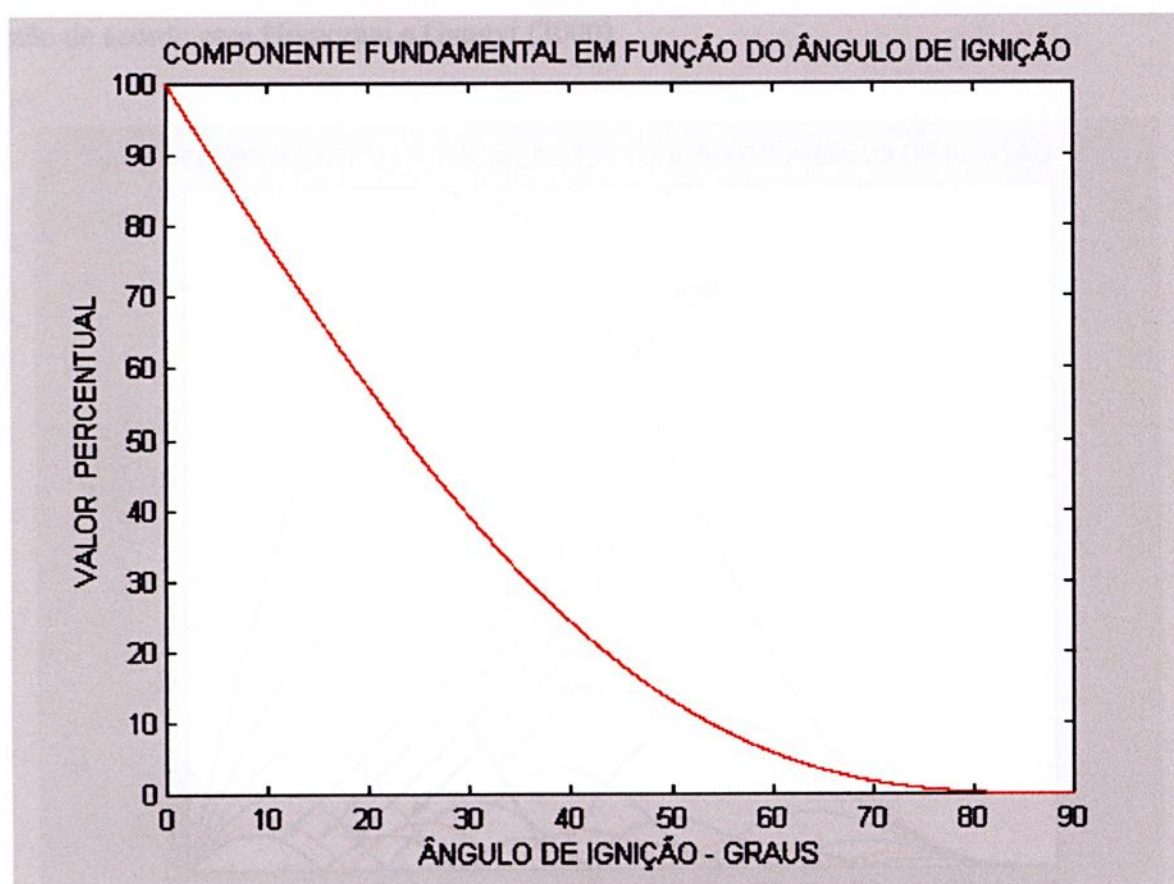


Figura 5.1 – Variação da amplitude da Fundamental em função do ângulo de ignição.

5.3 – CONTEÚDO HARMÔNICO EM FUNÇÃO DA VARIAÇÃO DO ÂNGULO DE IGNIÇÃO

O objetivo é construir gráficos do conteúdo harmônico da corrente na fase de um RCT em função da variação do ângulo de ignição. Como no caso anterior, considera-se um RCT sob alimentação simétrica e sistema de controle ideal.

Calcula-se o conteúdo harmônico em porcentagem do valor nominal da corrente do RCT ($\alpha = 0^\circ$) para as ordens 3, 5, 7, 9, 11 e 13 para cada valor do ângulo de ignição que varia de 0° a 90° .

Com as curvas obtidas, pode-se avaliar o valor de cada harmônica considerada em função do ângulo de ignição. As harmônicas pares não são consideradas por serem nulas. Os valores máximos para estas ordens harmônicas são 13,8%, 5%, 2,6%, 1,6%, 1,1% e 0,8% respectivamente. Estes valores estão de acordo com Miller (1982). Os gráficos da Fig. 5.2 estão de acordo com Hingorani e Gyugyi (2000).

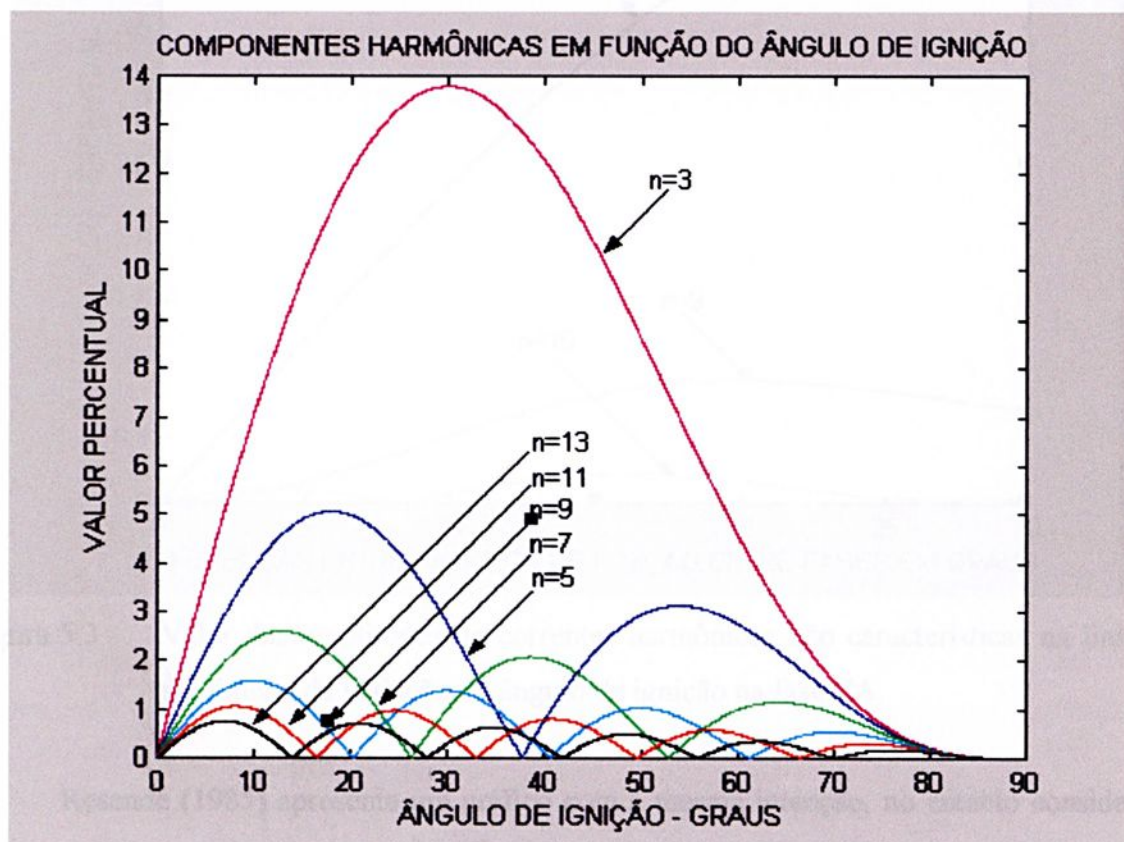


Figura 5.2 – Conteúdo harmônico da corrente em função do ângulo de ignição.

5.4 – CONTEÚDO HARMÔNICO NÃO-CARACTERÍSTICO EM FUNÇÃO DE DIFERENÇA NO ÂNGULO DE IGNIÇÃO ENTRE FASES

Neste caso avalia-se o conteúdo harmônico não-característico na linha C em função da variação do ângulo de ignição (de 50° a 80°) na fase CA, enquanto os ângulos de ignição nas fases AB e BC permanecem fixos em 50° . O sistema de alimentação é simétrico e o sistema de controle é considerado ideal, isto é, os ângulos nos tiristores em antiparalelo de cada fase são iguais. Como consequência não há geração de ordens harmônicas pares.

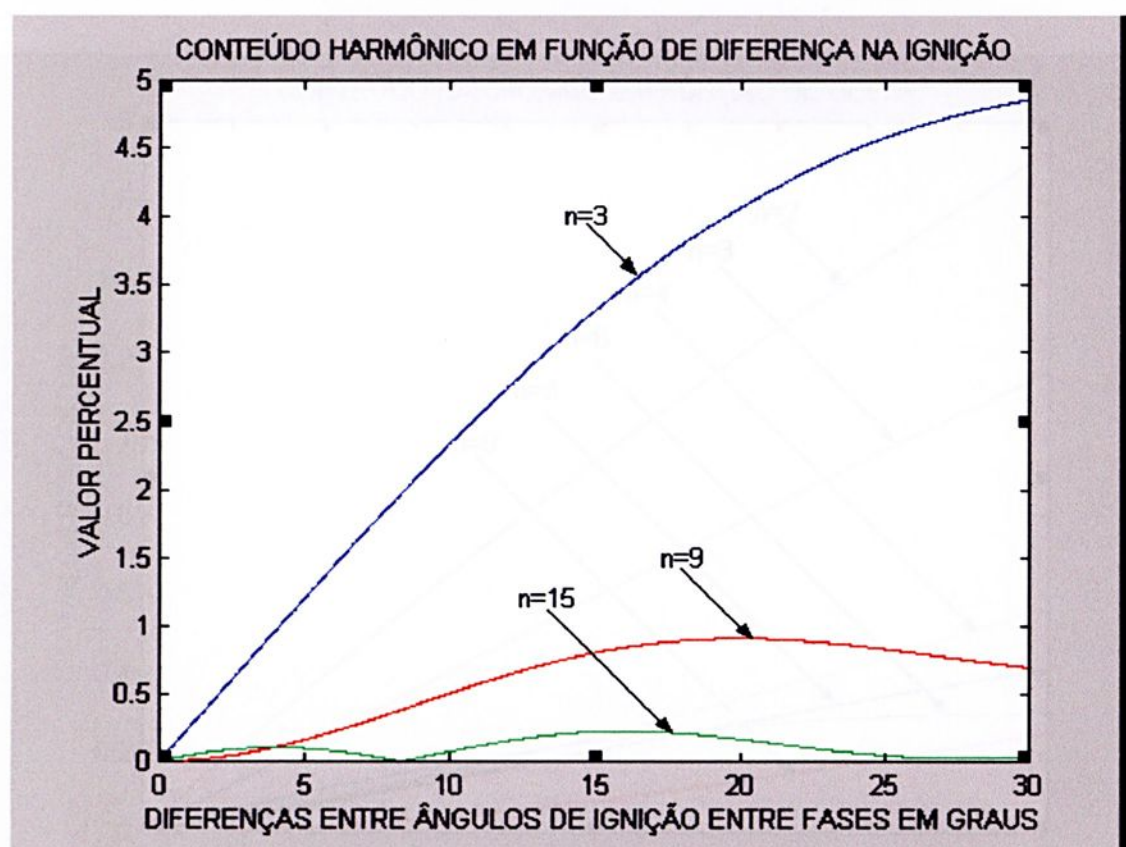


Figura 5.3 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas não características na linha C em função da variação do ângulo de ignição na fase CA.

Resende (1985) apresenta um gráfico com a mesma intenção, no entanto considera o ângulo de ignição variando de 0° a 5° apenas, o que não permite uma comparação mais acurada dos dois gráficos.

