
**UMA TÉCNICA NO DOMÍNIO DO TEMPO PARA A
ANÁLISE DO CONVERSOR CA/CC A TIRISTOR
COM APLICAÇÃO NO ESTUDO DA TRANSFERÊNCIA DE
HARMÔNICOS E COMPONENTES DE POTÊNCIA**

Walmeran José Trindade Júnior

Tese apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do grau de Doutor em Ciências no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de concentração : Processamento da energia.

Orientador :

Prof. Sreeramulu Raghuram Naidu, PhD

Campina Grande, dezembro de 2001



T832t Trindade Junior, Walmeran Jose
Uma tecnica no dominio do tempo para a analise do conversor CA/CC a tiristor com aplicacao no estudo da transferencia de harmonicos e componentes de potencia / Walmeran Jose Trindade Junior. - Campina Grande, 2001. 152 f.

Tese (Doutorado em Engenharia Eletrica) - Universidade Federal da Paraiba, Centro de Ciencias e Tecnologia.

1. Sistemas de Potencia 2. Cargas Nao-Lineares 3. Conversor HVDC 4. Tese - Engenharia Eletrica I. Naidu, Sreeramulu Raghuram II. Universidade Federal da Paraiba - Campina Grande (PB) III. Título

CDU 621.3.016.2(043)

**UMA TÉCNICA NO DOMÍNIO DO TEMPO PARA A ANÁLISE DO
CONVERSOR CA/CC A TIRISTOR COM APLICAÇÃO NO ESTUDO DA
TRANSFERÊNCIA DE HARMÔNICOS E COMPONENTES DE POTÊNCIA**

WALMERAN JOSÉ TRINDADE JÚNIOR

Tese Aprovada em 17.12.2001

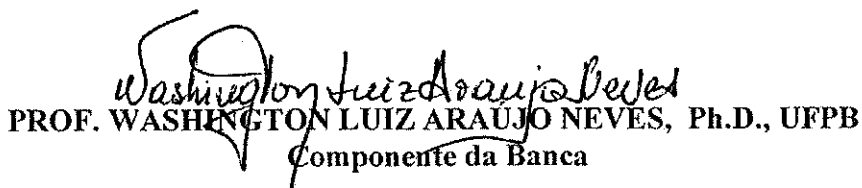


PROF. SREERAMULU RAGHURAM NAIDU, Ph.D., UFPB
Orientador

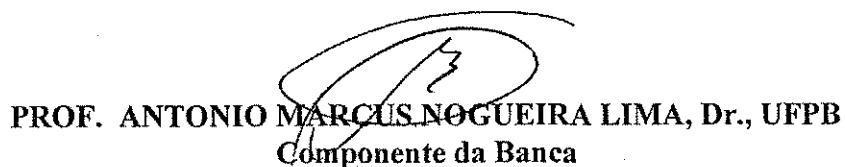


PROF. EDSON HIROKASU WATANABE, Dr., UFRJ
Componente da Banca

PROFA. FRANCISCA APARECIDA DE CAMARGO PIRES, Dr., UNICAMP
Componente da Banca (Ausente – Parecer por Escrito)



PROF. WASHINGTON LUIZ ARAUJO NEVES, Ph.D., UFPB
Componente da Banca



PROF. ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFPB
Componente da Banca

CAMPINA GRANDE – PB
Dezembro - 2001

DEDICATÓRIA

A minha esposa Rosimá e a nossa filha Sarah, pelo amor, pelo carinho, por tudo.

Aos meus pais Walmeran e Rosinete, as minhas irmãs Rosa, Roseane e Rita por sempre acreditarem no valor da educação.

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. S. R. Naidu, pelo inestimável trabalho de orientação desta tese, meus agradecimentos.

Aos colegas da Coordenação do Curso de Eletrotécnica do Centro Federal de Educação Tecnológica da Paraíba - CEFET-PB - e à Direção deste, pela concessão do meu afastamento das atividades docentes para a realização deste trabalho, meus agradecimentos.

Aos colegas de curso e aos funcionários da UFPB/COPELE/LAT, pelo companheirismo e solicitude, meus agradecimentos.

Ao povo brasileiro, pelo financiamento deste trabalho, meus agradecimentos.

Ao CNPq, pela intermediação do financiamento deste trabalho, processo nº 142883/1997-2, meus agradecimentos.

RESUMO

Nesta tese é apresentada uma nova técnica de simulação digital para a análise de circuitos elétricos não-lineares. Essa técnica é no domínio do tempo, baseada no procedimento de Newton-Raphson, conta com um algoritmo para acelerar a solução de regime permanente e é aplicada na obtenção da resposta do conversor CA/CC. Um estudo do fenômeno da interação harmônica entre sistemas elétricos em corrente alternada e conversores CA/CC, enfatizando a determinação das tensões e correntes harmônicas geradas pelo conversor e a transferência dessas harmônicas do lado CA para o lado CC desses conversores, a luz das definições de componentes de potência para circuitos elétricos que operam em condições não-senoidais é feito. A técnica de simulação é aplicada na análise do conversor CA/CC de 6 e 12 pulsos a tiristor e estudos de casos para a análise da transferência de harmônicos em termos de componentes de potência são calculados.

ABSTRACT

A new technique for simulating the transient and steady-state responses of nonlinear circuits has been presented. It is a time-domain technique and it is based on the Newton-Raphson procedure for accelerating the convergence to the steady-state. The technique has been applied to determine the response of 3-phase AC/DC converters.

A study has been made of the harmonic interaction between AC systems and AC/DC converter, emphasizing the determination of the harmonic voltages and harmonic currents generated by the converter and the transference of these harmonics from AC side to DC side of these converters. The interactions have also been studied in terms of the power components defined for electric circuits that operate in nonsinusoidal conditions.

The simulation technique has been applied to the 6-pulse and 12-pulse converters and the harmonic transfers of voltage, current and power components have been computed.

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA	iii
AGRADECIMENTOS	iv
RESUMO	v
ABSTRACT	vi
LISTA DE FIGURAS	ix
LISTA DE TABELAS	xiii
LISTA DE SÍMBOLOS	xv
I. INTRODUÇÃO	1
1.1 Caracterização do problema	2
1.2 Revisão bibliográfica	4
1.3 Organização do texto	21
II. DETERMINAÇÃO DA RESPOSTA DE CIRCUITOS ELÉTRICOS NÃO- LINEARES : UMA NOVA PROPOSTA	22
2.1 Determinação da resposta em regime transitório	23
2.2 Determinação da resposta em regime permanente	28
2.3 Exemplo 1	30
2.3.1 Modelamento para o cálculo do transitório	31
2.3.2 Modelamento para o cálculo do regime permanente	35
2.4 Exemplo 2	39

III. ANÁLISE DO CONVERSOR CA/CC DE 6 PULSOS A TIRISTOR : APLICAÇÃO DA NOVA PROPOSTA	43
3.1 Resposta em regime transitório	44
3.2 Equivalente discreto para os elementos reativos	51
3.3 Resposta em regime permanente	53
3.4 Resultados e discussões	54
IV. ANÁLISE DO CONVERSOR CA/CC DE 12 PULSOS A TIRISTOR : APLICAÇÃO DA NOVA PROPOSTA	69
4.1 Resposta em regime transitório	70
4.2 Detalhamento do processo de gatilhamento das válvulas	81
4.3 Resposta em regime permanente	84
4.4 Resultados e discussões	85
V. TRANSFERÊNCIA DE HARMÔNICOS E COMPONENTES DE POTÊNCIA NO CONVERSOR CA/CC	101
5.1 Transferência de harmônicos em conversores CA/CC	102
5.2 Definições das componentes de potência de Czarnecki	105
5.3 Transferência de harmônicos e componentes de potência no conversor CA/CC	109
5.3.1 Estudo de casos : Conversor CA/CC de 6 pulsos operando com corrente CC constante	110
5.3.1.1 Caso Base : $I_{REF}=2kA$	111
5.3.1.2 Caso I : $I_{REF}=2kA, h=7, p=\{1, 5, 10\}\%$	112
5.3.1.3 Caso II : $I_{REF}=2kA, h=5, p=\{1, 5, 10\}\%$	113
5.3.1.4 Caso III : $I_{REF}=2kA, h=4, p=\{1, 5, 10\}\%$	114
5.3.1.5 Caso IV : $I_{REF}=2kA, h=2, p=\{1, 5, 10\}\%$	115
5.3.1.6 Caso V : $I_{REF}=2kA, h=3, p=\{1, 5, 10\}\%$	116
5.3.1.7 Discussão dos resultados	117
5.3.2 Estudo de casos : Conversor CA/CC de 6 pulsos com varredura do ângulo de gatilhamento	121
5.3.2.1 Casos Base, I ($h=7$) e II ($h=5$)	122

5.3.2.2 Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	126
5.3.2.3 Casos Base e V (h=3)	131
5.3.2.4 Discussão dos resultados	135
5.3.3 Estudo de casos : Conversor CA/CC de 12 pulsos com filtros de harmônicos	137
VI. CONCLUSÕES	142
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	145

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO II

2.1 : Circuito não-linear.	23
2.2 : Modelo EMTP.	24
2.3 : Equivalente de Thevenin.	24
2.4 : Conexão da fonte de tensão fictícia.	25
2.5 : Determinação de Δv_D^k	26
2.6 : Conexão da fonte de corrente fictícia.	27
2.7 : Determinação de Δi_D^k	28
2.8 : Circuito retificador monofásico de meia-onda.	30
2.9 : Circuito retificador monofásico de meia-onda redesenhado.	31
2.10 : Modelamento para o cálculo do transitório.	32
2.11 : Correção de tensão Δv_D	32
2.12 : Tensão de saída $v_o(t)$	34
2.13 : Corrente no capacitor $i_C(t)$	34
2.14 : Conversor boost quase ressonante.	40
2.15 : Tensão de saída $v_{out}(t)$	42
2.16 : Corrente de entrada $i_L(t)$	42

CAPÍTULO III

3.1 : Conversor CA/CC de 6 pulsos.	44
3.2 : Controle a corrente constante.	45
3.3 : Conexão das fontes de tensão fictícias.	45

3.4 : Circuitos das partes lineares.	46
3.5 : Circuito equivalente da parte não-linear.	47
3.6 : Equivalente para pequenos sinais da parte não-linear.	48
3.7 : Equivalente linearizado do conversor CA/CC.	50
3.8 : Ocorrência de “spikes” na tensão CC.	53
3.9 : Corrente de saída transitória após curto-circuito.	57
3.10 : Tensão CA na ponte (caso sem distorção).	59
3.11 : Corrente CA de linha (caso sem distorção).	59
3.12 : Tensão CC de saída (caso sem distorção).	60
3.13 : Corrente CC de saída (caso sem distorção).	60
3.14 : Tensão CA na ponte (caso com distorção).	61
3.15 : Corrente CA de linha (caso com distorção).	61
3.16 : Tensão CC de saída (caso com distorção).	62
3.17 : Corrente CC de saída (caso com distorção).	62

CAPÍTULO IV

4.1 : Conversor CA/CC de 12 pulsos Cigré Benchmark.	70
4.2 : Conexão das fontes fictícias de tensão.	71
4.3 : Parte linear do subsistema CA (fase k).	72
4.4 : Parte linear do subsistema CC.	73
4.5 : Parte não-linear.	74
4.6 : Parte não-linear - Conexão das fontes fictícias de tensão.	75
4.7 : Correção das fontes fictícias de tensão e_{ND1} e e_{ND2}	76
4.8 : Correção das fontes fictícias de tensão.	77
4.9 : Tensão de referência em fase.	82
4.10 : Tensão de referência fora de fase.	82
4.11 : Indicações de tensões e correntes de interesse.	87
4.12 : Tensão $v_A(t)$ (caso sem distorção).	88
4.13 : Tensão $v_{AB1}(t)$ (caso sem distorção).	88
4.14 : Tensão $v_{AB2}(t)$ (caso sem distorção).	89
4.15 : Corrente $i_{PT1A}(t)$ (caso sem distorção).	89
4.16 : Corrente $i_{PT2A}(t)$ (caso sem distorção).	90

4.17 : Tensão $v_{D1}(t)$ (caso sem distorção)	90
4.18 : Tensão $v_{D2}(t)$ (caso sem distorção)	91
4.19 : Corrente $i_{D1}(t)$ (caso sem distorção)	91
4.20 : Tensão $v_A(t)$ (caso com distorção)	92
4.21 : Tensão $v_{AB1}(t)$ (caso com distorção)	92
4.22 : Tensão $v_{AB2}(t)$ (caso com distorção)	93
4.23 : Corrente $i_{PT1A}(t)$ (caso com distorção)	93
4.24 : Corrente $i_{PT2A}(t)$ (caso com distorção)	94
4.25 : Tensão $v_{D1}(t)$ (caso com distorção)	94
4.26 : Tensão $v_{D2}(t)$ (caso com distorção)	95
4.27 : Corrente $i_{D1}(t)$ (caso com distorção)	95

CAPÍTULO V

5.1 : Circuito básico do conversor CA/CC de 6 pulsos	102
5.2 : Regras de transferência de harmônicas (fonte de harmônico no lado CC)	104
5.3 : Regras de transferência de harmônicas (fonte de harmônico no lado CA)	104
5.4 : Estrutura do circuito trifásico	105
5.5 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso Base)	111
5.6 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso Base)	111
5.7 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso I, $h=7$, $p=10\%$)	112
5.8 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso I, $h=7$, $p=10\%$)	113
5.9 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso II, $h=5$, $p=10\%$)	113
5.10 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso II, $h=5$, $p=10\%$)	114
5.11 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso III, $h=4$, $p=10\%$)	114
5.12 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso III, $h=4$, $p=10\%$)	115
5.13 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso IV, $h=2$, $p=10\%$)	115
5.14 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso IV, $h=2$, $p=10\%$)	116
5.15 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso V, $h=3$, $p=10\%$)	116
5.16 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso V, $h=3$, $p=10\%$)	117
5.17 : Pot. Aparente (S); Casos Base, I ($h=7$) e II ($h=5$)	122
5.18 : Pot. Ativa (P); Casos Base, I ($h=7$) e II ($h=5$)	122

5.19 : Pot. Reativa (Q); Casos Base, I (h=7) e II (h=5)	123
5.20 : Pot. de Desbalanço (D_u); Casos Base, I (h=7) e II (h=5)	123
5.21 : Pot. de Dispersão (D_s); Casos Base, I (h=7) e II (h=5)	124
5.22 : Pot. Harmônica (D_h); Casos Base, I (h=7) e II (h=5)	124
5.23 : Fator de Pot. (FP); Casos Base, I (h=7) e II (h=5)	125
5.24 : Tensão CA (V_g); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).	125
5.25 : Perdas elétricas (ΔP); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).	126
5.26 : Pot. Aparente (S); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	126
5.27 : Pot. Ativa (P); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	127
5.28 : Pot. Reativa (Q); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	127
5.29 : Pot. de Desbalanço (D_u); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	128
5.30 : Pot. de Dispersão (D_s); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	128
5.31 : Pot. Harmônica (D_h); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	129
5.32 : Fator de Pot. (FP); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2)	129
5.33 : Tensão CA (V_g); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2).	130
5.34 : Perdas elétricas (ΔP); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2).	130
5.35 : Pot. Aparente (S); Casos Base e V (h=3)	131
5.36 : Pot. Ativa (P); Casos Base e V (h=3)	131
5.37 : Pot. Reativa (Q); Casos Base e V (h=3)	132
5.38 : Pot. de Desbalanço (D_u); Casos Base e V (h=3)	132
5.39 : Pot. de Dispersão (D_s); Casos Base e V (h=3)	133
5.40 : Pot. Harmônica (D_h); Casos Base e V (h=3)	133
5.41 : Fator de Pot. (FP); Casos Base e V (h=3)	134
5.42 : Tensão CA (V_g); Casos Base e V (h=3).	134
5.43 : Perdas elétricas (ΔP); Casos Base e V (h=3).	135
5.44 : Impedância do conversor; Caso V (h=3), 1ª harmônica.	136
5.45 : Impedância do conversor; Caso V (h=3), 3ª harmônica.	137
5.46 : Tensão $v_A(t)$ nas (com e sem filtros).	138
5.47 : Corrente da fonte (com e sem filtros).	138
5.48 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (sem filtros).	139
5.49 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (sem filtros).	139
5.50 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (com filtros).	139
5.51 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (com filtros).	140

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO II

2.1 : Parâmetros do circuito da Figura 2.8.	30
2.2 : Parâmetros do circuito da Figura 2.14.	40

CAPÍTULO III

3.1 : Parâmetros do conversor CA/CC	56
3.2 : Erro percentual (caso sem distorção)	58
3.3 : Erro percentual (caso com distorção)	58
3.4 : Erros médio e máximo (caso sem distorção)	63
3.5 : Erros médio e máximo (caso com distorção)	64
3.6 : Harmônicos da tensão CA (caso sem distorção)	64
3.7 : Harmônicos da corrente CA (caso sem distorção)	65
3.8 : Harmônicos da tensão CC (caso sem distorção)	65
3.9 : Harmônicos da corrente CC (caso sem distorção)	65
3.10 : Harmônicos da tensão CA (caso com distorção)	66
3.11 : Harmônicos da corrente CA (caso com distorção)	66
3.12 : Harmônicos da tensão CC (caso com distorção)	67
3.13 : Harmônicos da corrente CC (caso com distorção)	67

CAPÍTULO IV

4.1 : Parâmetros do conversor CA/CC ($k = A, B, C$)	86
4.2 : Erro percentual (caso sem distorção)	96
4.3 : Erro percentual (caso com distorção)	96

4.4 : Erros médio e máximo (caso sem distorção)	97
4.5 : Harmônicos da tensão V_A (caso sem distorção)	98
4.6 : Harmônicos da tensão V_{AB1} (caso sem distorção)	98
4.7 : Harmônicos da corrente I_{PT2A} (caso sem distorção)	98
4.8 : Harmônicos da tensão V_{D1} (caso sem distorção)	99
4.9 : Harmônicos da tensão V_{D2} (caso sem distorção)	99
4.10 : Harmônicos da corrente I_{D1} (caso com distorção)	99

CAPÍTULO V

5.1 : Componentes de potência do Caso Base.	112
5.2 : Componentes de potência do Caso I (h=7).	113
5.3 : Componentes de potência do Caso I (h=13).	114
5.4 : Componentes de potência do Caso II (h=5).	115
5.5 : Componentes de potência do Caso II (h=11).	116
5.6 : Componentes de potência do Caso III (h=4).	117
5.7 : Impedância do conversor CA/CC; Caso I (h=7).	119
5.8 : Componentes de potência (com e sem filtros).	140

LISTA DE SÍMBOLOS

χ, X	símbolos genéricos, usados apenas nesta lista (não aparece no texto).
$[\chi]$	vetor ou matriz de χ .
$[X]$	vetor ou matriz de X .
χ	grandeza instantânea.
$\delta\chi$	resíduo de χ .
\bar{X}	grandeza fasorial.
X	módulo do fasor \bar{X} .
Φ_x	fase de \bar{X} .
\bar{X}^*	complexo conjugado de \bar{X} .
$\text{Re}\{\bar{X}\}$	parte real do fasor \bar{X} .
$\text{Im}\{\bar{X}\}$	parte imaginária do fasor \bar{X} .
X_0	valor médio de χ .
\bar{X}_k	fasor harmônico de ordem k .
t	tempo.
t_0	tempo inicial de um intervalo de condução.
t_f	tempo final de um intervalo de condução.
T	período de uma função.
ω	$= \frac{2\pi}{T}$, frequência angular.
ω_1	frequência angular fundamental.
ω_k	frequência angular do harmônico k .
n	número de intervalos em que se divide T .
Δt	$= T/n$, duração de cada subintervalo de T .
p	operador diferenciação ou amostra, conforme contexto.

$f(\cdot), g(\cdot)$	funções não-lineares.
$f'(\cdot)$	derivada de $f(\cdot)$.
$h(x,t)$	função periódica em t e de período T .
k	ordem de harmônico ou contador de iteração, conforme contexto.
n_h	ordem máxima de harmônicos.
n_i	contador de iteração.
m	estado inicial.
k_0	estado inicial para o regime permanente.
$x_i(t)$	resposta à excitação zero.
$x_0(t)$	resposta ao estado zero.
q	fração da correção do método de Newton.
μ	ângulo de comutação.
α	ângulo de atraso ou de gatilhamento.
θ	também ângulo de gatilhamento.
β	ângulo de referência para gatilhamento.
σ	parâmetro discreto.
ρ	relaciona-se com o potencial termodinâmico do diodo.
λ	coeficiente relacionado com amortecimento, ou raiz de uma equação característica (conforme contexto).
\otimes	operador convolução.
$e, b, 0$	subíndices que indicam a fase que está deixando de conduzir, a fase que está entrando em condução e a fase que sobra, respectivamente.
$+,-$	subíndices que indicam a fase conectada ao terminal positivo ou negativo.
a,b,c	subíndices que indicam fases a, b e c, respectivamente.
d	subíndice que indica grandeza contínua.
LL	subíndice que indica grandeza linha a linha.
Ψ	função de amostragem.
a_p, b_p	limites inferior e superior da função de amostragem, para a amostra p .
R	resistência.
L	indutância.

C capacitância.
 $\Delta\%$ variação percentual de uma grandeza em relação a um caso base.

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

O cerne deste trabalho é a aplicação de uma nova metodologia desenvolvida para determinar a resposta em regimes transitório e permanente de circuitos elétricos não-lineares, com ênfases na obtenção das tensões e correntes em regime permanente do conversor CA/CC a tiristor e no estudo da transferência de harmônicos nesse conversor em termos de componentes de potência.

O estudo da interação harmônica entre sistema de potência e conversor CA/CC envolve a determinação dos harmônicos de tensão e de corrente gerados, a transferência desses harmônicos do lado CA para o lado CC e vice-versa, a penetração das correntes harmônicas no sistema de transmissão em corrente alternada e as técnicas de minoração dos efeitos nocivos da distorção harmônica nos sistemas de potência. No âmbito deste trabalho, é estudada a interação harmônica entre sistemas elétricos em corrente alternada e conversores CA/CC, enfocando apenas os dois primeiros pontos acima citados.

Para isso uma nova metodologia de simulação é aplicada na obtenção da resposta em regime permanente do conversor CA/CC a tiristor (NAIDU et al., 1998, 1999a, 1999b). Essa metodologia baseada no método de Newton é original, no domínio do tempo, e faz uso de um algoritmo baseado na técnica de Aprille e Trick (APRILLE & TRICK, 1972) para acelerar a solução de regime permanente.

A partir da resposta do conversor em regime permanente, é estudado o fenômeno da interação harmônica em sistemas CA/CC, com as restrições acima mencionadas, a luz das definições das componentes de potência para circuitos elétricos operando em condições não-senoidais de tensão e/ou corrente.

A literatura que trata do assunto interação harmônica no conversor CA/CC, sob a ótica da transferência de harmônicos, o faz em termos de componentes das correntes e/ou das tensões harmônicas geradas pelo conversor, como é natural. O estudo do conversor CA/CC ainda é muito restrito aos que atuam na área da Eletrônica de Potência e sendo esse conversor umas das principais cargas que provoca a distorção harmônica em sistemas de potência, torna-se imperativo a familiarização do engenheiro de potência com esse tipo de carga. Porém, em sistemas de potência, há a preferência dos engenheiros eletricitas pela manipulação das características do sistema em termos de componentes de potência, tradicionalmente as componentes ativa, reativa e aparente. Além disso, é em termos das componentes de potência que o gerenciamento da energia elétrica é feito, como despacho de carga, avaliação de perdas, medição e tarifação. Daí a necessidade da compreensão do fenômeno da interação harmônica ou da transferência de harmônicos no conversor CA/CC na linguagem das componentes de potência por parte dos especialistas que atuam na área de Sistemas de Potência, aproximando assim o estudo relativo à eletrônica de potência do conversor CA/CC do estudo da análise de sistemas de potência tendo esse conversor como um tipo de carga.

Portanto, a contribuição deste trabalho aponta em duas frentes, a saber : uma nova técnica de análise (simulação computacional) de circuitos não-lineares aplicada aos conversores CA/CC e a compreensão da interação harmônica entre sistemas CA/CC (transferência de harmônicos) em termos de componentes de potência.

A seguir é feita uma abordagem da caracterização do problema abraçado neste trabalho, bem como uma revisão bibliográfica cronológica dos temas harmônicos em sistemas de potência e componentes de potência em circuitos elétricos não-lineares, finalizando este capítulo introdutório com a organização global do texto.

1.1 Caracterização do problema :

O termo Qualidade de Energia Elétrica começou a fazer parte do cotidiano dos engenheiros a partir do final da década de 1980. Essa recente área da Engenharia Elétrica estuda os vários tipos de distúrbios nas formas-de-onda da tensão e/ou corrente em sistemas elétricos. A preocupação e a busca pela qualidade da energia elétrica tornaram-se mais evidentes basicamente devido a quatro razões (DUGAN et al., 1996) :

- i. Atualmente, muitas cargas (microprocessadas e chaveadas) são mais sensíveis aos distúrbios de tensão e/ou corrente que as cargas utilizadas no passado.
- ii. O aumento pela busca da eficiência máxima nos modernos sistemas de potência.
- iii. O aumento da conscientização por parte dos consumidores finais com relação à qualidade da energia elétrica.
- iv. A maior interconectividade dos processos industriais, exigindo maior confiabilidade dos sistemas elétricos.

Dentre os vários distúrbios com os quais a Qualidade da Energia Elétrica se preocupa, a distorção harmônica é considerada o problema mais significativo, seja pelo fato do número crescente de cargas não-lineares (conversores eletrônicos, dispositivos a arco e dispositivos ferromagnéticos) que estão sendo instaladas, seja pelo fato das dificuldades que esse problema proporciona aos engenheiros que se deparam com ele. Problemas em sistemas de potência tais como interferência em sistemas de comunicações, perdas elétricas, mau funcionamento de dispositivos eletrônicos, ressonância em banco de capacitores e erros em medidores de energia podem estar diretamente relacionados com distorções harmônicas (ARRILLAGA et al., 1985a).

É sabido que o processo de automação industrial tem feito aumentar o uso de várias fontes de distorções harmônicas, tais como : retificadores, inversores, controladores de velocidade de motores e muitos outros tipos de conversores estáticos. Também, novos equipamentos elétricos mais sofisticados e mais sensíveis a distorções nas formas-de-onda de tensão e/ou corrente estão sendo projetados e instalados. Na área residencial, é crescente o número de cargas não-lineares como televisores, fornos de microondas, computadores e outros aparelhos eletrônicos. Sistemas de iluminação pública, que utilizam lâmpadas de descarga, formam outra área onde o impacto do fenômeno da distorção harmônica está se tornando importante para os sistemas de distribuição de energia elétrica (RÍOS et al., 1996).

Problemas envolvendo harmônicos requerem ferramentas especiais para análise e equipamentos também especiais para monitoração e eliminação, ou minimização, dos seus efeitos. Pois esses problemas quebram algumas regras convencionais da análise, projeto e operação dos sistemas de potência, quando se considera apenas a frequência

fundamental. Um exemplo claro dessa violação é a definição das componentes de potência em circuitos operando em condições não-senoidais. Nesses circuitos não existem apenas as componentes convencionais de potência (ativa, reativa e aparente). Outras componentes vão aparecer, dependendo do tipo do circuito (linear, não-linear, variante ou invariante no tempo).

Desse modo, uma investigação rigorosa do problema distorção harmônica, que envolve modelamento e simulação (transitório e regime permanente) das fontes de harmônicos, estudo da interação dessas fontes com os sistemas de potência, medição de harmônicos e medidas corretivas para a eliminação ou minimização dos seus efeitos, se faz necessária.

1.2 Revisão bibliográfica :

Distorção harmônica em sistemas de potência não é um fenômeno novo. Desde o início da operação dos sistemas elétricos em corrente alternada, nos Estados Unidos no final do século XIX, que esse fenômeno está presente. Os transformadores foram a primeira fonte de harmônicos e o primeiro problema foi a interferência indutiva em sistemas telefônicos (DUGAN et al., 1996). Mas, desde os anos de 1920 que os conversores eletrônicos são motivo de estudos como fontes de harmônicos.

Na Alemanha, dos anos 1920 e 1930, foram desenvolvidos estudos sobre distorção harmônica causadas por conversores estáticos, quando H. Rissik em 1935 publicou um livro sobre a teoria de conversores estáticos, tornando-se referência para o assunto. Na década de 1940, J. C. Read escreveu um artigo clássico sobre a geração de harmônicos por conversores estáticos sendo bastante usado por projetistas, como citado em (ARRILLAGA et al., 1985a).

Na década de 1970, KIMBARK (1971) condensou em seu livro um grande número de artigos publicados nas décadas de 1950 e 1960 sobre conversores estáticos aplicados à transmissão em corrente contínua.

Também nos anos 1970 começou a haver a utilização de conversores eletrônicos nas instalações industriais e vários trabalhos investigando o comportamento desses conversores em condições ideais e não-ideais, bem como o efeito da ação de controladores sobre eles, foram realizados.

Observa-se recentemente uma crescente proliferação do uso de conversores eletrônicos em todos os níveis de um sistema de transmissão e distribuição de energia elétrica, entre eles os conversores CA/CC de 6 e 12 pulsos. A interação entre esses conversores e os componentes dos sistemas CA caracteriza um problema de natureza não-linear. Vários métodos, com diferentes níveis de precisão e complexidade, têm sido propostos para a análise harmônica de sistemas de potência (TASK FORCE, 1996).

Essa análise compreende o estudo das fontes de harmônicos (modelamento e simulação), bem como a determinação da penetração desses harmônicos no sistema de transmissão (fluxo de potência harmônico). Nosso trabalho se restringe a primeira parte dessa análise, muito embora uma abordagem conjunta do tema é dada nessa revisão bibliográfica, pois ambos os aspectos fazem parte do estudo integral da interação harmônica em sistemas de potência.

Um dos métodos mais utilizados na análise harmônica de sistemas de potência é o Método Direto, ou de Varredura de Frequência, que faz apenas um passo de cálculo para cada frequência de interesse, exige poucos dados, considera o sistema como sendo linear e passivo e as fontes de harmônicos são modeladas como fontes de correntes harmônicas independentes, ou seja, não é levado em consideração a interação entre fonte de harmônico e sistema de potência. Por conseguinte, esse método fornece resultados insatisfatórios (ARRILLAGA et al., 1985a; TASK FORCE, 1996).

O Método de Newton é também utilizado para a análise harmônica de sistemas de potência. Ele considera a dependência da tensão dos dispositivos não-lineares. Porém as variáveis são numerosas, pois cada conversor adiciona duas variáveis (ângulos de disparo e de comutação) e portanto sendo necessárias duas equações para obter a solução, sem contar as equações para o cálculo das tensões nodais (módulo e fase) para cada frequência de interesse. Durante a solução das equações não-lineares, o sistema é linearizado a cada iteração e as equações da rede e dos conversores são resolvidas simultaneamente (ARRILLAGA et al., 1985a; TASK FORCE, 1996; XIA & HEYDT, 1982; SONG & HEYDT, 1984; SMITH et al., 1995; SMITH et al., 1996).

Outro método bastante conhecido é a Análise Iterativa de Harmônicos (ARRILLAGA et al., 1985a; TASK FORCE, 1996; TAMBY & JOHN, 1988; SHARMA et al, 1991; CARBONE et al., 1993; ARRILLAGA et al., 1987; CARPINELLI et al., 1994). Nesse método as fontes de harmônicos também são modeladas como fontes de

corrente dependentes da tensão do barramento CA e o algoritmo iterativo resume-se em:

- i. Cálculo das condições iniciais na frequência fundamental para todos os conversores, derivadas do cálculo do fluxo de potência CA/CC trifásico;
- ii. Cálculo das injeções de correntes harmônicas CA, obtidas da solução dos modelos de conversores;
- iii. Cálculo das tensões de barra dos conversores para cada harmônica, a partir da solução das equações nodais do sistema;
- iv. Repetição dos passos (ii) a (iii) até convergência.

Muito embora a Análise Iterativa de Harmônicos considere a dependência das correntes harmônicas CA do conversor com a sua tensão de barramento, o algoritmo pode apresentar falhas de convergência, como por exemplo em sistemas com baixas relações de curto-circuito e/ou sistemas com ressonâncias. Porém a sua característica de convergência pode ser melhorada através do aumento efetivo da impedância de comutação do conversor ou diminuindo a impedância efetiva da fonte (CARBONE et al., 1993). Uma das principais vantagens desse método é que as fontes de harmônicos podem ser modeladas de forma desacoplada do sistema, ou seja, a modelagem pode ser realizada no domínio do tempo, da frequência ou ambos (modelagem híbrida).

Tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência, algumas considerações são importantes para se ter um modelo harmônico completo do conversor, quais sejam : (SMITH et al., 1995)

- i. A tensão terminal do conversor pode ser desbalanceada e incluir componentes harmônicos (distorções harmônicas);
- ii. Existe uma queda de tensão entre os terminais da impedância de comutação devido às correntes harmônicas de linha;
- iii. As impedâncias de comutação podem ser desbalanceadas;
- iv. Existe uma queda de tensão entre os terminais das válvulas quando em condução;

- v. Os instantes de disparo das válvulas são uma função do sistema de controle e de variáveis periódicas do conversor;
- vi. A corrente de comutação é afetada pelos harmônicos da tensão CA e da corrente CC;
- vii. Cada intervalo de comutação termina quando a corrente de comutação instantânea é igual a corrente instantânea CC. Portanto, o ripple da corrente CC afeta o ângulo de comutação.
- viii. A tensão CC é uma função do desbalanceamento e da distorção da tensão CA, do disparo irregular, do ângulo de comutação e da queda de tensão através da impedância de comutação;
- ix. As correntes de linha CA são uma função do disparo irregular (não espaçado de 60°), do ângulo de comutação, das correntes de comutação e também dos harmônicos da corrente CC.

Em sistemas de potência, uma importante ferramenta para a análise de transitórios é o EMTP (Electromagnetic Transients Program). Esse programa foi desenvolvido por Herman Dommel em 1969, baseado na análise nodal, utilizando o método de integração trapezoidal a passo de tempo fixo (DOMMEL, 1969). O EMTP passou a ser utilizado na simulação de conversores eletrônicos de potência com o advento do TACS (Transient Analysis of Control Systems) (DUBE & DOMMEL, 1977). Isso possibilitou ao EMTP, entre outros recursos, simular conversores HVDC com seus respectivos sistemas de controle. Nessas simulações, o EMTP com TACS representa as chaves (diodos, tiristores, etc.) como sendo ideais e o sistema de controle por funções de transferência e expressões algébricas.

No início da década de 1980, YACAMINI et al. (1980) desenvolveram um método iterativo, no domínio da frequência, para o cálculo do comportamento do conversor estático incluindo alguns dos itens anteriormente mencionados, inclusive o efeito cíclico dos conversores (REEVE & BARON, 1971). Nas suas análises da interação harmônica entre conversor e sistema de potência CA, J. Reeve e J. Baron consideraram o conversor como um componente de uma malha fechada onde os harmônicos gerados por ele influenciavam as tensões no barramento CA, que por sua vez modificavam a geração de correntes harmônicas pelo conversor, caracterizando o

efeito cíclico. Embora o modelo de YACAMINI et al. (1980) seja genérico, isto é, consideram-se múltiplos conversores, influência de filtros de harmônicos, representação trifásica com fases independentes, desbalanceamento do sistema (tensões e/ou impedâncias), distorções harmônicas nas tensões de suprimento, erros aleatórios na geração dos pulsos de gatilhamento das válvulas do conversor, etc., para desenvolver a expressão geral da corrente de comutação, que depende da tensão trifásica do lado CA do conversor e dos parâmetros de circuito, foi presumida infinita a indutância série do sistema CC (corrente CC sem ripple) e as correntes das fases no lado CA foram estabelecidas de forma segmentada.

EL-BIDWEIHY et al. (1982) analisaram conversores de potência em regime permanente usando variáveis de estado, descrevendo diferentes matrizes para cada modo de operação dos conversores. A condição de regime permanente foi obtida em termos dessas matrizes e dos ângulos de disparo e extinção. Esse último considerado variável durante o transitório. O método de Newton-Raphson foi usado para obter a resposta em regime permanente (algoritmo de Aprille e Trick (APRILLE & TRICK, 1972)), comparando os resultados com a técnica de ponto fixo (análise iterativa de harmônicos). O que se mostrou mais eficiente que esta.

O trabalho publicado por XIA et al. (1982), sobre uma técnica de solução de fluxo de potência harmônico, foi pioneiro. O método de Newton-Raphson foi utilizado para a análise da interação harmônica entre cargas não-lineares, mostrando o caso do conversor CA/CC, com o sistema CA. Nesse modelo de fluxo de potência harmônico monofásico, as equações do sistema CA, do conversor CA/CC e do cálculo do ângulo de disparo foram linearizadas através de uma matriz jacobiana única. O conversor CA/CC trifásico foi modelado como sendo balanceado, sendo necessária a análise de apenas uma fase. Um período do ciclo fundamental foi dividido em doze partes. Cada parte podendo ser do tipo condução ou comutação. Para cada uma dessas partes, equações diferenciais foram escritas e resolvidas para a corrente de fase. Posteriormente, SONG et al. (1984) estenderam esse trabalho com a inclusão de subsistemas HVDC (links CC). M. Valcárcel e J. Mayordomo (SMITH et al., 1996c) aplicaram o algoritmo de XIA et al. (1982) em sistemas trifásicos.

Uma modelagem trifásica de sistemas de transmissão CA para estudos de penetração harmônica foi apresentada por DENSEM et al. (1984). Nessa modelagem, o sistema CA foi considerado linear e passivo. O princípio da superposição foi aplicado,

com cada harmônica sendo considerada independentemente. O método direto para a determinação das tensões harmônicas foi aplicado, sendo as correntes das fontes de harmônicos determinadas através de medições.

ARRILLAGA et al. (1985b) apresentaram um algoritmo iterativo para a análise da interação harmônica entre conversores CA/CC e sistemas de distribuição CA. Nessa análise, a interação harmônica foi contextualizada no processo em que distorções presentes nas formas-de-onda da tensão CA podem influenciar os harmônicos de corrente CC e vice-versa. O sistema analisado foi dividido em três regiões, a saber : sistema CA, conversor, sistema CC. O conversor CA/CC foi modelado segundo as expressões para corrente de comutação, corrente CC, corrente CA e tensão CC, como descritas em (YACAMINI & DE OLIVEIRA, 1980), sendo as formas-de-onda dessas grandezas seccionadas em 12 intervalos, delimitados pelos ângulos de disparo e de comutação das válvulas.

Como extensão do seu trabalho anterior (YACAMINI & DE OLIVEIRA, 1980), YACAMINI et al. (1986) apresentaram um modelo de conversor mais completo que o anterior, incluindo a representação do sistema de controle e harmônicos do lado CC. Nesse modelo, tensões e correntes foram especificadas no domínio do tempo. Os coeficientes de Fourier das correntes de fase foram obtidas a partir das correntes CC e de comutação, através da análise de Fourier. O algoritmo da análise iterativa de harmônicos a ponto fixo, no domínio da frequência, foi detalhado. Embora o método usado para calcular o ângulo de comutação não foi mostrado.

Novamente, ARRILLAGA et al. (1987) compararam os algoritmos "Iterative Harmonic Analysis" (IHA), no domínio da frequência, e "Transient Converter Simulation" (TCS), no domínio do tempo, para o cálculo dos harmônicos em sistemas CA/CC. Dessa comparação resultaram as seguintes conclusões : os algoritmos IHA e TCS apresentam resultados compatíveis quando o sistema CA/CC não é muito complexo e seus componentes são independentes da frequência. Tal compatibilidade não acontece quando um sistema complexo é representado pelo seu equivalente de Thévenin ou o sistema apresenta dependência da frequência. O algoritmo IHA falha na presença de frequências de ressonância e/ou em sistemas de baixa relação de curto-circuito. Nesses casos, o algoritmo TCS é o mais indicado. Em sistemas fracamente amortecido, o algoritmo TCS atinge lentamente o regime permanente, sendo vantajoso

o algoritmo IHA. No geral, o algoritmo IHA é mais rápido que o TCS, principalmente quando é representada a dependência da frequência dos componentes do sistema.

Um programa computacional para o cálculo de fluxo de potência harmônico monofásico para pequenos sistemas foi desenvolvido por TAMBY et al. (1988). Nesse programa, foi utilizado o algoritmo da análise iterativa de harmônicos a ponto fixo estruturado em módulos. Um desses módulos determinava a resposta de conversores CA/CC de 6 pulsos, a partir das suas especificações de potência de saída, ângulo de disparo e tensões harmônicas de entrada, através de um algoritmo próprio, com um processo iterativo simples para calcular o ângulo de comutação e por fim determinar as componentes de Fourier da corrente CA. A potência reativa exigida pelo conversor também foi determinada.

PADIYAR et al. (1989) descreveram um modelo para conversor CA/CC de 6 e 12 pulsos com aplicação na análise do controle desses conversores. O modelo apresentado considera o conversor como circuitos equivalentes variáveis no tempo, derivados com base na teoria de grafos. Desse modo, foi eliminada a necessidade do armazenamento de matrizes de conexões, tornando-se uma maneira alternativa para estabelecer as equações de estado para o conversor.

Uma técnica de solução para o fluxo de potência harmônico trifásico baseada no algoritmo da análise iterativa de harmônicos foi descrita por XU et al. (1990a, 1990b). Nessa técnica, o fluxo de potência harmônico foi obtido a partir dos circuitos equivalentes de Norton dos elementos não-lineares, para as diversas frequências de interesse, e da solução direta do sistema linear para as frequências harmônicas. Em termos gerais, o processo de solução apresentado consiste de duas partes : construção dos circuitos equivalentes de Norton para os elementos não-lineares, solução propriamente dita para as frequências fundamental e harmônicas. Essas duas partes foram interligadas pelo processo iterativo harmônico.

SHARMA et al. (1991) apresentaram uma abordagem iterativa a ponto fixo para a análise monofásica da penetração de harmônicos. O modelo matemático para o conversor CA/CC de 6 pulsos foi baseado no modelo XIA et al. (1982), com a inclusão da resistência do transformador, importante em sistemas com conversores de pequena potência, onde essa resistência é significativa.

XU et al., (1994) apresentaram um modelo trifásico de circuito equivalente para o conversor CA/CC de 6 pulsos, para a análise de harmônicos em sistemas HVDC.

Nesse modelo, são especificados as tensões harmônicas trifásicas, a corrente do lado CC e o ângulo de disparo das válvulas. O circuito equivalente foi desenvolvido em duas etapas : sem a inclusão do efeito da comutação e com o efeito real da comutação, resultando como circuito equivalente fontes de corrente, representado o chaveamento, em paralelo com uma reatância de comutação modificada, usada para melhorar a convergência, ligadas em delta. Uma função de chaveamento foi usada para determinar os fasores harmônicos do lado CA a partir dos componentes harmônicos do lado CC, mediante convolução. Com o conversor representado como um circuito equivalente de Norton para as frequências fundamental e harmônicas, esse modelo foi incluído num programa de fluxo de potência harmônico.

CARPINELLI et al. (1993, 1994) desenvolveram um modelo matemático para conversores em regime permanente a fim de ser incluído no algoritmo da Análise Iterativa de Harmônicos. Equações de estado para os sistemas CA e CC foram desenvolvidas. Condições não ideais foram levadas em consideração (fontes de tensão e impedâncias de fases CA desbalanceadas, distorção, erros nos ângulo de disparo, impedâncias dependentes da frequência). As correntes de linha foram obtidas a partir da análise usual dos circuitos de comutação. Ambos os circuitos para plena condução e intervalo de comutação foram representados por um parâmetro discreto σ . Expressões analíticas foram obtidas para as correntes em ambos os circuitos de comutação. Os coeficientes desconhecidos nessas expressões foram estimados através da aplicação de um conjunto de condições iniciais e forçando a condição de regime permanente para cada ciclo da frequência fundamental. A condição geral de regime permanente requer valores iniciais no primeiro passo de cálculo sejam iguais aos valores finais no último passo, em cada ciclo fundamental. Todo esse procedimento leva a um sistema de equações não-lineares. Esse sistema de equações foi resolvido por um técnica iterativa baseada no método de Newton-Raphson. Posteriormente, CARAMIA et al. (1996) estenderam esse modelo para incluir uma detalhada representação de diferentes sistemas de controle, quais sejam : controle a ângulo de disparo constante, controle a corrente CC constante e controle a ângulo de extinção constante.

Em sua tese de doutorado, PILOTTO (1994) apresentou a extensão da teoria das funções de chaveamento convencionais, considerando o efeito da impedância de comutação. Dessa forma, a ponte de válvulas do conversor CA/CC de 6 pulsos foi representada por funções de chaveamento generalizadas, permitindo a correta

representação do desempenho dinâmico desse conversor sob qualquer condição de carga. Os modelos desenvolvidos para as pontes conversoras e máquinas síncronas foram utilizados na análise estática e dinâmica de um sistema CA/CC, na análise do problema do colapso de tensão em sistemas CA/CC e no estudo da estabilidade de controle das pontes conversoras em frequências elevadas.

No livro "Power Electronics", Capítulos 5 e 6, MOHAN et al. (1995) descrevem a análise clássica para os conversores CA/CC de forma sistemática e crescente em complexidade. Eles iniciam a análise do conversor monofásico a diodo e concluem com a análise do conversor trifásico totalmente controlado e com indutância do lado CA presente.

Um outro modelo no domínio harmônico foi recentemente proposto por SMITH et al. (1995, 1996a, 1996b) para determinar o regime permanente de conversores CA/CC de 6 pulsos. Eles analisaram o conversor observando que, em cada ciclo, ele passa através de uma seqüência de 12 estados. Estes estados são descritos pelo padrão de condução das válvulas da ponte. Durante cada estado o conversor pode ser representado por um circuito linear passivo. Equações não-lineares foram estabelecidas para os ângulos de disparo das válvulas e para os ângulos de fim de comutação. Uma vez conhecidos os instantes inicial e final dos chaveamentos do conversor, a tensão CC foi conseguida pela solução dos doze circuitos lineares. Essa solução foi obtida pela convolução de doze amostras de tensão com funções de amostragem que têm valor unitário durante um apropriado intervalo de condução e zero durante outros estados. As correntes por fase foram determinadas de forma similar usando as mesmas funções de amostragem. O sistema de equações não-lineares foi resolvido pelo procedimento de Newton-Raphson.

Para analisar os efeitos do sistema de controle na interação harmônica em sistemas CA/CC, MATTAVELLI et al. (1996) apresentaram um modelo para pequenos sinais de um conversor CA/CC com controle. O conversor foi visto como um modulador e as relações entre entrada (grandezas CA) e saída (grandezas CC) foram expressas em termos de funções de chaveamento para tensões e correntes. Dessa forma, eles mostraram como ocorrem as transferências de harmônicos do lado CA para o lado CC e vice-versa. O modelo desenvolvido no domínio da frequência foi comparado com simulações no domínio do tempo baseadas no EMTP.

Por ser um circuito não-linear com excitação periódica, a determinação do regime permanente de um conversor CA/CC no domínio do tempo pode ser feita pela aplicação do algoritmo de Aprille e Trick (APRILLE & TRICK, 1972). Nesse algoritmo a condição geral do regime permanente é obtida aplicando-se o procedimento de Newton-Raphson para acelerar a convergência. Uma versão desse algoritmo aplicado ao modelo do conversor de 6 pulsos foi descrito por PERKINS et al. (1997). O modelo proposto estabelece as equações dinâmicas para os circuitos de comutação, juntamente com matrizes de chaveamento baseadas na seqüência de condução das válvulas. Uma apropriada linearização na aplicação do algoritmo de Aprille e Trick, acelera ainda mais a convergência para a solução em regime permanente.

NAIDU et al. (1998, 1999a, 1999b) e TRINDADE et al (2001) apresentaram uma nova metodologia para simular a resposta de circuitos não-lineares, com ênfase nos conversores CA/CC. Essa metodologia aplica convenientemente fontes de tensão fictícias no circuito, de modo a separá-lo em uma parte linear e outra não-linear. A análise do circuito é simplificada e as correntes residuais através das fontes de tensão fictícias são determinadas. O propósito da nova técnica é determinar as fontes de tensão fictícias tal que as correntes residuais sejam nulas. A técnica é geral e pode ser aplicada na determinação dos regimes transitório e permanente desses circuitos. Embora na determinação do regime permanente a convergência seja rápida, está ainda altamente dependente da tentativa inicial. Alguns ciclos do transitório são calculados para servir de estimativa para o regime permanente.

PERKINS (1999) apresentou uma solução em regime permanente para o conversor CA/CC de 12 pulsos através de método direto, considerando a interação entre os sistemas CA e CC. O conversor foi decomposto em três subsistemas : CA, retificador e CC. Para cada um deles, escreveu as equações de estado, o que facilita a interconexão dos subsistemas para compor a solução final. Então, considerando o sistemas idealmente balanceado e simétrico, Perkins expressou o estado do sistema como uma combinação linear dos diversos estados dos subsistemas para obter a solução em regime permanente. Porém, essa solução depende implicitamente do ângulo de comutação μ , o que exigiu um a solução interativa para determiná-lo.

Esses principais métodos para modelar e simular conversores CA/CC descritos acima podem ser classificados como :

- **Métodos no domínio da frequência** : (ARRILLAGA et al., 1985b; CARAMIA et al., 1996; CARPINELLI et al., 1993, 1994; DENSEM et al., 1984; MATTAVELLI & PERNA, 1996; REEVE & BARON, 1971; SHARMA et al., 1991; SMITH et al., 1995, 1996a, 1996b, 1996c; SONG & HEYDT, 1984; TAMBY & JONH, 1988; XIA & HEYDT, 1982; XU et al., 1990a, 1990b, 1994; YACAMINI & DE OLIVEIRA, 1980, 1986).
- **Métodos no domínio do tempo** : (APRILLE & TRICK, 1972; DOMMEL, 1969; DUBE & DOMMEL, 1977; EL-BIDWEIHY & AL-BADWAIHY, 1982; PADIYAR et al., 1989; MOHAN, 1995, PERKINS & IRAVANI, 1997; NAIDU et al., 1998, 1999a, 1999b; PERKINS, 1999, TRINDADE, 2001).

Os métodos no domínio do tempo são mais convenientes de serem aplicados, pois a operação dos conversores são naturalmente definidas por equações algébricas/diferenciais nesse domínio (PERKINS & IRAVANI, 1997), sugerindo simulação no domínio do tempo e subsequente análise de Fourier das formas-de-onda em regime permanente. Porém, o tempo de simulação pode ser muito longo para se obter a solução em regime permanente. Parte-se do transitório e espera-se o seu decaimento para finalmente se chegar ao regime permanente. Alia-se a isso a característica fracamente amortecida dos conversores CA/CC. Daí a necessidade de se adotar procedimentos para acelerar a obtenção do regime permanente no domínio do tempo ou fazer a simulação no domínio da frequência.

No domínio da frequência esse problema é eliminado, muito embora o seu modelamento seja de difícil compreensão e parte dos parâmetros do sistema sejam dependentes do ângulo de comutação. O processo de comutação é mais facilmente descrito no domínio do tempo. Mas no domínio da frequência torna-se fácil a representação da dependência da frequência das impedâncias do conversor, tarefa mais complicada de se realizar no domínio do tempo (ARRILLAGA et al., 1997).

Um outro aspecto do estudo dos harmônicos em sistemas de potência, geradas por conversores CA/CC, é o que envolve a determinação de como esses harmônicos presentes na fonte de tensão CA ou geradas por esses conversores são transferidas do lado CA para o lado CC ou vice-versa.

Com já foi comentado, um dos primeiros trabalhos a levar em consideração a interdependência entre os lados CA e CC do conversor CA/CC na geração de harmônicos foi o trabalho de J. Reeve e J. Baron de 1971 (REEVE & BARON, 1971). Essa relevante dependência jamais pode ser desconsiderada em qualquer análise de interação harmônica entre sistema CA e conversor CA/CC. Fato este observado nos trabalhos abaixo comentados.

HU et al. (1992) abordaram o problema da transferência de harmônicos através do conversor CA/CC, como também em links HVDC. Considerando o conversor como um modulador e tomando como fonte uma tensão trifásica desbalanceada e distorcida com harmônicos, eles chegaram as seguintes conclusões : harmônicos de seqüência zero presentes no lado CA não são transferidos para o lado CC, através da ponte de válvulas com gatilhamento equidistante; uma distorção harmônica de freqüência única k e de seqüência positiva no lado CA produz harmônicos no lado CC com ordem de $k - (6n + 1)$ e $k + (6n - 1)$, $n = 0, 1, 2, \dots$; harmônico k de seqüência negativa no lado CA produz harmônicos de ordem $k + (6n + 1)$ e $k - (6n - 1)$, $n = 0, 1, 2, \dots$, no lado CC; quando a distorção harmônica k no lado CA é desbalanceada, freqüências harmônicas da ordem de $k \pm (6n \pm 1)$, $n = 0, 1, 2, \dots$, aparecem no lado CC; uma harmônica k no lado CC é transferida para o lado CA como $k \pm (6n \pm 1)$, $n = 0, 1, 2, \dots$.

ARRILLAGA et al. (1997), através da análise no domínio da freqüência do conversor CA/CC de 12 pulsos levando-se em consideração as distorções da tensão CA e da corrente CC, bem como o efeito do sistema de controle, condensaram em um diagrama a interação harmônica nesse conversor. Concluíram que a presença de uma distorção harmônica de k vezes a freqüência fundamental no lado CC do conversor CA/CC de 12 pulsos produz no lado CA harmônicos de seqüência positiva da ordem de $12n + 1 \pm k$, $n = 3, 4, \dots$, e harmônicos de seqüência negativa da ordem de $12n - 1 \pm k$, $n = 3, 4, \dots$. Esses harmônicos são refletidos para o lado CC como a k -ésima harmônica e várias outras de alta freqüência da ordem de $12n \pm k$, $n = 3, 4, \dots$. Eles concluíram também que os harmônicos mais significativos são aqueles de ordem k do lado CC e as de seqüências positiva, $k + 1$, e negativa, $k - 1$, do lado CA. Podendo-se em muitas análises serem desprezadas os outros harmônicos de alta ordem, porém de valores rms baixos. Esse mecanismo de interação também pode ser estendido para freqüências não-harmônicas.

