

TESE

324

A impressão deste trabalho foi feita com recursos do Fundo de Desenvolvimento Tecnológico (FDT) geridos pelo Departamento de Capacitação e Desenvolvimento de Pessoal (DECP) da Diretoria de Gestão Empresarial (DGE) da ELETROBRAS, responsável também pelo programa que tornou possível sua realização na Escola Federal de Engenharia de Itajubá.

Nilson Luiz Vital Gões
Professor da Universidade Federal do Pará
Departamento de Engenharia Elétrica
Centro Tecnológico
Campus Universitário do Guamã
Telefone: 266-1011 (307)
Caixa Postal 918
66000 - BELÉM - PA

- NILSON LUIZ VITAL GÓES -

* ANÁLISE, MODELAGEM E
SIMULAÇÃO DE FONTES E FLUXO
HARMÔNICO EM SISTEMAS ELÉTRICOS

ORIENTADOR: PROF. JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA

TRABALHO DE DISSERTAÇÃO APRESENTADO A COMISSÃO
DE PÓS-GRADUAÇÃO DA ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJU
BÁ COMO PARTE DOS REQUISITOS PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
"MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA".

ITAJUBÁ, AGOSTO DE 1981



Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

A N E X O I

PRONUNCIAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, nomeada por Portaria nº 146 de 04/08/81, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: "ANÁLISE, MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE FONTES E FLUXO HARMÔNICO EM SISTEMAS ELÉTRICOS"

apresenta pronunciamento no sentido de que a Comissão de Pós-Graduação da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite à DDD (Divisão de Divulgação e Documentação) a expedição do título de Mestre em Engenharia ELÉTRICA na Área de Concentração de SISTEMAS DE POTÊNCIA satisfeitas as demais exigências regimentais à NILSON LUIZ VITAL GÔES.

Itajubá, 10 de AGOSTO de 1981

1º Examinador

PROF. EDUARDO MÁRIO DIAS

2º Examinador

PROF. HECTOR, ARANGO

3º Examinador

PROF. JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA (ORIENTADOR)



Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

A N E X O I I

FOLHA DE JULGAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

Título da Dissertação: "ANÁLISE, MODELAGEM E SIMULAÇÃO DE FONTES E FLUXO HARMÔNICO EM SISTEMAS ELÉTRICOS"

Autor: NILSON LUIZ VITAL GÔES

JULGAMENTO

EXAMINADORES	CONCEITO	RUBRYCA
1º	A+	
2º	A+	
3º	A+	

Resultado médio: conceito A+, ou seja Aprovado
com Distinção

Observações: _____

Itajubá, 10 de AGOSTO de 19 81.

1º Examinador

PROF. EDUARDO MÁRIO DIAS

2º Examinador

PROF. HECTOR ARANGO

3º Examinador

PROF. JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA (ORIENTADOR)

DEDICATÓRIA

A diretoria, através da sua Diretoria de Gestão Empresarial, responsável pelo programa que tornou possível a realização deste trabalho.

Aos professores Antonio Eduardo Harrolo e Nélcio Nogueira, pela constante atenção aos eventuais problemas surgidos na transcorrer do trabalho.

Aos colegas e amigos do CESE-80 e CESE-81, pelo companheirismo, incentivo e colaboração.

A senhora Regina Maria Santos Erillo, pelo incentivo e pela dedicação quando da ditilografia do trabalho.

A meu *À minha querida CELINA,* Eunice Rosa e Carlos Vital Góes, pelo carinho e apoio que nunca me faltaram.

Ao professor José Carlos de Oliveira, além de orientador de pesquisa e dedicação inigualável, um grande amigo.

*Pela compreensão incondicional
de todos os momentos.*

AGRADECIMENTOS

À ELETROBRAS, através da sua Diretoria de Gestão Empresarial, responsável pelo programa que tornou possível a realização deste trabalho.

Aos professores Antonio Eduardo Hermeto e Hêlio Mokarzel, pela constante atenção aos eventuais problemas surgidos no transcorrer do trabalho.

Aos colegas e amigos do CESE-80 e CESE-81, pelo companheirismo, incentivo e colaboração.

À senhorita Regina Maria Santos Grilo, pelo incentivo e pela dedicação quando da datilografia do trabalho.

À meus pais, Luiz de Gonzaga Nunes Gões e Malva Vital Gões, pelo carinho e apoio que nunca me faltaram.

Ao professor José Carlos de Oliveira, além de orientador de empenho e dedicação inigualáveis, um grande amigo.

INDICE

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
CAPÍTULO 2 - HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR CONVERSORES TRIFÁSICOS. 4	4
2.1 - Introdução	4
2.2 - Análise da fonte conversora trifásica..... 5	5
2.2.1 - Efeito da reatância CA - "Comutação ou Overlap"	10
2.3 - Formulação da corrente de comutação.....11	11
2.3.1 - Simplificações na equação geral da corrente de comutação	14
2.4 - Determinação dos instantes de ignição das válvulas	15
2.5 - Formulação da corrente de linha.....16	16
2.6 - Determinação dos componentes harmônicos....18	18
2.7 - Instalações multi-conversoras.....24	24
2.8 - Simulação digital	29
2.8.1 - Fluxogramas	32
2.9 - Resultados e conclusões	36
CAPÍTULO 3 - HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR CONVERSORES TRIFÁSICOS SEMI-CONTROLADOS (SEMI-CONVERSORES).....49	49
3.1 - Introdução.....49	49
3.2 - Princípio de funcionamento de um semi-con versor.....50	50
3.3 - Formulação da corrente.....57	57
3.4 - Simulação digital.....60	60
3.5 - Resultados e conclusões.....60	60
CAPÍTULO 4 - HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR FORNOS À ARCO.....70	70
4.1 - Introdução.....70	70
4.2 - Forma de onda da corrente de alimentação de um forno à arco.....70	70
4.3 - Simulação digital.....75	75

CAPÍTULO 5 - HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR REATORES CONTROLADOS. A TIRISTORES	80
5.1 - Introdução.....	80
5.2 - Reator controlado por tiristores.....	82
5.2.1 - Procedimento para a obtenção dos ângulos de disparo e de bloqueio dos tiristores.....	93
5.2.2 - Seleção do ângulo de disparo (α)..	94
5.3 - Simulação digital	97
5.4 . Resultados e conclusões.....	100
 CAPÍTULO 6 - HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR REATORES A NÚCLEO SATU RADO.....	110
6.1 - Introdução.....	110
6.2 - Reator saturado monofásico (uma unidade magnética).....	113
6.3 - Reator saturado trifásico com tres unida des magnéticas.....	115
6.4 - Reator saturado trifásico com seis unida des magnéticas.....	118
6.5 - O reator Twin-tripler.....	122
6.5.1 - Determinação dos componentes harmô nicos.....	129
6.5.2 - Controle da tensão no barramento.	131
6.5.3 - Simulação digital.....	133
6.6 - Resultados e conclusões.....	135
 CAPÍTULO 7 - FLUXO DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE PO TÊNCIA.....	140
7.1 - Introdução.....	140
7.2 - Representação dos elementos do sistema....	140
7.3 - Formulação do problema.....	143
7.3.1 - Matriz de admitância nodal.....	144
7.4 - Simulação digital.....	148
7.5 . Resultados e conclusões.....	155
 CAPÍTULO 8 - CONCLUSÕES GERAIS.....	183

APENDICE I -187
APENDICE II -192
APENDICE III-:197
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS204

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

O problema de distorção harmônica da tensão e da corrente em sistemas elétricos de potência, tem causado, nos últimos anos, uma crescente preocupação às concessionárias e consumidores de energia elétrica. Inúmeras pesquisas (as referências [22] a [24], por exemplo) tem tratado desses fenômenos e suas danosas consequências. Atualmente tem sido desenvolvidos trabalhos [19], [25], [26] no sentido de estabelecer níveis toleráveis e meios de monitoramento dessas distorções. Este trabalho trata do estudo das correntes harmônicas produzidas por aqueles equipamentos que, nos dias atuais, são considerados os que mais problemas, sob este ponto de vista, tem causado aos sistemas em que se encontram conectados. São eles :

- . conversores estáticos trifásicos totalmente controlados;
- . conversores estáticos trifásicos semi-controlados;
- . fornos à arco;
- . compensadores estáticos do tipo reator controlado por tiristores;
- . compensadores estáticos do tipo reator à núcleo saturado.

Como consequência da injeção de correntes harmônicas em um sistema elétrico, podem ser citados, entre outros, os seguintes efeitos indesejáveis:

- . distorção das tensões nas barras do sistema;
- . sobreaquecimento nas máquinas rotativas, ocasionado principalmente pelos harmônicos de sequência de fase contrária à da fundamental ;
- . mal funcionamento de equipamentos eletrônicos, de controle, de proteção, de medição, e, outros;

. interferência em sistemas de comunicação.

A cada um dos tipos de equipamentos selecionados anteriormente, é dedicado um capítulo. O procedimento adotado em cada um deles pode ser resumido da seguinte forma: .

- 1) Da análise do princípio de funcionamento do equipamento, obter o modelo elétrico estabelecido por sua forma de operação;
- 2) Através do tratamento matemático apropriado, desenvolver uma formulação para a corrente de alimentação do equipamento;
- 3) Aplicar a análise de Fourier na expressão encontrada para a corrente;
- 4) Obter um programa digital que forneça o conteúdo harmônico dessa corrente.

No capítulo 2 são estudados os conversores estáticos trifásicos totalmente controlados. A formulação apresentada leva em conta o efeito da corrente de comutação entre as válvulas (devido a consideração da reatância do lado CA); e o programa digital obtido permite simular instalações multi-conversoras com qualquer número de pulsos.

No capítulo 3 é feita uma adaptação da formulação desenvolvida no capítulo 2, aos conversores trifásicos semi-controlados, os quais, devido ao atrativo do seu menor custo, quando comparado com os conversores totalmente controlados, tem encontrado uma crescente aplicação na indústria.

O capítulo 4 trata dos fornos elétricos a arco. Ali mostra-se que, devido a permanente instabilidade do arco elétrico, a corrente de alimentação de um forno a arco não apresenta uma forma de onda definida. Isso torna praticamente impossível desenvolver uma formulação matemática capaz de descrever o comportamento da corrente durante a operação do forno. Apesar disso foi desenvolvido um programa digital, não capaz de determinar, mas capaz de estimar, baseado em dados estatísticos obtidos após inúmeras medições em várias instalações com fornos a arco,

as amplitudes dos componentes harmônicos mais relevantes na corrente de alimentação de uma instalação multi-forno.

Os reatores controlados por tiristores são estudados no capítulo 5. A formulação desenvolvida permite determinar o conteúdo harmônico da corrente de alimentação de um reator controlado por tiristores trifásico, levando em consideração inclusive os efeitos de possíveis desequilíbrios nos ângulos de disparo, e da presença da resistência do sistema alimentador e do próprio reator.

Os reatores a núcleo saturado são analisados no capítulo 6. Iniciando-se pela análise do reator saturado monofásico e do reator saturado trifásico com tres unidades magnéticas, mostra-se que o alto conteúdo harmônico das suas correntes de alimentação praticamente elimina-os para uso em sistemas de potência. Em seguida mostra-se que através do aumento do número de unidades magnéticas, e da conveniente interconexão dessas unidades, é possível cancelar determinadas ordens harmônicas. Após isso é desenvolvida uma formulação para um reator de seis unidades, do tipo "Twin-triplex".

Finalmente o capítulo 7 apresenta a estrutura de um programa digital que, usando os programas desenvolvidos nos capítulos anteriores como sub-rotinas, injeta as correntes harmônicas produzidas por essas "cargas especiais" conectadas a determinados barramentos do sistema, e calcula como elas se distribuem ao longo das linhas (fluxo de correntes harmônicas). Dessa forma é também possível calcular a distorção harmônica das tensões nas barras do sistema.

CAPÍTULO 2

HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR CONVERSORES TRIFÁSICOS

2.1 - INTRODUÇÃO

É um fato bem conhecido que o processo de conversão de corrente alternada (CA) em corrente contínua (CC) é inevitavelmente acompanhado por dois efeitos indesejáveis, a saber :

- a) o consumo de uma potência reativa quase sempre (*) maior que a metade da potência ativa convertida; e
- b) o aparecimento de componentes harmônicos na corrente, e na tensão.

Este capítulo trata da determinação do conteúdo harmônico da corrente, em regime permanente, e em condições normais de operação, no lado CA de uma instalação conversora trifásica. Por "condições normais de operação" deve ser entendido:

- . tensão CA de alimentação perfeitamente equilibrada e livre de distorções harmônicas;
- . resistências CA desprezíveis;
- . indutâncias CA balanceadas ;
- . inexistência de erros aleatórios nos pulsos de ignição dos tiristores;
- . efeitos devidos à saturação do transformador, desprezíveis ;
- . reatância de alisamento infinita ($L_d \rightarrow \infty$)
- . ângulo de comutação (μ) sempre menor que 60°

(*) para os valores mais comuns do ângulo de disparo dos tiristores (α)

A consideração dessas condições implica na eliminação, neste estudo, da geração de harmônicos não-característicos^(*); e ainda, possibilita um tratamento monofásico (os resultados obtidos para uma fase podem ser extrapolados para as outras duas, com a inserção do conveniente defasamento).

Deve-se frisar, que apesar dessas condições de equilíbrio impostas a cada ramo conversor, o estudo desenvolvido, e conseqüentemente, o programa objeto deste capítulo, permite a consideração de possíveis desequilíbrios entre os diversos ramos constituintes da instalação conversora como um todo (ramos com diferentes transformadores, operando com diferentes ângulos de disparo, etc..).

2.2 - ANÁLISE DA PONTE CONVERSORA TRIFÁSICA.

O circuito de uma ponte conversora trifásica e a sua conexão com o sistema CA, é representado na Figura 2.1. Os números colocados junto às válvulas representam a seqüência com que as mesmas são disparadas (início de condução).

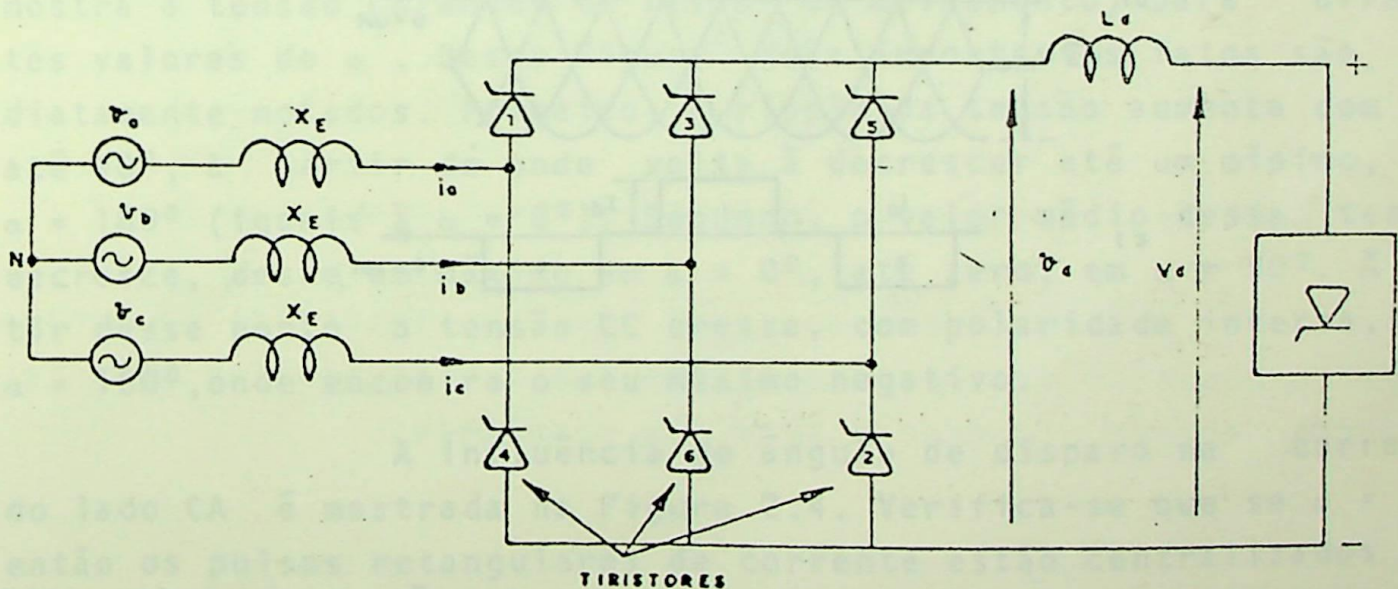


FIGURA 2.1 - Circuito equivalente para a ponte conversora trifásica

(*) harmônicos de ordens diferentes de $Pk \pm 1$, onde:

P → número de pulsos da instalação

k → inteiro positivo

onde :

X_E \rightarrow reatância CA equivalente vista pelo ramo conver-
sor. Esta reatância é normalmente definida pela
reatância de dispersão do transformador conectado
diretamente ao conversor.

v_a, v_b, v_c \rightarrow são as tensões, com relação ao neutro, das fases
a, b e c, respectivamente.

Considerando-se inicialmente o caso em que os
efeitos da reatância do sistema CA podem ser desprezados ($X_E=0$),
então, a Figura 2.2 mostra as formas de onda das tensões e cor-
rentes para a operação da ponte com ângulo de disparo igual a
zero ($\alpha = 0^\circ$) (*).

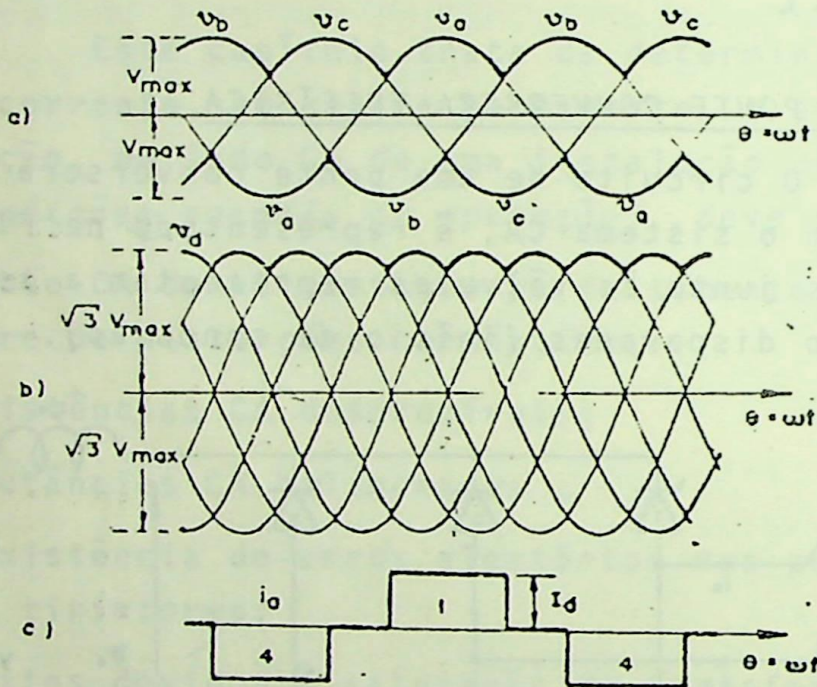


FIGURA 2.2 - Formas de onda das tensões e correntes para
uma ponte conversora trifásica, com $X_E=0$ e
 $\alpha = 0^\circ$

(*) corresponde ao modo de operação de uma ponte constituída uni-
camente por diodos.

onde :

(i) Figura 2.2(a)

Indica as tensões entre fase e neutro. Na mesma figura são indicadas as tensões CC entre os terminais (+) e neutro, e (-) e neutro.

(ii) Figura 2.2(b)

Mostra a tensão CC total (antes do reator de alisamento).

(iii) Figura 2.2 (c)

mostra a forma de corrente de linha i_a .

O controle da potência convertida é feito através do controle da tensão CC, que por sua vez é obtido através da conveniente variação do ângulo de disparo, α . A Figura 2.3 mostra a tensão CC (antes do reator de alisamento) para diferentes valores de α . Dessa Figura dois importantes fatos são imediatamente notados. Primeiro, o ripple da tensão aumenta com α , até 90° , à partir de onde volta a decrescer até um mínimo, em $\alpha = 180^\circ$ (iguais a $\alpha = 0^\circ$). Segundo, o valor médio dessa tensão decresce, desde um máximo em $\alpha = 0^\circ$, até zero, em $\alpha = 90^\circ$. A partir desse ponto a tensão CC cresce, com polaridade inversa, até $\alpha = 180^\circ$, onde encontra o seu máximo negativo.

A influência do ângulo de disparo na corrente do lado CA é mostrada na Figura 2.4. Verifica-se que se $\alpha = 0^\circ$, então os pulsos retangulares de corrente estão centralizados em relação ao pico da correspondente tensão fase-neutro. Caso a comutação se verifique com um valor de α diferente de zero, então os blocos de corrente sofrerão um deslocamento igual a α , para a direita, sem modificar, contudo, a sua forma.

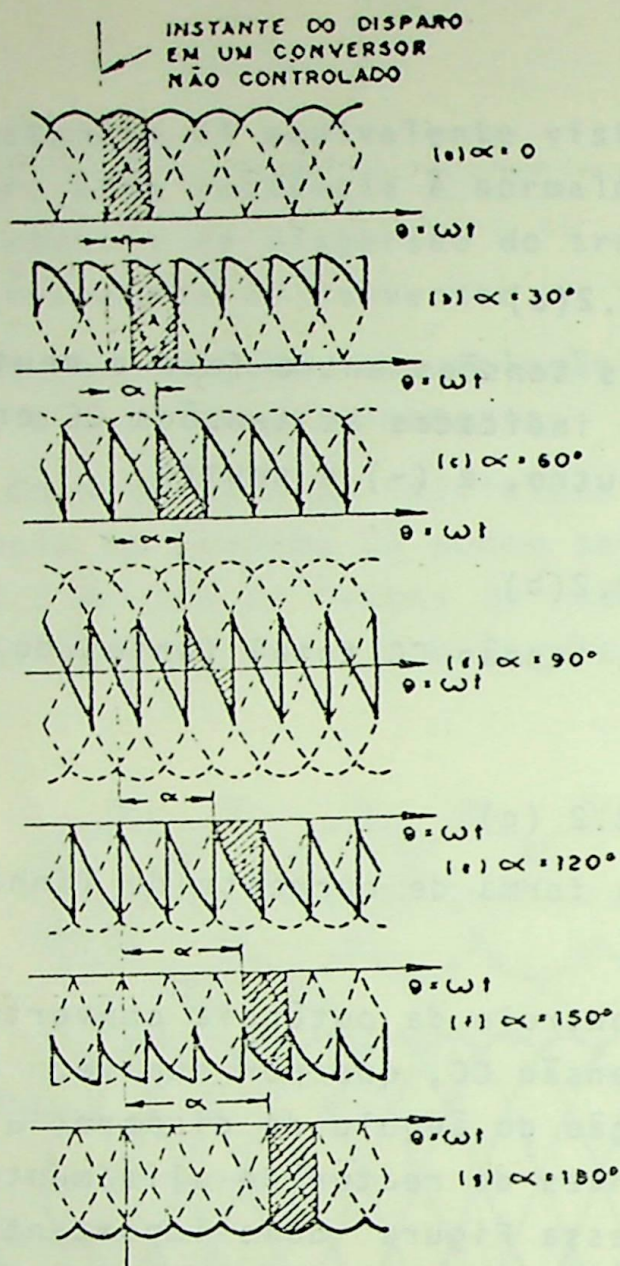


FIGURA 2.3 - Tensão CC para diferentes valores de α

Considerando que $\theta = 0^\circ$ é estabelecido no centro do bloco positivo da corrente i_a , a análise de Fourier para essa forma de onda fornece o seguinte resultado:

$$i_a(\theta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\cos\theta - \frac{1}{5} \cos 5\theta + \frac{1}{7} \cos 7\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \dots \right] \quad (2.1)$$

Esta equação mostra que a corrente de alimenta

ção de um ramo conversor de seis pulsos (*) é constituída por uma componente fundamental de frequência igual à da tensão CA de alimentação, mais os componentes harmônicos de ordem $6k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$). Além disso, para as condições estabelecidas (com $X_E = 0$), se I_1 é a amplitude da componente fundamental, então a amplitude do n -ésimo harmônico é dada por:

$$I_n = \frac{I_1}{n} \quad (2.2)$$

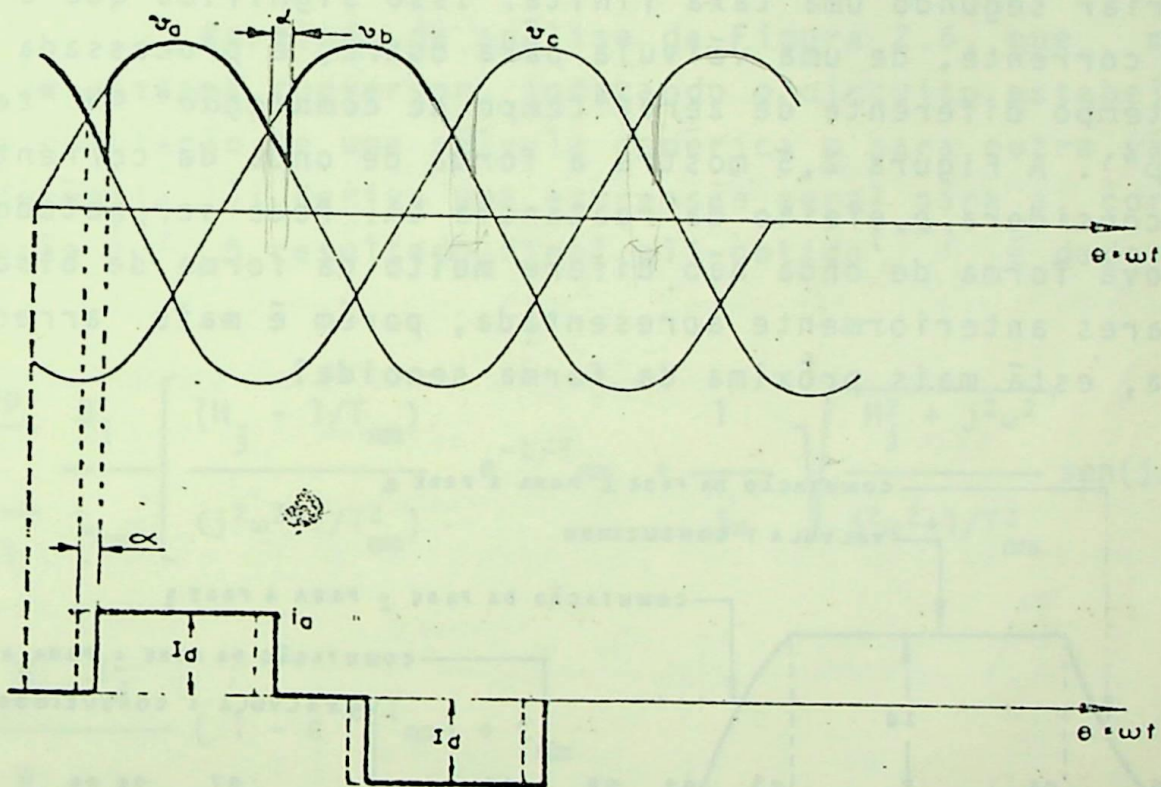


FIGURA 2.4 - Influência do ângulo de disparo, α , na corrente de linha

(*) O número de pulsos de uma instalação conversora, corresponde ao número de pulsações da tensão CC (v_d) em um intervalo de tempo igual à um ciclo da tensão CA.

No desenvolvimento do capítulo será mostrado que para uma instalação conversora com P número de pulsos, ainda que cada ramo conversor produza harmônicos de ordens $5, 7, 11, 13, \dots$, no sistema CA somente serão injetados harmônicos de ordem n igual a :

$$n = Pk \pm 1 \quad (2.3)$$

2.2.1- Efeito da Reatância CA - "Comutação" ou "Overlap"

Sob condições práticas, a reatância do sistema CA, principalmente a do transformador do ramo conversor, não pode ser desprezada. Devido à isso, as correntes antes indicadas por blocos (variando de zero a I_d instantaneamente), podem apenas variar segundo uma taxa finita. Isso significa que a comutação da corrente, de uma válvula para outra, é processada dentro de um tempo diferente de zero ("tempo de comutação" ou "tempo de overlap"). A Figura 2.5 mostra a forma de onda da corrente quando se considera o efeito da reatância CA. Pode ser notado que essa nova forma de onda não difere muito da forma de blocos retangulares anteriormente apresentada, porém é mais arredondada, ou seja, está mais próxima da forma senoidal.

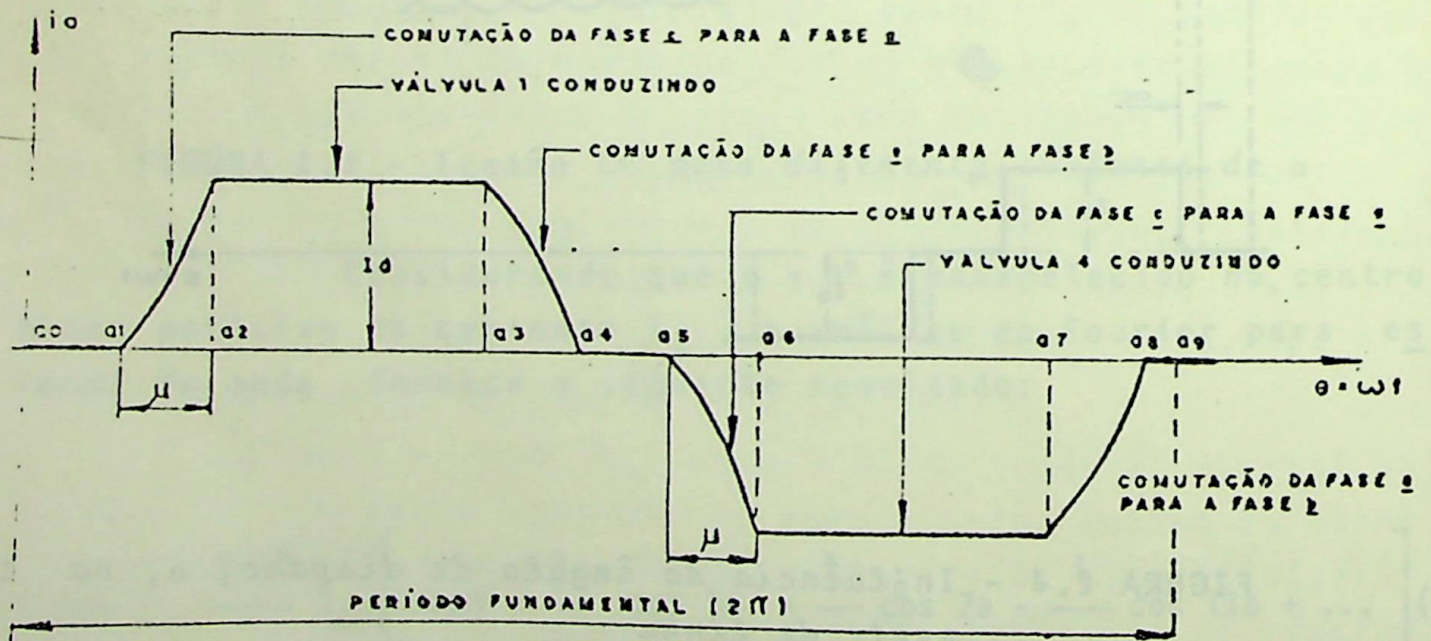


FIGURA 2.5 - Forma de onda da corrente (fase a) de alimentação de um ramo conversor de seis pulsos, quando se considera a reatância CA.

O tempo de comutação define o "ângulo de comutação" ou "ângulo de overlap" (μ). Quanto maior for este ângulo, mais arredondada será a forma de onda da corrente; portanto, sob o ponto de vista de harmônicos, o efeito de reatância CA é reduzir a amplitude dos componentes, sem alterar as ordens produzidas.

2.3 - FORMULAÇÃO DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO

A continuidade do estudo requer a formulação de uma expressão que descreva o comportamento da corrente durante o tempo em que se processa a comutação de uma válvula para outra.

Partindo da análise da Figura 2.6, que mostra parte de um sistema conversor, indicando o circuito estabelecido durante a comutação de uma válvula genérica m para outra válvula n , a referência [1] deriva uma expressão geral para a corrente de comutação (*). O resultado final ali obtido (**) é dado abaixo:

$$i_n(t) = \sum_{j=1}^{j=p} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[\frac{(H_j - 1/T_{nm})}{(j^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2)} e^{-t/T_{nm}} + \frac{1}{j\omega} \sqrt{\frac{H_j^2 + j^2\omega^2}{j^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2}} \text{sen}(j\omega t + \phi_j) \right] + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} (1 - e^{-t/T_{nm}}) + C_{nm} \quad (2.4)$$

(*) Essa formulação é apresentada no Apêndice I deste trabalho.

(**) Escrito em relação à mesma referência de tempo que aquela adotada para as tensões (normalmente tomada como sendo a tensão da fase a para o neutro).

onde :

$$R_{nm} = R_n + R_m \quad (2.5)$$

$$L_{nm} = L_n + L_m \quad (2.6)$$

$$T_{nm} = L_{nm} / R_{nm} \quad (2.7)$$

$$A_j = V_{\max jn} \cos \phi_{jn} - V_{\max jm} \cos \phi_{jm} \quad (2.8)$$

$$B_j = V_{\max jn} \sin \phi_{jn} - V_{\max jm} \sin \phi_{jm} \quad (2.9)$$

$$H_j = j\omega A_j / B_j \quad (2.10)$$

$$\phi_j = \tan^{-1} \left[\frac{1}{j\omega T_{nm}} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{H_j}{j\omega} \right] \quad (2.11)$$

C_{nm} = constante de integração

j = ordem de um componente harmônico genérico da tensão

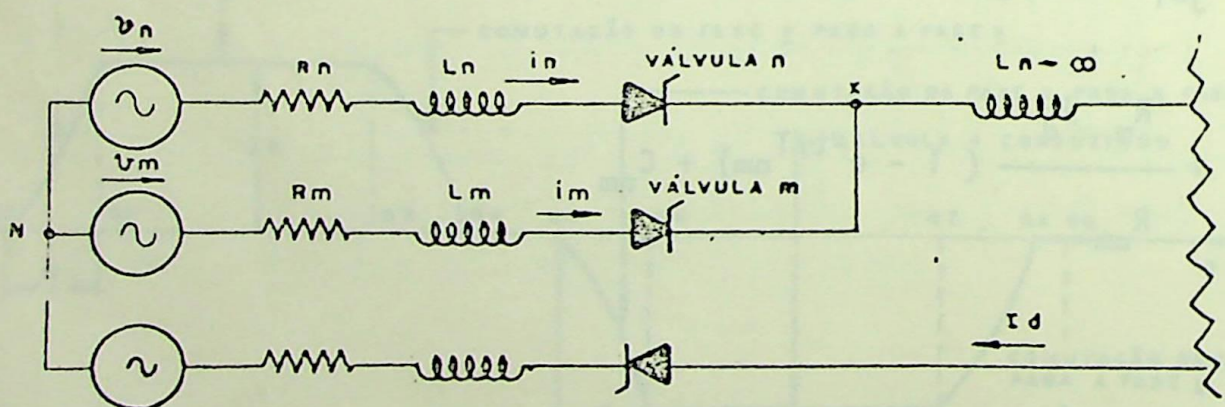


FIGURA 2.6 - Circuito para uma comutação genérica

Válvula n → válvula que está iniciando a condução

Válvula m → válvula que está deixando de conduzir

Na figura 2.6 :

v_n = tensão da fase \underline{n} para o neutro

v_m = tensão da fase \underline{m} para o neutro

R_n = resistência da fase \underline{n} - incluindo as resistências do ramo conversor e do sistema CA de alimentação

R_m = Idem de R_n , para a fase \underline{m}

L_n = indutância da fase \underline{n} - incluindo as indutâncias do ramo conversor e do sistema CA de alimentação

L_m = idem de L_n , para a fase \underline{m}

A equação (2.4) é uma equação bastante geral, e leva em consideração os efeitos de :

- . desequilíbrios na tensão CA de alimentação;
- . qualquer distorção harmônica na tensão de alimentação CA. Os harmônicos também podem ser desequilibrados;
- . desequilíbrios na impedância do sistema CA (resistência e reatância).

A consideração de existência de distorção harmônica na tensão CA de alimentação, faz com que se escreva, de uma forma geral :

$$v_n = \sum_{j=1}^P V_{\max_{jn}} \text{sen} (j\omega t + \phi_{jn}) \quad (2.12)$$

$$v_m = \sum_{j=1}^P V_{\max_{jm}} \text{sen} (j\omega t + \phi_{jm}) \quad (2.13)$$

onde :

$V_{\max_{jn}}$ = valor de pico do j -ésimo componente de tensão da fase \underline{n} para o neutro

$V_{\max_{jm}}$ = valor de pico do j -ésimo componente de tensão da fase \underline{m} para o neutro

ϕ_{jn} = ângulo de fase do j -ésimo componente de tensão- da fase n para o neutro

ϕ_{jm} = ângulo de fase do j -ésimo componente de tensão- da fase m para o neutro

A figura 2.5 mostra que a corrente de uma determinada fase (fase a na Figura) sofre quatro comutações em um intervalo correspondente a um ciclo da frequência fundamental. Cada uma dessas comutações envolve válvulas de fases diferentes. Por isso, os parâmetros da equação (2.4) devem ser recalculados a cada nova comutação (em outras palavras, cada comutação é regida por uma equação diferente).

2.3.1 - Simplificações na Equação Geral da Corrente de Comutação

Tendo em vista que a instalação conversora considerada esteja trabalhando sob as "condições normais de operação" estabelecidas no início do capítulo, as seguintes simplificações tornam-se imediatas :

a) Se a tensão CA de alimentação é perfeitamente equilibrada e livre de distorções harmônicas, então, na equação (2.4) :

- desaparece o somatório, pois a ausência de distorções harmônicas na tensão implica que $j=1$.

- os seguintes termos reduzem-se a:

$$A \rightarrow A = V_{\max} \cos \phi_n - V_{\max} \cos \phi_m \quad (2.14)$$

$$B \rightarrow B = V_{\max} \sin \phi_n - V_{\max} \sin \phi_m \quad (2.15)$$

$$H \rightarrow H = \omega A/B \quad (2.16)$$

b) se as resistências CA são desprezíveis, e as indutâncias perfeitamente balanceadas, então os seguintes termos reduzem-se a :

$$R_{nm} = 0 \quad (2.17)$$

$$L_{nm} = L \quad (2.18)$$

$$T_{nm} \rightarrow \infty \quad (2.19)$$

$$\phi_j \rightarrow \phi = - \tan^{-1} \frac{H}{\omega} = - \tan^{-1} \frac{A}{B} \quad (2.20)$$

Após essas simplificações, a equação (2.4) toma a seguinte forma :

$$i_n(t) = \frac{B}{2\omega L} \left[\frac{A}{B} + \sqrt{\left(\frac{A}{B}\right)^2 + 1} \operatorname{sen}(\omega t + \phi) \right] + C_{nm} \quad (2.21)$$

2.4- DETERMINAÇÃO DOS INSTANTES DE IGNIÇÃO DAS VÁLVULAS

Sob condições normais de operação, e tomando as tensões CA de alimentação (fase-neutro) como sendo dadas por:

$$\left. \begin{aligned} v_a &= V_{\max} \operatorname{sen} \omega t \\ v_b &= V_{\max} \operatorname{sen} (\omega t + 240^\circ) \\ v_c &= V_{\max} \operatorname{sen} (\omega t + 120^\circ) \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

então, os "pontos de tensão nula", também chamados "pontos de crossover", são mostrados na Figura 2.7.

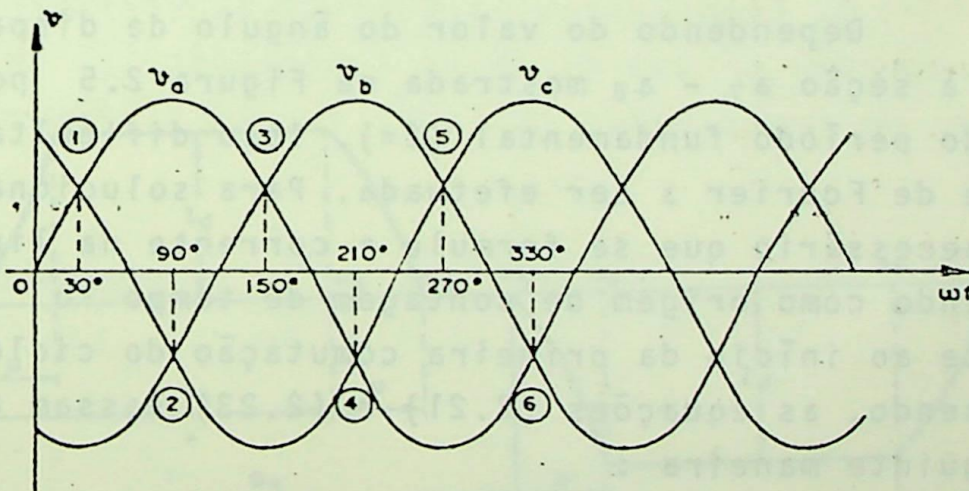


FIGURA 2.7 - Pontos de Crossover, sob condições normais de operação

Esses pontos são aqueles onde ocorreria a comutação se a ponte fosse formada por diodos, ou por tiristores operando com $\alpha = 0^\circ$.

Os instantes de ignição das válvulas, para as condições estabelecidas, podem ser facilmente obtidos pela adi

ção do ângulo de disparo (α) aos pontos de crossover. Portanto, designando por θ_i o ângulo de ignição de uma válvula genérica i (medido em relação à tensão da fase a), é imediato que :

$$\theta_i = 30^\circ + \alpha + j \times 60^\circ \quad (2.23)$$

onde :

$$i = 1, 2, 3, \dots, 6$$

$$j = i - 1$$

2.5 - FORMULAÇÃO DA CORRENTE DE LINHA :

Devido a complexa forma apresentada pela corrente de linha - vide Figura 2.5 -, torna-se impossível representá-la por uma única equação. É necessário então, dividi-la em seções que possuam equações definidas. Basicamente, a forma de onda da corrente pode ser dividida em dois tipos de seções :

- . seções nas quais a corrente é constante e igual, ou a zero, ou a corrente contínua I_d (ou $-I_d$).
- . seções nas quais a corrente obedece a equação da corrente de comutação.

Dependendo do valor do ângulo de disparo (α), é possível que a seção $a_7 - a_8$ mostrada na Figura 2.5 possa estender-se além do período fundamental (2π). Isso dificulta, em muito, a análise de Fourier a ser efetuada. Para solucionar esse problema é necessário que se formule a corrente na linha de alimentação tomando como origem de contagem de tempo o instante correspondente ao início da primeira comutação do ciclo (Figura 2.8). Assim sendo, as equações (2.21) e (2.23) passam a ser escritas da seguinte maneira :

$$i_n(\theta) = \frac{B}{2X_L} \left[\frac{A}{B} + \sqrt{\left(\frac{A}{B}\right)^2 + 1} \operatorname{sen}(\theta + \phi + \theta_x) \right] + C_{nm} \quad (2.24)$$

$$\theta_i = \alpha + j \times 60^\circ \quad (2.25)$$

onde :

$$\theta = \omega t$$

$$X_L = \omega L$$

θ_x = ângulo correspondente ao instante da primeira comutação do ciclo, para a fase em estudo — medido, em termos fundamentais, a partir da referência original de tensão.

θ_i = ângulo correspondente ao instante do disparo da válvula genérica i — também medido em termos fundamentais, porém com base na nova referência adotada.

$$i = 1, 2, 3, \dots, 6$$

$$j = i - 1$$

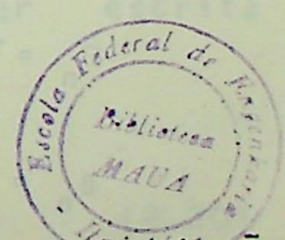
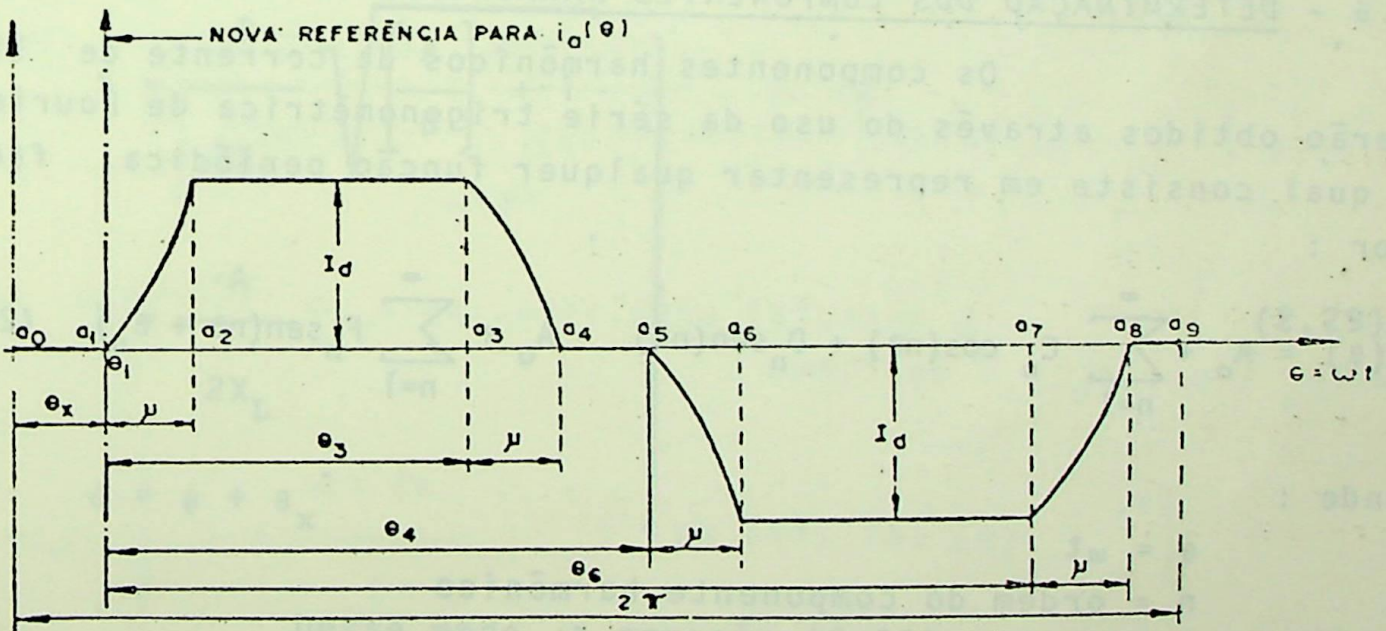


FIGURA 2.8 - Referência de tempo utilizada na formulação da corrente de alimentação de um ramo conversor.