5.4 – CONTEÚDO HARMÔNICO NÃO-CARACTERÍSTICO EM FUNÇÃO DE DIFERENÇA NO ÂNGULO DE IGNIÇÃO ENTRE FASES

Neste caso avalia-se o conteúdo harmônico não-característico na linha C em função da variação do ângulo de ignição (de 50° a 80°) na fase CA, enquanto os ângulos de ignição nas fases AB e BC permanecem fixos em 50° . O sistema de alimentação é simétrico e o sistema de controle é considerado ideal, isto é, os ângulos nos tiristores em antiparalelo de cada fase são iguais. Como consequência não há geração de ordens harmônicas pares.

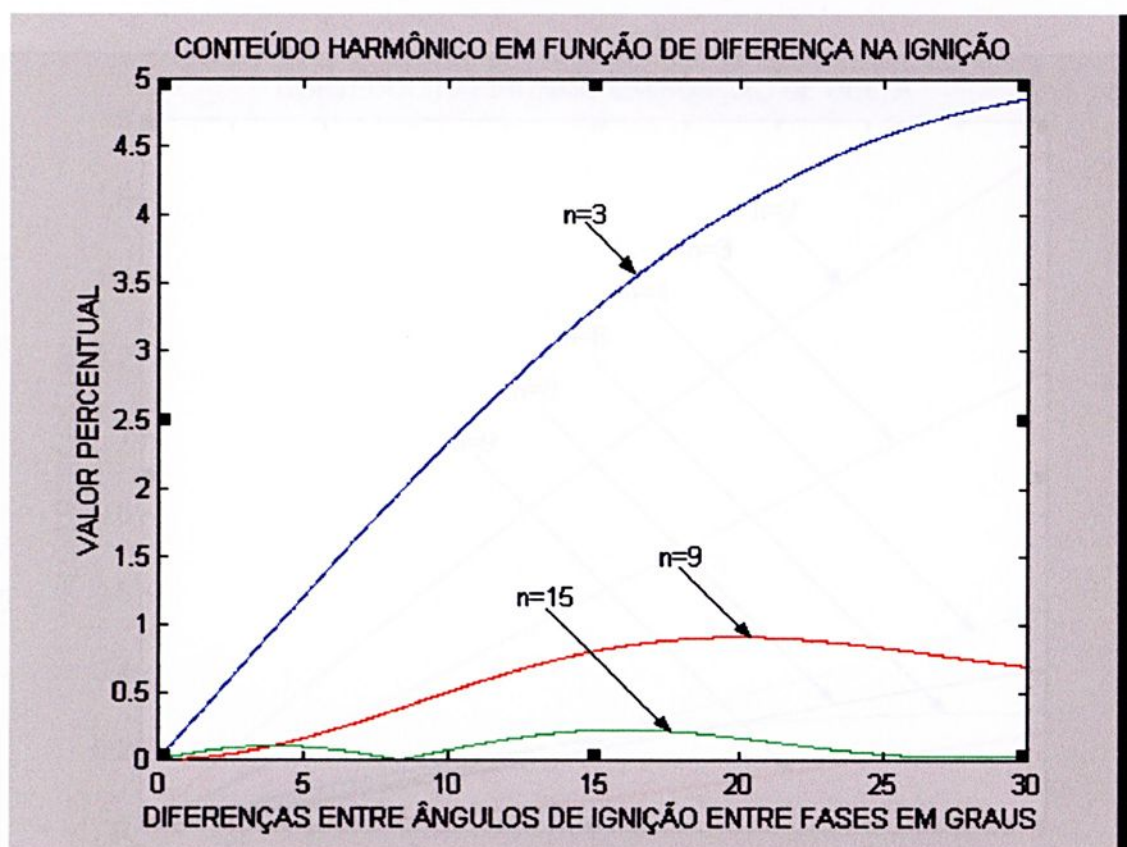


Figura 5.3 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas não características na linha C em função da variação do ângulo de ignição na fase CA.

Resende (1985) apresenta um gráfico com a mesma intenção, no entanto considera o ângulo de ignição variando de 0° a 5° apenas, o que não permite uma comparação mais acurada dos dois gráficos.

5.5 – CONTEÚDO HARMÔNICO NÃO-CARACTERÍSTICO EM FUNÇÃO DE ERRO NOS ÂNGULOS DE IGNIÇÃO.

Neste caso avalia-se o conteúdo harmônico não-característico na linha C em função de erro no ângulo de ignição do segundo tiristor da fase CA (de 0° a 10°), enquanto os ângulos de ignição dos segundos tiristores das fases AB e BC permanecem fixos e iguais aos ângulos de ignição nos primeiros tiristores que são de 50° . O sistema de alimentação é simétrico.

Na Fig. 5.4 são apresentadas as curvas das componentes harmônicas pares (2, 4, 6 e 8) e múltiplas de três (3 e 9).

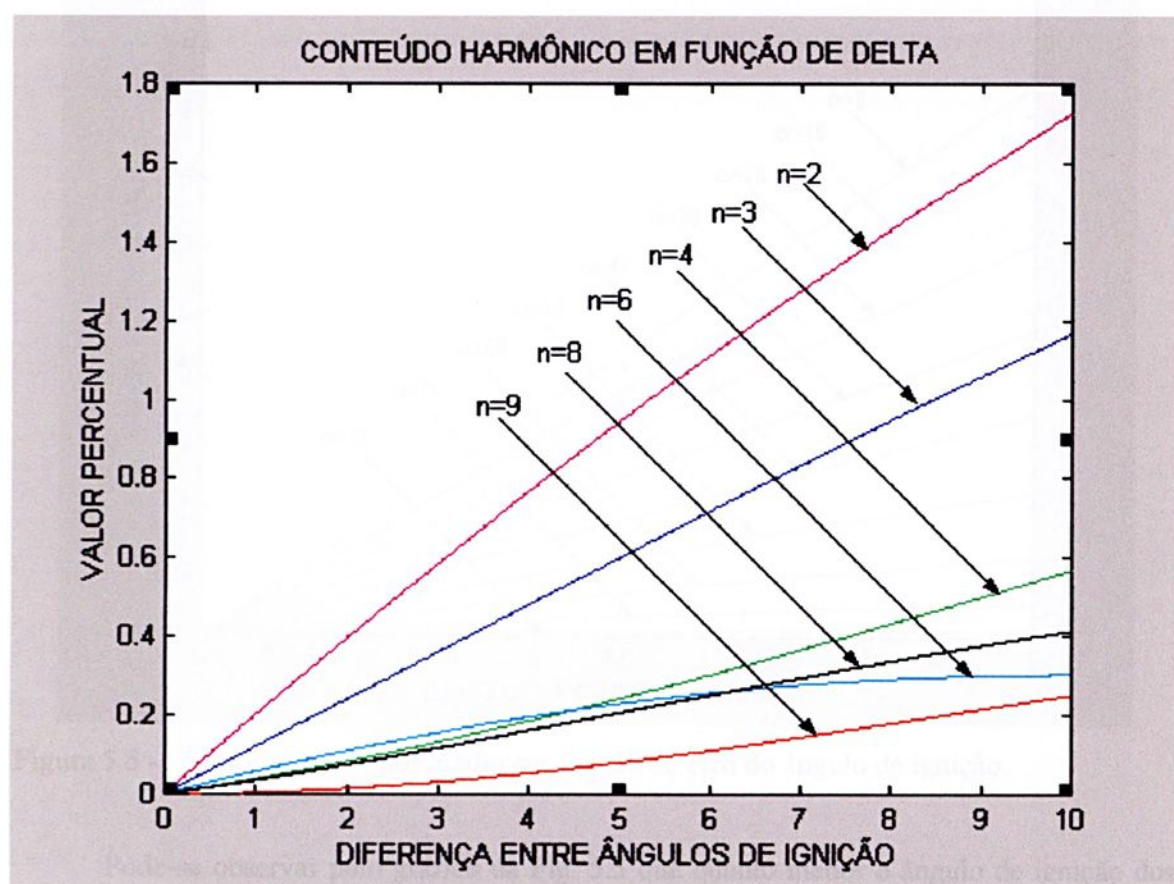


Figura 5.4 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas não características em função do erro no ângulo de ignição.

5.6 – VALOR MÉDIO EM FUNÇÃO DO ERRO DO ÂNGULO DE IGNIÇÃO

Neste Caso estuda-se a variação do valor médio da corrente no ramo para determinados ângulos de ignição, variando-se o valor do ângulo de ignição do segundo tiristor. Esta variação corresponde ao erro do sistema de controle.

Os valores são fornecidos em termos percentuais, tomando como base o valor nominal da corrente na fase.

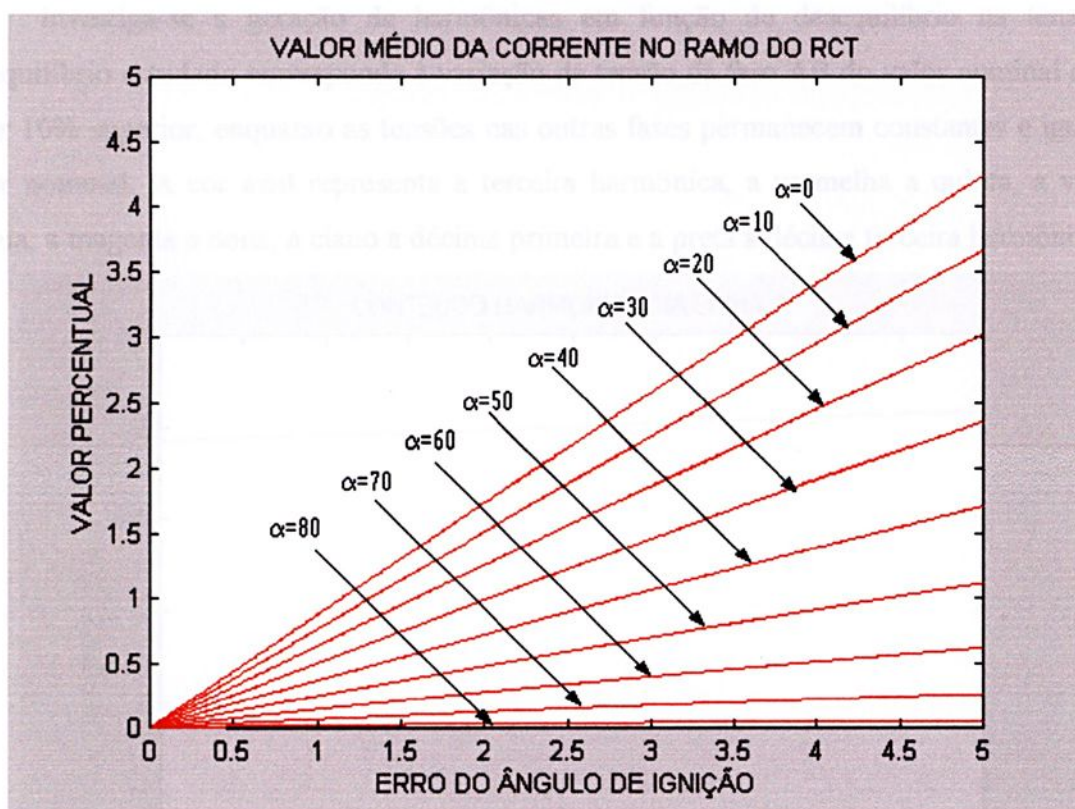


Figura 5.5 - Variação do valor médio em função do erro do ângulo de ignição.

Pode-se observar pelo gráfico da Fig. 5.5 que quanto menor o ângulo de ignição dos tiristores do RCT maior é o valor médio da corrente na fase do RCT para um mesmo erro do sistema de controle.