JIANG et al. (1997) descreveram o conversor CA/CC trifásico no espaço vetorial (transformação $\alpha\beta$), usufruindo com isso das vantagens da redução do número de fases e da evidência da informação sobre componentes simétricas de tensões e correntes. Assim, a operação do conversor foi descrita em termos de três funções de chaveamento binárias e no espaço vetorial. Desprezando as perdas no conversor, as tensões CA e a corrente CC foram obtidas pelo balanço de potência. Com essa base, Jiang e Ekström chegaram as seguintes conclusões referentes à transferência de harmônicos no conversor CA/CC: uma frequência harmônica presente no lado CC é transferida para o lado CA em duas frequências harmônicas distintas, sendo uma de componente de seqüência positiva e outra de seqüência negativa, ambas de mesma amplitude; Uma harmônica de seqüência positiva presente no lado CA aparece no lado CC como uma harmônica de ordem menor. Se a harmônica presente no lado CA for de seqüência negativa, no lado CC ela é transferida como uma harmônica de ordem superior a esta. De forma geral, se a harmônica do lado CA for desbalanceada, com seqüências positiva e negativa, ela é transferida para o lado CC como duas frequências harmônicas, com suas amplitudes dependendo das componentes de seqüência positiva e negativa.

Percebe-se claramente que, por diferentes maneiras de análise do conversor CA/CC, as conclusões sobre a transferência de harmônicos são coincidentes e o efeito cíclico descrito por Reeve e Baron está sempre presente. Pretende-se ver este fenômeno da interação harmônica ou da transferência de harmônicos em conversores CA/CC por uma outra ótica que não seja a de harmônicos de tensão e de corrente. Essa outra ótica é formada pelas definições de componentes de potência para circuitos elétricos operando em condições não-senoidais.

A definição de potência sugerida por C. I. Budeanu, em 1927, (CZARNECKI, 1990a) é a mais conhecida decomposição da potência aparente. Essa potência foi decomposta em três componentes: ativa, reativa e de distorção, em termos de correntes e tensões no domínio da frequência. A potência reativa foi interpretada como a potência não usada pela carga devido ao fluxo de energia oscilatório, enquanto que a potência de distorção foi interpretada como uma carga devido à distorção das formas-de-onda da tensão e da corrente. Muito tempo depois, foi mostrado em (CZARNECKI, 1987) que essas interpretações não são corretas. O Fluxo de energia oscilatório pode existir no circuito, mesmo se a potência reativa de Budeanu seja zero. Outra falha apontada por

Czarnecki é que não existe relação entre a potência de distorção e a distorção das formas-de-onda da tensão e da corrente. A potência de distorção pode ser nula mesmo se as formas-de-onda da tensão e da corrente sejam as mesmas. Além desses erros de interpretação, a compensação da potência reativa definida por Budeanu não eleva o fator de potência para 1.

S. Fryze, em 1931, (CZARNECKI, 1990a) sugeriu uma definição de potência baseada na decomposição da corrente em duas componentes ortogonais no domínio do tempo, ou seja, sem o uso da série de Fourier. Ele definiu uma corrente ativa como uma componente da corrente de carga que tem a mesma forma-de-onda da tensão e o seu valor rms é o mínimo valor necessário para a transmissão da potência ativa para a carga. A parte restante da corrente de carga é a corrente que não é utilizada por ela. A primeira parcela da corrente de carga sugere a potência ativa e a segunda parte sugere a potência reativa. A definição de potência de Fryze foi muito vantajosa para a instrumentação da época, pois a medição de harmônicos de tensão e de corrente com suas respectivas fases era muito difícil para a tecnologia existente. Por outro lado essa definição não relaciona a potência reativa com as propriedades da carga. Ela só fornece uma medida da sobrecarga da fonte, além disso não dá subsídios para o projeto de compensadores reativos (CZARNECKI, 1990a).

KIMBARK (1971) fez uma sugestão para a definição de potência semelhante a de Budeanu. Ele alegou que a potência reativa da primeira harmônica (fundamental) podia ser assumida como a potência reativa em condições não-senoidais. Apesar de que esta potência reativa pode ser relacionada com os parâmetros da carga, a potência de distorção de Kimbark é tão complexa, pois somente a potência reativa fundamental é retirada dela, que esta não pode ser relacionada quantitativamente com os parâmetros da carga. A potência reativa de Kimbark pode ser uma componente dominante da potência não-ativa, mas ela não pode ser compensada por um compensador reativo, sem afetar a potência de distorção, da mesma forma que ocorre no caso da compensação de reativos de Budeanu (CZARNECKI, 1990a).

A definição de potência sugerida por W. Shepherd e P. Zakikhani, em 1972, é baseada na decomposição da corrente da fonte em uma corrente que está em fase com a tensão e uma corrente que está defasada de $\pi/2$, sendo a potência aparente decomposta em uma componente aparente e outra reativa. Essa definição é muito criticada porque ela não contém a potência ativa. Mas, por outro lado, isso possibilitou a solução do

problema da compensação de reativos. A componente de potência aparente não é afetada pela compensação, ou seja, uma redução na componente reativa reduz a potência aparente total (CZARNECKI, 1990a).

De forma similar às definições de Fryze e Shepherd, também a definição de Depenbrock de 1979 (CZARNECKI, 1990a) é baseada na decomposição da corrente. A tensão da fonte é decomposta em duas componentes de referência, uma sendo a tensão harmônica fundamental e a outra sendo o restante das demais harmônicas. Essas duas quantidades de referência sugerem duas componentes de potência ativa, possibilitando o cálculo de três condutâncias equivalentes, resultando na definição de quatro componentes de corrente, sendo a quinta componente a corrente reativa, que pode ser entendida como a componente reativa da corrente fundamental. Depois, essas cinco componentes são subtraídas da corrente de carga, que é a sexta componente. Essas componentes de corrente são então multiplicadas pelo valor rms da tensão da fonte, resultando em quatro componentes de potência. A definição de Depenbrock usa a tensão fundamental como referência para a decomposição da corrente. Isto é particularmente interessante para a transmissão de potência. Por outro lado, para as novas componentes de potência Depenbrock não apresenta uma explicação suficiente para justificá-las (CZARNECKI, 1990a).

A definição de potência sugerida por KUSTERS et al. (1980) segue a linha de Fryze, ou seja, não utiliza a série de Fourier para decompor a tensão e a corrente. Assim, a definição proposta decompõe a corrente de carga em uma componente ativa, similar a de Fryze, em uma componente reativa capacitiva e outra componente reativa residual. O que resulta nas componentes de potência ativa, reativa e reativa residual.

A partir das idéias de Budeanu, que utilizou a série de Fourier para representar a tensão e a corrente não-senoidais para definir as componentes de potência, e de Fryze, que decompôs a corrente de carga no tempo em componentes ortogonais para definir suas potências, CZARNECKI (1985, 1987, 1988, 1989a, 1989b, 1990a, 1990b, 1993, 1995) sugeriu definições de potência para circuitos elétricos operando em condições não-senoidais que, além da elegância matemática, mostram o significado físico das componentes de potências nesses circuitos, inclusive dando subsídios para a compensação de algumas delas. Czarniecki desenvolveu as suas definições de potência separando as condições não-senoidais em três grupos : circuitos lineares e invariantes no tempo alimentados por tensões não-senoidais, circuitos não-lineares e/ou variantes

no tempo e circuitos trifásicos assimétricos. A partir do conhecimento da admitância da carga em cada frequência harmônica e dos componentes harmônicos da corrente de carga, essa corrente foi decomposta em componentes ortogonais que, quando seus respectivos valores eficazes são multiplicados pelo valor eficaz da tensão resultam nas componentes de potência. Assim, um circuito elétrico pertencente ao primeiro grupo apresenta componentes de potência ativa, reativa, de dispersão e aparente. Do grupo segundo, componentes de potência ativa, reativa, de dispersão e harmônica aparecem nos circuitos. As componentes de potência ativa, reativa, de dispersão, harmônica e de desbalanço caracterizam os circuitos elétricos do grupo terceiro. De forma geral, as razões físicas para haver aumento do valor eficaz da corrente da fonte em um circuito elétrico operando em condições não-senoidais são : potência ativa de transmissão, fluxo de potência oscilatório, desequilíbrio da carga, mudança da condutância da carga com a frequência e geração de componentes harmônicos pela não-linearidade e/ou variação de parâmetros da carga. Quanto a compensação dessas componentes de potência, para um número finito de harmônicos, as potências reativa e de desbalanço podem ser compensadas por compensadores reativos shunt. A potência harmônica pode ser reduzida por circuitos reativos que formam divisores para as correntes harmônicas. São os filtros harmônicos.

As componentes de potência definidas por Czarnecki baseiam-se em valores rms de tensões e correntes harmônicas e na ortogonalidade da decomposição da corrente de carga. Pode-se dizer que esse procedimento é do tipo geométrico. Uma outra maneira de definir as componentes de potência, e que vem ganhando grande aceitação nos últimos anos, baseia-se nos valores instantâneos de tensões e de correntes. A teoria da potência instantânea foi desenvolvida para aplicações de compensação de reativos e de harmônicas por filtros ativos, sem a necessidade de armazenamento de energia (AKAGI et al., 1983, 1984).

AKAGI et al. (1983, 1984) apresentaram novos conceitos de potência ativa e reativa instantâneas, válidos para sistemas trifásicos com formas-de-onda de tensão e de corrente genéricas, e que podem ser utilizados em análises transitórias e em regime permanente. Nessa nova proposta, as grandezas de fase de tensão e de corrente são transformadas em grandezas vetoriais instantâneas, a partir da transformação linear $\alpha\beta$ (Transformação de Clarke). A potência ativa instantânea convencional, renomeada como potência real instantânea, foi definida a partir do produto interno das grandezas

vetoriais e uma nova definição de potência instantânea, a potência reativa instantânea ou potência imaginária instantânea foi introduzida, determinada pelo produto vetorial, tendo como unidade o volt-ampère-imaginário (*vai*). Essa nova unidade é necessária pois o significado físico da potência imaginária é diferente da potência reativa convencional. Na nova definição, a potência reativa instantânea existe nas fases individualmente, mas no conjunto trifásico não contribuem para a potência ativa instantânea trifásica. Essas novas componentes de potência instantânea foram então decompostas nas suas partes média e oscilatória. O valor médio da potência real instantânea é igual a potência ativa trifásica convencional. A potência reativa trifásica convencional é igual a parte contínua da potência imaginária instantânea, se as tensões forem senoidais e balanceadas. A soma quadrática dos valores rms das partes oscilatórias das potência real e imaginária instantânea compõem a potência harmônica convencional. Essas relações entre a nova teoria de potência instantânea e teoria convencional de potência foram mostradas em (WATANABE & STEPHAN, 1991) e (WATANABE et al, 1993). A compensação de harmônicos utilizando essa nova teoria de potência é feita com filtros ativos para compensar a potência imaginária.

FERRERO et al. (1991) mostraram uma nova maneira de abordar a teoria da potência instantânea utilizando-se da relação existente entre as componentes de Park e as componentes simétricas. Com a análise das componentes de Park no domínio da frequência, foram mostradas as relações existentes entre as componentes de potência instantâneas e as componentes de potência convencionais. A ligação entre a nova teoria de potência e as definições propostas por Czarnecki também foi demonstrada.

Uma extensão da decomposição de corrente de Czarnecki para contemplar também circuitos trifásicos alimentados por fonte de tensão assimétrica foi proposta por CRISTALDI et al. (1994) utilizando-se da abordagem unificada de harmônicos e componentes de seqüência. Foi mostrado que também nessas condições as componentes de corrente reativa e de desbalanceo podem ser compensadas por elementos reativos, lineares e passivos, como Czarnecki havia concluído para o caso simétrico.

É possível perceber na literatura que trata do tema componentes de potência em circuitos elétricos operando em condições não senoidais duas vertentes hegemônicas na abordagem do assunto. A primeira baseada na decomposição, no domínio da frequência, da corrente de carga proposta por CZARNECKI (1985, 1987, 1988, 1989a, 1989b, 1990a, 1990b, 1993, 1995) e a segunda que utiliza a transformação linear $\alpha\beta$ ou

de Park (pq), no domínio do tempo, das tensões e correntes trifásicas (AKAGI et al, 1983, 1984).

1.3 Organização do texto :

Na seqüência, o restante do texto está assim organizado :

No Capítulo II é descrita a nova técnica para determinar a resposta em regimes transitório e permanente de circuitos elétricos não-lineares (NAIDU et al., 1998, 1999a, 1999b).

Uma aplicação dessa nova técnica para determinar a resposta ao transitório e em regime permanente do conversor CA/CC de 6 pulsos a tiristor é mostrada no Capítulo III.

De forma semelhante ao capítulo III, encontra-se no Capítulo IV a determinação da resposta em regimes transitório e permanente do conversor CA/CC de 12 pulsos a tiristor através da nova técnica.

No Capítulo V a transferência de harmônicos no conversor CA/CC é investigada, tomando-se como base as definições de componentes de potência propostas por Czarnecki (CZARNECKI, 1985, 1988).

Conclusões e propostas para trabalhos futuros são apresentadas no Capítulo VI, finalizando o texto com as referências bibliográficas.

CAPÍTULO II

DETERMINAÇÃO DA RESPOSTA DE CIRCUITOS ELÉTRICOS NÃO-LINEARES : UMA NOVA PROPOSTA

O conversor CA/CC é uma das principais fontes de harmônicos em sistemas de potência, pois a corrente drenada por ele tem uma forma-de-onda quase quadrada. Ele é a forma mais comum de conversor estático de potência, encontrado numa ampla faixa de potência e muito usado em terminais HVDC (links CC), acionadores de máquinas CC e em controladores de velocidade ajustável. Além de ser encontrado em praticamente todos os sistemas elétricos residenciais, comerciais e industriais.

A influência dos componentes harmônicos de tensão e de corrente que o sistema elétrico CA exerce sobre o sistema CC, e vice-versa, é o principal motivo do estudo da interação harmônica entre esses sistemas, que são interligados por um conversor CA/CC. Isto é feito a partir da determinação do comportamento do conversor em resposta a sua tensão terminal aplicada.

A análise da resposta do conversor CA/CC é de natureza não-linear, e vários métodos desenvolvidos para essa análise foram comentados na revisão bibliográfica descrita no capítulo anterior. A obtenção da resposta em regime permanente do conversor CA/CC de 6 pulsos, considerando as condições reais de funcionamento, demanda um esforço computacional considerável, principalmente no método das referências (SMITH et al, 1995, 1996a, 1996b), pois uma matriz jacobiana de ordem $13 + 2n_h$ é formada e invertida a cada iteração, sem contar as várias operações de convolução necessárias para determinar as correntes de linha e a tensão CC do conversor. Isto se deve essencialmente ao modelamento do processo de comutação das válvulas no domínio da frequência. Tal processo é naturalmente melhor descrito no domínio do tempo.

Os métodos apresentados em (MOHAN et al, 1995), método clássico, (SMITH et al, 1995, 1996a, 1996b), método de Newton-Raphson, e (CARPINELLI et al, 1993, 1994), método da variável de estado, que analisam o conversor CA/CC, são casos particulares da análise de circuitos elétricos não-lineares. No presente capítulo é descrito um novo método para determinar a resposta desses tipos de circuitos elétricos, tanto em regime transitório quanto em regime permanente (NAIDU & TRINDADE, 1998). Esse método é geral, no domínio do tempo e seu modelamento matemático é bastante compreensível. Ao final do capítulo, dois exemplos ilustram o método proposto e o seu desempenho computacional. No capítulo seguinte, esse novo método é aplicado na análise do conversor CA/CC trifásico.

2.1 Determinação da resposta em regime transitório :

A Figura 2.1 apresenta um circuito elétrico não-linear. Para a solução desse circuito utilizando a metodologia adotada por programas computacionais do tipo EMTP (Eletromagnetic Transients Program), o indutor e o capacitor são inicialmente substituídos por seus equivalentes de Norton, consistindo em resistências em paralelo com fontes de corrente fictícias (Figura 2.2).

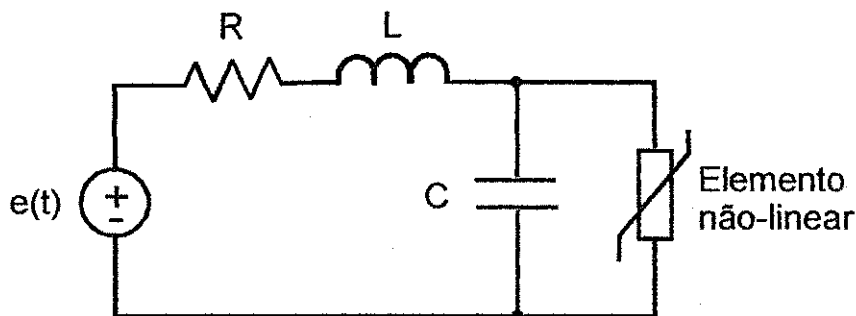


Figura 2.1 : Circuito não-linear.

A parte linear do circuito é então reduzida ao seu equivalente de Thèvenin (Figura 2.3), ou seja, uma fonte de tensão, e_0 , em série com uma resistência, R_{TH} . A tensão v_D nos terminais do elemento não-linear é a solução das equações

$$F = v_D + R_{TH} \cdot i_D - e_0 = 0 \text{ e} \quad (2.1)$$

$$i_D = f(v_D) . \quad (2.2)$$

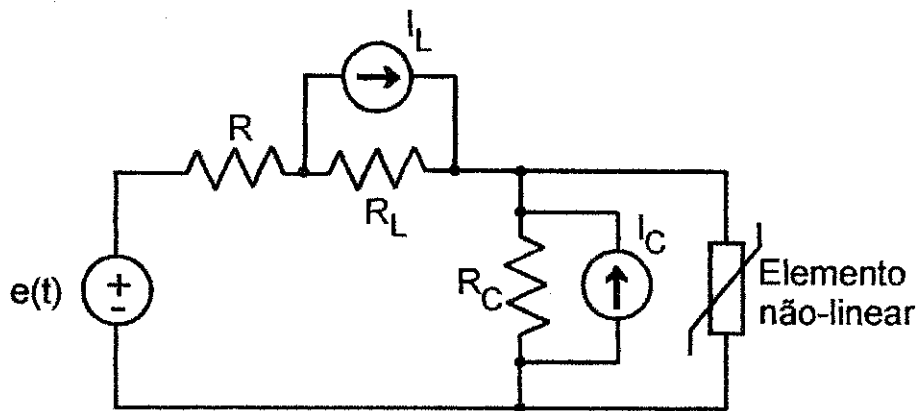


Figura 2.2 : Modelo EMTP.

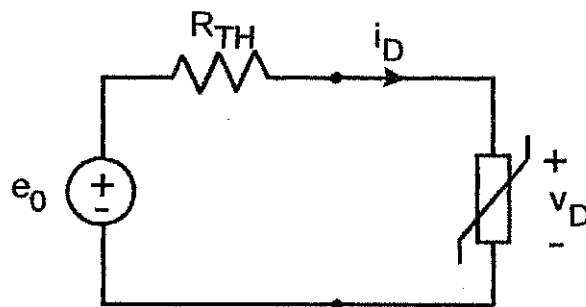


Figura 2.3 : Equivalente de Thèvenin.

Essa solução pode ser aproximada iterativamente pelo procedimento de Newton-Raphson :

$$\Delta v_D^k = -F / \left(\frac{\partial F}{\partial v_D} \right)^k \quad (2.3)$$

$$v_D^{k+1} = v_D^k + \Delta v_D^k, \quad (2.4)$$

onde k é o número da iteração e Δv_D^k é a correção a ser adicionada para aproximar a solução v_D^k .

Se a correção Δv_D^k é escrita como :

$$\begin{aligned} \Delta v_D^k &= -\frac{v_D^k + R_{TH} \cdot i_D^k - e_0}{1 + R_{TH} \cdot \left(\frac{\partial i_D}{\partial v_D} \right)^k} \\ &= \frac{R_{TH} \cdot R_D^k}{R_{TH} + R_D^k} \cdot i_M^k \end{aligned} \quad (2.5)$$

onde,

$$i_M^k = \frac{e_0 - v_D^k}{R_{TH}} - i_D^k \quad (2.6)$$

e $R_D^k = \left(\frac{\partial v_D}{\partial i_D} \right)^k$ é o equivalente linearizado ou para pequeno sinal do elemento não-linear, resulta num procedimento alternativo, que é descrito abaixo.

Se uma fonte de tensão v_D^k é conectada aos terminais do elemento não-linear, como mostra a Figura 2.4, a corrente que circula por esta fonte fictícia é a corrente residual i_M^k . A conexão da fonte de tensão v_D^k em paralelo com o elemento não-linear, separa o circuito em uma parte linear e outra não-linear, facilitando a determinação da corrente residual i_M^k .

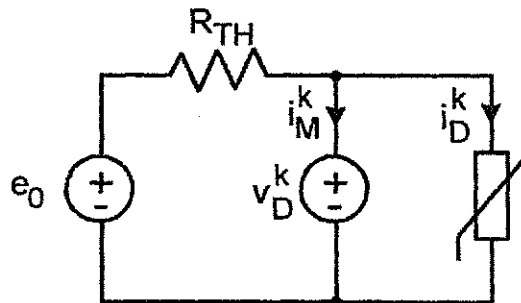


Figura 2.4 : Conexão da fonte de tensão fictícia.

Se a fonte de tensão v_D^k é substituída por uma fonte de corrente residual i_M^k com polaridade oposta, como mostra a Figura 2.5, se o elemento não-linear é substituído pelo seu equivalente linearizado (também chamado equivalente para pequeno sinal) e se a fonte de tensão e_0 é removida (curto-circuitada), a tensão vista entre os terminais da fonte de corrente residual é a correção a ser adicionada para aproximar a solução v_D^k . A computação pode agora prosseguir para a próxima iteração, com o objetivo de se determinar o valor da fonte de tensão v_D^k de tal modo que a corrente residual i_M^k seja nula ou menor que uma dada tolerância. O algoritmo desse procedimento alternativo é assim descrito :

- i. Assumir um valor inicial para a fonte de tensão v_D^k ($k = 0$);
- ii. Determinar a corrente residual i_M^k (Eq. 2.6);

- iii. Verificar convergência. Se convergiu, pare.
- iv. Se não convergiu, montar o circuito equivalente linearizado;
- v. Determinar a correção da fonte de tensão Δv_D^k (Eq. 2.5);
- vi. Corrigir a fonte de tensão v_D^k (Eq. 2.4);
- vii. Voltar ao passo (ii).

O cálculo do transitório se processa, portanto, aplicando-se o procedimento descrito acima ponto a ponto, com um passo de tempo apropriado e condições iniciais conhecidas.

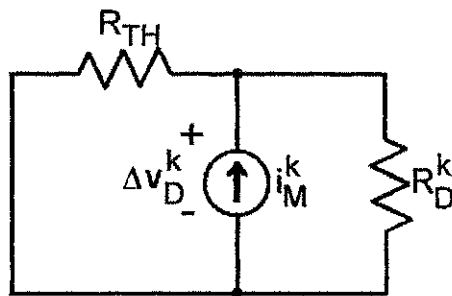


Figura 2.5 : Determinação de Δv_D^k .

Para aplicar esse procedimento em circuitos com elementos não-lineares controlados por corrente, tal como indutor não-linear, é melhor conectar uma fonte de corrente fictícia em série com esses elementos, como mostra a Figura 2.6. Neste caso, a característica não-linear é escrita como :

$$v_D = g(i_D) . \quad (2.7)$$

As sucessivas iterações são em termos da corrente através do elemento não-linear, dadas por :

$$\Delta i_D^k = -F / \left(\frac{\partial F}{\partial i_D} \right)^k \text{ e} \quad (2.8)$$

$$i_D^{k+1} = i_D^k + \Delta i_D^k . \quad (2.9)$$

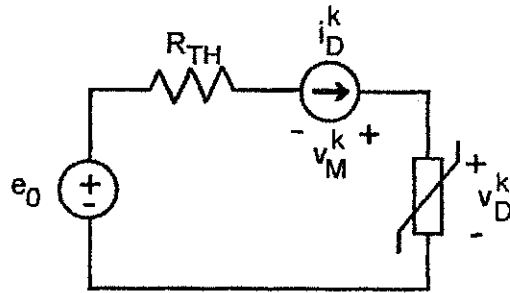


Figura 2.6 : Conexão da fonte de corrente fictícia.

mas,

$$\begin{aligned} \Delta i_D^k &= -\frac{v_D^k + R_{TH} \cdot i_D^k - e_0}{R_{TH} + \left(\frac{\partial v_D}{\partial i_D}\right)^k}, \\ &= -\frac{v_M^k}{R_{TH} + R_D^k} \end{aligned} \quad (2.10)$$

onde v_M^k é a tensão residual entre os terminais da fonte de corrente fictícia i_D^k (Figura 2.6). A correção Δi_D^k é obtida a partir do circuito equivalente linearizado mostrado na Figura 2.7, em que a excitação é a fonte de tensão residual v_M^k com polaridade oposta. O propósito desse procedimento é determinar o valor da fonte de corrente i_D^k , de modo que a tensão residual entre seus terminais seja nula ou menor que uma certa tolerância. O seu algoritmo é o seguinte :

- i. Assumir um valor inicial para a fonte de corrente i_D^k ($k = 0$);
- ii. Determinar a tensão residual v_M^k ;
- iii. Verificar convergência. Se convergiu, pare.
- iv. Se não convergiu, montar o circuito equivalente linearizado;
- v. Determinar a correção da fonte de corrente Δi_D^k (Eq. 2.10);
- vi. Corrigir a fonte de corrente i_D^k (Eq. 2.9);
- vii. Voltar ao passo (ii).

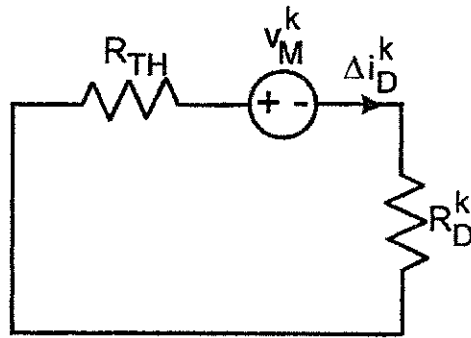


Figura 2.7 : Determinação de Δi_D^k .

Esse procedimento alternativo para determinar a solução em regime transitório de circuitos elétricos não-lineares pode ser estendido para circuitos com vários elementos não-lineares. Neste caso, fontes de tensão e/ou de corrente fictícias representando as soluções aproximadas são conectadas em paralelo e/ou série a cada elemento não-linear e as correntes e/ou tensões residuais são determinadas. Durante esta análise, os equivalentes linearizados dos elementos não-lineares são calculados e armazenados. O circuito equivalente linearizado é construído com os elementos não-lineares substituídos por seus equivalentes linearizados e o circuito é excitado por fontes de corrente e/ou tensão residuais. As tensões e/ou correntes sobre e/ou através das fontes residuais são as correções para serem adicionadas às soluções aproximadas antes de prosseguir para a próxima iteração. O processo iterativo é terminado quando todas as correntes e/ou tensões residuais forem nulas ou menores que uma dada tolerância.

2.2 Determinação da resposta em regime permanente :

O procedimento de cálculo da resposta em regime transitório para circuitos não-lineares descrito anteriormente pode ser perfeitamente utilizado na determinação da resposta em regime permanente.

Se a fonte de tensão $e(t)$ na Figura 2.1 é periódica, a sua forma-de-onda pode ser representada por um vetor de n amostras igualmente espaçadas $[e_G]$ tomadas sobre um período da frequência fundamental de $e(t)$. Os valores complexos dos coeficientes de Fourier desta forma-de-onda são dados pelo vetor :

$$[E_G] = [TDF] \cdot [e_G] \quad (2.11)$$

onde $[TDF]$ é a matriz que representa a transformada discreta de Fourier.

Uma fonte de tensão periódica $[v_D]$ é conectada entre os terminais do elemento não-linear e o resíduo de corrente periódico desta fonte é :

$$[i_M] = [TIDF] \cdot \{ [Y_G] \cdot [TDF] \cdot ([e_G] - [v_D]) \} - f([v_D]) \quad (2.12)$$

onde $[TIDF]$ é a matriz que representa a transformada inversa discreta de Fourier, $[Y_G]$ é uma matriz diagonal de impedâncias harmônicas vistas na parte linear do circuito e $f(\cdot)$ é uma função não-linear escalar da Equação (2.2) operando nas amostras no domínio do tempo $[v_D]$.

A forma-de-onda $[v_D]$ para que o resíduo periódico da corrente $[i_M]$ seja nulo é obtido através do procedimento de Newton-Raphson :

$$[\Delta v_D]^k = \{ [TIDF] \cdot [Y_G] \cdot [TDF] + f'([v_D]) \}^{-1} \cdot [i_M], \quad (2.13)$$

$$[v_D]^{k+1} = [v_D]^k + [\Delta v_D]^k \quad (2.14)$$

onde $f'([v_D])$ é a resistência equivalente variante no tempo e periódica do elemento não-linear. $[\Delta v_D]^k$ é a tensão entre os terminais da fonte de corrente residual, quando esta é injetada na associação em paralelo da parte linear com o equivalente variante no tempo da parte não-linear.

Assim, o processo iterativo consiste em conectar fontes de tensão periódicas nos terminais de cada elemento não-linear e calcular o regime permanente das correntes residuais através dessas fontes. Nesse mesmo tempo os equivalentes linearizados, variantes no tempo e periódicos dos elementos não-lineares, são calculados. As correntes residuais são as excitações para serem aplicadas no circuito equivalente para pequenos sinais, onde os elementos não-lineares são substituídos por seus equivalentes linearizados. As tensões periódicas observadas entre os terminais dessas fontes de corrente residuais são as correções a serem adicionadas antes de prosseguir para a próxima iteração. O processo é concluído quando todas as correntes residuais são nulas ou menor que uma tolerância adotada.

2.3 Exemplo 1:

Para ilustrar a operacionalização do método proposto e descrito acima para determinar a solução em regimes transitório e permanente de circuitos não-lineares, é considerado o circuito da Figura 2.8, com seus parâmetros descritos na Tabela 2.1. O circuito em análise é um simples retificador monofásico e de meia-onda onde existe um único elemento não-linear, o diodo D. As variáveis de interesse são a tensão nos terminais do resistor R_L , $v_o(t)$, e a corrente do capacitor C, $i_c(t)$.

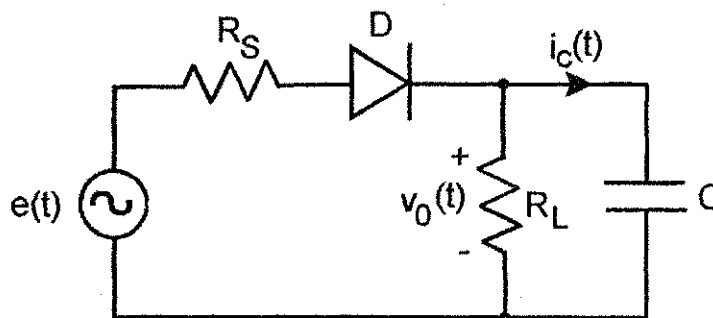


Figura 2.8 : Circuito retificador monofásico de meia-onda.

Tabela 2.1 : Parâmetros do circuito da Figura 2.8.

Parâmetro	Valor
R_s	20Ω
R_L	$1k\Omega$
C	$50\mu F$
$e(t)$	$10\cos(2000\pi t)$

A seguir é mostrado todo o procedimento de cálculo necessário para escrever os programas computacionais para determinar o regime permanente desse circuito. O primeiro procedimento determina o regime permanente através do cálculo do transitório durante vários ciclos até ser atingido o regime permanente. O segundo determina diretamente o regime permanente.

2.3.1 Modelamento para o cálculo do transitório :

O circuito não-linear da Figura 2.8 pode ser redesenhado para a configuração mostrada na Figura 2.9. Então, em paralelo com o elemento não-linear é conectada uma fonte de tensão fictícia v_D e o capacitor C é substituído pelo seu modelo equivalente discreto (Figura 2.10).

No modelo discreto para o capacitor foi aplicada a regra de integração Euler regressivo. A razão dessa escolha é detalhada no item 4.2 do próximo capítulo. Assim,

$$i_c(t) = \frac{1}{R_C} \cdot v_c(t) - I_C(t - \Delta t), \quad (2.15)$$

$$R_C = \frac{\Delta t}{C}, \quad (2.16)$$

$$I_C(t - \Delta t) = \frac{1}{R_C} \cdot v_c(t - \Delta t). \quad (2.17)$$

A corrente residual δi_D na fonte fictícia v_D , para o n-ésimo passo de tempo e a k-ésima iteração, é assim determinada :

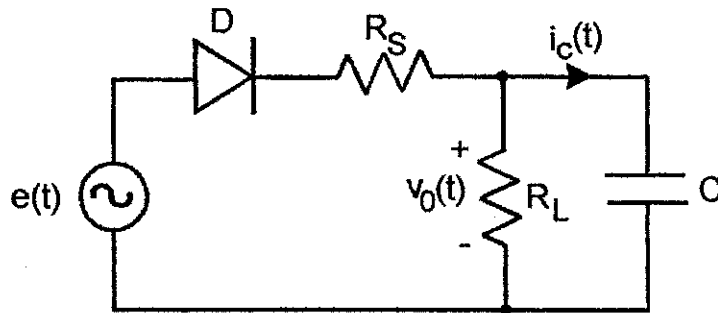


Figura 2.9 : Circuito retificador monofásico de meia-onda redesenhado.

$$v_0(n\Delta t) = \frac{1}{G_{TOT}} \cdot \left[\frac{e(n\Delta t) - v_D^k(n\Delta t)}{R_S} + I_C(t - n\Delta t) \right], \quad (2.18)$$

$$G_{TOT} = \frac{1}{R_S} + \frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C}, \quad (2.19)$$

$$i_{DL}(n\Delta t) = v_0(n\Delta t) \cdot \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_C} \right) - I_C(t - n\Delta t), \quad (2.20)$$

$$i_{DN}(n\Delta t) = I_0 \left(e^{\rho^k(n\Delta t)} - 1 \right), \quad (2.21)$$

$$\delta i_D(n\Delta t) = i_{DL}(n\Delta t) - i_{DN}(n\Delta t). \quad (2.22)$$

A correção de tensão da fonte fictícia v_D , Δv_D , é assim obtida (Figura 2.11) :

$$R_{eq} = \frac{R_L R_C}{R_L + R_C} + R_S, \quad (2.23)$$

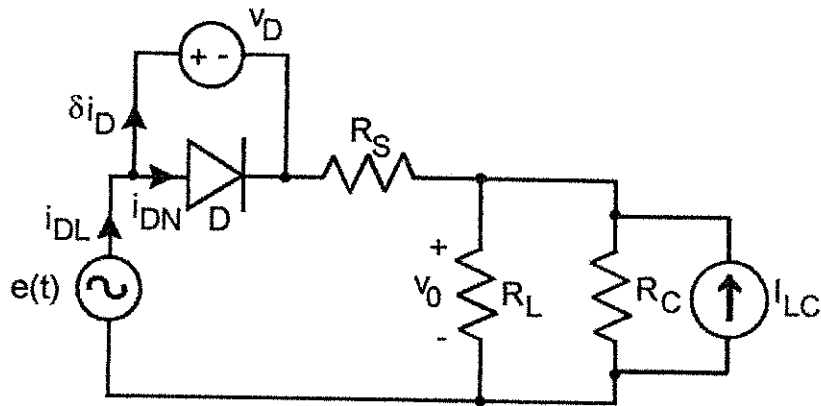


Figura 2.10 : Modelamento para o cálculo do transitório.

$$i_{RD}(n\Delta t) = \frac{R_{eq}}{R_D + R_{eq}} \cdot \delta i_D(n\Delta t), \quad (2.24)$$

$$R_D = \frac{1}{\rho I_0 e^{\rho v_D^k(n\Delta t)}}, \quad (2.25)$$

$$\Delta v_D^k(n\Delta t) = R_D \cdot i_{RD}(n\Delta t), \quad (2.26)$$

$$v_D^{k+1} = v_D^k + \Delta v_D^k. \quad (2.27)$$

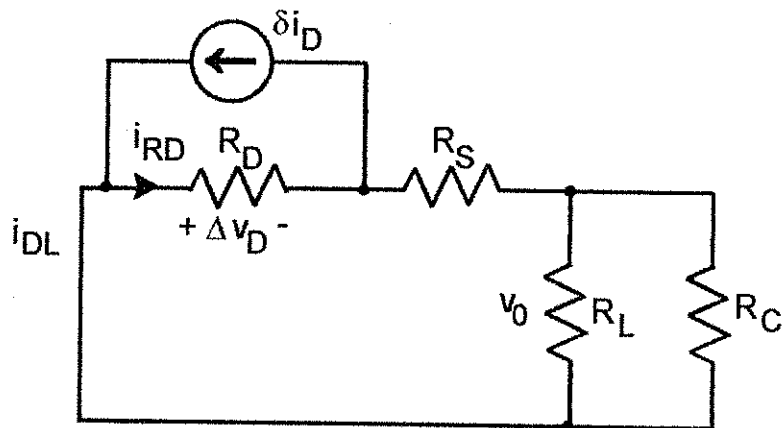


Figura 2.11 : Correção de tensão Δv_D .

Assim, o algoritmo para a determinação do regime permanente de $v_o(t)$ e $i_c(t)$ (Figura 2.8), a partir do cálculo do regime transitório com condições iniciais nulas é o seguinte :

- i. Fazer : $k = 0$, $v_D^k = 0$, $I_C = 0$;
- ii. Repetir os passos iii a ix para $512\Delta t$ por período, quantos períodos forem necessários para atingir o regime permanente;
- iii. Determinar as correntes da parte linear ($i_{DL}(n\Delta t)$ e $i_c(n\Delta t)$) (Eqs. 2.15 a 2.20);
- iv. Determinar a corrente da parte não-linear $i_{DN}(n\Delta t)$ e o equivalente linearizado do elemento não-linear R_D (Eqs. 2.21 e 2.25);
- v. Determinar o resíduo de corrente δi_D (Eq. 2.22);
- vi. Determinar a correção da fonte fictícia Δv_D^k (Eqs. 2.26 e 2.27);
- vii. Repetir os passos iii a vi até convergência, cujo critério é a comparação do valor do resíduo de corrente δi_D com o valor especificado de tolerância;
- viii. Atualizar a fonte de corrente fictícia do capacitor I_C (Eq. 2.17);
- ix. Armazenar os valores de $v_o(n\Delta t)$ e $i_c(n\Delta t)$.

Na implementação computacional desse algoritmo foi escolhido 512 pontos por período, para facilitar posterior análise de Fourier via transformada rápida (FFT). Foram necessários 69 períodos de transitório para o circuito atingir o regime permanente, sendo gasto 0,49 segundo de processamento em um microcomputador com clock de 200 MHz.

As formas-de-onda em regime permanente das variáveis de interesse ($v_o(t)$ e $i_c(t)$) são mostradas abaixo.

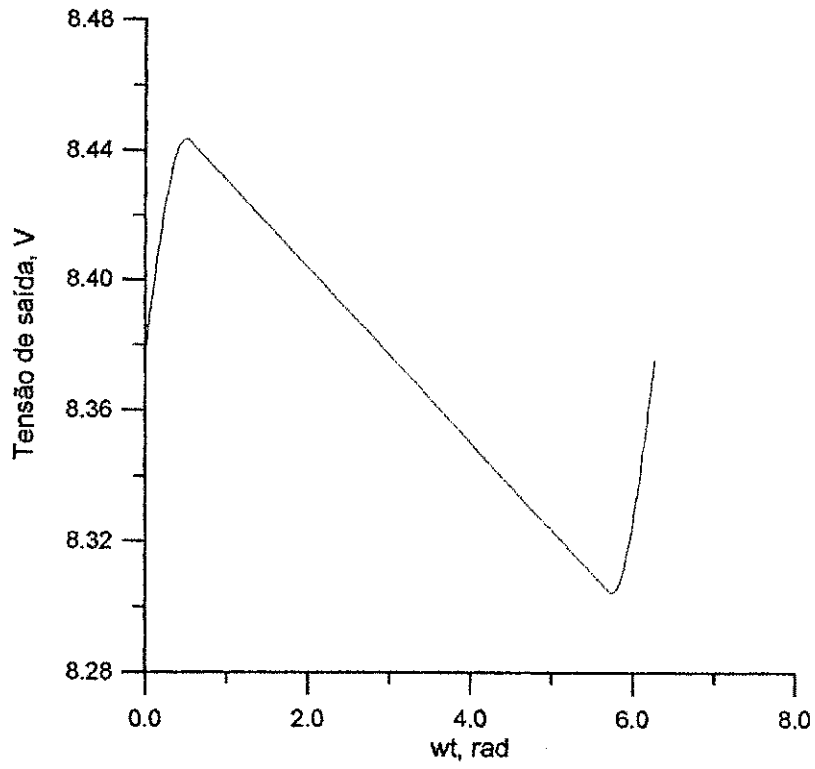


Figura 2.12 : Tensão de saída $v_o(t)$.

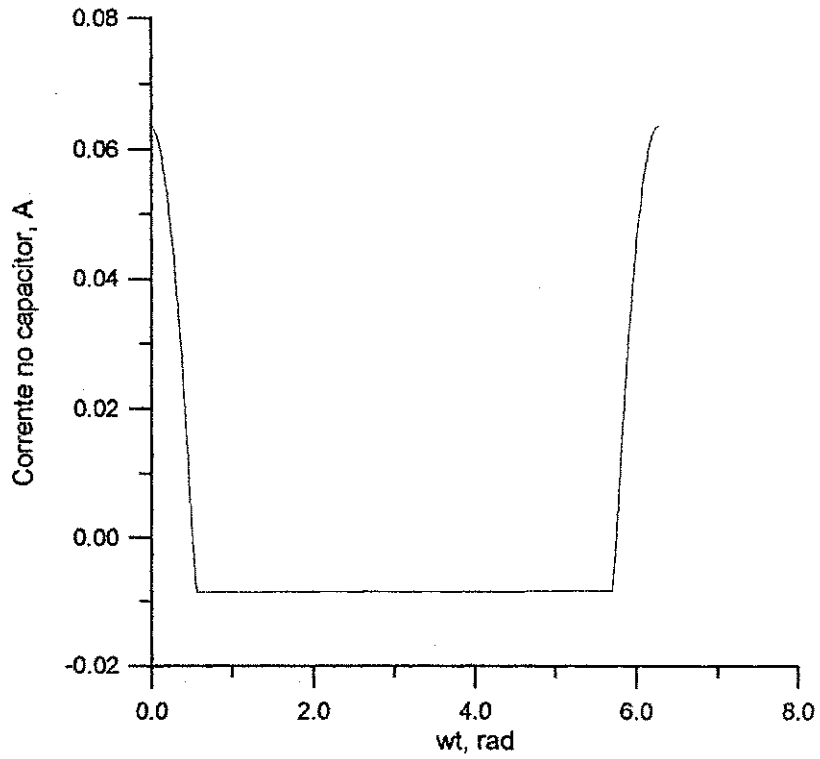


Figura 2.13 : Corrente no capacitor $i_c(t)$.

2.3.2 Modelamento para o cálculo do regime permanente:

Para determinar diretamente o regime permanente do circuito não-linear da Figura 2.8 sem aplicar o método da força bruta (decaimento do transitório), uma fonte de tensão fictícia e periódica $v_D(t)$ é aplicada aos terminais do diodo D, como na Figura 2.10. Essa fonte fictícia pode ser estimada através do cálculo de alguns períodos de transitório mediante o emprego do procedimento descrito no item 2.3.1. De forma semelhante ao cálculo do transitório, é aplicado o algoritmo iterativo que vai corrigir a forma-de-onda da tensão $v_D(t)$ até que o resíduo de corrente periódico $\delta i_D(t)$ por ela seja nulo ou menor que uma certa tolerância. Para isso são calculadas as correntes periódicas da parte linear $i_{DL}(t)$ e da parte não-linear $i_{DN}(t)$. Então o resíduo de corrente periódico $\delta i_D(t)$ é calculado pela subtração dessas duas correntes. O erro para comparação com a tolerância é determinado pelo valor rms normalizado de $\delta i_D(t)$.

A principal diferença entre a aplicação do algoritmo para determinar a solução em regime transitório e o regime permanente é que para o regime transitório todo o procedimento de cálculo é aplicado a cada ponto, exigindo-se a convergência do método a cada passo de tempo, enquanto no regime permanente esse procedimento é aplicado sobre todos os pontos da forma-de-onda periódica de uma só vez, a convergência é exigida sobre toda a forma-de-onda periódica.

O cálculo da corrente periódica da parte não-linear é imediato, pois conhecendo-se a estimativa da fonte de tensão periódica $v_D(t)$ e a característica $i = f(v)$ do elemento não-linear, determina-se a corrente $i_{DN}(t)$, ou seja :

$$i_{DN}(t) = I_0 \cdot \left(e^{\rho v_D(t)} - 1 \right). \quad (2.28)$$

Ao mesmo tempo em que se calcula a corrente da parte não-linear, determina-se também a resistência equivalente do elemento não-linear, que é variável com o tempo e periódica. Assim,

$$R_D(t) = \frac{1}{\rho \cdot I_0 \cdot e^{\rho v_D(t)}}. \quad (2.29)$$

No cálculo da corrente periódica da parte linear $i_{DL}(t)$ é utilizada uma versão do algoritmo de Aprille e Trick (APRILLE & TRICK, 1972), onde apenas uma iteração é necessária, visto que o circuito é linear, como é detalhado a seguir.

Considere-se a equação diferencial linear de primeira ordem

$$\frac{dx}{dt} = h(x, t) . \quad (2.30)$$

com $h(x, t)$ periódica em t e de período T . Quer-se determinar a solução da Equação (2.30) em regime permanente. Para isso, deve-se determinar o estado inicial $x(0)$, tal que integrando (2.30) desde o estado inicial $x(0)$ sobre o intervalo $[0, T]$, obtem-se a solução periódica $x(t)$ de período T . Desse modo, a condição de contorno para o regime permanente é

$$x(0) = x(T) \quad (2.31)$$

desde que,

$$x(T) = \int_0^T h(x, \tau) d\tau + x(0) . \quad (2.32)$$

Basicamente esse é o problema resolvido por Aprille e Trick, que usaram o método de Newton, visto que eles consideraram o sistema como sendo não-linear.

No caso em apreço, como a Equação (2.30) é linear, a sua solução completa é a soma da resposta à excitação zero $x_i(t)$ com a resposta ao estado zero $x_0(t)$. Assim,

$$x(t) = mx_i(t) + x_0(t) , \quad (2.33)$$

onde $m = x(0)$.

Se k_0 é o estado inicial para o regime permanente, então (2.33) é a solução periódica para (2.30). Mas, como para $t = T$,

$$x(T) = k_0 x_i(T) + x_0(T) \quad (2.34)$$

e levando-se em conta a condição de contorno para o regime permanente (2.31), fica

$$k_0 = \frac{x_0(T)}{1 - x_i(T)} . \quad (2.35)$$

Portanto, a partir da resposta à excitação nula em T , $x_i(T)$, com condição inicial unitária, e da resposta ao estado zero em T , $x_0(T)$, é possível calcular-se o estado inicial para o regime permanente e conseqüentemente a solução periódica de (2.30) que é (2.33), sem a necessidade de procedimentos iterativos.

A versão linear do algoritmo de Aprille e Trick para o cálculo de correntes e tensões periódicas, em regime permanente, em circuitos elétricos contendo indutor(es) e/ou capacitor(es) pode ser assim descrito :

- i. Fazer $i_L(0) = 1A$ para o(s) indutor(es) e $v_C(0) = 1V$ para o(s) capacitor(es) e determinar o valor passado da(s) fonte(s) de corrente fictícia(s) respectivas, $I_L(t - \Delta t)$ para o(s) indutor(es), e $I_C(t - \Delta t)$ para o(s) capacitor(es). Caso o circuito contenha vários elementos reativos, aplica-se a condição inicial a um deles, mantendo-se os demais abertos (caso seja indutor) ou curto-circuitado (caso seja capacitor). Repete-se esse procedimento para todos os elementos reativos do circuito;
- ii. Curto-circuitar todas as fontes de tensão reais e fictícias e abrir as fontes de corrente;
- iii. Para um período da frequência fundamental, determinar o decaimento transitório para a solução homogênea (excitação nula), $x_i(t)$, da(s) corrente(s) no(s) indutor(es) e tensão(ões) no(s) capacitor(es), bem como para outras correntes e tensões de interesse, guardando todos os pontos das formas-de-onda dessas últimas e apenas o último ponto, $x_i(T)$, da(s) forma(s)-de-onda da(s) corrente(s) e tensão(ões) no(s) indutor(es) e capacitor(es), respectivamente. Para cada elemento reativo, é gerado um transitório da solução homogênea;
- iv. Fazer $i_L(0) = 0$ para o(s) indutor(es) e $v_C(0) = 0$ para o(s) capacitor(es) e determinar o valor passado da(s) fonte(s) de corrente fictícia(s) respectivas, $I_L(t - \Delta t)$ para o(s) indutor(es), e $I_C(t - \Delta t)$ para o(s) capacitor(es);
- v. Manter todas as fontes de tensão reais e fictícias e todas as fontes de corrente;
- vi. Para um período da frequência fundamental, determinar o decaimento transitório para a solução particular (estado zero), $x_0(t)$, da(s) corrente(s) no(s) indutor(es) e tensão(ões) no(s) capacitor(es), bem como para outras correntes e tensões de interesse, guardando todos os pontos

das formas-de-onda dessas últimas e apenas o último ponto, $x_0(T)$, da(s) forma(s)-de-onda da(s) corrente(s) e tensão(ões) no(s) indutor(es) e capacitor(es), respectivamente. Apenas um transitório é gerado para solução particular, mesmo o circuito contendo mais de um elemento reativo;

- vii. Determinar o(s) estado(s) inicial(ais), k_0 , para a(s) corrente(s) e tensão(ões) no(s) indutor(es) e capacitor(es), respectivamente (Eq. 2.35);
- viii. Compor o regime permanente da(s) forma(s)-de-onda de interesse, guardadas nos passos iii e vi, mediante Eq. 2.33, com $m = k_0$.

Essa versão do algoritmo de Aprille e Trick é utilizada para a determinação das correntes em regime permanente da parte linear quando da implementação computacional do método proposto.

A tensão periódica entre os terminais da fonte de corrente residual $\delta i_D(t)$ no circuito equivalente linearizado, onde o elemento não-linear é substituído pelo seu equivalente para pequenos sinais, é a correção a ser adicionada à fonte fictícia $v_D(t)$ e a próxima iteração pode ser iniciada. Aqui também é utilizado o algoritmo de Aprille e Trick para determinar as correntes e tensões no regime permanente.

Assim, o algoritmo para o cálculo do regime permanente do circuito da Figura 2.8 é o seguinte :

- i. Estimar $v_D(t)$ a partir do cálculo de alguns períodos de transitório;
- ii. Determinar a corrente periódica da parte linear $i_{DL}(t)$ aplicando a versão do algoritmo de Aprille e Trick;
- iii. Determinar a corrente periódica da parte não-linear $i_{DN}(t)$ e o equivalente linearizado do elemento não-linear $R_D(t)$ (Eqs. 2.28 e 2.29);

- iv. Determinar o resíduo de corrente periódico $\delta i_D(t)$ através da diferença entre $i_{DL}(t)$ e $i_{DN}(t)$;
- v. Determinar a correção periódica da fonte fictícia $\Delta v_D(t)$ aplicando a versão do algoritmo de Aprille e Trick;
- vi. Repetir os passos ii a v até convergência;

Para uma estimativa de $v_D(t)$ a partir de cinco ciclos de transitório, o regime permanente foi determinado com nove iterações, com um tempo de processamento de 0,38 segundo em um microcomputador com clock de 200MHz. Nota-se portanto, uma redução do tempo de cálculo na determinação do regime permanente sem a necessidade da espera do decaimento do transitório. No exemplo mostrado a seguir, essa redução é ainda mais evidente.

As Figuras 2.12 e 2.13 mostram as formas-de-onda para a tensão de saída $v_o(t)$ e a corrente no capacitor $i_C(t)$ no regime permanente.

2.4 Exemplo 2 :

Nesse exemplo apenas serão mostrados os resultados obtidos na solução do regime permanente mediante os dois processos de cálculo, com o objetivo de enfatizar ainda mais a vantagem do cálculo direto do regime permanente frente à técnica do decaimento do transitório. O circuito não-linear analisado (Figura 2.14) é um conversor boost quase ressonante com frequência de chaveamento igual a 420 kHz, onde existem três elementos não-lineares. Os parâmetros desse circuito estão na Tabela 2.2.

Utilizando o procedimento de cálculo do transitório e esperando o seu decaimento, foram necessários 638 períodos para ser atingido o regime permanente, totalizando um tempo de processamento de 1,9 segundos em um microcomputador com clock de 200 MHz, com condições iniciais nulas. Na simulação utilizando o programa tipo EMTP MicroTran[®] (MicroTran, 1992) foram necessários 23 segundos para ser alcançado o regime permanente.