Para essa nova referência (que varia com α), a corrente de linha $i_a(\theta)$, já convenientemente particionada, é descrita pelo conjunto de equações a seguir (vide Figura 2.8) :

Seção	Limites para θ	Equação
$a_1 - a_2$	$0 < \theta < \mu$	$i_a(\theta) = \text{equação (2.24)}$
$a_2 - a_3$	$\mu < \theta < \theta_3$	$i_a(\theta) = I_d$
$a_3 - a_4$	$\theta_3 < \theta < \theta_3 + \mu$	$i_a(\theta) = I_d - \text{equação (2.24)}$
$a_4 - a_5$	$\theta_3 + \mu < \theta < \theta_4$	$i_a(\theta) = 0$
$a_5 - a_6$	$\theta_4 < \theta < \theta_4 + \mu$	$i_a(\theta) = \text{equação (2.24)}$
$a_6 - a_7$	$\theta_4 + \mu < \theta < \theta_6$	$i_a(\theta) = -I_d$
$a_7 - a_8$	$\theta_6 < \theta < \theta_6 + \mu$	$i_a(\theta) = -I_d - \text{equação (2.24)}$
$a_8 - a_9$	$\theta_6 + \mu < \theta < 2\pi$	$i_a(\theta) = 0$

(2.26)

2.6 - DETERMINAÇÃO DOS COMPONENTES HARMÔNICOS

Os componentes harmônicos da corrente de linha serão obtidos através do uso da série trigonométrica de Fourier, a qual consiste em representar qualquer função periódica, $f(\theta)$, por :

$$f(\theta) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\theta) + D_n \sin(n\theta) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} F_n \sin(n\theta + \beta_n) \quad (2.27)$$

onde :

$$\theta = \omega t$$

n = ordem do componente harmônico

$$F_n = \sqrt{C_n^2 + D_n^2} \quad (2.28)$$

$$\beta_n = \tan^{-1} \left(\frac{C_n}{D_n} \right) \quad (2.29)$$

Os coeficientes de Fourier, A_0 , C_n e D_n , para o período completo da função, são dados por :

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta \\ C_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ D_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \end{aligned} \right\} \quad (2.28)$$

Com o objetivo de simplificar a análise, é conveniente que se defina as seguintes variáveis :

$$\left. \begin{aligned} S &= \frac{B}{2X_L} \sqrt{\left(\frac{A}{B}\right)^2 + 1} \\ X &= \frac{A}{2X_L} \\ \delta &= \phi + \theta_x \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

Desse modo, a equação (2.24) pode ser escrita de forma mais compacta, como segue :

$$i_n(\theta) = X + S \sin(\theta + \delta) + C_{nm} \quad (2.30)$$

a) Componente Contínua (A_0) :

É fácil ver, na Figura 2.8, que o valor médio da corrente $i_a(\theta)$ é nulo, portanto :

$$A_0 = 0 \quad (2.31)$$

b) Coefficiente do Termo em Cosseno (C_n) :

$$C_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\theta) \cos(n\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^\mu \text{eq. (2.30)} \cos(n\theta) d\theta + \int_\mu^{\theta_3} I_d \cos(n\theta) d\theta + \int_{\theta_3}^{\theta_3+\mu} [I_d - \text{eq. (2.30)}] \cos(n\theta) d\theta + \int_{\theta_3+\mu}^{\theta_4} 0 \cos(n\theta) d\theta + \int_{\theta_4}^{\theta_4+\mu} \text{eq. (2.30)} \cos(n\theta) d\theta + \int_{\theta_4+\mu}^{\theta_6} -I_d \cos(n\theta) d\theta + \int_{\theta_6}^{\theta_6+\mu} [-I_d - \text{eq. (2.30)}] \cos(n\theta) d\theta + \int_{\theta_6+\mu}^{2\pi} 0 \cos(n\theta) d\theta \right\} \quad (2.32)$$

A integral envolvida, para um intervalo genérico $\theta_a \leq \theta \leq \theta_b$, é da forma :

$$\int_{\theta_a}^{\theta_b} i_a(\theta) \cos(n\theta) d\theta$$

que,

- para $i_a(\theta) = I_d$:

$$\int_{\theta_a}^{\theta_b} i_a(\theta) \cos(n\theta) d\theta = \int_{\theta_a}^{\theta_b} I_d \cos(n\theta) d\theta = \left[\frac{I_d}{n} \operatorname{sen}(n\theta) \right]_{\theta_a}^{\theta_b} \quad (2.33)$$

- para $i_a(\theta) =$ equação (2.30) :

$$\begin{aligned} \int_{\theta_a}^{\theta_b} i_a(\theta) \cos(n\theta) d\theta &= \int_{\theta_a}^{\theta_b} \left[X + S \operatorname{sen}(\theta + \delta) + C_{nm} \right] \cos(n\theta) d\theta = \\ &= \left[\frac{X}{n} \operatorname{sen}(n\theta) + \frac{S}{2} CO_1 \cos\delta + \frac{S}{2} CO_2 \operatorname{sen}\delta + \frac{C_{nm}}{2} \operatorname{sen}(n\theta) \right]_{\theta_a}^{\theta_b} \quad (2.34) \end{aligned}$$

onde :

$$CO_1 = \begin{cases} \operatorname{sen}^2 \theta & , \text{ se } n = 1 \\ \frac{\cos(n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\cos(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$CO_2 = \begin{cases} \theta + \frac{\operatorname{sen} 2\theta}{2} & , \text{ se } n = 1 \\ \frac{\operatorname{sen}(n-1)\theta}{(n-1)} + \frac{\operatorname{sen}(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ se } n \neq 1 \end{cases}$$

c) Coefficiente do termo em Seno $[D_n]$:-

$$\begin{aligned}
 D_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\theta) \operatorname{sen}(n\theta) d\theta &= \frac{1}{\pi} \left\{ \int_0^\mu \text{eq. (2.30)} \operatorname{sen}(n\theta) d\theta + \right. \\
 + \int_\mu^{\theta_3} I_d \operatorname{sen}(n\theta) d\theta + \int_{\theta_3}^{\theta_3+\mu} [I_d - \text{eq. (2.30)}] \operatorname{sen}(n\theta) d\theta + \int_{\theta_3+\mu}^{\theta_4} 0 \operatorname{sen}(n\theta) d\theta + \\
 + \int_{\theta_4}^{\theta_4+\mu} \text{eq. (2.30)} \operatorname{sen}(n\theta) d\theta + \int_{\theta_4+\mu}^{\theta_6} -I_d \operatorname{sen}(n\theta) d\theta + \\
 \left. + \int_{\theta_6}^{\theta_6+\mu} [-I_d - \text{eq. (2.30)}] \operatorname{sen}(n\theta) d\theta + \int_{\theta_6+\mu}^{2\pi} 0 \operatorname{sen}(n\theta) d\theta \right\} \quad (2.35)
 \end{aligned}$$

A integral envolvida, para um intervalo genérico $\theta_a \leq \theta \leq \theta_b$, é da forma :

$$\int_{\theta_b}^{\theta_a} i_a(\theta) \operatorname{sen}(n\theta) d\theta$$

que,

- para $i_a(\theta) = I_d$:

$$\int_{\theta_a}^{\theta_b} i_a(\theta) \operatorname{sen}(n\theta) d\theta = \int_{\theta_a}^{\theta_b} I_d \operatorname{sen}(n\theta) d\theta = \left[\frac{-I_d}{n} \cos(n\theta) \right]_{\theta_a}^{\theta_b} \quad (2.36)$$

- para $i_a(\theta) =$ equação (2.30) :

$$\int_{\theta_a}^{\theta_b} i_a(\theta) \operatorname{sen}(n\theta) d\theta = \int_{\theta_a}^{\theta_b} \left[X + S \operatorname{sen}(\theta + \delta) + C_{nm} \right] \operatorname{sen}(n\theta) d\theta =$$

$$\left[\frac{-X}{n} \cos(n\theta) + \frac{S}{2} SI_1 \cos\delta - \frac{S}{2} SI_2 \operatorname{sen}\delta - \frac{C_{nm}}{n} \cos(n\theta) \right]_{\theta_a}^{\theta_b} \quad (2.37)$$

onde :

$$SI_1 \left\{ \begin{array}{l} \theta + \frac{\operatorname{sen} 2\theta}{2}, \text{ se } n=1 \\ \frac{\operatorname{sen}(n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\operatorname{sen}(n+1)\theta}{(n+1)}, \text{ se } n \neq 1 \end{array} \right.$$

Como já observado anteriormente, os parâmetros da equação da corrente durante os períodos de comutação, devem ser recalculados a cada nova comutação. A constante de integração, C_{nm} , pode ser facilmente calculada através da seguinte condição de contorno :

- No instante do início de cada comutação, a corrente de overlap, dada pela equação (2.30), é igual a zero.

Assim sendo, para a primeira comutação do ciclo, tem-se :

$$0 = X + S \operatorname{sen} \delta + C_{nm}$$

$$C_{nm} = -(X + S \operatorname{sen} \delta) \quad (2.38)$$

O ângulo de comutação (μ), para as condições estabelecidas, tem o mesmo valor em todas as comutações. Ele pode ser obtido aplicando-se novamente a equação (2.30) à primeira comutação. Neste caso, tem-se que :

$$\text{para } \theta = \mu \therefore i_n(t) = I_d$$

portanto :

$$I_d = X + S \text{ sen}(\mu + \delta) + C_{nm}$$

$$\mu = \text{sen}^{-1} \left[\frac{I_d - X - C_{nm}}{S} \right] - \delta \quad (2.39)$$

2.7- INSTALAÇÕES MULTICONVERSORAS

Uma forma muito eficiente de diminuir o conteúdo harmônico da corrente de alimentação de uma instalação conversora é aumentar o número de pulsos dessa instalação. Isso pode ser feito introduzindo-se um conveniente defasamento entre os diferentes ramos conversores de seis pulsos. A tabela 2.1, obtida da referência [1], dá, de uma forma consisa, o número de conversores e o defasamento entre os transformadores de cada ramo conversor, necessários para a obtenção de um determinado número de pulsos.

Se o número de pulsos é representado por "P", e "k" é um inteiro positivo qualquer, então:

$$\left. \begin{aligned} \text{n}^\circ \text{ de conversores} &= \frac{P}{6} \\ \text{Defasamento entre transformadores} &= \frac{360^\circ}{P} \\ \text{Ordens harmônicas esperadas} &= Pk \pm 1 \end{aligned} \right\} \quad (2.40)$$

Número de Pulsos	Número de Conversores	Defasamento entre os transformadores	Ordens harmônicas esperadas
6	1	0°	$6k \pm 1$
12	2	30°	$12k \pm 1$
18	3	20°	$18k \pm 1$
24	4	15°	$24k \pm 1$
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
36	6	10°	$36k \pm 1$
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
48	8	7.5°	$48k \pm 1$
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
96	16	3.75°	$96k \pm 1$
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

TABELA 2.1

Uma representação trifilar simplificada de uma instalação conversora de 12 pulsos é mostrada na Figura 2.9. O defasamento de 30° pode ser obtido através, ou de um transformador $Y\Delta$, ou de um transformador com o secundário conectado em zigue-zague. Este último, através do conveniente dimensionamento do número de espiras dos enrolamentos secundários (N_2 e N_3 , na Figura), pode fornecer qualquer defasamento que se desejar. A Tabela 2.2, também obtida na referência [1], dá os valores de N_2 e N_3 necessários para a obtenção de vários ângulos de defasagem.

A influência do defasamento introduzido pelo transformador, na composição harmônica da corrente de alimentação do sistema conversor, pode ser imediatamente visualizada nos diagramas vetoriais da Figura 2.10. Nesta Figura, a título de sim

plificação, considerou-se que os transformadores apresentam relação de transformação igual a 1.

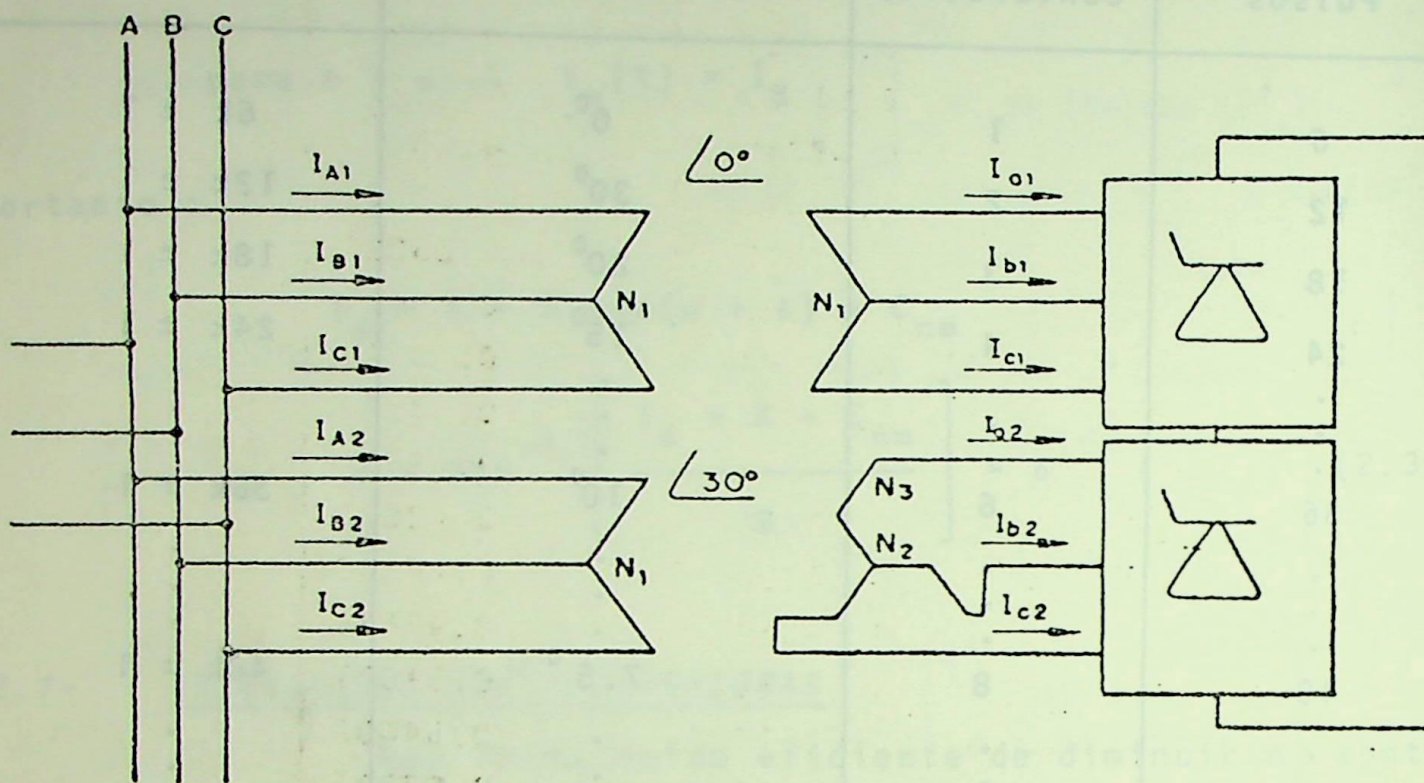


FIGURA 2.9 - Representação trifilar simplificada de uma instalação conversora de 12 pulsos.

Na Figura 2.10(a) mostra-se o diagrama vetorial das correntes de 5º harmônico (sequência de fase negativa), e, em 2.10(b), o mesmo é feito para as correntes de 7º harmônico (sequência de fase positiva). Desses diagramas, conclui-se que:

- para componentes de sequência de fase negativa (5º, 11º, 17º, etc...):

$$\tau_n = (n + 1) \times \psi \quad (2.41)$$

- para componentes de sequência de fase positiva (Fundamental, 7º, 13º, 19º, etc...):

$$\tau_n = (n - 1) \times \psi \quad (2.42)$$

ψ_c	N_2	N_3
0.000 ⁰	1.00000	0.00000
1.875 ⁰	0.98057	0.03778
3.750 ⁰	0.96010	0.07552
5.625 ⁰	0.93859	0.11318
7.500 ⁰	0.91609	0.15072
9.375 ⁰	0.89260	0.18810
11.250 ⁰	0.86815	0.22527
13.125 ⁰	0.84277	0.26221
15.000 ⁰	0.81650	0.29886
16.875 ⁰	0.78934	0.33519
18.750 ⁰	0.76135	0.37117
20.000 ⁰	0.74223	0.39493
20.625 ⁰	0.73253	0.40674
22.500 ⁰	0.70294	0.44188
24.375 ⁰	0.67259	0.47655
26.250 ⁰	0.64152	0.51071
28.125 ⁰	0.60976	0.54432
30.000 ⁰	0.57735	0.57735
31.875 ⁰	0.54432	0.60976
33.750 ⁰	0.51071	0.64152
35.625 ⁰	0.47655	0.67259
37.508 ⁰	0.44188	0.70293
39.375 ⁰	0.40674	0.73253
40.000 ⁰	0.39493	0.74223
41.250 ⁰	0.37117	0.76135
43.125 ⁰	0.33519	0.78934
45.000 ⁰	0.29886	0.81650
46.875 ⁰	0.26221	0.84277
48.750 ⁰	0.22527	0.86815
50.00 ⁰	0.20051	0.88455
50.625 ⁰	0.11810	0.89260
52.500 ⁰	0.15072	0.91609
54.375 ⁰	0.11318	0.93859
56.250 ⁰	0.07552	0.96010
58.125 ⁰	0.03778	0.98057
60.000 ⁰	0.00000	1.00000

TABELA 2.2 - N_2 e N_3 como função do ângulo de defasamento do transformador.

onde :

- $n \rightarrow$ ordem do componente harmônico
- $\psi \rightarrow$ ângulo de defasagem (à frequência fundamental) do transformador do ramo conversor
- $\tau_n \rightarrow$ defasamento sofrido pelo componente harmônico de ordem n

Para os casos em que a relação de transformação não é unitária, então as amplitudes dos componentes harmônicos no lado primário do ramo conversor, serão dadas por :

$$F_{n_{\text{PRIM}}} = F_{n_{\text{SEC}}} / RTT \quad (2.43)$$

onde :

- $F_{n_{\text{PRIM}}} =$ amplitude do componente harmônico de ordem n , no lado primário do ramo conversor.
- $F_{n_{\text{SEC}}} =$ amplitude do componente harmônico de ordem n , no lado secundário do ramo conversor.
- $RTT =$ relação de transformação do trafo.

2.8 - SIMULAÇÃO DIGITAL

O programa digital desenvolvido neste capítulo, objetiva, principalmente, ser de fácil aplicação às condições práticas, onde frequentemente o interesse é determinar o nível de harmônicos produzidos por uma instalação conversora que está operando sob condições normais, dispondo-se de um mínimo de dados necessários. Os dados de entrada requeridos pelo programa são poucos, e todos eles, de fácil obtenção. Os seguintes passos principais, descrevem este programa.

1º passo - Leitura de dados:

São os seguintes os dados necessários ao processamento de cada ramo conversor :

- V_{barra} → tensão do barramento de alimentação da instalação conversora (em KV) - valor fase-fase eficaz.
- V_{sec} → tensão secundária do transformador do ramo conversor (em KV) - valor fase-fase eficaz.
- P_{trafo} → potência total do transformador do ramo conversor (em MVA)
- ψ → defasamento introduzido pelo transformador (em graus)
- X_L → reatância CA vista pelo ramo conversor (em %, nas bases do transformador do ramo conversor)
- α → ângulo de disparo com o qual o ramo conversor opera (em graus)
- I_d → corrente no lado CC do ramo conversor (em Amps)

2º passo - Estabelecimento dos instantes de ignição das válvulas

Os instantes de ignição das válvulas são dados pela equação (2.25), que, para a fase a adotada para estudo, fornece :

- $\theta_1 = \alpha$ → início da comutação da válvula 5 na fase c, para a válvula 1 na fase a
- $\theta_3 = \alpha + 120^\circ$ → início da comutação da válvula 1 na fase a, para a válvula 3, na fase b
- $\theta_4 = \alpha + 180^\circ$ → início da comutação da válvula 2 na fase c, para a válvula 4 na fase a
- $\theta_6 = \alpha + 300^\circ$ → início da comutação da válvula 4 na fase a, para a válvula 6 na fase b.

3º passo - Cálculo dos parâmetros da corrente de comutação :

Estes são calculados, para cada comutação, através do conjunto de equações (2.29). A constante de integração C_{nm} , também deve ser calculada a cada nova comutação (a equação (2.38) fornece-a para a primeira comutação).

4º passo - Cálculo do ângulo de comutação (ν) :

Este é determinado diretamente da equação (2.39).

5º passo - Cálculo dos coeficientes de Fourier

Os coeficientes C_n e D_n são calculados, para cada ordem harmônica, pelas expressões (2.32), (2.33), (2.34) e (2.35), (2.36), (2.37), respectivamente. Após isso, a amplitude e o ângulo de fase de cada componente harmônico, já convenientemente referidos à tensão da fase a para o neutro (v_a), são calculados por:

$$F_n = \sqrt{C_n^2 + D_n^2} \quad (2.45)$$

$$\beta_n = \tan^{-1} \left(\frac{C_n}{D_n} \right) - n\epsilon \quad (2.46)$$

6º passo - Referir os componentes calculados para o lado primário do transformador :

A equação (2.43) dá a amplitude do componente harmônico de ordem n , já referido ao lado primário do transformador. O respectivo ângulo de fase pode ser calculado da seguinte forma :

$$\beta_{nPRIM} = \beta_n + (n + M)\psi \quad (2.47)$$

onde :

β_{nPRIM} = ângulo de fase do n -ésimo componente harmônico, no lado primário do transformador.

β_n = Idem, no lado secundário

n = ordem do componente

$$\psi = \text{ângulo de defasagem do transformador}$$
$$M = \begin{cases} 1, & \text{se o componente tem sequência de fase ne} \\ & \text{gativa.} \\ -1, & \text{se o componente tem sequência de fase po} \\ & \text{sitiva.} \end{cases}$$

7º Passo - Composição dos harmônicos produzidos pelo ramo em processamento, com aqueles produzidos pelos ramos anteriormente processados :

Isso é feito adicionando-se vetorialmente, para cada ordem harmônica, os componentes produzidos pelo ramo em processamento, com o resultante dos ramos que foram processados anteriormente. Após isso, se ainda houver ramos a serem processados, volta-se para o passo 1, caso contrário, encerra-se o processamento.

2.8.1 - Fluxogramas

O programa pode ser representado através do fluxograma mostrado na Figura 2.11 (vide página seguinte).

Como se pode notar, o programa divide-se em duas partes principais:

- uma sub-rotina que calcula os componentes harmônicos produzidos no secundário de cada ramo conversor de seis pulsos (sub-rotina HARMCALC); e
- uma sub-rotina que refere esses harmônicos ao lado primário do ramo conversor, e os compõe com os resultados dos ramos já processados.

As Figuras 2.12 e 2.13, a seguir, mostram os fluxogramas de cada uma dessas sub-rotinas.

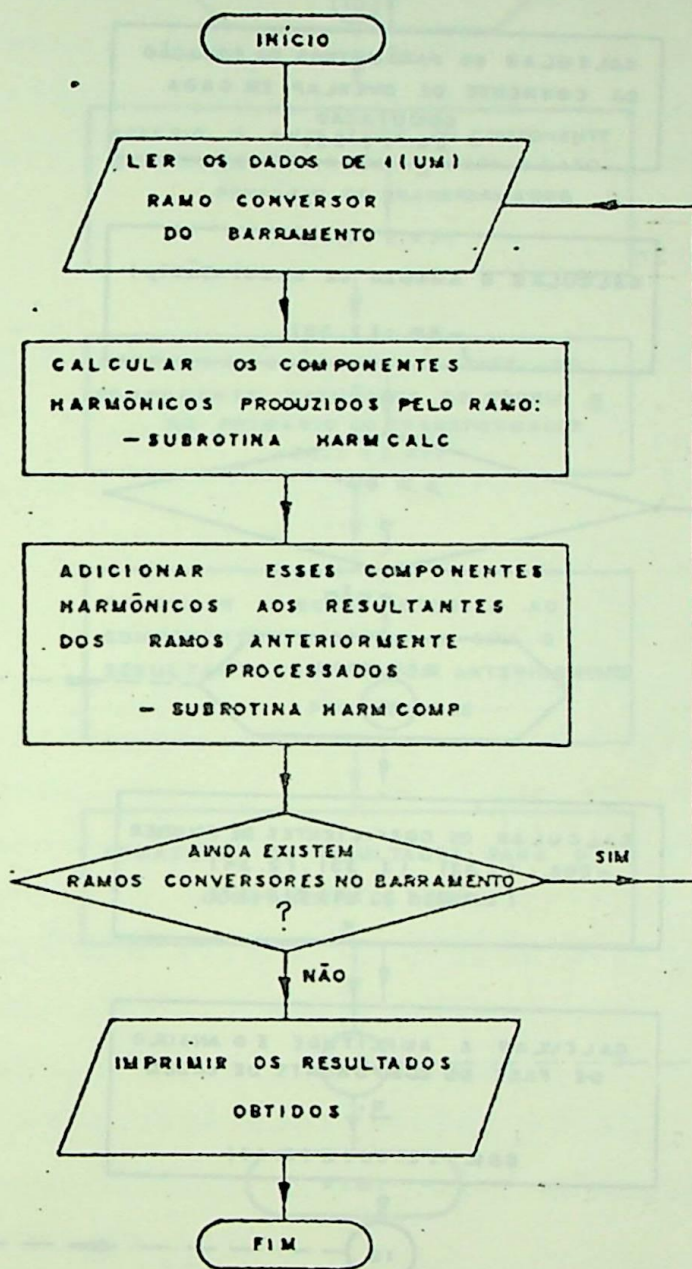


FIGURA 2.11 - Fluxograma geral do programa que calcula os componentes harmônicos gerados por uma instalação multi-conversora.

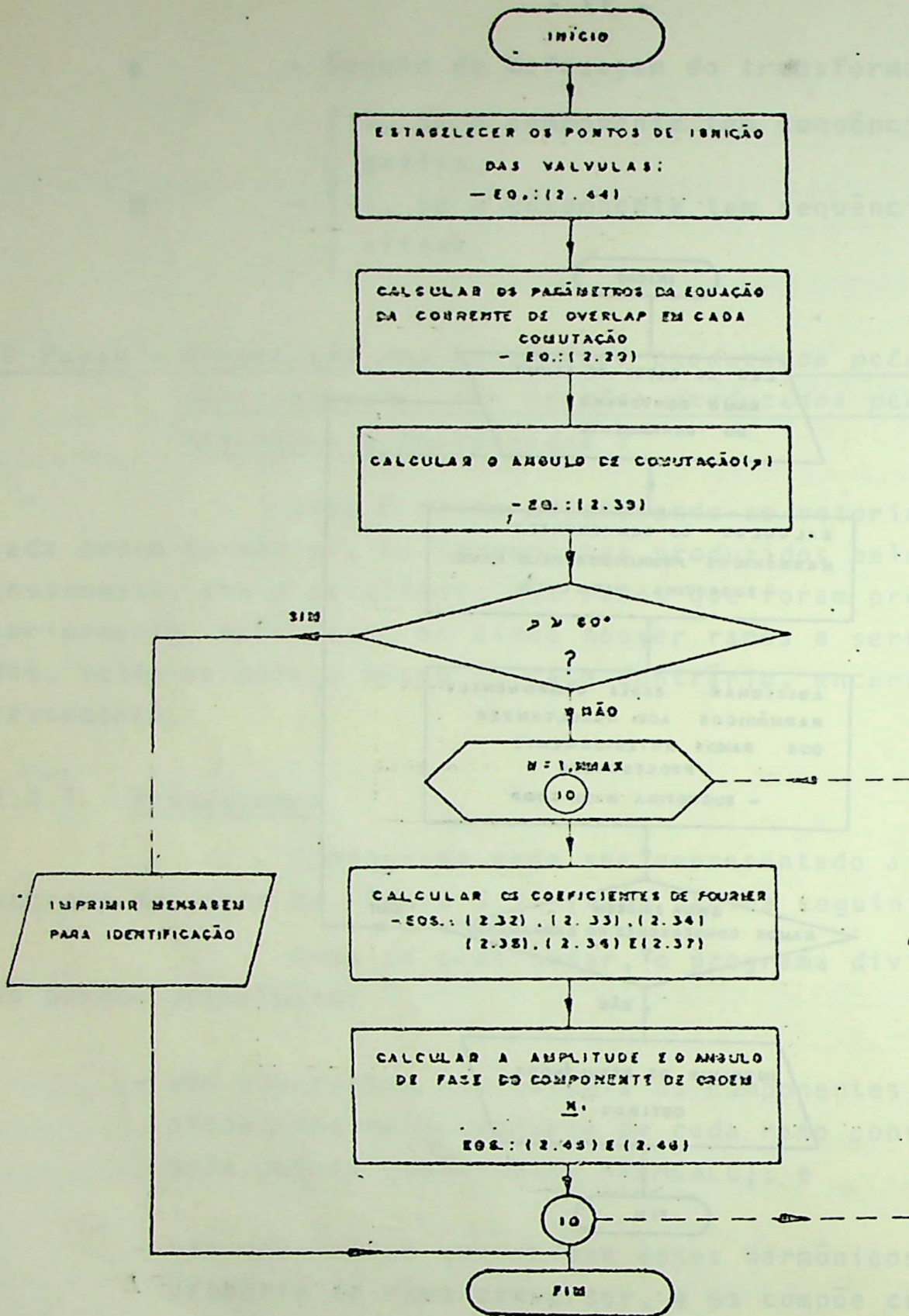


FIGURA 2.12 - Fluxograma da sub-rotina HARMCALC

onde :

NMAX → Máxima ordem harmônica a ser calculada.

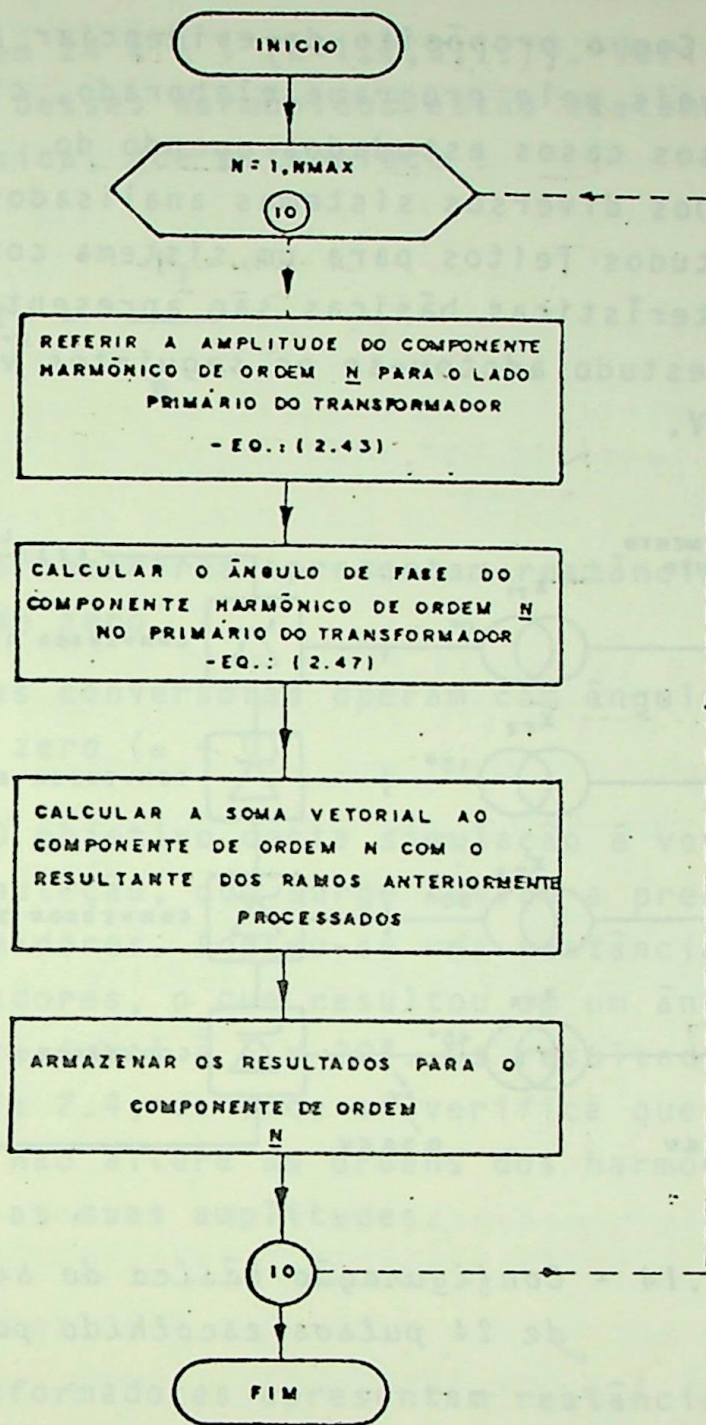


FIGURA 2.13 - Fluxograma da sub-rotina HARMCOMP

onde :

NMAX → Máxima ordem harmônica calculada.

2.9 - RESULTADOS E CONCLUSÕES

Com o propósito de evidenciar a utilização e os recursos disponíveis pelo programa elaborado, cita-se a seguir, alguns dos diversos casos estudados quando do desenvolvimento deste trabalho. Dos diversos sistemas analisados, apresenta-se um resumo dos estudos feitos para um sistema conversor de 24 pulsos, cujas características básicas são apresentadas na Figura 2.14 abaixo. No estudo adotou-se os seguintes valores base : 0.1 MVA - 0.44 KV.

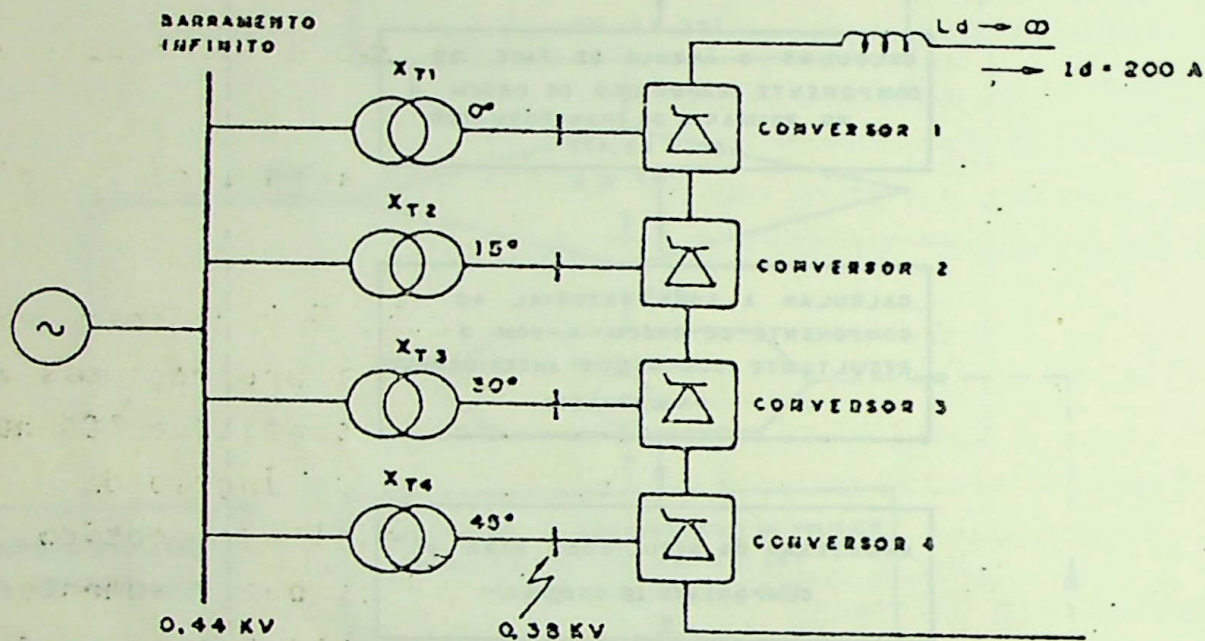


FIGURA 2.14 - Configuração básica do sistema conversor de 24 pulsos escolhido para estudo.

Caso (a):

- transformadores com reatâncias nulas ($X_t = 0$)
- pontes conversoras operando com ângulo de disparo igual a zero ($\alpha = 0$).

O propósito desta simulação é testar o programa para o caso de uma situação ideal, onde a comutação de uma válvula para outra faz-se em um tempo nulo. A Tabela 2.3 mostra os resultados obtidos. Constata-se que somente são produzidos

harmônicos de ordem $24k \pm 1$ ($k=1,2,3,\dots$). Verifica-se ainda que as amplitudes desses harmônicos estão exatamente de acordo com a teoria clássica, que estabelece :

$$I_n = \frac{I_1}{n}$$

Caso (b):

- Os transformadores apresentam reatâncias iguais e diferentes de zero.
- As pontes conversoras operam com ângulo de disparo igual a zero ($\alpha = 0$)

O objetivo desta simulação é verificar o efeito da corrente de comutação, que surge devido a presença das reatâncias dos transformadores. Adotou-se uma reatância de 10% nas bases dos transformadores, o que resultou em um ângulo de comutação aproximadamente igual a $\mu = 20^\circ$. Os resultados obtidos estão mostrados na Tabela 2.4, de onde se verifica que o aumento do ângulo de comutação não altera as ordens dos harmônicos produzidos, porém, reduz as suas amplitudes.

Caso (c):

- Os transformadores apresentam reatâncias iguais e diferentes de zero.
- As pontes conversoras operam com ângulos de disparo iguais e diferentes de zero.

Este caso pretende evidenciar a influência do ângulo de disparo, na geração de harmônicos. A fim de facilitar a comparação de resultados, adotou-se para as reatâncias dos transformadores o mesmo valor do caso anterior, e fez-se $\alpha = 15^\circ$. Os resultados apresentados na Tabela 2.5 mostram que, como anteriormente afirmado, o ângulo de disparo não afeta as ordens dos harmônicos gerados, porém, a sua influência faz-se sentir no ângulo

gulo de comutação (consequentemente, na amplitude dos harmônicos). Nota-se que o aumento de α reduz o ângulo de comutação, o que implica em um aumento da amplitude dos harmônicos produzidos.

Caso (d) :

- Os transformadores dos ramos conversores 1, 2 e 3 apresentam a mesma reatância do caso anterior ($X_{t_{1,2,3}} = 10\%$), enquanto que o do ramo 4 apresenta reatância igual a $X_{t_4} = 15\%$
- As pontes conversoras operam com $\alpha = 15^\circ$

O interesse deste caso é mostrar os efeitos devidos ao desequilíbrio entre as reatâncias dos diferentes ramos conversores. A Tabela 2.6 mostra os resultados obtidos. Nota-se que esse desequilíbrio provoca o aparecimento de todos os componentes harmônicos típicos de um ramo conversor de seis pulsos, embora os componentes de ordens diferentes, $\tilde{a} 24k \pm 1$ apresentem-se, em valores percentuais, com amplitudes muito menores que em um caso de seis pulsos.

Caso (e) :

- Os transformadores dos ramos conversores 1 e 3 apresentam o mesmo valor do caso anterior ($X_{t_{1,3}} = 10\%$), enquanto que os dos ramos 2 e 4 apresentam reatâncias iguais a $X_{t_{2,4}} = 15\%$.
- As pontes conversoras operam com $\alpha = 15^\circ$

Neste caso o sistema já apresenta uma simetria parcial. Os ramos semelhantes (1 e 3, e 2 e 4) apresentam defasamento de 30° entre si, portanto, constituem sistemas conversores de 12 pulsos. O desequilíbrio entre esses dois conjuntos, não permite o total cancelamento dos harmônicos que seriam anulados em um sistema de 24 pulsos equilibrado, porém, é de se esperar que são apareçam harmônicos de ordem igual a $12k \pm 1$. Os resultados, mostrados na tabela 2.7, confirmam essa expectativa.

Caso (f) :

- Os transformadores apresentam reatâncias iguais a $X_t = 10\%$
- As pontes conversoras 1, 2 e 3 operam com ângulo de disparo igual a $\alpha_{1,2,3} = 15^\circ$, e a ponte 4 opera com $\alpha_4 = 22,5^\circ$

Aqui o interesse é verificar os efeitos devidos à assimetria nos ângulos de disparo das diversas pontes conversoras. Novamente pode ser notado (vide Tabela 2.8) o aparecimento de todos os componentes harmônicos de ordem $6k \pm 1$.

Caso (g) :

- Os transformadores apresentam reatância $X_t = 10\%$
- As pontes conversoras 1 e 3 operam com $\alpha_{1,3} = 15^\circ$, e as pontes 2 e 4 operam com $\alpha_{2,4} = 22,5^\circ$

Para este caso são válidos os mesmos comentários feitos para o caso (e), só que agora o desequilíbrio é causado pelos ângulos de disparo. Os resultados são apresentados na Tabela 2.9.

Caso (h) :

- Os transformadores apresentam reatâncias iguais a $X_t = 10\%$
- As pontes conversoras operam com $\alpha = 150^\circ$

Pretende-se, com a simulação dessa condição de funcionamento, ressaltar a aplicação do programa para a determinação de harmônicos gerados por conversores operando como inversores ($\alpha > 90^\circ$). Os resultados obtidos, mostrados na Tabela 2.10, concordam com os gráficos apresentados na referência [2] no seu capítulo 5, seção 3.

2.9.1 - Comentários finais

O programa desenvolvido neste capítulo, permite simular um barramento com qualquer número de conversores, inde

pendentemente representados. Isso significa que pode-se simular qualquer número de ramos conversores, operando com diferentes correntes de carga, diferentes ângulos de disparo, diferentes transformadores, etc...

Como fonte de comparação de resultados, cita-se a referência [3], que apresenta curvas que dão uma estimativa dos componentes harmônicos de várias ordens (em % da corrente fundamental), em função dos ângulos de disparo e de comutação. A concordância de resultados é considerada excelente.

- Aplicações do programa :

Devido à representação independente de cada ramo conversor, usada na formulação do programa, este aplica-se à simulação de:

- instalações conversoras com qualquer nº. de pulsos;
- instalações conversoras industriais formadas por conversores, diferentes ou não, operando independentemente, porém ligados ao mesmo barramento;
- instalações conversoras industriais formadas por conversores operando em paralelo;
- instalações conversoras operando como inversores.

! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: UM !					
! ORDEM !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !	
! DO !	! (%) FUND. !			! DE !	
! COMP. !	! AMPERES !	! !	! P. U. !	! FASE !	
! 1 !	! 538.699 !	! 100.0000 !	! 4.10544 !	! .000 !	
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 5 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 7 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 11 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 13 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 17 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 19 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 23 !	! 23.422 !	! 4.3478 !	! .17850 !	! .000 !	
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 25 !	! 21.548 !	! 4.0000 !	! .16422 !	! .000 !	

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 2.3

+=====+				
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: DOIS !				
+=====+				
! ORDEM !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !
! DO !	! !			! DE !
! COMP. !	! AMPERES !	! (%)FUND. !	! P. U. !	! FASE !
+=====+				
! 1 !	! 536.526 !	! 100.0000 !	! 4.08888 !	! 345.484 !
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 5 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 7 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 11 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 13 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 17 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 19 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 23 !	! 5.023 !	! .9363 !	! .03828 !	! 115.887 !
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 25 !	! 4.619 !	! .8609 !	! .03520 !	! 252.886 !
! !	! !	! !	! !	! !
+-----+				

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 2.4

! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: TRES !				
! ORDEN !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !
! DO !	! (X)FUND. !			! DE !
! COMP. !	! AMPERES !	! P. U. !	! FASE !	
! 1 !	! 537.804 !	! 100.0000 !	! 4.09862 !	! 338.693 !
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 5 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 7 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 11 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 13 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 17 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 19 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 23 !	! 7.832 !	! 1.4563 !	! .05969 !	! 41.772 !
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 25 !	! 5.473 !	! 1.0177 !	! .04171 !	! 354.473 !