5.7 – CONTEÚDO HARMÔNICO EM FUNÇÃO DE DESEQUILÍBRIO NO SISTEMA DE ALIMENTAÇÃO.

São analisados dois tipos de desequilíbrios. O primeiro está relacionado com a variação do valor máximo da tensão em uma das fases, enquanto que o segundo considera a presença de componente de sequência negativa em uma das fases do RCT.

5.7.1 – VARIAÇÃO DO VALOR MÁXIMO DA TENSÃO.

Investiga-se a geração de harmônicas em função de desequilíbrio na tensão. O desequilíbrio estudado corresponde à variação da tensão da fase AB do valor nominal até um valor 10% superior, enquanto as tensões nas outras fases permanecem constantes e iguais ao valor nominal. A cor azul representa a terceira harmônica, a vermelha a quinta, a verde a sétima, a magenta a nona, a ciano a décima primeira e a preta a décima terceira harmônicas.

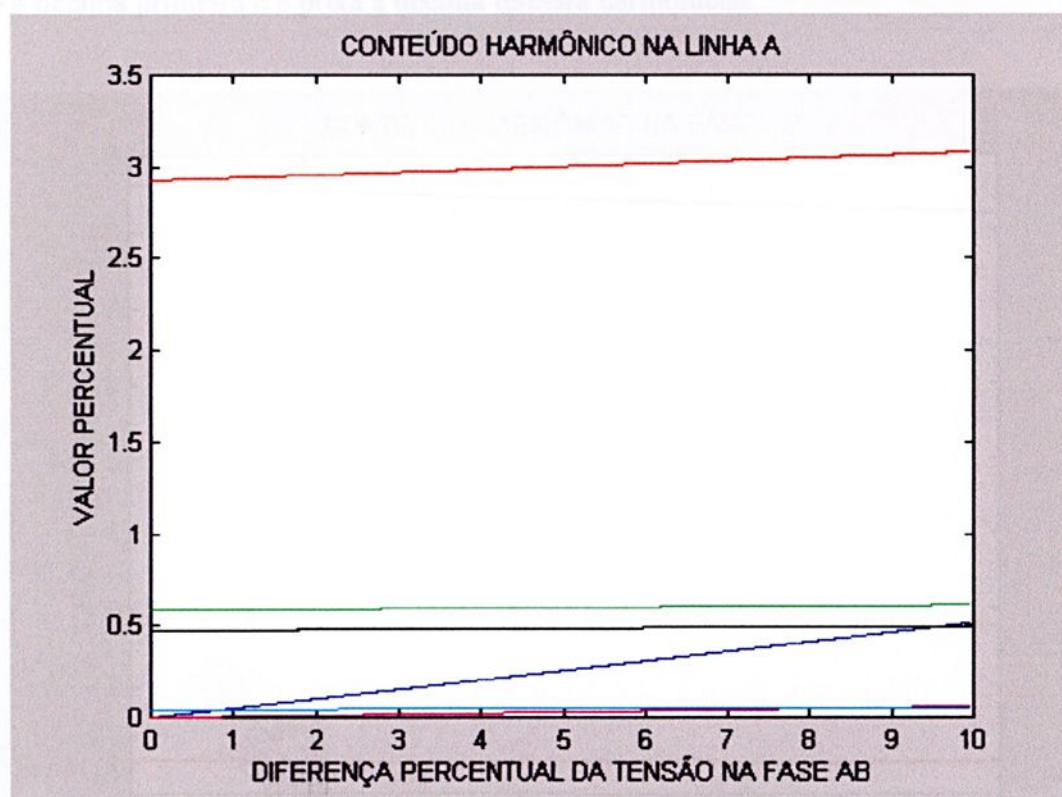


Figura 5.6 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas.

Utiliza-se a expressão dada por

$$FD = 100x(V_{\max C} - V_{\max A}) / [(V_{\max A} + V_{\max B} + V_{\max C})/3]$$

Os ângulos de ignição dos tiristores são mantidos constantes e iguais a 50° e os ângulos de desequilíbrio das tensões bem como os erros no sistema de controle são considerados nulos.

5.7.2 – VARIAÇÃO DA COMPONENTE DE SEQUÊNCIA NEGATIVA.

O valor da componente de sequência negativa da tensão de alimentação da fase AB foi variada desde 0% até 10% do valor da componente de sequência positiva da tensão de alimentação. As fases BC e CA foram alimentadas com a mesma componente de sequência positiva da fase AB, sendo nula sua componente de sequência negativa.

A Fig. 5.7 apresenta o conteúdo harmônico resultante na fase AB. As Figs. 5.8, 5.9 e 5.10 apresentam o conteúdo harmônico nas linhas A, B e C, respectivamente. A cor azul representa a terceira harmônica, a vermelha a quinta, a verde a sétima, a magenta a nona, a ciano a décima primeira e a preta a décima terceira harmônicas.

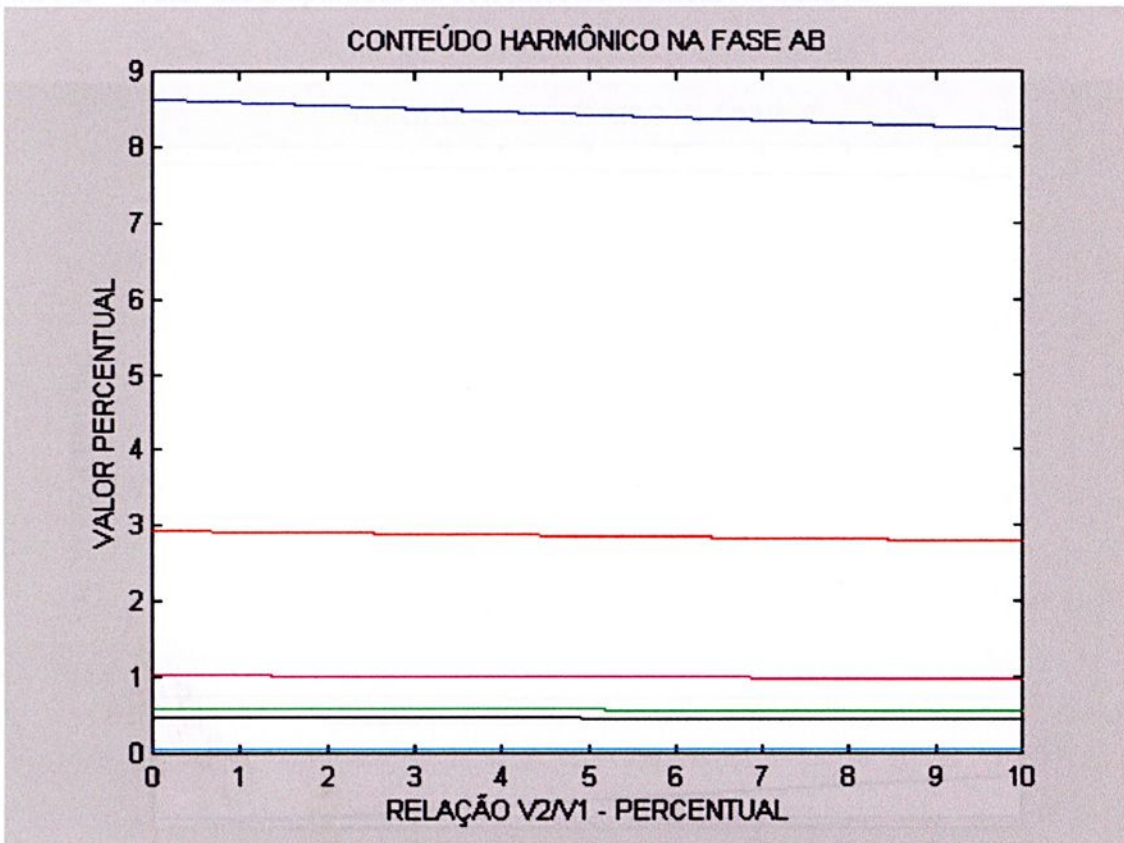


Figura 5.7 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na fase AB.

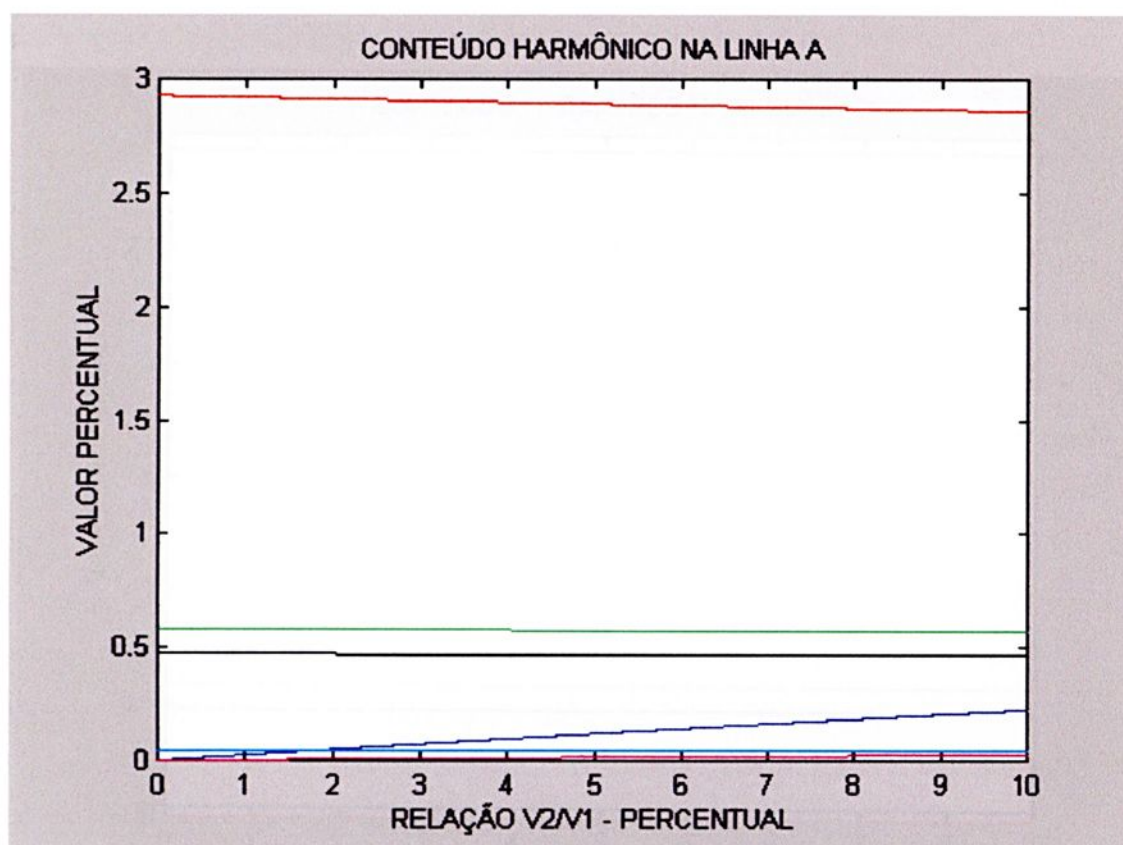


Figura 5.8 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na linha A.