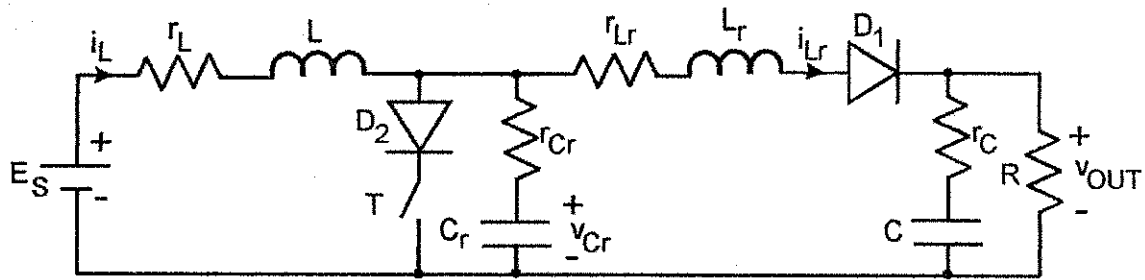


Figura 2.14 : Conversor boost quase ressonante.

Tabela 2.2 : Parâmetros do circuito da Figura 2.14.

Parâmetro	Valor
r_L	0,6 Ω
L	0,2mH
r_{Lr}	0,2 Ω
L_r	20 μ H
r_{Cr}	2 Ω
C_r	2nF
r_C	1 Ω
C	10 μ F
R	150 Ω
E_S	10V

No cálculo direto do regime permanente, foram requeridos 12 iterações, com um tempo de processamento de 0,22 segundo no mesmo microcomputador.

As Figuras 2.15 e 2.16 mostram as formas-de-onda para a tensão de saída $v_{out}(t)$ e para a corrente de entrada $i_L(t)$ confrontadas com os resultados obtidos através do programa para cálculo de transitório MicroTran[®]. Nessa comparação verifica-se uma boa correlação, sendo o erro médio quadrático igual a 0,9279% para $v_{out}(t)$ e 0,7764% para $i_L(t)$. Quanto ao erro máximo quadrático, fica em 1,2463% para $v_{out}(t)$ e 1,1663% para $i_L(t)$.

Os erros médio e máximo quadrático são calculados pelas seguintes equações:

$$\varepsilon_{med} = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [f(i) - \tilde{f}(i)]^2}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(i)^2}} \quad e \quad (2.36)$$

$$\varepsilon_{max} = \frac{\max\{|f(1) - \tilde{f}(1)|, |f(2) - \tilde{f}(2)|, \dots, |f(N) - \tilde{f}(N)|\}}{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(i)^2}}, \quad (2.37)$$

com N sendo o número de amostras das funções a serem comparadas $f(\cdot)$ e $\tilde{f}(\cdot)$.

Na forma-de-onda da tensão $v_{out}(t)$ gerada pelo programa MicroTran[®] ver-se pequenos degraus ou intervalos de valores constantes. Isto é devido ao truncamento na quarta casa decimal dos valores numéricos imposto pela formatação de saída de dados, ajustada em "e12.4" (código FORTRAN).

Como a regra de integração Euler regressivo foi adotada na implementação computacional da nova técnica para a análise do conversor boost quase ressonante, os valores numéricos de $v_{out}(t)$ e $i_L(t)$ obtidos são menores que os seus correspondentes obtidos pelo MicroTran[®], que faz uso da regra de integração trapezoidal. A característica amortecida dessa regra de integração provoca essas diferenças.

A técnica de análise de circuitos elétricos não-lineares proposta é geral, de fácil compreensão, não faz simplificações na análise, é flexível por permitir a inclusão de qualquer modelo para os elementos não-lineares, bem como de sistemas de controle, além de obter a solução de regime permanente desses circuitos sem a necessidade da espera do decaimento do regime transitório, comum nas técnicas tradicionais no domínio do tempo.

Nos dois capítulos subseqüentes, são feitas as análises dos conversores CA/CC de 6 e 12 pulsos a tiristor, aplicando-se o novo método de cálculo da resposta de circuitos elétricos não-lineares descrito neste capítulo.

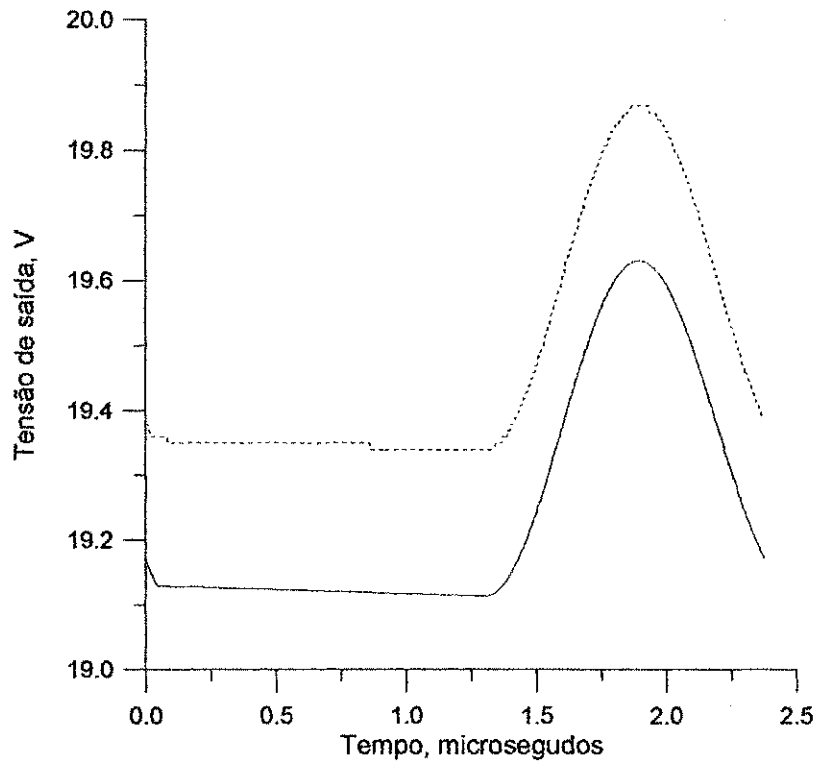


Figura 2.15 : Tensão de saída $v_{out}(t)$;
 (—) Modelo , (---) MicroTran[®].

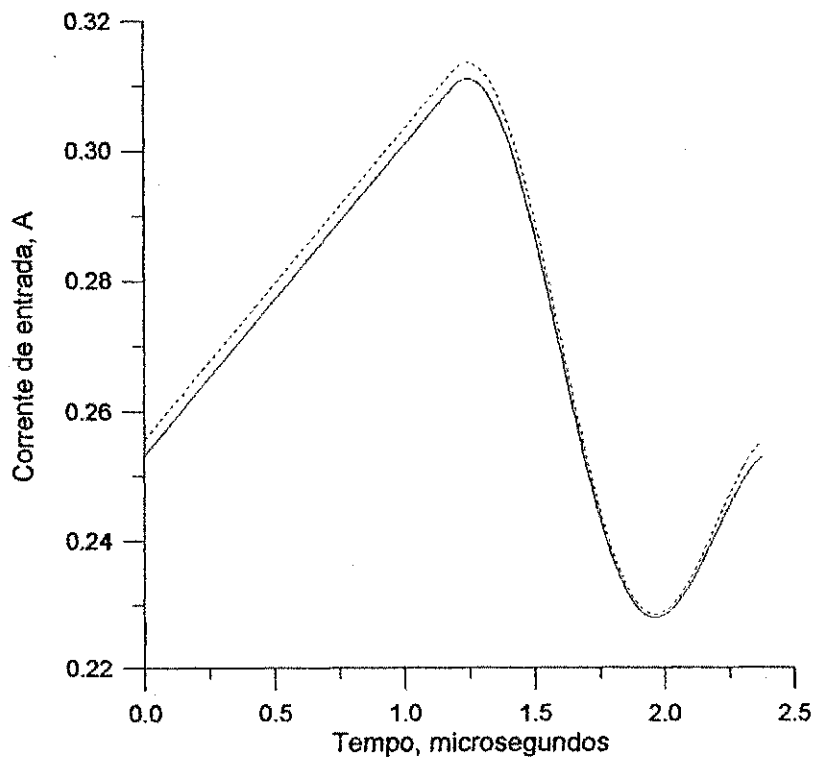


Figura 2.16 : Corrente de entrada $i_L(t)$;
 (—) Modelo , (---) MicroTran[®].

CAPÍTULO III

ANÁLISE DO CONVERSOR CA/CC DE 6 PULSOS A TIRISTOR: APLICAÇÃO DA NOVA PROPOSTA

A análise do fenômeno da interação harmônica em sistemas CA/CC passa pela determinação dos componentes harmônicos de tensão e/ou corrente geradas pelo conversor CA/CC. O circuito elétrico desse sistema é de natureza não-linear, exigindo métodos apropriados para a sua análise, como descrito no Capítulo II.

O espectro de frequências harmônicas gerado pelo conversor CA/CC depende principalmente da qualidade da energia elétrica suprida pela fonte, que por sua vez também é influenciada pela operação do conversor, caracterizando um efeito cíclico descrito por Reeve e Baron (REEVE & BARON, 1971). Esse efeito acrescenta consideráveis dificuldades na análise do conversor, especialmente quando se leva em consideração condições reais de funcionamento.

Além disso, quando se utiliza métodos de análise de sistemas CA/CC no domínio da frequência, outras dificuldades são adicionadas visto que o processo de comutação das válvulas da ponte do conversor é naturalmente descrito no domínio do tempo (PERKINS & IRAVANI, 1997), exigindo-se considerável esforço para fazê-lo no domínio da frequência. Assim, é mais conveniente a aplicação de métodos no domínio do tempo para a análise do comportamento do conversor CA/CC, principalmente quando o grande inconveniente desses métodos é eliminado, qual seja a longa espera do decaimento do regime transitório para se chegar ao regime permanente.

O novo método para análise de circuitos elétricos não-lineares apresentado no capítulo anterior é desprovido desses inconvenientes. Ou seja, essa nova proposta é no domínio do tempo e utiliza uma técnica baseada no algoritmo de Aprille e Trick

(APRILLE & TRICK, 1972) para acelerar a obtenção da resposta em regime permanente, sem necessitar da espera do decaimento do regime transitório.

No presente capítulo, as respostas do conversor CA/CC de 6 pulsos a tiristor, tanto em regime transitório quanto em regime permanente, são determinadas através da aplicação dessa nova metodologia. Posteriormente, os resultados obtidos com essas análises são utilizados no estudo da interação harmônica (transferência de harmônicos), entre sistema CA e conversor CA/CC, em termos de componentes de potência.

3.1 Resposta em regime transitório :

A Figura 3.1 mostra um típico conversor CA/CC de 6 pulsos. Sem perda de generalidade, o sistema CA é representado pela conexão em delta das fontes do sistema trifásico. O sistema CC consiste em uma indutância RL em série com uma fonte CC. O conversor é uma ponte de 6 pulsos e as válvulas são individualmente gatilhadas por pulsos provenientes de um sistema de controle (Figura 3.2). Durante cada período da frequência fundamental, a válvula permanece bloqueada desde o seu ponto natural de gatilhamento até o seu instante de disparo. O restante do período, a válvula assume um comportamento como um diodo não-ideal.

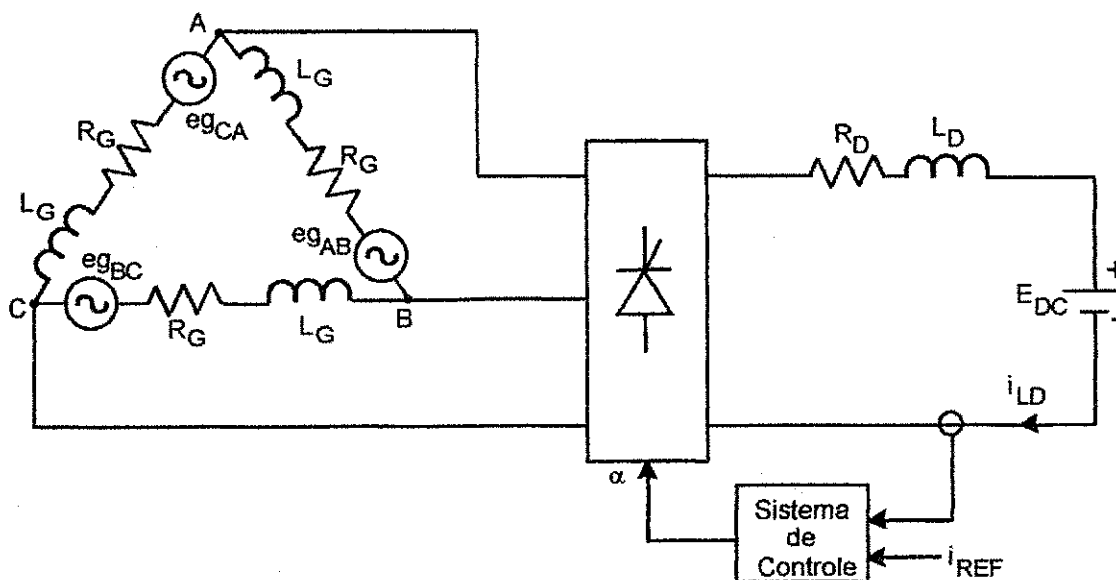


Figura 3.1 : Conversor CA/CC de 6 pulsos.

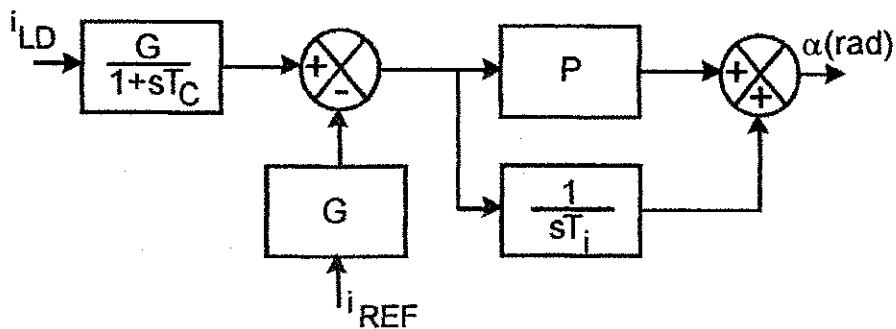


Figura 3.2 : Controle a corrente constante.

De acordo com a técnica proposta, fontes de tensão fictícias e_{AB} , e_{BC} e e_{LD} são conectadas como mostrado na Figura 3.3. Embora existam seis elementos não-lineares neste circuito, as três fontes fictícias são suficientes para separar o conversor em duas partes lineares, compreendendo os sistemas CA e CC, e uma parte não-linear correspondendo as seis válvulas.

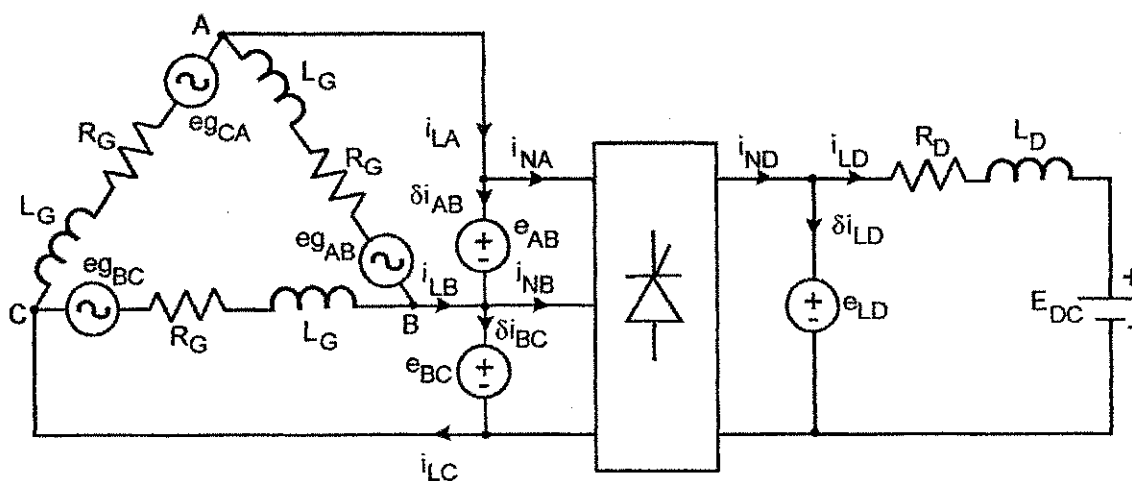


Figura 3.3 : Conexão das fontes de tensão fictícias.

A análise das partes lineares dá as correntes i_{LA} , i_{LB} e i_{LD} (Figura 3.3). A corrente i_{LD} é o sinal de entrada para o sistema de controle, cuja saída determina os instantes de gatilhamento individuais das válvulas.

A Figura 3.4 ilustra os circuitos das duas partes lineares, com os elementos reativos substituídos pelos seus equivalentes discretos (seção 3.2). A partir desses circuitos, as correntes i_{LA} , i_{LB} e i_{LD} são assim determinadas :

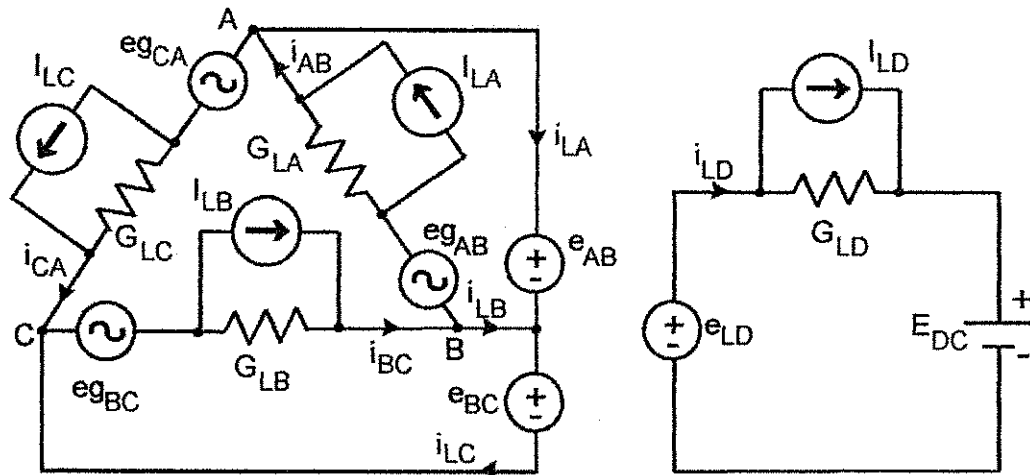


Figura 3.4 : Circuitos das partes lineares.

$$e_{CA} = -e_{AB} - e_{BC} , \quad (3.1)$$

$$i_{AB} = G_{LA} \cdot (e_{GAB} - e_{AB}) + I_{LA} , \quad (3.2)$$

$$i_{BC} = G_{LB} \cdot (e_{GBC} - e_{BC}) + I_{LB} , \quad (3.3)$$

$$i_{CA} = G_{LC} \cdot (e_{GCA} - e_{CA}) + I_{LC} , \quad (3.4)$$

$$i_{LA} = i_{AB} - i_{CA} , \quad (3.5)$$

$$i_{LB} = i_{BC} - i_{AB} , \quad (3.6)$$

$$i_{LC} = i_{CA} - i_{BC} , \quad (3.7)$$

$$i_{LD} = G_{LD} \cdot (e_{LD} - E_{DC}) + I_{LD} . \quad (3.8)$$

A parte não-linear tem as fontes de tensão fictícias e_{AB} , e_{BC} conectadas no lado CA e a fonte e_{LD} no lado CC, como mostra a Figura 3.5. As correntes i_{NA} , i_{NB} e i_{ND} são determinadas a partir das tensões das válvulas, através da característica V-I delas. Como não se conhecem de antemão as tensões nas válvulas, aplica-se recursivamente o método para calcular a tensão de uma das válvulas, sendo imediata a determinação das tensões nas válvulas restantes. Desse modo, uma fonte de tensão fictícia e_{ND} é conectada aos terminais de uma das válvulas (Figura 3.5). As tensões e correntes de todas as válvulas podem agora ser calculadas e o resíduo de corrente i_{MD} é determinado. Assim, a partir de uma estimativa para e_{ND} , fica :

$$v_{DA2} = e_{ND} + e_{AB} + e_{BC} , \quad (3.9)$$

$$v_{DB2} = e_{ND} + e_{BC} , \quad (3.10)$$

$$v_{DC2} = e_{ND} , \quad (3.11)$$

$$v_{DA1} = e_{LD} - v_{DA2} , \quad (3.12)$$

$$v_{DB1} = e_{LD} - v_{DB2} , \quad (3.13)$$

$$v_{DC1} = e_{LD} - v_{DC2} . \quad (3.14)$$

Com esses valores de tensão nas válvulas, calculam-se as suas correntes e condutâncias através da curva característica $i = f(v)$ e $G_D = \frac{\partial i}{\partial v}$. Foi assumida a seguinte curva característica para as válvulas :

$$i_D = I_0 \cdot (1 - e^{-\rho v_D}) , \quad (3.15)$$

com,

$$G_D = \rho \cdot I_0 \cdot e^{-\rho v_D} . \quad (3.16)$$

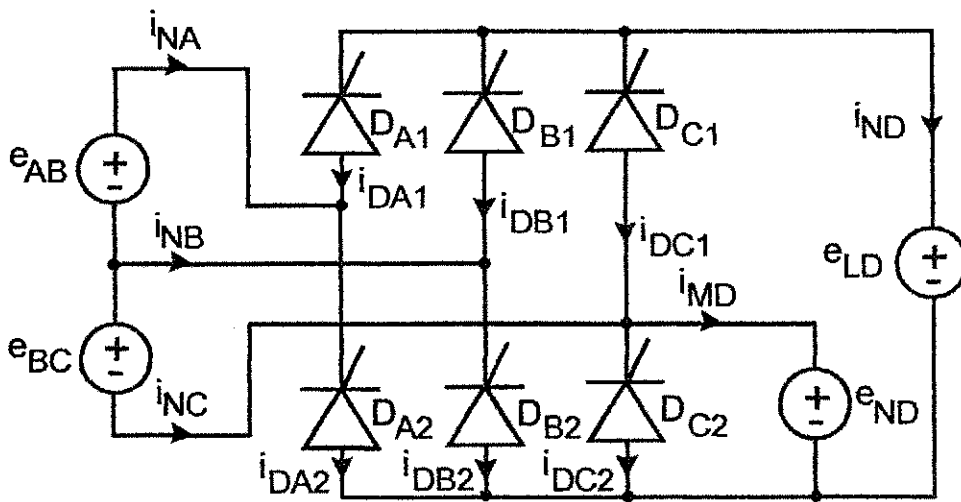


Figura 3.5 : Circuito equivalente da parte não-linear.

As correntes nas válvulas são i_{DA1} , i_{DB1} , i_{DC1} , i_{DA2} , i_{DB2} e i_{DC2} , determinadas a partir de v_{DA1} , v_{DB1} , v_{DC1} , v_{DA2} , v_{DB2} e v_{DC2} (Eqs. 3.9 a 3.14).

Dessa forma, a corrente residual i_{MD} na fonte e_{ND} é :

$$i_{MD} = i_{DA1} + i_{DB1} + i_{DC1} - i_{DA2} - i_{DB2} - i_{DC2} . \quad (3.17)$$

O valor do resíduo de corrente i_{MD} é comparado com a tolerância. Se for maior que ela, corrige-se a tensão e_{ND} como se segue.

Injetando-se a corrente i_{MD} , com as fontes e_{AB} , e_{BC} e e_{LD} curto-circuitadas e as válvulas representadas pelos seus equivalentes discretos (Figura 3.6), a correção da fonte e_{ND} , Δe_{ND} , é a tensão entre os terminais da fonte de corrente i_{MD} . Assim,

$$\Delta e_{ND} = i_{MD} / (G_{DA1} + G_{DB1} + G_{DC1} + G_{DA2} + G_{DB2} + G_{DC2}) . \quad (3.18)$$

Daí,

$$e_{ND}^{k+1} = e_{ND}^k + \Delta e_{ND} \quad (3.19)$$

e prossegue-se para a próxima iteração até a convergência.

Após a obtenção da convergência, são calculadas as correntes da parte não-linear. Assim,

$$i_{NA} = i_{DA2} - i_{DA1} , \quad (3.20)$$

$$i_{NB} = i_{DB2} - i_{DB1} , \quad (3.21)$$

$$i_{NC} = i_{DC2} - i_{DC1} , \quad (3.22)$$

$$i_{ND} = -i_{DA1} - i_{DB1} - i_{DC1} . \quad (3.23)$$

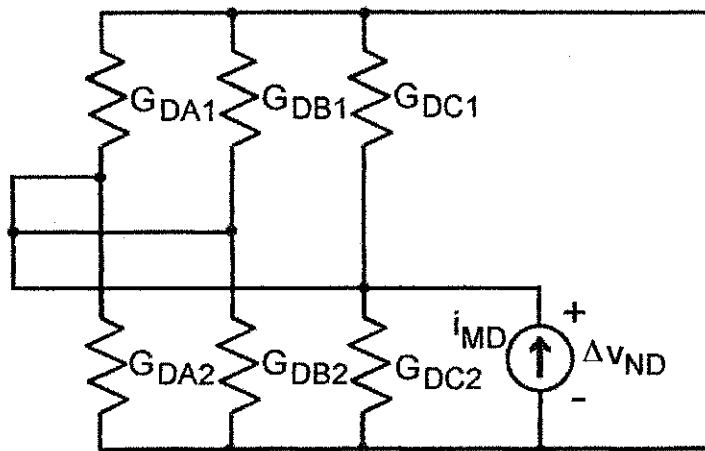


Figura 3.6 : Equivalente linearizado da parte não-linear.

O algoritmo para o cálculo das correntes da parte não-linear é o seguinte :

- i. Assumir um valor inicial para a fonte fictícia e_{ND} ;
- ii. Repetir os passos iii a vi até convergência;
- iii. Calcular as tensões nas válvulas (Eqs. 3.9 a 3.14);
- iv. Calcular as correntes e as condutâncias das válvulas usando as Equações (3.15) e (3.16);

- v. Calcular a corrente residual i_{MD} (Eq. 3.17);
- vi. Corrigir a fonte de tensão fictícia e_{ND} (Eqs. 3.18 e 3.19);
- vii. Após convergência, calcular as correntes da parte não-linear (Eqs. 3.20 a 3.23).

Com as correntes das partes lineares e não-linear, segue-se com o procedimento de cálculo, que é a determinação dos resíduos de corrente δi_{AB} , δi_{BC} e δi_{LD} nas fontes fictícias e_{AB} , e_{BC} e e_{LD} , dadas por :

$$\delta i_{AB} = i_{LA} - i_{NA} , \quad (3.24)$$

$$\delta i_{BC} = i_{LB} - i_{NB} + \delta i_{AB} , \quad (3.25)$$

$$\delta i_{LD} = i_{ND} - i_{LD} . \quad (3.26)$$

Não sendo verificada a convergência, que compara o maior resíduo com a tolerância especificada, passa-se a correção das fontes de tensão fictícias. Essas correntes residuais são as excitações para o circuito equivalente linearizado do conversor CA/CC, como mostrado na Figura 3.7. As tensões entre os terminais das fontes de corrente residuais neste circuito são as correções para serem adicionadas às tensões e_{AB} , e_{BC} e e_{LD} . Esse cálculo se processa do seguinte modo :

$$\begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} & G_{14} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} & G_{24} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} & G_{34} \\ G_{41} & G_{42} & G_{43} & G_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta i_{AB} \\ \delta i_{BC} - \delta i_{AB} \\ -\delta i_{BC} \\ \delta i_{LD} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

com,

$$G_{11} = G_{LA} + G_{LC} + G_{DA1} + G_{DA2} , \quad (3.28)$$

$$G_{22} = G_{LA} + G_{LB} + G_{DB1} + G_{DB2} , \quad (3.29)$$

$$G_{33} = G_{LB} + G_{LC} + G_{DC1} + G_{DC2} , \quad (3.30)$$

$$G_{44} = G_{DA1} + G_{DB1} + G_{DC1} + G_{LD} , \quad (3.31)$$

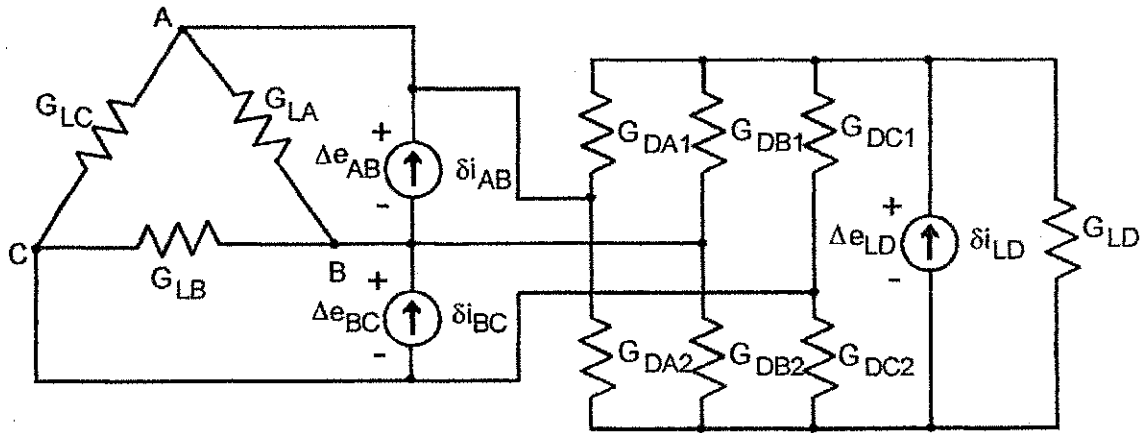


Figura 3.7 : Equivalente linearizado do conversor CA/CC.

$$G_{12} = G_{21} = -G_{LA} , \quad (3.32)$$

$$G_{13} = G_{31} = -G_{LC} , \quad (3.33)$$

$$G_{14} = G_{41} = -G_{DA1} , \quad (3.34)$$

$$G_{23} = G_{32} = -G_{LB} , \quad (3.35)$$

$$G_{24} = G_{42} = -G_{DB1} , \quad (3.36)$$

$$G_{34} = G_{43} = -G_{DC1} . \quad (3.37)$$

Daí,

$$\Delta e_{AB} = V_1 - V_2 , \quad (3.38)$$

$$\Delta e_{BC} = V_2 - V_3 , \quad (3.39)$$

$$\Delta e_{LD} = V_4 . \quad (3.40)$$

Assim,

$$e_{AB}^{k+1} = e_{AB}^k + \Delta e_{AB} , \quad (3.41)$$

$$e_{BC}^{k+1} = e_{BC}^k + \Delta e_{BC} , \quad (3.42)$$

$$e_{LD}^{k+1} = e_{LD}^k + \Delta e_{LD} . \quad (3.43)$$

O processo iterativo continua até a convergência. Então, o algoritmo para o cálculo da resposta em regime transitório do conversor CA/CC de 6 pulsos utilizando a nova proposta é :

- i. Fazer $k = 0$, $e_{AB}^k = e_{BC}^k = e_{LD}^k = 0$ e $I_{LA} = I_{LB} = I_{LC} = I_{LD} = 0$;
- ii. Repetir os passos iii a ix para $512\Delta t$ por período, quantos períodos forem necessários para atingir o regime permanente;
- iii. Determinar as correntes nas partes lineares i_{LA} , i_{LB} e i_{LD} (Eqs. 3.1 a 3.8);
- iv. Determinar as correntes da parte não-linear i_{NA} , i_{NB} e i_{ND} através do procedimento recursivo (Eqs. 3.9 a 3.23);
- v. Determinar os resíduos de corrente δi_{AB} , δi_{BC} e δi_{LD} (Eqs. 3.24 a 3.26) e verificar a convergência;
- vi. Determinar as correções das fontes de tensão fictícias Δe_{AB} , Δe_{BC} e Δe_{LD} (Eqs. 3.27 a 3.43), caso não convirja;
- vii. Repetir os passos iii a vi até a convergência;
- viii. Atualizar as fontes de corrente fictícias I_{LA} , I_{LB} e I_{LD} ;
- ix. Armazenar os valores de $i_{LA}(n\Delta t)$, $i_{LB}(n\Delta t)$, $i_{LC}(n\Delta t)$, $i_{LD}(n\Delta t)$, $e_{AB}(n\Delta t)$, $e_{BC}(n\Delta t)$, $e_{CA}(n\Delta t)$ e $e_{LD}(n\Delta t)$.

É importante observar que existem dois processos iterativos nesse algoritmo. O principal processo (externo) determina a redução progressiva das correntes residuais δi_{AB} , δi_{BC} e δi_{LD} , enquanto o processo secundário (interno) determina as correntes da parte não-linear i_{NA} , i_{NB} e i_{ND} .

Na seção seguinte é apresentado o modelo discreto adotado para os elementos reativos.

3.2 Equivalente discreto para os elementos reativos :

O equivalente discreto para os elementos reativos (indutores e capacitores) mais utilizado nos programas computacionais para cálculo de transitório é o que faz uso do modelo equivalente de Norton, derivado da regra de integração trapezoidal (DOMMELL, 1969). A regra de integração trapezoidal é a mais apropriada para tal fim,

pois a mesma apresenta bom desempenho em termos de erro de amplitude e erro de fase (MARTÍ, 1989). Porém, quando a regra trapezoidal é utilizada como diferenciador, isto é, na determinação da tensão no indutor após uma interrupção de corrente, ou na determinação da corrente no capacitor após a sua energização, problemas de oscilação numérica são observados (MARTÍ, 1989).

Os problemas de oscilação numérica da regra trapezoidal enquanto diferenciador podem ser resolvidos pela aplicação da regra de integração Euler regressivo, incorporada a solução normal (CDA, Critical Damping Adjustment) ou através do amortecimento das oscilações, pela utilização de resistências fictícias ligadas em paralelo com as indutâncias e em série com os capacitores. No método proposto para a determinação da resposta de circuitos não-lineares aplicada à solução do conversor CA/CC de 6 pulsos, não é necessário fazer o acompanhamento da seqüência de chaveamento das válvulas, ou seja, o mapa ou tabela de chaveamento não precisa ser conhecido antecipadamente. Por isso, optou-se pela não aplicação do procedimento CDA, que exige na sua implementação a monitoração dos chaveamentos ocorridos no circuito, eliminando assim essa interessante característica do método utilizado.

A outra solução que pode ser adotada para o amortecimento das oscilações numéricas é aquela que faz uso de resistências de amortecimento. Esse processo é chamado de regra de integração trapezoidal amortecida. Na implementação computacional da metodologia proposta para a análise de circuitos elétricos não-lineares usando-se a regra trapezoidal com amortecimento ótimo (MIRANDA, 1992), verifica-se a existência de "spikes" nas formas-de-onda das tensões CC e CA. Ou seja, a primeira oscilação numérica após a ocorrência de chaveamento de válvula nem sempre é devidamente amortecida. A Figura 3.8 ilustra esse fato na tensão CC do conversor CA/CC da Figura 3.1

Com base no exposto, é adotada a regra de integração Euler regressivo, por não apresentar problemas de oscilação numérica, embora apresente erro de fase maior que as regras trapezoidal e trapezoidal amortecida (MIRANDA, 1992). Mesmo assim, não são comprometidos os resultados finais da análise do conversor CA/CC, conforme é mostrado no item 3.4. Dessa forma, o modelo equivalente discreto implementado para os conjuntos RL série fica :

$$i_L(t) = G_L \cdot v_L(t) + I_L(t - \Delta t), \quad (3.44)$$

$$G_L = \frac{1}{R_L + R}, \quad (3.45)$$

$$R_L = \frac{L}{\Delta t}, \quad (3.46)$$

$$I_L(t - \Delta t) = \left(\frac{R_L}{R_L + R} \right) \cdot i_L(t - \Delta t). \quad (3.47)$$

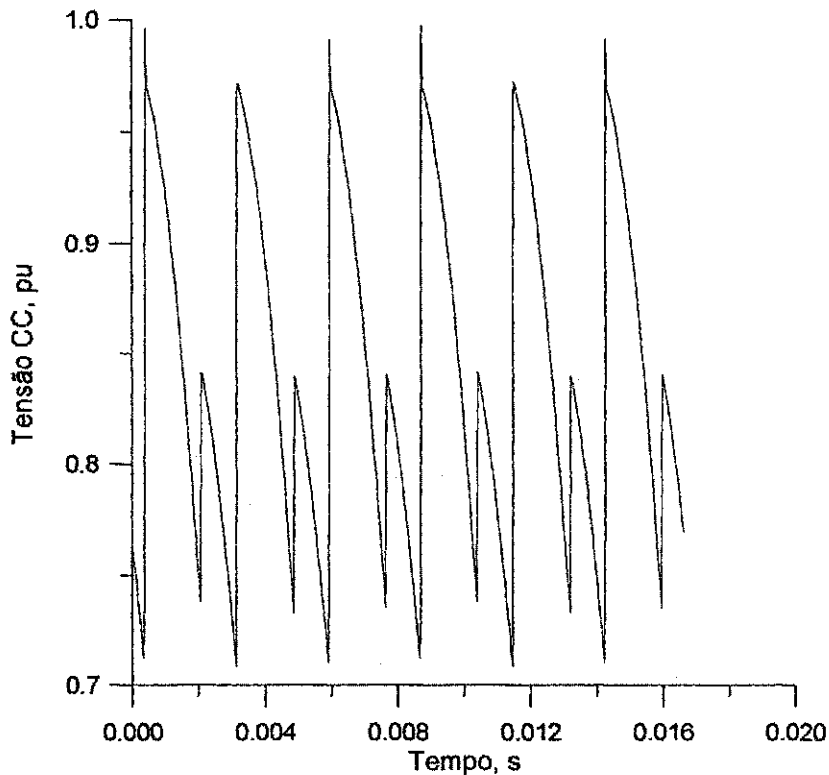


Figura 3.8 : Ocorrência de “spikes” na tensão CC.

3.3 Resposta em regime permanente :

Para a obtenção da resposta em regime permanente do conversor CA/CC de 6 pulsos as fontes de tensão fictícias $e_{AB}(t)$, $e_{BC}(t)$ e $e_{LD}(t)$, Figura 3.3, são agora periodicamente variantes no tempo.

O regime permanente das partes lineares pode ser obtido pela análise no domínio da frequência, para o caso em que os parâmetros dos seus componentes sejam dependentes da frequência, ou no domínio do tempo. Sendo aqui realizada essa última forma, resultando nas correntes periódicas $i_{LA}(t)$, $i_{LB}(t)$ e $i_{LD}(t)$. Correntes essas obtidas através da versão linear do algoritmo de Aprille e Trick, apresentado no item 2.3.2 do capítulo anterior. Para isso cinco transitórios são gerados. Quatro para a solução homogênea (três indutores no lado CA e um no lado CC) e mais um para a

solução particular. A parte não-linear, entretanto, é analisada no domínio do tempo, sendo determinadas as correntes periódicas $i_{NA}(t)$, $i_{NB}(t)$ e $i_{ND}(t)$, bem como as resistências equivalentes variantes no tempo das válvulas.

Os resíduos periódicos de corrente $\delta i_{AB}(t)$, $\delta i_{BC}(t)$ e $\delta i_{LD}(t)$ que fluem pelas fontes de tensão fictícias $e_{AB}(t)$, $e_{BC}(t)$ e $e_{LD}(t)$ são então calculados, de forma semelhante como descrito nas Equações (3.24) a (3.26).

As correções periódicas para as fontes de tensão fictícias $\Delta e_{AB}(t)$, $\Delta e_{BC}(t)$ e $\Delta e_{LD}(t)$ são obtidas a partir do circuito equivalente para pequenos sinais, idêntico ao da Figura 3.7. Porém, as excitações deste circuito são os resíduos periódicos de corrente e as válvulas são substituídas por resistências variantes no tempo e periódicas. Assim, o circuito equivalente para pequenos sinais é linear, muito embora variante no tempo. Daí, a sua resposta em regime permanente pode ser determinada com uma iteração do algoritmo de Aprille e Trick, como descrito no capítulo último.

As tensões periódicas entre os terminais das fontes de corrente residuais no circuito equivalente para pequenos sinais são as correções a serem adicionadas às fontes de tensão fictícias e a próxima iteração e processo iterativo pode continuar. O teste de convergência é baseado no valor rms normalizado das formas-de-onda dos resíduos de corrente $\delta i_{AB}(t)$, $\delta i_{BC}(t)$ e $\delta i_{LD}(t)$.

3.4 Resultados e discussões :

As respostas ao transitório e em regime permanente do conversor CA/CC de 6 pulsos são calculadas usando-se a técnica proposta. Um microcomputador compatível com IBM-PC com processador de 200 MHz é utilizado em todas as computações. O número de passos de tempo por período fundamental é igual a 512, que é adequado para o cálculo do transitório, bem como para a análise de harmônicos nas formas-de-onda em regime permanente usando FFT. Durante as simulações computacionais é usada aritmética de dupla precisão. A curva característica das válvulas é assim adotada :

$$G_{on} = 250,0S \quad , \quad (3.48)$$

$$G_{off} = 0,2 \times 10^{-7} S \quad , \quad (3.49)$$

$$I_{don} = G_{on} \cdot V_d \quad , \quad (3.50)$$

$$I_{doff} = G_{off} \cdot V_d \quad . \quad (3.51)$$

Para assegurar a convergência, em cada iteração do procedimento de Newton-Raphson da nova técnica tanto em regime transitório quanto em regime permanente, somente uma fração da correção é adicionada para aproximar a solução, ou seja, $v_D^{k+1} = v_D^k + q\Delta v_D^k$, onde $0 < q \leq 1$. O valor ótimo de q é obtido através de busca unidimensional usando-se a fórmula de recorrência

$$q = 1/(1,2^{k-1}), \text{ para } k = 1, \dots, 50. \quad (3.52)$$

O valor de q será ótimo quando a aproximação da solução calculada com ele gere um erro das correntes residuais mínimo. Este procedimento aumenta o tempo de computação, porém assegura a convergência.

Os parâmetros do conversor CA/CC de 6 pulsos e do sistema de controle a corrente constante usados nas simulações são mostrados na Tabela 3.1. Esses parâmetros foram adaptados de (SMITH et al, 1995), (ARRILLAGA et al, 1997) e (PERKINS & IRAVANI, 1997), e correspondem a um modelo reduzido do Cigré Benchmark (SZECHTMAN et al, 1991). O sistema de controle é semelhante ao descrito na Figura 3.2. A corrente de referência i_{REF} foi fixada em 2 kA para todas as simulações. Os instantes de gatilhamento das válvulas são sincronizados com os ângulos de condução natural das tensões entre fases do sistema CA, que são determinados antes do início do processo iterativo.

As formas-de-onda iniciais das fontes periódicas de tensão fictícias $e_{AB}(t)$, $e_{BC}(t)$ e $e_{LD}(t)$ são necessárias para dar partida ao processo iterativo da solução em regime permanente. Para isso, alguns ciclos de transitório são calculados. O critério de parada desse cálculo monitora o valor médio do ângulo de disparo α_0 de modo que quando esse valor não varia, dentro de uma tolerância especificada, o cálculo do transitório é interrompido, e as formas-de-onda geradas no último ciclo são utilizadas como estimativas iniciais para o cálculo do regime permanente. Para uma tolerância de 1% são necessários 10 ciclos de transitórios para compor a estimativa inicial do regime permanente para o caso sem distorção e 12 ciclos para o caso com distorção (ver definição dos casos mais adiante). A tolerância da corrente residual é ajustada em 10^{-6} .

Cabe aqui um comentário sobre esse critério de parada. O mesmo ainda pode ser objeto de estudo na tentativa de refiná-lo, visto que o valor da tolerância igual a 1% foi determinado a partir de tentativa e erro. Automatizar a escolha dessa tolerância é ainda um trabalho a se fazer, ou buscar outros critérios de geração da estimativa para o regime

permanente, como por exemplo, utilizando a resposta ideal do conversor para compor a estimativa.

Tabela 3.1 : Parâmetros do conversor CA/CC

Parâmetro	Valor
R_G	0,1 Ω
L_G	0,216H
R_D	5 Ω
L_D	0,82888H
$EG_{AB}, EG_{BC}, EG_{CA}$	426,9114V
E_{DC}	495kV
i_{REF}	2kA
f	60Hz
G	1,0 Ω
P	1,0989
T_c	0,001
T_i	0,0091

A primeira simulação consiste na verificação do comportamento do sistema de controle frente ao transitório provocado por um curto-circuito nos terminais da fonte de tensão E_{DC} . Foi computada a resposta ao transitório para 14 ciclos da frequência fundamental e em seguida o curto-circuito foi provocado. A Figura 3.9 mostra a corrente de saída a partir do 14^o período. É possível observar nesta figura que a corrente cresce rapidamente assim que a fonte E_{DC} é curto-circuitada. O sistema de controle reage imediatamente através do ajuste do ângulo de disparo e a corrente de saída decai para o valor da corrente de referência i_{REF} . Comportamento similar é encontrado em (FEHRLE & LASSETER, 1980).

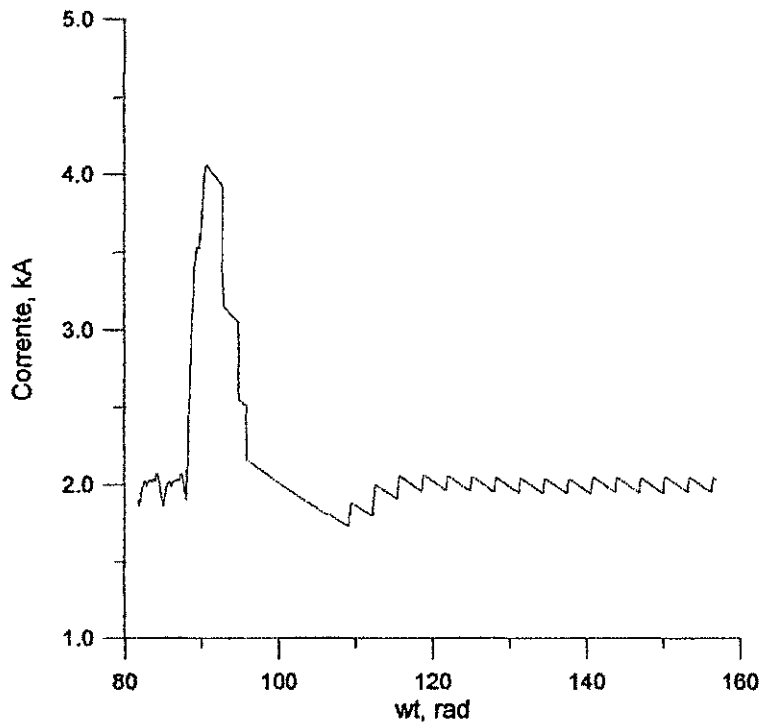


Figura 3.9 : Corrente de saída transitória após curto-circuito.

As Figuras 3.10, 3.11, 3.12 e 3.13 mostram a solução em regime permanente para a tensão CA aplicada à ponte, corrente CA de linha, tensão e corrente CC de saída, para as tensões do sistema CA balanceadas e sem distorção, confrontadas com os resultados obtidos através do programa para cálculo de transitório MicroTran[®] (MicroTran, 1992). Para o caso das tensões CA distorcidas e em pu, como indicadas abaixo, as Figuras 3.14, 3.15, 3.16 e 3.17 mostram os resultados, também confrontados com resultados do MicroTran[®].

$$EG_{AN} = \text{sen } \omega t + 0,071 \cdot \text{sen}(\omega t + 1,034) + 0,011 \cdot \text{sen}(3\omega t - 0,439) + 0,102 \cdot \text{sen}(3\omega t + 1,357) \quad (3.60)$$

$$EG_{BN} = \text{sen}(\omega t - 2,0944) + 0,071 \cdot \text{sen}(\omega t + 3,1284) + 0,011 \cdot \text{sen}(3\omega t - 2,5334) + 0,102 \cdot \text{sen}(3\omega t + 3,1284) \quad (3.61)$$

$$EG_{CN} = \text{sen}(\omega t + 2,0944) + 0,071 \cdot \text{sen}(\omega t - 1,0604) + 0,011 \cdot \text{sen}(3\omega t + 1,6554) + 0,102 \cdot \text{sen}(3\omega t - 0,7374) \quad (3.62)$$

Em ambos os casos, o sistema de controle a corrente constante é ativado e seu funcionamento é idêntico ao descrito na seção 2.2 do Capítulo II, porém com os ângulos de disparo das válvulas não igualmente espaçados. Esses ângulos são funções dos parâmetros do controlador, do “ripple” CC e dos harmônicos da tensão CC.

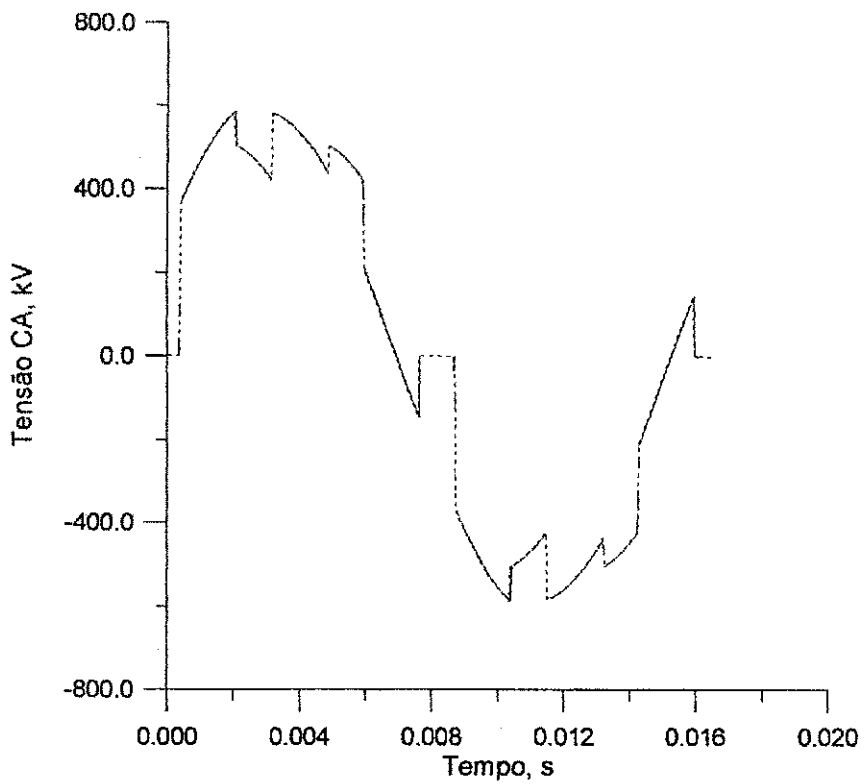
O valor médio, para as grandezas contínuas, e o valor rms, para as grandezas alternadas, são utilizados como parâmetros de comparação entre os resultados obtidos pela nova técnica de análise e o MicroTran[®], para efeito de validação. Nessa comparação verifica-se uma boa correlação, sendo os erros percentuais calculados para os valores médio e rms das tensões e correntes contínuas e alternadas, respectivamente, mostradas na Tabela 3.2, para o caso sem distorção, e na Tabela 3.3, para o caso com distorção.

Tabela 3.2 : Erro percentual (caso sem distorção).

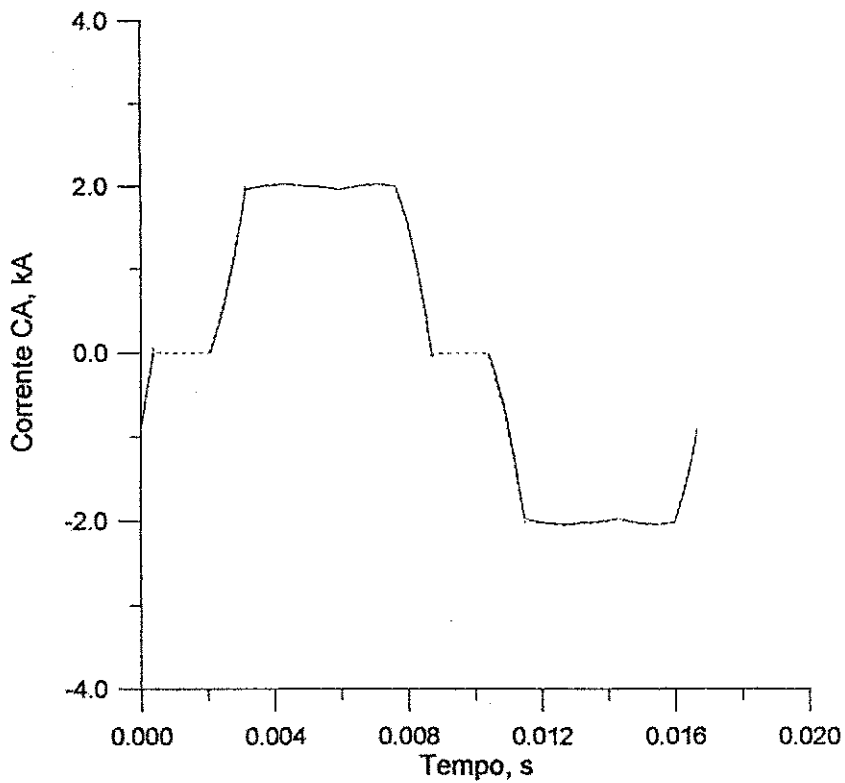
	Valor rms		
Grandeza	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _{CA} (kV)	408,8389	408,0262	0,1987
I _{CA} (kA)	1,5861	1,5921	0,3778
	Valor médio		
Grandeza	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _{CC} (kV)	505,0184	502,5990	0,4790
I _{CC} (kA)	2,0036	2,0118	0,4097

Tabela 3.3 : Erro percentual (caso com distorção).