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 2.5

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: QUATRO				
ORDEN !	MAGNITUDE			ANGULO !
DO +	+-----+	+-----+	+-----+	DE !
COMP. !	AMPERES !	(%) FUND. !	P. U. !	FASE !
1	537.520	100.0000	4.09645	338.071
2	.000	.0000	.00000	.000
3	.000	.0000	.00000	.000
4	.000	.0000	.00000	.000
5	5.612	1.0441	.04277	237.844
6	.000	.0000	.00000	.000
7	5.394	1.0036	.04111	188.839
8	.000	.0000	.00000	.000
9	.000	.0000	.00000	.000
10	.000	.0000	.00000	.000
11	4.782	.8896	.03644	.297
12	.000	.0000	.00000	.000
13	4.407	.8199	.03359	130.637
14	.000	.0000	.00000	.000
15	.000	.0000	.00000	.000
16	.000	.0000	.00000	.000
17	3.583	.6666	.02731	300.038
18	.000	.0000	.00000	.000
19	3.159	.5877	.02407	248.856
20	.000	.0000	.00000	.000
21	.000	.0000	.00000	.000
22	.000	.0000	.00000	.000
23	6.239	1.1607	.04755	46.260
24	.000	.0000	.00000	.000
25	4.733	.8805	.03607	356.497

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 2.6

+=====+				
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: UM !				
+-----+-----+-----+-----+				
! ORDEM !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !
! DO !	! AMPERES !	! (%)FUND. !	! P. U. !	! DE !
! COMP. !				! FASE !
+-----+-----+-----+-----+				
! 1 !	! 537.300 !	! 100.0000 !	! 4.09477 !	! 337.449 !
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 5 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 7 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 11 !	! 9.563 !	! 1.7798 !	! .07288 !	! .297 !
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 13 !	! 8.815 !	! 1.6405 !	! .06712 !	! 130.637 !
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 17 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 19 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 23 !	! 4.710 !	! .8766 !	! .03589 !	! 53.735 !
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 25 !	! 4.001 !	! .7447 !	! .03049 !	! 359.266 !
! !	! !	! !	! !	! !
+-----+-----+-----+-----+				

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 2.7

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: DOIS				
ORDEN DO COMP.	MAGNITUDE	ANGULO DE FASE		
	AMPERES	(%) FUND.	P. U.	
1	537.346	100.0000	4.09512	337.206
2	.000	.0000	.00000	.000
3	.000	.0000	.00000	.000
4	.000	.0000	.00000	.000
5	13.360	2.4863	.10182	240.291
6	.000	.0000	.00000	.000
7	12.782	2.3787	.09741	192.347
8	.000	.0000	.00000	.000
9	.000	.0000	.00000	.000
10	.000	.0000	.00000	.000
11	17.462	3.2497	.13308	271.098
12	.000	.0000	.00000	.000
13	10.169	1.8924	.07750	138.014
14	.000	.0000	.00000	.000
15	.000	.0000	.00000	.000
16	.000	.0000	.00000	.000
17	7.982	1.4855	.06083	311.004
18	.000	.0000	.00000	.000
19	4.836	.9000	.03625	155.031
20	.000	.0000	.00000	.000
21	.000	.0000	.00000	.000
22	.000	.0000	.00000	.000
23	4.523	.8417	.03447	9.659
24	.000	.0000	.00000	.000
25	2.783	.5178	.02121	317.052

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 2.8

+=====+				
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: TRES !				
+=====+				
! ORDEN !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !
! DO !	! () FUND. !			! DE !
! COMP. !	! AMPERES !	! P. U. !	! FASE !	
+=====+				
! 1 !	! 537.249 !	! 100.0000 !	! 4.09439 !	! 335.717 !
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 5 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 7 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 11 !	! 34.924 !	! 6.5006 !	! .26616 !	! 271.092 !
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 13 !	! 20.337 !	! 3.7855 !	! .15499 !	! 138.014 !
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 17 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 19 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 23 !	! 4.812 !	! .8956 !	! .03667 !	! 309.742 !
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 25 !	! 3.542 !	! .6593 !	! .02699 !	! 247.173 !
! !	! !	! !	! !	! !
+-----+				

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 2.9

=====					
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: QUATRO !					
=====					
! ORDEM !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !	
! DD +	!-----+-----+-----+ !			! DE !	
! COMP. !	! AMPERES !	! (%)FUND. !	! P. U. !	! FASE !	
=====					
! 1 !	! 662.049 !	! 100.0000 !	! 5.04549 !	! 222.792 !	
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 5 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 7 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 11 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 13 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 17 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 19 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 23 !	! 8.798 !	! 1.3289 !	! .06705 !	! 203.819 !	
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 25 !	! 1.974 !	! .2982 !	! .01505 !	! 142.328 !	
! !	! !	! !	! !	! !	

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.					

TABELA 2.10

CAPÍTULO 3

HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR CONVERSORES TRIFÁSICOS

SEMI-CONTROLADOS (SEMI-CONVERSORES)

3.1 - INTRODUÇÃO

O conversor trifásico semi-controlado, ou semi-conversor, é um arranjo comumente utilizado na faixa de potência entre 5 a 100 Kw. O fato de um semi-conversor utilizar somente a metade do número de tiristores que um circuito conversor convencional utiliza, para a mesma potência nominal, torna seu uso economicamente atraente, apesar das desvantagens resultantes de suas características peculiares.

O circuito de um semi-conversor é mostrado na Figura 3.1. Este circuito é constituído de dois conversores de tap central em série, e com deslocamento de fase entre si, variável. O primeiro circuito, contendo os três tiristores, é um conversor de 2 quadrantes^(*), polarizado positivamente; o segundo circuito, contendo os três diodos, é um retificador não-controlado, negativamente polarizado. Através do controle da tensão do conversor de 2 quadrantes, de "retificação total" à "inversão total", é possível controlar a tensão média nos terminais CC da ponte, desde o máximo positivo, até, praticamente zero.

(*) São considerados conversores de 2 quadrantes, aqueles que são capazes de operar com tensão CC positiva ou negativa!!!

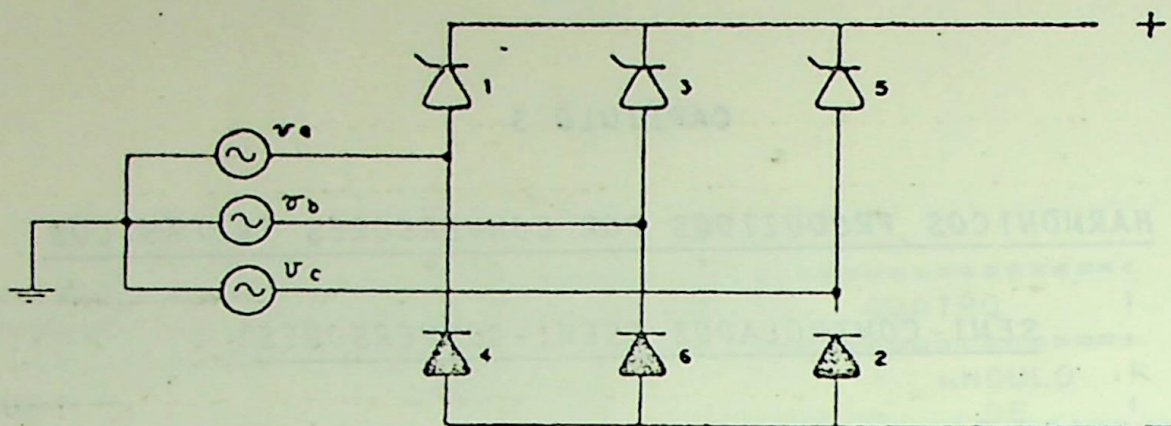


FIGURA 3.1 - Configuração básica de um semi-conversor trifásico

3.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DE UM SEMI-CONVERSOR

O conversor trifásico totalmente controlado, analisado no capítulo anterior, também é constituído por dois circuitos conversores de tap central, porém esses circuitos operam com defasamento constante (igual a 180°), independentemente do ângulo de disparo. Isso resulta em um sistema de seis pulsos. No caso dos semi-conversores, o deslocamento angular entre os dois circuitos de tap-central depende do ângulo de disparo dos tiristores. Isso resulta, com uma única exceção^(*), em um sistema conversor de 3 pulsos.

A operação de um semi-conversor, com diferentes ângulos de disparo, é ilustrada pelas formas de onda da Figura 3.2, onde, a fim de facilitar a análise, a corrente de comutação foi desprezada.

Em 3.2(a), o ângulo de disparo é 0° , e a operação do circuito é semelhante à de um conversor de seis pulsos não-controlado.

(*) Quando os tiristores operam $\alpha = 0^\circ$, o semi-conversor opera semelhantemente a um conversor de seis pulsos não-controlado.

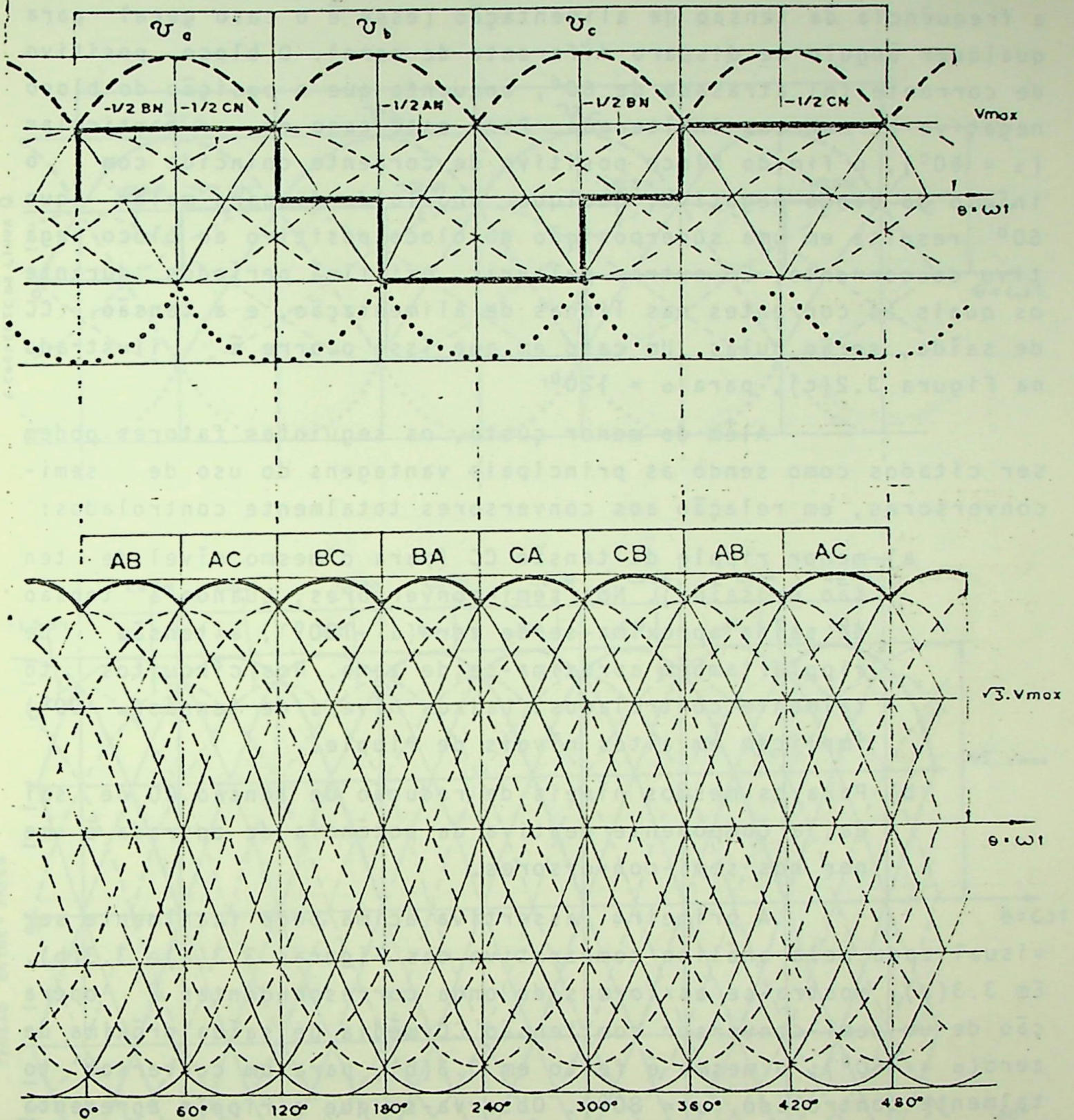


FIGURA 3.2(a) - Formas de onda associadas a um semi-conversor operando com $\alpha = 0^\circ$

Em 3.2(b), o ângulo de disparo é 60° , e agora pode - se notar que a frequência do ripple da tensão CC é igual a 3 vezes a frequência da tensão de alimentação (esse é o caso geral para qualquer ângulo de disparo diferente de zero). O bloco positivo de corrente foi atrasado de 60° , enquanto que a posição do bloco negativo permaneceu inalterada. Para este caso em particular ($\alpha = 60^\circ$), o fim do bloco positivo de corrente coincide com o início do bloco negativo. Qualquer ângulo de disparo maior que 60° resulta em uma superposição do bloco positivo ao bloco negativo da corrente. Em outras palavras, existirão períodos durante os quais as correntes nas linhas de alimentação, e a tensão CC de saída, serão nulas. Um caso em que isso ocorre é ilustrado na Figura 3.2(c), para $\alpha = 120^\circ$.

Além do menor custo, os seguintes fatores podem ser citados como sendo as principais vantagens do uso de semi-conversores, em relação aos conversores totalmente controlados:

- a) menor ripple da tensão CC (para o mesmo nível de tensão de saída). Nos semi-conversores, quando a tensão de saída aproxima-se de zero ($\alpha \rightarrow 180^\circ$), a tensão de ripple também aproxima-se de zero. Nos circuitos totalmente controlados, baixos níveis de tensão ($\alpha \rightarrow 90^\circ$) implicam em altos níveis de ripple.
- b) Para os mesmos níveis de redução de tensão CC de saída, a componente reativa da potência de entrada é menor nos semi-conversores.

A primeira assertiva acima pode facilmente ser visualizada pela análise comparativa das Figuras 3.3(a) e 3.3(b). Em 3.3(a), mostra-se as formas de onda correspondentes à operação de um semi-conversor com tensão CC média de saída próxima de zero ($\alpha = 160^\circ$); o mesmo é feito em 3.3(b), para um conversor totalmente controlado ($\alpha = 80^\circ$). Observa-se que o ripple apresentado pela tensão CC do conversor é bem superior àquele da tensão CC do semi-conversor.

É interessante ressaltar que, além da impossibilidade de inversão do fluxo de potência ativa, as vantagens acima citadas são conseguidas às custas de uma redução de 2:1 do número de pulsos do sistema, por conseguinte, o conteúdo harmô

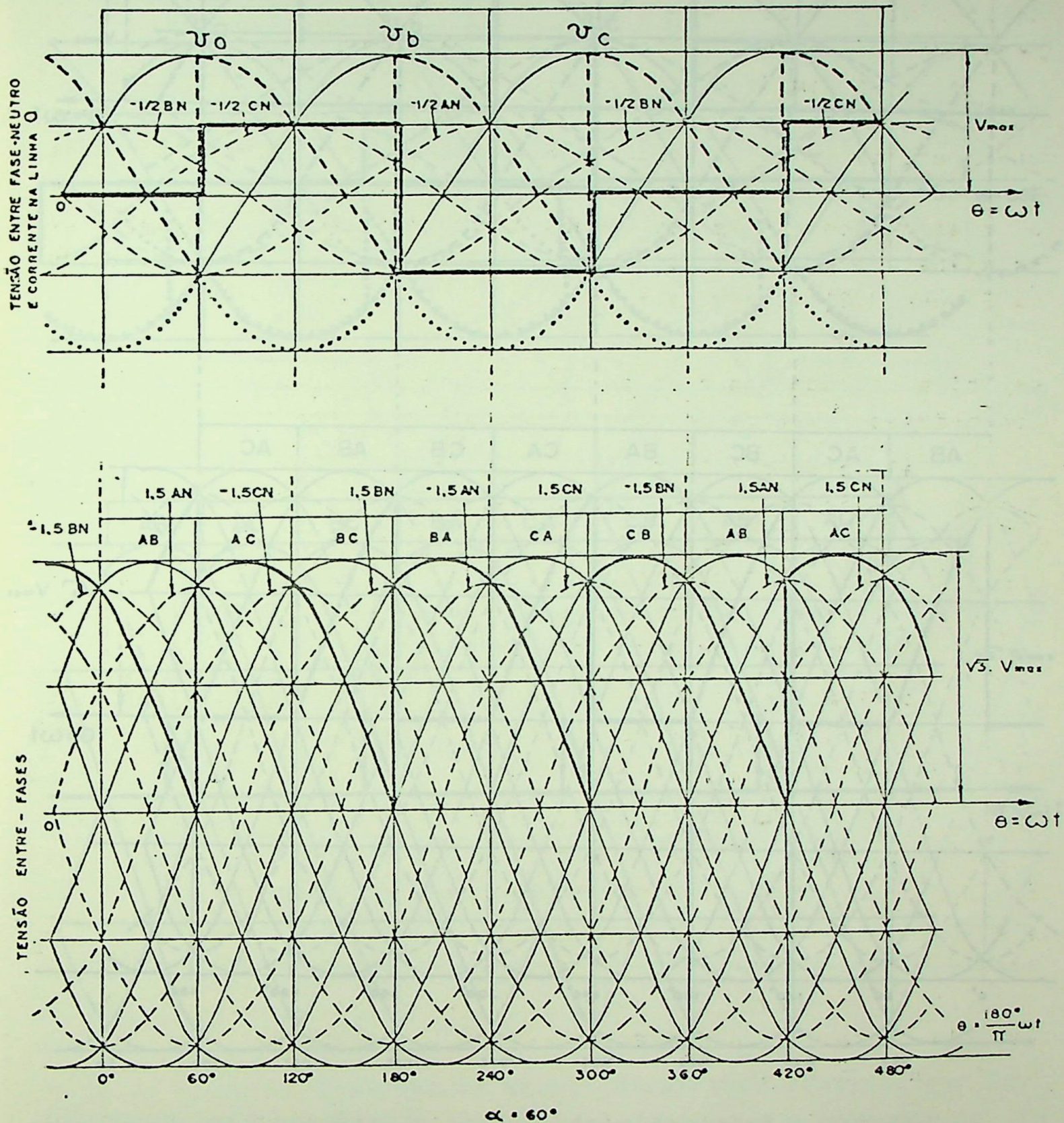


FIGURA 3.2(b) - Formas de onda associadas à um semi-conversor operando com $\alpha = 60^\circ$

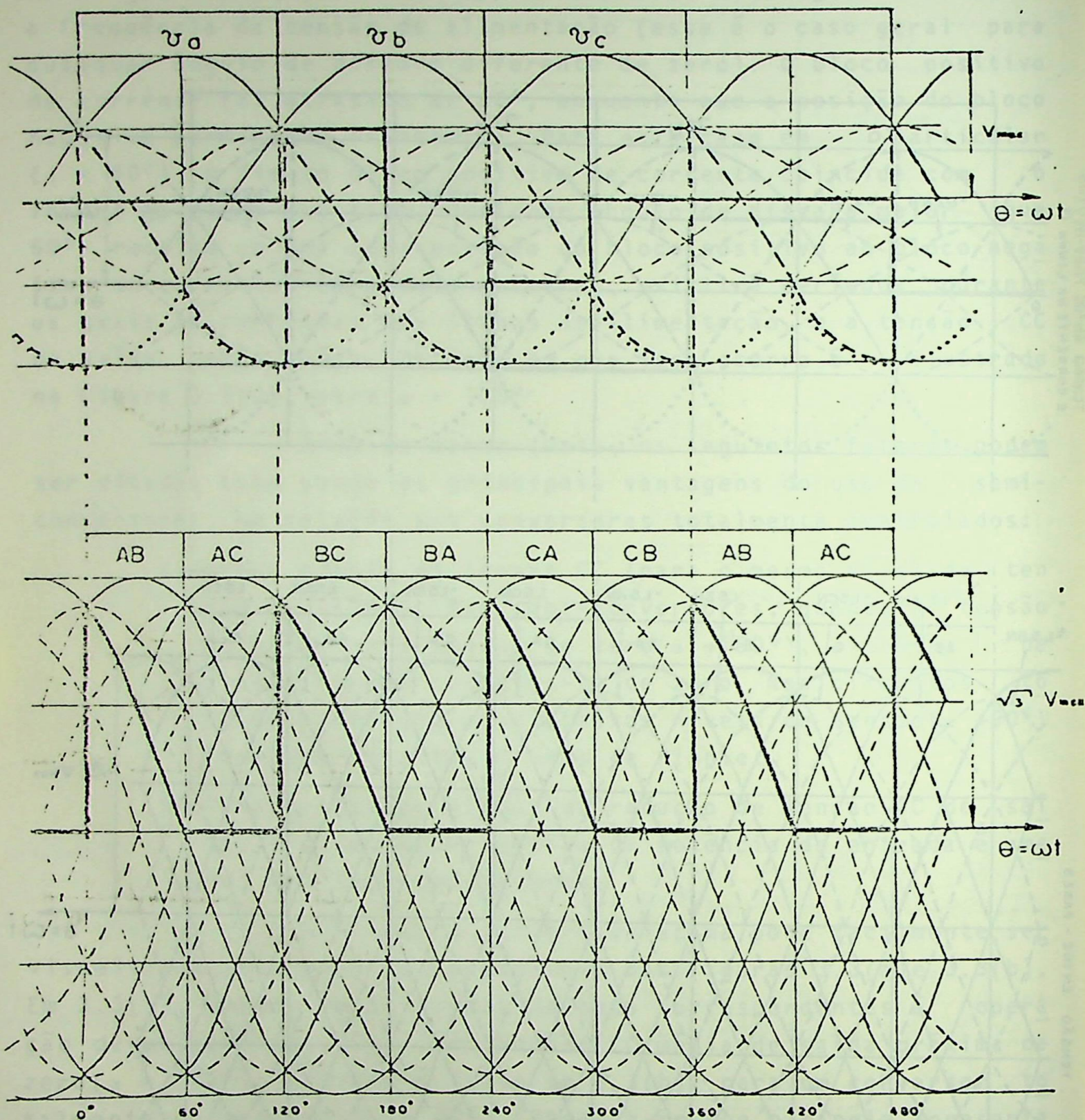


FIGURA 3.2(c) - Formas de onda associadas à um semi-conversor operando com $\alpha = 120^\circ$

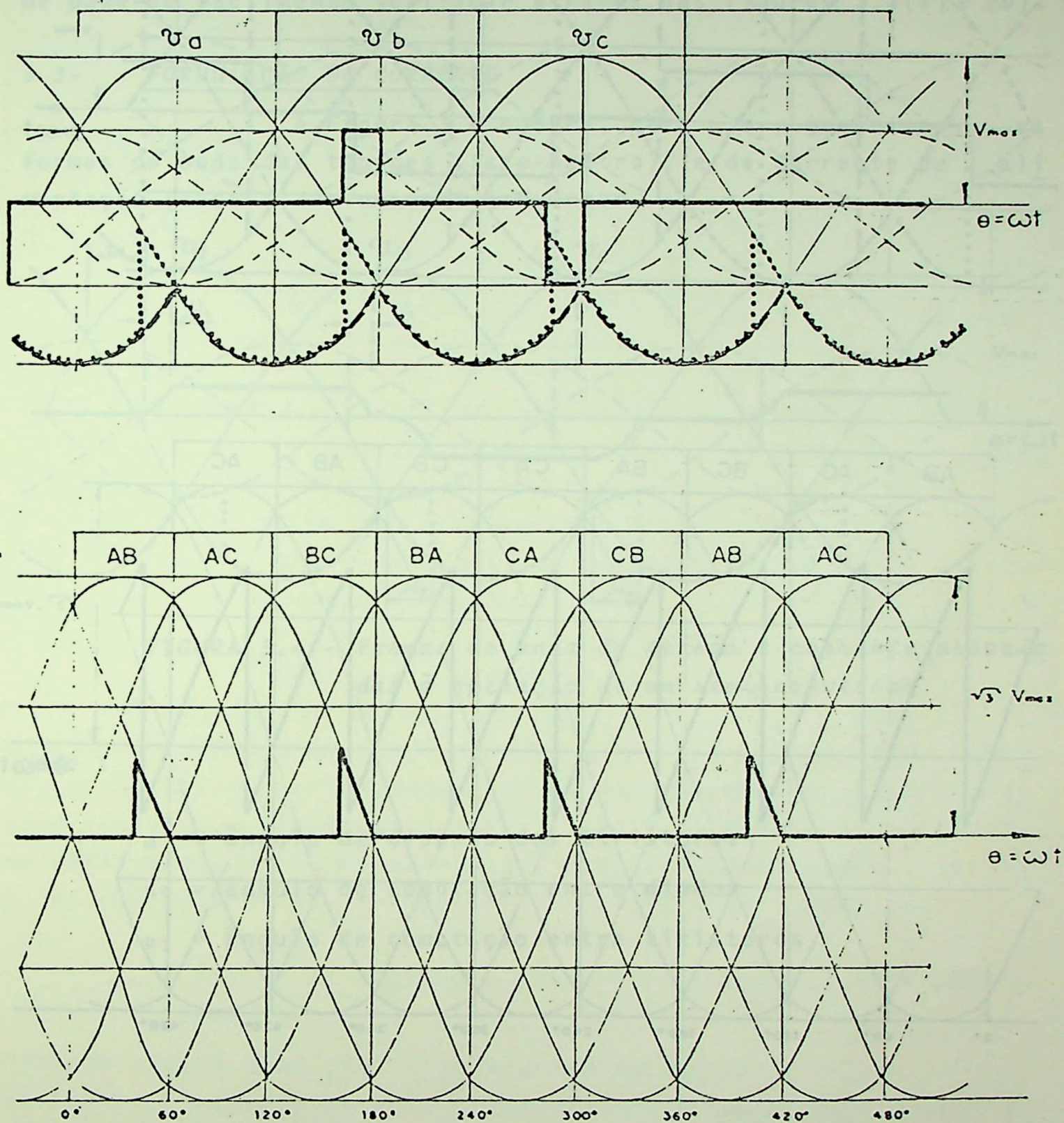


FIGURA 3.3(a) - Formas de onda associadas a um semi-conversor operando com baixo nível de tensão de saída ($\alpha = 160^\circ$)

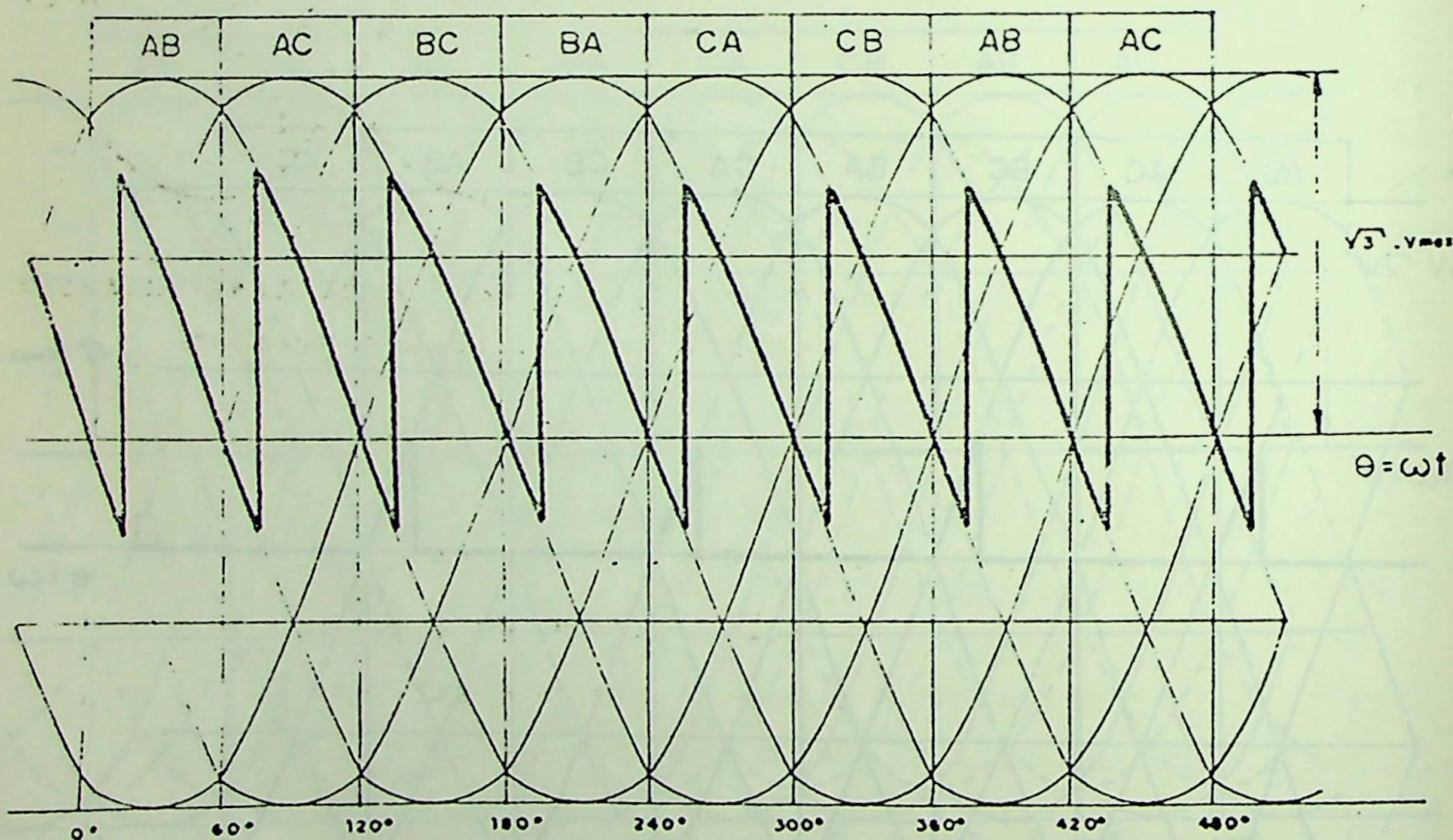
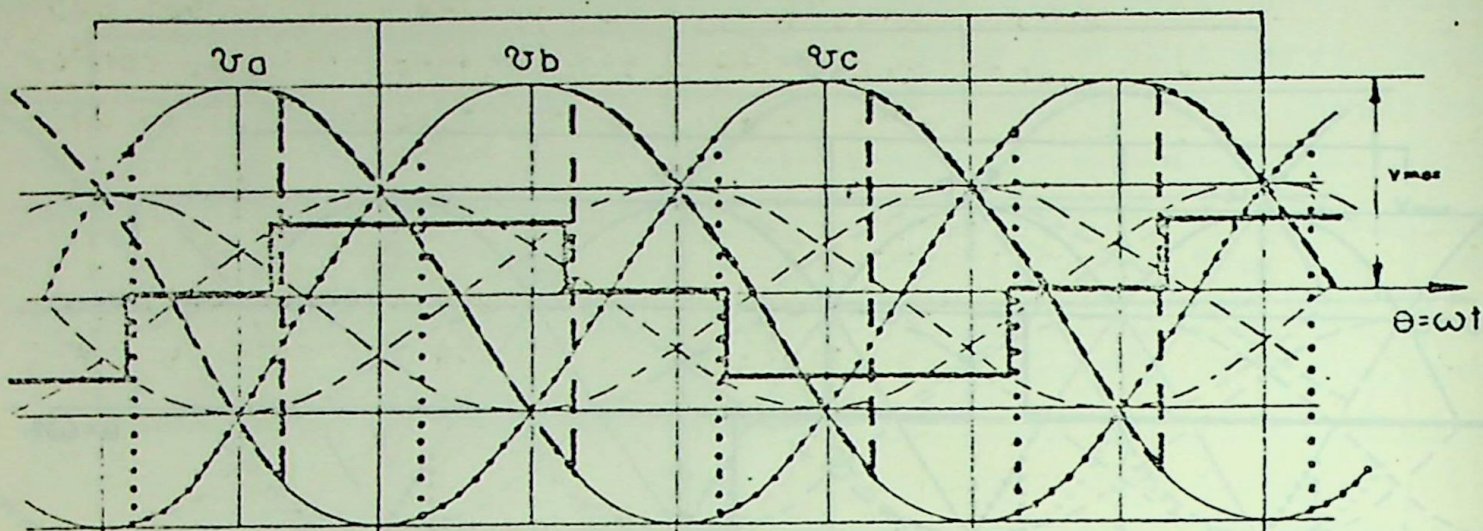


FIGURA 3.3(b) - Formas de onda associadas à um conversor totalmente controlado operando com baixo nível de tensão de saída ($\alpha = 80^\circ$)

nico da corrente de alimentação de um semi-conversor é bem superior à do correspondente conversor totalmente controlado, conforme pode-se facilmente verificar através das figuras 3.3(a) e (b).

3.3- FORMULAÇÃO DA CORRENTE

À Figura 3.4 mostra, para α e μ genéricos, as formas de onda das tensões (fase-neutro), e da corrente de alimentação (fase a) de um semi-conversor.

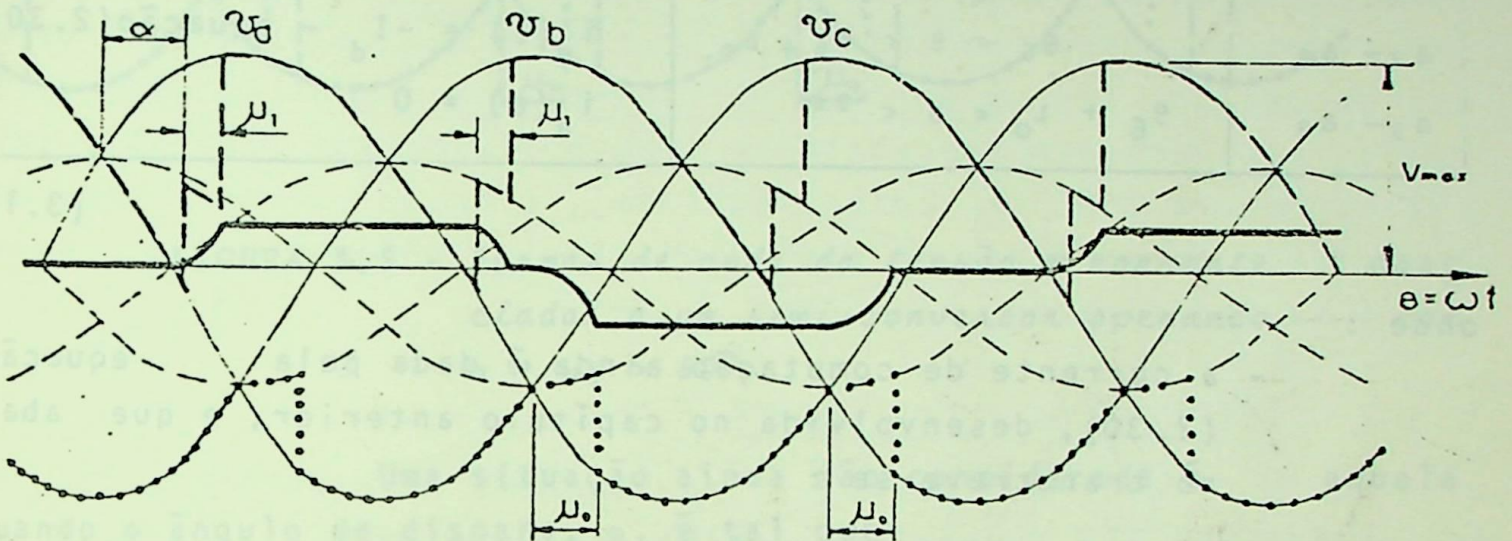


FIGURA 3.4 - Formas de onda de tensão e corrente associadas à operação de um semi-conversor

onde :

- α = ângulo de disparo dos tiristores
- μ_0 = ângulo de comutação entre diodos
- μ_1 = ângulo de comutação entre tiristores

Seguindo as mesmas diretrizes adotadas no Capítulo anterior, seção 2.5, é possível descrever a corrente na fase a, pelo conjunto de equações dado a seguir :

Seção	Limites para θ	Equação
$a_1 - a_2$	$0 < \theta < \mu$	$i_a(\theta) = \text{equação (2.30)}$
$a_2 - a_3$	$\mu_1 < \theta < \theta_3$	$i_a(\theta) = I_d$
$a_3 - a_4$	$\theta_3 < \theta < \theta_3 + \mu_1$	$i_a(\theta) = I_d - \text{equação (2.30)}$
$a_4 - a_5$	$\theta_3 + \mu_1 < \theta < \theta_4$	$i_a(\theta) = 0$
$a_5 - a_6$	$\theta_4 < \theta < \theta_4 + \mu_0$	$i_a(\theta) = \text{equação (2.30)}$
$a_6 - a_7$	$\theta_4 + \mu_0 < \theta < \theta_6$	$i_a(\theta) = -I_d$
$a_7 - a_8$	$\theta_6 < \theta < \theta_6 + \mu_0$	$i_a(\theta) = -I_d - \text{equação (2.30)}$
$a_8 - a_9$	$\theta_6 + \mu_0 < \theta < 2\pi$	$i_a(\theta) = 0$

(3.1)

onde :

- a corrente de comutação ainda é dada pela equação (2.30), desenvolvida no capítulo anterior, e que abaixo transcreve-se :

$$i(\theta) = X + S \text{sen}(\theta + \delta) + C \quad (3.2)$$

- $\theta_1, \theta_3, \theta_4$ e θ_6 , são os ângulos de ignição das válvulas 1, 3, 4 e 6, respectivamente (medidos em relação à primeira comutação do ciclo).
- No cálculo de μ_0, θ_4 e θ_6 , α deve ser feito igual à zero.

Casos em que $\alpha + \mu_1 > 60^\circ$, como aquele mostrado na Figura 3.5, serão automaticamente considerados pela formulação utilizada, pois a superposição dos blocos de corrente é levada em conta quando se determina os coeficientes de Fourier.

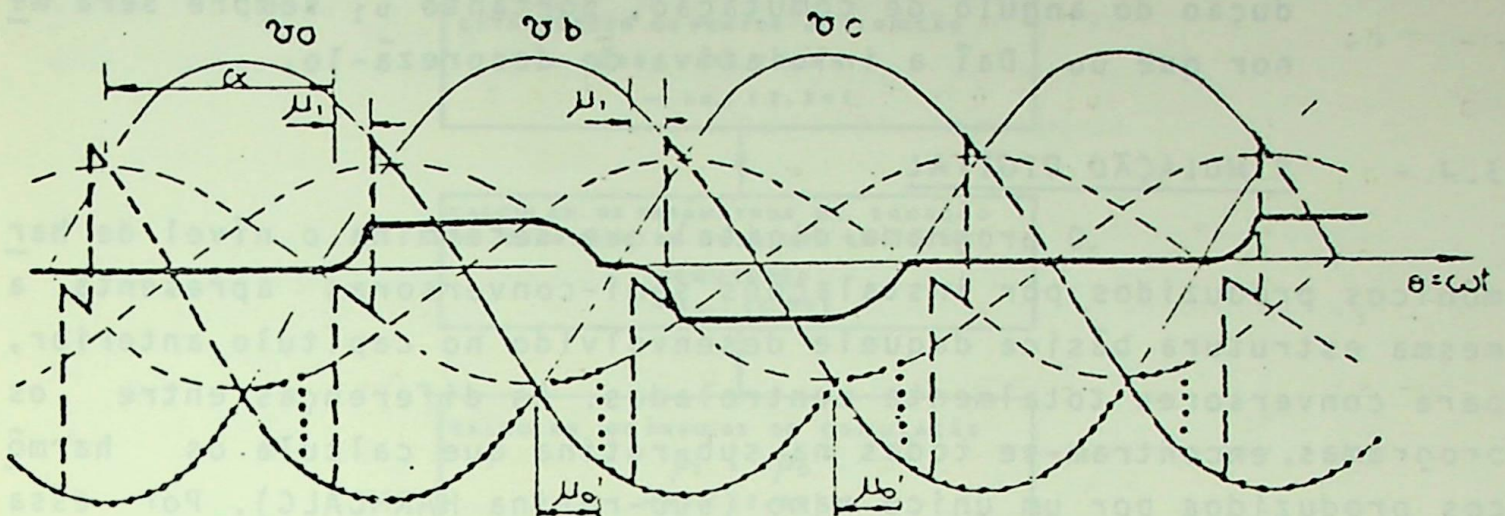


FIGURA 3.5 - Formas de onda da tensão e corrente associadas a um semi-conversor operando com $\alpha + \mu_1 > 60^\circ$

Uma situação ainda não considerada é aquela quando o ângulo de disparo, α , é tal que:

$$60^\circ - \mu_1 < \alpha < 60^\circ + \mu_0$$

ou seja, quando $\alpha + \mu_1 > 60^\circ$, porém $\alpha < 60^\circ + \mu_0$. Se isso ocorrer, então haverá períodos de operação em que quatro válvulas estarão conduzindo simultaneamente^(*). Não é objetivo deste trabalho, pelo menos nesta oportunidade, simular tal situação; por isso, na sua ocorrência, a seguinte aproximação será utilizada:

- O ângulo de comutação entre tiristores (μ_1) será desprezado.

(*) interferência de comutação - períodos de operação em que ocorrem duas comutações simultâneas.

Justificativa de aproximação :

Sabe-se que o aumento do ângulo de disparo implica em redução do ângulo de comutação, portanto μ_1 sempre será menor que μ_0 . Daí a iniciativa de desprezã-lo.

3.4 - SIMULAÇÃO DIGITAL

O programa digital que determina o nível de harmônicos produzidos por instalações semi-conversoras apresenta a mesma estrutura básica daquele desenvolvido no capítulo anterior, para conversores totalmente controlados. As diferenças entre os programas, encontram-se todas na sub-rotina que calcula os harmônicos produzidos por um único ramo (sub-rotina HARMCALC). Por essa razão, aqui somente apresenta-se o novo fluxograma para essa sub-rotina (Figura 3.6, na página seguinte), o qual, quando comparado com aquele apresentado no capítulo anterior (Figura 2.12), deixa claro as modificações efetuadas .

3.5 - RESULTADOS E CONCLUSÕES

A Figura 3.7, apresentada na referência [2], dá as amplitudes dos harmônicos gerados por um ramo semi-conversor (desprezando os efeitos da corrente de comutação), em função do ângulo de disparo (α) e da corrente no lado CC (I_d).

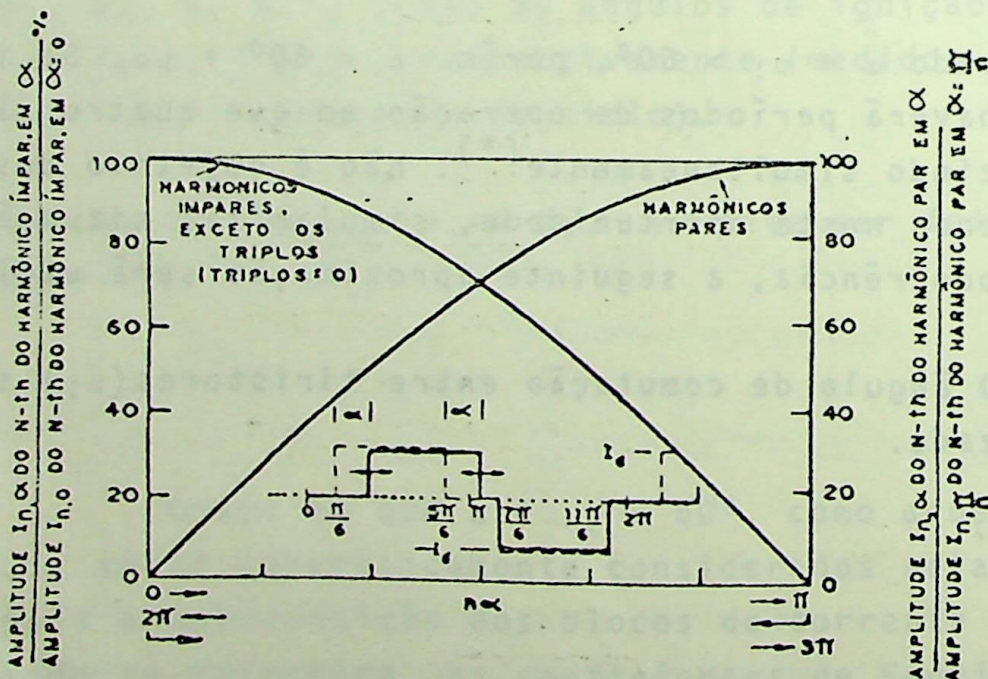


FIGURA 3.7 - Amplitude dos componentes harmônicos produzidos por um semi-conversor

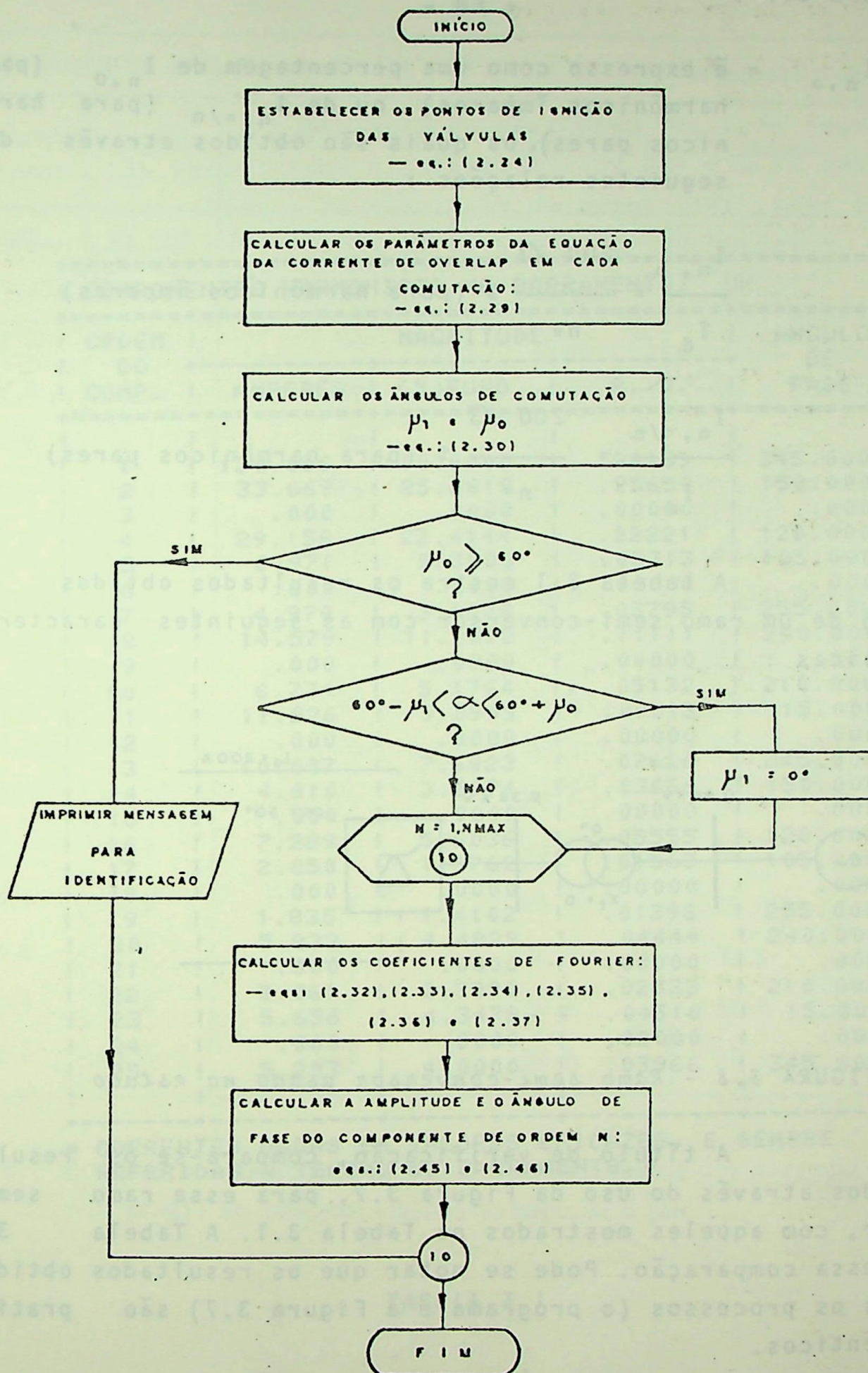


FIGURA 3.6 - Fluxograma da sub-rotina que calcula os componentes harmônicos nos terminais de 1(um) ramo semi-conversor

- Na figura 3.7 :

$I_{n,\alpha}$ = \bar{e} expresso como uma porcentagem de $I_{n,0}$ (para harmônicos ímpares), ou de $I_{n,\pi/n}$ (para harmônicos pares), os quais são obtidos através das seguintes relações :

$$\frac{I_{n,\alpha}}{I_d} = \frac{200 \sqrt{3}}{n\pi} \% \text{ (para harmônicos ímpares)}$$

$$\frac{I_{n,\pi/n}}{I_d} = \frac{200 \sqrt{3}}{n\pi} \% \text{ (para harmônicos pares)}$$

A tabela 3.1 mostra os resultados obtidos na simulação de um ramo semi-conversor com as seguintes características básicas :

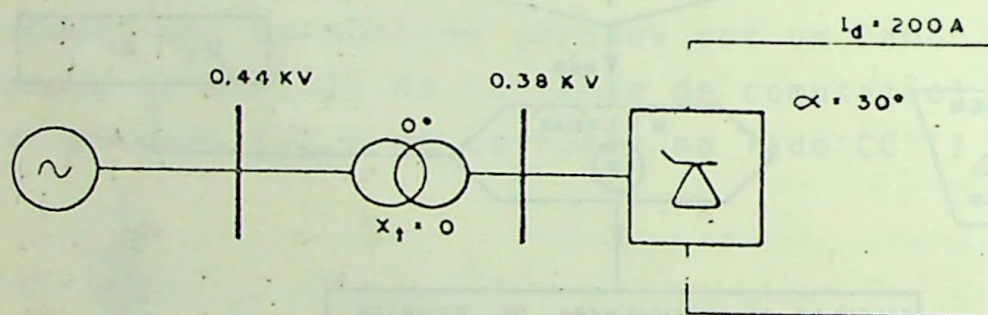


FIGURA 3.8 - Ramo semi-conversor usado no estudo

A título de verificação, compara-se os resultados obtidos através do uso da Figura 3.7, para esse ramo semi-conversor, com aqueles mostrados na Tabela 3.1. A Tabela 3.2 ilustra essa comparação. Pode se notar que os resultados obtidos por ambos os processos (o programa e a Figura 3.7) são praticamente idênticos.