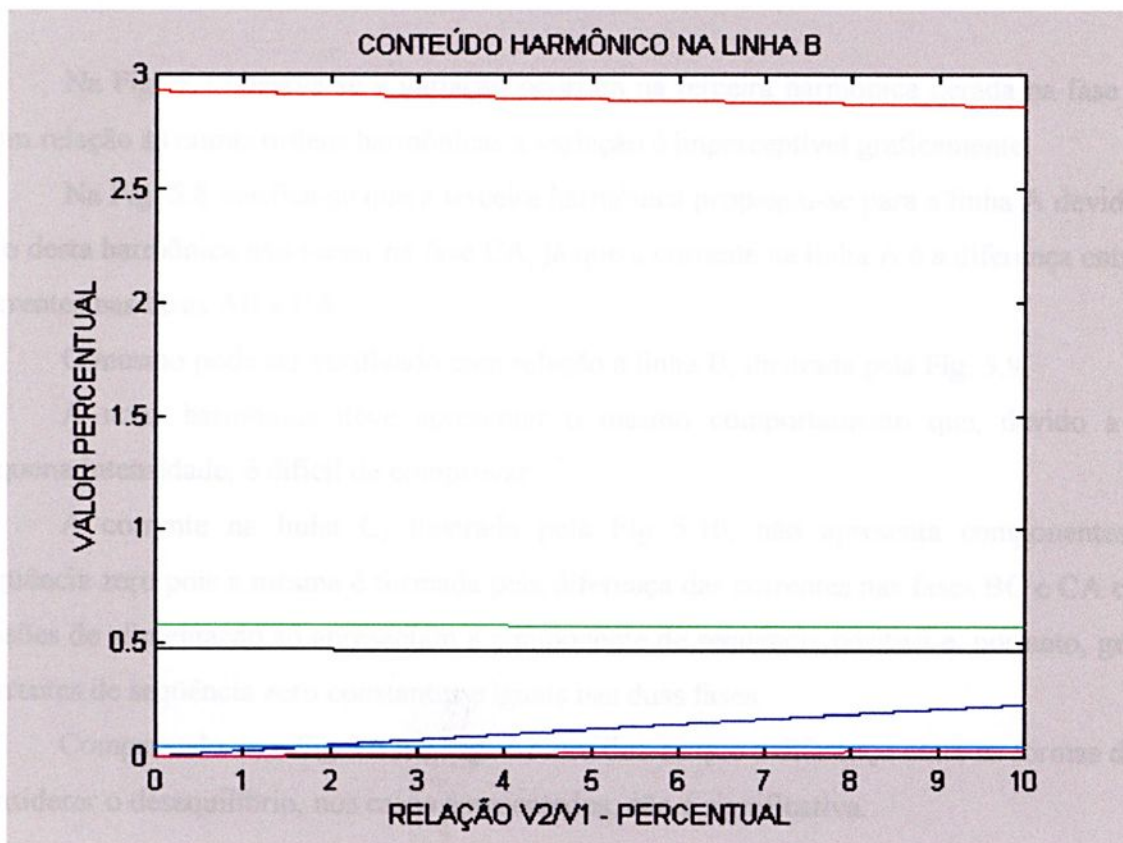


Figura 5.9 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na linha B.



Figura 5.10 - Valor das amplitudes de correntes harmônicas na linha C.

Na Fig. 5.7 observa-se a variação ocorrida na terceira harmônica gerada na fase AB. Com relação às outras ordens harmônicas a variação é imperceptível graficamente.

Na Fig. 5.8 verifica-se que a terceira harmônica propagou-se para a linha A devido ao fato desta harmônica não variar na fase CA, já que a corrente na linha A é a diferença entre as correntes nas fases AB e CA.

O mesmo pode ser verificado com relação à linha B, ilustrada pela Fig. 5.9.

A nona harmônica deve apresentar o mesmo comportamento que, devido a sua pequena intensidade, é difícil de comprovar.

A corrente na linha C, ilustrada pela Fig 5.10, não apresenta componentes de seqüência zero pois a mesma é formada pela diferença das correntes nas fases BC e CA cujas tensões de alimentação só apresentam a componente de seqüência positiva e, portanto, geram correntes de seqüência zero constantes e iguais nas duas fases.

Comparando-se a Fig 5.6 e a Fig. 5.8 verifica-se que a diferença entre as formas de se considerar o desequilíbrio, nos casos apresentados, não é significativa.

5.8 – CONCLUSÕES

Foram gerados vários gráficos que ilustram o comportamento da variação harmônica em função de certas grandezas que afetam o conteúdo harmônico gerado pelos Reatores Controlados a Tiristores.

Algumas destes gráficos estão disponíveis na literatura existente, sendo, porém, gerados por outros meios que não pela utilização das funções de chaveamento. A coincidência dos resultados obtidos comprova e ressalta a eficiência do método proposto neste trabalho.

Outros gráficos, não disponíveis na literatura, esclarecem o comportamento da variação do conteúdo harmônico ou do componente CC em situações de interesse.

De um modo geral pode-se verificar a flexibilidade da proposta apresentada para fornecer resultados de caráter geral. Certamente outros estudos similares podem ser facilmente implementados utilizando-se as Funções de Chaveamento Modificadas, o que torna esta metodologia bastante abrangente, justificando, desta maneira, sua importância nos estudos relativos à geração de harmônicas por equipamentos FACTS.

CONCLUSÕES

6.1 - CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Os Compensadores de Reativos do tipo Reator Controlado a Tiristores, um tipo específico de equipamento FACTS, tem se firmado como uma opção simples e eficiente no controle dos níveis de tensão, dos desequilíbrios e da potência reativa em Sistemas Elétricos em Corrente Alternada, bem como no controle do fluxo de potência reativa em Linhas de Transmissão em Corrente Alternada.

Esses compensadores utilizam chaves eletrônicas do tipo tiristores para variar os níveis de injeção de reativos no sistema elétrico.

Devido a suas características de operação, estes equipamentos produzem distorções nas formas de onda das correntes, distorções estas que podem ser decompostas, de acordo com a Teoria de Fourier, em componentes harmônicas.

A técnica de análise que tem por base a Teoria de Modulação por Amplitude define que as relações entre as tensões aplicadas e as correntes resultantes são fornecidas por Funções de Chaveamento que representam a operação dos tiristores por um trem de pulsos.

Tradicionalmente, o uso de Funções de Chaveamento para análise do desempenho de RCTs inicia-se com a determinação das tensões resultantes sobre os reatores. Neste caso, a corrente é obtida através de uma equação diferencial e, conseqüentemente, para a determinação do seu conteúdo harmônico é necessário integrá-la, processando todo o período transitório, a cada nova condição operacional investigada.

Esta tese apresenta e propõe uma metodologia inédita e eficiente para se calcular o conteúdo harmônico devido à operação de Reatores Controlados a Tiristores. O procedimento proposto neste trabalho permite a obtenção direta da corrente em regime permanente evitando-se o processamento dos períodos transitórios a cada nova condição operacional investigada.

A simulação é, portanto, restrita a apenas um período, o que economiza tempo sem comprometer a qualidade dos resultados obtidos.

A metodologia apresentada propõe o uso de Funções de Chaveamento associadas a Funções Auxiliares convenientemente moduladas, para a determinação das correntes em regime permanente no domínio do tempo.

A Função de Chaveamento proposta difere das Funções de Chaveamento tradicionais pelo fato de apresentarem pulsos com a possibilidade de utilizarem larguras diferentes para cada semi-ciclo da forma de onda da corrente.

Este procedimento consiste, também, em uma contribuição original deste trabalho pois viabiliza estudos de geração de harmônicas características e não-características decorrentes de erros no sistema de produção de pulsos do RCT, bem como desequilíbrios nas tensões de alimentação.

As Funções Auxiliares propostas consistem fundamentalmente de duas outras formas de onda, sendo cada uma delas semelhante a um dos pulsos da Função de Chaveamento utilizada. Entretanto apresentam amplitudes moduladas pelo ângulo de disparo do tiristor com a qual está associada.

O produto da Função de Chaveamento pela Função de Modulação, que no caso é a corrente que existiria no RCT caso o ângulo de ignição fosse zero, dá origem a uma forma de onda que foi denominada “corrente parcial”.

Os coeficientes de Fourier desta forma de onda foram determinados por um trabalho matemático analítico razoavelmente complexo. Porém, resultou em um procedimento de cálculo direto de harmônicas em RCTs extremamente simples com resultados bastante precisos.

A associação destes coeficientes de Fourier com os coeficientes de Fourier das Funções Auxiliares Moduladas, fornece os coeficientes de Fourier da forma de onda da corrente no ramo do RCT para qualquer ângulo de ignição. Naturalmente estes coeficientes de Fourier são utilizados para se traçar gráficos dos espectros harmônicos destas correntes.

Os coeficientes de Fourier das correntes nas linhas que alimentam o RCT são encontrados pela associação, baseada na Lei de Kirchhoff das correntes, dos coeficientes de

Fourier das correntes nos ramos do RCT, possibilitando os gráficos dos espectros harmônicos das correntes nas linhas.

Esta forma de se calcular o conteúdo harmônico das correntes no RCT mostrou ser simples, rápida e eficiente.

Outro aspecto relevante da metodologia proposta diz respeito ao cálculo das componentes contínuas, ou médias, geradas sob determinadas condições operativas. A avaliação destas componentes contínuas é de capital importância devido ao fato dos RCTs estarem conectados aos Sistemas Elétricos através de transformadores de potência. Como se sabe, componentes contínuas promovem a operação assimétrica dos transformadores, provocando perdas, com um conseqüente sobre aquecimento, além de gerar harmônicas adicionais às produzidas pelos Reatores Controlados a Tiristores.

Foi desenvolvido um programa computacional, que utiliza a plataforma MatLab, com base no desenvolvimento matemático da metodologia apresentada. Foi ainda desenvolvido um programa computacional em Excel que utiliza os resultados fornecidos pelo programa em MatLab, já citado, gerando tabelas e gráficos relacionados com os espectros harmônicos dos casos simulados.

Desenvolveu-se várias versões do programa em MatLab com o objetivo de gerar gráficos que esclarecem o comportamento geral da variação do conteúdo harmônico em função de certas grandezas do sistema de compensação.

6.2 – CONCLUSÕES SOBRE OS RESULTADOS OBTIDOS

Os resultados das simulações realizadas são apresentados em dois blocos devido às suas características comuns. Utiliza-se de gráficos que ilustram as várias formas de ondas utilizadas, as formas de ondas das correntes nos RCTs, bem como seu conteúdo harmônico.

Com relação ao primeiro bloco de resultados, vários casos foram simulados explorando a capacidade do programa em MatLab implementado.

Situações considerando alimentação idealizada, sistema de controle também ideal e vários ângulos de ignição foram simuladas. Também foram consideradas situações com alimentação desequilibrada e erros nos sistemas de controle. Todos os resultados obtidos mostraram-se de acordo com a teoria conhecida, com excelente grau de precisão e rapidez no processamento.



Com relação ao segundo bloco de resultados, estudou-se o comportamento da variação do conteúdo harmônico em função de certas grandezas que afetam a geração de harmônicas.

Mais uma vez, os resultados obtidos atingiram um alto grau de precisão quando comparados com resultados disponíveis na literatura e obtidos utilizando-se outras técnicas de avaliação.

Outro aspecto de elevada relevância diz respeito à eliminação do fenômeno de Gibbs das formas de onda das correntes nos RCTs que surge quando se utiliza Funções de Chaveamento convencionais.

6.3 – CONCLUSÕES GERAIS

Foi apresentada uma técnica simples e eficiente para o cálculo direto das componentes harmônicas geradas por Reatores Controlados a Tiristores. Esta técnica considera apenas um ciclo, possibilitando uma economia apreciável de tempo de cálculo. Sua implementação foi realizada no MatLab.

Foram apresentados os resultados de várias simulações que retratam situações de interesse e em todas elas a técnica proposta forneceu resultados que estão de acordo com a teoria, em termos de conteúdo harmônico e de valores das amplitudes harmônicas. Sistemas simétricos e assimétricos foram simulados.