	Valor rms		
Grandeza	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _{CA} (kV)	439,6096	438,8936	0,1627
I _{CA} (kA)	1,6274	1,6484	1,2928
	Valor médio		
Grandeza	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _{CC} (kV)	504,9808	502,4988	0,4915
I _{CC} (kA)	1,9961	2,0246	1,4280



**Figura 3.10 : Tensão CA na ponte (caso sem distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.**



**Figura 3.11 : Corrente CA de linha (caso sem distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.**

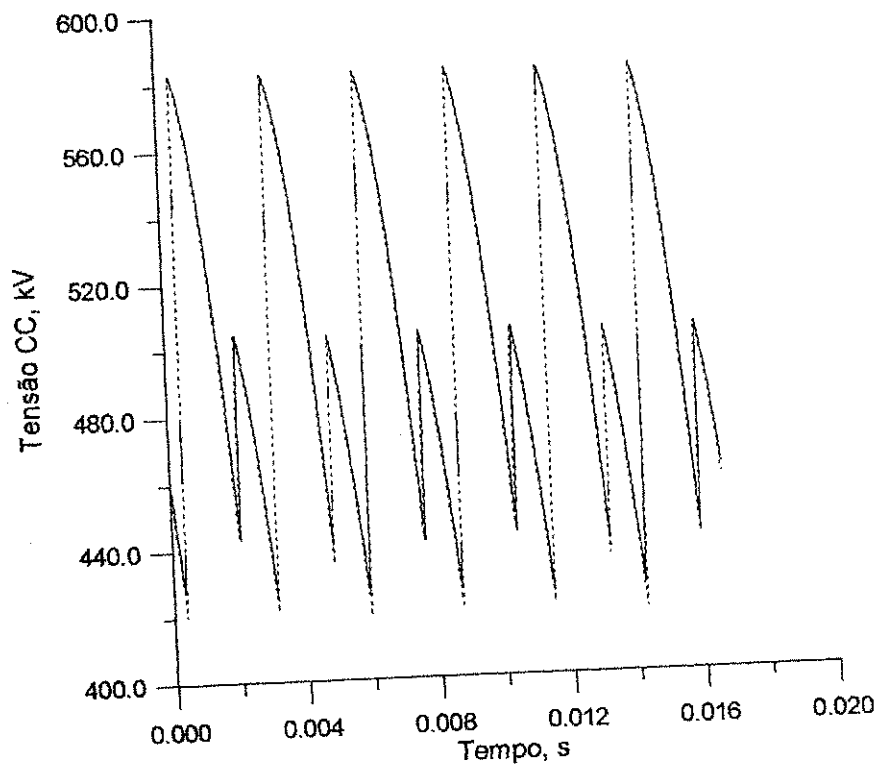


Figura 3.12 : Tensão CC de saída (caso sem distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.

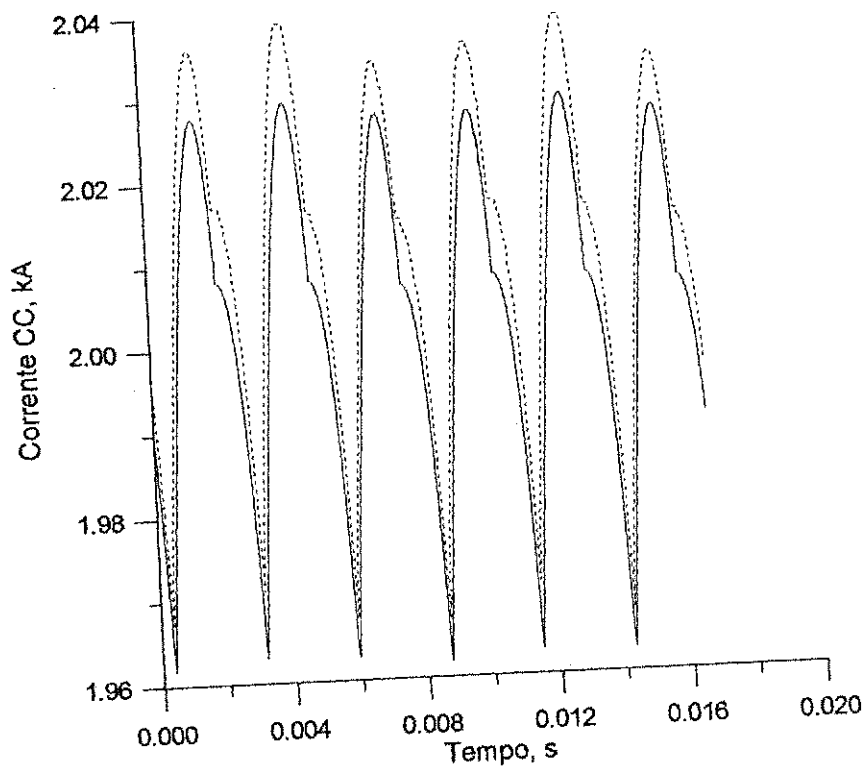
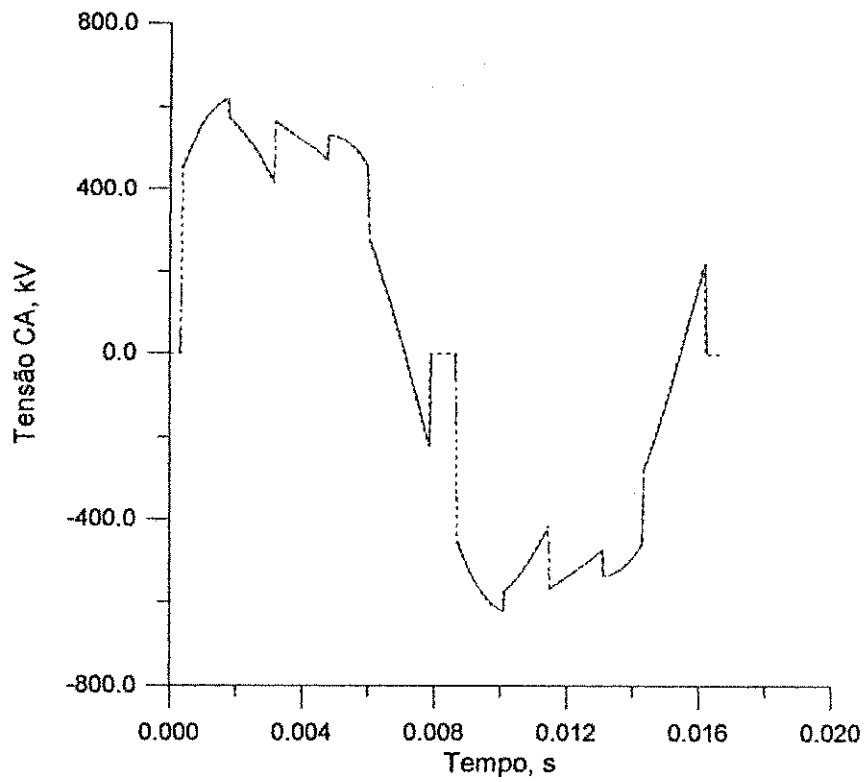
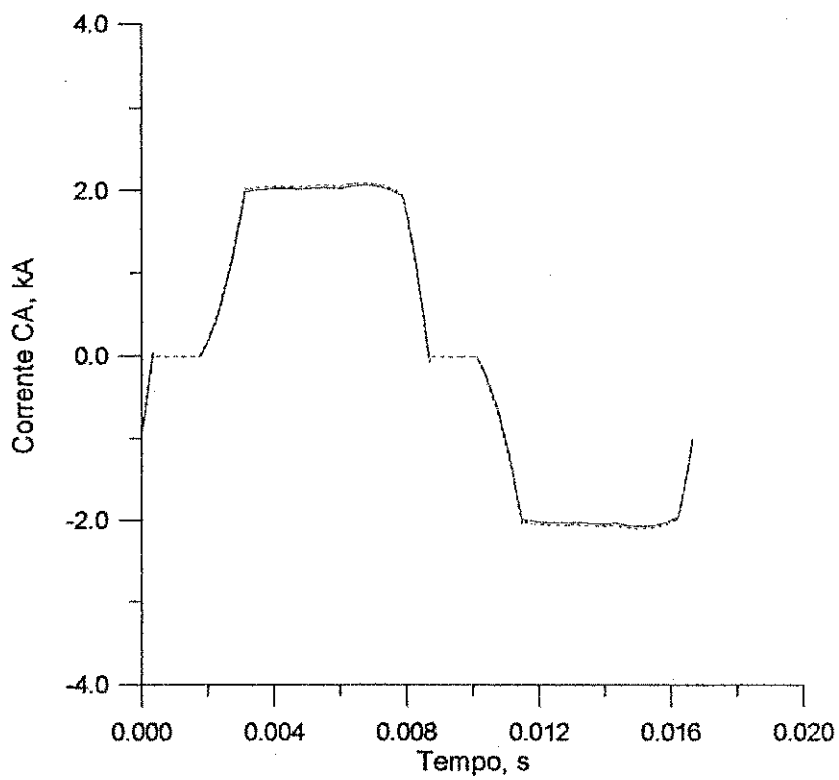


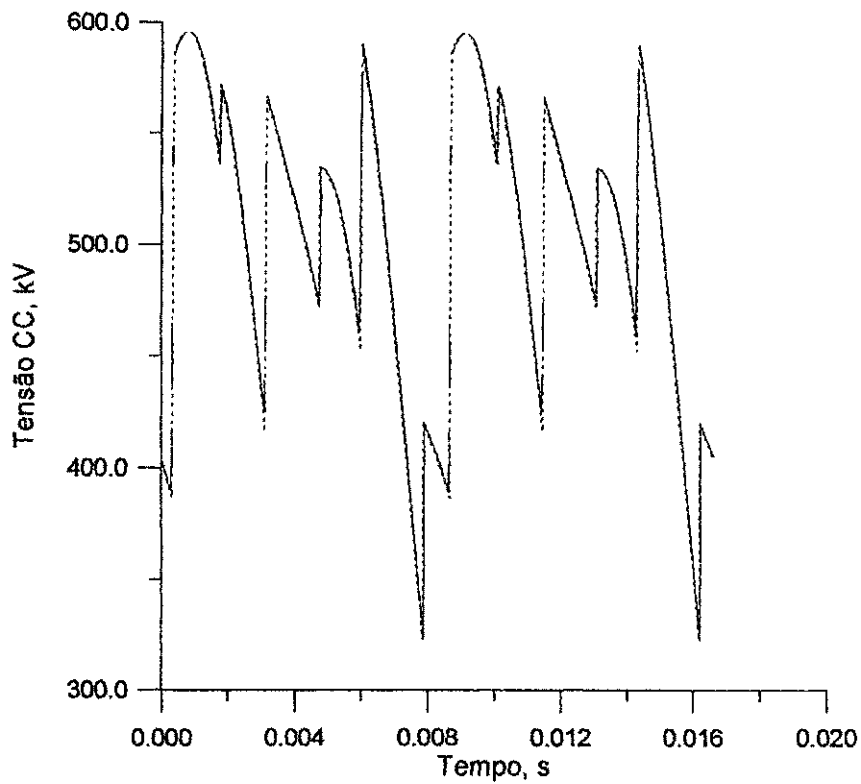
Figura 3.13 : Corrente CC de saída (caso sem distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.



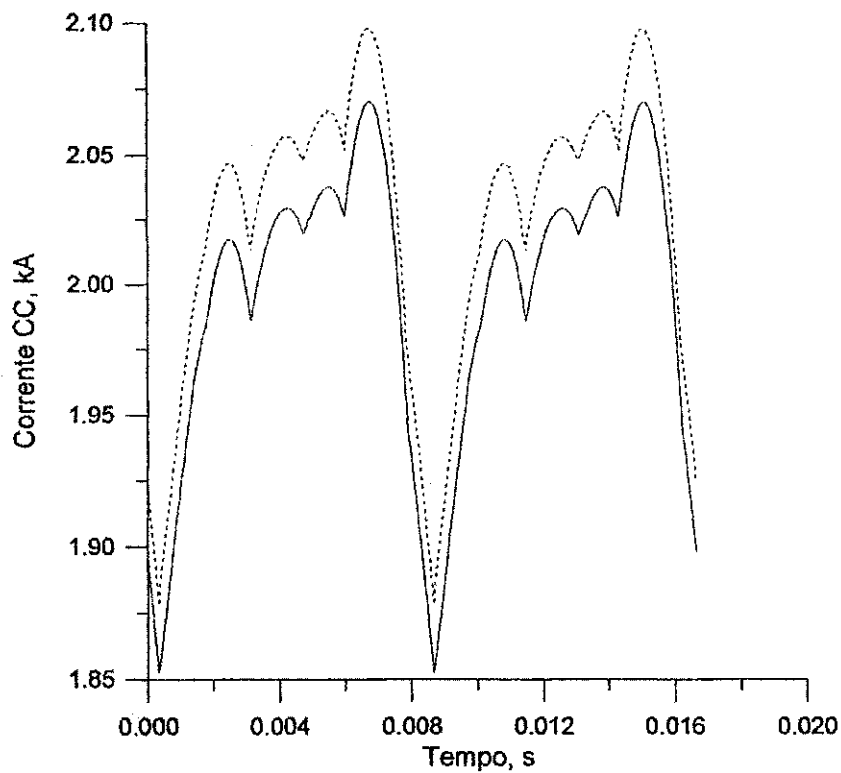
**Figura 3.14 : Tensão CA na ponte (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran® .**



**Figura 3.15 : Corrente CA de linha (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran® .**



**Figura 3.16 : Tensão CC de saída (caso com distorção);
(—) Modelo , (---) MicroTran®.**



**Figura 3.17 : Corrente CC de saída (caso com distorção);
(—) Modelo , (---) MicroTran®.**

Uma outra forma de confrontação dos resultados obtidos consiste nas comparações dos erros médios e máximos quadráticos, conforme equações descritas no Capítulo III, bem como nas comparações dos harmônicos de tensão e de corrente, em módulo e fase, tanto CA quanto CC. As Tabelas 3.4 e 3.5 mostram os valores dos erros médios e máximos quadráticos para os casos sem e com distorção da fonte de tensão, enquanto as Tabelas 3.6 a 3.13 apresentam o confronto dos valores de módulos e fases dos harmônicos de tensão e de corrente, CA e CC (até a 25ª ordem), como também o cálculo do resíduo dessa comparação, para os resultados obtidos pela nova técnica de análise e pelo MicroTran®.

A análise dos erros médio e máximo, para ambos os casos em estudo, indica que para o primeiro uma boa correlação é verificada, enquanto para o segundo percebem-se valores destoantes para as tensões CA e CC, que podem ser explicados por uma possível diferença nos processos de gatilhamento das válvulas da ponte, no que toca a determinação dos pontos de disparo, adotados na implementação da nova técnica de análise em apreço e o MicroTran®, fazendo com que para alguns pontos os valores numéricos sejam bastante diferentes.

Tabela 3.4 : Erros médio e máximo (caso sem distorção).

	Erro médio Quadrático
Grandeza	(%)
V _{CA}	1,2995
I _{CA}	1,5213
V _{CC}	1,4338
I _{CC}	0,4170
	Erro máximo Quadrático
Grandeza	(%)
V _{CA}	35,7164
I _{CA}	4,0676
V _{CC}	12,4413
I _{CC}	0,5877

Tabela 3.5 : Erros médio e máximo (caso com distorção).

	Erro médio Quadrático
Grandeza	(%)
V _{CA}	4,0393
I _{CA}	1,7604
V _{CC}	2,0413
I _{CC}	1,4298
	Erro máximo Quadrático
Grandeza	(%)
V _{CA}	50,7271
I _{CA}	4,2770
V _{CC}	19,1405
I _{CC}	1,5642

Tabela 3.6 : Harmônicos da tensão CA (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran[®]	Erro	Modelo	MicroTran[®]	Erro
1	397,5775	396,1085	0,37 %	0,3608	0,3654	1,25 %
5	63,4731	64,9670	2,29 %	-1,4407	-1,4256	1,06 %
7	50,6134	52,6408	3,85 %	-1,3249	-1,3027	1,71 %
11	27,3072	26,2513	4,02 %	-1,3886	-1,3896	0,07 %
13	19,2507	18,5687	3,67 %	-1,4147	-1,4197	0,35 %
17	9,9378	11,0559	10,11 %	-2,8463	-2,9092	2,16 %
19	12,0865	14,0317	13,86 %	-3,0996	-3,1189	0,62 %
23	14,7225	14,2429	3,36 %	-2,9131	-2,9521	1,32 %
25	14,1418	14,4487	2,12 %	-2,9374	-2,9881	1,69 %

Tabela 3.7 : Harmônicos da corrente CA (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kA)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
1	1,5538	1,5599	0,38 %	-0,4840	-0,4743	2,05 %
5	0,2707	0,2711	0,17 %	0,6903	0,7346	6,04 %
7	0,1528	0,1528	0,01 %	-2,2751	-1,6436	38,41 %
11	0,0529	0,0523	1,11 %	0,7873	0,8722	9,73 %
13	0,0312	0,0308	1,11 %	-0,2833	-0,1985	42,71 %
17	0,0126	0,0135	6,79 %	-0,6452	-0,5323	21,21 %
19	0,0135	0,0145	6,62 %	-1,9077	-1,7366	9,85 %
23	0,0138	0,0142	2,57 %	-1,1073	-0,9127	21,31 %
25	0,0118	0,0120	1,68 %	-2,1200	-1,9136	10,78 %

Tabela 3.8 : Harmônicos da tensão CC (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
0	505,0184	502,5990	0,48 %	0,00	0,00	0,00 %
6	33,3452	32,6455	1,49 %	-0,5626	-0,5712	1,49 %
12	19,5516	20,7301	5,68 %	-2,1984	-2,1922	0,28 %
18	15,9685	15,6758	1,87 %	-2,3457	-2,3302	0,67 %
24	5,3945	5,9713	9,66 %	2,7628	2,6017	6,19 %

Tabela 3.9 : Harmônicos da corrente CC (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kA)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
0	2,0037	2,0119	0,41 %	0,00	0,00	0,00 %
6	0,0177	0,0176	0,25 %	-2,0939	-2,0604	1,63 %
12	0,0052	0,0053	1,43 %	2,5889	2,6697	3,02 %
18	0,0028	0,0028	0,52 %	2,4779	2,5868	4,21 %
24	0,0007	0,0008	7,33 %	1,3399	1,4675	8,69 %

Tabela 3.10 : Harmônicos da tensão CA (caso com distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
1	425,6561	424,0555	0,37 %	0,3706	-0,3737	0,81 %
5	41,0726	40,7485	0,79 %	0,8479	0,8771	3,33 %
7	59,5952	62,1533	4,11 %	-1,4942	-1,4837	0,71 %
11	53,5606	55,9455	4,27 %	-1,4019	-1,3854	1,19 %
13	15,0548	15,8344	4,92 %	-1,9301	-1,8175	6,19 %
17	33,9685	33,8334	0,39 %	-1,5793	-1,5541	1,62 %
19	26,7025	26,4664	0,89 %	-1,6048	-1,6198	0,93 %
23	14,9866	15,2182	1,52 %	-1,1841	-1,0756	10,08 %
25	13,8545	12,1252	14,26 %	-1,8547	-1,8737	1,02 %

Tabela 3.11 : Harmônicos da corrente CA (caso com distorção)

Ordem	Amplitude (kA)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
1	1,5977	1,6185	1,28 %	-0,4779	-0,4706	1,57 %
5	0,0465	0,0455	2,10 %	-0,9167	-0,8653	5,94 %
7	0,2444	0,2478	1,37 %	0,6962	0,7296	4,58 %
11	0,1640	0,1645	0,33 %	-0,1752	-0,1238	41,45 %
13	0,0341	0,0338	0,84 %	-0,2881	-0,1647	74,89 %
17	0,0565	0,0575	1,84 %	0,3798	0,4469	15,02 %
19	0,0382	0,0374	2,32 %	-0,2191	-0,1458	50,28 %
23	0,0159	0,0160	0,48 %	0,6082	0,7651	20,50 %
25	0,0250	0,0250	0,09 %	-0,0125	0,0829	115,1 %

Tabela 3.12 : Harmônicos da tensão CC (caso com distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
0	504,9809	502,4988	0,49 %	0,00	0,00	0,00 %
6	26,2517	26,6290	1,42 %	-0,6875	-0,6673	3,02 %
12	38,4317	38,3228	0,28 %	-0,6002	-0,5528	8,57 %
18	34,2407	33,4209	2,45 %	-0,6059	-0,6322	4,16 %
24	6,0916	6,0160	1,25 %	-0,1961	-0,2022	2,98 %

Tabela 3.13 : Harmônicos da corrente CC (caso com distorção)

Ordem	Amplitude (kA)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
0	1,9962	2,0247	1,41 %	0,00	0,00	0,00 %
6	0,0420	0,0416	0,88 %	-2,2380	-2,2192	0,85 %
12	0,0307	0,0307	0,03 %	-2,1425	-2,1079	1,63 %
18	0,0183	0,0181	1,10 %	-2,1372	-2,1190	0,86 %
24	0,0024	0,0024	0,09 %	-1,7158	-1,6407	4,57 %

Com referência aos erros dos componentes harmônicos de tensão e de corrente CA e CC, também constata-se uma boa correlação de resultados de módulos e fases, principalmente dos primeiros pela importância, cujos erros para os componentes harmônicos mais significativos (baixa ordem), em especial, apresentam valores percentuais que não ultrapassam ou ficam muito próximos de 5%.

No tocante à dinâmica da simulação computacional, para o caso sem distorção, o regime permanente é atingido em 34 ciclos de transitório, o que leva 1,43 segundos de processamento em um microcomputador com clock de 200 MHz. Utilizando o programa MicroTran[®], o regime permanente é alcançado em 3,2 segundos de processamento. Pelo processo de aceleração do cálculo do regime permanente, com uma estimativa de 10 ciclos de transitório, uma iteração é necessária para atingi-lo. O que leva 0,50 segundo de processamento para o mesmo caso e no mesmo microcomputador.

O regime permanente é alcançado em 38 ciclos de transitório, para o caso com distorção, sendo gastos 1,65 segundos no processamento (3,9 segundos no MicroTran[®]) em um microcomputador com clock de 200 MHz. Acelerando-se o cálculo do regime

permanente, com uma estimativa de 12 ciclos de transitório, só uma iteração é necessária para tal fim. O que leva 0,61 segundos para o mesmo caso, no mesmo microcomputador.

As Figuras 3.13 e 3.17 apresentam pequenas diferenças entre as formas-de-onda obtidas pela nova técnica e pelo MicroTran[®] devido a regra de integração Euler regressivo adotada na implementação computacional da nova técnica. Porém, a análise de erros mostra que essas diferenças são desprezíveis.

Pelo exposto acima, uma boa correlação de resultados entre o modelo proposto e o MicroTran[®] se verifica. Vê-se também, um ganho de tempo sensível na análise, em regime, do conversor CA/CC no domínio do tempo quando se faz uso do procedimento de aceleração da obtenção do regime permanente, o que pode viabilizar essa análise no domínio do tempo em casos onde o indicado seria a mesma ser feita no domínio da frequência pelo critério de tempo de simulação.

De forma semelhante ao aqui apresentado, o capítulo seguinte trata da análise do conversor CA/CC de 12 pulsos a tiristor.

CAPÍTULO IV

ANÁLISE DO CONVERSOR CA/CC DE 12 PULSOS A TIRISTOR : APLICAÇÃO DA NOVA PROPOSTA

De forma semelhante ao capítulo anterior, a resposta do conversor CA/CC de 12 pulsos em regime permanente é determinada através da aplicação da nova metodologia de análise de circuitos elétricos não-lineares.

O circuito do conversor CA/CC aqui analisado é baseado no modelo Cigré Benchmark (SZECHTMAN et al, 1991). Esse modelo foi concebido com os propósitos de estimular a comparação de estudos de simulação digital de sistemas de controle da corrente CC e prover casos de referência para testar simuladores e programas de computador, sendo aqui aproveitado apenas o circuito elétrico do conversor CA/CC.

O sistema CA do conversor é modelado através de circuitos equivalentes do tipo R-R-L, sendo balanceado e conectado em estrela aterrada, como são também conectados os primários dos dois transformadores. Um filtro passa-baixa e outro passa-alta formam os filtros de harmônicas ligados ao barramento CA juntamente com um banco de capacitores para correção de fator de potência. O sistema CC é representado através do circuito T equivalente, sendo o inversor substituído por uma fonte de tensão constante e o conversor, propriamente dito, é formado por duas pontes de 6 pulsos em série, configurando a operação de 12 pulsos.

Por opção, a análise do conversor CA/CC de 12 pulsos é feita sem o sistema de controle da corrente CC, embora o contrário pode ser feito sem grandes alterações no procedimento de cálculo, para efeito de comparação de resultados com (PERKINS, 1999) durante a fase de implementação. A validação da simulação é feita através do confronto de resultados do MicroTran[®].

4.1 Resposta em regime transitório :

A Figura 4.1 apresenta o conversor CA/CC de 12 pulsos Cigré Benchmark em estudo.

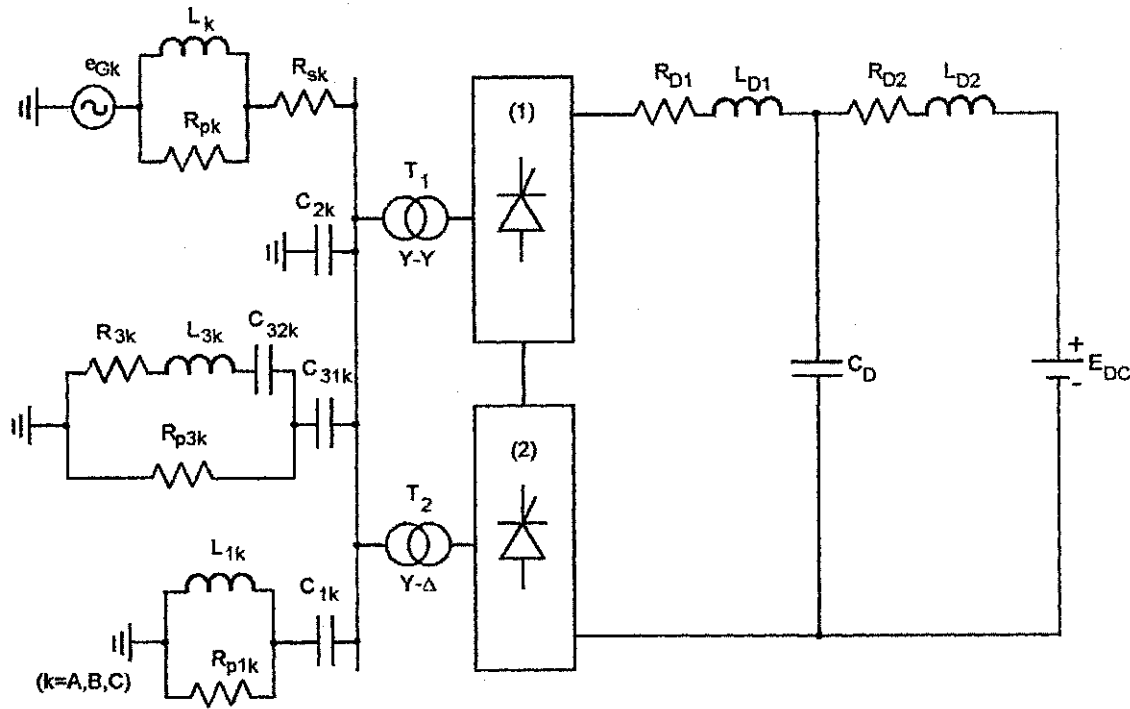


Figura 4.1 : Conversor CA/CC de 12 pulsos Cigré Benchmark.

Conforme a técnica proposta, as fontes fictícias de tensão são conectadas (Figura 4.2) de modo que o circuito do conversor CA/CC de 12 pulsos seja desmembrado nas partes linear e não-linear, como mostrado nas Figuras 4.3, 4.4 e 4.5.

A análise do circuito da parte linear da Figura 4.3 para a fase genérica ($k = A, B, C$) e para cada passo de tempo, fica :

$$i_{Gk} - i_{1k} - i_{2k} - i_{3k} - i_{T1k} - i_{T2k} = 0 \quad (4.1)$$

com,

$$i_{Gk} = \frac{G_{Sk} \cdot (G_{Lk} + G_{Pk})}{G_{Lk} + G_{Sk} + G_{Pk}} \cdot (e_{Gk} - v_k) + \frac{G_{Sk}}{G_{Lk} + G_{Sk} + G_{Pk}} \cdot I_{Lk} \quad (4.2)$$

$$i_{1k} = \frac{G_{C1k} \cdot (G_{L1k} + G_{P1k})}{G_{L1k} + G_{C1k} + G_{P1k}} \cdot v_k + \frac{G_{C1k}}{G_{L1k} + G_{C1k} + G_{P1k}} \cdot I_{L1k} - \frac{G_{L1k} + G_{P1k}}{G_{L1k} + G_{C1k} + G_{P1k}} \cdot I_{C1k} \quad (4.3)$$

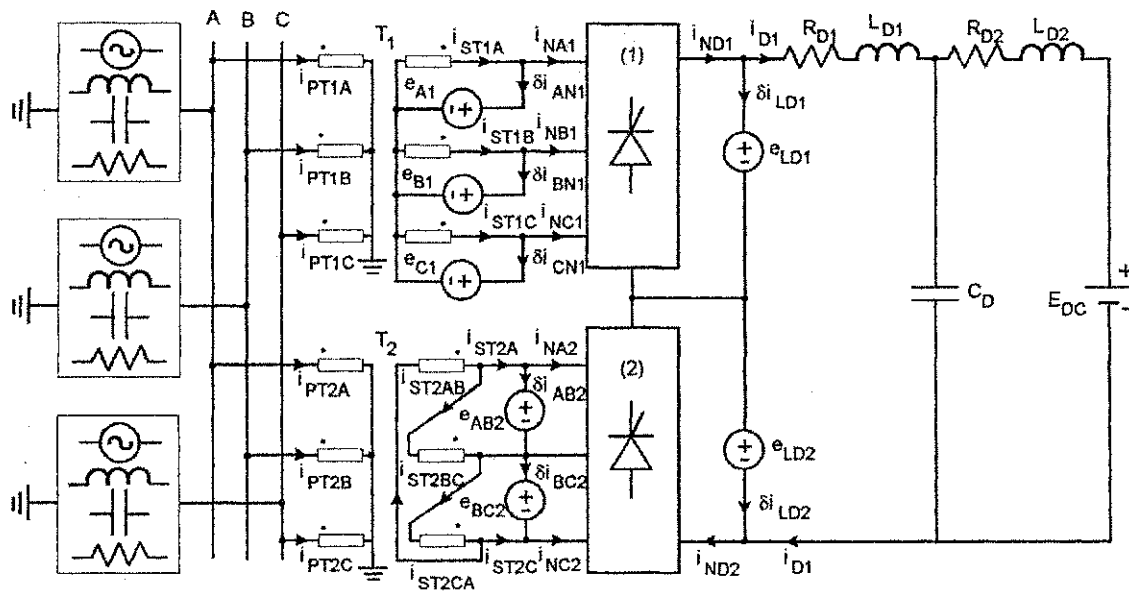


Figura 4.2 : Conexão das fontes fictícias de tensão.

$$i_{2k} = G_{C2k} \cdot v_k - I_{C2k} , \quad (4.4)$$

$$i_{3k} = \frac{G_{C31k} \cdot G_{L3k} \cdot (G_{P3k} + G_{C32k}) + G_{C31k} \cdot G_{P3k} \cdot G_{C32k}}{G_{L3k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k} + G_{C32k}) + G_{C32k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k})} \cdot v_k - \frac{G_{L3k} \cdot (G_{P3k} + G_{C32k}) + G_{P3k} \cdot G_{C32k}}{G_{L3k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k} + G_{C32k}) + G_{C32k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k})} \cdot I_{C31k} - \frac{G_{L3k} \cdot G_{C31k}}{G_{L3k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k} + G_{C32k}) + G_{C32k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k})} \cdot I_{C32k} + \frac{G_{C31k} \cdot G_{C32k}}{G_{L3k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k} + G_{C32k}) + G_{C32k} \cdot (G_{P3k} + G_{C31k})} \cdot I_{L3k} , \quad (4.5)$$

$$i_{PT1k} = G_{LT1k} \cdot (v_k - v_{PT1k}) + I_{LT1k} , \quad (4.6)$$

$$i_{PT2k} = G_{LT2k} \cdot (v_k - v_{PT2k}) + I_{LT2k} . \quad (4.7)$$

Assim, substituindo as Equações (4.2), (4.3), (4.4), (4.5), (4.6) e (4.7) em (4.1), obtêm-se a solução para v_k ($k = A, B, C$), pois as condutâncias do circuito são conhecidas, bem como as fontes de corrente fictícias dos equivalentes discretos dos elementos reativos. As tensões primárias dos transformadores 1 (Y-Y) e 2 (Y- Δ), v_{PT1k} e v_{PT2k} , são conhecidas visto que as suas tensões secundárias são estimadas pela conexão das fontes de tensão fictícias, de forma que :

$$v_{PT1k} = a_1 \cdot e_{k1} , \quad (4.8)$$

$$v_{PT2k} = -a_2 \cdot e_{y*2} , \quad (4.9)$$

para $k = A, B, C$ e $y = B, C, A$, sendo a_1 a relação de transformação do transformador Y-Y e $a_2 = a_1/\sqrt{3}$ para o transformador (Y- Δ).

Os resultados de interesse são as correntes nos secundários dos transformadores.

Portanto,

$$i_{ST1k} = a_1 \cdot i_{PT1k} \quad (4.10)$$

$$i_{ST2ky} = a_2 \cdot i_{PT2y} \quad (4.11)$$

para $k = A, B, C$ e $y = B, C, A$.

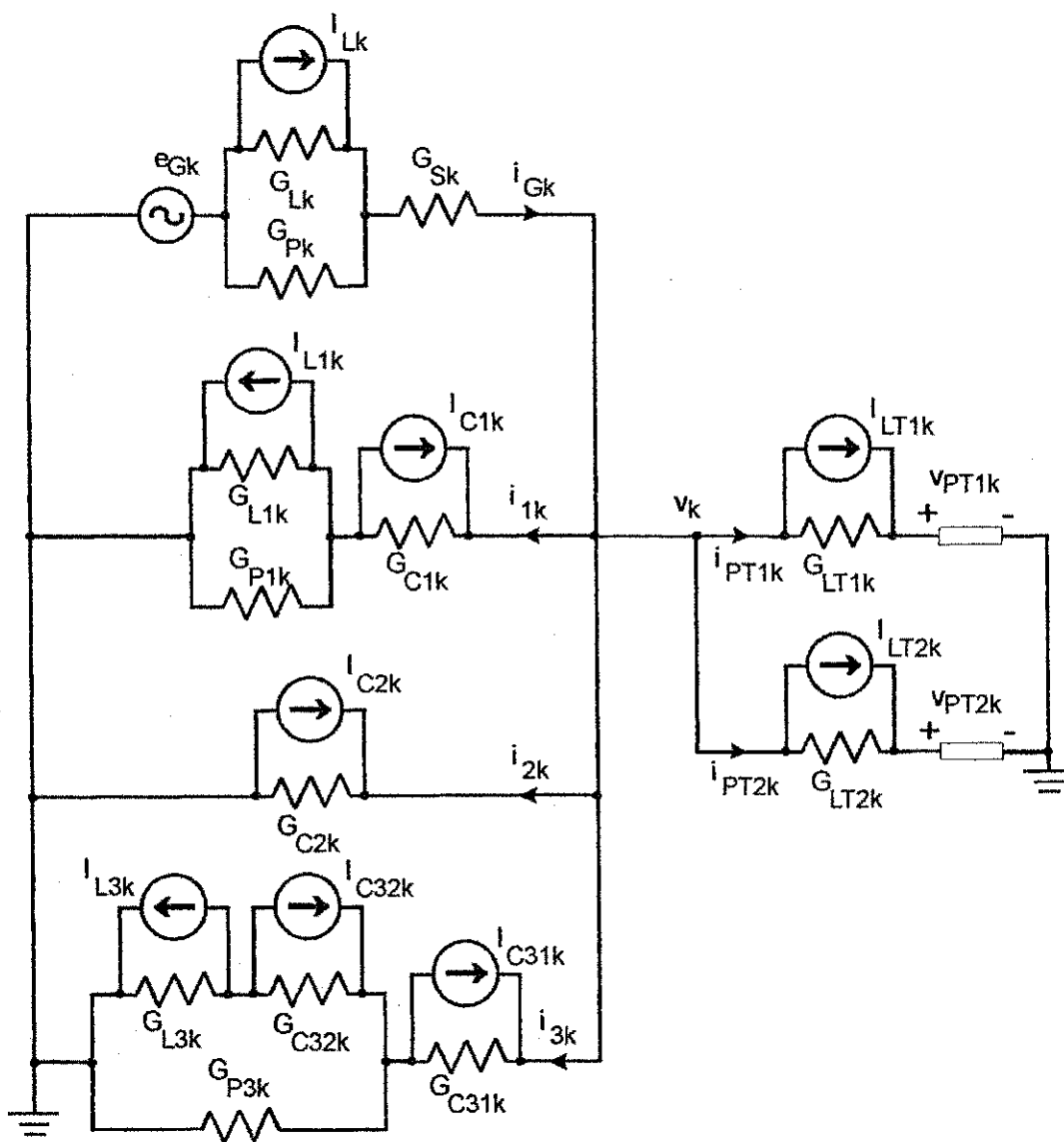


Figura 4.3 : Parte linear do subsistema CA (fase k).

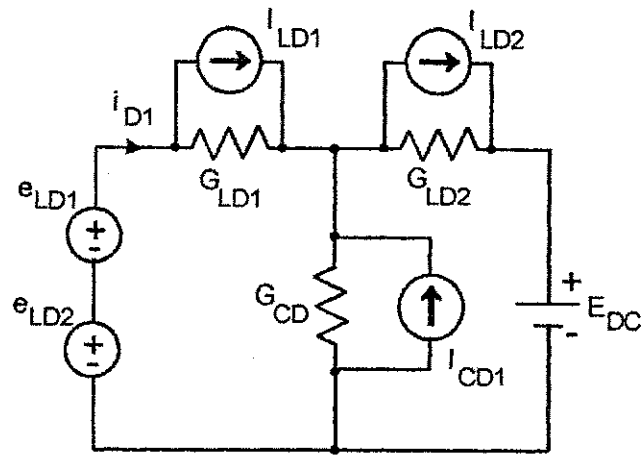


Figura 4.4 : Parte linear do subsistema CC.

Para a parte linear da Figura 4.4, a corrente de interesse fica :

$$i_{D1} = \frac{G_{LD1} \cdot (G_{LD2} + G_{CD})}{G_{LD1} + G_{LD2} + G_{CD}} \cdot (e_{LD} - E_{DC}) - \frac{G_{LD2} + G_{CD}}{G_{LD1} + G_{LD2} + G_{CD}} \cdot I_{LD1} + \frac{G_{LD1}}{G_{LD1} + G_{LD2} + G_{CD}} \cdot (I_{LD2} - I_{CD1}) \quad (4.12)$$

sendo

$$e_{LD} = e_{LD1} + e_{LD2} \quad (4.13)$$

A análise da parte não-linear (Figura 4.5) necessita da aplicação recursiva da técnica proposta, pelo fato de não ser possível o cálculo das tensões em todas as válvulas. Esse cálculo só é possível quando se conhece de antemão a tensão em pelo menos uma das válvulas da ponte. As tensões nas válvulas são necessárias para a determinação das correntes em cada uma delas, através da característica V-I, culminando com o cálculo das correntes da parte não-linear.

Assim, duas novas fontes fictícias de tensão são aplicadas, uma em cada ponte, e um novo processo iterativo é iniciado. A Figura 4.6 ilustra a conexão das fontes fictícias de tensão na parte não-linear.

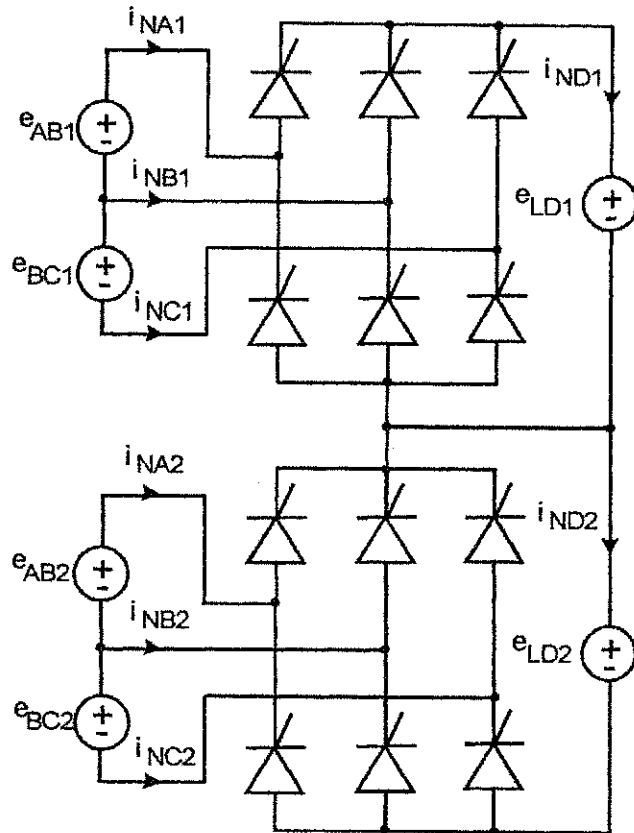


Figura 4.5 : Parte não-linear.

A análise da parte não-linear com a inclusão das novas fontes fica :

$$v_{DA21} = e_{AB1} + e_{BC1} + e_{ND1} , \quad (4.14)$$

$$v_{DB21} = e_{BC1} + e_{ND1} , \quad (4.15)$$

$$v_{DC21} = v_{ND1} . \quad (4.16)$$

Sendo

$$e_{AB1} = e_{A1} - e_{B1} , \quad (4.17)$$

$$e_{BC1} = e_{B1} - e_{C1} \quad (4.18)$$

e

$$v_{DK11} = e_{LD1} - v_{DK21} , \quad (4.19)$$

para $k = A, B, C$.

Para a segunda ponte :

$$v_{DA22} = e_{AB2} + e_{BC2} + e_{ND2} , \quad (4.20)$$

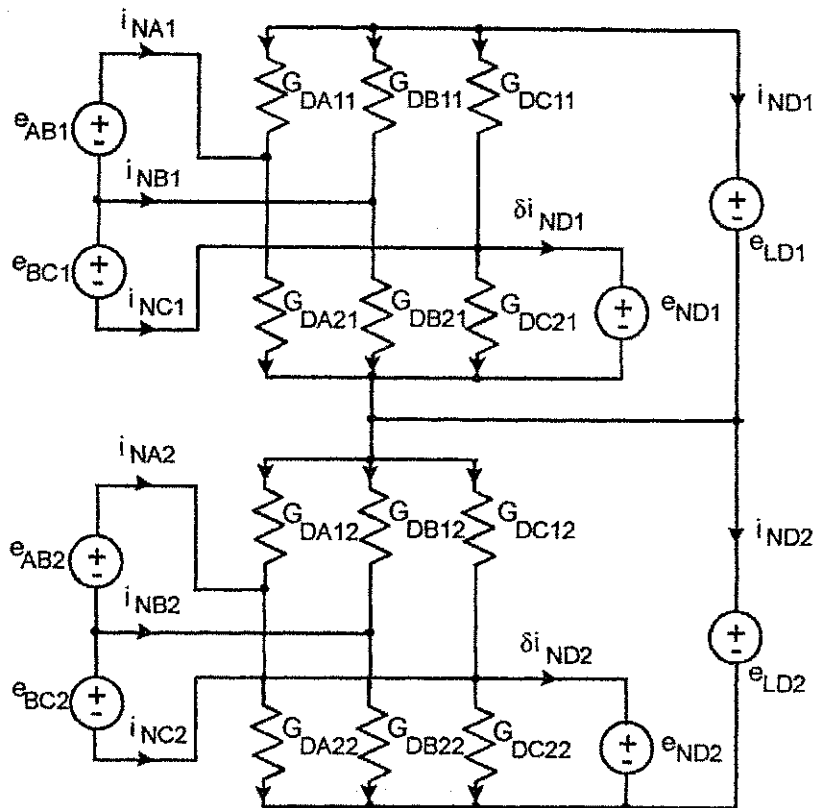


Figura 4.6 : Parte não-linear – Conexão das fontes fictícias de tensão.

$$v_{DB22} = e_{BC2} + e_{ND2} \quad (4.21)$$

$$v_{DC22} = e_{ND2} \quad (4.22)$$

e

$$v_{Dk12} = e_{LD2} - v_{Dk22} \quad (4.23)$$

para $k = A, B, C$.

A partir das tensões nas válvulas, as suas correntes e condutâncias (equivalente dinâmico) são determinadas através da curva característica V-I assim adotada :

$$i_D = I_0 \cdot (1 - e^{-\rho v_D}) \quad (4.24)$$

com,

$$G_D = \rho \cdot I_0 \cdot e^{-\rho v_D} \quad (4.25)$$

Dessa forma, os resíduos de corrente nas fontes fictícias de tensão e_{ND1} e e_{ND2} são :

$$\delta i_{ND1} = i_{DA11} + i_{DB11} + i_{DC11} - i_{DA21} - i_{DB21} - i_{DC21} \quad (4.26)$$

$$\delta i_{ND2} = i_{DA12} + i_{DB12} + i_{DC12} - i_{DA22} - i_{DB22} - i_{DC22} \quad (4.27)$$

Não sendo atendido o critério de convergência, que seleciona o maior resíduo e compara com a tolerância especificada, o processo iterativo da parte não-linear prossegue com a correção das fontes fictícias de tensão. A Figura 4.7 mostra o circuito equivalente para a correção das fontes fictícias de tensão e_{ND1} e e_{ND2} .

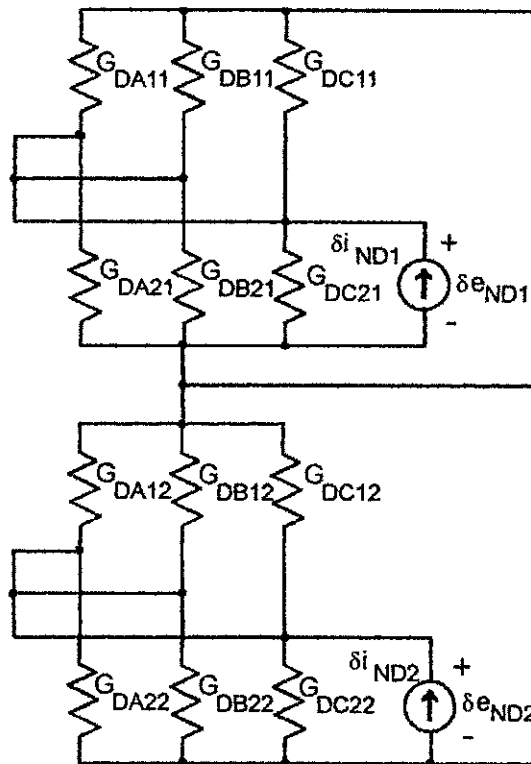


Figura 4.7 : Correção das fontes fictícias de tensão e_{ND1} e e_{ND2} .

Assim, pela análise desse circuito as correções a serem aplicadas às fontes e_{ND1} e e_{ND2} são :

$$\delta e_{ND1} = \delta i_{ND1} / (G_{DA11} + G_{DA21} + G_{DB11} + G_{DB21} + G_{DC11} + G_{DC21}), \quad (4.28)$$

$$\delta e_{ND2} = \delta i_{ND2} / (G_{DA12} + G_{DA22} + G_{DB12} + G_{DB22} + G_{DC12} + G_{DC22}). \quad (4.29)$$

Após a convergência, têm-se as seguintes correntes da parte não-linear :

$$i_{Nk1} = i_{Dk21} - i_{Dk11}, \quad (4.30)$$

para $k = A, B, C$.

$$i_{ND1} = -i_{DA11} - i_{DB11} - i_{DC11} \quad (4.31)$$

e

$$i_{NA2} = i_{DA22} - i_{DA12}, \quad (4.32)$$

$$i_{NC2} = i_{DC22} - i_{DC12} , \quad (4.33)$$

$$I_{ND2} = -I_{DA22} - I_{DB22} - I_{DC22} . \quad (4.34)$$

Sendo finalizadas as análises das partes linear e não-linear, os resíduos nas fontes fictícias de tensão são determinados. Assim,

$$\delta i_{kN1} = i_{ST1k} - i_{Nk1} , \quad (4.35)$$

para $k = A, B, C$.

$$\delta i_{AB2} = -i_{ST2AB} + i_{ST2CA} - i_{NA2} , \quad (4.36)$$

$$\delta i_{BC2} = -i_{ST2BC} + i_{ST2CA} + i_{NC2} , \quad (4.37)$$

$$\delta i_{LD1} = i_{ND1} - i_{D1} , \quad (4.39)$$

$$\delta i_{LD2} = i_{ND2} - i_{D1} . \quad (4.40)$$

Não sendo verificado o critério de convergência, que seleciona o maior resíduo e compara com a tolerância especificada, o processo iterativo principal prossegue com a correção das fontes fictícias de tensão.

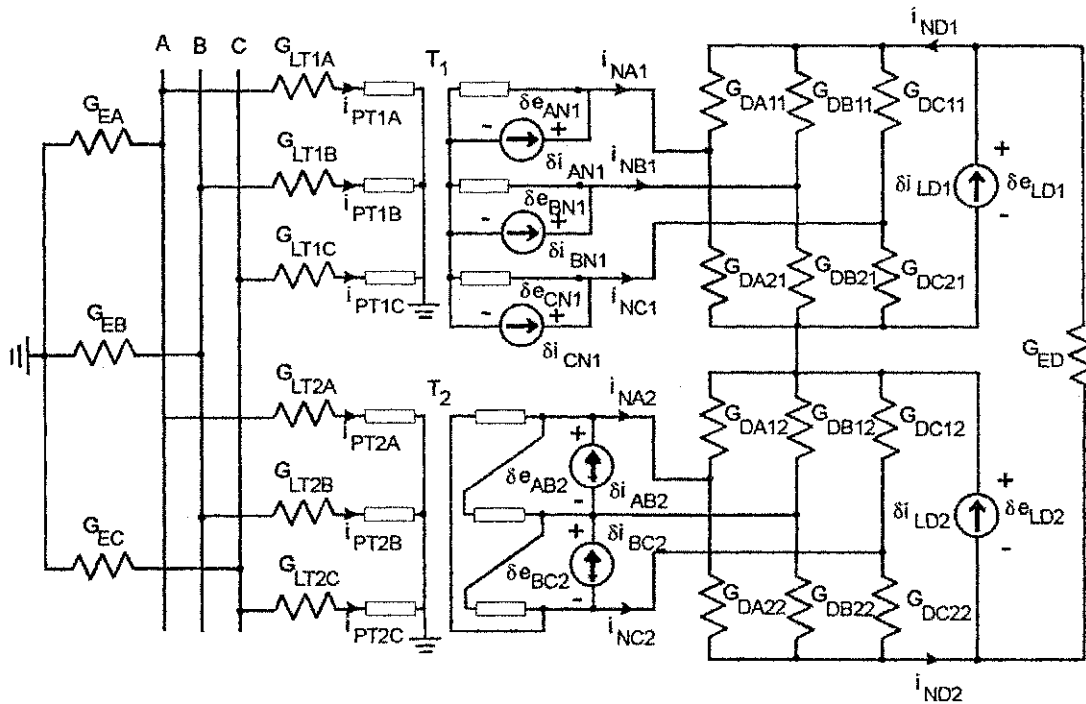


Figura 4.8 : Correção das fontes fictícias de tensão.

Para a correção dessas fontes, os resíduos de corrente são injetados no circuito com sentido contrário aos das fontes fictícias de tensão (Figura 4.8), sendo as outras

fontes de tensão e de corrente mortas, e os elementos não-lineares substituídos pelos seus equivalentes dinâmicos.