=====					
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: UM					
=====					
! ORDEM !	! MAGNITUDE			! ANGULO	
! DO	! AMPERES !	! (%FUND. !	! P. U. !	! DE	
! COMP. !				! FASE	
=====					
! 1 !	! 130.086 !	! 100.0000 !	! .99139 !	! 345.000 !	
! 2 !	! 33.669 !	! 25.8819 !	! .25659 !	! 150.000 !	
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 4 !	! 29.158 !	! 22.4144 !	! .22221 !	! 120.000 !	
! 5 !	! 6.971 !	! 5.3590 !	! .05313 !	! 105.000 !	
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 7 !	! 4.979 !	! 3.8272 !	! .03795 !	! 255.000 !	
! 8 !	! 14.579 !	! 11.2072 !	! .11111 !	! 240.000 !	
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 10 !	! 6.734 !	! 5.1764 !	! .05132 !	! 210.000 !	
! 11 !	! 11.826 !	! 9.0909 !	! .09013 !	! 15.000 !	
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 13 !	! 10.007 !	! 7.6923 !	! .07626 !	! 345.000 !	
! 14 !	! 4.810 !	! 3.6974 !	! .03666 !	! 150.000 !	
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 16 !	! 7.289 !	! 5.6036 !	! .05555 !	! 120.000 !	
! 17 !	! 2.050 !	! 1.5762 !	! .01563 !	! 105.000 !	
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 19 !	! 1.835 !	! 1.4102 !	! .01398 !	! 255.000 !	
! 20 !	! 5.832 !	! 4.4829 !	! .04444 !	! 240.000 !	
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 22 !	! 3.061 !	! 2.3529 !	! .02333 !	! 210.000 !	
! 23 !	! 5.656 !	! 4.3478 !	! .04310 !	! 15.000 !	
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 25 !	! 5.203 !	! 4.0000 !	! .03966 !	! 345.000 !	
=====					

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 3.1

Ordem do Comp.	Resultados obtidos na Tab.3.1		Resultados obtidos na Figura 3.7		
	Amperes	(%) Fund.	$\frac{I_{n,\alpha}}{I_{n,o}}$ ou $\frac{I_{n,\alpha}}{I_{n,\pi/n}}$	Amperes	(%) Fund.
1	130.09	100	97	130.63	100
2	33.67	25.88	50	33.67	25.77
4	29.16	22.41	87	29.29	22.42
5	6.97	5.36	25	6.73	5.15
7	4.98	3.83	25	4.81	3.68
8	14.58	11.21	87	14.65	11.21
10	6.73	5.18	50	6.73	5.15
11	11.83	9.09	97	11.88	9.09
13	10.01	7.69	97	10.05	7.69
14	4.81	3.70	50	4.81	3.68
16	7.29	5.60	87	7.32	5.61
17	2.05	1.58	25	1.98	1.58
19	1.83	1.41	25	1.77	1.36
20	5.83	4.48	87	5.86	4.48
22	3.06	2.35	50	3.06	2.34
23	5.66	4.35	97	5.68	4.35
25	5.20	4.00	97	5.23	4.00

TABELA 3.2 - Comparação dos resultados obtidos com o uso do programa, com aqueles obtidos através da Figura 3.7

A influência da reatância CA, e do ângulo de disparo, são ressaltadas nas Tabelas 3.3, 3.4 e 3.5, que mostram os resultados obtidos na simulação do mesmo ramo semi-conversor apresentado na Figura 3.8, porém considerando $X_c = 10\%$ e fazendo $\alpha = 30^\circ$, $\alpha = 60^\circ$ e $\alpha = 150^\circ$, respectivamente. Dessas tabelas vê-se que as vantagens anteriormente citadas, para operação em baixos níveis de tensão ($\alpha \rightarrow 180^\circ$), podem tornar-se insignificantes, se o sistema CA de alimentação é fraco, sob o ponto de vista de harmônicos.

Em todos os casos apresentados nota-se o caráter de 3 pulsos do semi-conversor trifásico. Todos os componentes harmônicos de ordem $3k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), estão, por conseguinte, presentes. Finalmente, na Tabela 3.6, são mostrados os resultados obtidos para uma instalação similar àquela apresentada na Figura 2.14 do capítulo anterior (considerando que os semi-conversores operem com $X_c = 10\%$ e $\alpha = 150^\circ$). Verifica-se o desaparecimento de todos aqueles componentes harmônicos que seriam naturalmente cancelados em uma instalação conversora de 24 pulsos (vide Tabela 2.5).

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: DOIS				
ORDEM DO COMP.	AMPERES	MAGNITUDE (% FUND.)	P. U.	ANGULO DE FASE
1	132.454	100.0000	1.00944	335.815
2	22.044	16.6424	.16800	312.748
3	.000	.0000	.00000	.000
4	20.191	15.2440	.15388	85.146
5	17.005	12.8384	.12960	56.221
6	.000	.0000	.00000	.000
7	6.869	5.1862	.05235	359.030
8	14.087	10.6356	.10736	167.095
9	.000	.0000	.00000	.000
10	10.674	8.0585	.08135	115.250
11	2.823	2.1313	.02151	133.196
12	.000	.0000	.00000	.000
13	3.953	2.9843	.03012	247.076
14	5.133	3.8753	.03912	179.357
15	.000	.0000	.00000	.000
16	3.476	2.6246	.02649	112.077
17	3.856	2.9113	.02939	128.759
18	.000	.0000	.00000	.000
19	3.385	2.5558	.02580	246.793
20	1.940	1.4647	.01478	326.604
21	.000	.0000	.00000	.000
22	1.513	1.1424	.01153	72.643
23	2.592	1.9571	.01976	120.222
24	.000	.0000	.00000	.000
25	2.223	1.6787	.01695	238.642

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 3.3

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: TRES				
ORDEN DO COMP.	AMPERES	MAGNITUDE (% FUND.)	P. U.	ANGULO DE FASE
1	123.954	100.0000	.94466	322.693
2	47.622	38.4188	.36293	105.928
3	.000	.0000	.00000	.000
4	32.605	26.3041	.24848	30.821
5	10.276	8.2902	.07831	180.163
6	.000	.0000	.00000	.000
7	16.276	13.1304	.12404	100.754
8	1.972	1.5311	.01503	324.507
9	.000	.0000	.00000	.000
10	8.072	6.5121	.06152	176.750
11	4.449	3.5890	.03390	96.492
12	.000	.0000	.00000	.000
13	3.614	2.9154	.02754	273.712
14	5.523	4.4553	.04209	171.800
15	.000	.0000	.00000	.000
16	2.905	2.3434	.02214	38.950
17	5.084	4.1018	.03875	244.435
18	.000	.0000	.00000	.000
19	3.615	2.9165	.02755	133.739
20	3.881	3.1308	.02958	320.986
21	.000	.0000	.00000	.000
22	3.690	2.9772	.02812	213.302
23	2.627	2.1197	.02002	48.520
24	.000	.0000	.00000	.000
25	3.115	2.5129	.02374	292.196

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 3.4

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: QUATRO				
ORDEN !	MAGNITUDE			ANGULO !
DO				DE
COMP. !	AMPERES !	(% FUND. !	P. U. !	FASE !
1	73.150	100.0000	.55748	93.289
2	68.838	94.1051	.52462	6.532
3	.000	.0000	.00000	.000
4	53.365	72.9523	.40669	12.638
5	43.465	59.4189	.33125	105.296
6	.000	.0000	.00000	.000
7	23.098	31.5755	.17603	108.423
8	14.087	19.2573	.10736	16.827
9	.000	.0000	.00000	.000
10	2.892	3.9542	.02204	308.950
11	4.689	6.4102	.03574	163.764
12	.000	.0000	.00000	.000
13	6.905	9.4399	.05263	151.206
14	6.162	8.4232	.04696	61.040
15	.000	.0000	.00000	.000
16	3.750	3.7587	.02095	57.730
17	.982	1.3425	.00748	125.060
18	.000	.0000	.00000	.000
19	2.006	2.7427	.01529	184.079
20	2.503	3.4211	.01907	271.823
21	.000	.0000	.00000	.000
22	1.981	2.7079	.01510	271.956
23	1.229	1.6796	.00936	179.168
24	.000	.0000	.00000	.000
25	.542	.7413	.00413	227.648

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 3.5

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO, UM				
ORDEN DO COMP.	MAGNITUDE	ANGULO DE FASE		
	AMPERES	(%) FUND. P. U.		
1	536.224	100.0000	4.08657	342.084
2	20.556	3.8334	.15666	33.960
3	.000	.0000	.00000	.000
4	19.645	3.6635	.14971	180.299
5	.000	.0000	.00000	.000
6	.000	.0000	.00000	.000
7	.000	.0000	.00000	.000
8	6.768	1.2622	.05158	67.066
9	.000	.0000	.00000	.000
10	5.877	1.0959	.04479	212.133
11	.000	.0000	.00000	.000
12	.000	.0000	.00000	.000
13	.000	.0000	.00000	.000
14	3.982	.7426	.03035	94.251
15	.000	.0000	.00000	.000
16	3.100	.5782	.02363	55.393
17	.000	.0000	.00000	.000
18	.000	.0000	.00000	.000
19	.000	.0000	.00000	.000
20	4.126	.7694	.03144	103.765
21	.000	.0000	.00000	.000
22	3.031	.5653	.02310	54.045
23	5.199	.9696	.03962	69.482
24	.000	.0000	.00000	.000
25	3.920	.7311	.02988	29.694

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 3.6

CAPÍTULO 4

HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR FORNOS À ARCO

4.1 - INTRODUÇÃO

Nos recentes anos tem havido um aumento substancial no tamanho e na potência nominal dos fornos elétricos à arco, utilizados na indústria. A grande potência requerida, e a forma como esta potência é absorvida, torna-os responsáveis pelo aparecimento de dois diferentes tipos de distúrbios no sistema elétrico no qual encontram-se conectados ; são eles:

- . flutuação de tensão (voltage flicker); e
- . aparecimento de correntes harmônicas.

O primeiro tipo de distúrbio citado (flutuação de tensão), não faz parte do escopo do presente trabalho, por essa razão, aqui apenas cita-se as referências [4], [5] e [6], que tratam detalhadamente desse assunto.

A razão da produção de correntes harmônicas, e a forma como estas correntes estão relacionadas com algumas características de operação dos fornos, são os assuntos tratados a seguir, no desenvolvimento do capítulo. Também é desenvolvido um programa digital que, baseado em estatísticas obtidas de inúmeras medidas efetuadas em várias instalações com fornos à arco, fornece uma estimativa dos harmônicos produzidos por instalações de tal tipo.

4.2 - FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO DE UM FORNO À ARCO.

Pode-se adiantar que as correntes harmônicas produzidas pelos fornos, originam-se, da não-linearidade apresentada pela característica $V \times I$ do arco, da permanente variação aleatória a que fica submetida a tensão de arco devido ao processo de fusão, e ao constante movimento do arco.

Um modelo típico da característica $V \times I$ de um arco elétrico, citado na literatura [7], é mostrado na figura 4.1.

Pode-se notar o comportamento altamente variável da resistência do arco, a qual chega mesmo a tornar-se negativa em alguns trechos da característica.

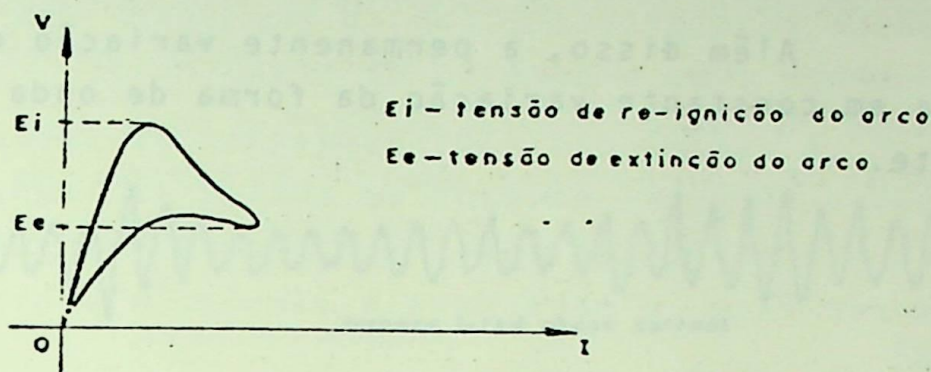


FIGURA 4.1 - Característica $V \times I$ típica de um arco elétrico

Em consequência desse caráter altamente não-linear da impedância do arco, a corrente de alimentação do forno apresentar-se-á grandemente distorcida. O grau de distorção dessa corrente está intimamente relacionado com a "estabilidade do arco", que por sua vez é função do fator de potência da instalação, e, para uma determinada potência aparente, do valor da corrente de trabalho do forno.

Na referência [8] é feita uma análise de como apresentam-se a corrente no eletrodo e a tensão de arco, em dois casos com as mesmas potências aparentes a reatâncias por fase, porém com diferentes fatores de potência e tensões de operação. Os resultados são mostrados na figura 4.2.

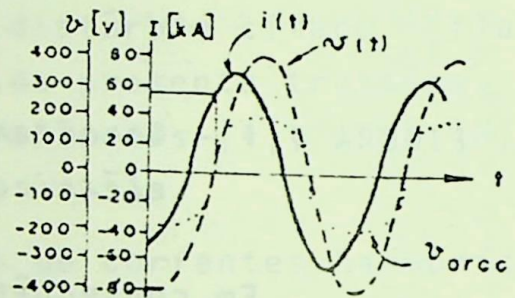
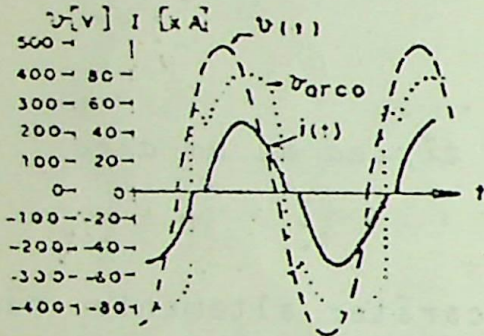
Na figura 4.2(a) a tensão correspondente à corrente zero, é igual a 115 V. O arco extingue-se a cada zero de corrente, e só volta a formar-se quando a tensão atinge aproximadamente 300 V.

No caso apresentado em 4.2(b), a tensão à corrente zero é aproximadamente 223 V. Devido à alta corrente de operação do forno, e à conseqüente maior ionização produzida, essa tensão é suficientemente grande para fazer com que o arco se

ja imediatamente reiniciado ap \ddot{o} s a passagem da corrente por zero; em consequ \hat{e} ncia, n \hat{a} o existem intervalos de corrente nula.

Do exposto, conclui-se que o arco ser \hat{a} tanto mais est \hat{a} vel, e consequentemente, menos distorcida ser \hat{a} a corrente, quanto mais baixo for o fator de pot \hat{e} ncia da instala \hat{c} o, e mais elevada for a corrente de opera \hat{c} o do forno.

Al \hat{e} m disso, a permanente varia \hat{c} o da tens \hat{a} o de arco implica em constante varia \hat{c} o da forma de onda apresentada pela corrente.



- a) S = 40 MVA
X = 2,9 m Ω
V = 609 Volt
I = 37.9 KA
f.p. = 0.95

- b) S = 40 MVA
X = 2,9 m Ω
V = 404 Volt
I = 57.1 KA
f.p. = 0.707

FIGURA 4.2 - In \hat{f} lu \hat{e} ncia do valor da corrente e do fator de pot \hat{e} ncia na forma de onda da corrente

Na figura 4.3 s \hat{a} o mostrados os oscilogramas obtidos na refer \hat{e} ncia [9], para uma instala \hat{c} o de 3(tres) fornos \hat{a} arco de 56 MVA cada, alimentados \hat{a} partir de um barramento de 33 KV.

Como pode ser notado, a corrente apresenta-se variando continuamente, de maneira aleat \acute{o} ria, em amplitude e for

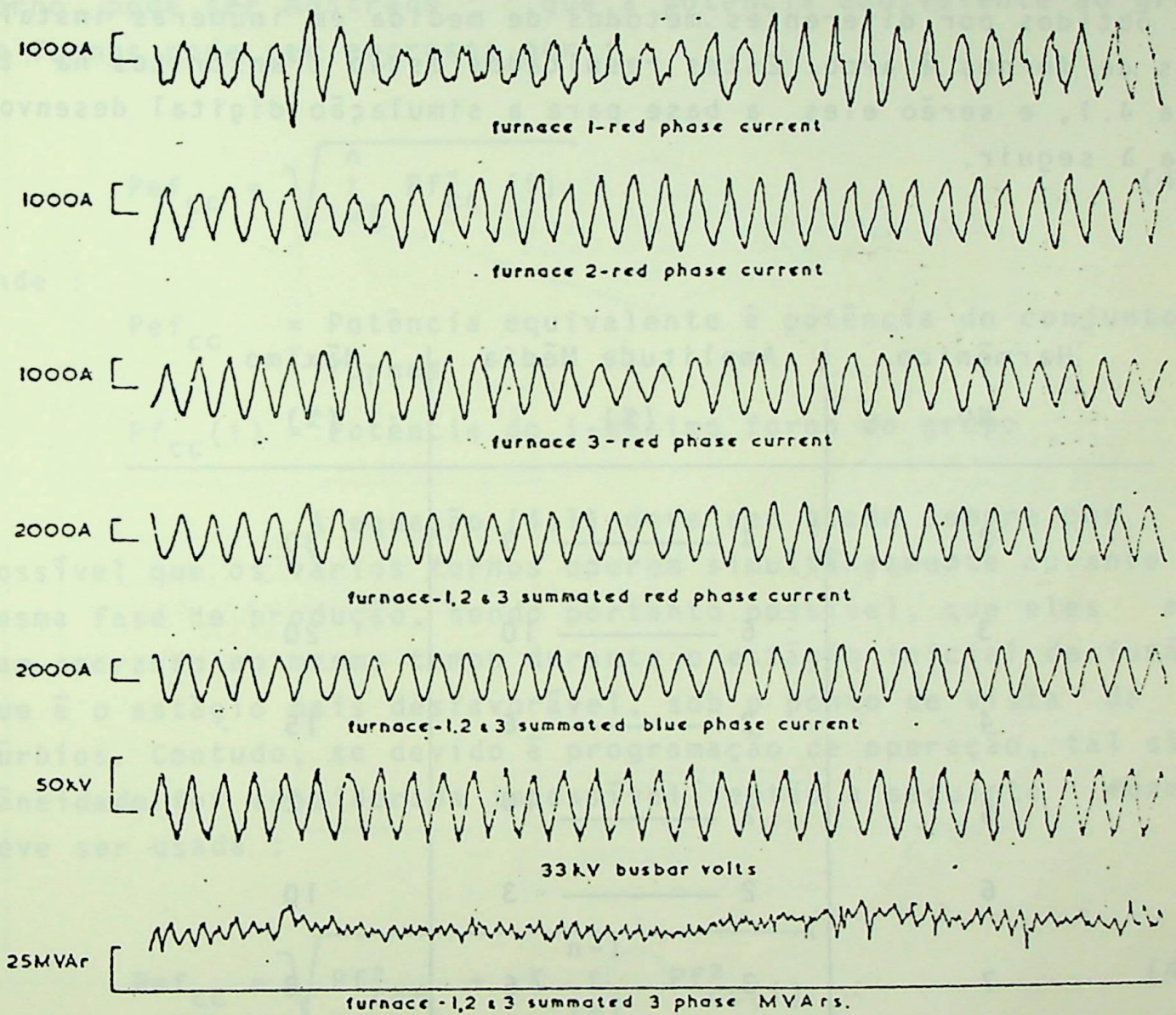


Fig. 3
current voltage & MVAR traces, section A - fast record

FIGURA 4.3 - Oscilogramas das correntes, tensão e potência, obtidas em uma instalação com 3 fornos de 56 MVA - 33 KV (referência [9])

ma de onda. Isto torna muito difícil a determinação da sua composição harmônica. É até questionável se essa forma de distorção pode ser considerada como sendo verdadeiramente harmônica, visto que até o período de oscilação da corrente torna-se variável. Em todo caso pode-se afirmar que as frequências harmônicas, especialmente a terceira, prevalecem sobre todas aquelas não harmônicas possivelmente existentes; e que, a amplitude dos harmônicos decresce rapidamente como o aumento da frequência.

A referência [10] apresenta os dados estatísticos obtidos por diferentes métodos de medida em inúmeras instalações de fornos à arco. Estes resultados estão transcritos na tabela 4.1, e serão eles a base para a simulação digital desenvolvida à seguir.

Harmônico Nº	Amplitude Média (%)	Máximo (%)
2	4 ————— 3	30
3	6 ————— 10	20
4	2 ————— 6	15
5	2 ————— 10	12
6	2 ————— 3	10
7	3 ————— 6	8
9	2 ————— 5	7

TABELA 4.1 - Nível médio de harmônicos produzidos por fornos à arco (% da fundamental)

4.3- SIMULAÇÃO DIGITAL :

Usando os dados estatísticos fornecidos pela Tabela 4.1, torna-se muito simples estimar as amplitudes média e máxima dos componentes harmônicos mais relevantes da corrente de alimentação de um forno a arco.

Para o caso de instalações com mais de 1 (um) forno, pode ser mostrado ^[5] que a potência equivalente ao grupo de fornos pode ser expressa por :

$$P_{ef_{cc}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n P_{f_{cc}}^2(i)} \quad (4.1)$$

onde :

$P_{ef_{cc}}$ = Potência equivalente à potência do conjunto de fornos

$P_{f_{cc}}(i)$ = Potência do i-gésimo forno do grupo

A equação (4.1) deve ser usada sempre que for possível que os vários fornos operem simultaneamente durante a mesma fase de produção, sendo portanto possível, que eles estejam operando ao mesmo tempo durante o estágio inicial de fusão, que é o estágio mais desfavorável, sob o ponto de vista de distúrbios. Contudo, se devido à programação de operação, tal simultaneidade for considerada impossível, então a seguinte fórmula deve ser usada :

$$P_{ef_{cc}} = \sqrt{P_{f_{ccM}}^2 + K \sum_{i=1}^{n-1} P_{f_{cc}}^2(i)} \quad (4.2)$$

onde :

$P_{ef_{cc}}$ = Potência equivalente ao grupo de fornos

$P_{f_{ccM}}$ = Potência de maior forno do grupo

$P_{f_{cc}}(i)$ = Potência do i-gésimo forno do grupo (com exceção do maior)

K = fator de redução, normalmente tomado igual a 0,8

Com base nas equações (4.1) e (4.2), e na Tabela 4.1, foi desenvolvido um programa para calcular as amplitudes média e máxima das correntes harmônicas produzidas por instalações multi-fornos. Esse programa pode ser descrito pelo fluxograma abaixo:

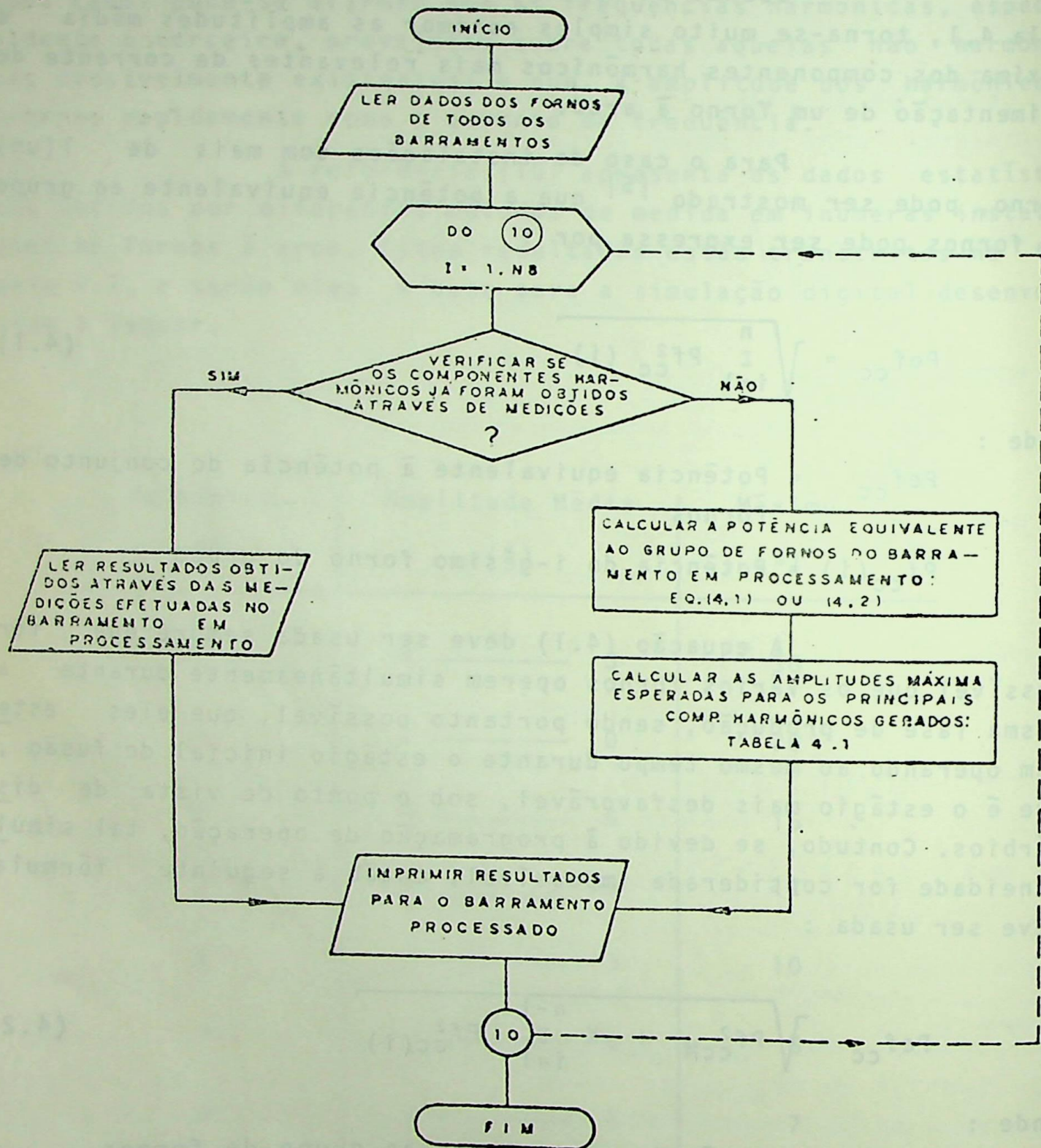


FIGURA 4.4 - Fluxograma do programa FORNOS.

onde :

NB - número de barramentos com instalações de fornos a arco.

À seguir são mostrados os resultados obtidos na simulação da instalação com 3 fornos de 56 MVA - 33 KV, cita da anteriormente. A tabela 4.2 mostra os resultados para o caso em que considerou-se que os fornos podiam operar simultâneamente em qualquer fase da produção. Na Tabela 4.3 são mostrados os resultados para o caso em que tal simultâneidade foi considerada impossível de acontecer.

*** COMPONENTES HARMONICOS DEVIDO A FONDOS NO BARRAMENTO; UM ***

ORDEN DO COMP.	AMPLITUDE MEDIA				AMPLITUDE MAXIMA				
	AMPERES	(%)	P.U.	AMPERES	(%)	P.U.	AMPERES	(%)	P.U.
1	1696.97	100.00	.48	1696.97	100.00	.48	1696.97	100.00	.48
2	67.88	4.00	.02	152.73	9.00	.04	509.09	30.00	.15
3	101.82	6.00	.03	169.70	10.00	.05	339.39	20.00	.10
4	33.94	2.00	.01	101.82	6.00	.03	254.55	15.00	.07
5	33.94	2.00	.01	169.70	10.00	.05	203.64	12.00	.06
6	33.94	2.00	.01	50.91	3.00	.01	169.70	10.00	.05
7	50.91	3.00	.01	101.82	6.00	.03	135.76	8.00	.04
9	33.94	2.00	.01	84.85	5.00	.02	118.79	7.00	.03

* VALORES EM AMPERES SAO VALORES EFICAZES REFERIDOS AO PRIMARIO.

TABELA 4.2

*** COMPONENTES HARMONICOS DEVIDO A FORNOS NO BARRAMENTO; DOIS ***										
ORDEN DO COMP.	AMPLITUDE MEDIA					AMPLITUDE MAXIMA				
	INFERIOR	P.U.	AMPERES	(%)	P.U.	SUPERIOR	(%)	AMPERES	(%)	
1	100.00	.45	1579.79	100.00	.45	100.00	100.00	1579.79	100.00	.45
2	4.00	.02	142.18	9.00	.04	9.00	30.00	473.94	30.00	.14
3	6.00	.03	157.98	10.00	.05	10.00	20.00	315.96	20.00	.09
4	2.00	.01	94.79	6.00	.03	6.00	15.00	236.97	15.00	.07
5	2.00	.01	157.98	10.00	.05	10.00	12.00	189.58	12.00	.05
6	2.00	.01	47.39	3.00	.01	3.00	10.00	157.98	10.00	.05
7	3.00	.01	94.79	6.00	.03	6.00	8.00	126.38	8.00	.04
9	2.00	.01	78.99	5.00	.02	5.00	7.00	110.59	7.00	.03

* VALORES EM AMPERES SAO VALORES EFICAZES REFERIDOS AO PRIMARIO.

TABELA 4.3

CAPÍTULO 5

HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR REATORES CONTROLADOS À TIRISTORES

5.1 - INTRODUÇÃO

É perfeitamente conhecido que, em sistemas de potência, existe um forte relacionamento entre o fluxo de reativos nas linhas e a tensão nos diversos pontos do sistema. Isto possibilita que problemas tais como, manutenção da tensão dentro de níveis aceitáveis, e correção de distúrbios causados por variações bruscas da carga e seus fatores de potência, possam ser solucionados através de um eficiente controle do fluxo de reativos nas linhas do sistema. Os equipamentos locais utilizados para esse fim, conhecidos como "compensadores de reativos", tem por objetivo manter a corrente de alimentação do conjunto carga + compensador, dentro de uma faixa razoavelmente constante. Essa é a idéia que a Figura 5.1 tenta mostrar.

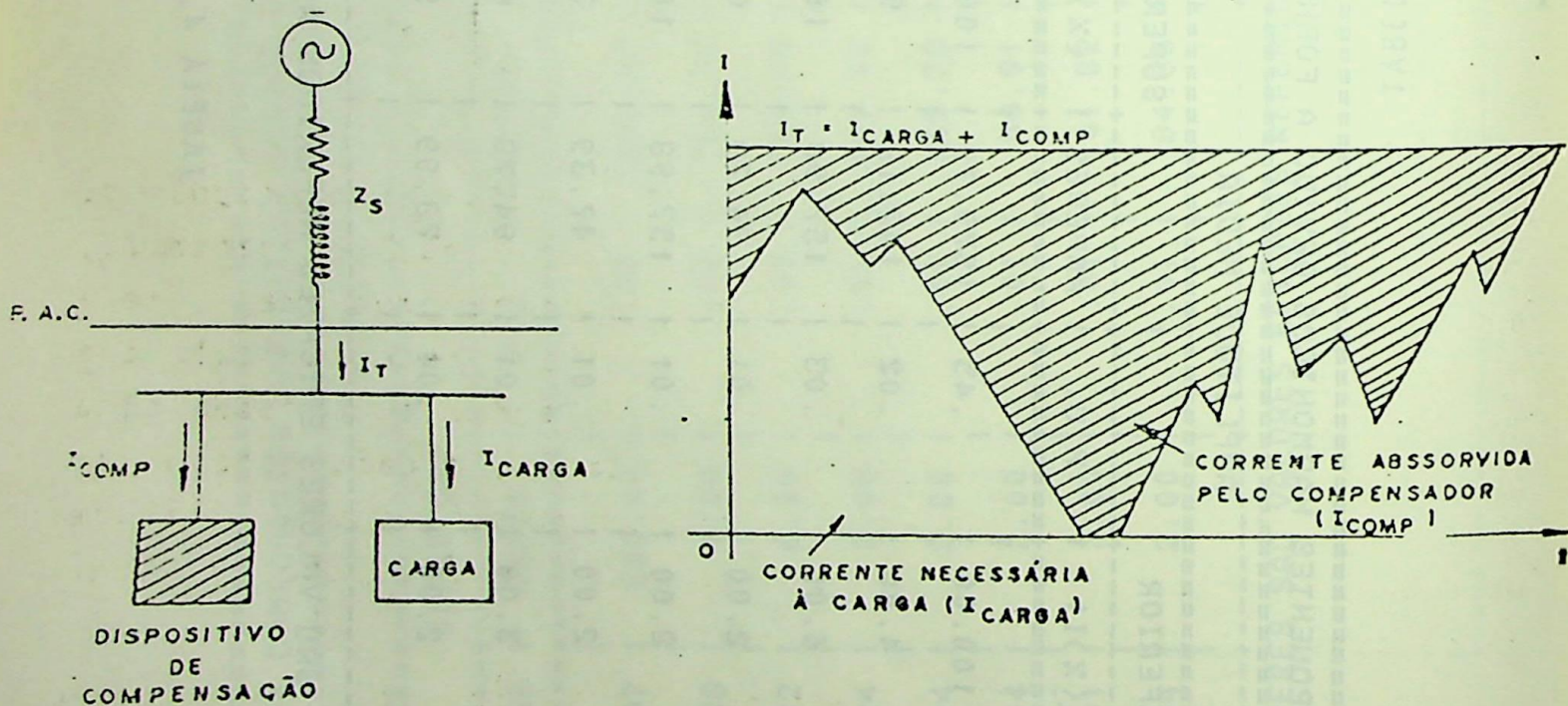


FIGURA 5.1 - Princípio da compensação de reativos

Os diversos tipos de compensadores existentes podem ser resumidos no seguinte quadro :

- síncronos

- | | | | | |
|-------------|---|------------------------|----|-------------|
| - estáticos | } | - capacitor fixo | } | - capacitor |
| | | - reator saturado | | - reator |
| | | - chaveamento mecânico | | - capacitor |
| | | - chaveamento com | ti | - reator |
| | | ristores | | |

Pode ser mostrado^[12] que dos vários tipos de compensadores apresentados, somente o reator a núcleo saturado, e o reator controlado por tiristores, apresentam problemas relacionados com produção de correntes harmônicas. Este capítulo trata deste último, objetivando encontrar uma formulação matemática apropriada para a sua corrente de alimentação, e daí, determinar a quantidade de harmônicos que ele injeta no sistema. A análise mais detalhada do reator a núcleo saturado será objeto de estudo do capítulo subsequente.

Como já foi frisado, o princípio básico de funcionamento dos compensadores é procurar manter constante o nível total de reativos fornecidos pelo sistema alimentador. Desta forma, para que seja permitida a compensação nos dois sentidos (redução e elevação da tensão), os compensadores do tipo reator, quer controlado a tiristores, quer a núcleo saturado, sempre trabalham associados com capacitores fixos.

A Figura 5.2 mostra os diagramas esquemáticos básicos de instalações com estes equipamentos.

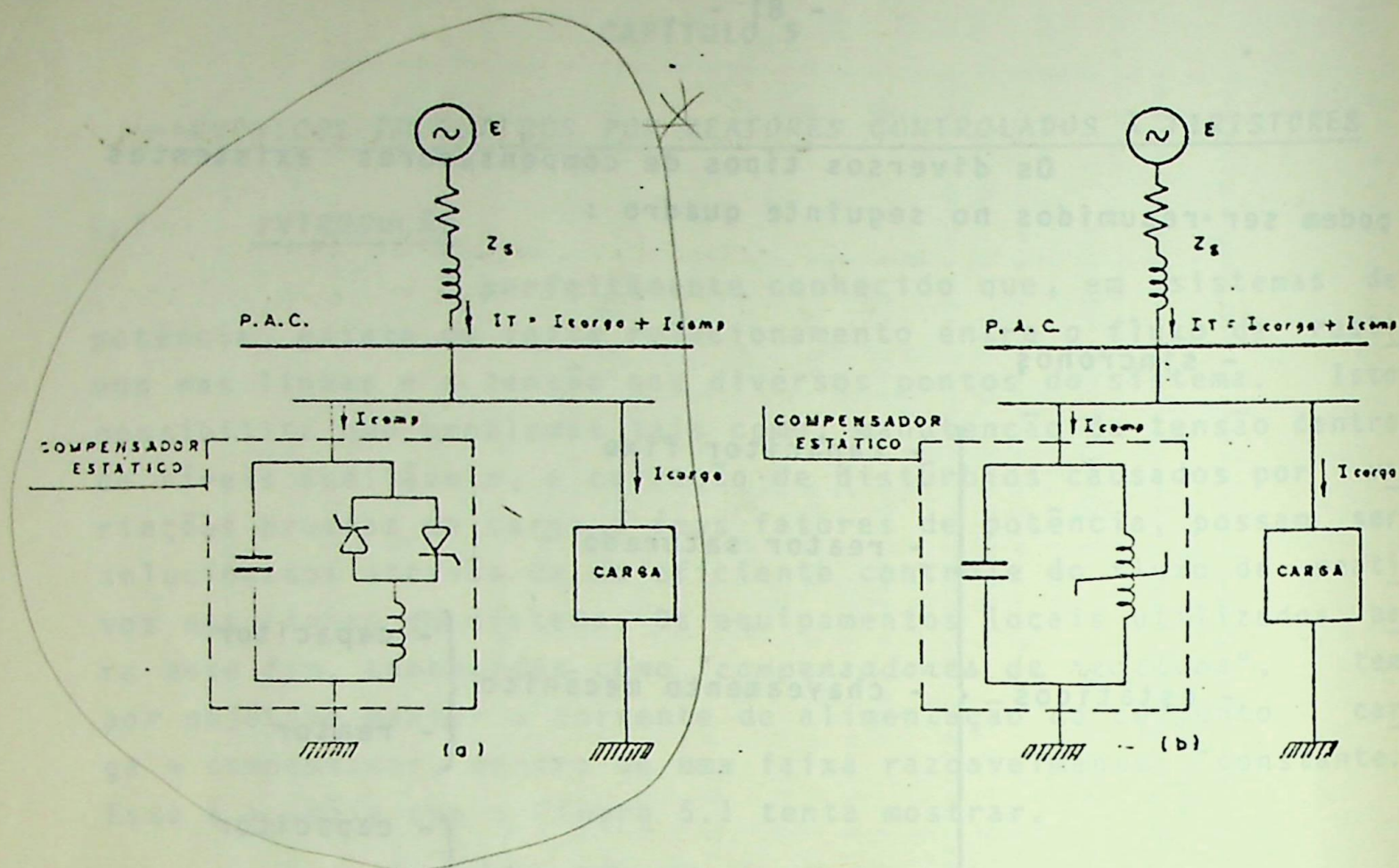


FIGURA 5.2 - Diagrama esquemático de instalações com compensadores estáticos :

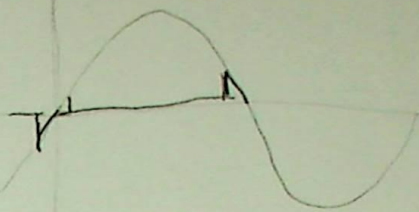
- a - reator controlado por tiristores
- b - reator a núcleo saturado

5.2- REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES

Ressalta-se aqui que a referência [12] trata com detalhes este tipo de compensador, obtendo inclusive, um programa digital que calcula o conteúdo harmônico da corrente de alimentação de um reator controlado por tiristores monofásico. Por esse motivo, aqui somente serão destacados os pontos julgados mais importantes para o perfeito entendimento de como se processa essa "geração harmônica", deixando-se para se apresentar nos apêndices as formulações que forem necessárias.

O diagrama simplificado da instalação de um compensador controlado por tiristores já foi apresentado na Figura 5.2(a). Através do controle do ângulo de disparo, é possível variar a corrente no reator, desde zero até a sua corrente nomi

$$90 + (90 - \arctg)$$



nal, procurando desse modo, compensar as variações da corrente da carga.

A Figura 5.3 representa, esquematicamente, um dos ramos do delta da conexão de um reator controlado por tiristores.

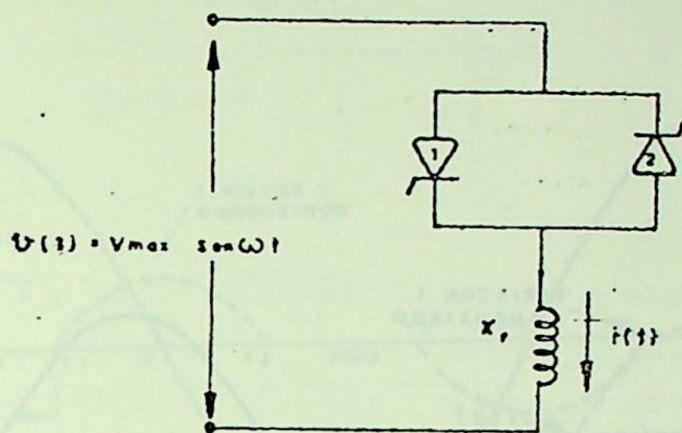


FIGURA 5.3 - Diagrama representativo de um dos ramos do delta da conexão do reator controlado por tiristores.

Adotando-se como referência de tempo o instante em que a tensão aplicada ao ramo é nula, é fácil ver que para ângulos de disparo iguais a 90° (que correspondem aos instantes de zeros naturais de corrente), os tiristores comportam-se como um curto-circuito. Nessa situação portanto, não há geração de harmônicos pelo compensador. A Figura 5.4 mostra as formas de ondas da tensão aplicada, e da corrente no reator, para tal condição de operação.

Da mesma forma é fácil constatar que para ângulos de disparo na região entre 180° e 360° ($180^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$), os tiristores comportam-se como um circuito aberto.

Do exposto conclui-se que o controle do ângulo de disparo, de $\alpha = 90^\circ$ até $\alpha = 180^\circ$, implica na variação da corrente no reator, desde seu máximo valor, até zero, respectivamente.