Considerou-se, também, eventuais erros nos ângulos de ignição dos tiristores conectados em antiparalelo. Todos os resultados obtidos são comparáveis aos obtidos por outras técnicas de simulação.

O comportamento do valor médio que é gerado na fase de um RCT, devido aos erros nos ângulos de ignição dos tiristores conectados em antiparalelo e gerados pelo sistema de controle, bem como das componentes harmônicas devido à variação de outras grandezas do sistema, são apresentados.

Devido à natureza de sobreposição de formas de onda que é uma característica da metodologia proposta, o fenômeno de Gibbs foi eliminado.



6.4 – TRABALHOS FUTUROS

Devido ao fato de que o cálculo direto das componentes harmônicas de correntes geradas por Reatores Controlados a Tiristores utilizando a Teoria de Modulação estar sendo proposto pela primeira vez, muitas possibilidades de estudos futuros relacionados com o presente trabalho foram vislumbradas.

Com o objetivo de contribuir com outros pesquisadores da área, apresenta-se a seguir algumas dessas idéias.

- Consideração da presença de distorções nas tensões de alimentação.
- Utilização da modelagem na técnica de penetração harmônica e análise harmônica iterativa.
- Modelar e simular outros equipamentos FACTS.
- Consideração de diferentes tipos de sistemas de controle.
- Definição dos ângulos de ignição necessários para se produzir determinado conteúdo harmônico visando eliminar ou atenuar o conteúdo harmônico já presente no SEE.
- Compatibilizar o uso desta metodologia com equipamentos que não utilizem chaves eletrônicas.

REFERÊNCIAS

ALVES, J. E. R. **Modelagem de reatores controlados por tiristores baseada em funções de chaveamento generalizadas**. 1999. 194 folhas. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Coordenadoria de Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 1999.

ALVES, J. E. R.; PILOTTO, L. A. S. ; WATANABE, E. H. A nonlinear generalized switching function model for SVC and TCSC devices. **Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan**, Tóquio, v.121-B, n.5, p. 605-610, 2001.

ALVES, J. E. R.; PILOTTO, L. A. S. ; WATANABE, E. H. Modelagem de reatores controlados a tiristores por funções de chaveamento generalizadas. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 12, 1998, Uberlândia. **Anais...** Uberlândia: Sociedade Brasileira de Automática, 1998. v.6, p. 2105-2110.

ARRILLAGA, J. ; SMITH, B.C. ; WATSON, N.R. ; WOOD, A.R. **Power system harmonic analysis**. Chichester: John Wiley & Sons, 1997. 369 p.

BARROS NETO, M.C. **Compensação de desequilíbrios em redes elétricas**. 2000.147 folhas. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2000.

BOLLEN, M. H. J. **Understanding power quality problems: voltage sags and interruptions.** New York: IEEE Press, 2000. 543 p.

CARBONE, R. ; DE ROSA, F. ; LANGELLA, R. ; TESTA, A. A new approach to model AC/DC/AC conversion Systems. **IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2001.** v.1, 2001. p. 271-276.

ELGERD, O.I. **Introdução à teoria de sistemas de energia elétrica.** São Paulo: McGraw – Hill do Brasil, 1976. 604 p.

FANDI, M. **Reator controlado a tiristores: modelagem para análises sob condições de operação em regime permanente e transitório.** 1998. 166 folhas. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia, 1998.

FRASER, W. **Telecommunications.** Macdonald, 1967. 803 p.

GYUGYI, L. ; PELLY, B.R. **Static power frequency changers: theory, performance and application.** New York: John Wiley, 1976. 442 p.

HINGORANI, N.G. Power electronics in electric utilities: role of power electronics in future power systems. **Proceedings of the IEEE**, New York, v.76, n.4, p. 481-482, 1988.

HINGORANI, N.G. ; GYUGYI, L. **Understanding FACTS: concepts and technology of flexible ac transmission systems.** New York: IEEE Press, 2000. 432 p.

HSU, H.P. **Análise de Fourier.** Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda, 1973. 274 p.

HU, L. ; MORRISON, R.E. The use of modulation theory to calculate the harmonic distortion in HVDC systems operating on an unbalanced supply. **IEEE Transaction On Power Systems**, New York, v.12, n.2, p. 973-980, 1997.

HU, L.; YACAMINI, R. Calculation of harmonic interference in HVDC systems with unbalance. **IEE fourth international conference on AC and DC power transmission**, London, p. 390-394, 1991

HU, L.; YACAMINI, R. Calculation of harmonics and interharmonics in HVDC schemes with low DC side impedance. **IEE PROCEEDINGS**. London, v.140, Pt. C, n.6, p. 469-476, 1993.

HU, L.; YACAMINI, R. Harmonic transfer through converters and HVDC links. **IEEE Transaction On Power Electronics**, New York, v.7, n.3, p. 514-525, 1992.

KREYSZIG, E. **Advanced engineering mathematics**. New York: John Wiley & Sons, 1988. 1413 p.

LATHI, B.P. **Modern digital and analog communication systems**. New York: CBS College Publishing, 1983. 708 p.

MATHUR, R.M. **Static Compensators for Reactive Power Control**. 1984. The Committee on Static Compensation, Canadian Electrical Association (CEA), Ccontext Publications, Winnipeg, Canada.

MILLER, T. J. E. **Reactive power control in electric systems**. New York: John Wiley & Sons, 1992. 381 p.

PILOTTO, L.A.S. ; ALVES, J.E.R. ; WATANABE, E.H. High frequency eigenanalysis of HVDC and FACTS assisted power systems. **Proceedings of the IEEE – PES 2000 Summer Meeting**, Seattle, p. 823-829, 2000.

PILOTTO, L.A.S. **Modelagem avançada de sistemas CA/CC**. 1994. 330 folhas. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Coordenadoria de Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 1994.

RASHID, M.H. ; MASWOOD, A.I. Analysis of three-phase AC-DC converters under unbalanced supply conditions. **IEEE Transactions on industry applications**. New York, v.24, n.3, p. 449-455, 1988.

REIS, L.B. ; GRIMONI, J.A.B. **Sistemas STATCOM e UPFC: estado da arte**. 2001. 101 folhas. Relatório Técnico – GEPEA/EPUSP.

RESENDE, J.W.; YACAMINI, R.; OLIVEIRA, J.C. A generalized approach to harmonic calculations in multiple 6/12 pulse thyristor controlled reactors. 20th Universities Power Engineering Conference Proceedings, Huddersfield Polytechnic, England, 1985, p. 218-221.

RICO, J.J. ; ACHA, E. The use of switching functions and Walsh series to calculate waveform distortion in thyristor controlled compensated power circuits. **IEEE Transactions on Power Delivery**, New York, v.13, n.4, p. 1370-1377, 1998.

WOOD, P. **Switching Power Converters**. New York: Van Nostrand Reinhold Company. 1981. 446 p.

YACAMINI, R. How HVDC schemes can excite torsional oscillations in turbo-alternator shafts. **IEE PROCEEDINGS**, London, v.133, Pt. C, n.6, p. 301-307, 1986.



ANEXO A

LISTAGEM DO PROGRAMA EM MATLAB

```
clear
```

```
% RCT-Harm-FC-FAs.m
```

```
% Calcula o conteúdo harmônico das correntes do RCT,  
% utilizando as Funções de Chaveamento e as Funções Auxiliares  
% Considera ângulos diferentes para cada tiristor  
% em antiparalelo  
% Utiliza referências diferentes para cada pulso  
% Considera sistemas desequilibrados
```

```
% Dados iniciais
```

```
f=60; % Unidade- Hertz
```

```
VAef=14000; % Unidade - Volt
```

```
VBef=14000;
```

```
VCef=14000;
```

```
Q3F=115; % Unidade - MVA
```

```
% Cálculo de variáveis
```

```
w=2*pi*f;
```

```
Q3F=Q3F*1000000;
```

```
XLA=3*VAef^2/Q3F;
```

```
XLB=3*VBef^2/Q3F;
```

```
XLC=3*VCef^2/Q3F;
```

```
VmaxA=sqrt(2)*VAef;
```

```
VmaxB=sqrt(2)*VBef;
```




```
VmaxC=sqrt(2)*VCef;
```

```
ImaxA=VmaxA/XLA;
```

```
ImaxB=VmaxB/XLB;
```

```
ImaxC=VmaxC/XLC;
```

```
% alfa é o ângulo de ignição dos tiristores
```

```
alfa1AA=20; % Unidade - Graus
```

```
alfa2AA=alfa1AA;
```

```
alfa1BB=20;
```

```
alfa2BB=alfa1BB;
```

```
alfa1CC=20;
```

```
alfa2CC=alfa1CC;
```

```
% beta é o ângulo de desequilíbrio
```

```
betaAA=0; % Unidade - Graus
```

```
betaBB=0;
```

```
betaCC=0;
```

```
% delta é o erro nos ângulos de ignição
```

```
deltaAA=0; % Unidade - Graus
```

```
deltaBB=0;
```

```
deltaCC=0;
```

```
% ALTERAÇÃO DO ÂNGULO DE IGNIÇÃO 2 PARA CONSIDERAR O ERRO NO  
ÂNGULO DE DISPARO
```

```
alfa2AA=alfa2AA+deltaAA;
```

```
alfa2BB=alfa2BB+deltaBB;
```

```
alfa2CC=alfa2CC+deltaCC;
```

% Conversão para radianos

```

betaA=betaAA*pi/180;
betaB=betaBB*pi/180;
betaC=betaCC*pi/180;

deltaA=deltaAA*pi/180;
deltaB=deltaBB*pi/180;
deltaC=deltaCC*pi/180;

alfa1A=alfa1AA*pi/180;
alfa2A=alfa2AA*pi/180;
alfa1B=alfa1BB*pi/180;
alfa2B=alfa2BB*pi/180;
alfa1C=alfa1CC*pi/180;
alfa2C=alfa2CC*pi/180;

```

% Cálculo dos ângulos de condução

```

sigma1A=pi-2*alfa1A;
sigma2A=pi-2*alfa2A;
sigma1B=pi-2*alfa1B;
sigma2B=pi-2*alfa2B;
sigma1C=pi-2*alfa1C;
sigma2C=pi-2*alfa2C;

```

% Inicialização das variáveis

```

aolA=0;
ao2A=0;
ao3A=0;
aofA=0;

aolB=0;

```



ao2B=0;

ao3B=0;

aofB=0;

ao1C=0;

ao2C=0;

ao3C=0;

aofC=0;

an1A=0;

an2A=0;

an3A=0;

anfA=0;

an1B=0;

an2B=0;

an3B=0;

anfB=0;

an1C=0;

an2C=0;

an3C=0;

anfC=0;

bn1A=0;

bn2A=0;

bn3A=0;

bnfA=0;

bn1B=0;

bn2B=0;



bn3B=0;
bnfB=0;

bn1C=0;
bn2C=0;
bn3C=0;
bnfC=0;

Ch1A=0;
Ch1A1=0;
Ch1A2=0;
Ch1A3=0;

Ch1B=0;
Ch1B1=0;
Ch1B2=0;
Ch1B3=0;

Ch1C=0;
Ch1C1=0;
Ch1C2=0;
Ch1C3=0;

ChA=0;
ChB=0;
ChC=0;

xaux1A=0;
xaux1A1=0;
xaux1A2=0;
xaux1A3=0;

xaux1B=0;
xaux1B1=0;



xaux1B2=0;

xaux1B3=0;

xaux1C=0;

xaux1C1=0;

xaux1C2=0;

xaux1C3=0;

xaux2A=0;

xaux2B=0;

xaux2C=0;

xaux3A=0;

xaux3B=0;

xaux3C=0;

xfinA=0;

xfin1A=0;

xfin1A1=0;

xfin1A2=0;

xfinB=0;

xfin1B=0;

xfin1B1=0;

xfin1B2=0;

xfinC=0;

xfin1C=0;

xfin1C1=0;

xfin1C2=0;

xfin2A=0;

xfin2B=0;

xfin2C=0;



xfin3A=0;

xfin3B=0;

xfin3C=0;