A correção a ser aplicada nas fontes fictícias de tensão é a diferença de potencial em cada fonte de corrente residual respectiva, determinada da seguinte forma :

No lado CA, primário dos transformadores, tem-se :

$$i_{PT1A} = a_1 \cdot \frac{G_{LT1A} \cdot (G_{EA} + G_{LT2A})}{G_{LT1A} + G_{LT2A} + G_{EA}} \cdot \delta e_{AN1} - a_2 \cdot \frac{G_{LT1A} \cdot G_{LT2A}}{G_{LT1A} + G_{LT2A} + G_{EA}} \cdot (\delta e_{AB2} + \delta e_{BC2}) \quad (4.41)$$

$$i_{PT1B} = a_1 \cdot \frac{G_{LT1B} \cdot (G_{EB} + G_{LT2B})}{G_{LT1B} + G_{LT2B} + G_{EB}} \cdot \delta e_{BN1} + a_2 \cdot \frac{G_{LT1B} \cdot G_{LT2B}}{G_{LT1B} + G_{LT2B} + G_{EB}} \cdot \delta e_{AB2} \quad (4.42)$$

$$i_{PT1C} = a_1 \cdot \frac{G_{LT1C} \cdot (G_{EC} + G_{LT2C})}{G_{LT1C} + G_{LT2C} + G_{EC}} \cdot \delta e_{CN1} - a_2 \cdot \frac{G_{LT1C} \cdot G_{LT2C}}{G_{LT1C} + G_{LT2C} + G_{EC}} \cdot \delta e_{BC2} \quad (4.43)$$

e

$$i_{PT2A} = -a_1 \cdot \frac{G_{LT1A} \cdot G_{LT2A}}{G_{LT1A} + G_{LT2A} + G_{EA}} \cdot \delta e_{AN1} + a_2 \cdot \frac{G_{LT2A} \cdot (G_{EA} + G_{LT1A})}{G_{LT1A} + G_{LT2A} + G_{EA}} \cdot (\delta e_{AB2} + \delta e_{BC2}) \quad (4.44)$$

$$i_{PT2B} = -a_1 \cdot \frac{G_{LT1B} \cdot G_{LT2B}}{G_{LT1B} + G_{LT2B} + G_{EB}} \cdot \delta e_{BN1} - a_2 \cdot \frac{G_{LT2B} \cdot (G_{EB} + G_{LT1B})}{G_{LT1B} + G_{LT2B} + G_{EB}} \cdot \delta e_{AB2} \quad (4.45)$$

$$i_{PT2C} = -a_1 \cdot \frac{G_{LT1C} \cdot G_{LT2C}}{G_{LT1C} + G_{LT2C} + G_{EC}} \cdot \delta e_{CN1} - a_2 \cdot \frac{G_{LT2C} \cdot (G_{EC} + G_{LT1C})}{G_{LT1C} + G_{LT2C} + G_{EC}} \cdot \delta e_{BC2} \quad (4.46)$$

Condensando as Equações (4.41) a (4.43) e (4.44) a (4.46) em forma matricial, fica :

$$[i_{PT1ABC}] = a_1 \cdot [Y_{11}] \cdot [\delta e_{ABCN1}] + a_2 \cdot [Y_{12}] \cdot [\delta e_{ABC2}] \quad (4.47)$$

$$[i_{PT2ABC}] = a_1 \cdot [Y_{21}] \cdot [\delta e_{ABCN1}] + a_2 \cdot [Y_{22}] \cdot [\delta e_{ABC2}] \quad (4.48)$$

Na ponte conectada ao transformador Y-Y (ponte 1), têm-se :

$$i_{NC1} = -i_{NA1} - i_{NB1} \quad (4.49)$$

$$i_{NA1} = i_{DA21} - i_{DA11} = G_{DA21} \cdot (\delta e_{AB1} + \delta e_{BC1} + v_{ND1}) - G_{DA11} \cdot (\delta e_{LD1} - \delta e_{AB1} - \delta e_{BC1} - v_{ND1}) \quad (4.50)$$

$$i_{NB1} = i_{DB21} - i_{DB11} = G_{DB21} \cdot (\delta e_{BC1} + v_{ND1}) - G_{DB11} \cdot (\delta e_{LD1} - \delta e_{BC1} - v_{ND1}) \quad (4.51)$$

$$i_{NC1} = i_{DC21} - i_{DC11} = G_{DC21} \cdot v_{ND1} - G_{DC11} \cdot (\delta e_{LD1} - v_{ND1}) \quad (4.52)$$

Substituindo as Equações (4.50), (4.51) e (4.52) em (4.49),

$$v_{ND1} = p_1 \cdot \delta e_{LD1} - p_2 \cdot \delta e_{AB1} - p_3 \cdot \delta e_{BC1} \quad (4.53)$$

com

$$p_1 = (G_{DA11} + G_{DB11} + G_{DC11}) / (G_{DA11} + G_{DA21} + G_{DB11} + G_{DB21} + G_{DC11} + G_{DC21}) \quad (4.54)$$

$$p_2 = (G_{DA11} + G_{DA21}) / (G_{DA11} + G_{DA21} + G_{DB11} + G_{DB21} + G_{DC11} + G_{DC21}) \quad (4.55)$$

$$p_3 = (G_{DB11} + G_{DB21}) / (G_{DA11} + G_{DA21} + G_{DB11} + G_{DB21} + G_{DC11} + G_{DC21}) \quad (4.56)$$

Aplicando a Equação (4.53) em (4.50), (4.51) e (4.52), têm-se :

$$i_{NA1} = (1 - p_2) \cdot (G_{DA11} + G_{DA21}) \cdot \delta e_{AB1} + (1 - p_3) \cdot (G_{DA11} + G_{DA21}) \cdot \delta e_{BC1} + [p_1 \cdot (G_{DA11} + G_{DA21}) - G_{DA11}] \cdot \delta e_{LD1} \quad (4.57)$$

$$i_{NB1} = -p_2 \cdot (G_{DB11} + G_{DB21}) \cdot \delta e_{AB1} + (1 - p_3) \cdot (G_{DB11} + G_{DB21}) \cdot \delta e_{BC1} + [p_1 \cdot (G_{DA11} + G_{DA21}) - G_{DA11}] \cdot \delta e_{LD1} \quad (4.58)$$

$$i_{NC1} = -p_2 \cdot (G_{DC11} + G_{DC21}) \cdot \delta e_{AB1} - p_3 \cdot (G_{DC11} + G_{DC21}) \cdot \delta e_{BC1} + [p_1 \cdot (G_{DA11} + G_{DA21}) - G_{DA11}] \cdot \delta e_{LD1} \quad (4.59)$$

Na forma matricial, as Equações (4.57), (4.58) e (4.59) ficam :

$$[i_{NABC1}] = [M_1] \cdot [\delta e_{ABCN1}] + [N_1] \cdot \delta e_{LD1} \quad (4.60)$$

Ainda na ponte 1 :

$$i_{ND1} = [G_{DA21} - p_2 \cdot (G_{DA21} + G_{DB21} + G_{DC21})] \cdot \delta e_{AB1} + [G_{DA21} + G_{DB21} - p_3 \cdot (G_{DA21} + G_{DB21} + G_{DC21})] \cdot \delta e_{BC1} + p_1 \cdot (G_{DA21} + G_{DB21} + G_{DC21}) \cdot \delta e_{LD1} \quad (4.61)$$

De forma semelhante para a ponte conectada ao transformador Y-Δ (ponte 2), têm-se :

$$v_{ND2} = q_1 \cdot \delta e_{LD2} - q_2 \cdot \delta e_{AB2} - q_3 \cdot \delta e_{BC2} \quad (4.62)$$

com

$$q_1 = (G_{DA12} + G_{DB12} + G_{DC12}) / (G_{DA12} + G_{DA22} + G_{DB12} + G_{DB22} + G_{DC12} + G_{DC22}) \quad (4.63)$$

$$q_2 = (G_{DA12} + G_{DA22}) / (G_{DA12} + G_{DA22} + G_{DB12} + G_{DB22} + G_{DC12} + G_{DC22}) \quad (4.64)$$

$$q_3 = (G_{DA12} + G_{DA22} + G_{DB12} + G_{DB22}) / (G_{DA12} + G_{DA22} + G_{DB12} + G_{DB22} + G_{DC12} + G_{DC22}) \quad (4.65)$$

Assim,

$$i_{NA2} = (1 - q_2) \cdot (G_{DA12} + G_{DA22}) \cdot \delta e_{AB2} + (1 - q_3) \cdot (G_{DA12} + G_{DA22}) \cdot \delta e_{BC2} + [q_1 \cdot (G_{DA12} + G_{DA22}) - G_{DA12}] \cdot \delta e_{LD2} \quad (4.66)$$

$$i_{NC2} = -q_2 \cdot (G_{DC12} + G_{DC22}) \cdot \delta e_{AB2} - q_3 \cdot (G_{DC12} + G_{DC22}) \cdot \delta e_{BC2} + [q_1 \cdot (G_{DA12} + G_{DA22}) - G_{DA12}] \cdot \delta e_{LD2} \quad (4.67)$$

Na forma matricial, as Equações (4.66) e (4.67) ficam :

$$[I_{NAC2}] = [M_2] \cdot [\delta e_{ABC2}] + [N_2] \cdot \delta e_{LD2} \quad (4.68)$$

Continuando na ponte 2 :

$$i_{ND2} = [G_{DA22} - q_2 \cdot (G_{DA22} + G_{DB22} + G_{DC22})] \cdot \delta e_{AB2} + [G_{DA22} + G_{DB22} - q_3 \cdot (G_{DA22} + G_{DB22} + G_{DC22})] \cdot \delta e_{BC2} + q_1 \cdot (G_{DA22} + G_{DB22} + G_{DC22}) \cdot \delta e_{LD2} \quad (4.69)$$

Então, nos nós de cada fonte fictícia de tensão do lado secundário do transformador Y-Y (ponte 1) têm-se :

$$a_1 \cdot [i_{PT1ABC}] + [i_{NABC1}] = [\delta i_{ABCN1}] \quad (4.70)$$

Fazendo-se as devidas substituições na Equação (4.70) fica :

$$\{a_1^2 \cdot [Y_{11}] + [M_1]\} \cdot \begin{bmatrix} \delta e_{AN1} \\ \delta e_{BN1} \\ \delta e_{CN1} \end{bmatrix} + a_1 \cdot a_2 \cdot [Y_{12}] \cdot \begin{bmatrix} \delta e_{AB2} \\ \delta e_{BC2} \end{bmatrix} + \delta e_{LD1} \cdot [N_1] = \begin{bmatrix} \delta i_{AN1} \\ \delta i_{BN1} \\ \delta i_{CN1} \end{bmatrix} \quad (4.71)$$

Da mesma forma para os nós das fontes fictícias no secundário do transformador Y-Δ (ponte 2) :

$$a_2 \cdot (i_{PT2A} - i_{PT2B}) + i_{NA2} = \delta i_{AB2} \quad (4.72)$$

$$a_2 \cdot (i_{PT2C} - i_{PT2A}) + i_{NC2} = -\delta i_{BC2} \quad (4.73)$$

Substituindo devidamente nas Equações (4.72) e (4.73), têm-se :

$$a_1 \cdot a_2 \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [Y_{21}] \cdot \begin{bmatrix} \delta v_{an1} \\ \delta v_{bn1} \\ \delta v_{cn1} \end{bmatrix} + \left\{ a_2^2 \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [Y_{22}] + [M_2] \right\} \cdot \begin{bmatrix} \delta v_{ab2} \\ \delta v_{bc2} \end{bmatrix} + \delta v_{ld2} \cdot [N_2] = \begin{bmatrix} \delta i_{ab2} \\ \delta i_{bc2} \end{bmatrix} \quad (4.74)$$

No lado CC :

$$i_{ND1} + G_{ED} \cdot (\delta e_{LD1} + \delta e_{LD2}) = \delta i_{LD1} \quad (4.75)$$

$$i_{ND2} + G_{ED} \cdot (\delta e_{LD1} + \delta e_{LD2}) = \delta i_{LD2} \quad (4.76)$$

Fazendo-se as devidas substituições na Equação (4.75),

$$\begin{aligned} & \{G_{DA21} - p_2 \cdot (G_{DA21} + G_{DB21} + G_{DC21})\} \cdot \delta e_{AN1} + \\ & + \{G_{DB21} - (p_3 - p_2) \cdot (G_{DA21} + G_{DB21} + G_{DC21})\} \cdot \delta e_{BN1} + \\ & + \{- (G_{DA21} + G_{DB21}) + p_3 \cdot (G_{DA21} + G_{DB21} + G_{DC21})\} \cdot \delta e_{CN1} + \\ & + \{p_1 \cdot (G_{DA21} + G_{DB21} + G_{DC21}) + G_{ED}\} \cdot \delta e_{LD1} + G_{ED} \cdot \delta e_{LD2} = \delta i_{LD1} \end{aligned} \quad (4.77)$$

De forma semelhante em (4.76),

$$\begin{aligned} & \{G_{DA22} - q_2 \cdot (G_{DA22} + G_{DB22} + G_{DC22})\} \cdot \delta e_{AB2} + \\ & + \{(G_{DA22} + G_{DB22}) - q_3 \cdot (G_{DA22} + G_{DB22} + G_{DC22})\} \cdot \delta e_{BC2} + \\ & + G_{ED} \cdot \delta e_{LD1} + \{q_1 \cdot (G_{DA22} + G_{DB22} + G_{DC22}) + G_{ED}\} \cdot \delta e_{LD2} = \delta i_{LD2} \end{aligned} \quad (4.78)$$

Assim, resolvem-se as Equações (4.71), (4.74), (4.77) e (4.78) para δe_{AN1} , δe_{BN1} , δe_{CN1} , δe_{AB2} , δe_{BC2} , δe_{LD1} e δe_{LD2} , sendo estas as correções para as fontes fictícias de tensão e_{A1} , e_{B1} , e_{C1} , e_{AB2} , e_{BC2} , e_{LD1} e e_{LD2} , respectivamente.

Após a convergência, as fontes de corrente fictícias dos modelos discretos dos elementos reativos (regra de integração Euler regressivo) são atualizadas, seguindo o cálculo para o próximo ponto, conforme o passo de tempo especificado.

Esse é o procedimento para a análise do conversor CA/CC de 12 pulsos Cigré Benchmark em regime transitório. No item a seguir é discutido o processo de gatilhamento das válvulas do conversor CA/CC de 12 pulsos, que difere um pouco do adotado quando da análise do conversor de 6 pulsos.

4.2. Detalhamento do processo de gatilhamento das válvulas :

A partir do conhecimento dos pontos de comutação natural de cada válvula, o ponto de gatilhamento é determinado somando-se o ângulo de comutação natural ao ângulo de disparo dado ou definido por um sistema de controle.

Geralmente, os pontos de referência para gatilhamento, ou seja, os pontos de comutação natural são determinados com base na tensão da fonte, mesmo não sendo essa tensão a efetivamente aplicada nas válvulas. A impedância que representa o subsistema CA fica conectada entre a fonte de tensão e a ponte de válvulas. A tensão efetivamente aplicada na ponte é aquela após essa impedância, sendo a verdadeira referência para o gatilhamento das válvulas.

Porém, no caso dos conversores CA/CC de 6 pulsos sem filtros a tensão da fonte v_g está em fase com a tensão que é aplicada diretamente na ponte, v_p , apesar desta última conter “notches” devido ao processo de comutação. Desse modo, o uso como referência da tensão da fonte não acarreta em erro. A Figura 4.9 ilustra essa situação.

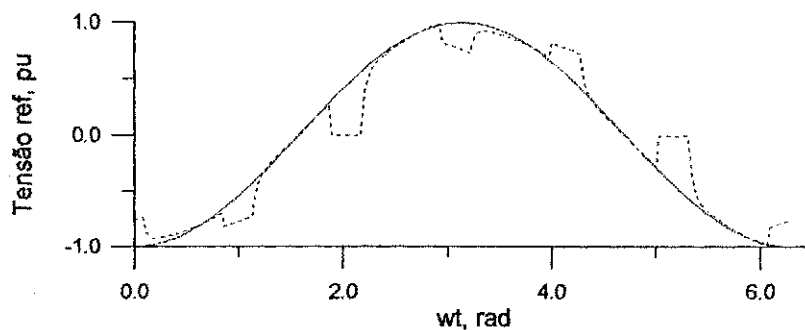


Figura 4.9 : Tensões de referência em fase : (—) v_g , (---) v_p .

Com a inclusão de filtros no conversor CA/CC de 6 pulsos o caso se modifica. Agora, surge uma defasagem entre a tensão da fonte e a tensão aplicada na ponte (Figura 4.10).

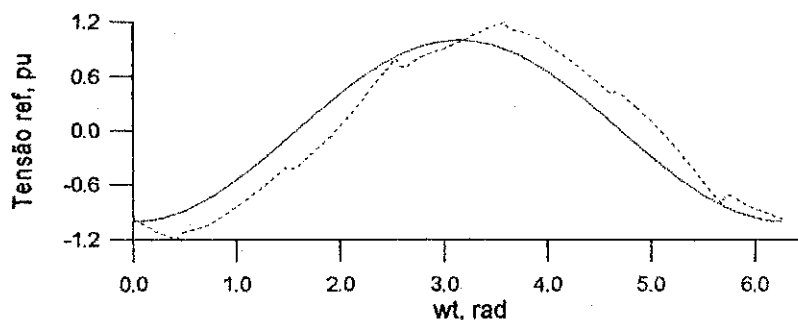


Figura 4.10 : Tensões de referência fora de fase : (—) v_g , (---) v_p .

Nessa situação, caso seja utilizada como referência a tensão da fonte vai existir um intervalo em que o conversor vai atuar sempre como se o ângulo de gatilhamento fosse nulo. Esse intervalo de sombra compreende o ponto de comutação natural tomado da tensão da fonte até esse mesmo ponto tomado da tensão da ponte.

Fenômeno semelhante também ocorre no conversor CA/CC de 12 pulsos Cigré Benchmark com ou sem filtros. O que torna inconveniente a adoção da tensão da fonte como referência de gatilhamento. O mais apropriado é considerar a tensão aplicada diretamente à cada ponte como tal referência.

Daí surge um problema : quando se adota a tensão da fonte como referência de gatilhamento, a determinação dos pontos de comutação natural de cada válvula é facilitado pelo conhecimento prévio de toda a forma-de-onda da tensão. A identificação desses pontos se resume na detecção das passagens por zero da tensão da fonte. Facilidade essa que não se repete no caso de se considerar como referência de gatilhamento a tensão da ponte, pois não se dispõe da sua forma-de-onda completa por ciclo, visto que a mesma ainda está sendo construída a cada passo de cálculo. Portanto, a detecção das passagens por zero dessa tensão com forma-de-onda incompleta requer um cuidado maior para não haver escolhas incorretas desses pontos.

O processo de detecção dos pontos de comutação natural baseado na tensão aplicada diretamente à ponte é feito tomando-se os últimos dois pontos calculados dessa tensão e verificando-se se entre eles há uma inversão de sinal. Caso isso ocorra deve-se proceder ainda com as seguintes verificações :

- i. A inversão é de natureza crescente ou decrescente ?
- ii. É a primeira inversão de sinal ocorrida no período ?
- iii. Se for a primeira tome como verdadeira.
- iv. Se já houve outra inversão de sinal de mesma natureza no mesmo período, desconsidere-a.
- v. Se já houve uma inversão de sinal mas de natureza contrária, verificar se a atual inversão está ocorrendo a mais de 60° de diferença da primeira, então considere-a
- vi. Caso contrário ao anterior, desconsidere-a.

Após a determinação do verdadeiro intervalo de pontos onde ocorre a inversão de sinal, procede-se com uma interpolação linear para refinar o cálculo do ângulo de comutação natural.

Inferiu-se todo esse procedimento com a observação cuidadosa do comportamento da forma-de-onda da tensão aplicada na ponte desde o primeiro período de transitório até ser atingido o regime permanente.

4.3 Resposta em regime permanente :

De forma semelhante à análise do conversor CA/CC de 6 pulsos feita no capítulo anterior, para a obtenção da resposta em regime permanente do conversor CA/CC de 12 pulsos as fontes de tensão fictícias $e_{A1}(t)$, $e_{B1}(t)$, $e_{C1}(t)$, $e_{AB2}(t)$, $e_{BC2}(t)$, $e_{LD1}(t)$ e $e_{LD2}(t)$, Figura 4.2, são periodicamente variantes no tempo.

As correntes das partes lineares $i_{ST1A}(t)$, $i_{ST1B}(t)$, $i_{ST1C}(t)$, $i_{ST2A}(t)$, $i_{ST2B}(t)$ e $i_{D1}(t)$, necessárias para o cálculo dos resíduos de corrente nas fontes fictícias de tensão, são obtidas através da versão linear do algoritmo de Aprille e Trick, apresentado no item 3.3.2 do capítulo terceiro. Ao todo, 32 transitórios são gerados. Para a parte linear da Figura 4.3, 27 transitórios são gerados para a solução homogênea (15 indutores e 12 capacitores) e um transitório para a solução particular. Na outra parte linear (Figura 4.4), três transitórios para a solução homogênea são gerados (dois indutores e um capacitor) e um transitório para a solução particular.

Na parte não-linear, são determinadas as correntes periódicas $i_{MA1}(t)$, $i_{MB1}(t)$, $i_{NC1}(t)$, $i_{MA2}(t)$, $i_{NC2}(t)$, $i_{ND1}(t)$ e $i_{ND2}(t)$, bem como as resistências equivalentes variantes no tempo das válvulas.

Os resíduos periódicos de corrente $\delta i_{AN1}(t)$, $\delta i_{BN1}(t)$, $\delta i_{CN1}(t)$, $\delta i_{AB2}(t)$, $\delta i_{BC2}(t)$, $\delta i_{LD1}(t)$ e $\delta i_{LD2}(t)$ que fluem pelas fontes de tensão fictícias $e_{A1}(t)$, $e_{B1}(t)$, $e_{C1}(t)$, $e_{AB2}(t)$, $e_{BC2}(t)$, $e_{LD1}(t)$ e $e_{LD2}(t)$, respectivamente, são então calculados de forma semelhante como descrito nas Equações (4.35) a (4.40).

As correções periódicas para as fontes de tensão fictícias $\Delta e_{A1}(t)$, $\Delta e_{B1}(t)$, $\Delta e_{C1}(t)$, $\Delta e_{AB2}(t)$, $\Delta e_{BC2}(t)$, $\Delta e_{LD1}(t)$ e $\Delta e_{LD2}(t)$ são obtidas a partir do circuito equivalente linearizado, idêntico ao da Figura 4.8. Porém, as excitações deste circuito são os resíduos periódicos de corrente e as válvulas são substituídas por resistências

variantes no tempo e periódicas. Assim, o circuito equivalente para pequenos sinais é linear, muito embora variante no tempo. Daí, a sua resposta em regime permanente pode ser determinada com uma iteração do algoritmo de Aprille e Trick, necessitando de 30 transitórios para a solução homogênea (17 indutores e 13 capacitores) e um transitório para a solução particular.

As tensões periódicas entre os terminais das fontes de corrente residuais no circuito equivalente para pequenos sinais são as correções a serem adicionadas às fontes de tensão fictícias e a próxima iteração e processo iterativo pode continuar. O teste de convergência é baseado no valor rms normalizado das formas-de-onda dos resíduos de corrente $\delta i_{AN1}(t)$, $\delta i_{BN1}(t)$, $\delta i_{CN1}(t)$, $\delta i_{AB2}(t)$, $\delta i_{BC2}(t)$, $\delta i_{LD1}(t)$ e $\delta i_{LD2}(t)$.

4.4 Resultados e discussões :

A resposta em regime permanente do conversor CA/CC de 12 pulsos é calculada usando-se a técnica proposta. Um microcomputador compatível com IBM-PC com processador de 200 MHz é utilizado em todas as computações. O número de passos de tempo por período fundamental é igual a 512, que é adequado para o cálculo do transitório(passo de tempo de 32,552 μ s), bem como para a análise de harmônicas nas formas-de-onda em regime permanente usando FFT. Durante as simulações computacionais é usada aritmética de dupla precisão. A regra de integração Euler regressivo é utilizada para compor os equivalentes discretos dos elementos reativos do circuito do conversor. A curva característica das válvulas é assim adotada :

$$G_{on} = 250,0S , \quad (4.79)$$

$$G_{off} = 0,2 \times 10^{-7} S , \quad (4.80)$$

$$I_{don} = G_{on} \cdot V_d , \quad (4.81)$$

$$I_{doff} = G_{off} \cdot V_d . \quad (4.82)$$

Para assegurar a convergência, em cada iteração do procedimento de Newton-Raphson da nova técnica tanto em regime transitório quanto em regime permanente, somente uma fração da correção é adicionada para aproximar a solução, ou seja, $v_D^{k+1} = v_D^k + q\Delta v_D^k$, onde $0 < q \leq 1$. O valor ótimo de q é obtido através de busca unidimensional usando-se a fórmula de recorrência

$$q = 1/(1,2^{k-1}) , \text{ para } k = 1, \dots, 50 . \quad (4.83)$$

O valor de q é ótimo quando a aproximação da solução calculada com ele gera um erro das correntes residuais mínimo. Este procedimento aumenta o tempo de computação, porém assegura a convergência.

Os parâmetros do conversor CA/CC de 12 pulsos usado nas simulações são mostrados na Tabela 4.1. Esses parâmetros foram obtidos de (PERKINS, 1999) e correspondem ao modelo Cigré Benchmark (SZECHTMAN et al, 1991). Nas simulações, o gatilhamento das válvulas é feito a ângulo constante e igual a 15° (sem sistema de controle). Os instantes de gatilhamento das válvulas são sincronizados com os ângulos de condução natural das tensões entre fases do sistema CA que são aplicadas diretamente a cada ponte.

Tabela 4.1 : Parâmetros do conversor CA/CC ($k = A, B, C$).

Parâmetro	Valor
L_k	0,1258H
R_{pk}	2160,633 Ω
R_{sk}	3,737 Ω
L_{1k}	0,01133H
R_{p1k}	83,32 Ω
C_{1k}	5,571 μ F
C_{2k}	2,785 μ F
R_{3k}	29,76 Ω
L_{3k}	0,1137H
C_{31k}	5,571 μ F
C_{32k}	61,90 μ F
R_{p3k}	261,87 Ω
R_{D1}	2,5 Ω
L_{D1}	0,4973H
R_{D2}	2,5 Ω
L_{D2}	0,4973H
C_D	21,7 μ F
L_{T1k}	0,09065925H
L_{T2k}	0,09065925H
a_1	1,65
EG_A, EG_B, EG_C	375,36kV
E_{DC}	495kV
f	60Hz

As formas-de-onda iniciais das fontes periódicas de tensão fictícias $e_{A1}(t)$, $e_{B1}(t)$, $e_{C1}(t)$, $e_{AB2}(t)$, $e_{BC2}(t)$, $e_{LD1}(t)$ e $e_{LD2}(t)$ são necessárias para dar partida ao processo iterativo da solução em regime permanente. Alguns ciclos de transitório são calculados para tal fim. Por tentativas, chega-se a quantidade de 14 ciclos para estimar o regime permanente do caso sem distorção e 19 ciclos para o caso com distorção (ver definição dos casos mais adiante). A tolerância da corrente residual foi ajustada em 10^{-5} .

O conversor CA/CC de 12 pulsos é analisado em duas situações distintas. Na primeira o ângulo de gatilhamento é mantido constante em 15° e a fonte de tensão sendo simétrica e senoidal. A segunda situação de simulação configura-se com o mesmo ângulo de gatilhamento e com fonte de tensão simétrica e não-senoidal, cuja definição é idêntica às Equações (4.60) a (4.62) do capítulo anterior.

A Figura 4.11 mostra o circuito do conversor CA/CC de 12 pulsos com as indicações das tensões e correntes escolhidas para a verificação da validação do programa de simulação. As formas-de-onda da solução em regime permanente dessas grandezas indicadas são mostradas nas Figuras 4.12 a 4.19, para o caso sem distorção, e nas Figuras 4.20 a 4.27, para o caso com distorção, confrontadas com os resultados obtidos através do programa para cálculo de transitório MicroTran[®] (MicroTran, 1992). As Figuras 4.18a e 4.18b mostram as formas-de-onda da tensão $v_{D2}(t)$ em regime permanente determinadas pelo modelo (19 ciclos de transitório) e obtida pelo MicroTran[®], com 13 ciclos de transitório (Figura 4.18a) e com 19 ciclos (Figura 4.18b).

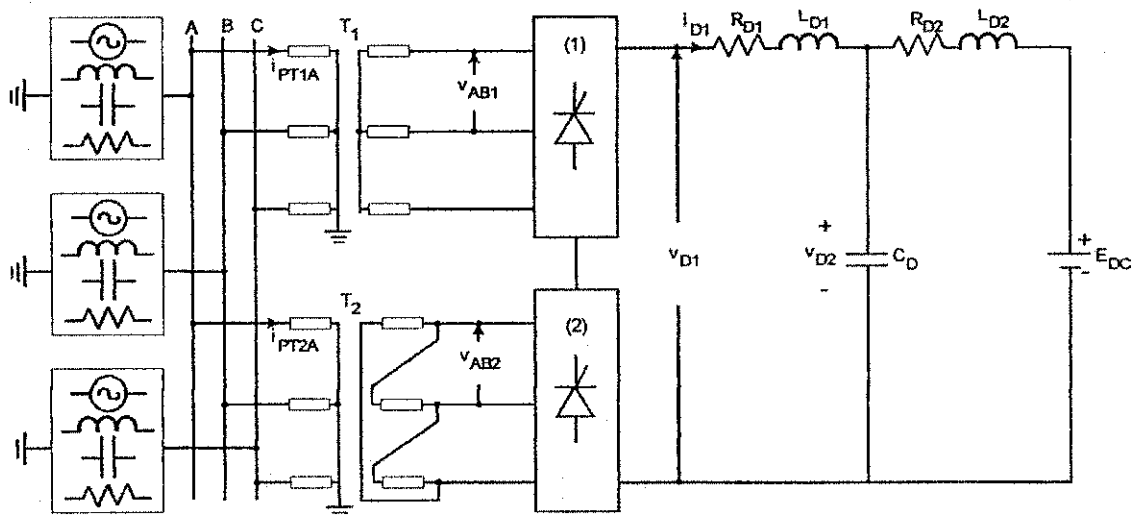
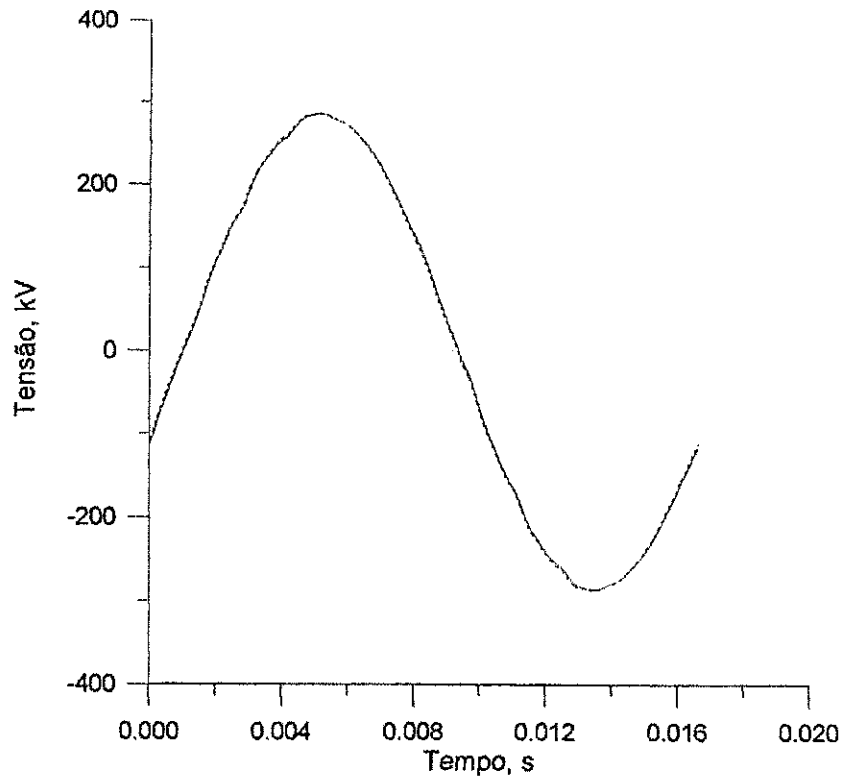
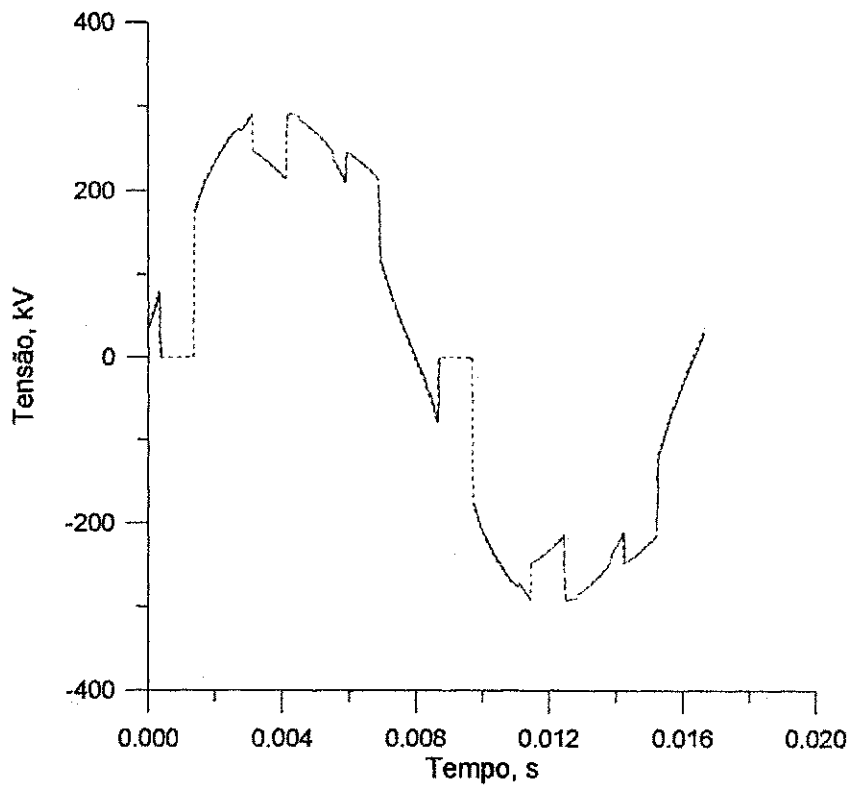


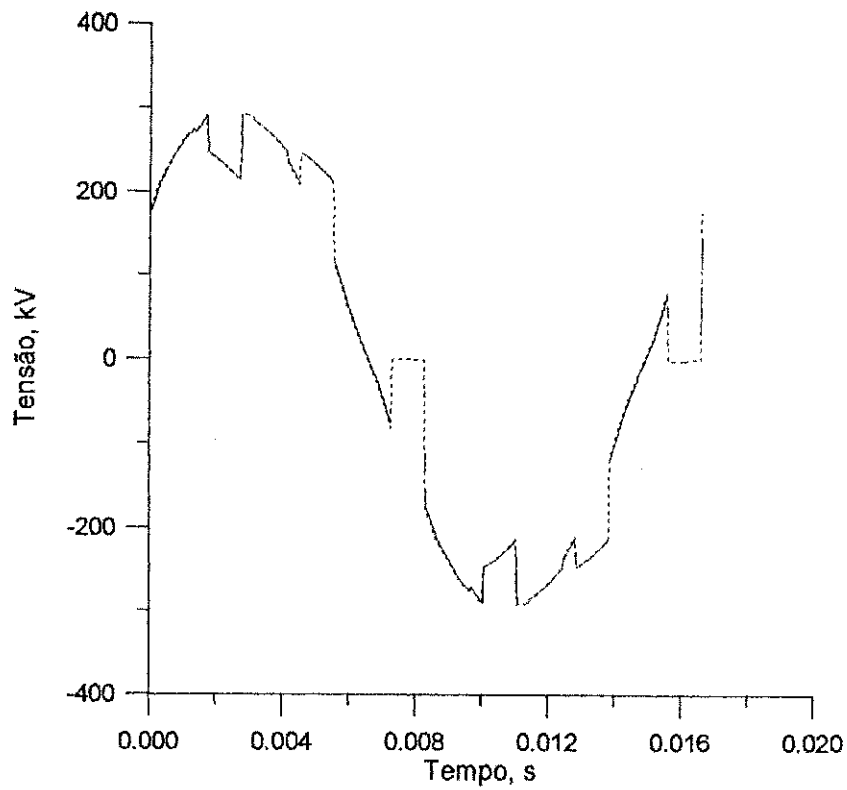
Figura 4.11 : Indicações de tensões e correntes de interesse.



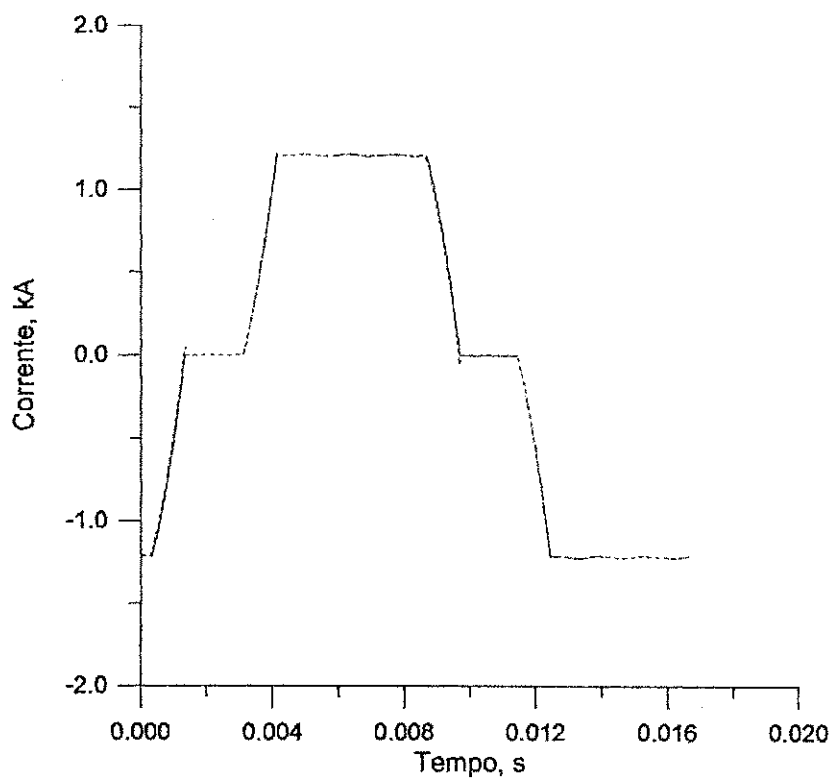
**Figura 4.12 : Tensão $v_A(t)$ (caso sem distorção);
 (—) Modelo, (---) MicroTran®.**



**Figura 4.13 : Tensão $v_{AB1}(t)$ (caso sem distorção);
 (—) Modelo, (---) MicroTran®.**



**Figura 4.14 : Tensão $v_{AB2}(t)$ (caso sem distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.**



**Figura 4.15 : Corrente $i_{PT1A}(t)$ (caso sem distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.**

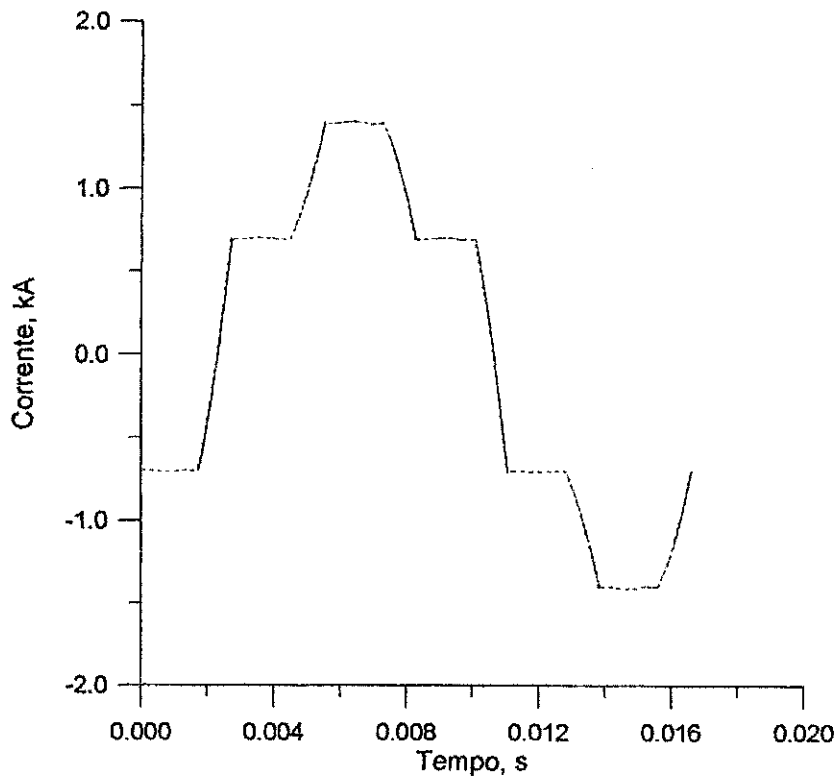


Figura 4.16 : Corrente $i_{PT2A}(t)$ (caso sem distorção);
 (—) Modelo, (---) MicroTran[®].

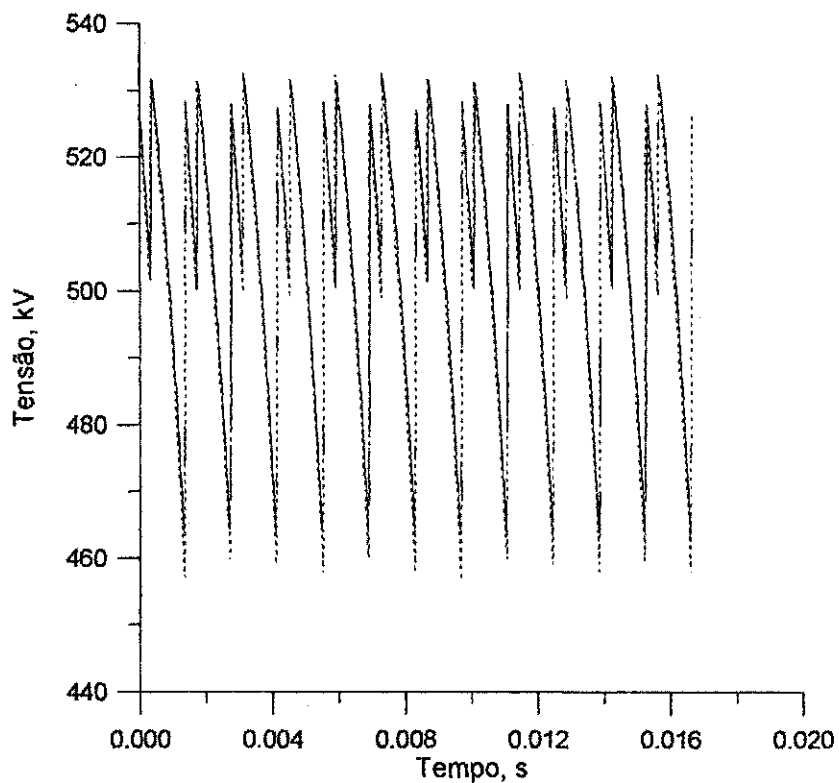


Figura 4.17 : Tensão $v_{D1}(t)$ (caso sem distorção);
 (—) Modelo, (---) MicroTran[®].

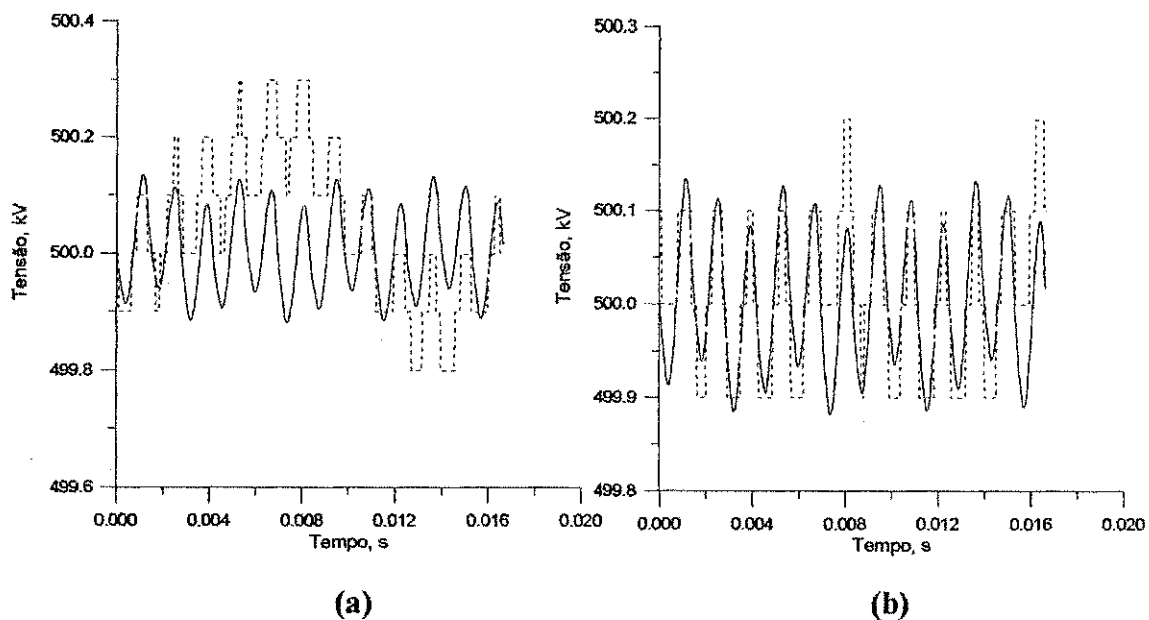


Figura 4.18 : Tensão $v_{D2}(t)$ (caso sem distorção);
(a) Modelo com 19 e MicroTran[®] com 13 ciclos,
(b) Modelo e MicroTran[®] com 19 ciclos,
(—) Modelo , (---) MicroTran[®].

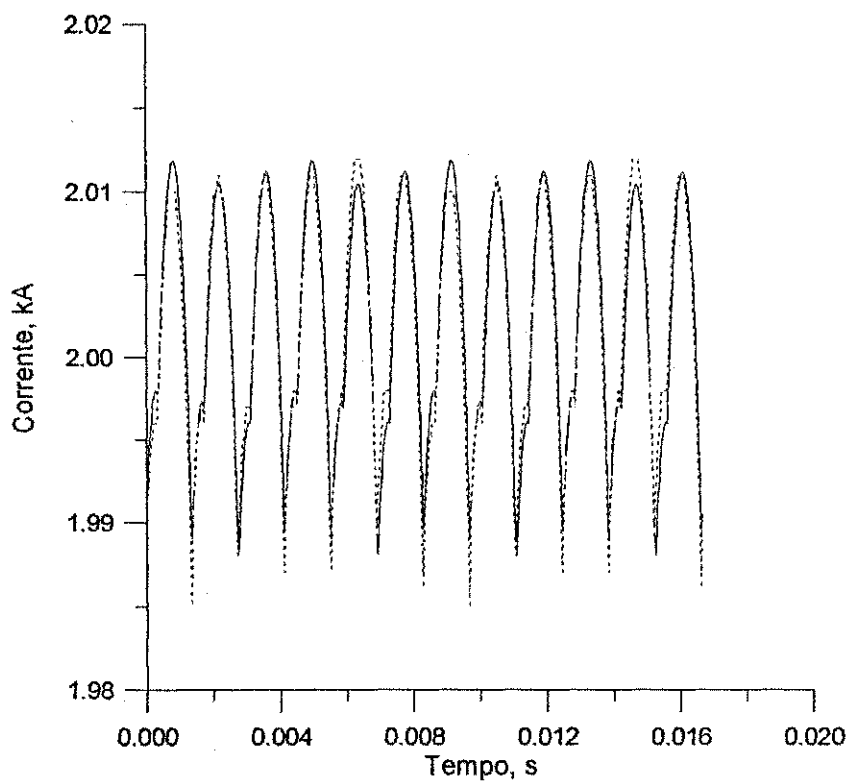


Figura 4.19 : Corrente $i_{D1}(t)$ (caso sem distorção);
(—) Modelo , (---) MicroTran[®].

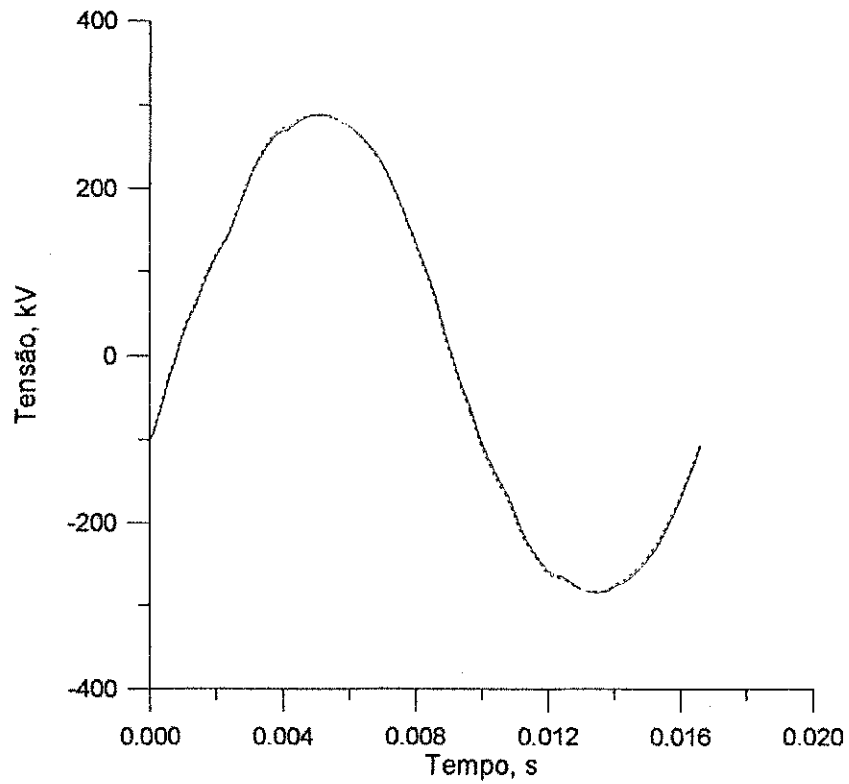


Figura 4.20 : Tensão $v_A(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.

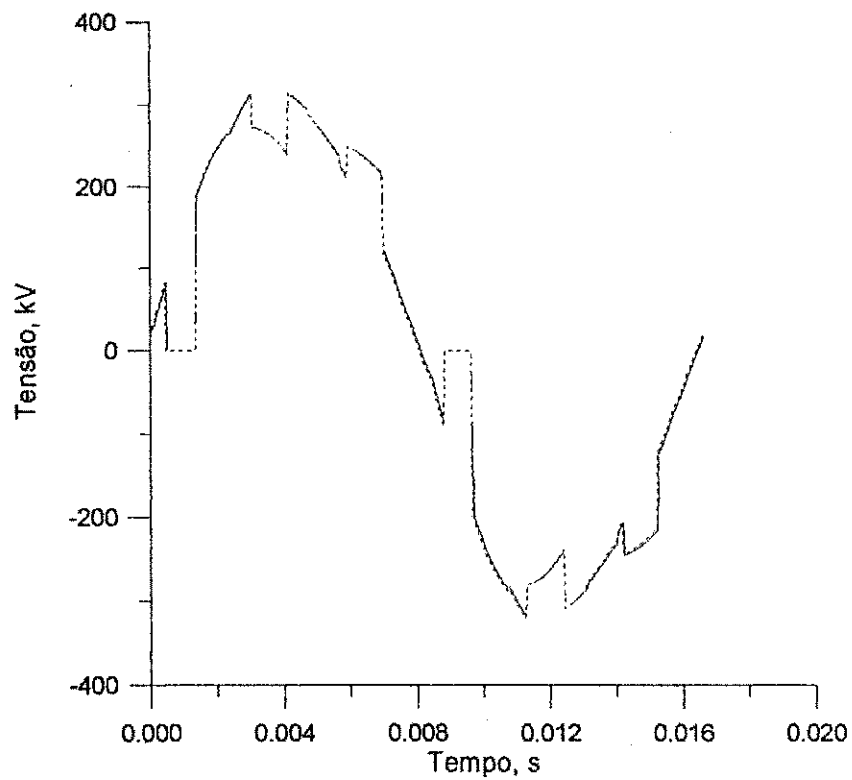
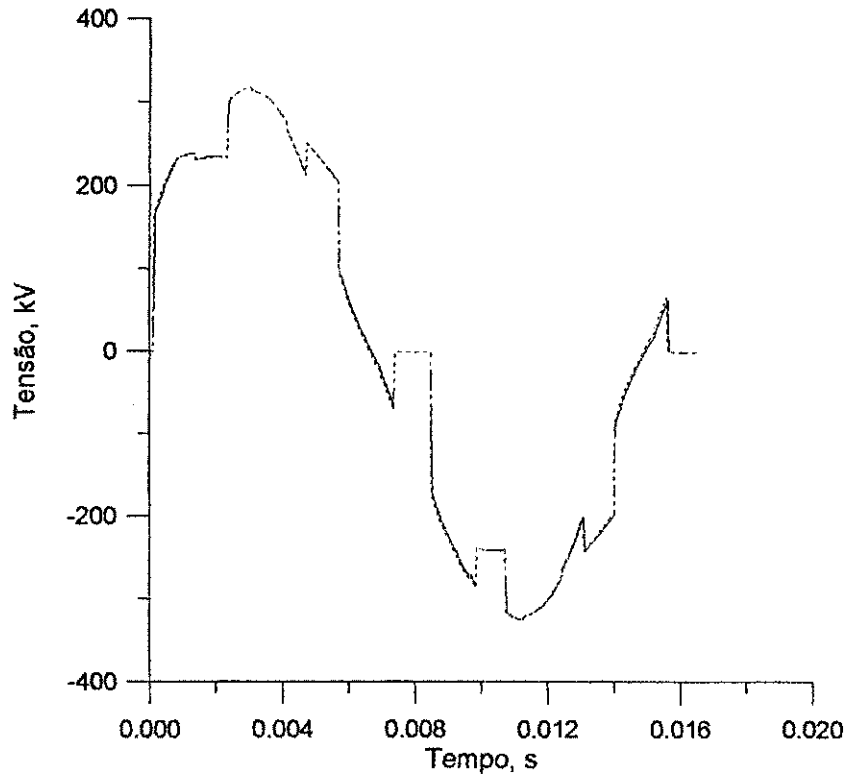
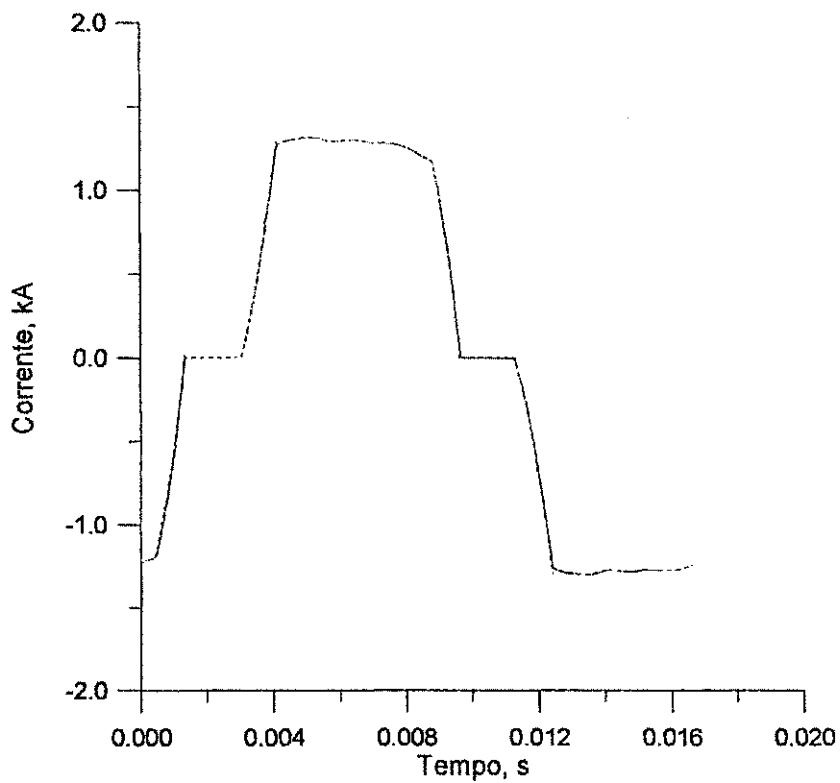


Figura 4.21 : Tensão $v_{AB1}(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.