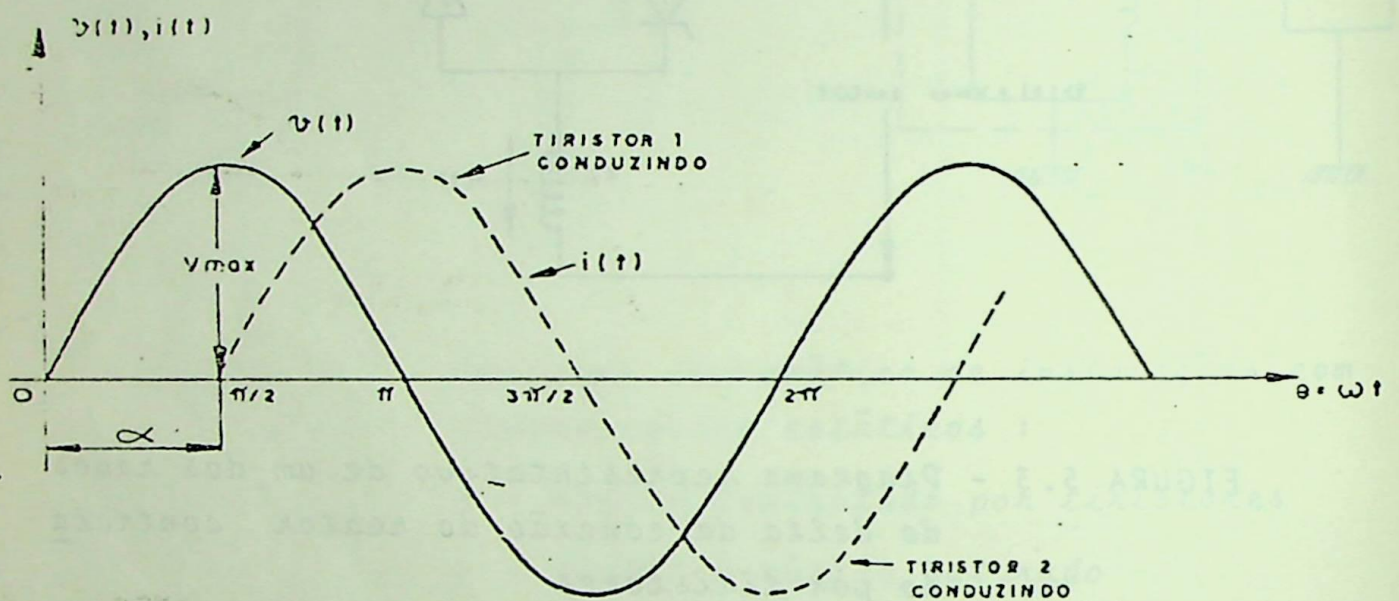


FIGURA 5.4 - Formas de onda da tensão e da corrente em um reator controlado por tiristores, quando $\alpha = 90^\circ$

A Figura 5.5 mostra as formas de onda da tensão e da corrente no reator para um ângulo de disparo genérico, situado na região de controle ($90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$). Nota-se que, entre os pulsos positivo e negativo, existem intervalos de corrente nula, com duração igual a $2(\alpha - \pi/2)$.

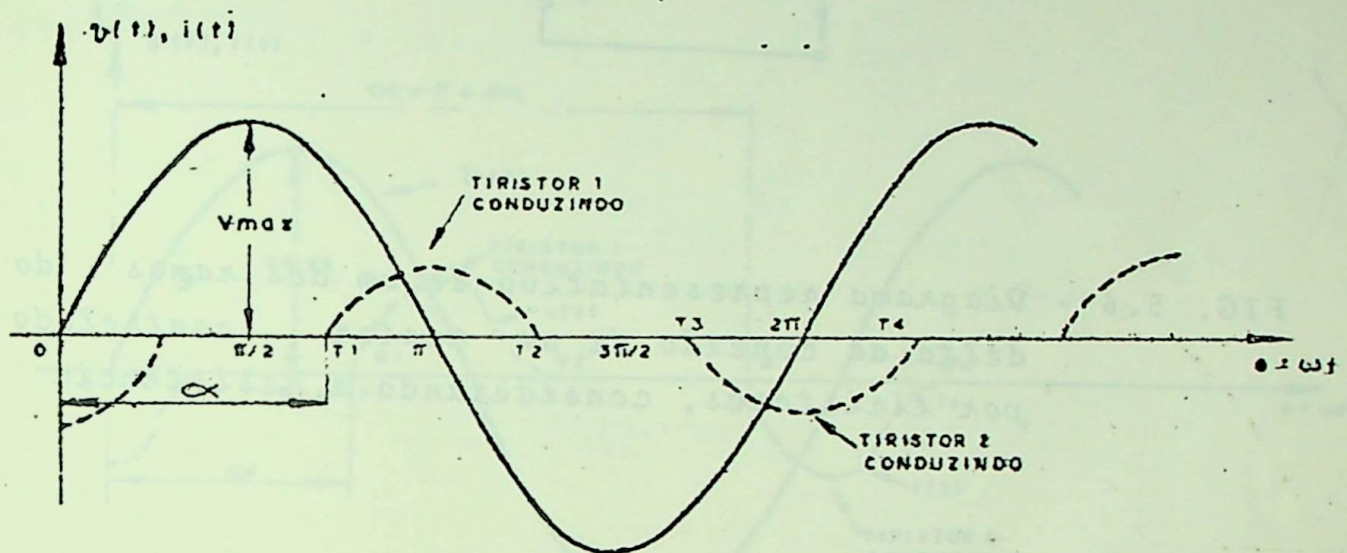


FIGURA 5.5 - Formas de onda da tensão e da corrente de um reator controlado por tiristores, para $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$

Até o momento tem-se considerado que os reatores podem ser representados por um circuito puramente indutivo (Fig.5.3), porém, devido ao fato de que os reatores lineares utilizados industrialmente, apresentam fatores de potência relativamente altos, chegando às vezes, a ultrapassar 0.1, necessário torna-se, representá-los por um circuito R-L. Isso é feito na figura 5.6.

As formas de onda associadas à essa nova configuração são mostradas na Figura 5.7, onde nota-se que a introdução da resistência dá origem a um amortecimento nos pulsos de corrente.

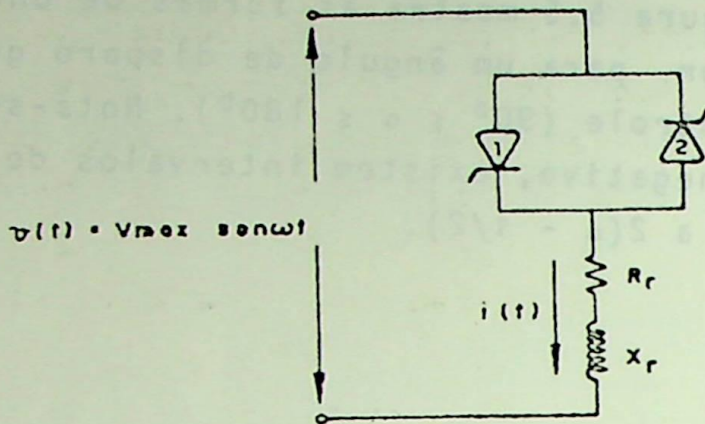


FIG. 5.6 - Diagrama representativo de um dos ramos do delta da conexão de um reator controlado por tiristores, considerando a resistência

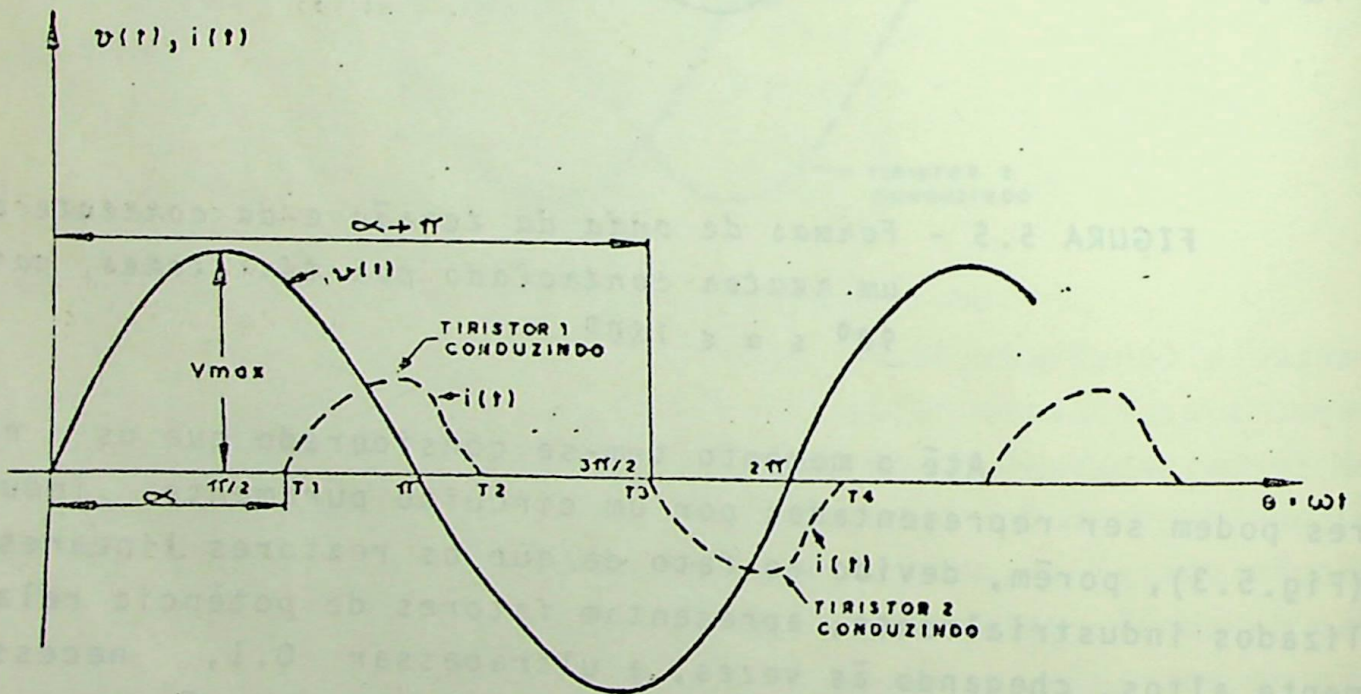


FIGURA 5.7 - Formas de onda associadas a um reator controlado por tiristores, considerando a resistência.

A existência de "desequilíbrio no ângulo de disparo" é um problema muito comum, especialmente em sistemas de controle mais simples, e tem como consequência a geração de uma quantidade adicional de harmônicos. Supondo que α represente o desequilíbrio no ângulo de disparo do tiristor 2, a Figura 5.8 ilustra as formas de onda associadas a essa nova situação.

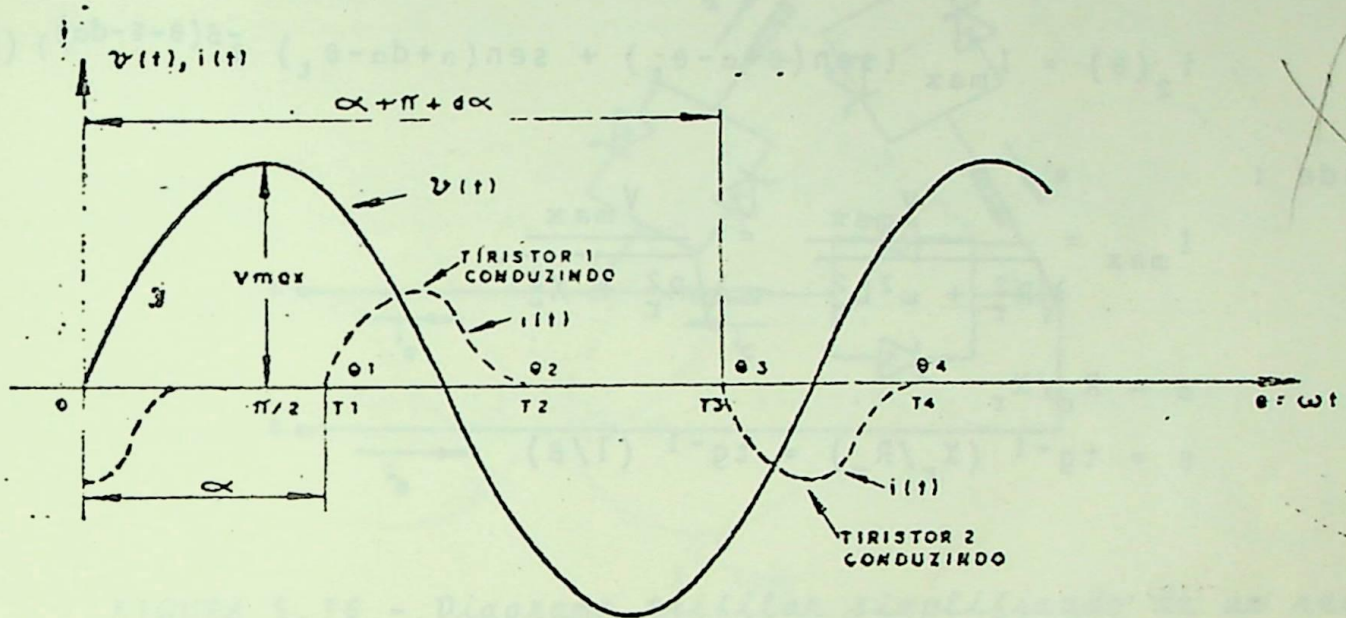


FIGURA 5.8 - Formas de onda associadas a um reator controlado por tiristores, considerando a resistência e um possível desequilíbrio no ângulo de disparo

A equação da corrente correspondente a essa forma de onda, pode ser escrita, em função de $\theta = \omega t$, da seguinte maneira :

$$i(\theta) = i_1(\theta) \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + i_2(\theta) \Big|_{\theta_3}^{\theta_4} \quad (5.1)$$

onde :

$i_1(\theta)$ - representa a parcela de corrente que flui pelo tiristor 1 (pulso positivo) ;

$i_2(\theta)$ - representa a parcela de corrente que flui pelo tiristor 2 (pulso negativo)



A fim de facilitar a formulação matemática, e a posterior análise de Fourier, é conveniente que se escreva $i(\theta)$ em relação a uma referência de tempo situada no início do pulso positivo de corrente (Fig. 5.9). O apêndice II mostra o equacionamento de $i(\theta)$ com essa nova referência como base. Os resultados ali obtidos são dados abaixo :

$$i_1(\theta) = I_{\max} \{ \text{sen}(\theta + \alpha - \theta_c) + \text{sen}(\theta_c - \alpha) e^{-\beta\theta} \} \quad (5.2)$$

$$i_2(\theta) = I_{\max} \{ \text{sen}(\theta + \alpha - \theta_c) + \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_c) e^{-\beta(\theta - \tau - d\alpha)} \} \quad (5.3)$$

onde :

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R_r^2 + \omega^2 L_r^2}} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R_r^2 + X_r^2}}$$

$$\beta = R_r / X_r$$

$$\theta = \text{tg}^{-1} (X_r / R_r) = \text{tg}^{-1} (1/\beta)$$

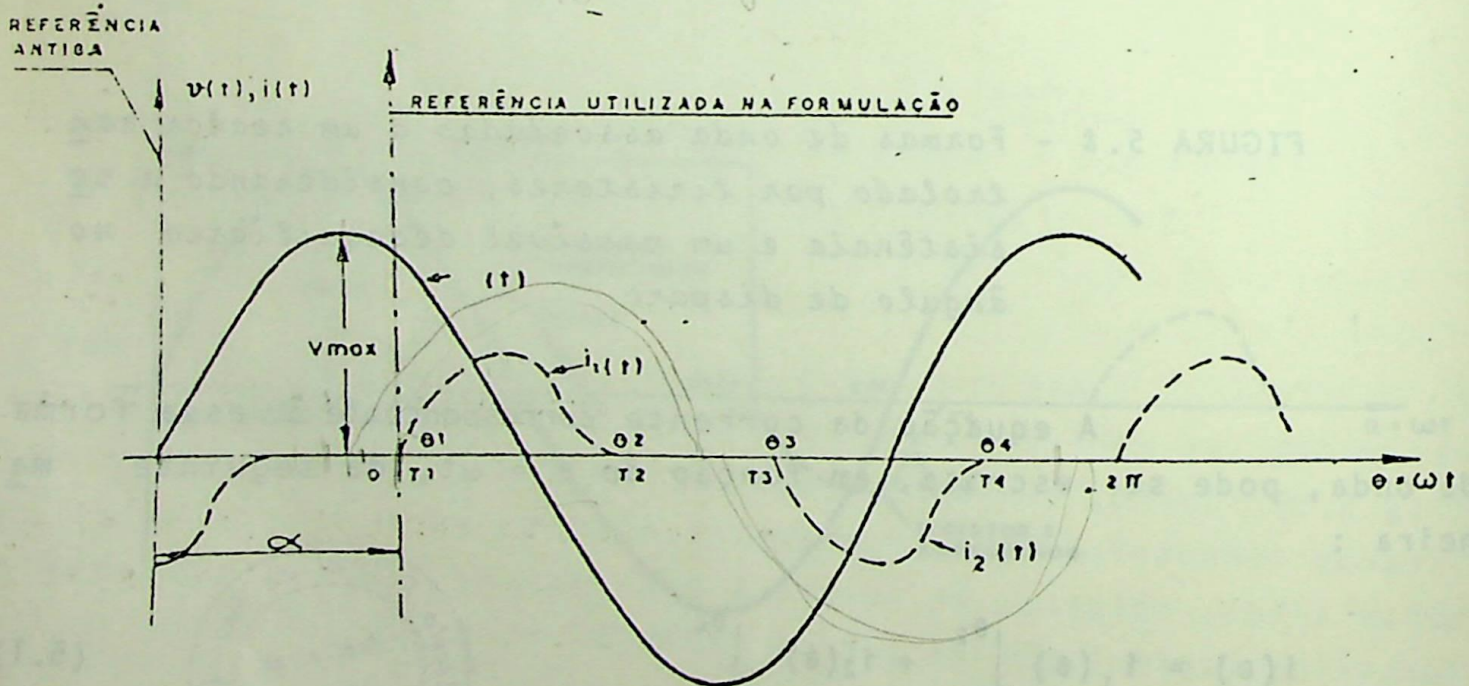


FIGURA 5.9 - Referência utilizada no equacionamento de $i(\theta)$

Para a análise da corrente de alimentação de um reator controlado por tiristores trifásico, considere-se o diagrama trifilar simplificado mostrado na Figura 5.10.

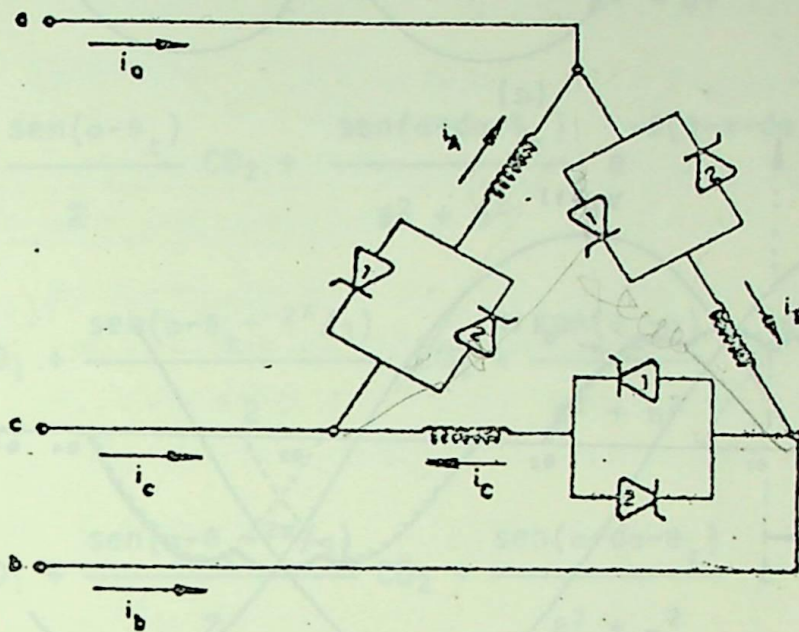


FIGURA 5.10 - Diagrama trifilar simplificado de um reator controlado

É fácil ver que a corrente na linha a é igual a :

$$i_a = i_A - i_B \quad (5.4)$$

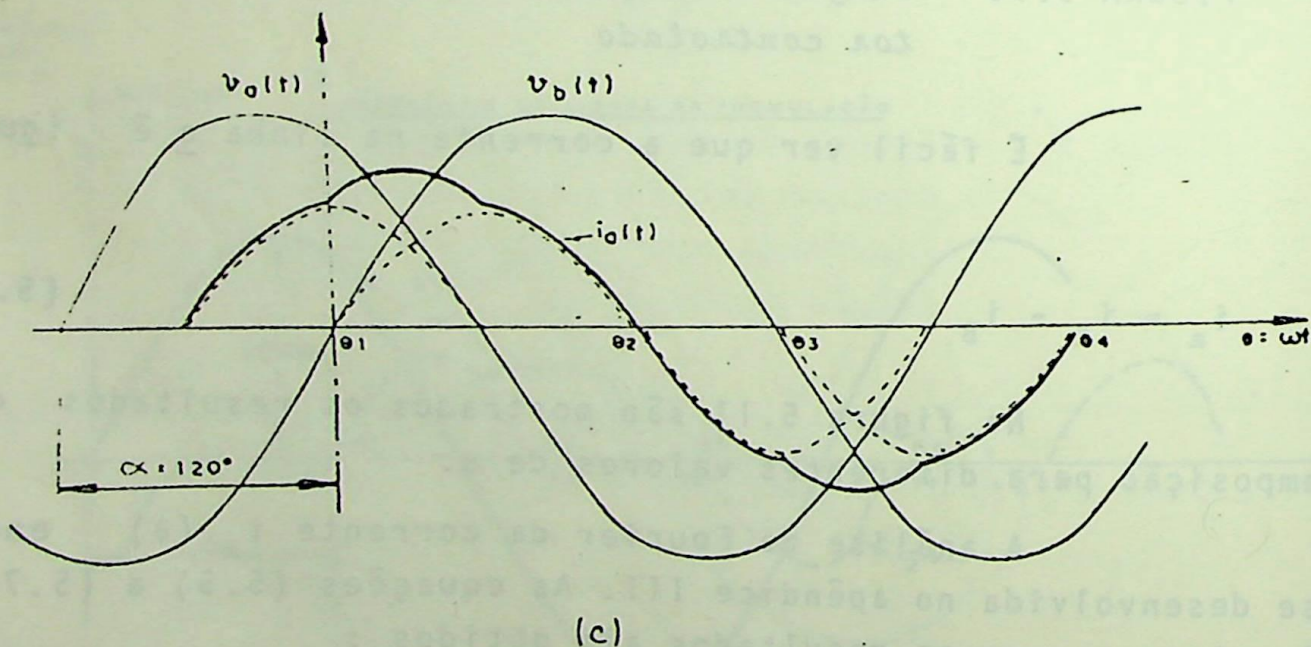
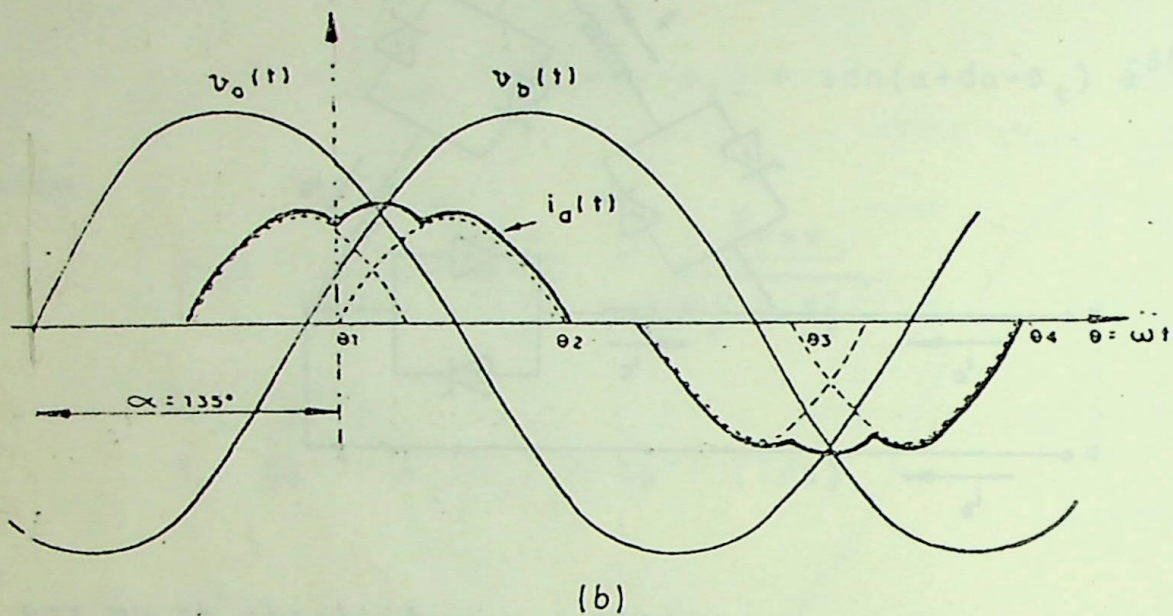
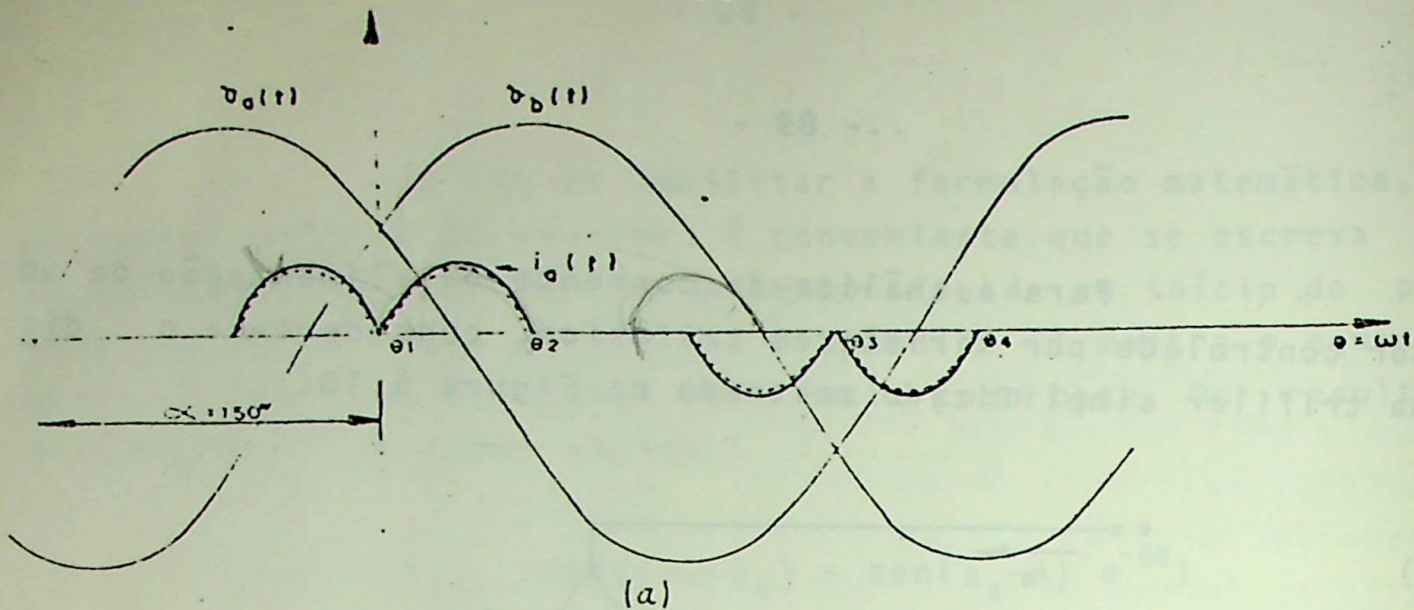
Na figura 5.11 são mostrados os resultados da composição para diferentes valores de α .

A análise de Fourier da corrente $i_a(\theta)$ encontra-se desenvolvida no apêndice III. As equações (5.5) a (5.7) a seguir, transcrevem os resultados ali obtidos :

- Componente Contínua (A_0) :

$$A_0 = 0$$

(5.5)



. FIGURA 5.11 - Formas de onda da corrente na linha de ali mentação de um reator controlado por tiris res trifásico

(a) $\alpha = 150^\circ$

(b) $\alpha = 135^\circ$

(c) $\alpha = 120^\circ$

- Coeficiente do termo em cosseno $[C_n]$:

$$C_n = \frac{I_{\max}}{\pi} \left\{ \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\theta_t - \alpha)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta\theta} CO_3 \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right.$$

$$+ \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - \pi - d\alpha)} CO_3 \right]_{\theta_3}^{\theta_4} -$$

$$- \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\theta_t - \alpha)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - \frac{2\pi}{3})} CO_3 \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} -$$

$$\left. - \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - \frac{5\pi}{3} - d\alpha)} CO_3 \right]_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \right\}$$

(5.6)

onde :

$$CO_1 = \begin{cases} \sin^2 \theta & , \text{ se } n=1 \\ \frac{\cos(n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\cos(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$CO_2 = \begin{cases} \theta + \frac{\sin 2\theta}{2} & , \text{ se } n = 1 \\ \frac{\sin(n-1)\theta}{(n-1)} + \frac{\sin(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$CO_3 = n \sin(n\theta) - \beta \cos(n\theta)$$

- coeficiente do termo em seno (D_n) :

$$\begin{aligned}
 D_n = \frac{I_{\max}}{\pi} & \left\{ \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\theta_t - \alpha)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta\theta} SI_3 \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\
 & + \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - \pi - d\alpha)} SI_3 \right]_{\theta_2}^{\theta_3} - \\
 & - \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\theta_t - \alpha)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - \frac{2\pi}{3})} SI_3 \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} - \\
 & - \left. \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - d\alpha - \frac{5\pi}{3})} SI_3 \right]_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{5.7}$$

onde :

$$SI_1 = \begin{cases} \theta - \frac{\text{sen } 2\theta}{2}, & \text{se } n = 1 \\ \frac{\text{sen } (n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\text{sen } (n+1)\theta}{(n+1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$SI_2 = \begin{cases} -\text{sen}^2\theta, & \text{se } n = 1 \\ \frac{\text{Cos } (n-1)\theta}{(n-1)} + \frac{\text{cos } (n+1)\theta}{(n+1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$SI_3 = \beta \text{sen}(n\theta) + n \text{cos}(n\theta)$$

A aplicação das equações (5.6) e (5.7) está condicionada à prévia determinação dos limites de integração $\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4$, ou seja, dos ângulos de disparo e de bloqueio dos tiristores 1 e 2, respectivamente. O procedimento para obtê-los vem explanado a seguir.

5.2.1 - Procedimento para a obtenção dos ângulos de disparo e de bloqueio dos tiristores :

No caso em que as resistências do reator e do circuito externo possam ser consideradas desprezíveis, é fácil ver, na Figura 5.9, que os ângulos de ignição e de bloqueio dos tiristores 1 e 2, são dados, respectivamente, por :

$$\theta_1 = 0$$

$$\theta_2 = 2\pi - 2\alpha$$

$$\theta_3 = \pi + d\alpha$$

$$\theta_4 = 3\pi - 2\alpha - d\alpha$$

120

$$\begin{array}{r} 360 \\ 240 \\ \hline 120 \end{array} \quad (5.8)$$

A consideração das resistências implica em alterações nos valores de θ_2 e θ_4 , visto que o amortecimento por elas provocado antecipa o bloqueio dos tiristores. Neste caso torna-se necessário uma outra condição de contorno para a determinação desses ângulos. Da figura 5.9, é imediato que :

para $\theta = \theta_2$, $i_1(\theta) = 0$

Portanto :

$$I_{\max} \left\{ \text{sen}(\theta_2 + \alpha - \theta_c) + e^{-\beta\theta_2} \text{sen}(\theta_c - \alpha) \right\} = 0 \rightarrow$$
$$\text{sen}(\theta_2 + \alpha - \theta_c) + e^{-\beta\theta_2} \text{sen}(\theta_c - \alpha) = 0 \quad (5.9)$$

Resolvendo-se (5.9) através de um método numérico, é possível determinar θ_2 . O método de Newton-Raphson mostrou-se o mais adequado para tal fim.

Determinado θ_2 , o cálculo de θ_4 pode ser feito diretamente (vide fig.5.9), através da expressão :

$$\theta_4 = \theta_2 + \pi - \alpha \quad (5.10)$$

5.2.2- Seleção do ângulo de disparo (α) :

O comportamento de um reator controlado por tiristores em face às solicitações impostas pela carga, é regido por um sistema de controle, através da escolha adequada da dos ângulos de disparo dos tiristores. Uma maneira de se calcular o ângulo de disparo conveniente a uma determinada condição de carga, é explicada a seguir.

Seja o circuito mostrado na Figura 5.12, onde o sistema foi representado pelo seu equivalente de Thévênin.

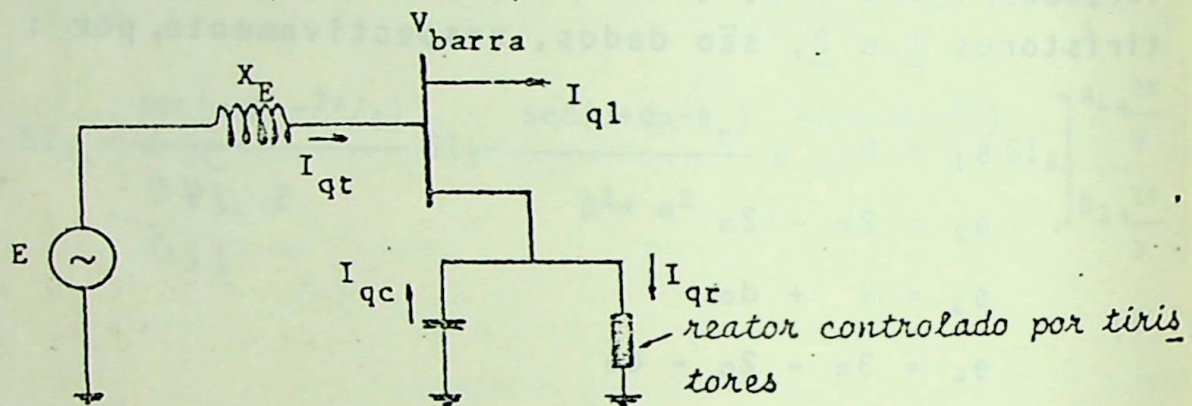


FIGURA 5.12 - Sistema alimentador e barramento com reator controlado por tiristores

Nesta figura, foi considerado negligível o efeito da parte real das correntes, na tensão; e também foi desprezado a componente resistiva da impedância do sistema. Dessa forma, se se deseja manter a tensão no barramento em um valor \bar{V}_{REF} , então pode-se escrever que :

. para $V_{barra} \leq V_{REF}$:

$$I_{qr} = 0$$

. para $V_{barra} > V_{REF}$:

$$I_{qr} = \frac{V_{barra} - V_{REF}}{X_E} \quad (5.11)$$

5.3- SIMULAÇÃO DIGITAL

O programa digital desenvolvido para simular a geração de harmônicos pelo reator controlado por tiristores, pode ser descrito pelos seguintes passos principais :

1º Passo - Leitura dos dados de entrada :

São os seguintes os dados necessários ao processamento do programa:

- V_{barra} → valor eficaz da tensão que ocorreria no barramento se o reator não fosse utilizado.
- V_{REF} → valor eficaz da tensão que se deseja manter no barramento
- X_E → reatância equivalente do sistema (Thévenin)
- R_E → resistência equivalente do sistema (Thévenin)
- X_r → reatância do reator
- R_r → resistência do reator
- α → desequilíbrio estimado no ângulo de disparo

2º Passo - Determinação do ângulo de disparo (α) :

Se a tensão no barramento é menor ou igual à tensão que se deseja manter ($V_{\text{barra}} \leq V_{\text{REF}}$), α é feito igual a 180° , e o reator permanece fora de serviço.

Quando $V_{\text{barra}} > V_{\text{REF}}$, então o ângulo de disparo é calculado através da resolução da equação (5.13).

3º Passo - Determinação dos limites de integração ($\theta_1, \theta_2, \theta_3$ e θ_4):

Estes são calculados pelo conjunto de equações (5.8), para o caso em que as resistências não são consideradas ; e pelas equações (5.8), (5.9) e (5.10), quando se as considera.

4º Passo - Cálculo dos coeficientes de Fourier :

Através das equações (5.6) e (5.7), é imediata

a determinação dos coeficientes de Fourier para as diversas ordens harmônicas. Após isso, as amplitudes e os ângulos de fase (em relação à referência original de tensão), são calculados pelas expressões :

$$I_n = \sqrt{C_n^2 + D_n^2} \quad (5.17)$$

e

$$\theta_n = \tan^{-1} \left[\frac{C_n}{D_n} \right] - n\alpha \quad (5.18)$$

O fluxograma que segue resume o procedimento descrito nos passos anteriores.

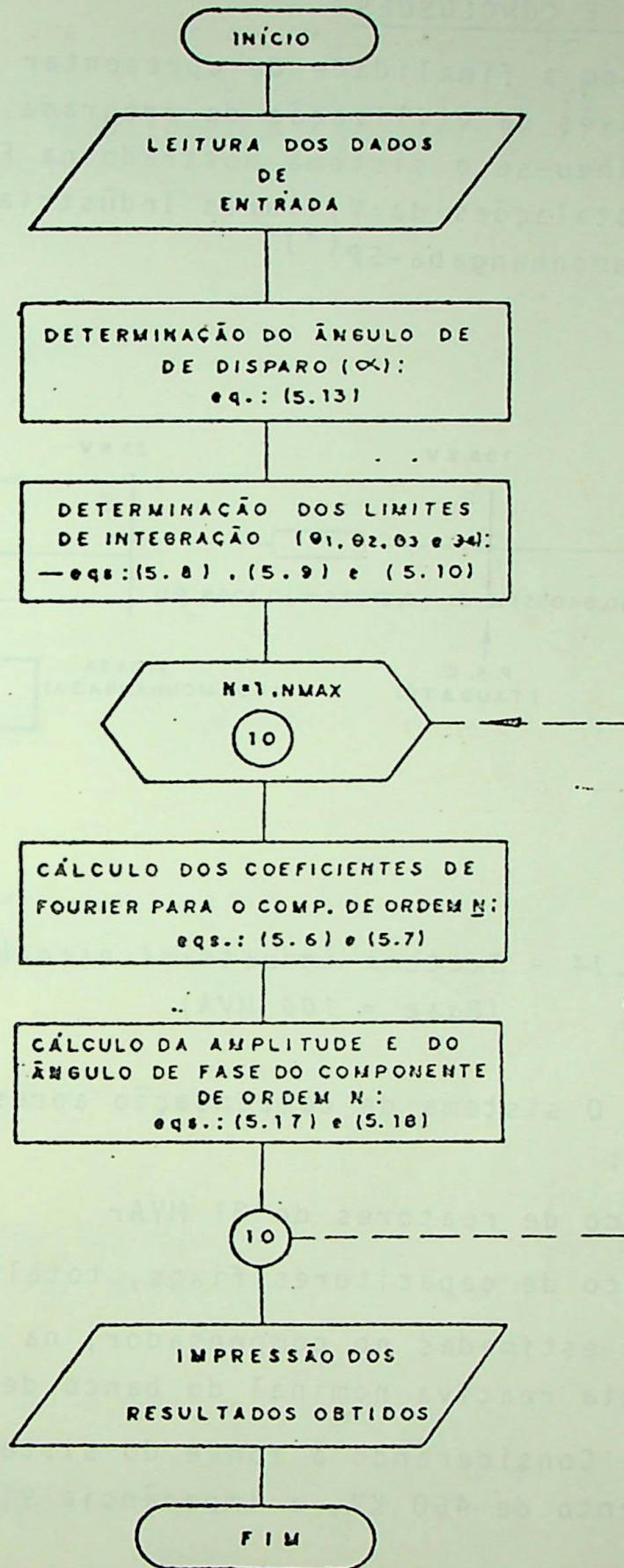


FIGURA 5.13 - Fluxograma do programa que calcula os componentes harmônicos produzidos por compensadores do tipo reator controlado por tiristores

onde :

NMAX - máxima ordem harmônica a ser calculada

5.4- RESULTADOS E CONCLUSÕES

Com a finalidade de apresentar alguns dos resultados obtidos através da utilização do programa desenvolvido neste capítulo, escolheu-se o sistema mostrado na Figura 5.14, que corresponde às instalações da Villares Indústrias de Base S/A (VIBASA), em Pindamonhangaba-SP^(*).

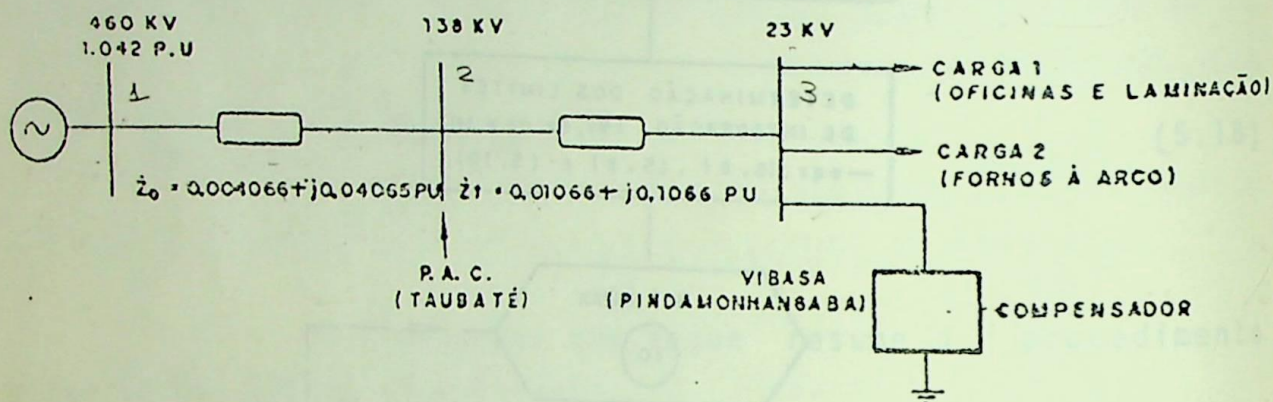


FIGURA 5.14 - Sistema industrial escolhido para estudo (Base = 100 MVA)

O sistema de compensação apresenta as seguintes características :

- Um banco de reatores de 81 MVA_r
- Um banco de capacitores fixos, totalizando 75 MVA_r
- Perdas estimadas no compensador, na ordem de 0,6% da potência reativa nominal do banco de reatores

Considerando a fonte do sistema (barramento infinito) no barramento de 460 KV, a impedância vista pelo compensador é :

$$\dot{Z}_E = R_E + j X_E = \dot{Z}_0 + \dot{Z}_t = 0.014725 + j 0.14725 \text{ P.U.}$$

(*) Os dados desse sistema foram gentilmente cedidos pela TRIEL-Engenharia Especializada.

O desenvolvimento de (5.6) e (5.7) para $n=1$, e desprezando a resistência, resulta em :

$$C_1 = - \frac{I_{\max}}{\pi} \left[2(\pi - \alpha) + \text{sen } 2\alpha \right] \quad (5.12)$$

$$D_1 = 0 \quad (5.13)$$

onde :

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{X_r} = \frac{\sqrt{2}V_{REF}}{X_r}$$

Portanto, em regime permanente, o valor eficaz da corrente fundamental que flui no reator, é dada por :

$$I_1 = \frac{V_{REF}}{\pi X_r} (2\pi - 2\alpha + \text{sen } 2\alpha) \quad (5.14)$$

Essa corrente é a mesma que aquela denominada I_{qr} na equação (5.11), portanto :

$$\frac{V_{\text{barra}} - V_{REF}}{V_{REF}} = \frac{X_E \cdot \frac{V_{ADM} - V_{ref}}{X_r}}{\pi X_r} \left[2(\pi - \alpha) + \text{sen } 2\alpha \right] \quad (5.13)$$

A solução dessa equação fornece o desejado valor de α . O método de Newton-Raphson novamente pode ser aplicado para esse fim.

Se o reator \bar{e} dimensionado para compensar a máxima tensão que pode aparecer na barra^(*), ou seja, se para $\alpha = 90^\circ$:

$$I_{qr} = \frac{V_{APM} - V_{REF}}{X_E} = \frac{V_{REF}}{X_r} \quad (5.14)$$

então :

$$X_r = \frac{V_{REF} X_E}{V_{APM} - V_{REF}} \quad (5.15)$$

que, substituída em (5.13), resulta :

$$\frac{V_{barra} - V_{REF}}{V_{APM} - V_{REF}} \pi = 2\pi - 2\alpha + \text{sen } 2\alpha \quad (5.16)$$

A equação (5.16) também pode ser usada para determinar o ângulo de disparo dos tiristores, porém somente no caso em que o reator tenha sido dimensionado de acordo com o critério acima.

(*) V_{APM} → valor eficaz da máxima tensão que pode ocorrer no barramento. É a tensão que ali ocorre quando quando a carga e o reator são desconectados, porém os capacitores permanecem em operação.