FC1A=0;

FC1B=0;

FC1C=0;

FC2A=0;

FC2B=0;

FC2C=0;

FC3A=0;

FC3B=0;

FC3C=0;

Iaux2A=0;

Iaux2B=0;

Iaux2C=0;

Iaux3A=0;

Iaux3B=0;

Iaux3C=0;

Iparcial=0;

IRCTA=0;

IRCTB=0;

IRCTC=0;

xfinAA=0;

xfinBB=0;

xfinCC=0;



```
% Início da computação
```

```
t=0:0.00001:0.01667;
```

```
t1=60*t*360;
```

```
% Cálculo das Tensões
```

```
VA=VmaxA*cos(w*t-betaA);
```

```
VB=VmaxB*cos(w*t-betaB-2*pi/3);
```

```
VC=VmaxC*cos(w*t-betaC+2*pi/3);
```

```
figure(1)
```

```
plot(t1,VA,'r',t1,VB,'b',t1,VC,'g');
```

```
title('Tensões aplicadas - Fases: AB - verm - BC - azul  
- CA - verde - B=0');
```

```
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
ylabel('AMPLITUDE - VOLT')
```

```
axis([0 360 -20000 20000])
```

```
% Cálculo das Correntes
```

```
IA=ImaxA*sin(w*t-betaA);
```

```
IB=ImaxB*sin(w*t-betaB-2*pi/3);
```

```
IC=ImaxC*sin(w*t-betaC+2*pi/3);
```

```
figure(5)
```

```
plot(t1,IA,'r',t1,IB,'b',t1,IC,'g');
```

```
title('Correntes - Fases: AB - verm - BC - azul -  
CA - verde');
```

```
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
```

```
axis([0 360 -4000 4000])
```



```
figure(6)
plot(t1, IA, 'r');
title('Corrente - Fase: AB - verm ');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
figure(7)
plot(t1, IB, 'b');
title('Corrente - Fase: BC - azul');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
figure(8)
plot(t1, IC, 'g');
title('Corrente - Fase: CA - verde ');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

% FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO

% FASE A

```
for h=1:1:50

    an1A1(h)=(1/(h*pi))*(-sin(h*(alfa1A+betaA))+...
        sin(h*(alfa1A+betaA+sigma1A))-...
        sin(h*(pi+alfa2A+betaA))+...
        sin(h*(pi+alfa2A+betaA+sigma2A)));

    bn1A1(h)=(1/(h*pi))*(cos(h*(alfa1A+betaA))-...
        cos(h*(alfa1A+betaA+sigma1A))+...
```

```
cos(h*(pi+alfa2A+betaA))-
cos(h*(pi+alfa2A+betaA+sigma2A)));
```

```
Cn1A1(h)=sqrt(an1A1(h)^2+bn1A1(h)^2);
```

```
FilA1(h)=atan2(an1A1(h),bn1A1(h));
```

```
Ch1A1=Cn1A1(h).*sin(h*w*t+FilA1(h));
```

```
xaux1A1=Ch1A1;
```

```
xfin1A1=xfin1A1+xaux1A1;
```

```
end
```

```
% FASE B
```

```
for h=1:1:50
```

```
an1B1(h)=(1/(h*pi))*(-sin(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi))+...
sin(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi+sigma1B))-...
sin(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi))+...
sin(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi+sigma2B))));
```

```
bn1B1(h)=(1/(h*pi))*(cos(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi))-...
cos(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi+sigma1B))+...
cos(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi))-...
cos(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi+sigma2B))));
```

```
Cn1B1(h)=sqrt(an1B1(h)^2+bn1B1(h)^2);
```

```
FilB1(h)=atan2(an1B1(h),bn1B1(h));
```

```
Ch1B1=Cn1B1(h).*sin(h*w*t+FilB1(h));
```



```
xaux1B1=Ch1B1;
```

```
xfin1B1=xfin1B1+xaux1B1;
```

```
end
```

```
% FASE C
```

```
for h=1:1:50
```

```
an1C1(h)=(1/(h*pi))*(-sin(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi))+...  
sin(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi+sigma1C))-...  
sin(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi))+...  
sin(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi+sigma2C)));
```

```
bn1C1(h)=(1/(h*pi))*(cos(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi))-...  
cos(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi+sigma1C))+...  
cos(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi))-...  
cos(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi+sigma2C)));
```

```
Cn1C1(h)=sqrt(an1C1(h)^2+bn1C1(h)^2);
```

```
Fil1C1(h)=atan2(an1C1(h),bn1C1(h));
```

```
Ch1C1=Cn1C1(h).*sin(h*w*t+Fil1C1(h));
```

```
xaux1C1=Ch1C1;
```

```
xfin1C1=xfin1C1+xaux1C1;
```

```
end
```



```
% CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO
```

```
ao1A1=(1/(2*pi))*(sigma1A+sigma2A);
```

```
ao1B1=(1/(2*pi))*(sigma1B+sigma2B);
```

```
ao1C1=(1/(2*pi))*(sigma1C+sigma2C);
```

```
% CÁLCULO DA FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO
```

```
FC1A1=ao1A1+xfin1A1;
```

```
FC1B1=ao1B1+xfin1B1;
```

```
FC1C1=ao1C1+xfin1C1;
```

```
% FORMAÇÃO DOS GRÁFICOS DAS FUNÇÕES DE CHAVEAMENTO
```

```
figure(10)
```

```
plot(t1,FC1A1,'r');
```

```
title('FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO - FASE AB - ALFA=20 -  
BETA=0 - DELTA=0');
```

```
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
ylabel('AMPLITUDE - ADIMENSIONAL')
```

```
axis([0 360 -0.2 1.2])
```

```
figure(11)
```

```
plot(t1,FC1B1,'b');
```

```
title('FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO - FASE BC - ALFA=20 -  
BETA=0 - DELTA=0');
```

```
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
ylabel('AMPLITUDE - ADIMENSIONAL')
```

```
axis([0 360 -0.2 1.2])
```

```
figure(12)
```

```
plot(t1,FC1C1,'g');
```

```
title('FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO - FASE CA - ALFA=20 -  
BETA=0 - DELTA=0');
```

```

xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - ADIMENSIONAL')
axis([0 360 -0.2 1.2])

```

% FORMAÇÃO DAS CORRENTES PARCIAIS UTILIZANDO A LEI DE FORMAÇÃO DESENVOLVIDA

% DEFINIÇÃO DO TERMO MÉDIO

```

Cn1A10=2*ao1A1;
Cn1B10=2*ao1B1;
Cn1C10=2*ao1C1;

```

```

FilA10=pi/2;
FilB10=pi/2;
FilC10=pi/2;

```

% Fase A

```

for h=1:1:50

```

```

    k1=h+1;
    k2=h-1;

```

```

    if h==1

```

```

        Ch1A2=(ImaxA/2)*Cn1A1(k1).*cos(h*w*t+betaA+FilA1(k1));

```

```

        xaux1A2=Ch1A2;

```

```

        xfin1A2=xfin1A2+xaux1A2;

```

```
Ch1A21=-(ImaxA/2)*Cn1A10.*cos(h*w*t-betaA+FilA10);
```

```
xaux1A21=Ch1A21;
```

```
xfin1A2=xfin1A2+xaux1A21;
```

```
else
```

```
Ch1A3=(ImaxA/2)*Cn1A1(k1).*cos(h*w*t+betaA+FilA1(k1));
```

```
xaux1A3=Ch1A3;
```

```
xfin1A2=xfin1A2+xaux1A3;
```

```
Ch1A4=-(ImaxA/2)*Cn1A1(k2).*cos(h*w*t-betaA+FilA1(k2));
```

```
xaux1A4=Ch1A4;
```

```
xfin1A2=xfin1A2+xaux1A4;
```

```
end
```

```
end
```

```
% Fase B
```

```
for h=1:1:50
```

```
k1=h+1;
```

```
k2=h-1;
```

```
if h==1
```

```
Ch1B2=(ImaxB/2)*Cn1B1(k1).*...
```




```

        cos(h*w*t+betaB+(2/3)*pi+FilB1(k1));

    xaux1B2=Ch1B2;

    xfin1B2=xfin1B2+xaux1B2;

    Ch1B21=-(ImaxB/2)*Cn1B10.*cos(h*w*t-betaB-
    (2/3)*pi+FilB10);

    xaux1B21=Ch1B21;

    xfin1B2=xfin1B2+xaux1B21;

else

    Ch1B3=(ImaxB/2)*Cn1B1(k1).*...
        cos(h*w*t+betaB+(2/3)*pi+FilB1(k1));

    xaux1B3=Ch1B3;

    xfin1B2=xfin1B2+xaux1B3;

    Ch1B4=-(ImaxB/2)*Cn1B1(k2).*...
        cos(h*w*t-betaB-(2/3)*pi+FilB1(k2));

    xaux1B4=Ch1B4;

    xfin1B2=xfin1B2+xaux1B4;

end

end

```



§ Fase C

```
for h=1:1:50
```

```
    k1=h+1;
```

```
    k2=h-1;
```

```
    if h==1
```

```
        Ch1C2=(ImaxC/2)*Cn1C1(k1).*...
```

```
        cos(h*w*t+betaC-(2/3)*pi+FilC1(k1));
```

```
        xaux1C2=Ch1C2;
```

```
        xfin1C2=xfin1C2+xaux1C2;
```

```
        Ch1C21=-(ImaxC/2)*Cn1C10.*...
```

```
        cos(h*w*t-betaC+(2/3)*pi+FilC10);
```

```
        xaux1C21=Ch1C21;
```

```
        xfin1C2=xfin1C2+xaux1C21;
```

```
    else
```

```
        Ch1C3=(ImaxC/2)*Cn1C1(k1).*...
```

```
        cos(h*w*t+betaC-(2/3)*pi+FilC1(k1));
```

```
        xaux1C3=Ch1C3;
```

```
        xfin1C2=xfin1C2+xaux1C3;
```

```
        Ch1C4=-(ImaxC/2)*Cn1C1(k2).*...
```

```
        cos(h*w*t-betaC+(2/3)*pi+FilC1(k2));
```



```
xaux1C4=Ch1C4;
```

```
xfin1C2=xfin1C2+xaux1C4;
```

```
end
```

```
end
```

```
% CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DAS CORRENTES PARCIAIS  
UTILIZANDO A LEI DE FORMAÇÃO DESENVOLVIDA
```

```
ao1A2=(ImaxA/2)*Cn1A1(1)*cos(betaA+FilA1(1));
```

```
ao1B2=(ImaxB/2)*Cn1B1(1)*cos(betaB+(2/3)*pi+FilB1(1));
```

```
ao1C2=(ImaxC/2)*Cn1C1(1)*cos(betaC-(2/3)*pi+FilC1(1));
```

```
% FORMAÇÃO DA CORRENTE PARCIAL UTILIZANDO  
A LEI DE FORMAÇÃO ATUALIZADA
```

```
% FASE A
```

```
for h=1:1:50
```

```
    k1=h+1;
```

```
    k2=h-1;
```

```
    if h==1
```

```
        AA(h)=(ImaxA/2)*Cn1A1(k1).*cos(betaA+FilA1(k1))...  
            -(ImaxA/2)*Cn1A10.*cos(-betaA+FilA10);
```



```

BA(h)=(ImaxA/2)*Cn1A1(k1).*sin(betaA+FilA1(k1))...
    -(ImaxA/2)*Cn1A10.*sin(-betaA+FilA10);