**Figura 4.22 : Tensão $v_{AB2}(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo, (---) MicroTran®.**



**Figura 4.23 : Corrente $i_{PT1A}(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo, (---) MicroTran®.**

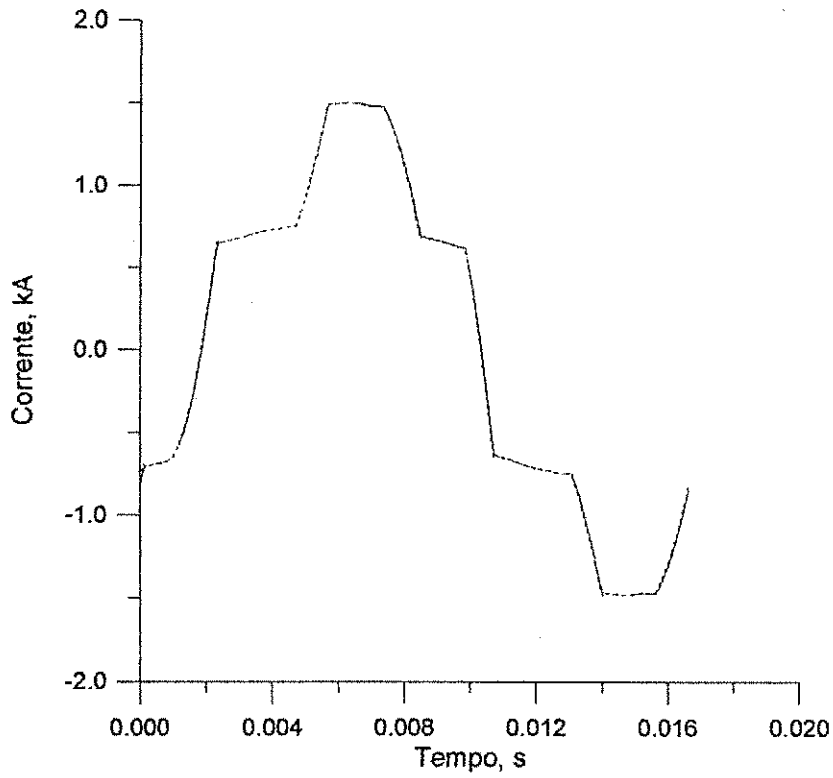


Figura 4.24 : Corrente $i_{PT2A}(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.

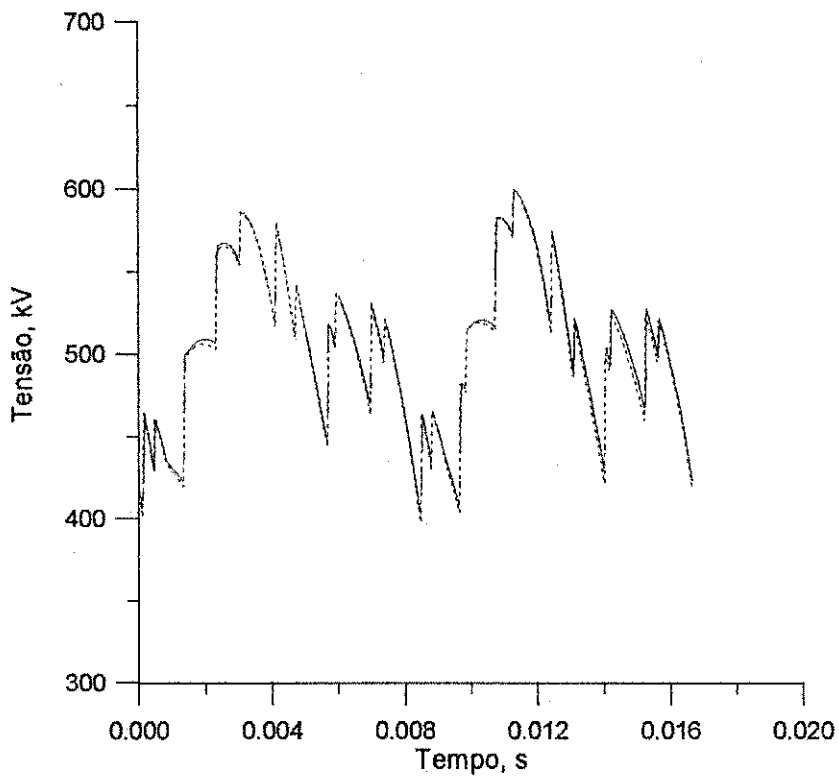
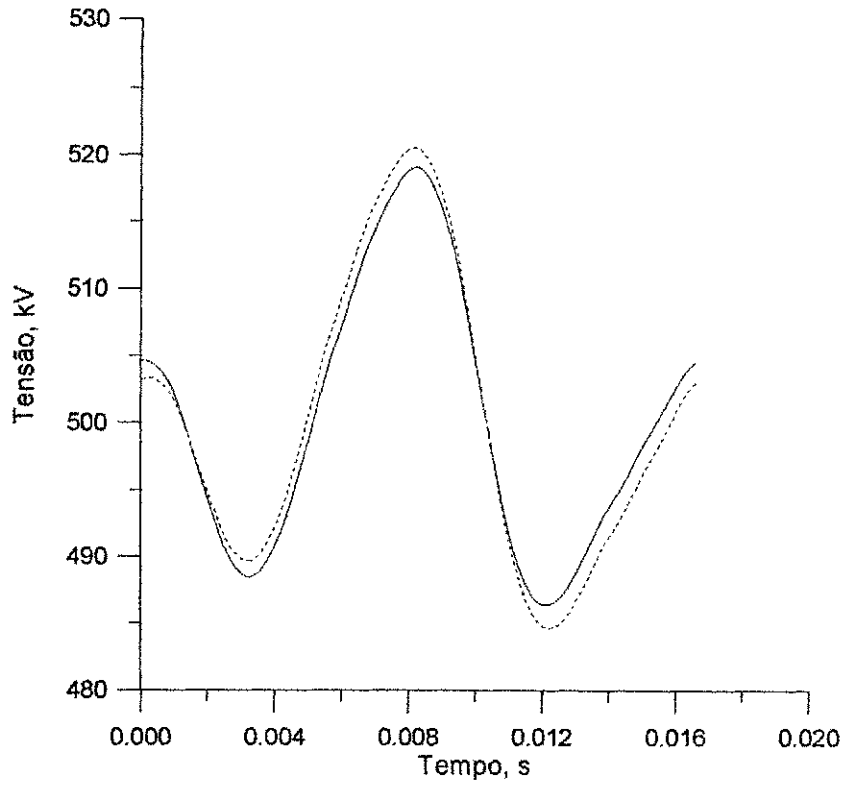
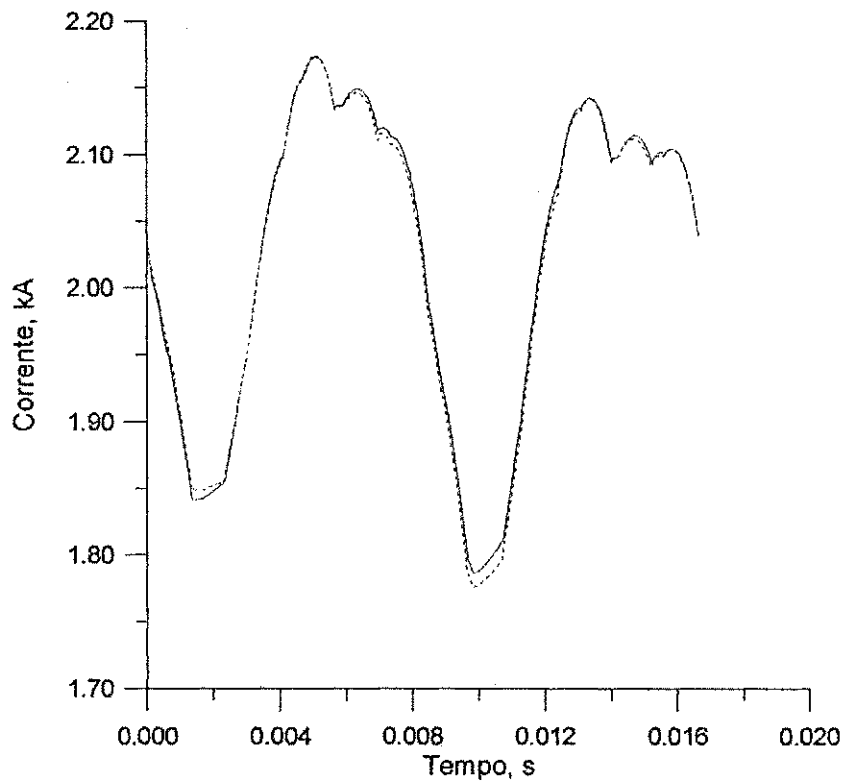


Figura 4.25 : Tensão $v_{DI}(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.



**Figura 4.26 : Tensão $v_{D2}(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.**



**Figura 4.27 : Corrente $i_{D1}(t)$ (caso com distorção);
 (—) Modelo , (---) MicroTran®.**

Os valores rms, para as grandezas alternadas, e médio para as grandezas contínuas foram utilizados como parâmetros de comparação entre os resultados obtidos pela nova técnica de análise e o MicroTran[®], para efeito de validação. Esses valores, juntamente com os erros percentuais, são mostrados na Tabela 4.2, para o caso sem distorção, e na Tabela 4.3, para o caso com distorção. Nessa comparação verifica-se uma boa correlação.

Tabela 4.2 : Erro percentual (caso sem distorção).

Grandeza	Valor rms		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _A (kV)	201,8196	202,1928	0,1807
V _{AB1} (kV)	203,8273	203,7865	0,0248
V _{AB2} (kV)	203,8629	204,0259	0,0739
I _{PT1A} (kA)	0,9617	0,9604	0,1428
I _{PT2A} (kA)	0,9605	0,9609	0,0473
Grandeza	Valor médio		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _{D1} (kV)	505,0100	503,1047	0,3858
V _{D2} (kV)	500,0043	500,0449	0,0011
I _{D1} (kA)	2,0021	2,0019	0,0094

Tabela 4.3 : Erro percentual (caso com distorção).

Grandeza	Valor rms		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _A (kV)	207,9118	208,1977	0,1375
V _{AB1} (kV)	215,6641	215,7414	0,0358
V _{AB2} (kV)	211,1303	211,4968	0,1736
I _{PT1A} (kA)	1,0192	1,0187	0,0474
I _{PT2A} (kA)	0,9931	0,9907	0,2341
Grandeza	Valor médio		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro(%)
V _{D1} (kV)	505,1056	503,1509	0,3869
V _{D2} (kV)	500,0517	500,0482	0,0007
I _{D1} (kA)	2,0214	2,0185	0,1465

As comparações dos erros médios e máximos quadráticos, conforme equações descritas no Capítulo III, bem como as comparações das harmônicas de tensão e de corrente, em módulo e fase, tanto CA quanto CC (até a 25^a ordem), dos resultados obtidos pela nova técnica de análise e pelo MicroTran[®], são mostradas nas Tabelas 4.4 a 4.10. Tais comparações resumem-se apenas para o caso sem distorção e para algumas formas-de-onda escolhidas, como forma de limitar a extensão delas.

Os comentários das análises, quanto aos erros médio e máximo quadráticos e quanto aos erros de módulos e fases, feitos no capítulo anterior cabem aqui perfeitamente.

Tabela 4.4 : Erros médio e máximo (caso sem distorção).

	Erro médio Quadrático
Grandeza	(%)
V _A	1,6723
V _{AB1}	3,6165
V _{AB2}	2,6363
I _{PT1A}	1,5117
I _{PT2A}	1,5488
V _{D1}	1,1747
V _{D2}	0,0113
I _{D1}	0,0777
	Erro máximo Quadrático
Grandeza	(%)
V _A	2,8020
V _{AB1}	38,1895
V _{AB2}	25,7636
I _{PT1A}	5,3967
I _{PT2A}	5,2553
V _{D1}	8,7211
V _{D2}	0,0167
I _{D1}	0,1995

Tabela 4.5 : Harmônicos da tensão V_A (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
1	201,8090	202,1746	0,18 %	-0,3878	-0,3715	4,38 %

Tabela 4.6 : Harmônicos da tensão V_{AB1} (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
1	198,5935	198,1924	0,20 %	-0,0159	-0,0060	165,4 %
5	29,1725	30,5315	4,45 %	2,9991	3,0236	0,81 %
7	25,3232	25,6835	1,40 %	2,2993	2,3308	1,35 %
11	13,7443	14,1204	2,66 %	0,6915	0,7631	9,37 %
13	10,7368	10,3731	3,51 %	0,0045	0,0341	86,71 %
17	3,7369	3,9714	5,91 %	-2,4399	-2,5466	4,19 %
19	4,8045	5,2643	8,73 %	2,3495	2,3701	0,87 %
23	6,8711	7,6693	10,41 %	0,4618	0,5582	17,26 %
25	6,9169	6,6504	4,01 %	-0,2222	-0,1315	69,01 %

Tabela 4.7 : Harmônicos da corrente I_{PT2A} (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kA)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
1	0,9399	0,9402	0,04 %	-0,8601	-0,8510	1,06 %
5	0,1638	0,1641	0,16 %	1,9774	2,0199	2,11 %
7	0,0999	0,1002	0,28 %	0,2406	0,3017	20,26 %
11	0,0373	0,0374	0,45 %	2,9687	3,0621	3,05 %
13	0,0233	0,0235	1,23 %	1,2209	1,3285	8,09 %

Tabela 4.8 : Harmônicos da tensão V_{D1} (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
0	505,0100	503,0615	0,38 %	0,00	0,00	0,00 %
12	15,0798	15,8135	4,64 %	-0,4080	-0,3592	13,61 %
24	4,6471	4,4857	3,59 %	0,6346	0,6606	3,93 %

Tabela 4.9 : Harmônicos da tensão V_{D2} (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kV)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
0	500,0043	500,0094	0,00 %	0,00	0,00	0,00 %
12	0,0689	0,0696	0,91 %	2,8883	2,9267	1,49 %
24	0,0053	0,0091	41,62 %	-2,2083	-2,2665	2,56 %

Tabela 4.10 : Harmônicos da corrente I_{D1} (caso sem distorção)

Ordem	Amplitude (kA)			Fase (rad)		
	Modelo	MicroTran [®]	Erro	Modelo	MicroTran [®]	Erro
0	2,0021	2,0019	0,01 %	0,00	0,00	0,00 %
12	0,0067	0,0067	0,49 %	-1,9035	-1,7873	6,49 %

No que tange à dinâmica da simulação computacional, para o caso sem distorção, o regime permanente é atingido em 19 ciclos de transitório, o que leva 4,72 segundos de processamento (5,4 segundos no MicroTran[®]) em um microcomputador com clock de 200 MHz. Pelo processo de aceleração do cálculo do regime permanente, com uma estimativa de 14 ciclos de transitório, uma iteração é necessária para atingi-lo. O que leva 4,89 segundos de processamento para o mesmo caso e no mesmo microcomputador.

O regime permanente é alcançado em 22 ciclos de transitório, para o caso com distorção, sendo gastos 5,43 segundos no processamento (6,5 segundos no MicroTran[®]) em um microcomputador com clock de 200 MHz. Acelerando-se o cálculo do regime

permanente, com uma estimativa de 19 ciclos de transitório, só uma iteração é necessária para tal fim. O que leva 5,82 segundos para o mesmo caso, no mesmo microcomputador.

Pelo exposto acima, uma boa correlação de resultados entre o modelo proposto e o MicroTran[®] se verifica. Vê-se também, neste caso, que não houve um ganho de tempo na análise, em regime, do conversor CA/CC no domínio do tempo quando se faz uso do procedimento de aceleração na obtenção do regime permanente. O tempo gasto para o cálculo dos ciclos de transitório que compõem a estimativa inicial para o procedimento de aceleração do regime permanente é grande em comparação com o cálculo deste último.

Na Figura 4.18, gerada pelo programa MicroTran[®], vê-se pequenos degraus ou intervalos de valores constantes. Isto é devido ao truncamento na quarta casa decimal dos valores numéricos imposto pela formatação de saída de dados, ajustada em “e12.4” (código FORTRAN).

As aplicações da técnica proposta na análise de circuitos elétricos não-lineares para a obtenção das respostas em regimes transitório e permanente dos conversores CA/CC de 6 e 12 pulsos a tiristor, apresentadas no Capítulo III e neste, ressaltam ainda mais as vantagens desta técnica, quais sejam : o claro entendimento da modelagem matemática, a facilidade para a inclusão de sistemas de controle e modelos de elementos não-lineares, e principalmente a aceleração da obtenção da solução em regime permanente. Embora não seja mostrado aqui por questão de escopo, a técnica proposta pode perfeitamente ser utilizada na análise de conversores ditos modernos, como aqueles que têm controle PWM. Na referência (NAIDU et al, 1999b) alguns exemplos desta natureza são apresentados.

A interação harmônica entre conversor CA/CC e sistema CA, ou como as harmônicas geradas pelo conversor CA/CC são transferidas do lado CA para o lado CC, e vice-versa, bem como o estudo dessa interação em termos de componentes de potência para circuitos não-lineares são tratados no capítulo que se segue.

CAPÍTULO V

TRANSFERÊNCIA DE HARMÔNICOS E COMPONENTES DE POTÊNCIA NO CONVERSOR CA/CC

Devido à crescente proliferação de cargas não-lineares, principalmente as de eletrônica de potência, os sistemas elétricos, cada vez mais, estão recebendo grandes injeções de correntes harmônicas que provocam, entre outros efeitos, distorção de tensão. Assim, as tensões e/ou correntes desses sistemas deixam de ter forma-de-onda senoidal, ou por serem supridos por uma fonte de tensão não-senoidal, ou pela carga apresentar elementos não-lineares ou com parâmetros variantes no tempo.

Nessa nova realidade, ou seja, circuitos elétricos operando em condições não-senoidais, novas definições de potência devem ser desenvolvidas, pois essas definições podem ser utilizadas no gerenciamento da energia, na compensação de cargas ou na tarifação. Além dessas novas definições, a instrumentação também deve ser revista, pois os medidores de potência e energia convencionais apresentam erros consideráveis quando utilizados em condições não-senoidais (COX et al, 1990).

As definições de componentes de potência para condições senoidais (ativa, reativa e aparente) e seus respectivos significados já são bastante conhecidos e compreendidos pelos engenheiros que trabalham na geração, transmissão, distribuição e utilização de energia elétrica. Porém, em condições não-senoidais, as definições de potência não são ainda aceitas de forma unânime, existindo acirrados debates envolvendo cientistas de renome que propõem suas definições e criticam as existentes.

Dentre as várias definições propostas para as componentes de potência em circuitos elétricos operando em condições não-senoidais, as apresentadas por Czarnecki (CZARNECKI, 1985, 1988) mostram-se coerentes matematicamente e fisicamente, pois com elas é possível entender as propriedades físicas das potências nos circuitos não-lineares,

bem como projetar compensadores para a redução da potência não-ativa, melhorando com isso o uso da energia em tais circuitos. Por essas razões, é adotado esse conjunto de definições de componentes de potência para circuitos elétricos operando em condições não-senoidais, que é aqui utilizado como ferramenta de análise do fenômeno da interação harmônica (transferência de harmônicos) em conversores CA/CC.

5.1 Transferência de harmônicos em conversores CA/CC :

O problema da interação harmônica em conversores CA/CC visa responder como as harmônicas de tensão ou de corrente, geradas pelo conversor ou presentes na fonte de tensão CA que supre o conversor, são transferidas do lado CA para o lado CC do conversor e vice-versa, bem como descrever a relação entre frequências e componentes de seqüência (componentes simétricas) quando as harmônicas são transferidas através dos conversores.

De acordo com Y. Jiang e A. Ekström (JIANG & EKSTRÖM, 1997) as regras que governam a transferência de frequências harmônicas no conversor CA/CC são estabelecidas pela análise do circuito da Figura 5.1 no espaço vetorial.

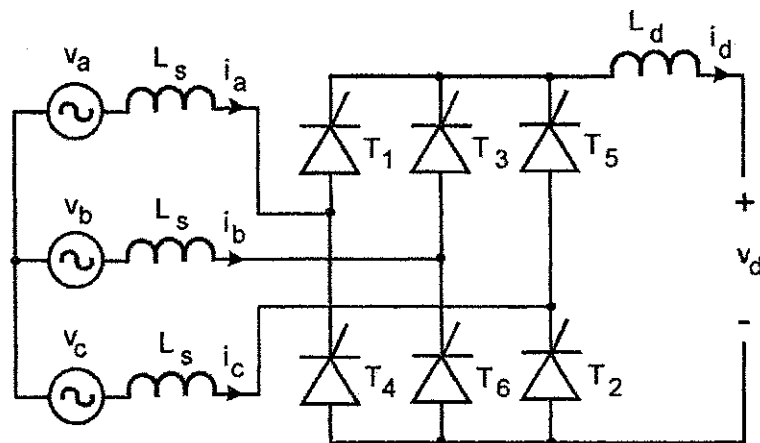


Figura 5.1 : Circuito básico do conversor CA/CC de 6 pulsos.

As grandezas trifásicas de fase $v_a(t)$, $v_b(t)$, $v_c(t)$ e $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ podem ser transformadas em grandezas bifásicas ortogonais $v_\alpha(t)$, $v_\beta(t)$ e $i_\alpha(t)$, $i_\beta(t)$, se a componente de seqüência zero não existir. Condição esta satisfeita para tensões e correntes presentes nos conversores CA/CC, por não terem o secundário do

transformador aterrado. As grandezas $v_\alpha(t)$, $v_\beta(t)$ e $i_\alpha(t)$, $i_\beta(t)$ são determinadas pela seguinte transformação linear :

$$\bar{v}_{\alpha\beta}(t) = v_\alpha(t) + jv_\beta(t) = [\bar{T}] \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \text{ e} \quad (5.1)$$

$$\bar{i}_{\alpha\beta}(t) = i_\alpha(t) + ji_\beta(t) = [\bar{T}] \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

para

$$[\bar{T}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

As vantagens dessa transformação são a redução do número de fases do sistema, de três para duas, em sistemas a três fios, e a informação das componentes de seqüência das grandezas senoidais trifásicas através do sinal do expoente das grandezas vetoriais.

A operação do conversor CA/CC da Figura 5.1 pode ser representada por sinais binários, que apresentam valor unitário quando alguma válvula da ponte está em condução e valor nulo quando do contrário. Esses sinais binários são chamados de funções de chaveamento e são definidos considerando-se nulo o ângulo de comutação, visto que a consideração desse ângulo nas equações que descrevem a operação do conversor apenas influencia a amplitude das harmônicas de tensão e de corrente, não influenciando na ordem dessas harmônicas. Informação principal na definição das regras de transferência de harmônicas no conversor CA/CC.

Fazendo-se a análise de Fourier nas funções de chaveamento e transformando-a para o espaço vetorial $\alpha\beta$, Jiang e Ekström (JIANG & EKSTRÖM, 1997) estabelecem as regras de transferência de harmônicos no conversor CA/CC, apresentadas nos esquemas das Figuras 5.2 e 5.3. Assim, esses esquemas resumem as regras de transferência de harmônicas no conversor CA/CC, com fontes de harmônicos nos lados CC e CA, respectivamente. Em ambas as figuras o sinal (+) indica harmônica de seqüência positiva e o sinal (-) seqüência negativa.

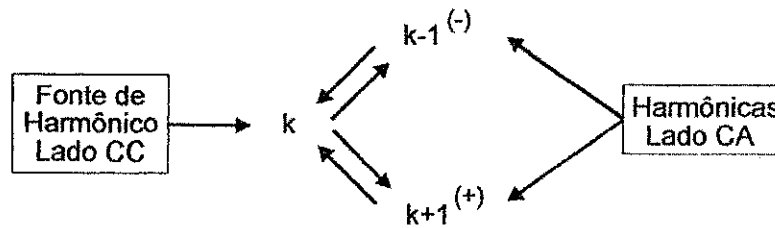


Figura 5.2 : Regras de transferência de harmônicas (fonte de harmônico no lado CC).

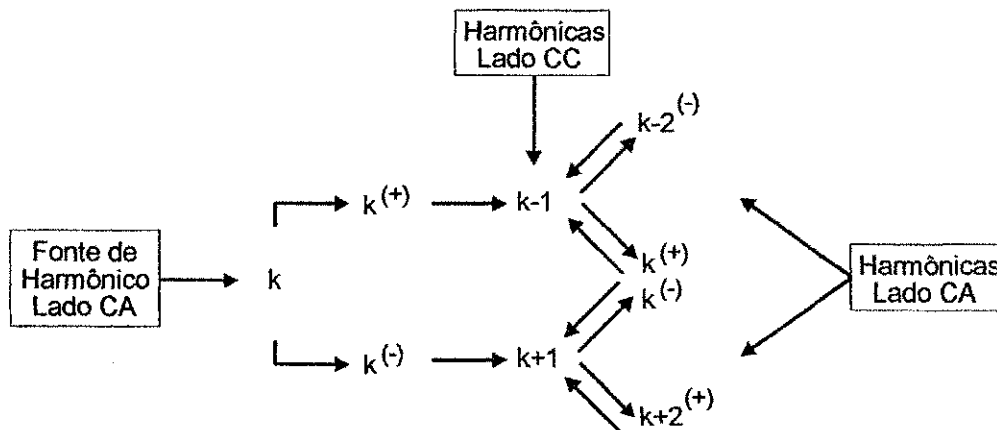


Figura 5.3 : Regras de transferência de harmônicas (fonte de harmônico no lado CA).

O caso mais geral é aquele cuja harmônica da tensão do lado CA é desbalanceada, o que significa a presença de componentes de seqüência positiva e negativa ao mesmo tempo. Em (JIANG & EKSTRÖM, 1997) é mostrado que uma harmônica desbalanceada no lado CA é transferida para o lado CC como duas harmônicas, cujas amplitudes dependem das amplitudes das componentes de seqüência positiva e negativa. A harmônica transferida de maior freqüência é devida à componente de seqüência negativa, $(\omega_k + \omega_1)$, e a de menor freqüência deve-se à componente de seqüência positiva, $(\omega_k - \omega_1)$.

Essas regras de transferência de harmônicas sintetizam a interação harmônica entre conversor CA/CC e sistema CA. Elas são válidas para qualquer conversor trifásico com modulação simétrica na freqüência fundamental ou em altas freqüências, para harmônicas de tensão e de corrente, e indicam também que os conversores CA/CC não só transferem harmônicas do lado CA para o lado CC, e vice-versa, como também proliferam essas harmônicas (JIANG & EKSTRÖM, 1997).

5.2 Definições das componentes de potência de Czarnecki :

Em suas definições de componentes de potência para circuitos elétricos trifásicos operando em condições não-senoidais, Czarnecki considera a configuração mostrada na Figura 5.4.

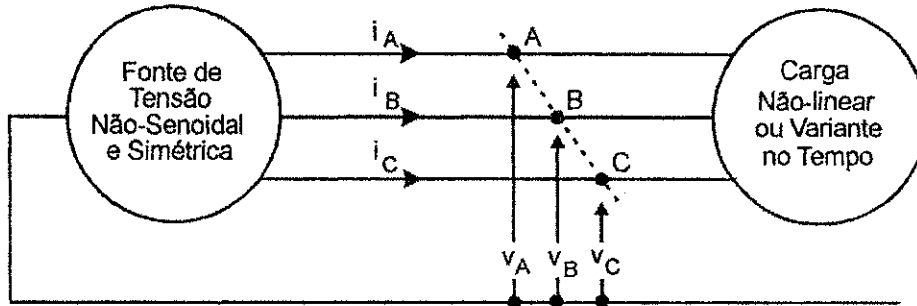


Figura 5.4 : Estrutura do circuito trifásico.

Esse circuito apresenta uma fonte de tensão periódica não-senoidal trifásica e simétrica. A carga pode ser linear, não-linear ou com parâmetros periodicamente variantes no tempo, sem acoplamento magnético e com as correntes tendo o mesmo período da tensão da fonte. O valor médio da tensão da fonte e da corrente de carga é considerado nulo. As tensões de fase são assim representadas :

$$v_f(t) = \sum_k \sqrt{2} \cdot V_{fk} \cdot \cos(k\omega_1 t + \varphi_{fk}) = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \left[\sum_k \bar{V}_{fk} \cdot e^{jk\omega_1 t} \right], \quad (5.4)$$

para $f = A, B, C$, com $\bar{V}_{fk} = V_{fk} \cdot e^{j\varphi_{fk}}$. V_{fk} são valores rms e φ_{fk} são ângulos de fase das tensões harmônicas, defasadas de 120° entre si.

De forma semelhante para as correntes de carga, têm-se :

$$i_f(t) = \sum_k \sqrt{2} \cdot I_{fk} \cdot \cos(k\omega_1 t + \gamma_{fk}) = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \left[\sum_k \bar{I}_{fk} \cdot e^{jk\omega_1 t} \right], \quad (5.5)$$

para $f = A, B, C$, com $\bar{I}_{fk} = I_{fk} \cdot e^{j\gamma_{fk}}$. I_{fk} são valores rms e γ_{fk} são ângulos de fase das correntes harmônicas.

Assim, são definidos os vetores das tensões de fase e das correntes de carga :

$$\bar{v} = \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \sum_k \begin{bmatrix} v_{Ak} \\ v_{Bk} \\ v_{Ck} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \sum_k \begin{bmatrix} \bar{V}_{Ak} \\ \bar{V}_{Bk} \\ \bar{V}_{Ck} \end{bmatrix} \cdot e^{jk\omega_1 t} \quad (5.6)$$

$$\bar{i} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sum_k \begin{bmatrix} i_{Ak} \\ i_{Bk} \\ i_{Ck} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \sum_k \begin{bmatrix} \bar{I}_{Ak} \\ \bar{I}_{Bk} \\ \bar{I}_{Ck} \end{bmatrix} \cdot e^{jk\omega t} \quad (5.7)$$

Seja um vetor genérico

$$\bar{f} = \begin{bmatrix} f_A \\ f_B \\ f_C \end{bmatrix} = \sum_k \begin{bmatrix} f_{Ak} \\ f_{Bk} \\ f_{Ck} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \sum_k \begin{bmatrix} \bar{F}_{Ak} \\ \bar{F}_{Bk} \\ \bar{F}_{Ck} \end{bmatrix} \cdot e^{jk\omega t}, \quad (5.8)$$

com $\bar{f}_{sk} = F_{sk} \cdot e^{j\varphi_{sk}}$, $s = A, B, C$.

O produto escalar entre dois vetores \bar{f}_x e \bar{f}_y é definido como :

$$(\bar{f}_x, \bar{f}_y) = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{f}_x' \cdot \bar{f}_y dt = \text{Re} \sum_k (\bar{F}_{xA} \cdot \bar{F}_{yA}^* + \bar{F}_{xB} \cdot \bar{F}_{yB}^* + \bar{F}_{xC} \cdot \bar{F}_{yC}^*). \quad (5.9)$$

A norma $\|\bar{f}\|$ do vetor \bar{f} é definida como :

$$\|\bar{f}\| = \sqrt{(\bar{f}, \bar{f})} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (f_A^2 + f_B^2 + f_C^2) dt} = \sqrt{\sum_k (F_{Ak}^2 + F_{Bk}^2 + F_{Ck}^2)}. \quad (5.10)$$

Assim, a norma $\|\bar{i}\|$ do vetor das correntes \bar{i} é definida como :

$$\|\bar{i}\| = \sqrt{(\bar{i}, \bar{i})} = \sqrt{\sum_k (I_{Ak}^2 + I_{Bk}^2 + I_{Ck}^2)} = \sqrt{\sum_k \|\bar{i}_k\|^2}. \quad (5.11)$$

Essa norma é considerada como o valor rms generalizado do vetor das correntes \bar{i} . Ou seja, se o efeito térmico da corrente \bar{i} em um dispositivo trifásico não depende da frequência, então a norma $\|\bar{i}\|$ é igual ao valor CC que resulta no mesmo efeito térmico no dispositivo trifásico com as três correntes i_A , i_B e i_C (Czarnecki, 1988).

De forma semelhante para o vetor das tensões \bar{v} , o valor rms generalizado é a norma $\|\bar{v}\|$. Assim,

$$\|\bar{v}\| = \sqrt{(\bar{v}, \bar{v})} = \sqrt{\sum_k (V_{Ak}^2 + V_{Bk}^2 + V_{Ck}^2)} = \sqrt{\sum_k \|\bar{v}_k\|^2}. \quad (5.12)$$

A potência ativa P transmitida através dos terminais ABC (Figura 5.4) é :

$$\begin{aligned} P = (\bar{v}, \bar{i}) &= \frac{1}{T} \int_0^T \bar{v}' \cdot \bar{i} dt = \frac{1}{T} \int_0^T (v_A \cdot i_A + v_B \cdot i_B + v_C \cdot i_C) \\ &= \text{Re} \sum_k (\bar{V}_{Ak} \cdot \bar{I}_{Ak}^* + \bar{V}_{Bk} \cdot \bar{I}_{Bk}^* + \bar{V}_{Ck} \cdot \bar{I}_{Ck}^*) \end{aligned} \quad (5.13)$$

O produto dos valores rms generalizados dos vetores das tensões \bar{v} e das correntes \bar{i} , $\|\bar{v}\|$ e $\|\bar{i}\|$, respectivamente, é definido como a potência aparente S . Ou seja,

$$S = \|\bar{v}\| \cdot \|\bar{i}\| . \quad (5.14)$$

A potência aparente S é uma figura de mérito que informa a máxima capacidade de transferência de potência ativa de um circuito elétrico. Assim,

$$S = P_{\max} . \quad (5.15)$$

O grau de utilização da fonte trifásica, ou a eficiência na transferência da energia elétrica da fonte para a carga ou ainda a eficiência na utilização do sistema elétrico é expresso em termo do fator de potência, definido como :

$$\lambda = \frac{P}{S} . \quad (5.16)$$

Em condições não-senoidais, a diferença $(S^2 - P^2)$ tem uma natureza complexa. Diferente da condição senoidal na qual essa mesma diferença é igual ao quadrado da potência reativa Q , ou seja, $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$. Esse termo em condições não-senoidais é chamado de potência não-ativa ("deactive power") T e sobre essa potência algumas questões são importantes para o entendimento físico do comportamento de um circuito elétrico operando em condições não-senoidais, quais sejam : Como as propriedades e os parâmetros da carga afetam a potência não-ativa T quantitativamente ? Como e que medidas podem ser tomadas para minimizá-la ? Uma vez que essa potência é uma grandeza intrinsecamente complexa, a resposta para essas questões requer a decomposição de T em suas componentes elementares.

É mostrado em (Czarnecki, 1988) que a corrente da carga num circuito elétrico assimétrico com carga não-linear e/ou variante no tempo pode ser decomposta em cinco componentes de corrente mutuamente ortogonais. Assim,

$$\|\bar{i}\|^2 = \|\bar{i}_a\|^2 + \|\bar{i}_r\|^2 + \|\bar{i}_u\|^2 + \|\bar{i}_s\|^2 + \|\bar{i}_h\|^2 . \quad (5.17)$$

Com \bar{i} sendo a corrente da carga, \bar{i}_a a corrente ativa, \bar{i}_r a corrente reativa, \bar{i}_u a corrente de desbalanço, \bar{i}_s a corrente de dispersão e \bar{i}_h a corrente harmônica.

Essa equação explicita cinco diferentes razões para o aumento do valor rms da corrente da fonte em um circuito trifásico :

- (i) potência ativa de transmissão - \bar{i}_a ;
- (ii) fluxo de energia oscilatório - \bar{i}_r ;

- (iii) desequilíbrio da carga - \bar{i}_u ;
- (iv) mudança da condutância da carga com a frequência - \bar{i}_s ;
- (v) geração de harmônicos pela não-linearidade e/ou variação de parâmetros da carga - \bar{i}_h

A equação de potência baseada na decomposição da corrente apresentada tem a forma :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D_u^2 + D_s^2 + D_h^2 , \quad (5.18)$$

com

$$Q = \|\bar{v}\| \cdot \|\bar{i}_r\| , \quad (5.19)$$

$$D_u = \|\bar{v}\| \cdot \|\bar{i}_u\| , \quad (5.20)$$

$$D_s = \|\bar{v}\| \cdot \|\bar{i}_s\| \text{ e} \quad (5.21)$$

$$D_h = \|\bar{v}\| \cdot \|\bar{i}_h\| . \quad (5.22)$$

As definições dos valores rms das componentes de corrente de Czarnecki, são encontradas em (Czarnecki, 1988).

A corrente harmônica \bar{i}_h , injetada na fonte pela carga não-linear e/ou variante no tempo, pode ser reduzida por circuitos reativos que formam divisores de corrente. Os filtros de harmônicos, por exemplo, formam tais divisores (Czarnecki, 1990).

Essa decomposição da corrente de carga em componentes ativa, reativa, desbalanceada, dispersão e harmônica, resultando nas definições de potência para circuitos elétricos operando em condições não-senoidais enfatiza o significado físico do fenômeno potência em circuitos não-lineares, bem como esclarece como o fator de potência em tais circuitos pode ser melhorado. Outro tipo de análise decorrente dessas definições é a identificação de característica de carga. Porém, existe um inconveniente nas definições de potência de Czarnecki que é a restrição da simetria da tensão da fonte, embora ela possa ser não-senoidal. A razão dessa restrição reside no fato da abordagem de Czarnecki ser feita em termos de grandezas de fase, o que não facilita o entendimento e a manipulação algébrica da ligação entre componentes harmônicas e de seqüência (CRISTALDI et al, 1994).

5.3 Transferência de harmônicos e componentes de potência no conversor CA/CC :

Com o propósito de investigar a transferência de harmônicos no conversor CA/CC em termos do comportamento das suas componentes de potência, as regras de transferência de harmônicos, descritas no item 6.1, e as definições das componentes de potência segundo Czarnecki, mostradas na seção anterior são enquadradas em estudos de casos nos quais o conversor é alimentado por fonte de tensão equilibrada e simétrica podendo ser senoidal ou não.

A observação do comportamento das componentes de potência é aqui feito tendo como referência o conversor CA/CC, de 6 ou 12 pulsos, alimentado por fonte senoidal equilibrada e simétrica. A partir desse caso base, outros são construídos com a distorção da fonte de tensão, que é feita somando-se uma única componente harmônica equilibrada e simétrica, com frequência múltipla inteira da fundamental e com amplitude que é um percentual da amplitude da componente fundamental. Esse critério escolhido permite a observação do comportamento das componentes de potência em relação a uma dada harmônica que pode ser característica ou não, de seqüência positiva, negativa ou zero, como também em relação à variação do percentual de distorção. Assim, a definição em pu da tensão de alimentação do conversor é :

$$v_{ga}(t) = \text{sen}(\omega t) + p \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) , \quad (5.23)$$

$$v_{gb}(t) = \text{sen}(\omega t - 120^\circ) + p \cdot \text{sen}(h \cdot (\omega t - 120^\circ)) , \quad (5.24)$$

$$v_{gc}(t) = \text{sen}(\omega t + 120^\circ) + p \cdot \text{sen}(h \cdot (\omega t + 120^\circ)) . \quad (5.25)$$

com p sendo o percentual de distorção e h a ordem da componente harmônica.

Os casos em estudo são assim definidos :

- i. Caso Base : fonte de tensão senoidal e equilibrada;
- ii. Caso I : fonte de tensão não-senoidal, com harmônica característica de seqüência positiva;
- iii. Caso II : fonte de tensão não-senoidal, com harmônica característica de seqüência negativa;
- iv. Caso III : fonte de tensão não-senoidal, com harmônica não-característica de seqüência positiva;

v. Caso IV : fonte de tensão não-senoidal, com harmônica não-característica de seqüência negativa;

vi. Caso V : fonte de tensão não-senoidal, com harmônica não-característica de seqüência zero;

Para todos esses casos são estudadas as seguintes particularidades : Conversor operando com corrente CC constante (sistema de controle a corrente constante ativo); varredura do ângulo de gatilhamento com potência CC constante.

Como caso ilustrativo é mostrado ainda o comportamento das componentes de potência no conversor CA/CC de 12 pulsos nas situações com e sem filtros.

5.3.1 Estudo de casos : Conversor CA/CC de 6 pulsos operando com corrente CC constante.

O fenômeno da transferência de harmônicos no conversor CA/CC de 6 pulsos é investigado sob o mesmo operando com o sistema de controle a corrente constante ativado. Pretende-se verificar a influência da distorção da fonte de tensão com harmônicas características e não-características, de seqüências positiva, negativa e zero, como também do percentual de distorção, nas componentes de potência dos subsistemas CA e CC do conversor para que o valor médio da corrente CC seja constante. A corrente de referência é ajustada em 2kA, e os mesmos parâmetros elétricos do conversor estudado no Capítulo IV são adotados.

O estudo dos Casos Base, I, II, III, IV e V é feito com a obtenção da resposta em regime permanente do conversor, usando o modelo desenvolvido, alimentado com fonte de tensão equilibrada senoidal, para o Caso Base, e fonte de tensão equilibrada não-senoidal (distorcida) com harmônica de ordem 7 (característica e de seqüência positiva), 5 (característica e de seqüência negativa), 4 (não-característica e de seqüência positiva), 2 (não-característica e de seqüência negativa) e 3 (não-característica e de seqüência zero), para os Casos I, II, III, IV e V, respectivamente. Nesses últimos casos, cada harmônica é aplicada separadamente para distorcer a fonte de tensão, em três percentuais de distorção (1, 5 e 10 %). Para efeito de verificação da transferência de harmônicos do lado CA para o lado CC, são apresentados gráficos com as amplitudes das harmônicas das correntes CA e CC, na situação de distorção de 10%.

Com as tensões e correntes da fonte, as componentes de potências do subsistema CA são calculadas e apresentadas em tabelas, juntamente com a variação percentual

($\Delta\%$) dessas potências em relação ao Caso Base. Como elemento adicional de análise, são incluídos nas tabelas os valores médios da tensão, da corrente CC e do ângulo de gatilhamento das válvulas. Após a apresentação dos resultados de todos os casos sob estudo, são feitos os comentários e discussões.

5.3.1.1 Caso Base : $I_{REF}=2kA$.

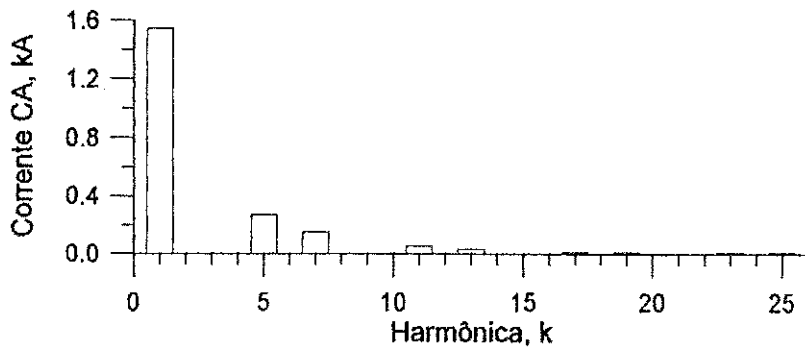


Figura 5.5 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso Base).

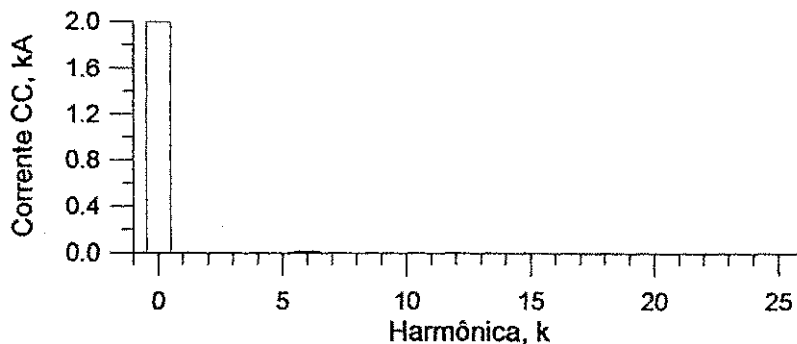


Figura 5.6 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso Base).

Vê-se na Figura 5.5 que as harmônicas de ordem 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 e 25 são geradas pelo conversor, visto que essas componentes harmônicas não são encontradas na fonte de tensão. Pela Figura 5.6 observam-se, embora parcialmente, as harmônicas transferidas do lado CA para o lado CC (harmônicas de ordem 0, 6, 12, 18 e 24), o que corresponde às regras de interação harmônica condensadas na Figura 5.3. Para as condições estabelecidas acima, as componentes de potência para o Caso Base são vistas na Tabela 5.1, a seguir.

Percebe-se nesses resultados que a potência de desbalanceamento D_u é pequena. O conversor CA/CC em estudo tem seus parâmetros elétricos balanceados. A única fonte de desbalanceo é o processo de gatilhamento das válvulas da ponte que não é

igualmente espaçado. Esse pequeno desequilíbrio no gatilhamento é refletido na potência D_u . A potência de dispersão D_s é nula por não haver variação da impedância do conversor com a frequência. Define-se impedância do conversor (ARRILLAGA et al, 1997) como sendo a impedância do equivalente de Thévenin do conversor na frequência de interesse. Uma corrente que resulta da aplicação de uma tensão no conversor para uma mesma frequência, pode ser expressa por uma admitância ou uma impedância, podendo ser esta positiva, negativa, real ou imaginária. Essa análise simplificada de harmônicas é particularmente útil para o projeto de filtros.

Tabela 5.1 : Componentes de potência do Caso Base.

	Subsist. CA	Subsist. CC
S	1166,56 MVA	-
P	1010,37 MW	-
Q	533,46 Mvar	-
D_u	3,33 MVA	-
D_s	0,00	-
D_h	235,42 MVA	-
FP	0,8661	-
V_{cc}	-	504,97 kV
I_{cc}	-	1,9937 kA
α_{cc}	-	14,10°

5.3.1.2 Caso I : $I_{REF}=2kA$, $h=7$, $p=\{1, 5, 10\}$ %.

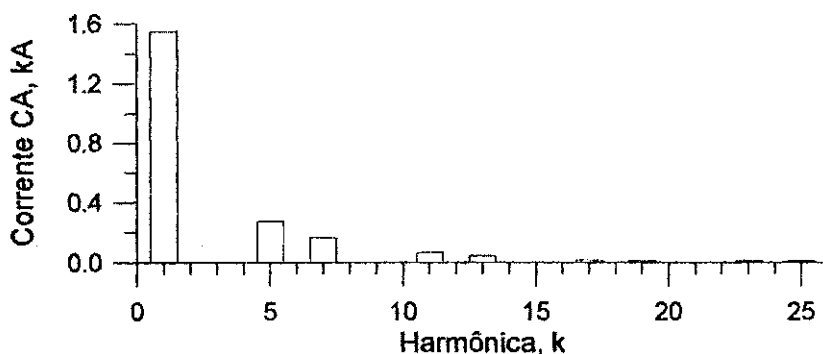


Figura 5.7 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso I, $h=7$, $p=10\%$).

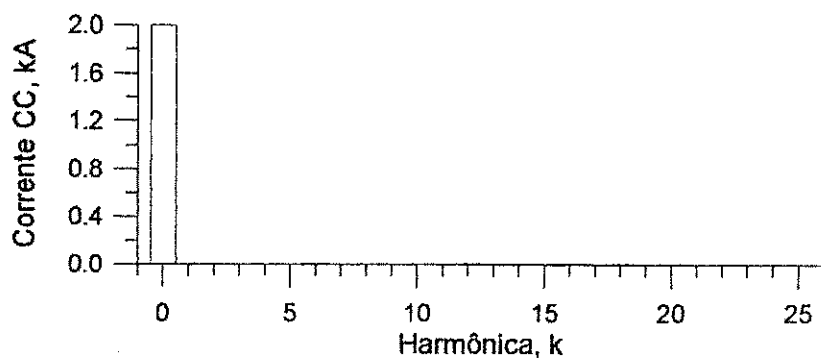


Figura 5.8 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso I, $h=7$, $p=10\%$).

Tabela 5.2 : Componentes de potência do Caso I ($h=7$).

	p=1%	$\Delta\%$	p=5%	$\Delta\%$	p=10%	$\Delta\%$
$S_{(CA)}$	1171,77 MVA	+0,45	1175,10 MVA	+0,73	1178,10 MVA	+0,99
$P_{(CA)}$	1014,88 MW	+0,45	1015,63 MW	+0,52	1012,87 MW	+0,25
$Q_{(CA)}$	538,53 Mvar	+0,95	548,97 Mvar	+2,91	561,74 Mvar	+5,31
$D_{II(CA)}$	1,03 MVA	-68,89	3,21 MVA	-3,64	2,84 MVA	-14,68
$D_{S(CA)}$	99,45 MVA	-	59,32 MVA	-	9,57 MVA	-
$D_{h(CA)}$	207,74 MVA	-11,75	210,85 MVA	-10,44	215,33 MVA	-8,53
$FP_{(CA)}$	0,8661	0,00	0,8643	-0,21	0,8597	-0,73
V_{cc}	505,01 kV	+0,01	505,02 kV	+0,01	504,99 kV	+0,01
I_{cc}	2,0025 kA	+0,13	2,0036 kA	+0,18	1,9979 kA	-0,11
α_{cc}	14,17°	+0,49	14,63°	+3,75	16,01°	+13,58

Obs. : (CA) Subsistema CA; CC Valor médio.

5.3.1.3 Caso II : $I_{REF}=2kA$, $h=5$, $p=\{1, 5, 10\}\%$.

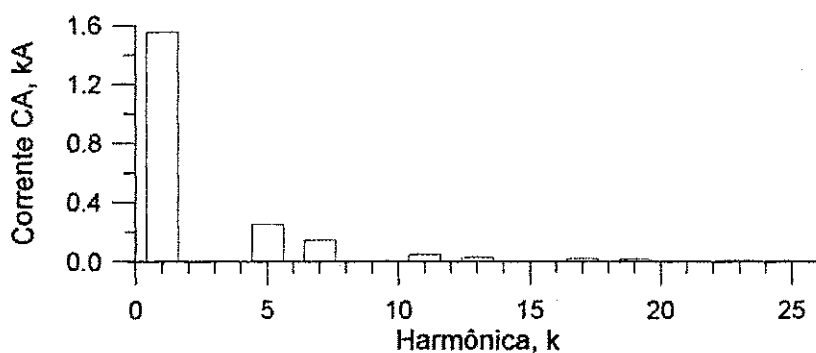


Figura 5.9 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso II, $h=5$, $p=10\%$).

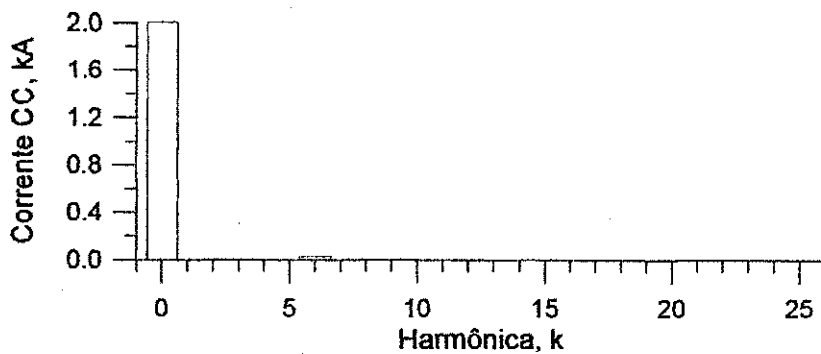


Figura 5.10 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso II, $h=5$, $p=10\%$).

Tabela 5.3 : Componentes de potência do Caso II ($h=5$).

	p=1%	$\Delta\%$	p=5%	$\Delta\%$	p=10%	$\Delta\%$
$S_{(CA)}$	1169,86 MVA	+0,28	1166,45 MVA	-0,01	1176,55 MVA	+0,86
$P_{(CA)}$	1013,77 MW	+0,34	1010,99 MW	+0,06	1018,48 MW	+0,80
$Q_{(CA)}$	551,61 Mvar	+3,40	558,31 Mvar	+4,66	573,31 Mvar	+7,47
$D_{u(CA)}$	2,80 MVA	-16,01	2,36 MVA	-29,19	1,23 MVA	-63,24
$D_{s(CA)}$	146,47 MVA	-	110,71 MVA	-	65,53 MVA	-
$D_{h(CA)}$	122,87 MVA	-47,81	120,59 MVA	-48,77	118,29 MVA	-49,75
$FP_{(CA)}$	0,8665	+0,05	0,8667	+0,07	0,8656	-0,05
V_{cc}	505,00 kV	+0,01	504,97 kV	0,00	505,05 kV	+0,02
I_{cc}	2,0003 kA	+0,01	1,9951 kA	-0,25	2,0097 kA	+0,49
α_{cc}	13,56°	-3,82	12,97°	-7,95	11,18°	-20,69

Obs. : (CA) Subsistema CA; CC Valor médio.