O compensador, segundo as especificações, absorve a potência :

$$S_r = P_r + jQ_r = 0,06 Q_r + jQ_r$$

$$= 0,00486 + j 0,81 \text{ P.U (na base de 100 MVA)}$$

logo :

$$Z_r = R_r + jX_r = 0,007407 + j 1.234523 \text{ P.U}$$

A fim de verificar se o compensador utilizado é suficiente para compensar a máxima tensão que pode ocorrer no barramento, procede-se da seguinte forma:

- Cálculo de V_{APM} :

Para o cálculo desta tensão, deve-se supor a condição extrema em que a carga e o reator encontram-se desligados, porém o banco de capacitores permanece em operação. Desprezando as resistências, essa situação pode ser representada pelo circuito da Figura 5.15, da qual se pode tirar :

$$V_{APM} = \left| \frac{V_o X_c}{X_E - X_C} \right| \quad (5.18)$$

onde :

$$V_o = 1.042 \text{ P.U e,}$$

$$X_c = \frac{12}{0.75} = 1.333 \text{ P.U (reatância do banco de capacitores)}$$

portanto :

$$V_{APM} = \left| \frac{1.042 \times 1.333}{0.14725 - 1,333} \right| = 1.171 \text{ P.U}$$

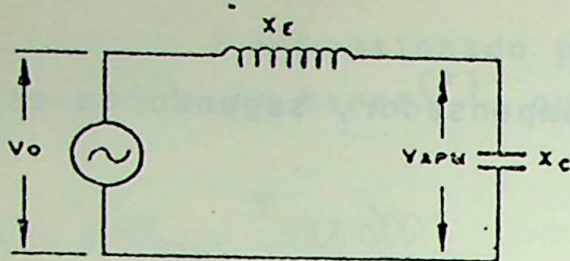


FIGURA 5.15 - Circuito utilizado para a determinação da máxima tensão (V_{APM}) que pode ocorrer no barramento em estudo

- Cálculo de X_r ideal :

A reatância que o reator deve apresentar para que seja capaz de compensar a máxima tensão do barramento, é aqui denominada X_r ideal . A sua determinação é feita diretamente da equação (1.15) . Assim sendo, se a tensão que se quer manter no barramento é 1.0 PU ($V_{REF} = 1.0$), então o reator deve ser tal que :

$$X_{r \text{ ideal}} = \frac{1.0 \times 0,14725}{1.171 - 1.0} = 0.8611 \text{ P.U}$$

ou seja :

$$Q_{r \text{ ideal}} = \frac{1^2}{0.8611} = 1.161 \text{ P.U} \approx 116 \text{ MVAr}$$

É evidente, então, que o reator utilizado não será capaz de compensar a máxima tensão a que o barramento pode ficar sujeito.

Algumas das situações simuladas são dadas a seguir. Para todas elas considerou-se igual a 1.0 P.U. a tensão desejada no barramento ($V_{REF} = 1.0$)

Caso (a) :

Considerando uma situação com as seguintes características :

- resistências desprezíveis ($R_E = R_r = 0$)
- ângulos de disparo perfeitamente equilibrados.
- tensão no barramento^(*) igual à 1.1 p.u ($V_{\text{barra}} = 1.1$)

Os resultados obtidos na simulação de tal situação encontram-se dados na Tabela 5.1. Os aspectos mais relevantes que podem ser observados nesses resultados são :

- são aparecem componentes harmônicos de ordem $6K \pm 1$ ($K = 1, 2, 3, \dots$)
- a amplitude desses harmônicos decresce muito rapidamente com o aumento da frequência.
- a corrente fundamental absorvida pelo reator é suficiente para compensar a variação de tensão, ou seja,

$$I_1 X_E = V_{\text{barra}} - V_s$$

$$0.67912 \times 0.14725 = 1.1 - 1.0 \text{ P.U}$$

Caso (b) :

Mantendo-se as mesmas características da situação anterior, porém variando-se a tensão no barramento para 1,17 P.U ($V_{\text{barra}} = 1.17$); obtêm-se os resultados mostrados na Tabela 5.2. Agora observa-se que o reator já não é capaz de compensar a variação da tensão na barra ($\Delta V = 1.17 - 1.0 = 0.17 \text{ P.U}$), como se pode verificar :

$$I_1 X_E = 0.81003 \times 0.14725 = 0.11927 < 0.17$$

Além disso, também pode ser notado que a condução total ($\alpha=90^\circ$), o reator não produz correntes harmônicas.

[*] tensão que apareceria no barramento se o reator não fosse utilizado.

Caso (c):

Uma situação similar àquela apresentada em (a), porém considerando agora a presença das resistências ($R_E = 0.014725$ e $R_r = 0.007407$ P.U), fornece os resultados apresentados na Tabela 5.3. Nota-se que a inclusão das resistências não influe nas ordens dos harmônicos gerados (que continuam sendo iguais a $6k \pm 1$), e que o seu único efeito é provocar um pequeno amortecimento, não só na amplitude dos componentes de frequências múltiplas, mas também na componente fundamental.

Caso (d):

A fim de se verificar a influência de desequilíbrio nos ângulos de disparo, na geração de harmônicos, imaginou-se uma situação semelhante ao caso (a), porém com $d_\alpha = 5^\circ$. Os resultados, mostrados na Tabela 5.4, evidenciam que esses desequilíbrios são responsáveis pelo aparecimento de componentes harmônicos de ordem par.

Caso (e):

A título de comparação repetiu-se a situação descrita em (b), porém utilizando-se um reator com $X_r = X_{ideal} = 0.8611$ P.U. A Tabela 5.5 mostra que neste caso, quando o reator trabalha com $\alpha = 90^\circ$ (condução total), a corrente fundamental é suficiente para compensar a máxima variação de tensão que pode ocorrer no barramento.

+=====+					
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: UM !					
+=====+					
! ORDEN !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !	
! DO !	! (%)FUND. !			! DE !	
! COMP. !	! AMPERES !	! P. U. !	! FASE !		
+=====+					
! 1 !	! 1704.731 !	! 100.0000 !	! .67912 !	! 300.000 !	
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 5 !	! 61.530 !	! 3.6094 !	! .02451 !	! 60.000 !	
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 7 !	! 41.070 !	! 2.4092 !	! .01636 !	! 300.000 !	
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 11 !	! 21.060 !	! 1.2354 !	! .00939 !	! 240.001 !	
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 13 !	! 15.239 !	! .8939 !	! .00607 !	! 119.992 !	
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 17 !	! 7.403 !	! .4343 !	! .00295 !	! 60.001 !	
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 19 !	! 4.722 !	! .2770 !	! .00188 !	! 300.000 !	
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 23 !	! 1.023 !	! .0600 !	! .00041 !	! 239.993 !	
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 25 !	! .180 !	! .0106 !	! .00007 !	! 300.064 !	
! !	! !	! !	! !	! !	
+-----+					

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

* LIMITES DE INTEGRAÇÃO:

TETA1 = 97.312 GRAUS

TETA2 = 262.688 GRAUS

TETA3 = 277.312 GRAUS

TETA4 = 442.688 GRAUS

TABELA 5.1

```

=====+
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: DOIS !
=====+
! ORDEN ! MAGNITUDE ! ARGULO !
! DO +-----+ +-----+ ! DE !
! COMP. ! AMPERES ! (% )FUND. ! P. U. ! FASE !
=====+=====+=====+=====+=====+=====+
! ! ! ! ! ! !
! 1 ! 2033.352 ! 100.0000 ! .81003 ! 300.000 !
! 2 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 3 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 4 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 5 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 6 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 7 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 8 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 9 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 10 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 11 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 12 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 13 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 14 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 15 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 16 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 17 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 18 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 19 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 20 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 21 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 22 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 23 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 24 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! 25 ! .000 ! .0000 ! .00000 ! .000 !
! ! ! ! ! ! !
=====+=====+=====+=====+=====+=====+

```

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

* LIMITES DE INTEGRAÇÃO:

TETA1 = 90.000 GRAUS TETA2 = 270.000 GRAUS

TETA3 = 270.000 GRAUS TETA4 = 450.000 GRAUS

TABELA 5.2

pm

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: TRES				
ORDEN DO COMP.	AMPERES	MAGNITUDE (%FUND.)	P. U.	ANGULO DE FASE
1	11692.364	100.0000	.67419	300.288
2	.000	.0000	.00000	.000
3	.000	.0000	.00000	.000
4	.000	.0000	.00000	.000
5	63.511	3.7528	.02530	61.450
6	.000	.0000	.00000	.000
7	42.160	2.4912	.01680	301.982
8	.000	.0000	.00000	.000
9	.000	.0000	.00000	.000
10	.000	.0000	.00000	.000
11	21.218	1.2538	.00845	243.068
12	.000	.0000	.00000	.000
13	15.124	.8937	.00603	123.610
14	.000	.0000	.00000	.000
15	.000	.0000	.00000	.000
16	.000	.0000	.00000	.000
17	6.965	.4116	.00277	64.700
18	.000	.0000	.00000	.000
19	4.209	.2487	.00168	305.231
20	.000	.0000	.00000	.000
21	.000	.0000	.00000	.000
22	.000	.0000	.00000	.000
23	.487	.0288	.00019	246.007
24	.000	.0000	.00000	.000
25	.675	.0399	.00027	307.173

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSAO DO BARRAMENTO.

* LIMITES DE INTEGRACAO:

TETA1 = 97.312 GRAUS

TETA2 = 262.132 GRAUS

TETA3 = 277.312 GRAUS

TETA4 = 442.132 GRAUS

TABELA 5.3

=====					
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: QUATRO !					
+=====+					
! ORDEM !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !	
! DO !	! !			! DE !	
! COMP. !	! AMPERES !	! (%)FUND. !	! P. U. !	! FASE !	
+=====+					
! 1 !	! 1595.115 !	! 100.0000 !	! .63545 !	! 300.000 !	
! 2 !	! 13.651 !	! 1.1693 !	! .00743 !	! 60.000 !	
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 4 !	! 17.502 !	! 1.0973 !	! .00697 !	! 300.000 !	
! 5 !	! 76.006 !	! 4.7649 !	! .03028 !	! 60.000 !	
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 7 !	! 46.770 !	! 2.9321 !	! .01863 !	! 300.000 !	
! 8 !	! 13.352 !	! .9371 !	! .00532 !	! 240.001 !	
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 10 !	! 10.672 !	! .6690 !	! .00425 !	! 120.001 !	
! 11 !	! 18.075 !	! 1.1331 !	! .00720 !	! 240.000 !	
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 13 !	! 10.306 !	! .6461 !	! .00411 !	! 119.999 !	
! 14 !	! 5.063 !	! .3174 !	! .00202 !	! 60.001 !	
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 16 !	! 2.513 !	! .1576 !	! .00100 !	! 299.999 !	
! 17 !	! 1.601 !	! .1004 !	! .00064 !	! 59.998 !	
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 19 !	! .455 !	! .0285 !	! .00012 !	! 120.032 !	
! 20 !	! 1.355 !	! .0850 !	! .00054 !	! 59.987 !	
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 22 !	! 2.520 !	! .1580 !	! .00100 !	! 300.000 !	
! 23 !	! 1.826 !	! .1145 !	! .00073 !	! 59.996 !	
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !	
! 25 !	! 1.702 !	! .1067 !	! .00068 !	! 299.996 !	
! !	! !	! !	! !	! !	
+-----+					

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

* LIMITES DE INTEGRAÇÃO:

TETA1 = 97.312 GRAUS

TETA2 = 262.688 GRAUS

TETA3 = 282.312 GRAUS

TETA4 = 437.688 GRAUS

TABELA 5.4

=====					
COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: UM					
+-----+-----+-----+-----+-----+					
ORDEN	MAGNITUDE			ANGULO	
DO				DE	
COMP.	AMPERES	(%)FUND.	P. U.	FASE	
+-----+-----+-----+-----+-----+					
1	2915.131	100.0000	1.16131	300.000	
2	.000	.0000	.00000	.000	
3	.000	.0000	.00000	.000	
4	.000	.0000	.00000	.000	
5	.000	.0000	.00000	.000	
6	.000	.0000	.00000	.000	
7	.000	.0000	.00000	.000	
8	.000	.0000	.00000	.000	
9	.000	.0000	.00000	.000	
10	.000	.0000	.00000	.000	
11	.000	.0000	.00000	.000	
12	.000	.0000	.00000	.000	
13	.000	.0000	.00000	.000	
14	.000	.0000	.00000	.000	
15	.000	.0000	.00000	.000	
16	.000	.0000	.00000	.000	
17	.000	.0000	.00000	.000	
18	.000	.0000	.00000	.000	
19	.000	.0000	.00000	.000	
20	.000	.0000	.00000	.000	
21	.000	.0000	.00000	.000	
22	.000	.0000	.00000	.000	
23	.000	.0000	.00000	.000	
24	.000	.0000	.00000	.000	
25	.000	.0000	.00000	.000	
+-----+-----+-----+-----+-----+					

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

* LIMITES DE INTEGRAÇÃO:

TETA1 = 90.000 GRAUS

TETA2 = 270.000 GRAUS

TETA3 = 270.000 GRAUS

TETA4 = 450.000 GRAUS

TABELA 5.5

CAPÍTULO 6

HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR REATORES À NÚCLEO SATURADO

6.1 - INTRODUÇÃO

Neste tipo de compensador, o controle da corrente que por ele flui, e consequentemente, da potência reativa fornecida pelo sistema, é feito automaticamente através da característica de magnetização do material constituinte do núcleo. O material normalmente utilizado para esse fim é o aço de grãos orientados, laminado a frio, cujas características principais são:

- . a alta permeabilidade magnética da região não-saturada ;
- . o efeito quase desprezível da histerese ;
- . a baixa (e quase constante) permeabilidade na região saturada.

Essas características são evidenciadas na Figura 6.1 (curva a).

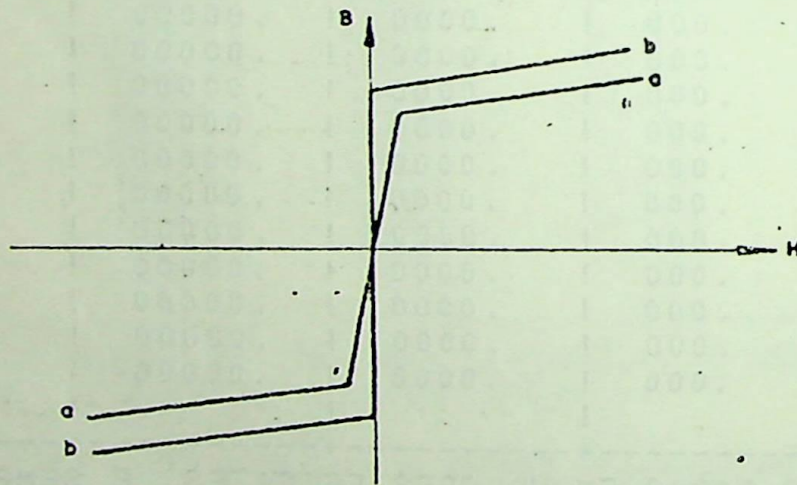


FIGURA 6.1 - Características de magnetização de um reator à núcleo saturado.

Na prática é comum considerar infinita a permeabilidade magnética da região não-saturada, e aproximar a característica de magnetização por aquela mostrada na curva b da

Figura 6.1. Assim sendo, a Figura 6.2 retrata a característica $V \times I$ de um reator saturado (*).

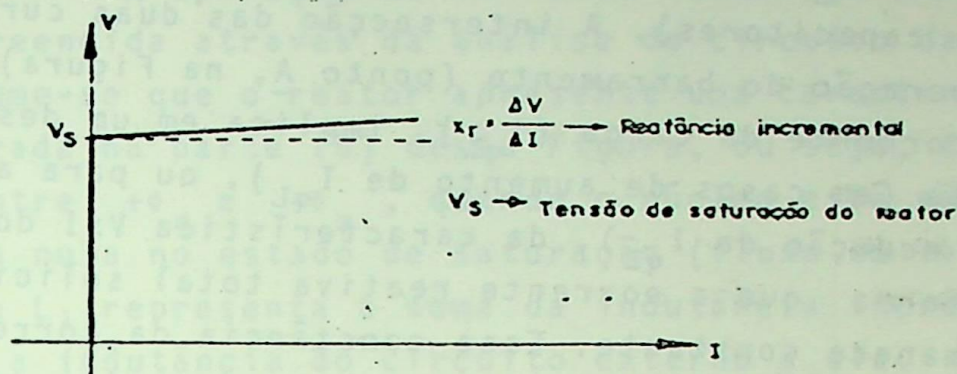


FIGURA 6.2 - Característica $V \times I$ de um reator saturado.

Um barramento com tensão controlada por um reator a núcleo saturado é mostrado na Figura 6.3, onde o sistema alimentador foi representado pelo seu equivalente de Thévenin(**).

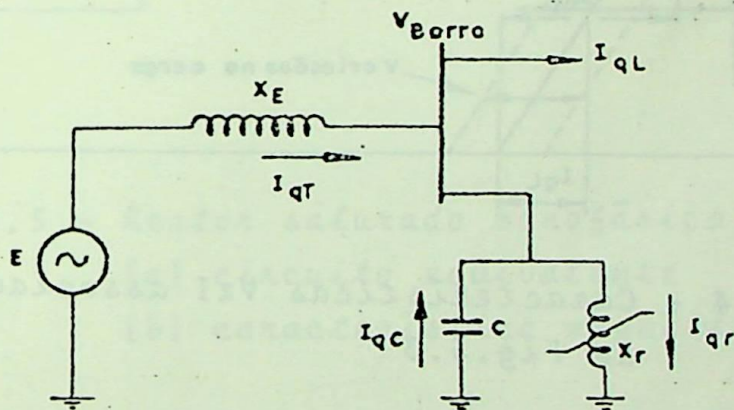


FIGURA 6.3 - Sistema alimentador e barramento com reator a núcleo saturado

(*) deve-se observar que esta característica $V \times I$ é uma curva de saturação estática, onde V e I correspondem a valores eficazes da tensão e da corrente, respectivamente.

(**) O efeito da parte real das correntes, na tensão do barramento, é considerado desprezível. Por isso, na Figura somente mostra-se a componente reativa da corrente nos vários trechos do circuito.

A Figura 6.4 ilustra como se processa a compensação de variações da tensão no barramento. A curva 1 representa a tensão do barramento como função da corrente reativa total solicitada. A curva 2 representa a característica $V \times I$ do compensador (reator + capacitores). A intersecção das duas curvas define o ponto de operação do barramento (ponto A, na Figura). Qualquer variação na corrente da carga (I_{qL}) implica em um deslocamento, para a direita (em casos de aumento de I_{qL}), ou para a esquerda (em casos de redução de I_{qL}), da característica $V \times I$ do compensador, de tal forma que a corrente reativa total solicitada do sistema permanece constante. Essa constância da corrente é que permite manter fixa a tensão do barramento (ou vice-versa).

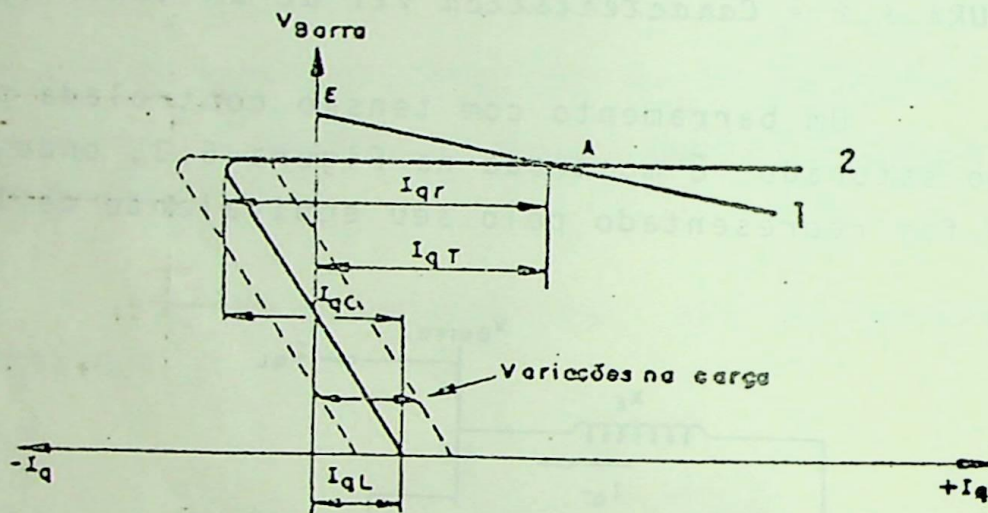


FIGURA 6.4 - Características $V \times I$ associadas ao circuito da Fig. 6.3

Toda a análise desenvolvida a seguir, neste capítulo, considera válidas as seguintes hipóteses :

- (i) o reator não apresenta histerese;
- (ii) a reatância apresentada pelo reator somente pode tomar os seguintes valores :
 - infinito na região não-saturada, e
 - X_r (reatância incremental), ou zero, na região saturada;
- (iii) as resistências podem ser consideradas desprezíveis.

6.2 - REATOR SATURADO MONOFÁSICO (UMA UNIDADE MAGNÉTICA) :

A operação de um reator saturado monofásico pode ser compreendida através da análise do circuito da Figura 6.5(a). Assume-se que o reator apresente uma característica como aquela mostrada na parte (b) dessa Figura, ou seja, f.m.m nula na região entre $+\phi_s$ e $-\phi_s$, quando o núcleo está não-saturado, e permeância nula no estado de saturação (fluxo em $+\phi_s$ ou $-\phi_s$). A indutância L_1 representa a soma da indutância incremental do reator, com a indutância do circuito externo a ele.

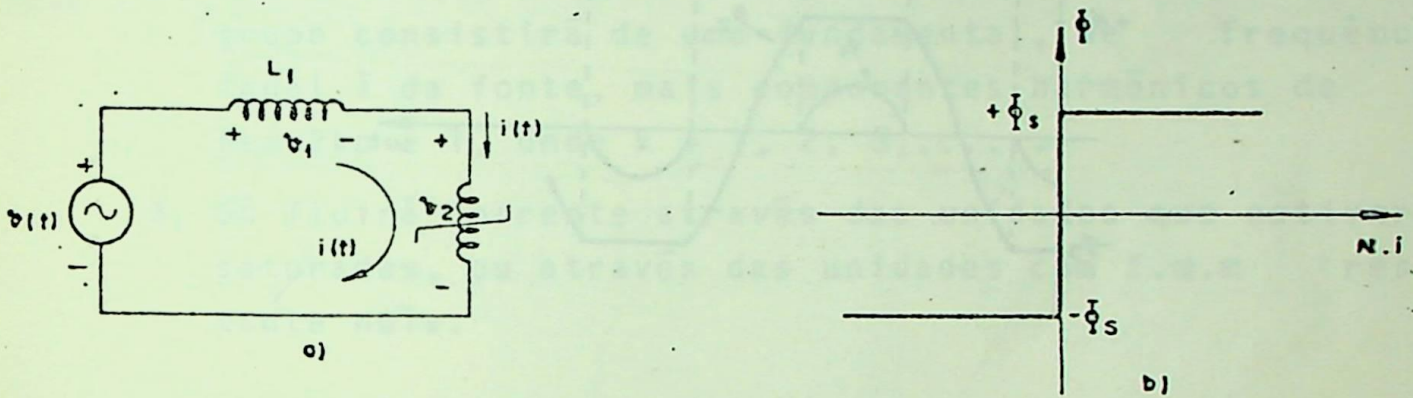


FIGURA 6.5 - Reator saturado monofásico
(a) circuito equivalente
(b) característica magnética do núcleo.

Considerando que a tensão aplicada é suficiente para levar o núcleo à saturação, a Figura 6.6 mostra as formas de onda de tensão, corrente e fluxo magnético, associadas a um ciclo de operação, em regime permanente.

Em $\omega t = \alpha_1$, a corrente $i(t)$ é zero, e o fluxo magnético no núcleo é $-\phi_s$. O núcleo então, não-saturado, fica submetido à mesma tensão que a da fonte (trecho mostrado como v_2 na Figura 6.6). Em $\omega t = \alpha_2$, o fluxo atinge o valor $+\phi_s$ e satura o núcleo. Com o núcleo saturado, a corrente $i(t)$ pode então fluir, de $\omega t = \alpha_2$ até $\omega t = \alpha_3$, limitada somente pela indutância L_1 , agora sujeita à tensão da fonte (trecho denominado v_1 na Figura 6.6). Em $\omega t = \alpha_3$ o núcleo torna-se outra vez não-saturado, e o reator novamente comporta-se como um circuito aberto, até $\omega t = \alpha_4$.

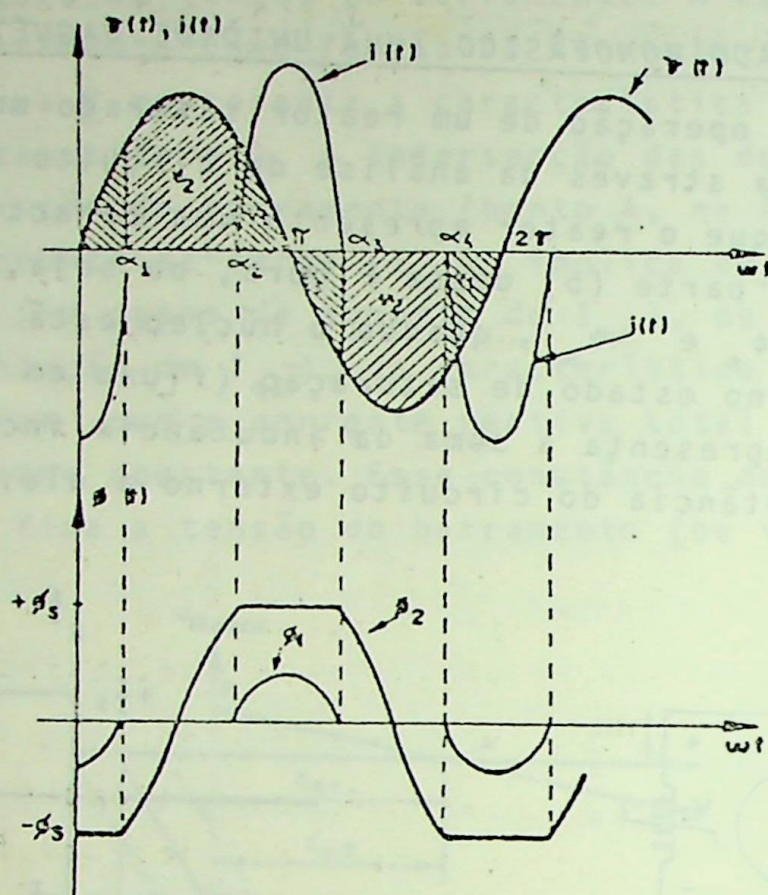


FIGURA 6.6 - Formas de onda da tensão, corrente e fluxo magnético no circuito da Figura 6.5(a)

O alto conteúdo harmônico da corrente de alimentação do reator saturado monofásico, torna-o praticamente sem uso, principalmente para aplicações em sistemas de potência. Os equipamentos trifásicos normalmente utilizados, apresentam meios de cancelar, internamente, os componentes harmônicos de determinadas ordens. Isso é conseguido através do aumento do número de unidades magnéticas, e da forma como os enrolamentos são interconectados. No prosseguimento deste capítulo algumas dessas configurações serão estudadas.

Antes de se iniciar o estudo dos reatores saturados trifásicos, convém observar que quando várias unidades são interconectadas, e ligadas a uma fonte de tensão polifásica,

cada unidade opera sob as mesmas leis físicas que rege uma única unidade operando sozinha, mas, além disso, são restritas pelas condições de contorno. A esse respeito, certas considerações podem ser feitas^[14]:

1. Quando um grupo de p unidades de reator é submetido a um sistema de excitação simétrico, uma unidade, a cada vez, permanece não-saturada durante um período igual a $180^\circ/p$, duas vezes em cada ciclo da frequência da linha; e permanece saturada durante todo o restante do ciclo.
2. Sob a condição anterior, a corrente de alimentação do grupo consistirá de uma fundamental, de frequência igual à da fonte, mais componentes harmônicos de ordem $2kp \pm 1$, onde $k = 1, 2, 3, \dots$.
3. Só fluirá corrente através das unidades que estiverem saturadas, ou através das unidades com f.m.m resultante nula.

6.3 - REATOR SATURADO TRIFÁSICO COM TRES UNIDADES MAGNÉTICAS

A mais simples configuração de um reator saturado trifásico consiste de tres unidades monofásicas conectadas em estrela, e com o ponto central ligado ao neutro do sistema (Figura 6.7). Neste caso, o reator pode ser considerado como tres unidades monofásicas independentes; a corrente em cada fase é descrita como na seção anterior, e contém todos os componentes harmônicos de ordem ímpar.

Se o ponto central da estrela é desconectado do neutro (Figura 6.8), então os harmônicos triplos serão eliminados pelo sistema trifásico, e a corrente de alimentação do grupo somente conterá componentes harmônicos de ordem $\underline{6k \pm 1}$ ($k = 1, 2, 3, \dots$).

Quando a tensão aplicada é suficiente para saturar os núcleos, a operação durante meio-ciclo pode ser representada, simplifadamente, pela Figura 6.9. Os intervalos tem duração igual a $180^\circ/3 = 60^\circ$.

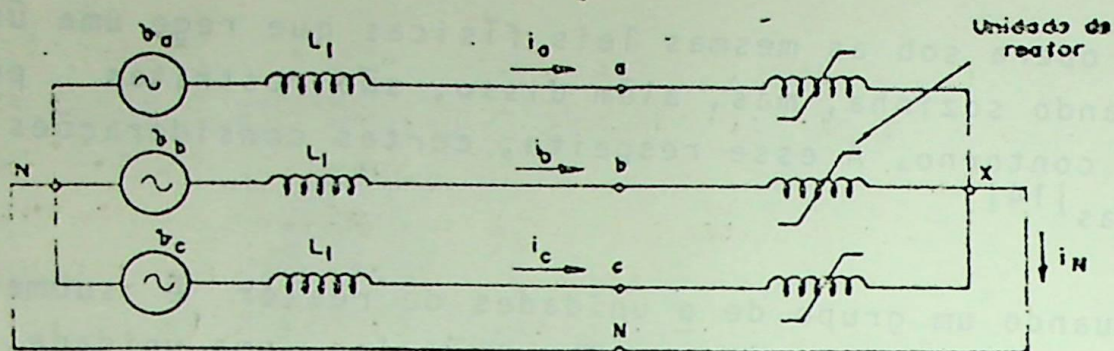


FIGURA 6.7 - Reator saturado trifásico de tres unidades, com o ponto central ligado ao neutro do sistema

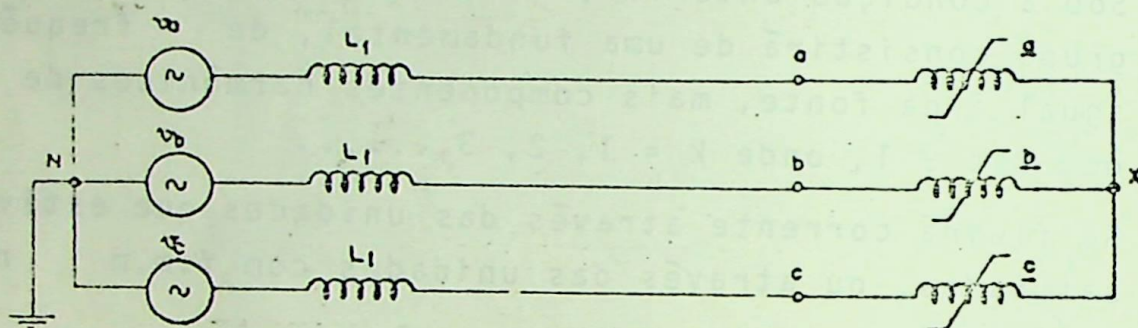


FIGURA 6.8 - Reator saturado trifásico de tres unidades com neutro isolado

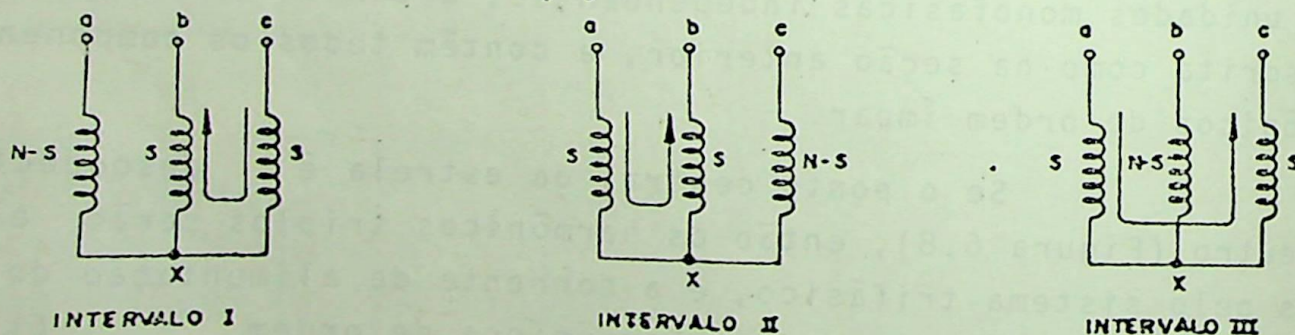


FIGURA 6.9 - Estados magnéticos das unidades, e fluxo de corrente nos enrolamentos, nos tres intervalos de meio-ciclo de operação.

No intervalo I, o núcleo a está não-saturado, portanto, não pode passar corrente através do seu enrolamento. Flui corrente, contudo, através dos enrolamentos dos núcleos b e c, que estão saturados. Esta corrente é limitada unicamente pela indutância L_1 . Durante o intervalo II, os núcleos a e b estão saturados, enquanto que o núcleo c não está, só flui corrente através dos enrolamentos nos dois primeiros. No intervalo III, continua a fluir corrente através do enrolamento do núcleo a, porém, o retorno é agora feito através da fase c, cujo núcleo tornou-se saturado.

As formas de onda das correntes associadas ao modo de operação acima descrito são mostradas na Figura 6.10.

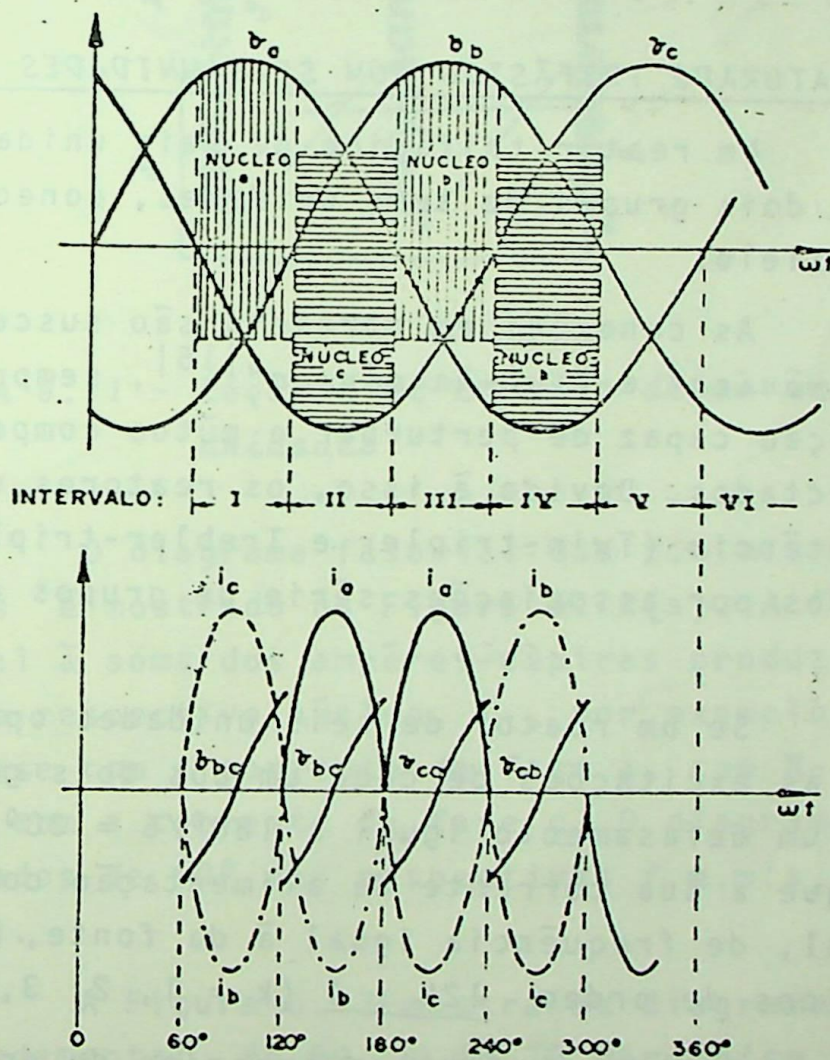


FIGURA 6.10 - Formas de onda das correntes no reator saturado trifásico de tres unidades, com neutro isolado

Durante o intervalo I, a tensão aplicada entre o terminal da fase a e o ponto x, é absorvida pela reatância do núcleo a, não-saturado. As reatâncias saturadas dos núcleos b e c, ficam então, submetidas à tensão de linha v_{bc} . A corrente que por elas flui, do terminal c para o b, é limitada unicamente pela indutância L_1 .

No fim do intervalo I o núcleo a satura-se, enquanto que o núcleo c torna-se não-saturado. A corrente transfere-se da fase c para a fase a. O retorno continua a ser feito através da fase b. O mecanismo repete-se para todos os intervalos do ciclo.

Uma análise de Fourier na forma de onda da Figura 6.10 mostrará a ausência de harmônicos múltiplos de 3, e ainda, que o componente de mais baixa ordem é o 5º harmônico.

6.4 - REATOR SATURADO TRIFÁSICO COM SEIS UNIDADES MAGNÉTICAS

Um reator trifásico de seis unidades é construído a partir de dois grupos de três unidades, conectados em série, ou em paralelo.

As conexões em paralelo são susceptíveis à "instabilidade harmônica" e "sub-harmônica"^[15], sempre que surge qualquer situação capaz de perturbar a mútua compensação entre os grupos conectados. Devido a isso, os reatores utilizados em sistemas de potência (Twin-tripler e Trebler-tripler), sempre são constituídos por associações série de grupos de três unidades.

Se um reator de seis unidades opera de tal forma que, entre as excitações de cada um dos dois grupos constituintes, exista um defasamento igual a $180^\circ/6 = 30^\circ$, então, pode ser mostrado que a sua corrente de alimentação constitui-se de uma fundamental, de frequência igual à da fonte, mais os componentes harmônicos de ordem $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$).

Existem infinitos arranjos de enrolamentos que possibilitam essa simetria de excitação entre as unidades. Um deles é aquele mostrado na Figura 6.11, onde os enrolamentos são

construídos de acordo com a relação $N_2/N_1 = 0,366$.

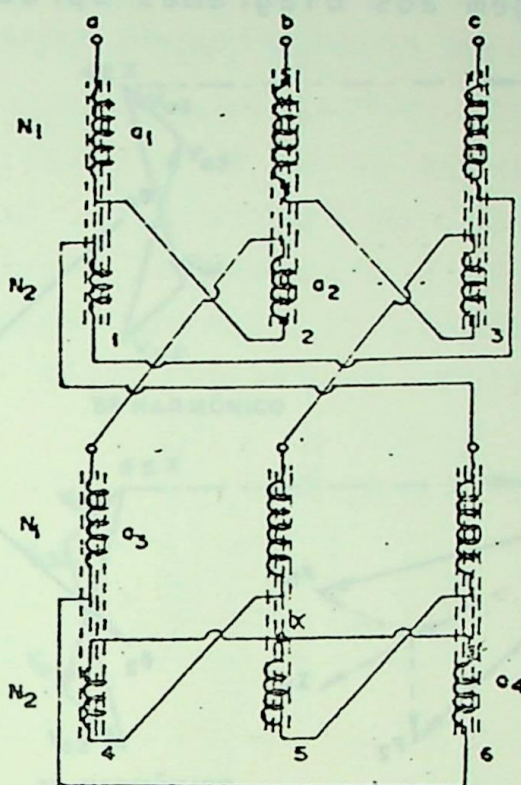


FIGURA 6.11 - Esquema de conexão de um reator de seis unidades

O diagrama fasorial das f.m.m.'s nas seis unidades magnéticas é mostrado na Figura 6.12(a). A f.m.m. de cada unidade é igual à soma dos ampêres-espiras produzidos por cada enrolamento do respectivo núcleo. F_1 , por exemplo, é a soma de $N_1 \times I_a$, em fase com a corrente da fase a, com $N_2 \times I_c$, em oposição de fase com a corrente da fase c. O diagrama fasorial dos fluxos, atrasados de 90° das respectivas f.m.m.'s, é mostrado na Figura 6.12(b).

A Figura 6.13 mostra os diagramas fasoriais, da componente fundamental, do 5º, e do 7º harmônico da tensão entre o terminal da fase a e o ponto x.

Esta tensão é igual à soma das f.e.m.'s (da forma $Nd\phi/dt$) nos enrolamentos a_1 , a_2 , a_3 e a_4 , mostrados na Figura 6.11. Considerando a corrente I_a como referência, a componente

fundamental da tensão ($V_{a1} = N \dot{\phi}_1 / dt$) está 90° adiantada de ϕ_1 , portanto, 15° atrasada de I_a . O quinto e o sétimo harmônicos desta tensão estão atrasados de I_a por $15^\circ \times 5 = 75^\circ$ e $15^\circ \times 7 = 105^\circ$, respectivamente. O mesmo procedimento aplicado aos demais enrolamentos da fase dá origem aos diagramas apresentados.

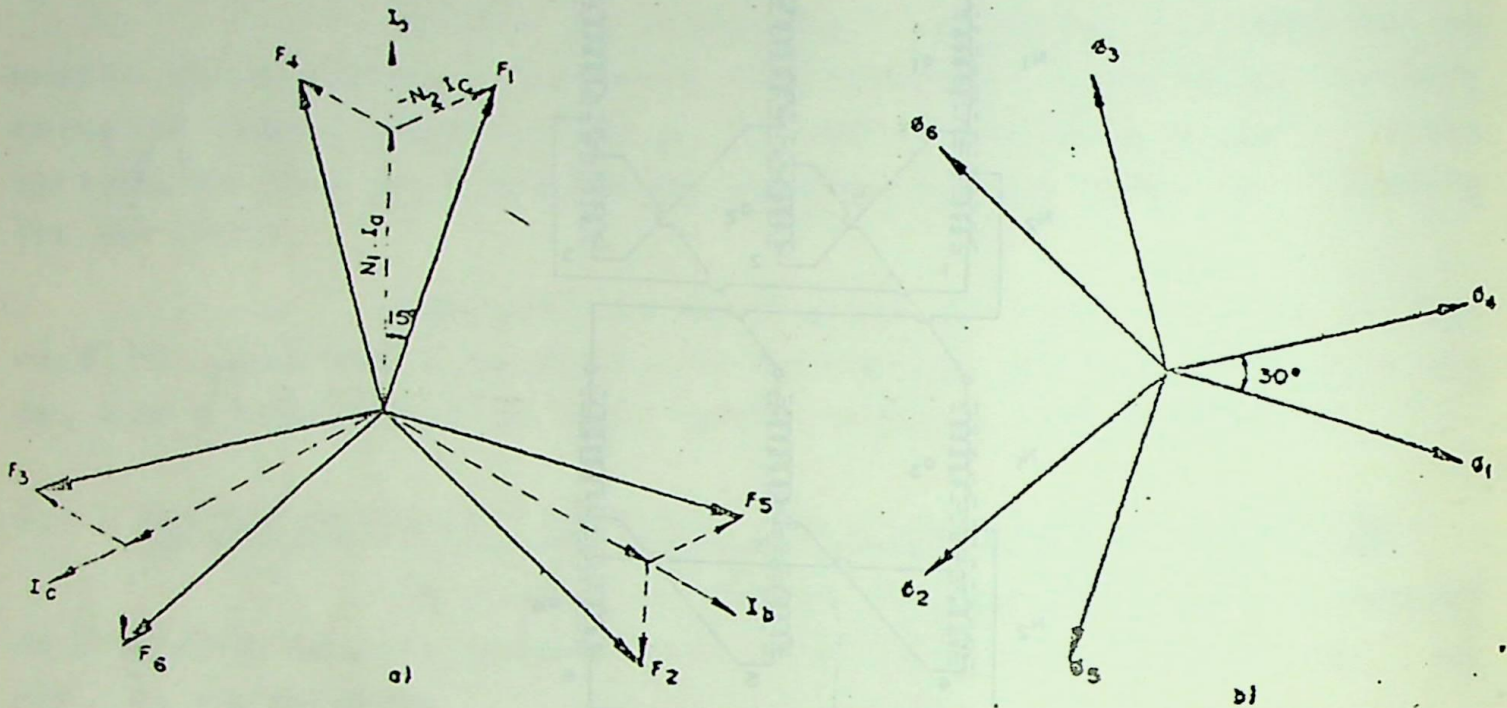


FIGURA 6.12 - Diagramas fasoriais relativos à conexão mostrada na Figura 6.11

É notório que as tensões harmônicas de ordens 5 e 7 são nulas, portanto, o mesmo ocorre com as respectivas correntes. A análise continuada, mostrará que somente os componentes de ordem $12k \pm 1$ são diferentes de zero.

A supressão de outros componentes harmônicos, além daqueles até o momento eliminados, só é possível através do uso de reatores com máis de seis unidades, como é o caso do Treble-tripler, mostrado na Figura 6.14. O presente trabalho limita-se, contudo, ao estudo do reator de seis unidades, do tipo Twin-tripler, para o qual, na seção seguinte, apresenta-se um método de análise.