Cn1A(h)=sqrt(AA(h)^2+BA(h)^2);

FilA(h)=atan2(BA(h),AA(h));

Ch1A=Cn1A(h).*cos(h*w*t+FilA(h));

iaux1A5=Ch1A;

xfin1A=xfin1A+iaux1A5;

else

AA(h)=(ImaxA/2)*Cn1A1(k1).*cos(betaA+FilA1(k1))...
    -(ImaxA/2)*Cn1A1(k2).*cos(-betaA+FilA1(k2));

BA(h)=(ImaxA/2)*Cn1A1(k1).*sin(betaA+FilA1(k1))...
    -(ImaxA/2)*Cn1A1(k2).*sin(-betaA+FilA1(k2));

Cn1A(h)=sqrt(AA(h)^2+BA(h)^2);

FilA(h)=atan2(BA(h),AA(h));

Ch1A=Cn1A(h).*cos(h*w*t+FilA(h));

iaux1A6=Ch1A;

xfin1A=xfin1A+iaux1A6;

end

```



end

⌘ FASE B

for h=1:1:50

k1=h+1;

k2=h-1;

if h==1

AB(h)=(ImaxB/2)*Cn1B1(k1).*...
 cos(betaB+(2/3)*pi+FilB1(k1)).*...
 -(ImaxB/2)*Cn1B10.*cos(-betaB-(2/3)*pi+FilB10);

BB(h)=(ImaxB/2)*Cn1B1(k1).*...
 sin(betaB+(2/3)*pi+FilB1(k1)).*...
 -(ImaxB/2)*Cn1B10.*sin(-betaB-(2/3)*pi+FilB10);

Cn1B(h)=sqrt(AB(h)^2+BB(h)^2);

FilB(h)=atan2(BB(h),AB(h));

Ch1B=Cn1B(h).*cos(h*w*t+FilB(h));

iaux1B5=Ch1B;

xfin1B=xfin1B+iaux1B5;

else

AB(h)=(ImaxB/2)*Cn1B1(k1).*...
 cos(betaB+(2/3)*pi+FilB1(k1)).*...
 -(ImaxB/2)*Cn1B1(k2).*cos(-betaB-(2/3)*pi+FilB1(k2));

```

BB(h)=(ImaxB/2)*Cn1B1(k1).*...
    sin(betaB+(2/3)*pi+FilB1(k1))...
    -(ImaxB/2)*Cn1B1(k2).*sin(-betaB-(2/3)*pi+FilB1(k2));

```

```

Cn1B(h)=sqrt(AB(h)^2+BB(h)^2);

```

```

FilB(h)=atan2(BB(h),AB(h));

```

```

Ch1B=Cn1B(h).*cos(h*w*t+FilB(h));

```

```

iaux1B6=Ch1B;

```

```

xfin1B=xfin1B+iaux1B6;

```

```

end

```

```

end

```

```

% FASE C

```

```

for h=1:1:50

```

```

    k1=h+1;

```

```

    k2=h-1;

```

```

    if h==1

```

```

        AC(h)=(ImaxC/2)*Cn1C1(k1).*...

```

```

            cos(betaC-(2/3)*pi+FilC1(k1))...

```

```

            -(ImaxC/2)*Cn1C10.*cos(-betaC+(2/3)*pi+FilC10);

```

```

        BC(h)=(ImaxC/2)*Cn1C1(k1).*...

```

```

            sin(betaC-(2/3)*pi+FilC1(k1))...

```



```

- (ImaxC/2) * Cn1C10 .* sin (-betaC + (2/3) * pi + FilC10);

Cn1C(h) = sqrt (AC (h) ^2 + BC (h) ^2);

FilC(h) = atan2 (BC (h) , AC (h) );

Ch1C = Cn1C (h) .* cos (h * w * t + FilC (h) );

xaux1C5 = Ch1C;

xfin1C = xfin1C + xaux1C5;

else

AC (h) = (ImaxC/2) * Cn1C1 (k1) .* ...
cos (betaC - (2/3) * pi + FilC1 (k1) ) ...
- (ImaxC/2) * Cn1C1 (k2) .* cos (-betaC + (2/3) * pi + FilC1 (k2) );

BC (h) = (ImaxC/2) * Cn1C1 (k1) .* ...
sin (betaC - (2/3) * pi + FilC1 (k1) ) ...
- (ImaxC/2) * Cn1C1 (k2) .* sin (-betaC + (2/3) * pi + FilC1 (k2) );

Cn1C(h) = sqrt (AC (h) ^2 + BC (h) ^2);

FilC(h) = atan2 (BC (h) , AC (h) );

Ch1C = Cn1C (h) .* cos (h * w * t + FilC (h) );

xaux1C6 = Ch1C;

xfin1C = xfin1C + xaux1C6;

end

end

```



% CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DAS CORRENTES PARCIAIS UTILIZANDO A
LEI DE FORMAÇÃO ATUALIZADA

```
aolA=(ImaxA/2)*Cn1A1(1)*cos(betaA+FilA1(1));
```

```
aolB=(ImaxB/2)*Cn1B1(1)*cos(betaB+(2/3)*pi+FilB1(1));
```

```
aolC=(ImaxC/2)*Cn1C1(1)*cos(betaC-(2/3)*pi+FilC1(1));
```

% CÁLCULO DAS CORRENTES PARCIAIS UTILIZANDO
A LEI DE FORMAÇÃO ATUALIZADA

```
IparcialA=aolA+xfin1A;
```

```
IparcialB=aolB+xfin1B;
```

```
IparcialC=aolC+xfin1C;
```

% GRÁFICOS DAS CORRENTES PARCIAIS UTILIZANDO
A LEI DE FORMAÇÃO ATUALIZADA

```
figure(30)
```

```
plot(t1,IparcialA,'r');
```

```
title('CORRENTE PARCIAL - LEI ATUALIZADA -  
FASE AB - ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
```

```
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
```

```
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
figure(31)
```

```
plot(t1,IparcialB,'b');
```

```
title('CORRENTE PARCIAL - LEI ATUALIZADA -  
FASE BC - ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
```

```
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```

ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])

figure(32)
plot(t1,IparcialC,'g');
title('CORRENTE PARCIAL - LEI ATUALIZADA -
      FASE CA - ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])

```

% FUNÇÃO AUXILIAR 1 MODULADA

% FASE A

```

for h=1:1:50

    an2A(h)=ImaxA*sin(alfa1A)*(1/(h*pi))*...
        (-sin(h*(alfa1A+betaA))...
        +sin(h*(alfa1A+betaA+sigma1A)));

    bn2A(h)=ImaxA*sin(alfa1A)*(1/(h*pi))*...
        (cos(h*(alfa1A+betaA))...
        -cos(h*(alfa1A+betaA+sigma1A)));

    Cn2A(h)=sqrt(an2A(h)^2+bn2A(h)^2);

    Fi2A(h)=atan2(an2A(h),bn2A(h));

    Ch2A=Cn2A(h).*sin(h*w*t+Fi2A(h));

    xaux2A=Ch2A;

    xfin2A=xfin2A+xaux2A;

```


end

% FASE B

for h=1:1:50

```
an2B(h)=ImaxB*sin(alfa1B)*(1/(h*pi))*...
    (-sin(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi))...
    +sin(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi+sigma1B)));
```

```
bn2B(h)=ImaxB*sin(alfa1B)*(1/(h*pi))*...
    (cos(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi))...
    -cos(h*(alfa1B+betaB+(2/3)*pi+sigma1B)));
```

```
Cn2B(h)=sqrt(an2B(h)^2+bn2B(h)^2);
```

```
Fi2B(h)=atan2(an2B(h),bn2B(h));
```

```
Ch2B=Cn2B(h).*sin(h*w*t+Fi2B(h));
```

```
iaux2B=Ch2B;
```

```
xfin2B=xfin2B+iaux2B;
```

end

% FASE C

for h=1:1:50

```
an2C(h)=ImaxC*sin(alfa1C)*(1/(h*pi))*...
    (-sin(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi))...
    +sin(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi+sigma1C)));
```

```

bn2C(h)=ImaxC*sin(alfa1C)*(1/(h*pi))*...
        (cos(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi))...
        -cos(h*(alfa1C+betaC-(2/3)*pi+sigma1C)));

```

```

Cn2C(h)=sqrt(an2C(h)^2+bn2C(h)^2);

```

```

Fi2C(h)=atan2(an2C(h),bn2C(h));

```

```

Ch2C=Cn2C(h).*sin(h*w*t+Fi2C(h));

```

```

iaux2C=Ch2C;

```

```

xfin2C=xfin2C+iaux2C;

```

```

end

```

⌘ CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA FUNÇÃO AUXILIAR 1 MODULADA

```

ao2A=ImaxA*sin(alfa1A)*(1/(2*pi))*sigma1A;

```

```

ao2B=ImaxB*sin(alfa1B)*(1/(2*pi))*sigma1B;

```

```

ao2C=ImaxC*sin(alfa1C)*(1/(2*pi))*sigma1C;

```

⌘ CÁLCULO DA FUNÇÃO AUXILIAR 1 MODULADA

```

FC2AM=ao2A+xfin2A;

```

```

FC2BM=ao2B+xfin2B;

```

```

FC2CM=ao2C+xfin2C;

```



% FUNÇÃO AUXILIAR 2 MODULADA

% FASE A

```

for h=1:1:50

    an3A(h)=-ImaxA*sin(alfa2A+pi)*(1/(h*pi))*...
        (-sin(h*(pi+alfa2A+betaA))...
        +sin(h*(pi+alfa2A+betaA+sigma2A)));

    bn3A(h)=-ImaxA*sin(alfa2A+pi)*(1/(h*pi))*...
        (cos(h*(pi+alfa2A+betaA))...
        -cos(h*(pi+alfa2A+betaA+sigma2A)));

    Cn3A(h)=sqrt(an3A(h)^2+bn3A(h)^2);

    Fi3A(h)=atan2(an3A(h),bn3A(h));

    Ch3A=Cn3A(h).*sin(h*w*t+Fi3A(h));

    xaux3A=Ch3A;

    xfin3A=xfin3A+xaux3A;

end

```

% FASE B

```

for h=1:1:50

    an3B(h)=-ImaxB*sin(alfa2B+pi)*(1/(h*pi))*...
        (-sin(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi))...
        +sin(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi+sigma2B)));

```



```
bn3B(h)=-ImaxB*sin(alfa2B+pi)*(1/(h*pi))*...
    (cos(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi))...
    -cos(h*(pi+alfa2B+betaB+(2/3)*pi+sigma2B)));
```

```
Cn3B(h)=sqrt(an3B(h)^2+bn3B(h)^2);
```

```
Fi3B(h)=atan2(an3B(h),bn3B(h));
```

```
Ch3B=Cn3B(h).*sin(h*w*t+Fi3B(h));
```

```
xaux3B=Ch3B;
```

```
xfin3B=xfin3B+xaux3B;
```

```
end
```

```
% FASE C
```

```
for h=1:1:50
```

```
an3C(h)=-ImaxC*sin(alfa2C+pi)*(1/(h*pi))*...
    (-sin(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi))+...
    sin(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi+sigma2C)));
```

```
bn3C(h)=-ImaxC*sin(alfa2C+pi)*(1/(h*pi))*...
    (+cos(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi))-...
    cos(h*(pi+alfa2C+betaC-(2/3)*pi+sigma2C)));
```

```
Cn3C(h)=sqrt(an3C(h)^2+bn3C(h)^2);
```

```
Fi3C(h)=atan2(an3C(h),bn3C(h));
```

```
Ch3C=Cn3C(h).*sin(h*w*t+Fi3C(h));
```



```
xaux3C=Ch3C;
```

```
xfin3C=xfin3C+xaux3C;
```

```
end
```

```
% CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DA FUNÇÃO AUXILIAR 2 MODULADA
```