5.3.1.4 Caso III : $I_{REF}=2kA$, $h=4$, $p=\{1, 5, 10\}\%$.

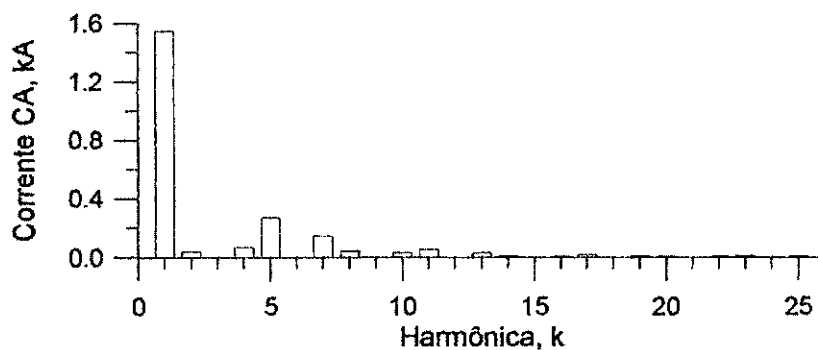


Figura 5.11 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso III, $h=4$, $p=10\%$).

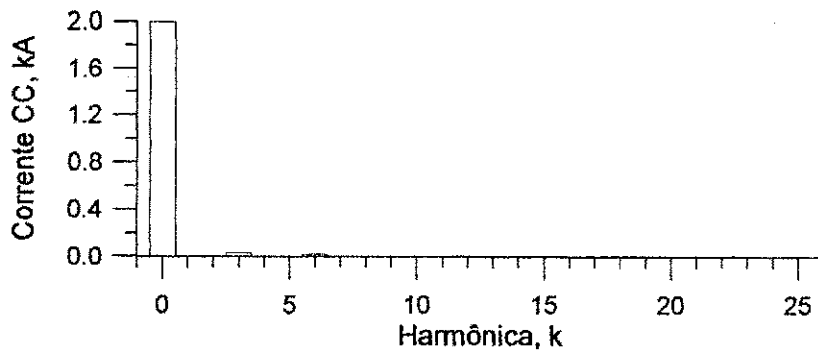


Figura 5.12 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso III, h=4, p=10%).

Tabela 5.4 : Componentes de potência do Caso III (h=4).

	p=1%	$\Delta\%$	p=5%	$\Delta\%$	p=10%	$\Delta\%$
$S_{(CA)}$	1166,74 MVA	+0,01	1170,64 MVA	+0,35	1176,32 MVA	+0,84
$P_{(CA)}$	1010,47 MW	+0,01	1012,75 MW	+0,24	1013,88 MW	+0,35
$Q_{(CA)}$	533,55 Mvar	+0,01	535,04 Mvar	+0,30	536,93 Mvar	+0,65
$D_{II (CA)}$	3,33 MVA	-0,09	1,88 MVA	-43,51	1,98 MVA	-40,34
$D_S (CA)$	10,59 MVA	-	53,27 MVA	-	106,85 MVA	-
$D_h (CA)$	235,40 MVA	-0,01	235,84 MVA	+0,18	236,77 MVA	+0,57
$FP_{(CA)}$	0,8661	0,00	0,8651	-0,11	0,8619	-0,48
V_{cc}	504,97 kV	0,00	504,99 kV	+0,01	505,00 kV	+0,01
I_{cc}	1,9939 kA	-0,31	1,9983 kA	-0,09	2,0004 kA	+0,02
α_{cc}	14,02°	-0,56	14,06°	-0,30	14,15°	+0,35

Obs. : (CA) Subsistema CA; CC Valor médio.

5.3.1.5 Caso IV : $I_{REF}=2kA$, $h=2$, $p=\{1, 5, 10\}\%$.

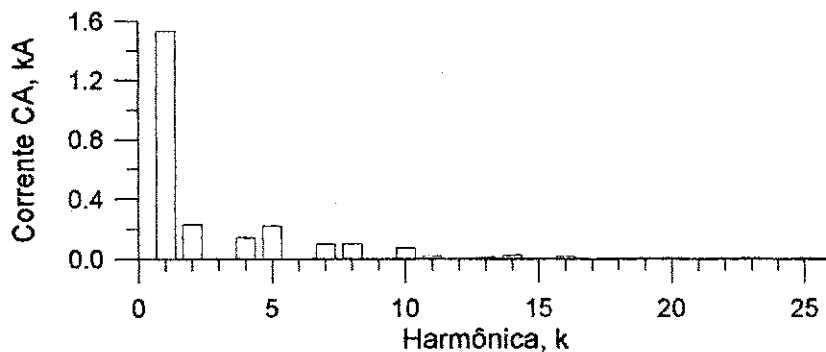


Figura 5.13 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso IV, h=2, p=10%).

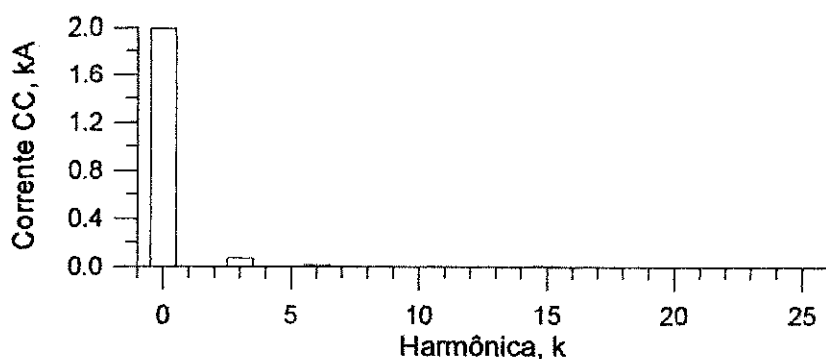


Figura 5.14 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso IV, $h=2$, $p=10\%$).

Tabela 5.5 : Componentes de potência do Caso IV ($h=2$).

	p=1%	$\Delta\%$	p=5%	$\Delta\%$	p=10%	$\Delta\%$
$S_{(CA)}$	1172,03 MVA	+0,47	1169,21 MVA	+0,23	1175,33 MVA	+0,75
$P_{(CA)}$	1015,32 MW	+0,49	1010,77 MW	+0,04	1010,40 MW	0,00
$Q_{(CA)}$	535,89 Mvar	+0,46	538,92 Mvar	+1,02	553,81 Mvar	+3,81
$D_{U(CA)}$	2,50 MVA	-24,85	1,41 MVA	-57,77	1,56 MVA	-53,09
$D_{S(CA)}$	1,26 MVA	-	2,65 MVA	-	6,50 MVA	-
$D_{H(CA)}$	235,73 MVA	+0,13	234,41 MVA	-0,43	231,81 MVA	-1,53
$FP_{(CA)}$	0,8663	+0,02	0,8645	-0,18	0,8597	-0,74
V_{cc}	505,01 kV	+0,01	504,97 kV	0,00	504,97 kV	0,00
I_{cc}	2,0033 kA	+0,17	1,9945 kA	-0,27	1,9935 kA	-0,33
α_{cc}	13,83°	-1,91	14,09°	-0,08	14,17°	+0,49

Obs. : (CA) Subsistema CA; CC Valor médio.

5.3.1.6 Caso V : $I_{REF}=2kA$, $h=3$, $p=\{1, 5, 10\}\%$.

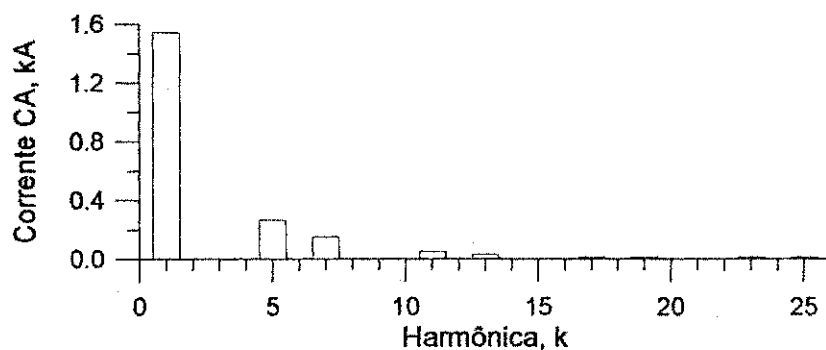


Figura 5.15 : Amplitude das harmônicas da corrente CA (Caso V, $h=3$, $p=10\%$).

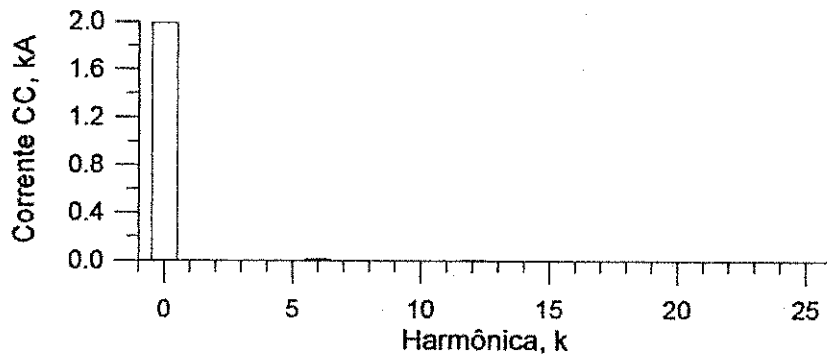


Figura 5.16 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (Caso V, $h=3$, $p=10\%$).

Tabela 5.6 : Componentes de potência do Caso V ($h=3$).

	$p=1\%$	$\Delta\%$	$p=5\%$	$\Delta\%$	$p=10\%$	$\Delta\%$
$S_{(CA)}$	1166,62 MVA	+0,01	1168,02 MVA	+0,12	1172,38 MVA	+0,49
$P_{(CA)}$	1010,37 MW	0,00	1010,37 MW	0,00	1010,37 MW	0,00
$Q_{(CA)}$	533,49 Mvar	+0,01	534,13 Mvar	+0,12	536,12 Mvar	+0,49
$D_{u(CA)}$	4,97 MVA	+49,01	4,97 MVA	+49,18	4,99 MVA	+49,74
$D_{s(CA)}$	10,10 MVA	-	50,52 MVA	-	101,04 MVA	-
$D_{h(CA)}$	235,41 MVA	-0,01	235,69 MVA	+0,11	236,57 MVA	+0,48
$FP_{(CA)}$	0,8661	0,00	0,8650	-0,12	0,8618	-0,49
V_{cc}	504,97 kV	0,00	504,97 kV	0,00	504,97 kV	0,00
I_{cc}	1,9937 kA	-0,31	1,9937 kA	-0,31	1,9937 kA	-0,31
α_{cc}	14,10°	0,00	14,10°	0,00	14,10°	0,00

Obs. : (CA) Subsistema CA; CC Valor médio.

5.3.1.7 Discussão dos resultados :

Pelos resultados apresentados, vê-se que em todos os casos estudados os valores médios da tensão e da corrente CC ficaram em torno de 505 kV (com variações máxima e mínima de $\pm 0,01\%$) e 2 kA (+0,49% e -0,31%), respectivamente. Assim, por ação do sistema de controle, a potência do lado CC mantém-se quase constante com valor próximo a 1010 MW (+0,49% e -0,31%).

Percebe-se também, que o valor da componente de potência ativa, P , do subsistema CA não sofre grandes variações quando da mudança da distorção na tensão seja em termos de ordem da harmônica, seja em termos do percentual de distorção, não

ultrapassando 1% em relação ao caso base, refletindo a ação do sistema de controle. Com isso, o fator de potência do subsistema CA apresenta-se com pequena variação em todos os casos (máxima de +0,08% e mínima de -0,74%), uma vez que sendo a potência ativa, P , praticamente constante e sendo esta a principal componente que compõe a potência aparente, S , pelo seu valor absoluto, esta última não se modifica muito com a variação das outras componentes de potência. Por conseguinte o efeito da distorção harmônica se faz sentir nas demais componentes de potência do subsistema CA, em especial nas potências reativa, Q , de dispersão, D_s , e harmônica, D_h . A potência de desbalanço, D_u , apesar de sofrer majoração em alguns casos, como por exemplo no Caso V ($h=3$, $p=10\%$) com $D_u = 4,99MVA$ correspondendo a uma elevação de 49,74% em relação ao Caso Base, o que representa 0,005% da potência ativa, tem pouca influência na composição da potência aparente, S . Como já comentado e aqui é repetido, esses pequenos valores de potência de desbalanço, D_u , advém da possibilidade da ocorrência de pequenos desequilíbrios no gatilhamento das válvulas, que não é igualmente espaçado para todas elas.

Observando-se o valor médio do ângulo de gatilhamento, α_{cc} , para o Caso I, distorção com harmônica de ordem 7, que é característica e de seqüência positiva, há uma tendência de alta em relação ao Caso Base com o aumento do percentual de distorção. A distorção harmônica da tensão CA provocada pela 7ª harmônica tende a elevar a tensão CC e por conseguinte a corrente CC. O sistema de controle aumenta o ângulo de gatilhamento para diminuir essa tensão e garantir a corrente CC constante. Para o Caso II, distorção com harmônica de ordem 5, característica e de seqüência negativa, o contrário ocorre, sendo verificado a diminuição do ângulo de gatilhamento para elevar a tensão CC e garantir a corrente CC constante. Quando a distorção da tensão CA é provocada por harmônicas não-características, Casos III e IV, essas observações feitas não são verificadas. Percebe-se que uma combinação de ordem das harmônicas e percentual de distorção, ou seja a amplitude das harmônicas, é que estabelece a necessidade do aumento ou não do ângulo de gatilhamento.

Quanto a potência reativa, Q , do subsistema CA, as maiores variações são percebidas nos casos de distorção provocada por harmônicas características, como nos Casos I ($h=7$) e II ($h=5$), principalmente neste último. Nessas situações, a distorção da fonte de tensão provoca um aumento da defasagem angular entre as tensões e correntes

harmônicas do lado CA do conversor e ocorre o aumento do valor rms destas, com a conseqüente elevação da potência reativa. Nos Casos III a V, em que as distorções da tensão da fonte são provocadas por harmônicas não-características de seqüências positiva, negativa ou zero, a defasagem angular entre a tensão e a corrente fundamental não aumenta significativamente, refletindo na pequena majoração da potência reativa pela contribuição das componentes harmônicas de tensão e de corrente, cujos valores rms são menores em relação à fundamental. A exceção se faz para o Caso IV ($h=2$), onde o comportamento da potência reativa, Q , em relação ao aumento do percentual de distorção é similar aos dos Casos I ($h=7$) e II ($h=5$). A forma-de-onda da tensão distorcida por uma harmônica de ordem 2 não difere muito da tensão senoidal.

As variações da impedância do conversor com a frequência são refletidas na potência de dispersão, D_s , como já visto. Nos Casos I ($h=7$) e II ($h=5$) essa variação tende a diminuir, pois o aumento do percentual de distorção faz com que a diferença entre a impedância do conversor na frequência fundamental e na frequência harmônica se reduza (ver Tabela 5.11 para o Caso I ($h=7$)). Nessa situação, a potência de dispersão diminui com o aumento do percentual de distorção. Nas situações em que a distorção da fonte é provocada por harmônicas não-características, de seqüências positiva, negativa ou zero, outro comportamento da potência de dispersão, D_s , é verificado. Essa componente sempre aumenta de valor quando o percentual de distorção aumenta.

Tabela 5.7 : Impedância do conversor CA/CC; Caso I ($h=7$).

	$p=1\%$	$p=5\%$	$p=10\%$
Z_1	158,88 Ω	158,42 Ω	158,97 Ω
Z_7	16,12 Ω	77,42 Ω	149,06 Ω

Harmônicas características, de seqüência positiva ou negativa, Casos I e II, distorcendo a tensão da fonte faz diminuir a potência harmônica, D_h , pois a ordem da componente harmônica presente na distorção da tensão deixa de ser computada no cálculo da corrente harmônica gerada \bar{i}_h , reduzindo assim o seu valor rms $\|\bar{i}_h\|$. Em outras palavras, a harmônica característica presente na fonte de tensão deixa de pertencer a conjunto N_h (conjunto de ordem dos harmônicos da corrente \bar{i}_h) e passa ao conjunto N_v (conjunto de ordem dos harmônicos da tensão da fonte), resultando na

diminuição da corrente \bar{i}_h . Porém, para certa condição de distorção e de gatilhamento, a corrente rms da fonte pode ser maior que no Caso Base senoidal, fazendo com que haja uma compensação da diminuição da corrente \bar{i}_h , devido à redução do conjunto N_h , pelo aumento de outras componentes harmônicas da corrente gerada \bar{i}_h . Essa situação é encontrada no estudo de casos da seção seguinte (5.3.2). Nos casos de distorção da tensão da fonte por harmônicas não-características, Casos III a IV, a tendência natural é que a potência harmônica, D_h , aumente devido à geração de novas harmônicas além das características, como no Caso III ($h=4$). Mas, o contrário também pode ocorrer visto que a distorção por harmônica não-característica reduz as componentes harmônicas características da corrente, \bar{i}_h , podendo não haver a compensação por parte das novas harmônicas não-características presentes em N_h , para alguma condição de operação, reduzindo assim a potência harmônica, D_h .

No Caso V, distorção da tensão CA provocada por harmônica de ordem 3 (não-característica e de seqüência zero), percebe-se claramente a ligação entre a transferência de harmônicos e as componentes de potência. Neste caso a não transferência é verificada. O Conversor CA/CC que é alimentado por tensão distorcida com harmônicas de ordem múltipla de 3 não transfere essas frequências para o lado CC. As componentes de potência do subsistema CA (Tabela 5.6) mostram isso.

5.3.2 Estudo de casos : Conversor CA/CC de 6 pulsos com varredura do ângulo de gatilhamento potência CC constante.

A transferência de harmônicos no conversor CA/CC é aqui observada através do comportamento das componentes de potência desse conversor, nos subsistemas CA e CC, variando-se o ângulo de gatilhamento das válvulas de zero a 30 graus e mantendo-se a potência CC constante. Comparações são feitas a partir do Caso Base senoidal com os resultados dos Casos I, II, III, IV e V anteriormente definidos, porém restritos às componentes harmônicas de ordens 7, 5, 4, 2 e 3, respectivamente. Todos os casos são calculados com percentual de distorção de 10%. Os mesmos parâmetro elétricos do conversor CA/CC de 6 pulsos utilizados quando dos estudos dos casos anteriores são também aqui adotados.

As Figuras 5.17 a 5.43 mostram os resultados obtidos para as potências aparente, ativa, reativa, de desbalanço, de dispersão e harmônica, bem como para o fator de potência e valores médios da tensão e da corrente CC. As perdas elétricas no conversor, determinadas pela diferença entre a potência ativa CA e a potência CC, também são mostradas. Após a apresentação dos resultados de todos os casos sob estudo, são feitos os comentários e discussões.

5.3.2.1 Casos Base, I (h=7) e II (h=5) :

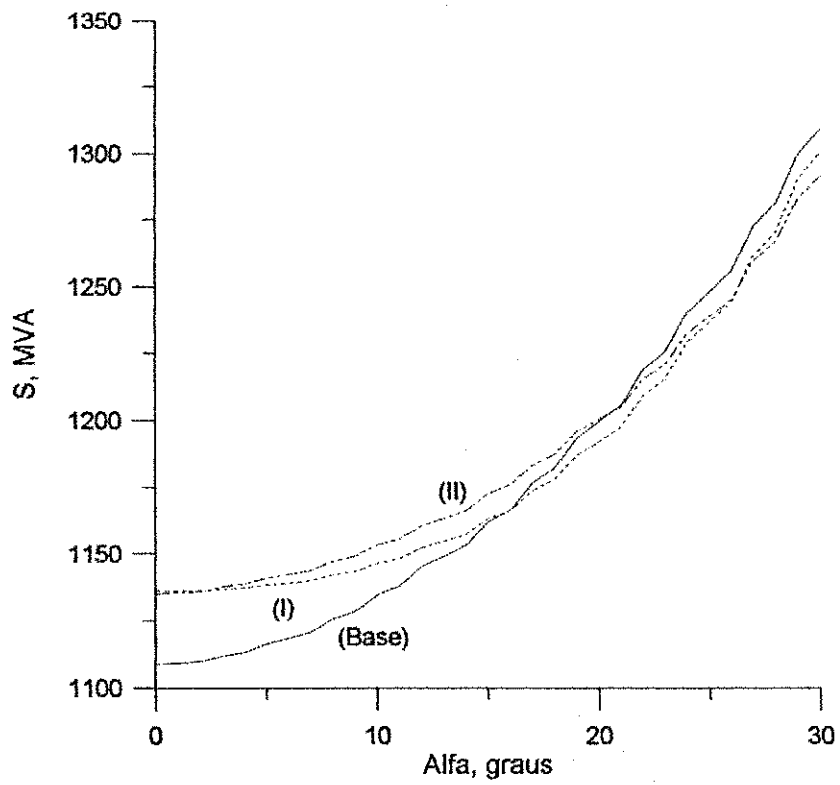


Figura 5.17 : Pot. Aparente (S); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).

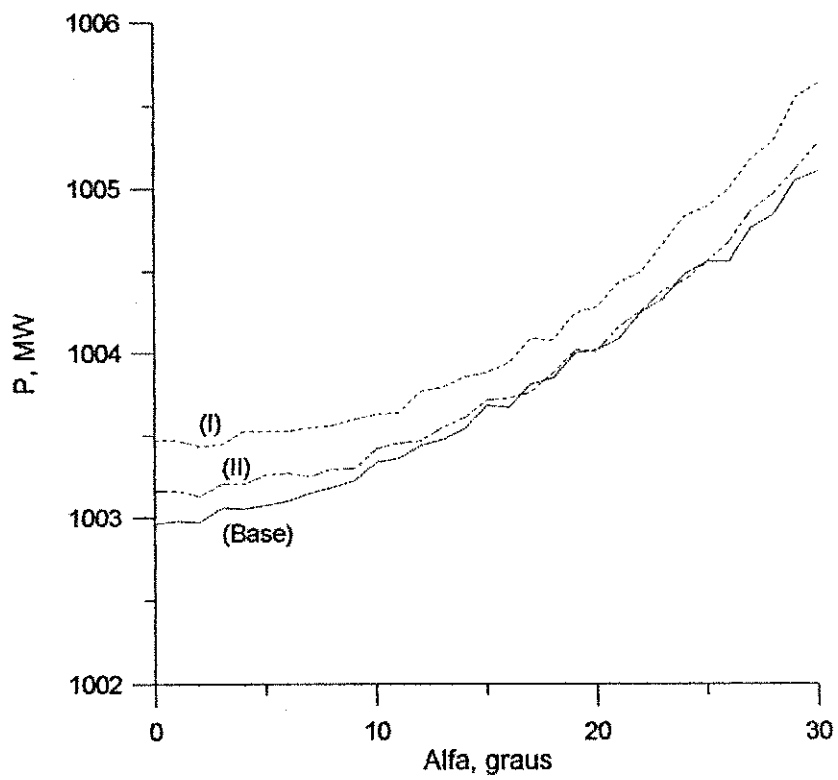


Figura 5.18 : Pot. Ativa (P); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).

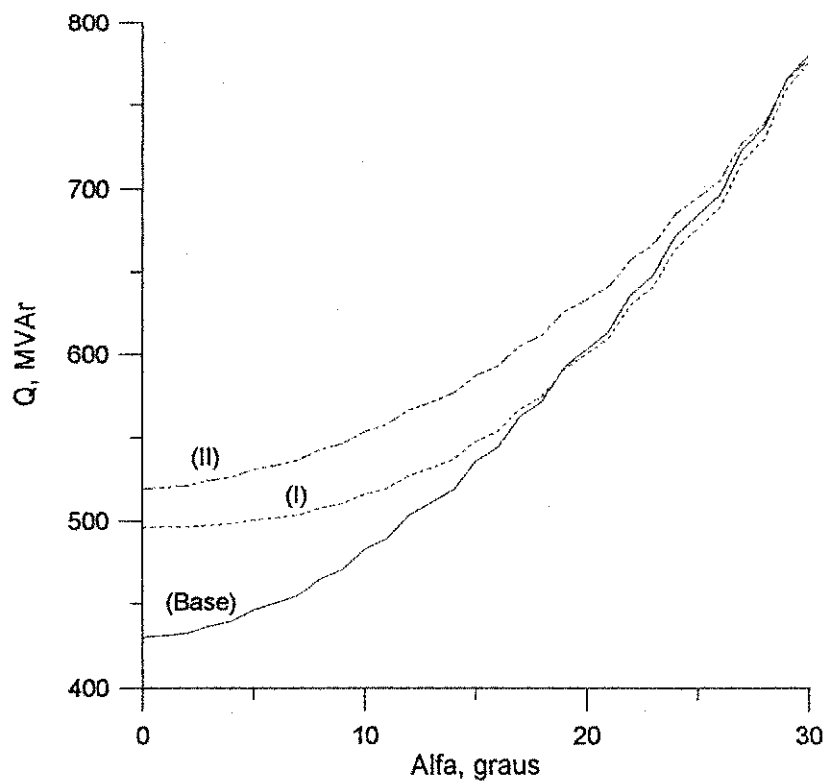


Figura 5.19 : Pot. Reativa (Q); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).

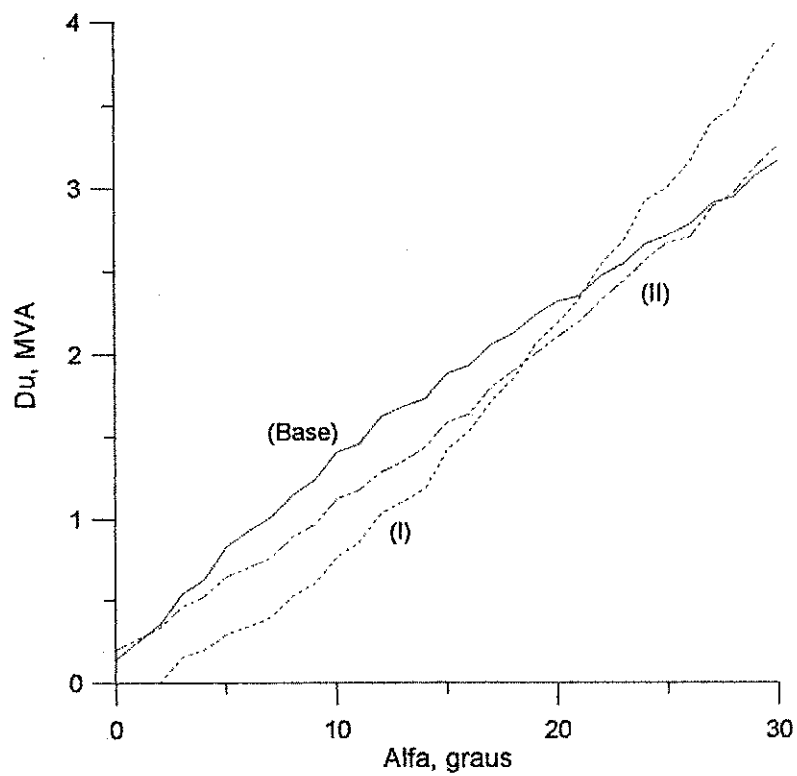


Figura 5.20 : Pot. de Desbalanço (D_u); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).

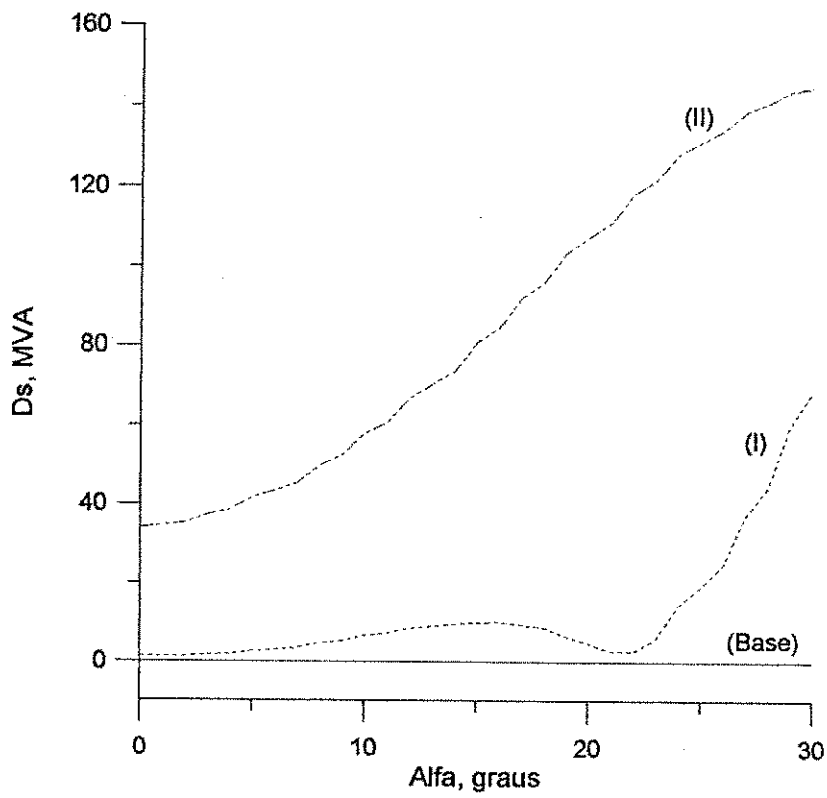


Figura 5.21 : Pot. de Dispersão (D_s); Casos Base, I ($h=7$) e II ($h=5$).

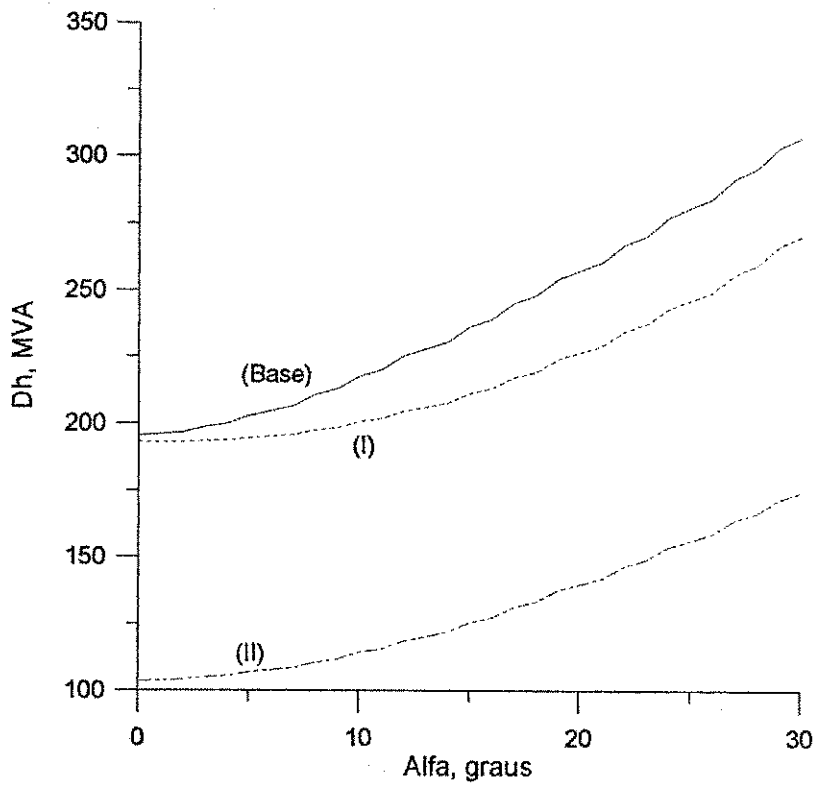


Figura 5.22 : Pot. Harmônica (D_h); Casos Base, I ($h=7$) e II ($h=5$).

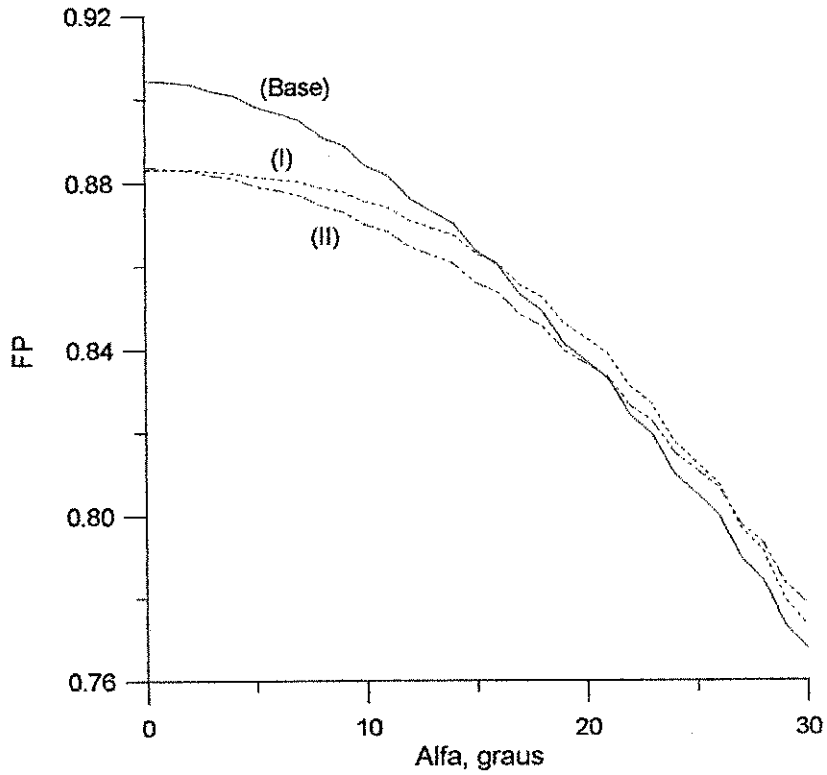


Figura 5.23 : Fator de Pot. (FP); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).

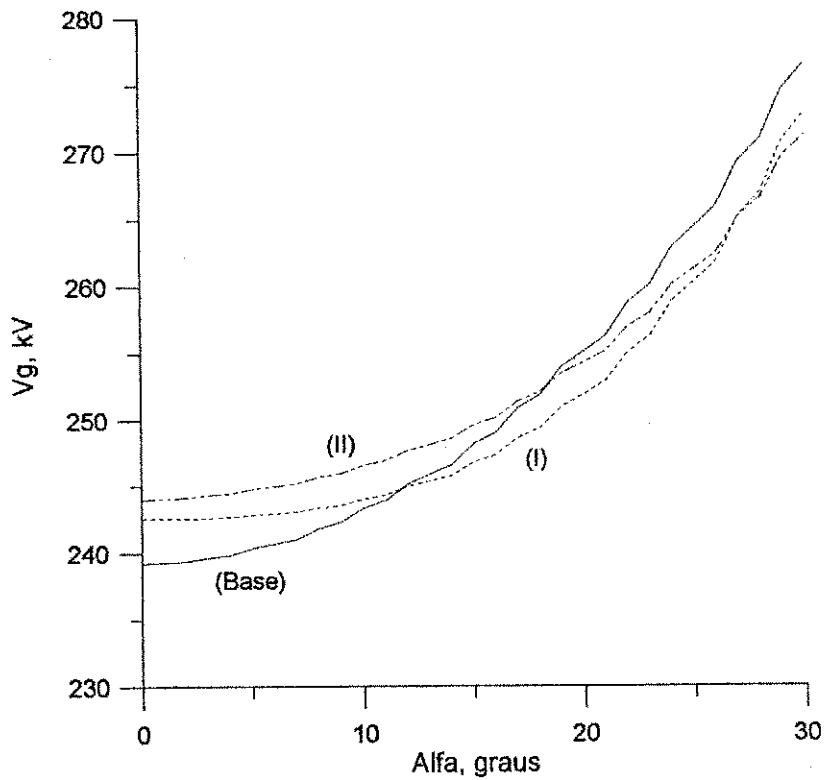


Figura 5.24 : Tensão CA (V_g); Casos Base, I (h=7) e II (h=5).

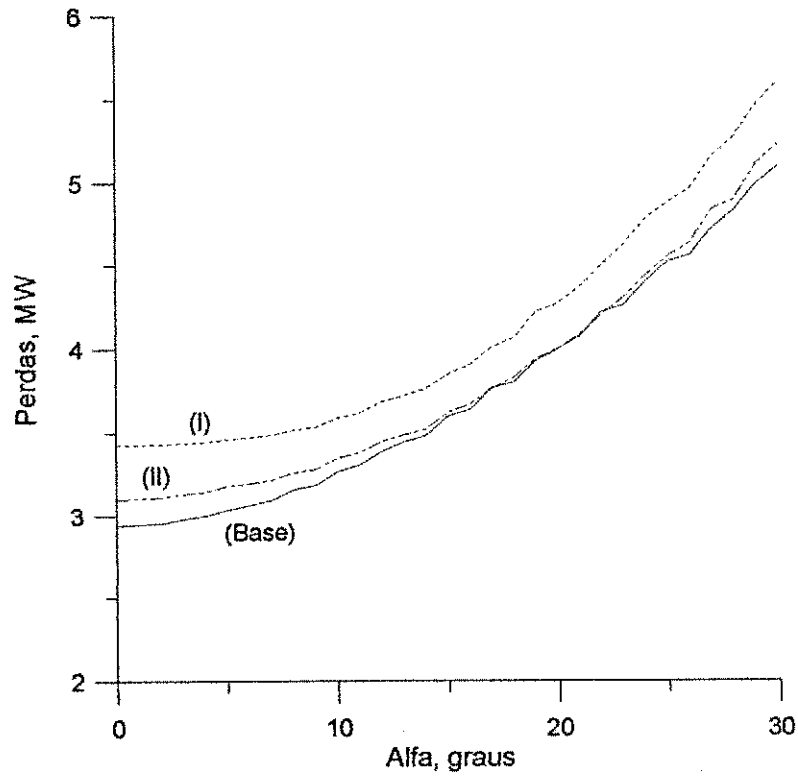


Figura 5.25 : Perdas elétricas (ΔP); Casos Base, I ($h=7$) e II ($h=5$).

5.3.2.2 Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$) :

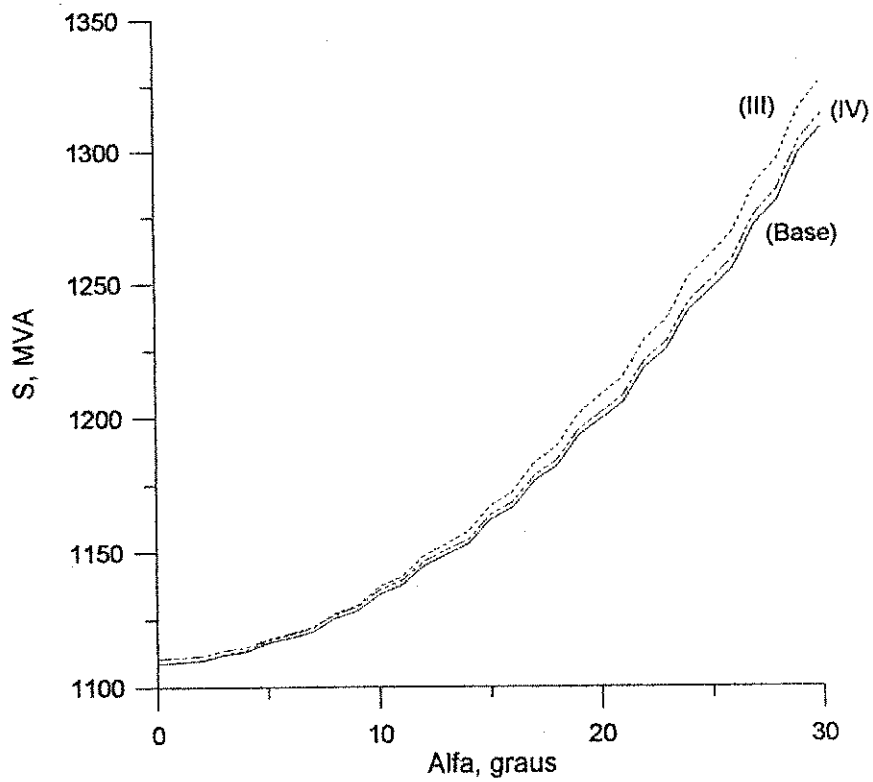


Figura 5.26 : Pot. Aparente (S); Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$).

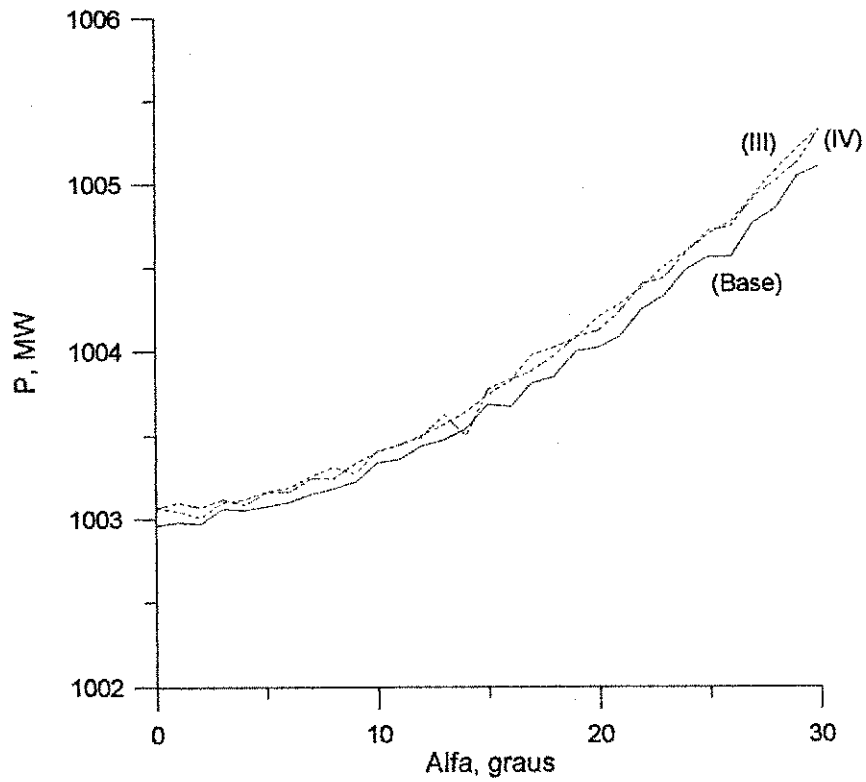


Figura 5.27 : Pot. Ativa (P); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2).

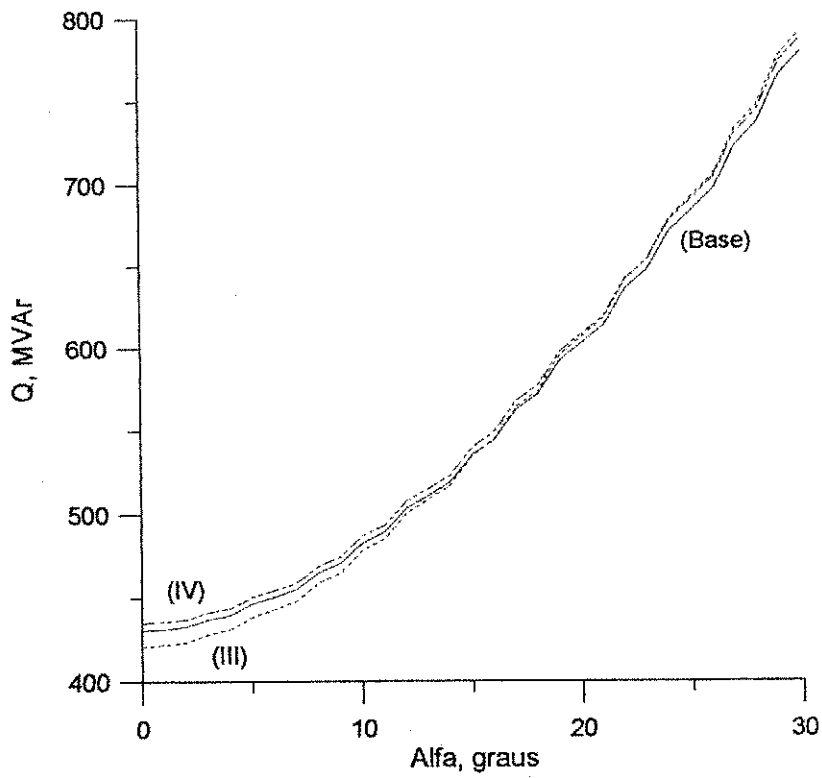


Figura 5.28 : Pot. Reativa (Q); Casos Base, III (h=4) e IV (h=2).

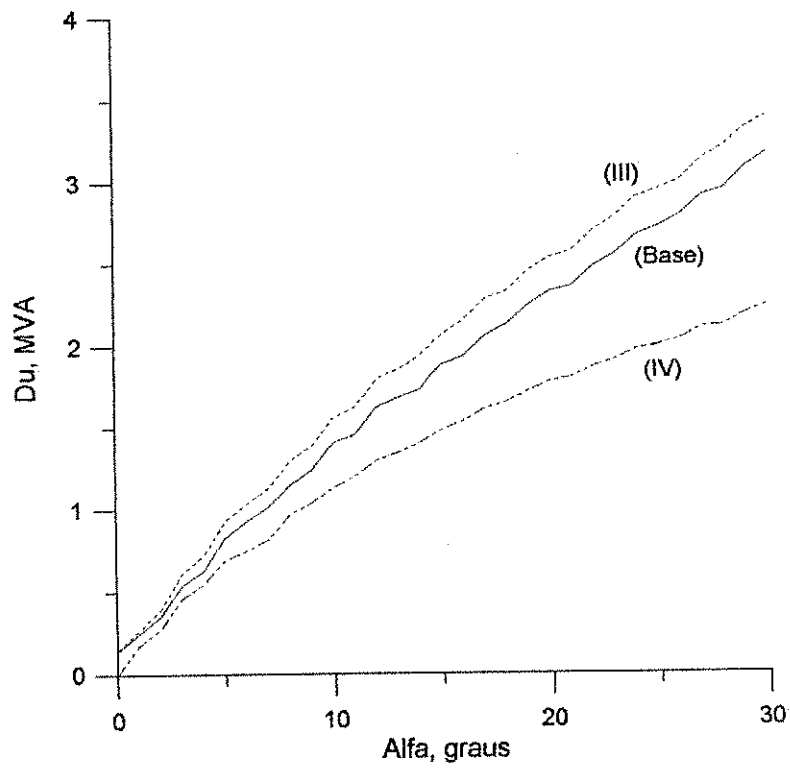


Figura 5.29 : Pot. de Desbalanço (D_u); Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$).

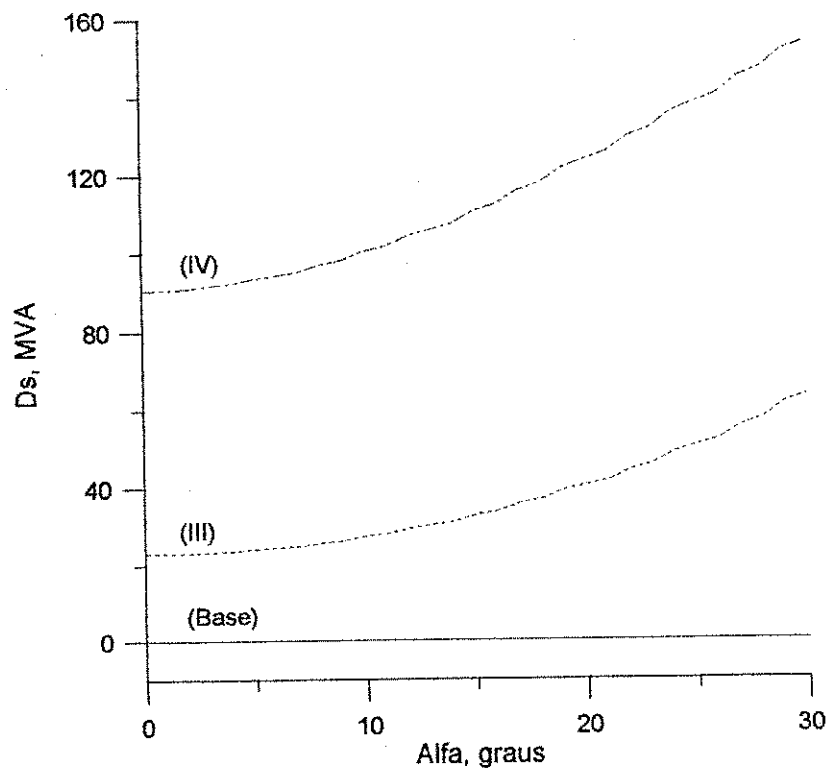


Figura 5.30 : Pot. de Dispersão (D_s); Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$).

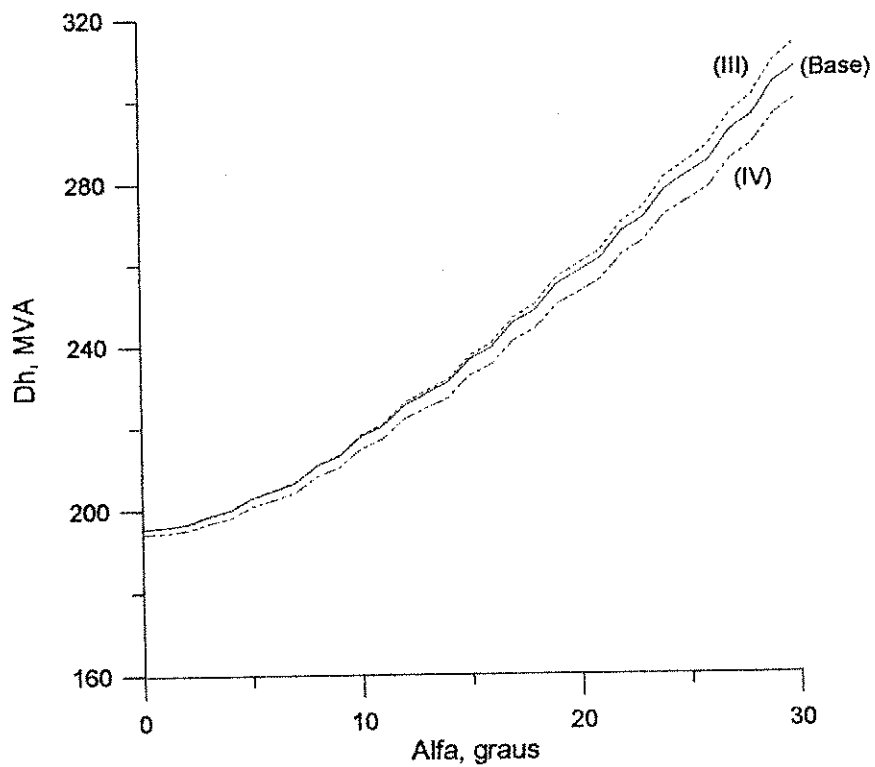


Figura 5.31 : Pot. Harmônica (D_h); Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$).

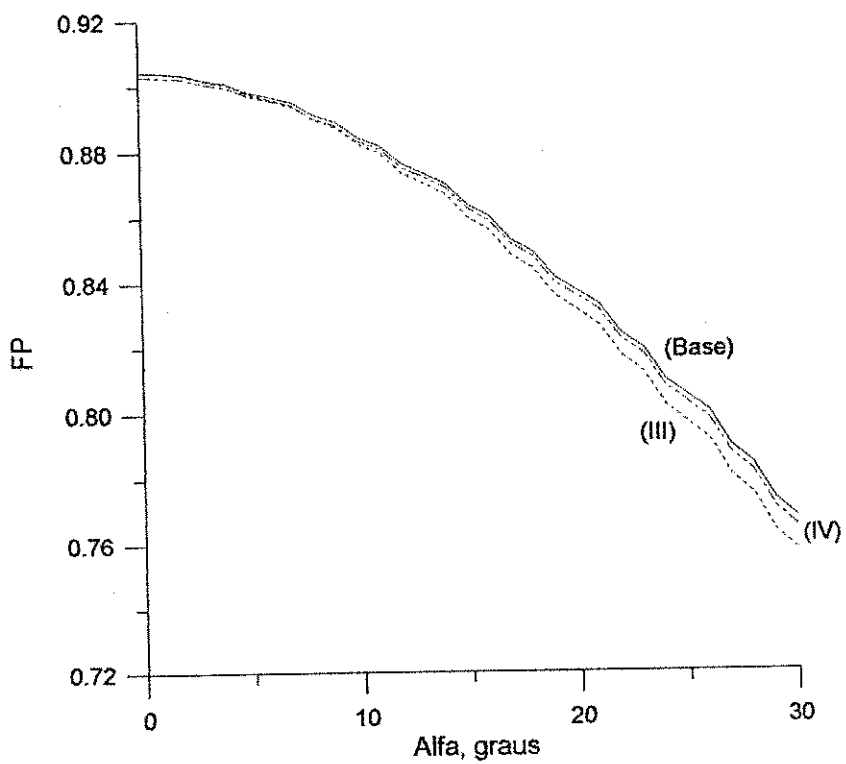


Figura 5.32 : Fator de Pot. (FP); Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$).