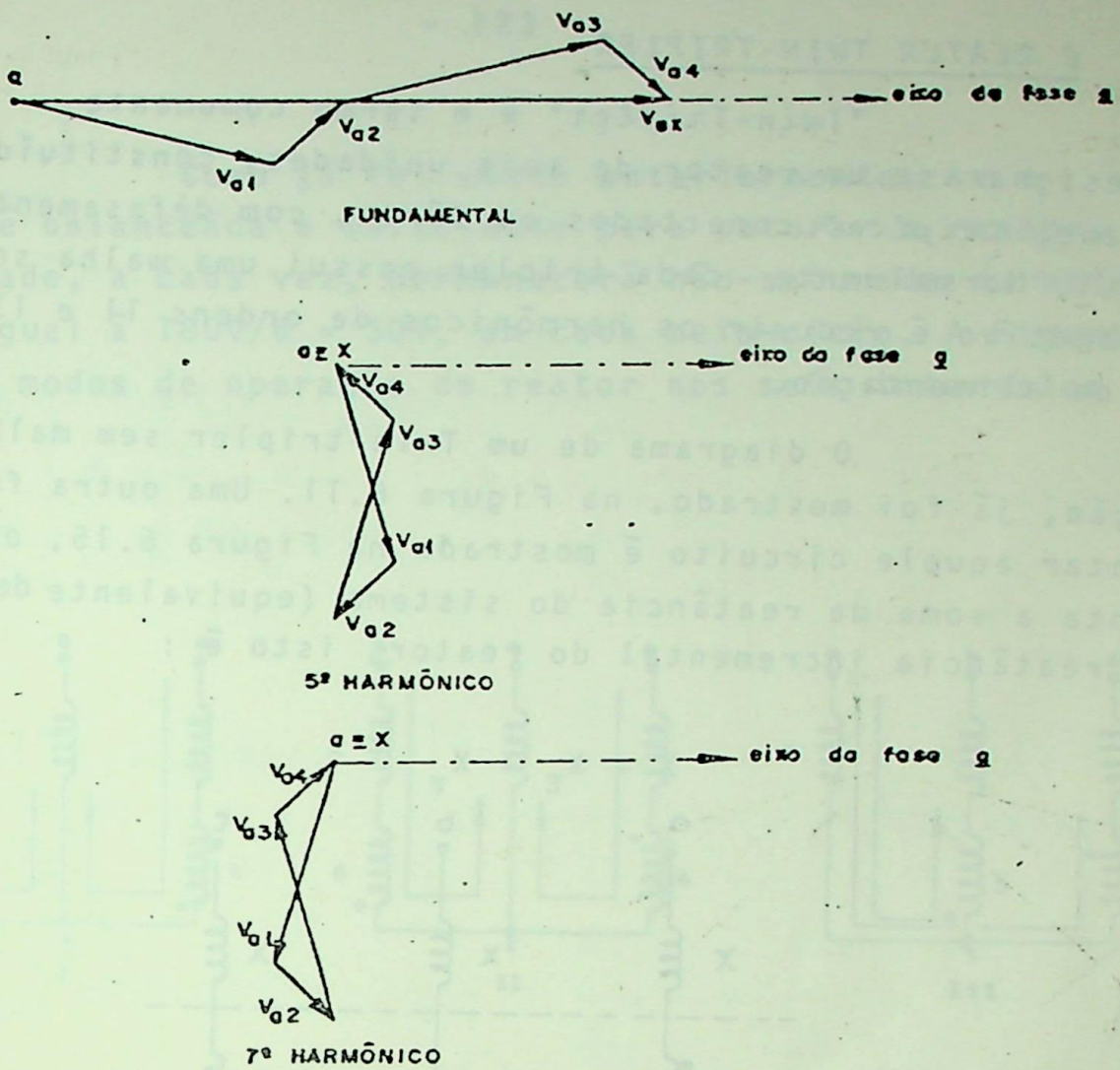


FIGURA 6.13 - Diagramas vetoriais da tensão entre o terminal da fase a e o ponto x

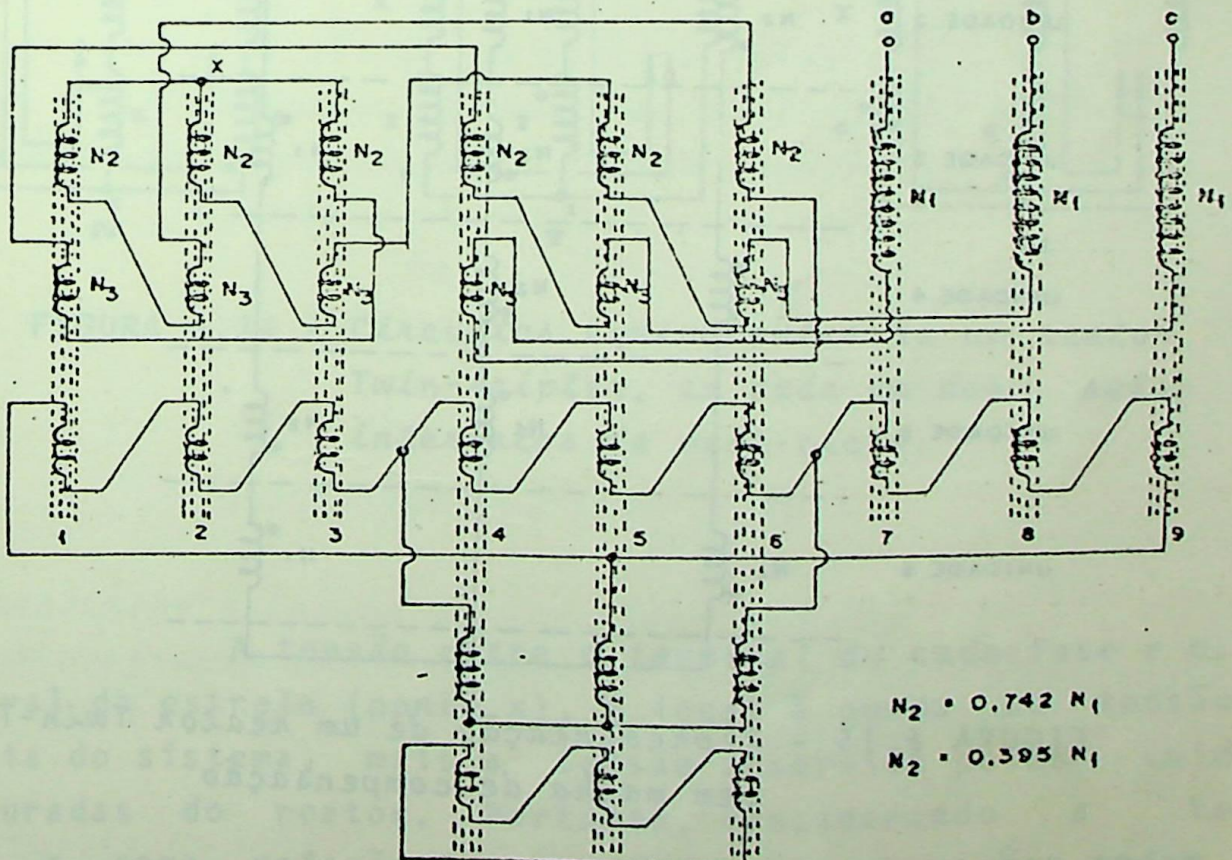


FIGURA 6.14 - Um diagrama de conexões de um reator do tipo trebler-tripler

6.5- O REATOR TWIN-TRIPLER

"Twin-Tripler" é o termo comumente utilizado para designar-se um reator de seis unidades, constituído de dois "frequency-tripler" conectados em série, com defasamento de 30° entre si. Normalmente cada tripler possui uma malha secundária, cujo objetivo é reduzir os harmônicos de ordens 11 e 13 da corrente de alimentação.

O diagrama de um Twin-tripler sem malha de compensação, já foi mostrado, na Figura 6.11. Uma outra forma de representar aquele circuito é mostrada na Figura 6.15, onde X representa a soma da reatância do sistema (equivalente de Thévenin) com a reatância incremental do reator, isto é :

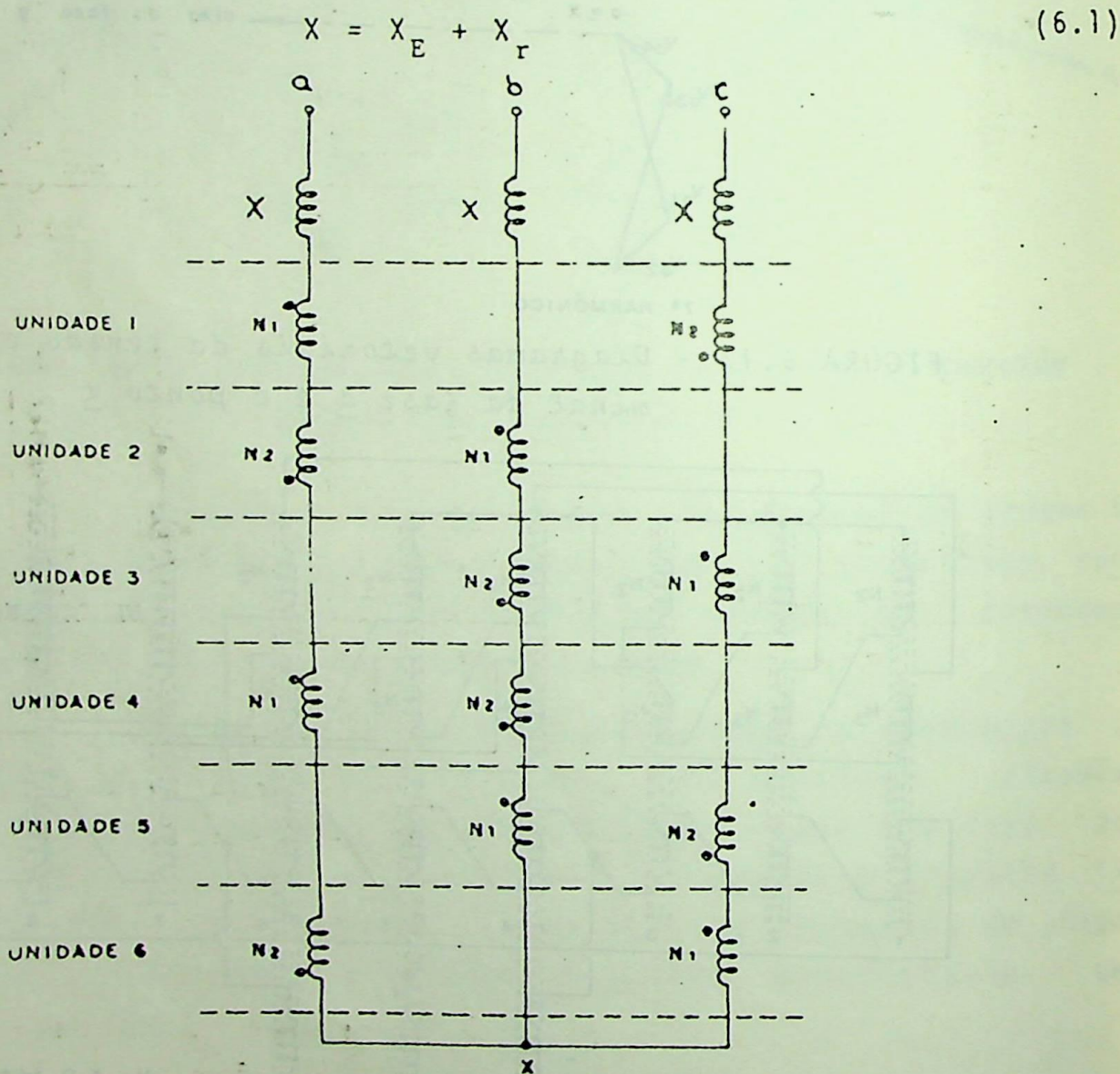


FIGURA 6.15 - Representação de um reator Twin-Tripler sem malha de compensação

Como já foi visto anteriormente, se a tensão aplicada é balanceada e suficiente para saturar o reator, então, cada unidade, a cada vez, permanecerá não-saturada durante um intervalo igual a $180^\circ/6 = 30^\circ$, em cada meio-ciclo. A Figura 6.16 mostra os modos de operação de reator nos seis intervalos de meio-ciclo.

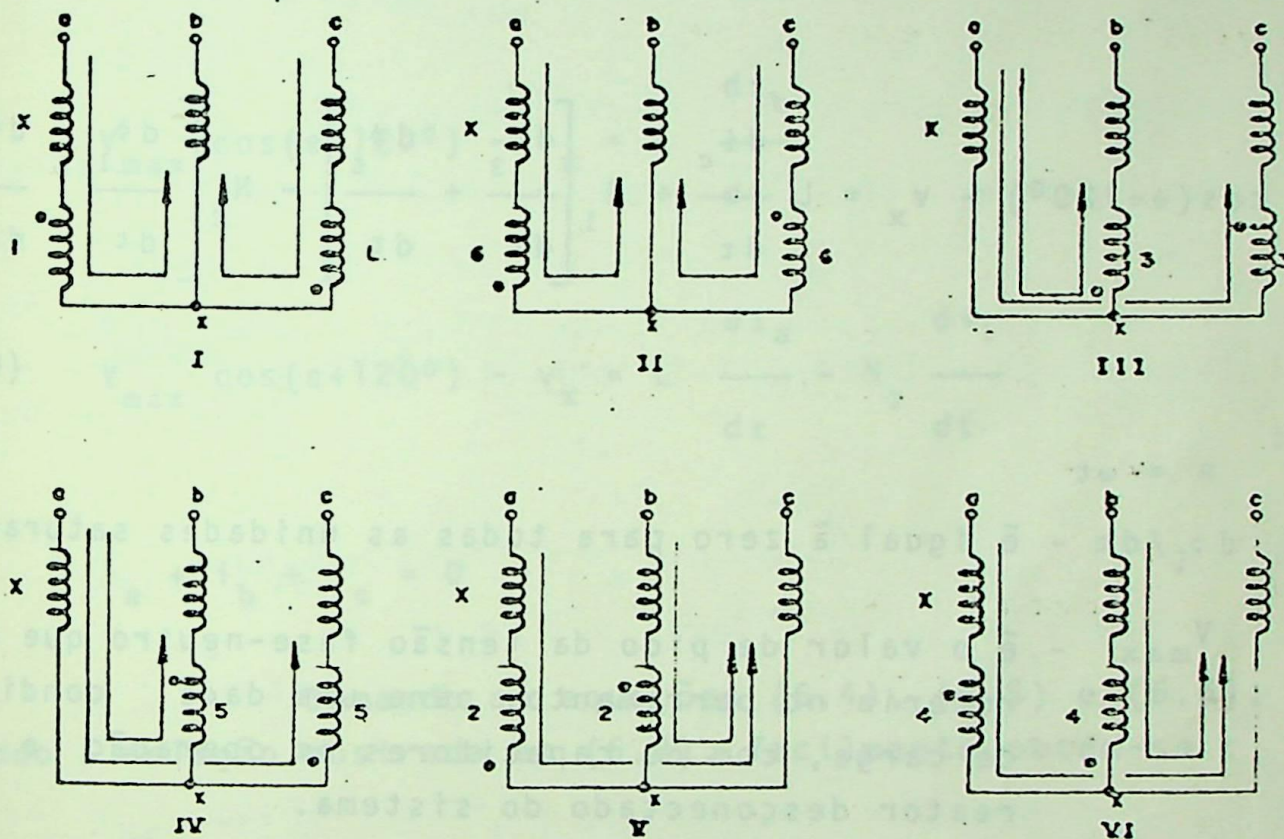


FIGURA 6.16 - Circuitos equivalentes de um reator Twin-tripler, em cada um dos seis intervalos de meio-ciclo.

A tensão entre o terminal de cada fase e o ponto central da estrela (ponto x), é igual a queda de tensão na reatância do sistema, mais a tensão absorvida pelas unidades não saturadas do reator. Portanto, considerando a tensão da fase a como referência, as seguintes equações podem ser escritas :

$$V_{\max} \cos \theta - v_x = L \frac{di_a}{dt} + N_1 \left[\frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_4}{dt} \right] - N_2 \left[\frac{d\phi_2}{dt} + \frac{d\phi_6}{dt} \right]$$

$$V_{\max} \cos(\theta - 120^\circ) - v_x = L \frac{di_b}{dt} + N_1 \left[\frac{d\phi_2}{dt} + \frac{d\phi_5}{dt} \right] - N_2 \left[\frac{d\phi_3}{dt} + \frac{d\phi_4}{dt} \right]$$

$$V_{\max} \cos(\theta + 120^\circ) - v_x = L \frac{di_c}{dt} + N_1 \left[\frac{d\phi_3}{dt} + \frac{d\phi_6}{dt} \right] - N_2 \left[\frac{d\phi_1}{dt} + \frac{d\phi_5}{dt} \right]$$

(6.2)

onde :

$$\theta = \omega t$$

$d\phi_i/dt$ - é igual a zero para todas as unidades saturadas

V_{\max} - é o valor de pico da tensão fase-neutro que apareceria no barramento, para uma dada condição de carga, com os capacitores em operação e o reator desconectado do sistema.

Com o neutro isolado, como neste caso, também é válida a equação :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6.3)$$

Um outro conjunto de equações relacionado com o comportamento do circuito da Figura 6.15, diz respeito às f.m.m.'s em cada núcleo. Estas devem ser nulas em todas as unidades não-saturadas.

As equações (6.2) e (6.3), combinadas com as equações das f.m.m.'s, e com o conhecimento dos modos de operação do reator, possibilitam o cálculo das correntes nas linhas.

Considerando o modo de operação do reator durante o primeiro intervalo, esse conjunto básico de equações resulta em :

$$V_{\max} \cos\theta - v_x = L \frac{di_a}{dt} + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (6.4)$$

$$V_{\max} \cos(\theta - 120^\circ) - v_x = L \frac{di_b}{dt} \quad (6.5)$$

$$V_{\max} \cos(\theta + 120^\circ) - v_x = L \frac{di_a}{dt} - N_2 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (6.6)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6.7)$$

Somando as equações (6.4), (6.5) e (6.6), e usando a relação mostrada em (6.7), facilmente obtém-se :

$$-3v_x = (N_1 - N_2) \frac{d\phi_1}{dt} \quad (6.9)$$

Subtraindo (6.6) de (6.4),

$$V_{\max} \cos\theta - V_{\max} \cos(\theta + 120^\circ) = (N_1 + N_2) \frac{d\phi_1}{dt} + L \left[\frac{di_a}{dt} - \frac{di_b}{dt} \right] \quad (6.10)$$

e substituindo em (6.10), i_c e $d\phi_1/dt$, obtidos, respectivamente, de (6.8) e (6.9), vem :

$$V_{\max} \cos \theta - V_{\max} \cos(\theta + 120^\circ) = - \frac{N_1 + N_2}{N_1 - N_2} 3v_x + L \left[\frac{di_a}{dt} - \frac{N_1}{N_2} \frac{di_a}{dt} \right] \quad (6.11)$$

As equações (6.5), (6.7) e (6.8), combinadas, fornecem :

$$-v_x = -L \left[\frac{di_a}{dt} + \frac{N_1}{N_2} \frac{di_a}{dt} \right] - V_{\max} \cos(\theta - 120^\circ) \quad (6.12)$$

que, substituída em (6.11), com $N_2/N_1 = 0.366$, dá :

$$V_{\max} \left[\cos \theta - \cos(\theta + 120^\circ) + 6.46 \cos(\theta - 120^\circ) \right] = -25.83 L \frac{di_a}{dt}$$

ou

$$6.687 V_{\max} \cos(\theta - 105^\circ) = -25.83 L \frac{di_a}{dt} \rightarrow$$

$$\frac{di_a}{dt} = 0.259 \frac{V_{\max}}{L} \cos(\theta + 75^\circ) \quad (6.13)$$

cuja solução é :

$$i_a = 0.259 \frac{V_{\max}}{\omega L} \sin(\theta + 75^\circ) \quad (6.14)$$

A corrente i_c pode ser calculada através da equação (6.8), e, com i_a e i_c , i_b é obtida de (6.7). Desse modo:

$$i_c = 0.707 \frac{V_{\max}}{\omega L} \text{sen}(\theta + 75^\circ) \quad (6.15)$$

$$i_b = 0.966 \frac{V_{\max}}{\omega L} \text{sen}(\theta + 75^\circ) \quad (6.16)$$

Para o intervalo II, as equações básicas do circuito são:

$$V_{\max} \cos\theta - v_x = L \frac{di_a}{dt} - N_2 \frac{d\phi_6}{dt} \quad (6.17)$$

$$V_{\max} \cos(\theta - 120^\circ) - v_x = L \frac{di_b}{dt} \quad (6.18)$$

$$V_{\max} \cos(\theta + 120^\circ) - v_x = L \frac{di_c}{dt} + N_1 \frac{d\phi_6}{dt} \quad (6.19)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (6.20)$$

$$N_2 i_a - N_1 i_c = 0 \quad (6.21)$$

Seguindo os mesmos passos adotados para o intervalo I, obtêm-se os seguintes resultados:

$$i_a = 0.707 \frac{V_{\max}}{\omega L} \text{sen}(\theta + 45^\circ) \quad (6.22)$$

$$i_b = 0.966 \frac{V_{max}}{\omega L} \text{sen}(\theta + 45^\circ) \quad (6.23)$$

$$i_c = 0.259 \frac{V_{max}}{\omega L} \text{sen}(\theta + 45^\circ) \quad (6.24)$$

A Figura 6.17 resume, para a fase a, os resultados obtidos em todos os intervalos de um ciclo de operação.

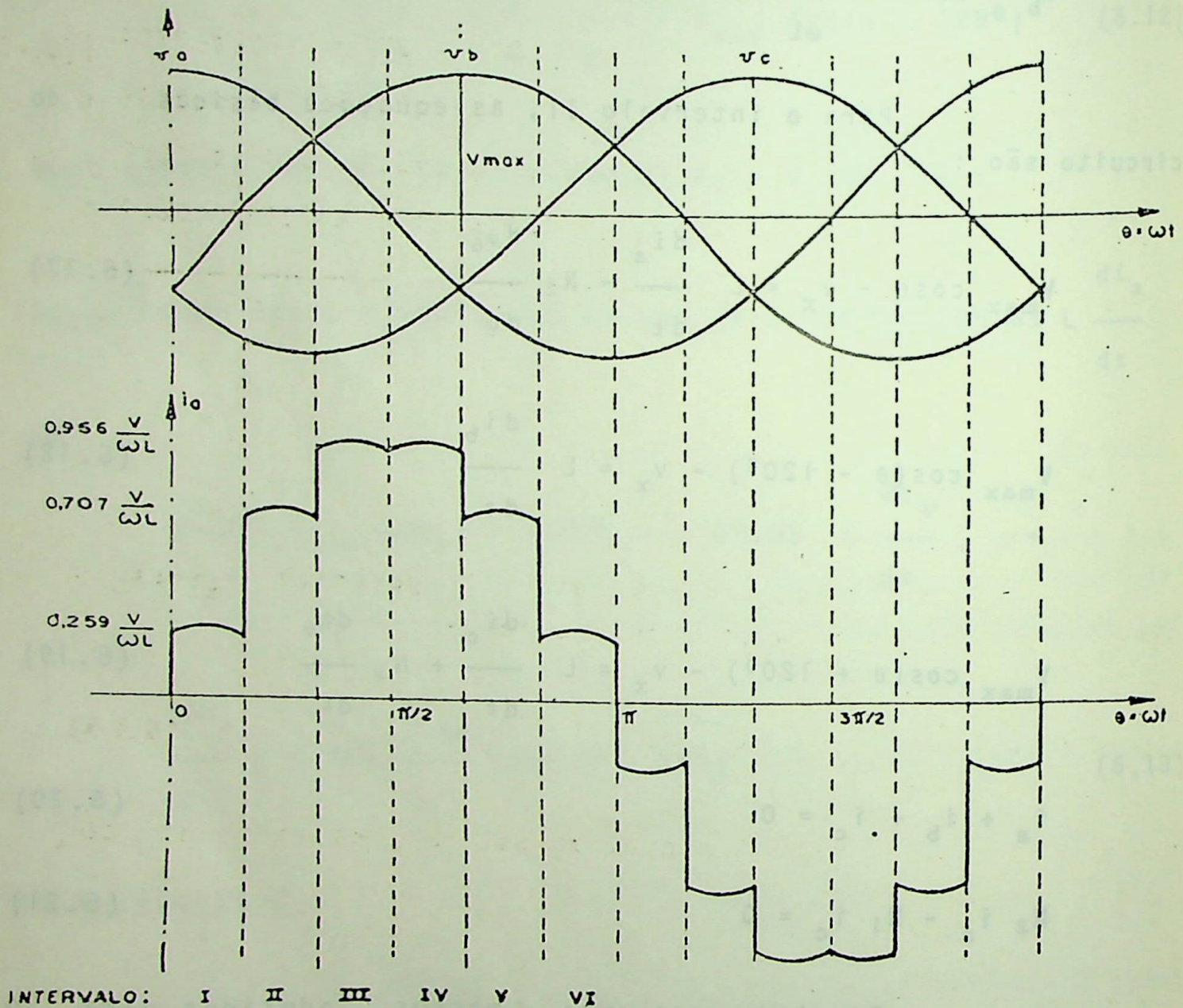


FIGURA 6.17 - Corrente na fase a de um reator do tipo Twin-tripler, sem malha de compensação.

6.5.1- Determinação dos Componentes Harmônicos

A corrente na fase a, já convenientemente particionada em intervalos, é descrita pelo conjunto de equações abaixo :

INTERVALO	EQUAÇÃO	LIMITES PARA θ
I	$0.259 I_{\max} \text{ sen}(\theta+75^\circ)$	$0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$ e $180^\circ \leq \theta \leq 210^\circ$
II	$0.707 I_{\max} \text{ sen}(\theta+45^\circ)$	$30^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ e $210^\circ \leq \theta \leq 240^\circ$
III	$0.966 I_{\max} \text{ sen}(\theta+15^\circ)$	$60^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ e $240^\circ \leq \theta \leq 270^\circ$
IV	$0.966 I_{\max} \text{ sen}(\theta-15^\circ)$	$90^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$ e $270^\circ \leq \theta \leq 300^\circ$
V	$0.707 I_{\max} \text{ sen}(\theta-45^\circ)$	$120^\circ \leq \theta \leq 150^\circ$ e $300^\circ \leq \theta \leq 330^\circ$
VI	$0.259 I_{\max} \text{ sen}(\theta-75^\circ)$	$150^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$ e $330^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$

(6.25)

onde :

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{\omega L} = \frac{V_{\max}}{X}$$

Portanto, para um intervalo genérico $\theta_a \leq \theta \leq \theta_b$, corrente pode ser descrita da seguinte forma :

$$i_a(\theta) \Big|_{\theta_a}^{\theta_b} = A \text{ sen}(\theta + \delta) \tag{6.26}$$

onde A e δ tomam, convenientemente, os valores mostrados no conjunto de equações (6.25)

- ANÁLISE DE FOURIER :

a) Componente Contínua (A_0)

Da figura 6.7, pode-se ver que o valor médio de $i_a(\theta)$ é igual a zero, portanto :

$$A_0 = 0 \tag{6.27}$$

b) Coefficiente do Termo em Cosseno (C_n):

$$C_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\theta) \cos(n\theta) d\theta$$

O resultado parcial de C_n , para um intervalo genérico $\theta_a \leq \theta \leq \theta_b$, é da forma:

$$C_n \Big|_{\theta_a}^{\theta_b} = \frac{A}{2\pi} \left[CO_1 \cos \delta + CO_2 \operatorname{sen} \delta \right]_{\theta_a}^{\theta_b} \quad (6.28)$$

onde :

$$CO_1 = \begin{cases} \operatorname{sen}^2 \theta & , \text{ para } n = 1 \\ \frac{\cos(n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\cos(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ para } n \neq 1 \end{cases}$$

$$CO_2 = \begin{cases} \theta + \frac{\operatorname{sen} 2\theta}{2} & , \text{ para } n = 1 \\ \frac{\operatorname{sen}(n+1)\theta}{(n-1)} + \frac{\operatorname{sen}(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ para } n \neq 1 \end{cases}$$

c) Coefficiente do Termo em Seno (D_n) :

$$D_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\theta) \operatorname{sen}(n\theta) d\theta ,$$

cujo resultado parcial, para um intervalo genérico

rico $\theta_a \leq \theta \leq \theta_b$, \bar{e} :

$$D_n \begin{vmatrix} \theta_b \\ \theta_a \end{vmatrix} = \frac{A}{2\pi} \begin{vmatrix} SI_1 \cos \delta & - SI_2 \sin \delta \\ \theta_b \\ \theta_a \end{vmatrix} \quad (6.29)$$

onde :

$$SI_1 = \begin{cases} \theta = \frac{\sin 2\theta}{2}, & \text{para } n = 1 \\ \frac{\sin(n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\sin(n+1)\theta}{(n+1)}, & \text{para } n \neq 1 \end{cases}$$

$$SI_2 = \begin{cases} -\sin^2 \theta, & \text{para } n = 1 \\ \frac{\cos(n-1)\theta}{(n-1)} + \frac{\cos(n+1)\theta}{(n+1)}, & \text{para } n \neq 1 \end{cases}$$

6.5.2- Controle da Tensão do Barramento

Seja o circuito mostrado abaixo, no qual se de
seja manter a tensão do barramento em um valor igual $\bar{a} V_{REF}$.

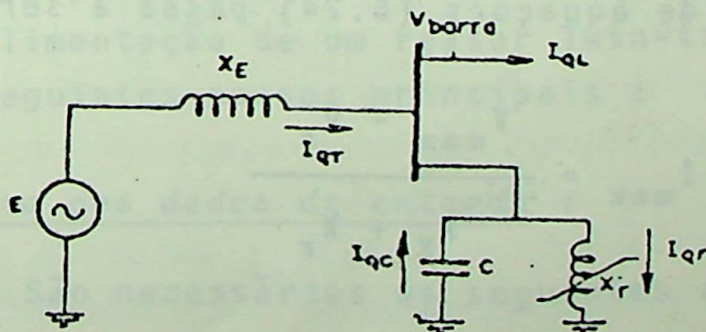


FIGURA 6.18 - Diagrama de um barramento com tensão con-
trolada por um reator \bar{a} núcleo saturado.

Tendo em mente que a influência da parte real das correntes, na tensão, pode ser desprezada, então:

• Se $V_{\text{barra}} \leq V_{\text{REF}}$:

$$I_{qr} = 0$$

• Se $V_{\text{barra}} > V_{\text{REF}}$:

$$I_{qr} = \frac{V_{\text{barra}} - V_{\text{REF}}}{X_E} \quad (6.30)$$

ou seja, o reator deve absorver uma corrente capaz de provocar, na reatância do sistema, uma queda de tensão igual à variação da tensão no barramento.

Em regime permanente, um reator a núcleo saturado pode ser representado pelo seguinte circuito :

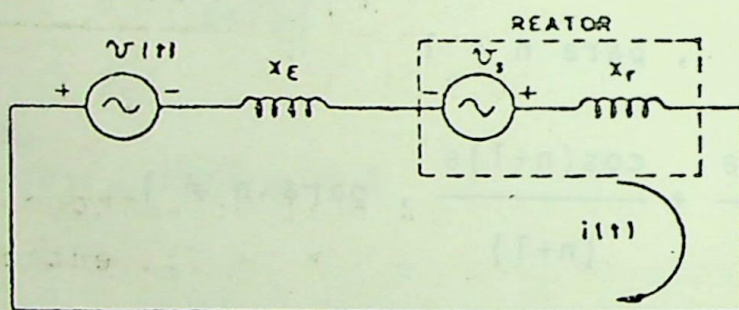


FIGURA 6.19 - Circuito equivalente a um reator saturado

I_{max} E, neste caso (regime permanente), a corrente do conjunto de equações (6.24) passa a ser dada por:

$$I_{\text{max}} = \frac{V_{\text{max}} - v_s}{X_E + X_r} \quad (6.31)$$

E assim sendo, o desenvolvimento das equações (6.28) e (6.29), para $n = 1$, resulta em :

$$\begin{aligned} C_1 &= 0 \\ e \\ D_1 &= 0.9775 \frac{V_{\max} - V_s}{X_E + X_r} \end{aligned}$$

portanto:

$$I_1 = 0.9775 \frac{V_{\text{barra}} - V_s}{X_E + X_r} \quad (\text{j\`a em valor eficaz}) \quad (6.32)$$

A comparaç\~ao de (6.30) com (6.32) d\~a :

$$V_s = V_{\text{barra}} - \left[\frac{X_E + X_r}{0.9775} \right] \left[\frac{V_{\text{barra}} - V_{\text{REF}}}{X_E} \right] \quad (6.33)$$

de onde se pode tirar que, se a reat\~ancia incremental do reator pode ser considerada desprez\~avel ($X_r = 0$), ent\~ao:

$$V_s \cong V_{\text{REF}} \quad (6.34)$$

6.5.3- Simulaç\~ao Digital

O programa que determina o conte\~udo harm\~onico da corrente de alimenta\~ao de um reator Twin-tripler, pode ser descrito pelos seguintes passos principais :

1\~o Passo - Leitura dos dados de entrada :

S\~ao necess\~arios os seguintes dados de entrada:

V_{REF} + valor eficaz da tens\~ao que se deseja manter no barramento (em P.U)

V_s + valor (em termos eficazes) da tens\~ao de satura\~ao do reator (em P.U)

- V_{barra} → valor eficaz da tensão que apareceria no barramento, para uma dada condição de carga, se o reator estivesse desconectado do sistema, e os capacitores em operação (em P.U)
- X_E → reatância equivalente do sistema (Thévenin) vista do barramento em estudo (em P.U)
- X_r → reatância incremental do reator (em P.U)

2º Passo - Cálculo dos coeficientes de Fourier :

Estes são calculados, para cada ordem harmônica, através das equações (6.28) e (6.29). É importante observar que nestas equações I_{max} deve ser calculado através da equação (6.31)

3º Passo - Cálculo da amplitude e do ângulo de fase:

As equações (6.35) e (6.36) abaixo, fornecem a amplitude e o ângulo de fase (medido em relação ao instante em que a tensão da fase a para o neutro passa por zero) do n-ésimo componente harmônico.

$$F_n = \sqrt{C_n^2 + D_n^2} \quad (6.35)$$

e

$$\beta_n = \tan^{-1} \left(\frac{C_n}{D_n} \right) - n \frac{\pi}{2} \quad (6.36)$$

Na página seguinte é mostrado o fluxograma correspondente a este programa.

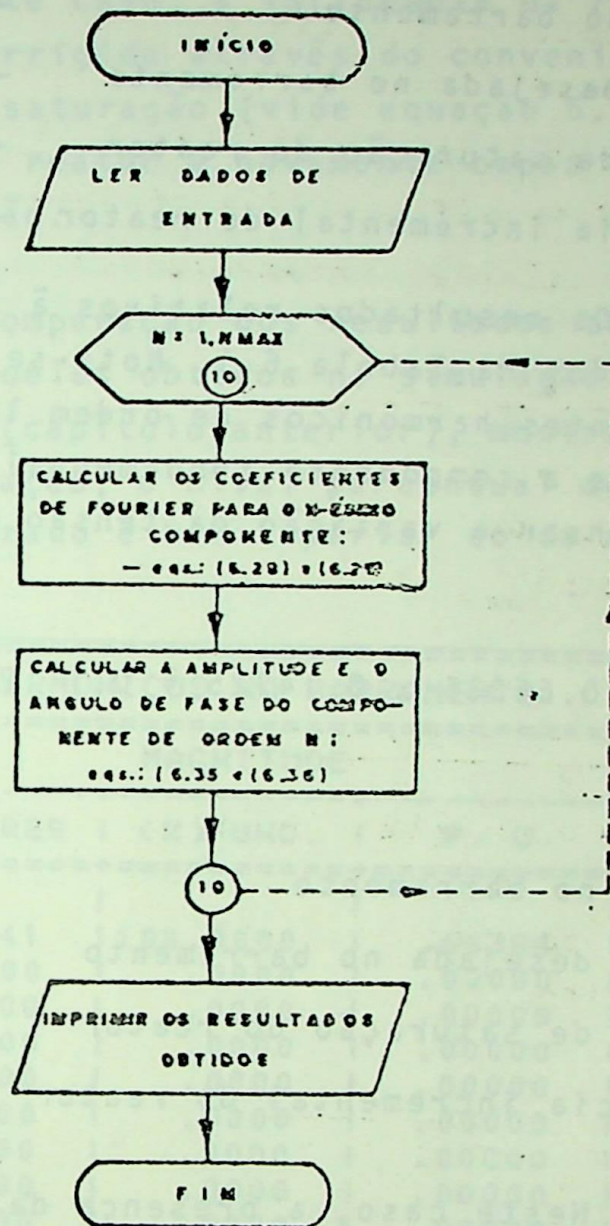


FIGURA 6.20 - Fluxograma do programa que calcula os componentes harmônicos produzidos por um compensador do tipo Twin-tripler

6.6 - RESULTADOS E CONCLUSÕES

A fim de comparar o nível de harmônicos produzidos pelos dois tipos de compensadores estudados neste trabalho (reator controlado por tiristores e reator à núcleo saturado), considerou-se que no mesmo sistema da VIBASA utilizado no capítulo anterior, a compensação de reativos fosse realizada através de um reator à núcleo saturado, nas seguintes situações.:

Caso (a) :

- tensão no barramento → $V_{\text{barra}} = 1.1 \text{ P.U}$
- tensão desejada no barramento → $V_{\text{REF}} = 1.0 \text{ P.U}$
- tensão de saturação do reator → $V_s = 1.0 \text{ P.U}$
- reatância incremental do reator → $X_r = 0$

Os resultados relativos à simulação dessa situação são apresentados na Tabela 6.1. Nota-se o aparecimento somente dos componentes harmônicos de ordem $12k \pm 1$ ($k = 1, 2, 3, \dots$), e, além disso, que a componente fundamental da corrente é suficiente para compensar a variação da tensão do barramento, como se pode verificar :

$$I_1 \cdot X_E = 0.66386 \times 0.14725 \cong 0.1 \text{ P.U}$$

Caso (b) :

- tensão no barramento → $V_{\text{barra}} = 1.1 \text{ P.U}$
- tensão desejada no barramento → $V_{\text{REF}} = 1.0 \text{ P.U}$
- tensão de saturação do reator → $V_s = 1.0 \text{ P.U}$
- reatância incremental do reator → $X_r = 0.1354 \text{ P.U}$

Neste caso, a presença da reatância incremental do reator não permite a total compensação da variação da tensão. A Tabela 6.2 mostra os resultados obtidos. Vê-se dali que $I_1 X_E = 0.34585 \times 0.14725 = 0.05093 \text{ P.U}$, ou seja, nesta situação o reator só consegue compensar cerca de 50% da variação da tensão do barramento.

Caso (c) :

- tensão no barramento → $V_{\text{barra}} = 1.1 \text{ P.U}$
- tensão desejada → $V_{\text{REF}} = 1.0 \text{ P.U}$
- tensão de saturação do reator → $V_s = 0.9036 \text{ P.U}$
- reatância incremental do reator → $X_r = 0.1354 \text{ P.U}$

Neste caso, a influência da reatância incremental do reator foi corrigida através do conveniente dimensionamento da sua tensão de saturação (vide equação 6.33). Verifica-se, na Tabela 6.3, que o reator é novamente capaz de compensar a variação total da tensão.

A comparação dos resultados obtidos para o reator saturado, com aqueles obtidos na simulação do reator controlado por tiristores (capítulo anterior), mostra que, pelo menos sem malha de compensação, o nível percentual dos harmônicos gerados pelo reator saturado é bem superior ao do reator controlado por tiristores.

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: UM					
ORDEN DO COMP.	AMPERES	MAGNITUDE (% FUND.)	P. U.	ANGULO DE FASE	
1	11666.441	100.0000	.66386	270.000	
2	.000	.0000	.00000	.000	
3	.000	.0000	.00000	.000	
4	.000	.0000	.00000	.000	
5	.000	.0000	.00000	.000	
6	.000	.0000	.00000	.000	
7	.000	.0000	.00000	.000	
8	.000	.0000	.00000	.000	
9	.000	.0000	.00000	.000	
10	.000	.0000	.00000	.000	
11	162.802	9.7695	.06486	90.000	
12	.000	.0000	.00000	.000	
13	116.287	6.9782	.04633	270.000	
14	.000	.0000	.00000	.000	
15	.000	.0000	.00000	.000	
16	.000	.0000	.00000	.000	
17	.000	.0000	.00000	.000	
18	.000	.0000	.00000	.000	
19	.000	.0000	.00000	.000	
20	.000	.0000	.00000	.000	
21	.000	.0000	.00000	.000	
22	.000	.0000	.00000	.000	
23	74.001	4.4407	.02949	90.000	
24	.000	.0000	.00000	.000	
25	62.616	3.7575	.02494	270.000	

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 6.1

+=====+				
! COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: DOIS !				
+=====+				
! ORDEM !	! MAGNITUDE !			! ANGULO !
! DO !	+-----+			! DE !
! CONP. !	! AMPERES !	! (%)FUND. !	! P. U. !	! FASE !
+=====+				
! 1 !	! 868.153 !	! 100.0000 !	! .34585 !	! 270.000 !
! 2 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 3 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 4 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 5 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 6 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 7 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 8 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 9 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 10 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 11 !	! 84.814 !	! 9.7695 !	! .03379 !	! 90.000 !
! 12 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 13 !	! 60.531 !	! 6.9782 !	! .02413 !	! 270.000 !
! 14 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 15 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 16 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 17 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 18 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 19 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 20 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 21 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 22 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 23 !	! 38.552 !	! 4.4407 !	! .01536 !	! 90.000 !
! 24 !	! .000 !	! .0000 !	! .00000 !	! .000 !
! 25 !	! 32.621 !	! 3.7575 !	! .01300 !	! 270.000 !
! !	! !	! !	! !	! !
+-----+				

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 6.2

COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO: TRES				
ORDEN	MAGNITUDE			ANGULO
DO				DE
COMP.	AMPERES	(%) FUND.	P. U.	FASE
1	1705.053	100.0000	.67925	270.000
2	.000	.0000	.00000	.000
3	.000	.0000	.00000	.000
4	.000	.0000	.00000	.000
5	.000	.0000	.00000	.000
6	.000	.0000	.00000	.000
7	.000	.0000	.00000	.000
8	.000	.0000	.00000	.000
9	.000	.0000	.00000	.000
10	.000	.0000	.00000	.000
11	166.574	9.7695	.06636	90.000
12	.000	.0000	.00000	.000
13	118.982	6.9782	.04740	270.000
14	.000	.0000	.00000	.000
15	.000	.0000	.00000	.000
16	.000	.0000	.00000	.000
17	.000	.0000	.00000	.000
18	.000	.0000	.00000	.000
19	.000	.0000	.00000	.000
20	.000	.0000	.00000	.000
21	.000	.0000	.00000	.000
22	.000	.0000	.00000	.000
23	75.776	4.4407	.03016	90.000
24	.000	.0000	.00000	.000
25	64.067	3.7575	.02552	270.000

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

TABELA 6.3



CAPÍTULO 7

FLUXO DE HARMÔNICOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

7.1 - INTRODUÇÃO

Nos capítulos anteriores foram obtidos programas digitais capazes de determinar o conteúdo harmônico da corrente de alimentação daquelas cargas consideradas, atualmente, as que mais problemas tem causado (sob o ponto de vista de harmônicos) aos sistemas elétricos em que são conectadas. Este capítulo apresenta uma maneira de se calcular como esses harmônicos, injetados em determinados barramentos, se distribuem ao longo do sistema alimentador (fluxo de harmônicos), e, em consequência, uma forma de se calcular as distorções harmônicas das tensões nos diversos barramentos.

7.2 - REPRESENTAÇÃO DOS ELEMENTOS DO SISTEMA

Neste trabalho, cada elemento do sistema (transformadores, linhas, cabos, cargas, etc...) é representado, de forma genérica, por um circuito "equivalente". Desta forma, os efeitos das capacitâncias (que para as frequências harmônicas mais elevadas, podem se tornar tão relevantes quanto os das indutâncias), são perfeitamente considerados. É evidente que esta não é a única forma de representação possível de se utilizar [16]-[18], porém, os bons resultados obtidos, em face à relativa simplicidade de formulação, justificam plenamente a sua adoção.

Para o caso de cargas de natureza não bem definida, a referência [17] recomenda uma representação shunt, com:

$$R_L = \frac{V_{LL}^2}{S_L(FP)} \quad (7.1)$$

$$L_L = \frac{V_{LL}^2}{\omega_0 S_L |1-(FP)^2|} \quad (7.2)$$

onde :

$\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 = frequência fundamental, em H_2)

V_{LL} = tensão fase-fase do barramento, em KV

R_L = resistência da carga, em ohms

L_L = indutância da carga, em henries

S_L = potência da carga, em MVA

FP = fator de potência da carga

Como este estudo destina-se principalmente a aplicações em sistemas industriais, o sistema alimentador da concessionária deve ser representado de uma forma simples^(*), mas que retrate o mais próximo possível o comportamento de sua impedância nas distintas frequências harmônicas. A complexa estrutura apresentada por esse sistema, torna muito difícil a sua representação por um elemento concentrado que realmente simule o seu comportamento em diferentes frequências. Nesse sentido as seguintes proposições tem sido apresentadas :

a) Medição direta [19]

Esta é a representação exata. Neste caso, devem ser efetuadas medições com um analisador de espectro, de forma a se obter, para cada frequência harmônica, a impedância apresentada pelo sistema alimentador, vista a partir do barramento de entrada.

(*) A formulação adotada é bastante geral, e nada impede que também se considere o sistema alimentador representado detalhadamente. Neste caso, a única limitação do programa é o número de barramentos, pois, para a representação de linhas de transmissão é recomendada a utilização de um circuito π equivalente para cada 10 a 15 km de linha.

b) utilização da impedância de curto-circuito |19|

Neste caso, dado o nível de curto-circuito no barramento alimentador, então adota-se:

$$L_s = \frac{V_s^2}{\omega_o S_{cc}} \quad (7.3)$$

$$R_{sn} = \frac{\omega_n L_s}{\text{tg } \phi} \quad (7.4)$$

onde :

L_s = indutância do sistema alimentador, em henries

V_s^2 = tensão fase-fase no barramento de entrada, em KV

S_{cc} = nível de curto-circuito no barramento de entrada, em MVA

ω_o = $2\pi f_o$ (f_o = frequência fundamental, em H_z)

R_{sn} = Resistência apresentada pelo sistema alimentador na n-ésima frequência harmônica

ω_n = $2\pi f_n$ (f_n = n-ésima frequência harmônica, em H_z)

ϕ = ângulo de impedância, normalmente tomado entre 75° e 85°

c) Circuito Hingorani |20|

Esta proposição consiste em representar o sistema alimentador por um circuito elétrico sintetizado a partir de um determinado número de valores apresentados pela impedância do sistema, em diferentes frequências, e obtidos através de um analisador de espectro.

d) Método da ASEA [21]

Este método, proposto na referência [19], consiste em representar a impedância do sistema, à n-ésima frequência harmônica, por :

$$\begin{aligned} Z_{n\max} &= 1000 \, \Omega, \text{ para todas as frequências harmônicas.} \\ Z_{n\min} &= Z_{f_0} \sqrt{n}, \text{ para } n \geq 10 \\ \phi &= \begin{cases} \pm 75^\circ, & \text{para } n \leq 13. \\ \pm 70^\circ, & \text{para } n \geq 23 \end{cases} \end{aligned} \quad (7.5)$$

onde :

- $Z_{n\max}$ = máxima impedância apresentada pelo sistema alimentador, à n-ésima frequência harmônica
- $Z_{n\min}$ = mínima impedância apresentada pelo sistema alimentador, à n-ésima frequência harmônica
- Z_{f_0} = mínima impedância do sistema alimentador, à frequência fundamental
- ϕ = ângulo de impedância
- n = ordem harmônica

À exceção do método apresentado em c), o programa desenvolvido permite, através de uma conveniente identificação, representar o sistema alimentador por qualquer uma dessas proposições.