```
ao3A=-ImaxA*sin(alfa2A+pi)*(1/(2*pi))*sigma2A;
```

```
ao3B=-ImaxB*sin(alfa2B+pi)*(1/(2*pi))*sigma2B;
```

```
ao3C=-ImaxC*sin(alfa2C+pi)*(1/(2*pi))*sigma2C;
```

```
% CÁLCULO DA FUNÇÃO AUXILIAR 2 MODULADA
```

```
FC3AM=ao3A+xfin3A;
```

```
FC3BM=ao3B+xfin3B;
```

```
FC3CM=ao3C+xfin3C;
```

```
% FORMAÇÃO DAS CORRENTES FINAIS PELA COMPOSIÇÃO  
DOS COEFICIENTES DAS TRÊS FUNÇÕES
```

```
% FASE A
```

```
for h=1:1:50
```

```
anA(h)=AA(h)-an2A(h)+an3A(h);
```

```
bnA(h)=BA(h)+bn2A(h)-bn3A(h);
```

```
CnA(h)=sqrt(anA(h)^2+bnA(h)^2);
```

```
FiA(h)=atan2(bnA(h),anA(h));
```

```
ChA=CnA(h).*cos(h*w*t+FiA(h));
```

```
xauxA=ChA;
```

```
xfinA=xfinA+xauxA;
```

```
end
```

```
% FASE B
```

```
for h=1:1:50
```

```
anB(h)=AB(h)-an2B(h)+an3B(h);
```

```
bnB(h)=BB(h)+bn2B(h)-bn3B(h);
```

```
CnB(h)=sqrt(anB(h)^2+bnB(h)^2);
```

```
FiB(h)=atan2(bnB(h),anB(h));
```

```
ChB=CnB(h).*cos(h*w*t+FiB(h));
```

```
xauxB=ChB;
```

```
xfinB=xfinB+xauxB;
```

```
end
```



% FASE C

```
for h=1:1:50
```

```
    anC(h)=AC(h)-an2C(h)+an3C(h);
```

```
    bnC(h)=BC(h)+bn2C(h)-bn3C(h);
```

```
    CnC(h)=sqrt(anC(h)^2+bnC(h)^2);
```

```
    FiC(h)=atan2(bnC(h),anC(h));
```

```
    ChC=CnC(h).*cos(h*w*t+FiC(h));
```

```
   iauxC=ChC;
```

```
    xfinC=xfinC+iauxC;
```

```
end
```

% CÁLCULO DO VALOR MÉDIO

```
aoA=ao1A-ao2A+ao3A;
```

```
aoB=ao1B-ao2B+ao3B;
```

```
aoC=ao1C-ao2C+ao3C;
```

% COMPOSIÇÃO DA CORRENTE FINAL

```
IfinalAB=aoA+xfinA;
```

```
IfinalBC=aoB+xfinB;
```

```
IfinalCA=aoC+xfinC;
```

% GRÁFICOS DA CORRENTE FINAL

```
figure(50)
plot(t1,IfinalAB,'r');
title('CORRENTE FINAL - COEFIC. FOURIER - FASE AB -
      ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
figure(51)
plot(t1,IfinalBC,'b');
title('CORRENTE FINAL - COEFIC. FOURIER - FASE BC -
      ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
figure(52)
plot(t1,IfinalCA,'g');
title('CORRENTE FINAL - COEFIC. FOURIER - FASE CA -
      ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

% FORMAÇÃO DAS CORRENTES NA LINHA PELA COMPOSIÇÃO DOS COEFICIENTES DAS CORRENTES NAS FASES

% FASE A

```
for h=1:1:50
```



```
anAA(h)=anA(h)-anC(h);
```

```
bnAA(h)=bnA(h)-bnC(h);
```

```
CnAA(h)=sqrt(anAA(h)^2+bnAA(h)^2);
```

```
FiAA(h)=atan2(bnAA(h),anAA(h));
```

```
ChAA=CnAA(h).*cos(h*w*t+FiAA(h));
```

```
iauxAA=ChAA;
```

```
xfinAA=xfinAA+iauxAA;
```

```
end
```

```
% FASE B
```

```
for h=1:1:50
```

```
anBB(h)=anB(h)-anA(h);
```

```
bnBB(h)=bnB(h)-bnA(h);
```

```
CnBB(h)=sqrt(anBB(h)^2+bnBB(h)^2);
```

```
FiBB(h)=atan2(bnBB(h),anBB(h));
```

```
ChBB=CnBB(h).*cos(h*w*t+FiBB(h));
```

```
iauxBB=ChBB;
```

```
xfinBB=xfinBB+iauxBB;
```



```

end

% FASE C

for h=1:1:50

    anCC(h)=anC(h)-anB(h);

    bnCC(h)=bnC(h)-bnB(h);

    CnCC(h)=sqrt(anCC(h)^2+bnCC(h)^2);

    FiCC(h)=atan2(bnCC(h),anCC(h));

    ChCC=CnCC(h).*cos(h*w*t+FiCC(h));

    xauxCC=ChCC;

    xfinCC=xfinCC+xauxCC;

end

% CÁLCULO DO VALOR MÉDIO DAS CORRENTES DE LINHA

aoAA=aoA-aoC;
aoBB=aoB-aoA;
aoCC=aoC-aoB;

% COMPOSIÇÃO DAS CORRENTES DE LINHA

ILACOEf=aoAA+xfinAA;
ILBCOEf=aoBB+xfinBB;
ILCCOEf=aoCC+xfinCC;

```



% GRÁFICOS DAS CORRENTES DE LINHA

```
figure(56)
plot(t1,ILACOE,'r');
title('CORRENTE LINHA - COEFIC. FOURIER - FASE A -
      ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4500 4500])
```

```
figure(57)
plot(t1,ILBCOE,'b');
title('CORRENTE LINHA - COEFIC. FOURIER - FASE B -
      ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4500 4500])
```

```
figure(58)
plot(t1,ILCCOE,'g');
title('CORRENTE LINHA - COEFIC. FOURIER - FASE C -
      ALFA=20 - BETA=0 - DELTA=0');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPLITUDE - AMPÈRE')
axis([0 360 -4500 4500])
```

% GRÁFICOS COMPOSTOS

```
figure(60)

subplot(3,2,1)
plot(t1,FC1A1,'r');
title('FUNÇÃO DE CHAVEAMENTO');
```



```
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('pu')
axis([0 360 -0.2 1.2])

subplot(3,2,2)
plot(t1,IparcialA,'r');
title('CORRENTE PARCIAL FASE AB');
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])

subplot(3,2,3)
plot(t1,FC2AM,'r');
title('FUNÇÃO AUXILIAR 1 MODULADA');
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])

subplot(3,2,4)
plot(t1,FC3AM,'r');
title('FUNÇÃO AUXILIAR 2 MODULADA');
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])

subplot(3,2,5)
plot(t1,IfinalAB,'r');
title('CORRENTE FASE AB');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])

subplot(3,2,6)
plot(t1,ILACOEf,'r');
```




```

title('CORRENTE LINHA A');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4500 4500])

```

```
figure(61)
```

```

subplot(3,3,1)
plot(t1,FC1A1,'r');
title('F.CHAV. - FASE AB');
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('ADIMENSIONAL')
axis([0 360 -0.2 1.2])

```

```

subplot(3,3,2)
plot(t1,FC1B1,'b');
title('F.CHAV. - FASE BC');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
% ylabel('ADIMENSIONAL')
axis([0 360 -0.2 1.2])

```

```

subplot(3,3,3)
plot(t1,FC1C1,'g');
title('F.CHAV. - FASE CA');
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
% ylabel('ADIMENSIONAL')
axis([0 360 -0.2 1.2])

```

```

subplot(3,3,4)
plot(t1,FC2AM,'r');
title('F.AUX. 1 MODULADA');
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])

```



```
subplot(3,3,5)
plot(t1,FC2BM,'b');
title('F.AUX. 1 MODULADA');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
subplot(3,3,6)
plot(t1,FC2CM,'g');
title('F.AUX. 1 MODULADA');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
subplot(3,3,7)
plot(t1,FC3AM,'r');
title('F.AUX. 2 MODULADA');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
subplot(3,3,8)
plot(t1,FC3BM,'b');
title('F.AUX. 2 MODULADA');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
subplot(3,3,9)
plot(t1,FC3CM,'g');
title('F. AUX. 2 MODULADA');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
ylabel('AMPÈRE')
```



```
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
figure(62)
```

```
subplot(2,3,1)
```

```
plot(t1,IfinalAB,'r');
```

```
title('CORRENTE FASE AB');
```

```
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
ylabel('AMPÈRE')
```

```
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
subplot(2,3,2)
```

```
plot(t1,IfinalBC,'b');
```

```
title('CORRENTE FASE BC');
```

```
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
% ylabel('AMPÈRE')
```

```
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
subplot(2,3,3)
```

```
plot(t1,IfinalCA,'g');
```

```
title('CORRENTE FASE CA');
```

```
% xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
% ylabel('AMPÈRE')
```

```
axis([0 360 -4000 4000])
```

```
subplot(2,3,4)
```

```
plot(t1,ILACOEf,'r');
```

```
title('CORRENTE LINHA A');
```

```
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
```

```
ylabel('AMPÈRE')
```

```
axis([0 360 -4500 4500])
```

```
subplot(2,3,5)
```




```

plot(t1,ILBCOEF,'b');
title('CORRENTE LINHA B');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
% ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4500 4500])

subplot(2,3,6)
plot(t1,ILCCOEF,'g');
title('CORRENTE LINHA C');
xlabel('ÂNGULO EM GRAUS')
% ylabel('AMPÈRE')
axis([0 360 -4500 4500])

% CRIAÇÃO DE ARQUIVOS DE DADOS E DE RESULTADOS

% ARQUIVO DE DADOS

save Dados.dat Q3F VAef VBef VCef ImaxA ImaxB ImaxC
XLA XLB XLC alfa1AA alfa1BB alfa1CC
betaAA betaBB betaCC deltaAA deltaBB deltaCC
aoA aoAA -ascii

% ARQUIVO DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES NAS FASES

% FASE A

CAF=CnA';

FAF=FiA';

save IfaseACn.dat CAF -ascii

```



```
save IfaseAFi.dat FAF -ascii
```

```
% FASE B
```

```
CBF=CnB';
```

```
FBF=FiB';
```

```
save IfaseBCn.dat CBF -ascii
```

```
save IfaseBFi.dat FBF -ascii
```

```
% FASE C
```

```
CCF=CnC';
```

```
FCF=FiC';
```

```
save IfaseCCn.dat CCF -ascii
```

```
save IfaseCFi.dat FCF -ascii
```

```
% ARQUIVO DAS HARMÔNICAS DAS CORRENTES NAS LINHAS
```

```
% FASE A
```

```
CAL=CnAA';
```

```
FAL=FiAA';
```

```
save IlinhaACn.dat CAL -ascii
```

```
save IlinhaAFi.dat FAL -ascii
```



% FASE B

CBL=CnBB';

FBL=FiBB';

save IlinhaBCn.dat CBL -ascii

save IlinhaBFi.dat FBL -ascii

% FASE C

CCL=CnCC';

FCL=FiCC';

save IlinhaCCn.dat CCL -ascii

save IlinhaCFi.dat FCL -ascii

clear





UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
"JÚLIO DE MESQUITA FILHO"

Campus de Ilha Solteira
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
Av. Brasil Centro, 56
15385-000 - Ilha Solteira - SP
www.dee.feis.unesp.br