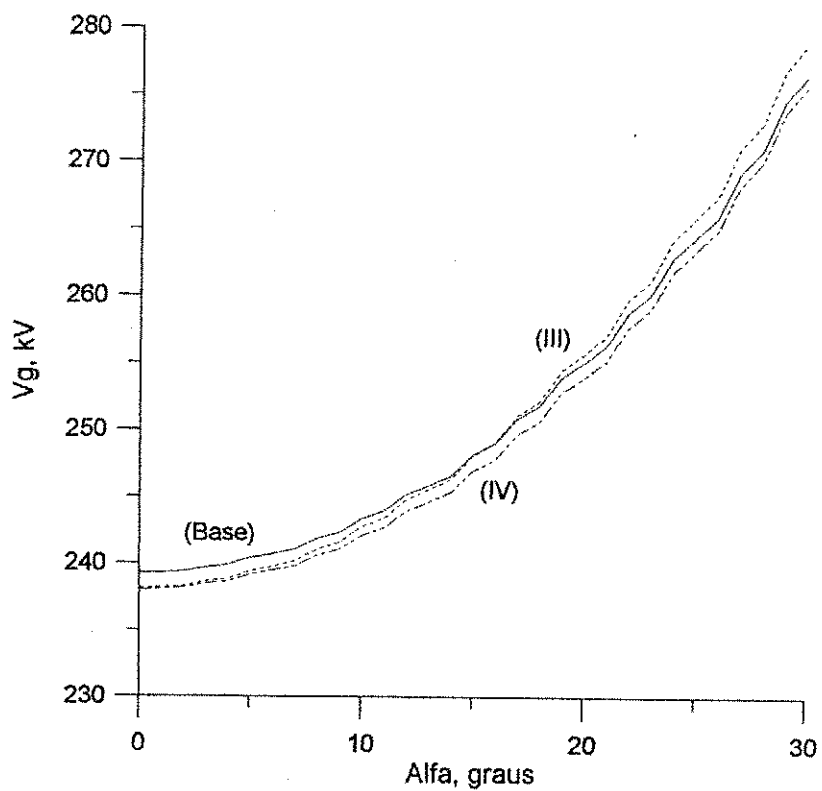


Figura 5.33 : Tensão CA (V_g); Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$).

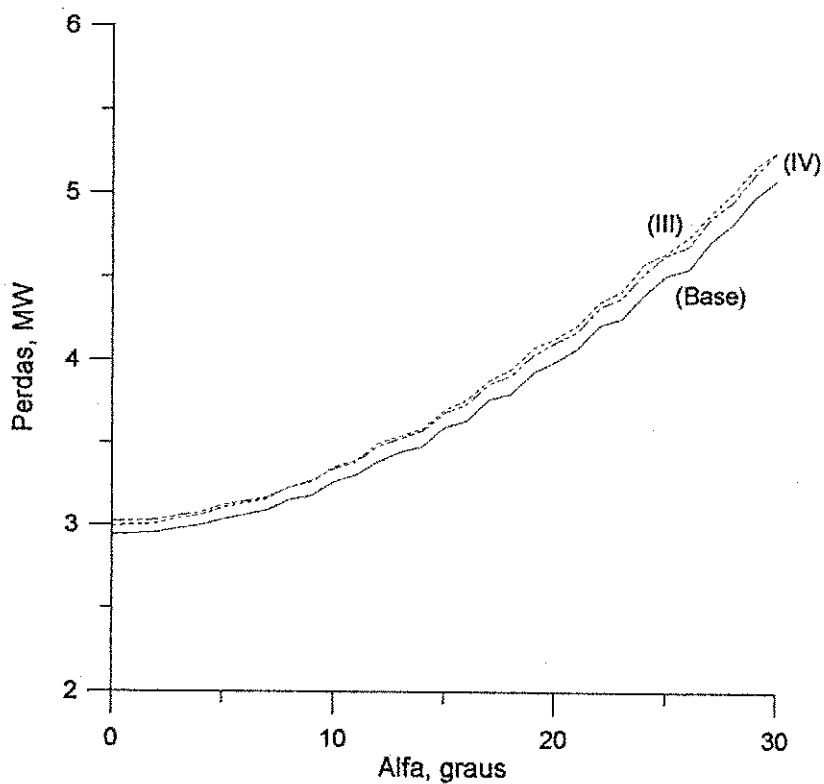


Figura 5.34 : Perdas elétricas (ΔP); Casos Base, III ($h=4$) e IV ($h=2$).

5.3.2.3 Casos Base e V (h=3) :

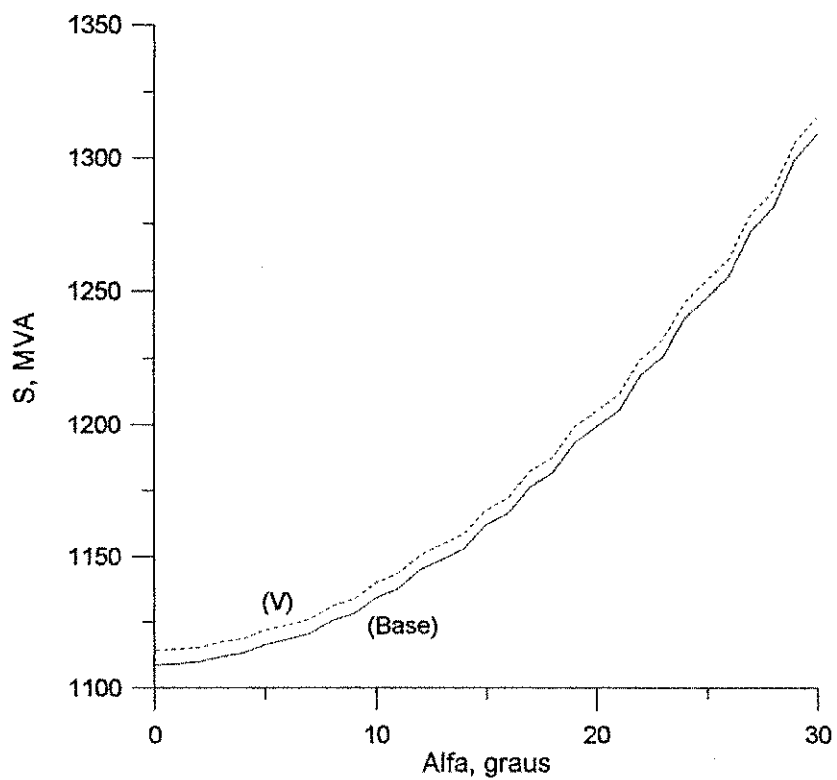


Figura 5.35 : Pot. Aparente (S); Caso Base e V (h=3).

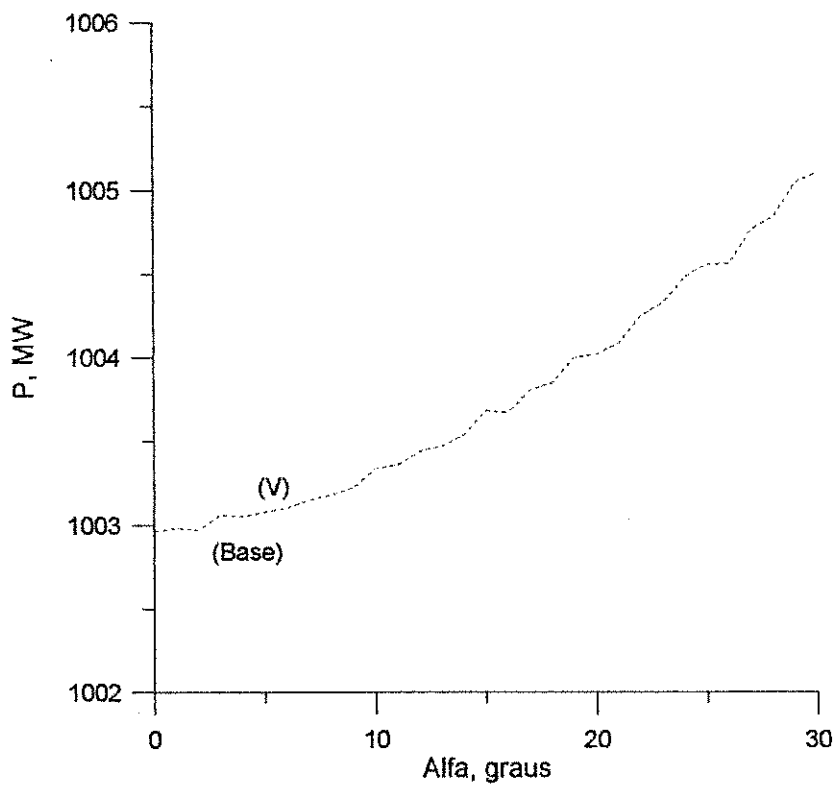


Figura 5.36 : Pot. Ativa (P); Casos Base e V (h=3).

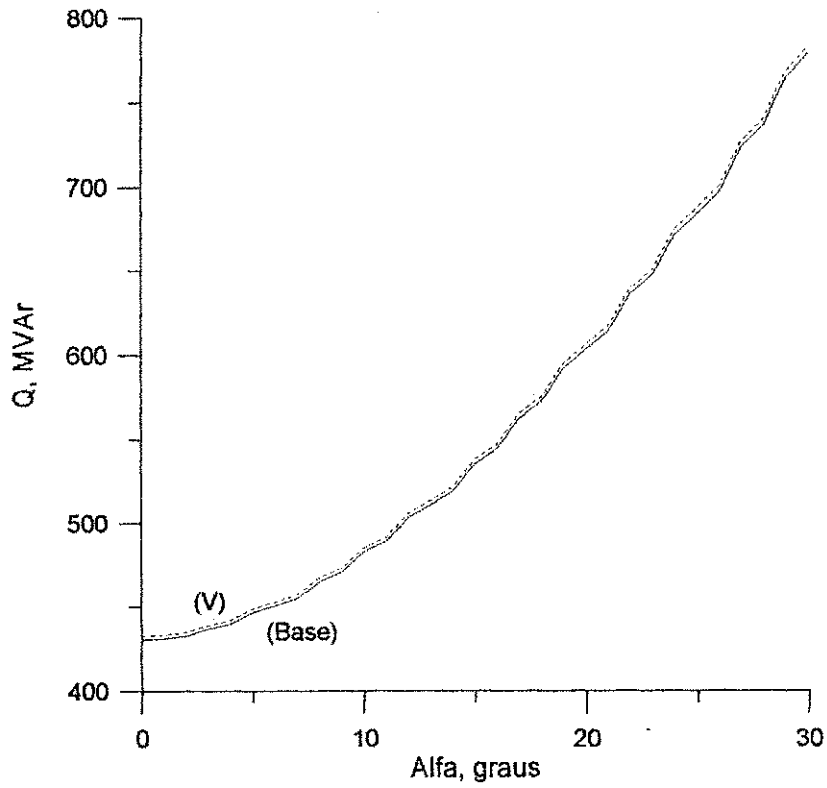


Figura 5.37 : Pot. Reativa (Q); Casos Base e V (h=3).

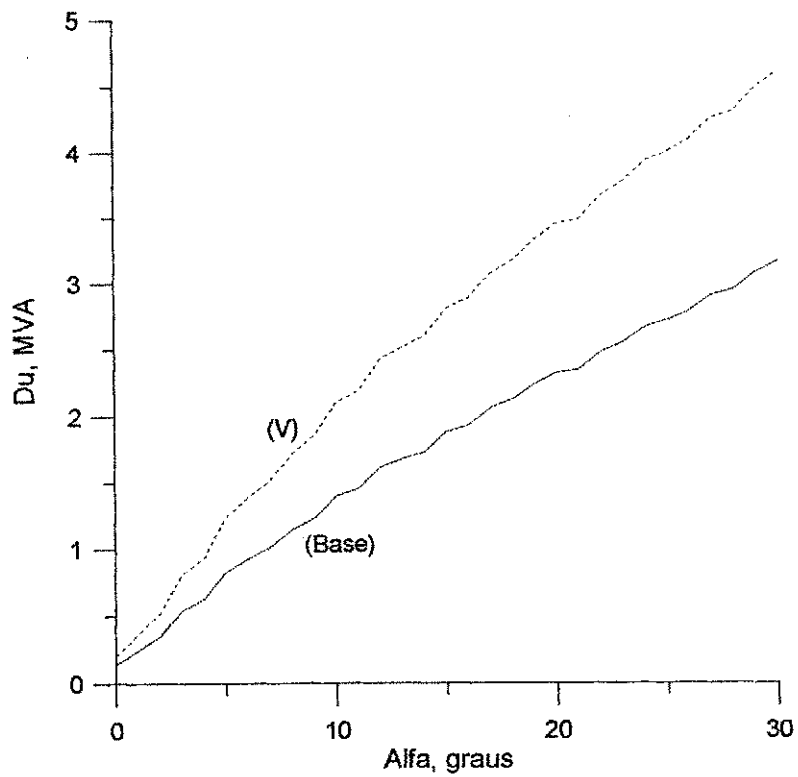


Figura 5.38 : Pot. de Desbalanço (D_u); Casos Base e V (h=3).

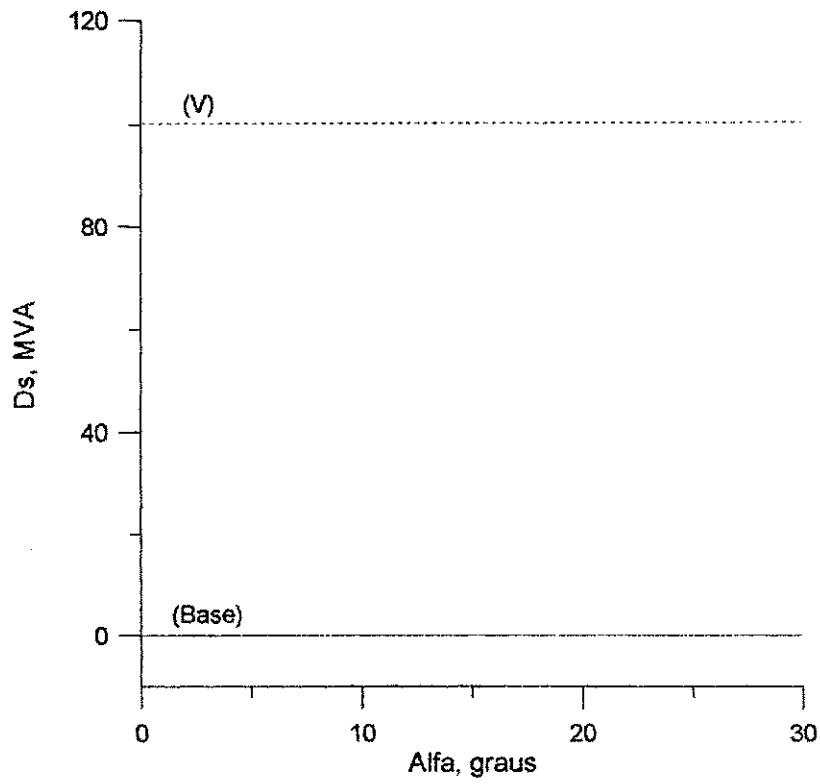


Figura 5.39 : Pot. de Dispersão (D_s); Casos Base e V ($h=3$).

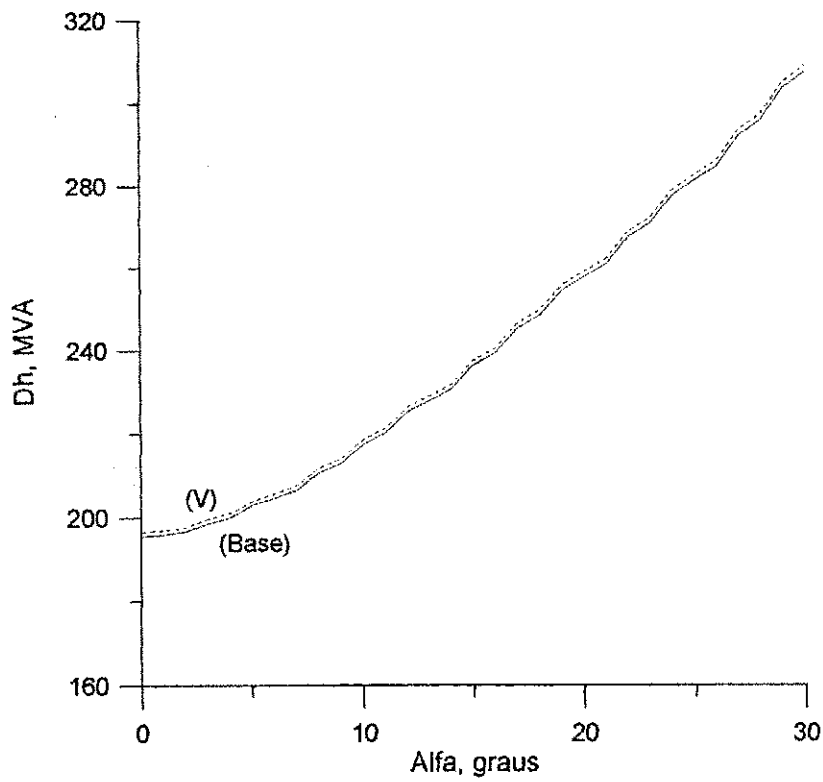


Figura 5.40 : Pot. Harmônica (D_h); Casos Base e V ($h=3$).

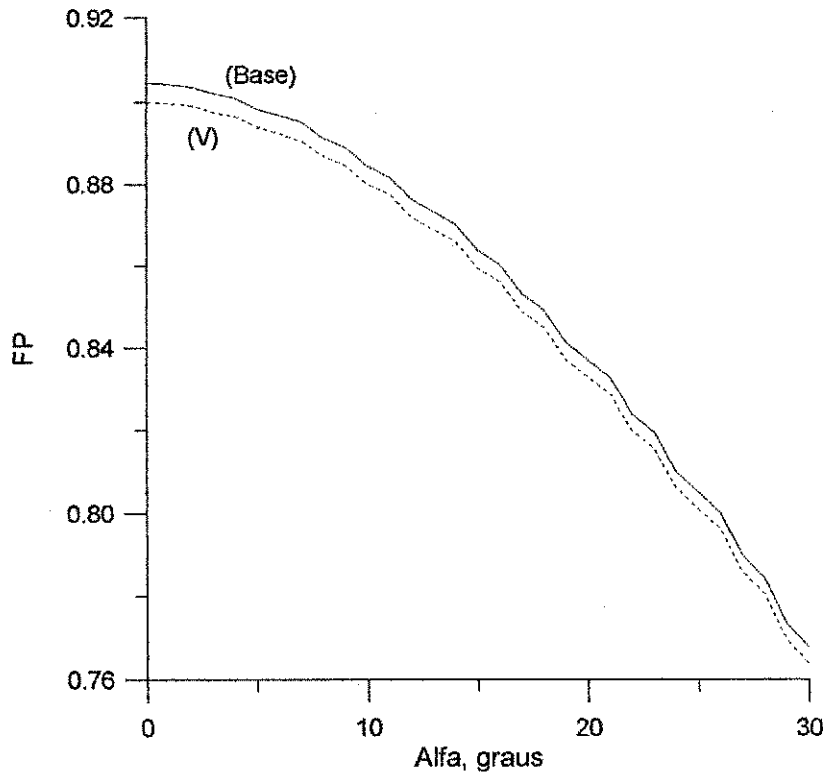


Figura 5.41 : Fator de Pot. (FP); Casos Base e V (h=3).

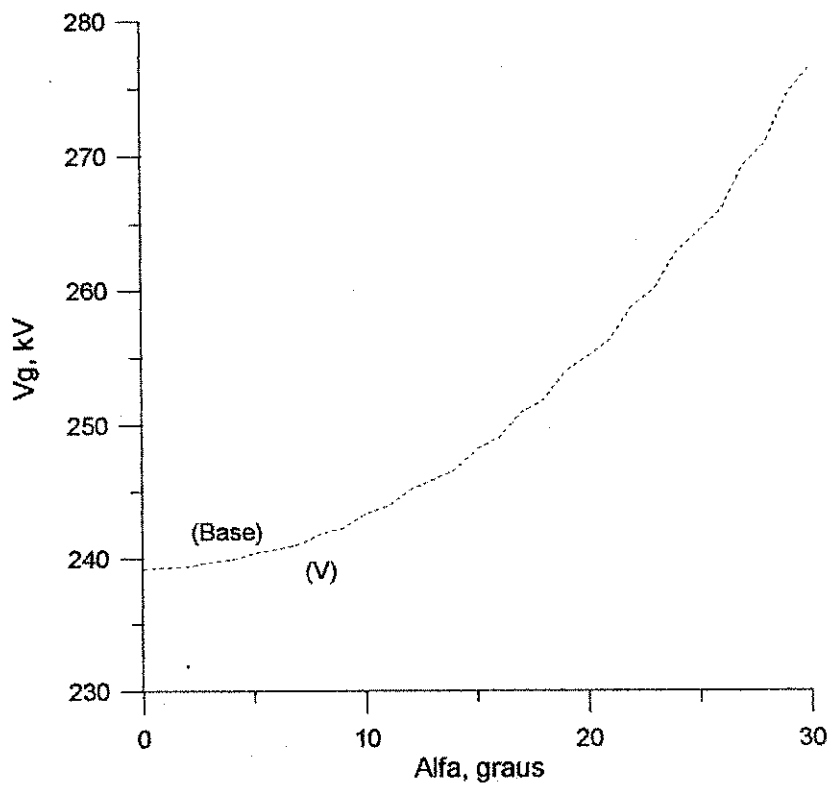


Figura 5.42 : Tensão CA (V_g); Casos Base e V (h=3).

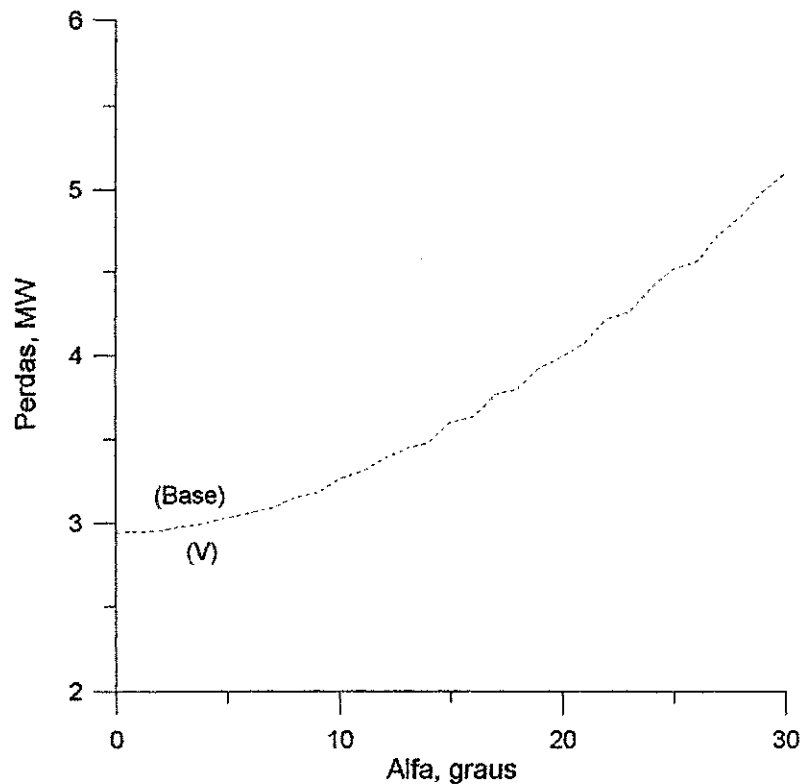


Figura 5.43 : Perdas elétricas (ΔP); Casos Base e V ($h=3$).

5.3.2.4 Discussão dos resultados :

Como o esperado, para manter a potência CC constante variando-se o ângulo de gatilhamento das válvulas da ponte, o valor rms da tensão da fonte V_g deve aumentar para compensar a diminuição da tensão CC, como mostra as Figuras 6.25, 6.37 e 6.49. Nota-se que praticamente não há variação entre os valores rms da tensão V_g para os casos de distorção por harmônicas não-característica de seqüência positiva e negativa, Casos III e IV, respectivamente. Nesses casos, a assimetria de eixos x e y resultante na forma-de-onda da tensão faz com que a potência a ser transferida do lado CA para o lado CC, para um mesmo ângulo de gatilhamento, seja menor. Daí ser encontrado valores não muito distantes entre os resultados do Caso Base e dos Casos III e IV, para as potência aparente, ativa, reativa e harmônica, como também para fator de potência, perdas elétricas e tensão V_g .

Os comentários feitos no item anterior para as componentes de potência reativa, Q , e de dispersão, D_s , para os subsistemas CA e CC, de desbalanço, D_u , e harmônica, D_h , para o subsistema CA ainda são aqui válidos.

A distorção na fonte de tensão causada por harmônica de seqüência negativa, como no caso V ($h=3$), não altera significativamente o comportamento do conversor. Essa componente harmônica não é transferida para o lado CC, fato esse verificado pelo comportamento das componentes de potência que não sofre mudanças significativas, principalmente no subsistema CC. Isso pode ser explicado pela variação da impedância do conversor com a freqüência. Vê-se nas Figuras 5.44 e 5.45 o aumento considerável da impedância do conversor na freqüência da 3ª harmônica, impedindo assim a sua transferência para o lado CC.

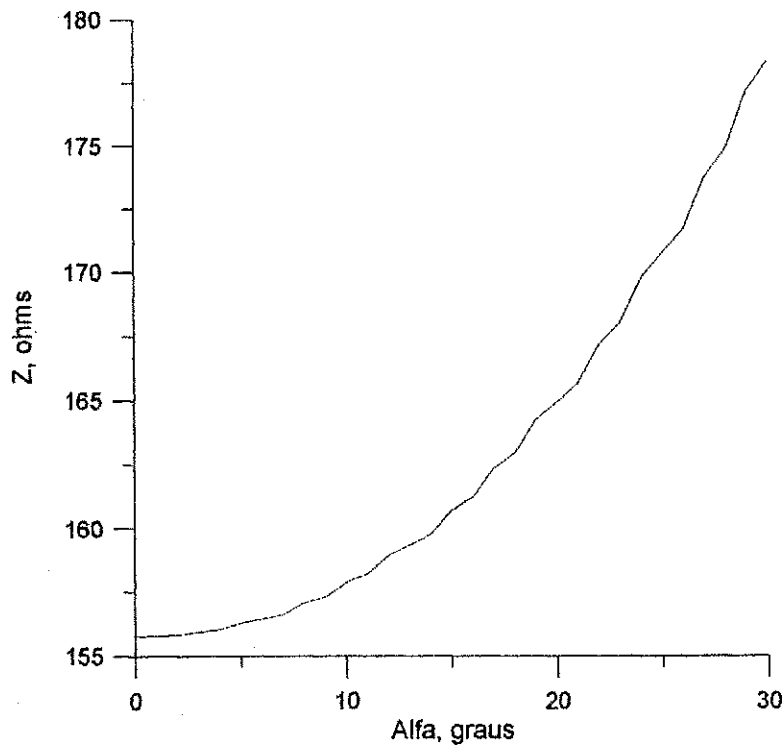


Figura 5.44 : Impedância do conversor; Caso V ($h=3$), 1ª harmônica.

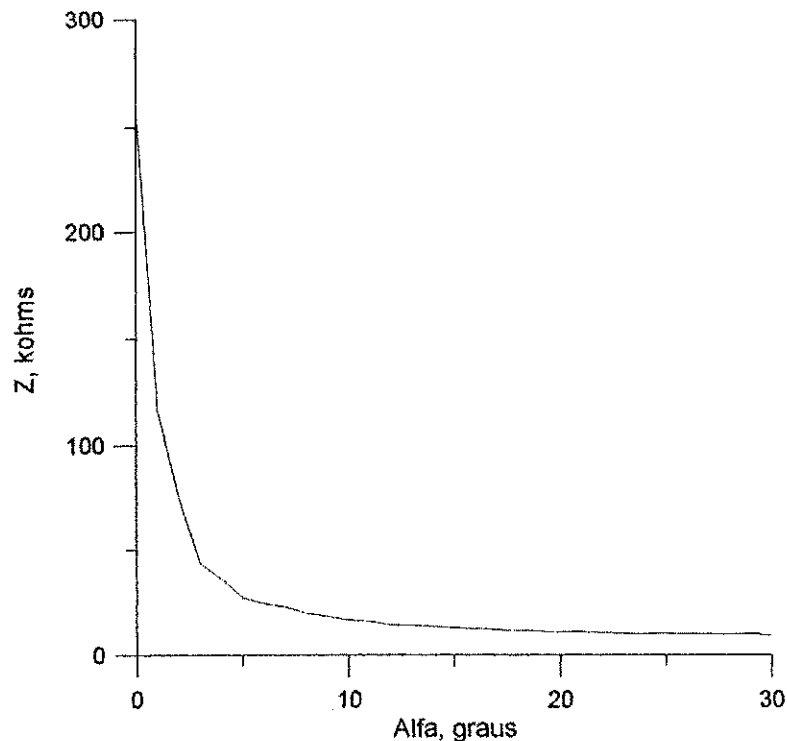


Figura 5.45 : Impedância do conversor; Caso V ($h=3$), 3ª harmônica.

5.3.3 Estudo de casos : Conversor CA/CC de 12 pulsos com filtros.

Concluindo essa série de estudos, um caso ilustrativo do conversor CA/CC de 12 pulsos operando com sistema de controle a corrente constante ativo para a observação do comportamento das componentes de potência na presença de filtros de harmônicos. Os parâmetros elétricos do conversor em estudo são os mesmos adotados na Capítulo V. O conversor CA/CC de 12 pulsos sem filtros é o mesmo conversor apresentado no capítulo anterior, sendo que as unidades de filtros de cada fase são retiradas, como também o banco de capacitores. A fim de compatibilizar a operação do conversor à corrente constante nas situações com e sem filtros é escolhido o valor de 1 kA como corrente de referência. Apenas o caso senoidal é aqui investigado para o confronto de resultados obtidos nas situações com e sem filtros de harmônicos.

As Figuras 5.46 e 5.47 mostram a evolução no tempo da tensão v_A (ver Figura 4.2 do capítulo anterior) e da corrente da fonte, nas situações com e sem filtros, onde percebe-se claramente o efeito destes.

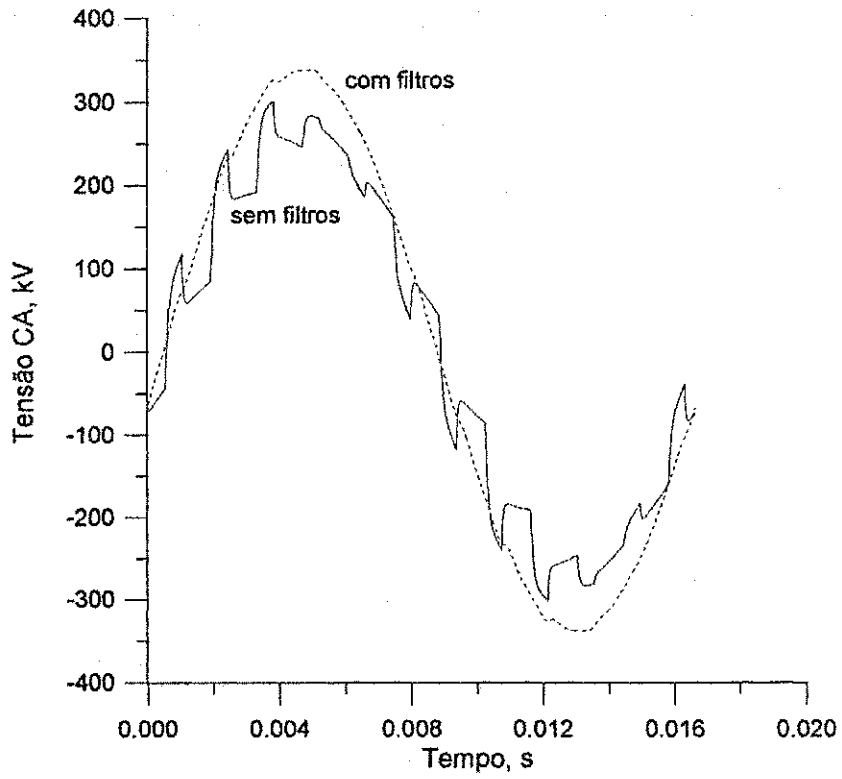


Figura 5.46 : Tensão $v_A(t)$ nas (com e sem filtros).

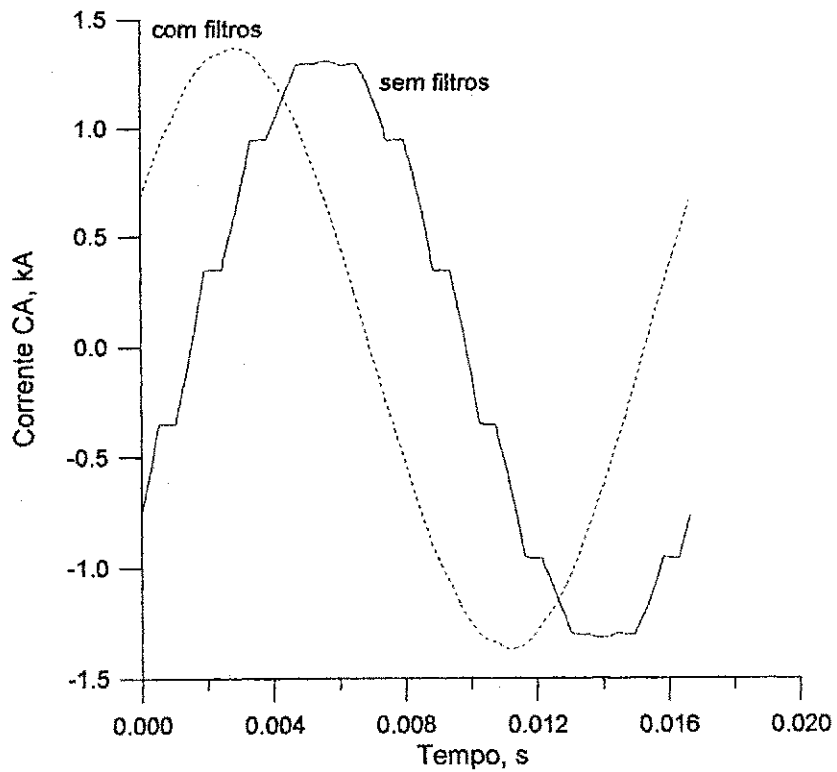


Figura 5.47 : Corrente da fonte (com e sem filtros).

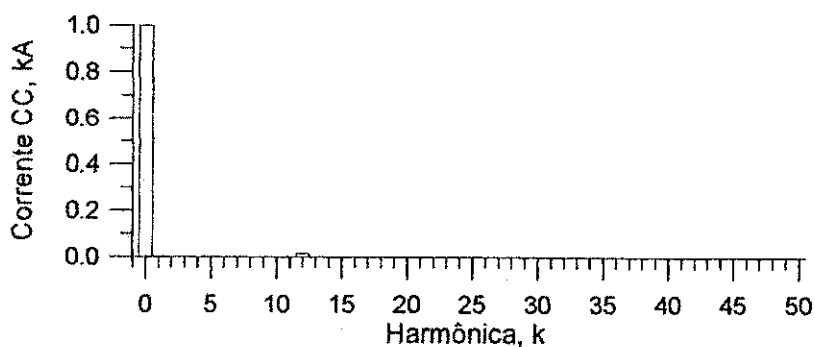


Figura 5.51 : Amplitude das harmônicas da corrente CC (com filtros).

A Tabela 5.8 mostra a comparação dos valores calculados das componentes de potência, do fator de potência, os valores médios da tensão, da corrente CC e do ângulo de gatilhamento, nas situações de operação com e sem filtros. A variação percentual desses valores também é apresentada.

Tabela 5.8 : Componentes de potência (com e sem filtros).

	Sem Filtros	Com Filtros	$\Delta\%$
S	612,38 MVA	629,00 MVA	+2,71
P	515,77 MW	543,70 MW	+5,41
Q	328,36 MVA _r	316,24 MVA _r	-3,69
D_u	0,22 MVA	1,51 MVA	+586,36
D_s	0,00	0,00	-
D_h	34,15 MVA	3,97 MVA	-88,37
FP	0,8422	0,8644	+2,64
V_{cc}	499,77 kV	499,77 kV	0,00
I_{cc}	0,9999 kA	0,9995 kA	-0,04
α_{cc}	10,55°	39,33°	+272,44%

As Figuras 5.48 e 5.49 mostram as componentes harmônicas da corrente do lado CA geradas pelo conversor e da corrente CC, quando da presença da frequência fundamental e sem o uso de filtros de harmônicos. Conforme as regras de transferência de harmônicos no conversor CA/CC de 12 pulsos, uma frequência de 1ª ordem (fundamental) presente no lado CA gera frequências de ordens 11, 13, 23, 25, 35, 37 (essas duas últimas não vistas na Figura 5.48), 47 e 49, considerando harmônicas até de

ordem 50. Essas frequências são transferidas para o lado CC como 0, 12, 24, 36 e 48 (essas três últimas não vistas na Figura 5.49), também considerando harmônicas até de ordem 50. Na presença de filtros de harmônicos, praticamente todas as frequências harmônicas geradas pelo conversor são eliminadas no lado CA (Figura 5.50). Contudo, a regra de transferência de harmônicos do lado CA para o lado CC é ainda verificada, como mostra a Figura 5.50 onde aparecem as frequências harmônicas 0 e 12 (as demais não são percebidas na figura).

Como o esperado, a presença dos filtros de harmônicos elimina os “notches” presentes na tensão v_A em decorrência dos chaveamentos das válvulas, deixando-a praticamente senoidal. Por conseguinte, a corrente da fonte deixa de ser escalonada em degraus e passa a ser quase senoidal (Figuras 5.46 e 5.47). Percebe-se ainda o adiantamento da corrente da fonte do conversor com filtros em relação ao caso sem filtros. Efeito esse devido a presença de capacitores dos filtros e do banco de capacitores para correção do fator de potência.

Como resultado esperado dessa eliminação de harmônicos da corrente da fonte, a componente de potência, D_h , é reduzida consideravelmente. Com os filtros, há um aumento do valor rms da corrente da fonte em 2,45% em relação ao caso sem filtros, passando de 1,63 kA para 1,67 kA, refletindo na majoração da potência ativa, P , em 5,41 %. A potência reativa, Q , é reduzida em 3,69%, tendo o fator de potência uma elevação de 2,64%. Mesmo com o elevado aumento da potência de distorção, D_u , essa componente ainda se mantém em nível desprezível frente aos valores das potência aparente, S , e ativa, P . Por ação do sistema de controle a corrente constante, a potência do lado CC fica constante em ambas as condições de funcionamento do conversor (com e sem filtros), com valor próximo a 500 MW.

Neste estudo de caso simples, porém claro, percebe-se com facilidade a ligação entre interação harmônica e componentes de potência no conversor CA/CC.

No capítulo seguinte são feitas as considerações finais deste trabalho, juntamente com as sugestões para a continuidade desta pesquisa.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÕES

Como uma das principais cargas que degeneram a qualidade da energia elétrica, por ser utilizada em diversas aplicações tais como fonte de alimentação de equipamentos eletrônicos, em processos de eletrólise química, como estágio primeiro de acionadores de máquinas à velocidade variável, entre outros, além de ser encontrado em ampla gama de potência, o conversor CA/CC deve ser estudado pelos engenheiros de sistemas de potência, passando a conhecer as causas e as conseqüências do seu uso com respeito ao fenômeno da distorção harmônica em sistemas elétricos.

A simulação via computador digital do comportamento do conversor CA/CC na ótica da interação harmônica entre este e o sistema de potência é uma ferramenta flexível e útil para tal fim.

As técnicas de simulação do conversor CA/CC no domínio do tempo são vantajosas principalmente quando se quer facilidade de entendimento do modelamento matemático do seu comportamento, por ser natural a sua representação nesse domínio da comutação entre as válvulas da ponte. Ponto este mais crítico nesse processo. Porém, pode haver perda de desempenho computacional em casos onde o conversor seja fracamente amortecido. Artíficos podem ser criados para superar esse possível inconveniente, acelerando a obtenção do regime permanente sem a necessidade da espera do decaimento do regime transitório.

A nova metodologia de análise de circuitos elétricos não-lineares proposta nesta tese, aplicada na obtenção da resposta em regime permanente do conversor CA/CC a tiristor, reúne essas características desejáveis nas técnicas de análise no domínio do tempo. Essa nova metodologia é geral, no domínio do tempo, de fácil compreensão, de implementação computacional não muito complexa e utiliza um algoritmo para acelerar

o alcance do regime permanente. Embora a mesma necessite ainda de estudos de refinamento, em especial no que toca a estimativa inicial para as formas-de-onda das fontes fictícias de tensão ou de corrente, dado fundamental para o sucesso da rotina de aceleração do regime permanente.

Portanto, a técnica de análise de circuitos elétricos não-lineares proposta nesta tese apresenta como principal vantagem a obtenção da solução em regime permanente deste circuitos sem a necessidade da espera do decaimento do regime transitório, como é comum nas técnicas de análise no domínio do tempo tradicionais. Além disso, essa nova técnica é geral, podendo ser aplicada na análise de qualquer tipo de circuito elétrico não-linear, não importando a natureza do(s) elemento(s) não-linear(es) presente(s) neste circuito. Conversores com controle PWM, por exemplo, podem perfeitamente ser analisados com esta nova técnica, com a clara vantagem do entendimento do modelamento matemático que ela proporciona.

Um novo paradigma de análise de sistemas de potência deve ser incorporado pelos engenheiros dessa matiz. Diferentes fenômenos são envolvidos quando esses sistemas são submetidos à tensões e/ou à correntes não-senoidais. A transferência de harmônicos (interação harmônica) no conversor CA/CC e as componentes de potência nesses sistemas não-senoidais são exemplos claros.

A análise conjunta desses fenômenos com a observação das componentes de potência na transferência de harmônicos no conversor CA/CC, mesmo em estudos de casos particulares, mostra a possibilidade da compreensão de um fenômeno típico de estudo da eletrônica ser feita em linguagem de costume sedimentado para os engenheiros de potência que é a potência elétrica.

Não sendo possível o esgotamento do tema neste trabalho, nem sendo esta a intenção aqui, por sugestão, segue uma lista de temas de pesquisa propostos para a continuidade desta :

- Desenvolver novas formas de se estimar as formas-de-onda de fontes de tensão ou de corrente fictícias para o cálculo acelerado do regime permanente;
- Realizar estudos específicos de convergência da metodologia proposta;

- Desenvolver rotinas computacionais para análise de circuitos elétricos não-lineares genéricos, nos moldes do EMTP, aplicando a nova metodologia;
- Aplicar a metodologia proposta no estudo de sub-harmônicas e inter-harmônicas em sistemas elétricos envolvendo conversores CA/CC;
- Aplicar a metodologia proposta no cálculo do fluxo de potência harmônico em sistemas elétricos;
- Estender o estudo da transferência de harmônicos no conversor CA/CC em termos de componentes de potência;
- Estudar a extensão das definições de potência de Czarnecki pela decomposição de corrente proposta por CRISTALDI et al. (1994).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AKAGI, H., KANAZAWA, Y. & NABAE, A. "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits", *Proceedings of JIEE, IPEC*, Tokyo, pp. 1375-1386, 1983.
- _____. "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices Without Energy Storage Components", *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. IA-20, n. 3, pp. 625-630, May-June, 1984.
- APRILLE, T. J. & TRICK, T. N. "Steady-state Analysis of Nonlinear Circuits with Periodic Inputs", *Proceedings of IEEE*, vol. 60, n. 1, pp. 108-114, January, 1972.
- ARRILLAGA, J., BRADLEY, D. A. & BODGER, P. S. *Power System Harmonics*. John Wiley, New York, 1985.
- ARRILLAGA, J., EGGLESTON, J. F. & WATSON, N. R. "Analysis of the AC Voltage Distortion Produced by Converter-Fed DC Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, n. 6, pp. 1409-1417, November-December, 1985.
- ARRILLAGA, J., WATSON, N. R. et al. "Comparison of Steady-state and Dynamic Models for the Calculation of AC/DC Systems Harmonics", *IEE Proceedings-C*, vol. 134, n. 1, pp. 31-37, January, 1987.
- ARRILLAGA, J., SMITH, B. C. et al. *Power System Harmonic Analysis*. John Wiley & Sons, New York, 1997.

CARAMIA, P., CARPINELLI, G. & RUSSO, M. "Accurate Steady-State Modeling of AC/DC Converters Including Control Representation", In: *ICHQP VII*, pp. 751-757, Las Vegas, October, 1996.

CARBONE, R., FANTAUZZI, M. et al. "Some Considerations on the Iterative Harmonic Analysis Convergence", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n. 2, pp. 487-493, April, 1993.

CARPINELLI, G., GAGLIARDI, F. et al. "Steady-state Mathematical Models of Battery Storage Plants with Line-commutated Converters", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n. 2, pp. 494-503, April, 1993.

_____. "Generalised Converter Models for Iterative Harmonic Analysis in Power Systems", *IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution*, vol. 141, n. 5, pp. 445-451, September, 1994.

CRISTALDI, L., FERRERO, A. & FURGA, G. S., T. "Current Decomposition in Asymmetrical, Unbalanced Three-phase Systems Under Nonsinusoidal Conditions", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, n. 1, pp. 63-68, February, 1994.

CZARNECKI, L. S. "Considerations on the Reactive Power in Nonsinusoidal Situations", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-34, n. 3, pp. 399-404, September, 1985.

_____. "What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should be Abandoned", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-36, n. 3, pp. 399-404, September, 1987.

_____. "Orthogonal Decomposition of the Currents in a 3-Phase Nonlinear Asymmetrical Circuit with a Nonsinusoidal Voltage Source", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-37, n. 1, pp. 30-34, March, 1988.

_____. "Reactive and Unbalanced Currents Compensation in Three-Phase Asymmetrical Circuits Under Nonsinusoidal Conditions", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-38, n. 3, pp. 754-759, June, 1989.

_____. "Comments on Compensation of Fictitious Power under Nonsinusoidal Voltage and Current", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-38, n. 3, p. 837, June, 1989.

_____. "Comparison os Power Definitions for Circuits with Nonsinusoidal Waveforms", *IEEE Tutorial Course, Nonsinusoidal Situations : Effects on the Performance of Meters and Definitions of Power*, pp. 43-50, New York, 1990.

CZARNECKI, L. S. & SWIETLICKI, T. "Power in Nonsinusoidal Networks : Their Interpretation, Analysis, and Measurement", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-39, n. 2, pp. 340-345, April, 1990.

CZARNECKI, L. S. "Physical Reasons of Currents RMS Value Increase in Power Systems with Nonsinusoidal Voltage", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 8, n. 1, pp. 437-447, January, 1993.

_____. "Power Related Phenomena in Three-phase Unbalanced Systems", *IEEE Transaction on Power Delivery*, vol. 10, n. 3, pp. 1168-1173, July, 1995.

DENSEM, T. J., BODGER, P. S. & ARRILLAGA, J. "Three Phase Transmission System Modelling for Harmonic Penetration Studies", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, n. 2, pp. 310-317, February, 1984.

DOMMEL, H. W. "Digital Computer Solution of Electromagnetic Transients in Single and Multiphase Networks", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. PAS-88, pp. 388-399, April, 1969.

- DUBE, L. & DOMMEL, H. W. "Simulation of Control Systems in an Electromagnetic Transients Program with TACS", *IEEE Power Industry Computer Application Conference*, pp. 266-271, 1977.
- DUGAN, R. C., McGRANAGHAN, M. F. & BEATY, H. W. *Electrical Power Systems Quality*. McGraw-Hill, New York, 1996.
- EL-BIDWEIHY, E. A. & AL-BADWAIHY, K. "Steady-State Analysis of Static Power Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-18, n. 4, pp. 405-410, July-August, 1982.
- FERRERO, A. & FURGA, G. S. "A New Approach to Definition of Power Components in Three-phase Systems Under Nonsinusoidal Conditions", *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, n. 3, pp. 568-577, June, 1991.
- HU, L. & YACAMINI, R. "Harmonic Transfer Throgh Converters and HVDC Links", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, n. 3, pp. 514-525, July, 1992.
- JIANG, Y. & EKSTRÖM, A. "General Analysis of Harmonic Transfer Throgh Converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, n. 2, pp. 287-293, March, 1997.
- KIMBARK, E. W. *Direct Current Transmission*. Vol. 1, Wiley-Interscience, New York, 1971.
- KUSTERS, N. L. & MOORE, W. "On the Definition of Reactive Power under Nonsinusoidal Conditions", *IEEE Transactions on Power Application and Systems*, vol. PAS-99, pp. 1845-1854, September-October, 1980.
- MARTÍ, J. R. & LIN, J. "Suppression of Numerical Oscillations in the EMTP", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 4, n. 2, pp. 739-747, May, 1989.

MATTAVELLI, P. & PERNA, M. "Harmonic Interaction on AC/DC Systems : Effects of Control Actions", In: *ICHQP VII*, pp. 501-508, Las Vegas, October, 1996.

MicroTran Power Systems Analysis Corporation, "MicroTran reference manual", Vancouver, Canadá, 1992.

MIRANDA, G. C. "Eliminação de Oscilações Numéricas no Cálculo de Transitórios Eletromagnéticos Utilizando o Método de Integração Trapezoidal Amortecida", In: *9º Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 735-740, Vitória, 1992.

MOHAN, N., UNDELAND, T. M. & ROBBINS, W. P. *Power Electronics : Converters, Applications and Design*. John Wiley & Sons, New York, 1995.

NAIDU, S. R. & TRINDADE, W. J. "A Rapidly Convergent Technique for Determining the Response of AC/DC Converters", In: *ICHQP VIII*, pp. 958-963, Atenas, 1998.

_____. "An Efficient Technique for Determining the Responses of Nonlinear Circuits", In: *IPST99*, pp. 590-595, Budapest, 1999.

NAIDU, S. R., LIMA, A. M. N. & TRINDADE, W. J. "Methodology for Simulating the Response of Nonlinear Power Circuits", *IEE Proceedings of Generation Transmission Distribution*, vol. 146, n. 6, pp. 568-572, November 1999.

PADIYAR, K. R., SACHCHIDANAND et al. "Study of HVDC Controls Through Efficient Dynamic Digital Simulation of Converters", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 4, n. 4, pp. 2171-2177, October, 1989.

PERKINS, B. K. & IRAVANI, M. R. "Novel Calculation of HVDC Converter Harmonics by Linearization in Time-domain", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 12, n. 2, pp. 867-873, April 1997.

PERKINS, B. K. "Steady-state Solution of the HVDC Converter Including AC/DC System Interaction by a Direct Method", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, n. 4, pp. 1454-1460, October 1999.

PILOTTO, L. A. S. "Modelagem Avançada de Sistemas CA/CC", *Tese de Doutorado, COPPE – Universidade Federal do Rio de Janeiro*, Rio de Janeiro, Brasil, Abril, 1994.

RÍOS, S., CASTAÑEDA, R. & VEAS, D. "Harmonic Distortion and Power Factor Assessment in City Street Gas Discharge Lamps", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, n. 2, pp. 1013-1020, April, 1996.

REEVE, J. & BARON, J. A. "Harmonic Interaction Between HVDC Convertors and AC Power Systems", *IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-90, pp. 2785-2791, 1971.

SHARMA, V., FEMING, R. J. & NIEKAMP, L. "An Iterative approach for analysis of harmonic penetration in power transmission network", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 6, n. 4, pp. 1698-1706, October, 1991.

SMITH, B. C., WATSON, N. R. et al. "Steady State Model of the AC/DC Converter in the Harmonic Domain", *IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution*, vol. 142, n. 2, pp. 109-118, March, 1995.

_____. "Newton Solution for the Steady-state Interaction of AC/DC Systems", *IEE Proceedings of Generation, Transmission and Distribution*, vol. 143, n. 2, pp. 200-210, March, 1996.

_____. "A Newton Solution for the Harmonic Phasor Analysis of AC/DC Converters", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, n. 2, pp. 965-971, April, 1996.

- SMITH, B. C., ARRILLAGA, J. et al. "A Review of Iterative Harmonic Analysis for AC/DC Power Systems", In: *ICHQP VII*, pp. 314-319, Las Vegas, October, 1996.
- SONG, W. & HEYDT, G. T. "The Integration of HVDC Subsystems into the Harmonic Power Flow Algorithm", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, n. 8, pp. 1953-1961, August, 1984.
- SZECHTMAN, M., WEISS, T. & THIO, C. V. "First Benchmark Model for HVDC Control Studies", *Electra*, n. 135, pp. 55-75, 1991.
- TAMBY, J. P. & JOHN, V. I. "Q'HARM - A Harmonic Power Flow Program for Small Power Systems", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 3, n. 3, pp. 949-955, August, 1988.
- TASK FORCE ON HARMONICS MODELING AND SIMULATIONS,. "Modeling and Simulation of the propagation of harmonics in electric power networks, parts I and II", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 11, n. 1, pp. 452-474, January, 1996.
- TRINDADE, W. J. & NAIDU, S. R. "A Time-domain Model for the Twelve-pulse AC/DC Converter", In: *VI COBEP*, Florianópolis, 2001.
- XIA, D. & HEYDT, G. T. "Harmonic Power Flow Studies Parts I and II", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-101, n. 6, pp.1257-1270, June, 1982.
- XU, W., MARTI, J. R. & DOMMEL, H. W. "A Multiphase Load Flow Solution Technique", *IEEE 90 WM 098-4 PWRs*, 1990.
- _____. "Harmonic Analysis of Systems with Static Compensators", *IEEE 90 WM 099-2 PWRs*, 1990.

XU, W., DRAKOS, J. E. et al. "A Three-phase Converter Model for Harmonic Analysis of HVDC Systems", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, n. 3, pp. 1724-1731, July, 1994.

WATANABE, E. H. & STEPHAN, R. M. "Potência Ativa e Reativa Instantâneas em Sistemas Elétricos com Fontes e Cargas Genéricas", *SBA Controle & Automação*, vol. 3, n. 1, pp. 253-263, Março-Abril, 1991.

WATANABE, E. H., STEPHAN, R. M. & AREDES, M. "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 8, n. 2, pp. 697-703, April, 1993.

YACAMINI, R. & DE OLIVEIRA, J. C. "Harmonics in Multiple Converter Systems : a generalised approach", *IEE Proceedings B*, vol. 127, n. 2, pp. 96-106, March, 1980.

_____. "Comprehensive Calculation of Converter Harmonics with System Impedances and Control Representation", *IEE Proceedings B*, vol. 133, n. 2, pp. 95-102, March, 1986.