7.3 - FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

Dado um sistema com NB barras, pode-se escrever, para cada ordem harmônica n.

$$\left[V_{BUS} \right]_n = \left[Y_{BUS} \right]_n^{-1} \left[I_{BUS} \right]_n \quad (7.6)$$

onde :

$$\left[V_{BUS} \right]_n = \text{vetor das tensões harmônicas de ordem } n \text{ nos barramentos do sistema (NBx1)}$$

$[Y_{BUS}]_n$ = matriz de admitância nodal do sistema para a n -ésima ordem harmônica ($NB \times NB$)

$[I_{BUS}]_n$ = vetor das correntes harmônicas de ordem n injetadas no sistema ($NB \times 1$)

Como pode ser visto, a solução do problema pode ser dividida em duas partes distintas :

- 1) A determinação das correntes harmônicas injetadas nos diversos barramentos do sistema (para cada ordem harmônica);
- 2) A obtenção da matriz de admitância nodal do sistema (também para cada ordem harmônica).

A primeira parte da solução (determinação do vetor de correntes harmônicas injetadas) é obtida através dos programas desenvolvidos nos capítulos anteriores. A forma de se obter a matriz de admitância nodal do sistema, considerando a representação adotada para cada elemento (circuito π), é o que vem explanado a seguir:

7.5.1 - Matriz de Admitância Nodal

Todos os elementos do sistema podem ser representados, de maneira bem geral, pelo esquema abaixo:

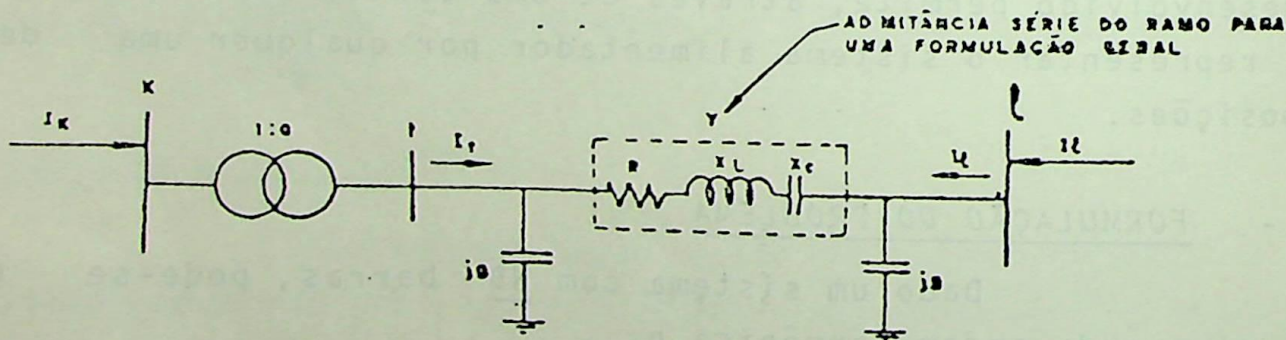


FIGURA 7.1 - Representação de um elemento genérico entre as barras k e l

de onde pode se escrever:

$$\begin{cases} I_t = (V_t - V_\ell) Y + j V_t B \\ I_\ell = (V_\ell - V_t) Y + j V_\ell B \end{cases} \quad (7.7)$$

mas, se $V_t = a V_k$, então:

$$\begin{cases} I_t = (a V_k - V_\ell) Y + j a V_k B \\ I_\ell = (V_\ell - a V_k) Y + j V_\ell B \end{cases} \quad (7.8)$$

e de $I_t = I_k / a^*$, vem:

$$\begin{cases} I_k = (Y + jB) |a|^2 V_k - a^* Y V_\ell \\ I_\ell = -a Y V_k + (Y + jB) V_\ell \end{cases} \quad (7.9)$$

Em forma matricial, (7.9) é escrito da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} I_k \\ - \\ I_\ell \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |a|^2(Y+jB) & | & -a^*Y \\ - & - & - \\ -aY & | & (Y+jB) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_k \\ - \\ V_\ell \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

Portanto, se:

$$\begin{bmatrix} I_k \\ - \\ I_\ell \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{kk} & | & y_{k\ell} \\ - & - & - \\ y_{\ell k} & | & y_{\ell\ell} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_k \\ - \\ V_\ell \end{bmatrix}$$

então:

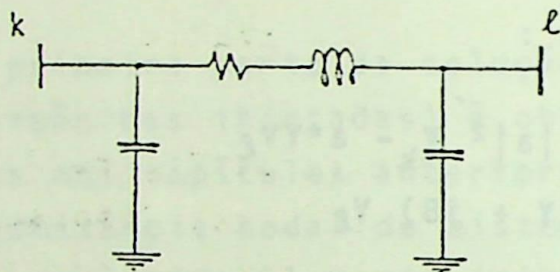
$$\left. \begin{aligned} y_{kk} &= |a|^2(Y+jB) \\ y_{k\ell} &= -a^2Y \\ y_{\ell k} &= -aY \\ y_{\ell\ell} &= Y + jB \end{aligned} \right\} \quad (7.11)$$

Elementos ligados unicamente a uma barra (motores, geradores, banco de capacitores, filtros, cargas em geral, etc...), podem ser considerados como linhas ligando a barra em questão à terra (referência). Neste caso, na matriz de admitâncias, somente o termo diagonal correspondente à essa barra será modificado.

À seguir, são mostradas as configurações que o ramo genérico apresentado na Figura 7.1 deve tomar para representar alguns dos elementos mais típicos de um sistema elétrico:

1) Cabos

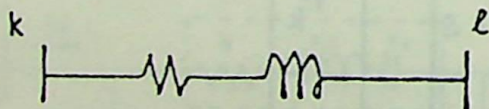
Um cabo com terminais k e l , é representado pelo seguinte circuito π :



que facilmente pode ser obtido na figura 7.1, fazendo-se $a = 1$ e $X_c = 0$

2) Linhas aéreas

Podem ser representadas da mesma forma que os cabos, ou, desprezando-se as capacitâncias, pelo seguinte circuito:



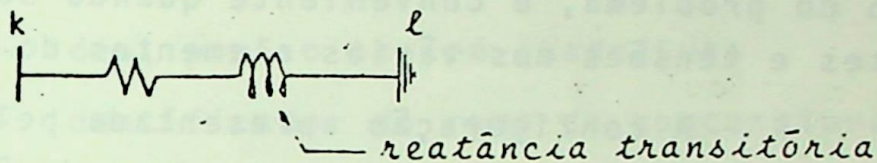
que também é imediatamente obtido da Figura 7.1, com $a = 1$, $B = 0$ e $X_c = 0$

3) Transformadores

Um transformador pode ser representado diretamente pelo circuito mostrado na Figura 7.1, desde que se faça $X_c = 0$.

4) Geradores

Podem ser representados por um ramo R - L ligando uma barra \bar{a} terra, ou seja:



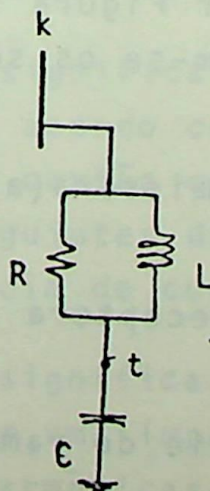
essa configuração pode ser obtida da Figura 7.1, fazendo-se : $a = 1$, $B = 0$, $X_c = 0$ e $l =$ referência. Caso seja interessante representar a capacitância própria dos geradores, para a conexão Y_4 será suficiente conectar um capacitor da barra k para a referência.

5) Motores

São representados de maneira similar aos geradores.

6) Filtros

Seja, por exemplo, um ramo de um filtro com a seguinte configuração:



Existem duas formas possíveis de representá-lo usando o circuito da Figura 7.1 :

- a) Considerar os ramos R e L como duas linhas, ligando a barra k a uma barra intermediária(t); e, o ramo C como uma linha ligando a barra intermediária a terra.
- b) Encontrar a admitância equivalente do filtro, e considerá-la como uma linha ligando a barra k a referência.

A primeira representação, apesar de aumentar a dimensão do problema, é conveniente quando se deseja conhecer as correntes e tensões nos vários elementos do filtro.

A configuração apresentada pela Figura 7.1 é bastante geral e facilmente pode ser adequada a representação de qualquer outro elemento específico.

7.4 - SIMULAÇÃO DIGITAL

O programa digital desenvolvido neste capítulo, usa, como sub-rotinas, todos aqueles outros desenvolvidos nos capítulos anteriores. Se o estudo de outros equipamentos, além daqueles estudados neste trabalho, tornar-se necessário, a estrutura do programa é tal que facilmente permitirá a adição de outras sub-rotinas. Esse programa, dividido nos seus principais passos, é a seguir descrito :

1º Passo - Leitura dos dados do sistema :

Cada elemento do sistema é tratado como um ramo genérico entre duas barras (ver Figura 7.1). Da maneira mais geral possível, para cada ramo tem-se os seguintes dados de entrada :

- NOMEMI → nome da barra emissora (alfanumérico com até 10 caracteres)
- NOMEREC → nome da barra receptora (alfanumérico com até 10 caracteres)
- RSERIE → resistência série do ramo (em P.U)

- XLSERIE → reatância indutiva série do ramo (em P.U - à frequência fundamental)
- XC SERIE → reatância capacitiva série do ramo (em P.U - à frequência fundamental)
- BSHUNT → susceptância shunt total do ramo à frequência fundamental (em P.U)
- TP → valor do tap em fase (sempre do lado da barra receptora)
- TQ → idem, para o tap em quadratura
- CODIGO → identificador do ramo da concessionária

Não é necessária nenhuma ordem específica de entrada de ramos, pois a leitura é efetuada por uma sub-rotina que numera cada linha e cada nova barra à medida em que vão sendo lidas.

O ramo correspondente à representação da concessionária será identificado pela variável CODIGO, da seguinte forma :

CODIGO = 1 → significa que os valores da impedância do sistema alimentador, nas várias frequências harmônicas, foram obtidos através de medições. Neste caso, após o cartão identificador devem ser fornecidos os valores das impedâncias (módulo e ângulo) e as correspondentes frequências harmônicas.

CODIGO = 2 → significa que o sistema alimentador será representado de acordo com a proposição b) (ver item 7.2). Neste caso, o cartão correspondente à esse ramo conterá somente os seguintes dados: NOMEEMI; XLSERIE (com o valor da reatância de curto-circuito); e CODIGO (igual a 2).

CODIGO = 3 → significa que o sistema alimentador será representado por uma impedância igual à 1000Ω em todas as frequências harmônicas (ver item 7.2 - método da ASEA). O ângulo de impedância adotado (ϕ) pode ser lido no mesmo

cartão, no campo correspondente à variável BSHUNT.

CÓDIGO = 4 → significa que o sistema alimentador será re-
presentado de acordo com a equação (7.5). Neste caso, a
impedância de curto-circuito (Z_{fo}) deve ser lida no cam-
po correspondente a XLSÉRIE, e o ângulo de impedância,
(ϕ), no campo correspondente à BSHUNT.

2º Passo - Impressão dos dados do sistema

Os dados do sistema são impressos imediatamente
após a sua leitura.

3º Passo - Leitura dos dados de 1(uma) barra com carga geradora de harmônicos

Neste passo identifica-se, uma à cada vez, as
barras que alimentam cargas geradoras de harmônicos. Se uma de-
terminada barra possuir mais que um tipo dessas cargas, então
ela deve passar por esse estágio tantas vezes quantas forem as
cargas especiais que ela alimenta.

São os seguintes os dados lidos neste passo:

NOMEBAR → nome da barra à qual encontra-se conectada a
carga produtora de harmônicos (alfanumérico com
até 10 caracteres).

VBARRA → tensão eficaz da barra (em P.U)

VBASE → tensão base na barra (em KV). É conveniente
observar que, uma vez definida a tensão base
de um determinado barramento, a tensão base
nos demais barramentos deve ser definida de
forma coerente com os transformadores existen-
tes.

TIPO → identificador da carga conectada. Se

TIPO = 1 → instalação^o conversora

TIPO = 2 → instalação semi-conversora

TIPO = 3 → forno à arco

- TIPO = 4 reator controlado por tiristores
- TIPO = 5 reator a núcleo saturado
- TIPO = 6 indica que os componentes harmônicos foram obtidos através de medições.

4º Passo - Determinação dos componentes harmônicos produzidos pela carga.

De acordo com o valor dado à variável TIPO, sub-rotina apropriada calculará o conteúdo harmônico da corrente de alimentação da carga em estudo. Também neste passo, é feita a composição dos harmônicos produzidos pela carga em processamento, com aqueles resultantes de outras possíveis cargas já processadas, na mesma barra^(*).

Se ainda existir barramentos alimentando cargas geradoras de harmônicos, volta-se ao passo 3, caso contrário segue-se ao passo 5.

5º Passo - Construção da matriz de admitância nodal do sistema para a frequência harmônica n:

Para a n-ésima frequência harmônica, os elementos de cada ramo sofrem as seguintes correções (em relação à frequência fundamental):

$$\left. \begin{aligned} X_{L_n} &= nX_{L_1} \\ X_{C_n} &= X_{C_1}/n \\ B_n &= nB_1 \\ R_n &= R_1 \end{aligned} \right\} \quad (7.10)$$

(*) A sub-rotina responsável por isso é aquela desenvolvida no capítulo 4 sob o nome de HARMCOMP.

onde:

- XL_1 → reatância indutiva série do ramo $\bar{\omega}$ frequência fundamental
- XL_n idem, $\bar{\omega}$ n-ésima frequência harmônica
- XC_1 → reatância capacitiva série do ramo $\bar{\omega}$ frequência fundamental
- XC_n → idem, $\bar{\omega}$ n-ésima frequência harmônica
- B_1 → susceptância shunt do ramo $\bar{\omega}$ frequência fundamental
- B_n → idem, $\bar{\omega}$ n-ésima frequência harmônica
- R_1 → resistência série do ramo $\bar{\omega}$ frequência fundamental
- R_n → idem, $\bar{\omega}$ n-ésima frequência harmônica

Feito isso, o conjunto de equações (7.11) fornece os elementos da matriz de admitância nodal, correspondentes $\bar{\omega}$ esse ramo.

6º Passo - Inversão da matriz de admitância nodal

O sistema computacional HP-3000 utilizado na EFEI, apresenta, na sua biblioteca científica, uma sub-rotina para inverter matrizes complexas, utilizando o processo de Shipley-Colleman. O programa desenvolvido neste trabalho usa essa sub-rotina para inverter a matriz de admitâncias $\bar{\omega}$ cada frequência harmônica.

7º Passo - Cálculo das tensões harmônicas de ordem n nos barramentos do sistema

De posse da matriz de admitâncias e do vetor de injeção de correntes para a n-ésima frequência harmônica, o cálculo das tensões harmônicas de ordem n nos barramentos do sistema pode ser feito imediatamente através da equação (7.4).

8º Passo - Cálculo das correntes harmônicas de ordem n nas linhas do sistema

A corrente harmônica de ordem n em uma linha genérica ligando a barra k à barra ℓ , é dado por:

$$I_{k\ell n} = \frac{aV_{kn} - V_{\ell n}}{Y_{k\ell n}} \quad (7.11)$$

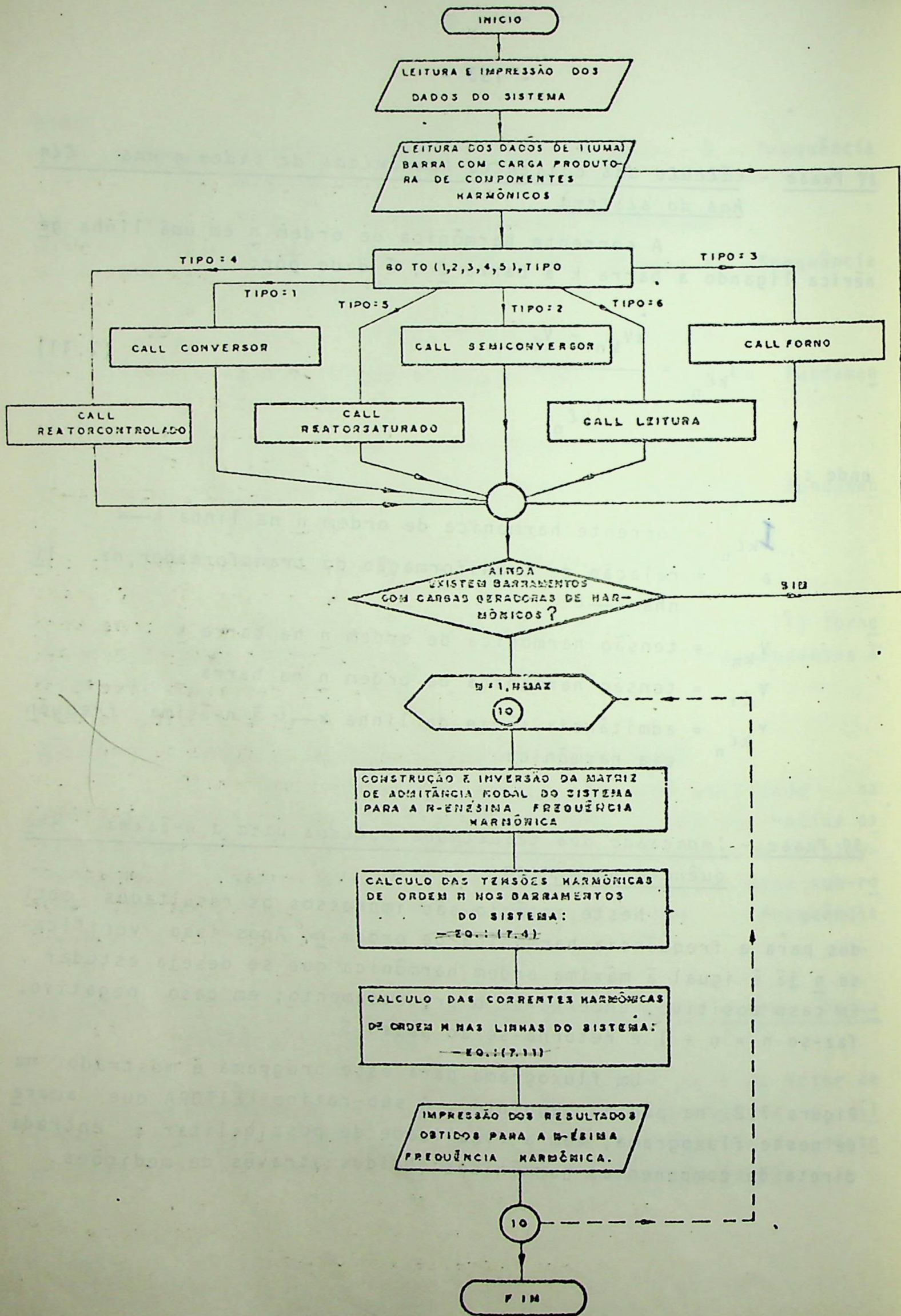
onde :

- $I_{k\ell n}$ = corrente harmônica de ordem n na linha $k-\ell$
- a = relação de transformação do transformador na linha $k-\ell$
- V_{kn} = tensão harmônica de ordem n na barra k
- $V_{\ell n}$ = tensão harmônica de ordem n na barra ℓ
- $Y_{k\ell n}$ = admitância série da linha $k-\ell$ à n -ésima frequência harmônica

9º Passo - Impressão dos resultados obtidos para a n -ésima frequência harmônica

Neste estágio são impressos os resultados obtidos para a frequência harmônica de ordem n . Após isso verifica-se se n já é igual à máxima ordem harmônica que se deseja estudar. Em caso positivo, encerra-se o processamento; em caso negativo, faz-se $n = n + 1$ e retorna-se ao passo 5.

Um fluxograma para esse programa é mostrado na Figura 7.2. na página seguinte. A sub-rotina LEITORA que aparece neste fluxograma, tem a finalidade de possibilitar a entrada direta de componentes harmônicos obtidos através de medições.



7.5 - RESULTADOS E CONCLUSÕES

Dentre os diversos sistemas analisados durante o desenvolvimento deste trabalho, discute-se a seguir aquele cujo diagrama unifilar é mostrado na Figura 7.3, na página seguinte. Este sistema foi extraído da referência [17], onde também é feito um estudo de análise harmônica. Os resultados ali obtidos confirmam a aplicabilidade do programa desenvolvido neste trabalho, pois, apesar das possíveis diferenças de dados (visto que naquela publicação somente é apresentado um diagrama unifilar com dados bastante gerais), os espectros de tensões harmônicas nas barras do sistema foram bastante semelhantes). A tabela 7.1 mostra os dados desse sistema, na base de 10MVA-23KV, modelados da forma em que foram utilizados no programa.

A Tabela 7.2 mostra o conteúdo harmônico da corrente de alimentação do conversor conectado à barra ⑧. Considerando que o banco de capacitores ligado à essa barra pode apresentar um dos valores mostrados na Figura 7.3 (0 MVAR; 1,2 MVAR; ou 2,4 MVAR), fez-se um estudo para cada uma dessas possíveis situações. As Tabelas 7.3 a 7.8 mostram os resultados obtidos para a 5ª, 7ª, e 11ª ordens harmônicas, quando considerou-se que o banco de capacitores estava desconectado do sistema ($Q_c = 0 \text{ MVAR}$, ou $X_c = \infty$). As tabelas 7.9 a 7.20 fazem o mesmo para as situações em que considerou-se $Q_c = 1,2 \text{ MVAR}$ (Tabelas 7.9 a 7.14) e $Q_c = 2,4 \text{ MVAR}$ (Tabelas 7.15 a 7.20). Pode-se notar, comparando os resultados de cada uma dessas situações, que o banco de capacitores pode ocasionar uma ressonância harmônica próxima das frequências geradas. Por exemplo, quando $Q_c = 1,2 \text{ MVAR}$, a tensão de 11º harmônico na barra ⑧ é maior do que as tensões de 5º e 7º harmônicos nessa barra. No entanto, quando $Q_c = 2,4 \text{ MVAR}$, a tensão de 7º harmônico supera as outras, e chega a alcançar um valor igual à 26% da tensão base.

A influência de um filtro na barra ⑧ é evidenciada nas Tabelas 7.20 a 7.26. Nelas são mostrados os resultados das tensões e correntes de 5º, 7º e 11º harmônicos, quando considerou-se que nessa barra estivesse conectado um filtro para o 5º harmônico, com as seguintes características básicas:

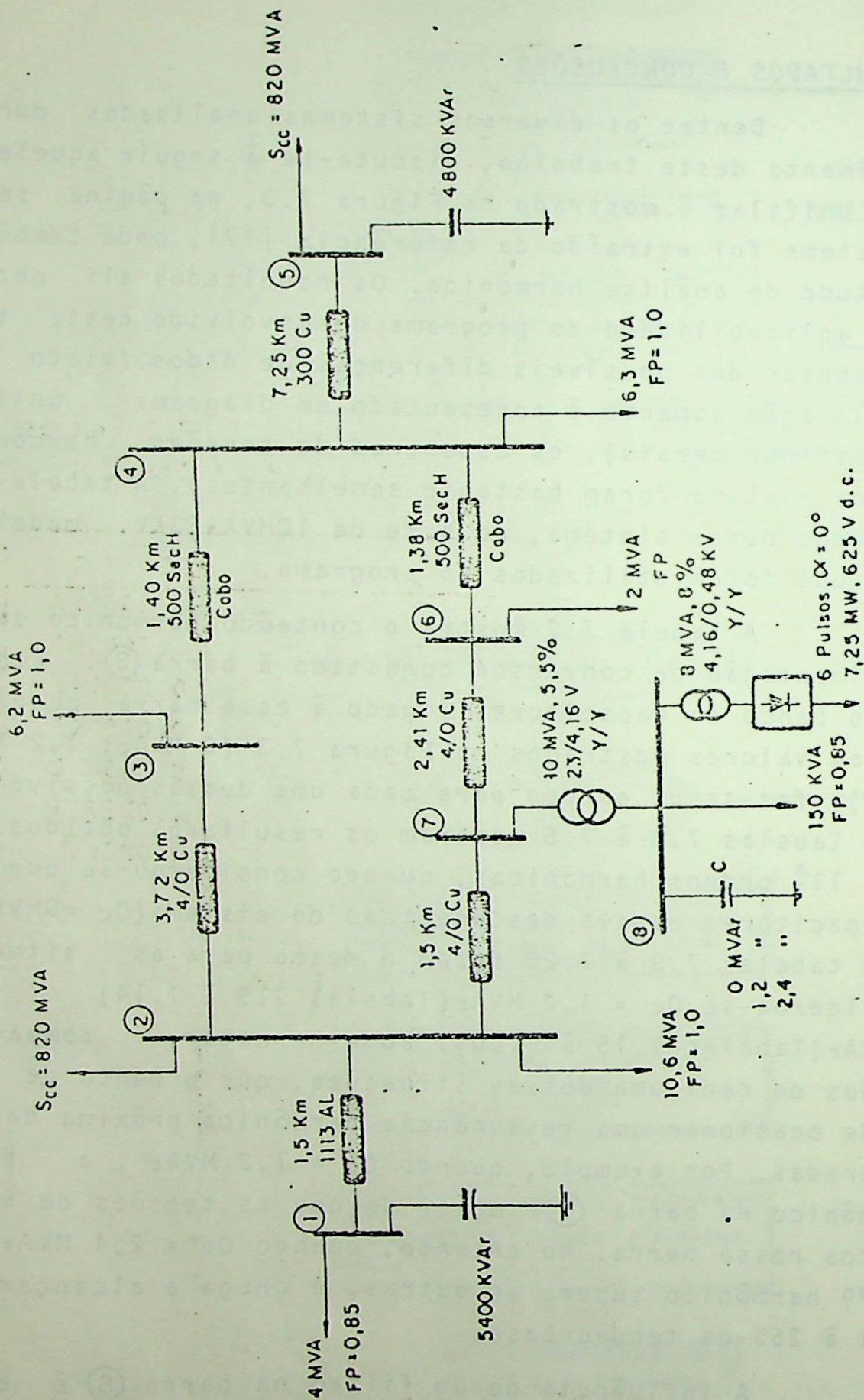
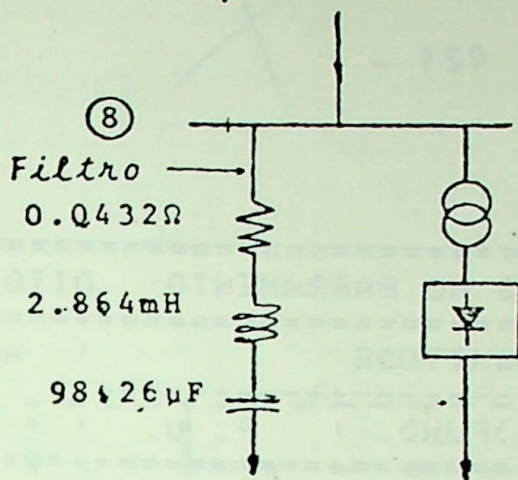


FIGURA 7,3 - Diagrama unifilar do sistema utilizado para estudo



A comparação das Tabelas 7.3 a 7.8 com as Tabelas 7.20 a 7.26 deixa notória a influência do filtro.

LINHA	R	X_L	X_C	B_{SHUNT}
1 - 2	0.001659	0.009471		0.000177
2 - 3	0.013242	0.028009		0.000060
2 - 7	0.005339	0.011294		0.000148
3 - 4	0.002204	0.002615		0.015591
4 - 5	0.018310	0.052778		0.000032
4 - 6	0.002178	0.002585		0.015772
6 - 7	0.008579	0.018145		0.000092
7 - 8		0.055000		
1 - 0	2.9412			
1 - 0		9.009	1.8519	
1 - 0				
2 - 0	0.9434			
2 - 0		0.0122		
3 - 0	1.6129			
4 - 0	1.5873			
5 - 0		0.0122		
5 - 0			2.0833	
6 - 0	5.0			
8 - 0	7.8431			
8 - 0		24.024		
8 - 0			∞ 8.3333 4.1667 2.7778	

TABELA 7.1 - Dados do sistema da Figura 7.3
 Base 10 MVA/23 KV
 Barra 0 identifica a referência (terra)



COMPONENTES HARMONICOS NO BARRAMENTO OITO				
ORDEN DO COMP.	AMPERES	MAGNITUDE (% FUND.)	P. U.	ANGULO DE FASE
1	1038.962	100.0000	.74861	344.777
2	.000	.0000	.00000	.000
3	.000	.0000	.00000	.000
4	.000	.0000	.00000	.000
5	186.534	17.9539	.13440	283.321
6	.000	.0000	.00000	.000
7	119.334	11.4859	.08598	71.783
8	.000	.0000	.00000	.000
9	.000	.0000	.00000	.000
10	.000	.0000	.00000	.000
11	53.933	5.1910	.03886	4.935
12	.000	.0000	.00000	.000
13	36.172	3.4816	.02606	328.019
14	.000	.0000	.00000	.000
15	.000	.0000	.00000	.000
16	.000	.0000	.00000	.000
17	16.577	1.5955	.01194	240.431
18	.000	.0000	.00000	.000
19	12.516	1.2046	.00902	189.230
20	.000	.0000	.00000	.000
21	.000	.0000	.00000	.000
22	.000	.0000	.00000	.000
23	9.733	.9368	.00701	91.258
24	.000	.0000	.00000	.000
25	8.844	.8513	.00637	47.998

* CORRENTES DADAS EM VALORES EFICAZES, E SEMPRE REFERIDAS A TENSÃO DO BARRAMENTO.

***** TENSÕES HARMONICAS DE ORDEN 5 ***							
BARRA	NOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE		
NUM.							
1	UM		.8939	.008939	358.2172		
2	DOIS		.7813	.007813	359.5641		
3	TRES		.9169	.009169	356.6309		
4	SETE	1.3222	1.3222	.013222	.8809		
5	QUATRO		.9303	.009303	356.8043		
6	CINCO		.1979	.001979	359.9296		
7	SEIS		.9799	.009799	357.1790		
8	UITO	4.9809	4.9809	.049809	8.0486		

TABELA 7.3

*** CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEM 5 ***										
LINHÁ	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	AMPERES	CORRENTE EFICAZ	P. U.	ANGULO DE FASE				
1	UN	DOIS	6.0623	.024151		260.9837				
2	DOIS	TRES	2.5416	.010125		75.7297				
3	DOIS	SETE	23.9732	.095502		98.1850				
4	TRES	QUATRO	3.3611	.013390		111.0209				
5	QUATRO	CINCO	6.9533	.027700		269.9297				
6	QUATRO	SEIS	12.5475	.049986		106.7224				
7	SEIS	SETE	9.6444	.038420		106.6969				
8	SETE	OITO	33.5254	.133556		100.6230				
9	UN		.7629	.003039		359.2172				
10	UN		.0498	.000198		268.2172				
11	UN		6.0584	.024135		89.2172				
12	DOIS		32.1498	.128076		269.5641				
13	DOIS		2.0788	.008281		359.5641				
14	TRES		1.4270	.005685		356.6309				
15	QUATRO		1.4712	.005861		356.8043				
16	CINCO		8.1458	.032450		269.9296				
17	CINCO		1.1926	.004751		89.9296				
18	SEIS		.4920	.001960		357.1790				
19	OITO		8.8139	.006351		8.0486				
20	OITO		.5755	.000415		278.0486				

TABELA 7.4

*** TENSÕES HARMONICAS DE ORDEN 7 ***						
BARRA	NOME	(%)	TENSAO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE	
1	UM	1.2026		.012026	135.0845	
2	DOIS	.9038		.009038	137.2797	
3	TRES	.9934		.009934	134.4917	
4	SETE	1.2608		.012608	141.8658	
5	QUÁTRÔ	1.0021		.010021	134.8822	
6	CINCO	.2452		.002452	137.0257	
7	SEIS	1.0474		.010474	135.7186	
8	OITO	4.5971		.045971	153.2118	

TABELA 7.5

*** CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEM 7 ***									
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	AMPERES	CORRENTE EFICAZ	P. U.	ANGULO DE FASE			
1	UM	DOIS	11.4151	.045474		39.9245			
2	DOIS	TRES	1.2881	.005132		202.5109			
3	DOIS	SETE	14.7529	.058771		244.6595			
4	TRES	QUATRO	1.7046	.006791		270.5976			
5	QUATRO	CINCO	5.1284	.020470		47.0257			
6	QUATRO	SEIS	7.4841	.029815		251.4130			
7	SEIS	SETE	6.6762	.026596		255.0773			
8	SETE	OITO	21.3457	.085035		247.9022			
9	UM	UM	1.0264	.004089		135.0845			
10	UM	UM	.0479	.000191		45.0844			
11	UM	UM	11.4104	.045456		225.0845			
12	DOIS	DOIS	26.5649	.105827		47.2796			
13	DOIS	DOIS	2.4048	.009580		137.2797			
14	TRES	TRES	1.5461	.006159		134.4917			
15	QUATRO	QUATRO	1.5848	.006313		134.8822			
16	CINCO	CINCO	7.2063	.029709		47.0256			
17	CINCO	CINCO	2.0678	.008238		227.0257			
18	SEIS	SEIS	.5258	.002095		135.7186			
19	OITO	OITO	8.1347	.005861		153.2118			
20	OITO	OITO	.3794	.000273		63.2117			

TABELA 7.6

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEN 11 ***							
BARRA	NOME	TENSÃO EFICAZ	(%)	P.U.	ÂNGULO DE FASE		
NUM.							
1	UM	1.1160		.011160	295.0151		
2	DÓIS	.4301		.004301	301.7599		
3	TRES	.2497		.002497	314.9432		
4	SETE	.2194		.002194	4.3541		
5	QUATRO	.2344		.002344	318.4167		
6	CINCO	.1037		.001037	319.4243		
7	SEIS	.2261		.002261	323.2042		
8	OITO	2.3467		.023467	85.1968		

TABELA 7.7

*** CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEM 11 ***									
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	CORRENTE EFICAZ	AMPERES	P.U.	ÂNGULO DE FASE			
NUN.									
1	UN	DOIS	16.6443		.066306	201.7341			
2	DOIS	TRES	1.5906		.006336	197.2740			
3	DOIS	SETE	7.7204		.030756	183.5953			
4	TRES	QUATRO	1.9417		.007735	187.5469			
5	QUATRO	CINCO	.6651		.002251	229.4243			
6	QUATRO	SEIS	1.9423		.007738	168.8553			
7	SEIS	SETE	1.9688		.007843	168.5072			
8	SETE	OITO	9.6340		.038379	180.5503			
9	UN		.9525		.003794	295.0151			
10	UN		.0283		.000113	205.0150			
11	UN		16.6400		.066289	25.0151			
12	DOIS		8.0444		.032047	211.7599			
13	DOIS		1.1443		.004559	301.7599			
14	TRES		.3897		.001548	314.9432			
15	QUATRO		.3707		.001477	318.4167			
16	CINCO		1.9392		.007725	229.4243			
17	CINCO		1.3741		.005474	49.4242			
18	SEIS		.1135		.000452	323.2042			
19	OITO		4.1526		.002992	85.1968			
20	OITO		.1232		.000089	355.1969			

TABELA 7.8

BARRA	NOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE
1	UM	1.1477		.011477	356.7141
2	DOIS	1.0031		.010031	358.0609
3	TRES	1.1773		.011773	355.1277
4	SETE	1.6976		.016976	359.3777
5	QUATRO	1.1944		.011944	355.3011
6	CINCO	.2542		.002542	358.4263
7	SEIS	1.2582		.012582	355.6758
8	OITO	6.3952		.063952	6.5454

TABELA 7.9

		CORRENTES HARMONICAS DE ORDEN 5 ***				
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	AMPERES	CORRENTE EFICAZ	P. U.	ÂNGULO DE FASE
1	UN	DOIS	7.7837	.031008		259.4804
2	DOIS	TRES	3.2633	.013000		74.2265
3	DOIS	SETE	30.7802	.122620		96.6818
4	TRES	QUATRO	4.3154	.017191		109.5173
5	QUATRO	CINCO	8.9277	.035565		268.4265
6	QUATRO	SEIS	16.1103	.064179		105.2253
7	SEIS	SETE	12.3828	.049330		105.1937
8	SETE	OITO	43.0446	.171478		99.1198
9	UN	UN	.9795	.003902		356.7141
10	UN	UN	.0640	.000255		266.7141
11	UN	UN	7.7786	.030988		86.7140
12	DOIS	DOIS	41.2784	.164441		268.0610
13	DOIS	DOIS	2.6691	.010633		358.0609
14	TRES	TRES	1.8322	.007299		355.1277
15	QUATRO	QUATRO	1.8889	.007525		355.3011
16	CINCO	CINCO	10.4587	.041664		268.4264
17	CINCO	CINCO	1.5312	.006100		88.4264
18	SEIS	SEIS	.6317	.002516		355.6758
19	OITO	OITO	11.3165	.008154		6.5454
20	OITO	OITO	.7389	.000532		276.5454
21	OITO	OITO	53.2542	.038371		96.5453

TABELA 7.10

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEM 7 ***							
BARRA	NUM.	NOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE	
1	1	UN	2.1477		.021477	128.2189	
2	2	DOIS	1.6141		.016141	130.4141	
3	3	TRES	1.7742		.017742	127.6262	
4	4	SETE	2.4303		.024303	135.0003	
5	5	QUATRO	1.7897		.017897	128.0167	
6	6	CINCO	.4378		.004378	130.1601	
7	7	SEIS	1.8706		.018706	128.8530	
8	8	OITO	8.2101		.082101	146.3463	

TABELA 7.11

CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEN 7 ***						
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	CORRENTE EFICAZ	AMPERES	P. U.	ÂNGULO DE FASE
1	UM	DOIS	20.3866	.081215		33.0590
2	DOIS	TRES	2.3005	.009165		195.6452
3	DOIS	SETE	26.3476	.104961		237.7940
4	TRES	QUATRO	3.0994	.012128		263.7326
5	QUATRO	CINCO	9.1770	.036553		40.1602
6	QUATRO	SEIS	13.3662	.053247		244.5475
7	SEIS	SETE	11.9234	.047499		249.2119
8	SETE	OITO	38.1222	.151868		241.0367
9	UM	UM	1.8330	.007302		129.2189
10	UM	UM	.0855	.000341		38.2189
11	UM	UM	20.3783	.081182		218.2189
12	DOIS	DOIS	47.4434	.189001		40.4141
13	DOIS	DOIS	4.2948	.017109		130.4141
14	TRES	TRES	2.7613	.011000		127.6262
15	QUATRO	QUATRO	2.8303	.011275		128.0167
16	CINCO	CINCO	12.8700	.051270		40.1602
17	CINCO	CINCO	3.6930	.014712		220.1601
18	SEIS	SEIS	.9391	.003741		128.8530
19	OITO	OITO	14.5281	.010469		146.3463
20	OITO	OITO	.6776	.000488		56.3462
21	OITO	OITO	95.7145	.068965		226.3463

TABELA 7.12

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEM 11 ***							
BARRA	NUM.	MONTE	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE	
1		UM	4.4071		.044071	262.8450	
2		DOIS	1.6983		.016983	269.5899	
3		TRES	.9862		.009862	282.7730	
4		SETE	.8665		.008665	332.1840	
5		QUATRO	.9256		.009256	286.2466	
6		CINCO	.4094		.004094	287.2542	
7		SEIS	.8927		.008927	291.0341	
8		OITO	9.2672		.092672	53.0267	

TABELA 7.13

LIHÁ	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	CORRENTE EFICAZ	AMPÈRES	P. U.	ÂNGULO DE FASE
1	UM	DOIS	65.7282	.261842		169.5641
2	DOIS	TRES	6.2811	.025022		165.1039
3	DOIS	SETE	30.4877	.121454		151.4253
4	TRES	QUATRO	7.6677	.030546		155.3767
5	QUATRO	CINCO	2.2314	.008889		197.2542
6	QUATRO	SEIS	7.6701	.030555		136.6852
7	SEIS	SETE	7.7747	.030972		136.3371
8	SETE	OITO	38.0444	.151558		148.3802
9	UM		3.7613	.014984		262.8450
10	UM		.1116	.000445		172.8450
11	UM		65.7112	.261775		352.8449
12	DOIS		31.7673	.126552		179.5898
13	DOIS		4.5189	.018002		269.5899
14	TRES		1.5349	.006114		282.7730
15	QUATRO		1.4638	.005831		286.2466
16	CINCO		7.6579	.030507		197.2542
17	CINCO		5.4263	.021617		17.2541
18	SEIS		.4482	.001785		291.0341
19	OITO		16.3986	.011816		53.0267
20	OITO		.4867	.000351		323.0267
21	OITO		169.7734	.122327		143.0267

TABELA 7.14

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEN 5 ***							
BARRA	NOME	(%)	TENSAO EFICAZ	P. U.	ÂNGULO DE FASE		
NUM.							
1	UM	1.6001	.016001		354.0227		
2	DOIS	1.2984	.013984		355.3696		
3	TRES	1.6413	.016413		352.4363		
4	SETE	2.2667	.022667		356.6865		
5	QUATRO	1.6652	.016652		352.6099		
6	CINCO	.3543	.003543		355.7351		
7	SEIS	1.7541	.017541		352.9846		
8	OITO	8.9157	.089157		3.8541		

TABELA 7.15

*** CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEM 5 ***									
LINHÁ	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	AMPERES	CORRENTE EFICAZ	P. U.	ANGULO DE FASE			
NUM.									
1	UM	DOIS	10.8514	.043229		256.7892			
2	DOIS	TRES	4.5494	.018124		71.5353			
3	DOIS	SETE	42.9113	.170946		93.9906			
4	TRES	QUATRO	6.0162	.023967		106.8265			
5	QUATRO	CINCO	12.4462	.049582		265.7353			
6	QUATRO	SEIS	22.4597	.099473		102.5340			
7	SEIS	SETE	17.2631	.069771		102.5024			
8	SETE	UITO	60.0093	.239060		96.4286			
9	UM		1.3656	.005440		354.0227			
10	UM		.0892	.000355		264.0227			
11	UM		10.8443	.043201		84.0227			
12	DOIS		57.5470	.229251		265.3696			
13	DOIS		3.7210	.014823		355.3696			
14	TRES		2.5544	.010176		352.4363			
15	QUATRO		2.6334	.010491		352.6099			
16	CINCO		14.5807	.058085		265.7352			
17	CINCO		2.1346	.008504		85.7351			
18	SEIS		.8806	.003503		352.9846			
19	UITO		15.7766	.011368		3.8541			
20	UITO		1.0301	.000742		273.8541			
21	UITO		148.4836	.106987		93.8541			

TABELA 7.16

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEN 7 ***							
BARRA	HOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE		
NUM.							
1	UM	6.8741	.068941		84.9614		
2	DOIS	5.1811	.051811		87.1566		
3	TRES	5.6952	.056952		84.3686		
4	SETE	7.8012	.078012		91.7427		
5	QUATRO	5.7449	.057449		84.7592		
6	CINCO	1.4055	.014055		86.9026		
7	SEIS	6.0045	.060045		85.5955		
8	OITO	26.3543	.263543		103.0887		

TABELA 7.17

*** CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEN 7 ***									
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	AMPERES	CORRENTE EFICAZ	P. U.	ÂNGULO DE FASE			
1	UM	DOIS	65.4404	.260696		349.8015			
2	DOIS	TRES	7.3846	.029418		152.3977			
3	DOIS	SETE	84.5747	.336922		194.5365			
4	TRES	QUATRO	9.7724	.038931		220.4752			
5	QUATRO	CINCO	29.4577	.117351		356.9026			
6	QUATRO	SEIS	42.9049	.170921		201.2399			
7	SEIS	SETE	38.2736	.152471		204.9542			
8	SETE	OITO	122.3710	.467492		197.7791			
9	UM	UM	5.8939	.023440		84.9614			
10	UM	UM	.2744	.001093		354.9614			
11	UM	UM	65.4138	.260590		174.9614			
12	DOIS	DOIS	152.2919	.606688		357.1566			
13	DOIS	DOIS	13.7860	.054920		87.1566			
14	TRES	TRES	8.8627	.035311		84.3686			
15	QUATRO	QUATRO	9.0853	.036193		84.7592			
16	CINCO	CINCO	41.3123	.164576		356.9026			
17	CINCO	CINCO	11.8545	.047225		176.9026			
18	SEIS	SEIS	3.0145	.012009		85.5955			
19	OITO	OITO	46.6347	.033602		103.0887			
20	OITO	OITO	2.1750	.001567		13.0887			
21	OITO	OITO	614.4733	.442748		193.0887			

TABELA 7.18

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEN 11 ***							
BARRA	NUM.	HOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE	
1		UM	1.7666		.017666	140.2831	
2		DOIS	.6802		.006802	147.0280	
3		TRES	.3953		.003953	160.2112	
4		SETE	.3474		.003474	209.6221	
5		QUATRO	.3710		.003710	163.6848	
6		CINCO	.1641		.001641	164.6923	
7		SEIS	.5578		.005578	168.4723	
8		OITO	3.7148		.037148	290.4648	

TABELA 7.19

*** CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEM 11 ***									
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	CORRENTE EFICAZ	ÂMPERES	P. U.	ÂNGULO DE FASE			
1	UM	DOIS	26.3475	104961		47.0022			
2	DOIS	TRES	2.5178	010030		42.5421			
3	DOIS	SETE	12.2212	048686		28.8634			
4	TRES	QUATRO	3.0736	012245		32.8150			
5	QUATRO	CINCO	.8945	003563		74.6923			
6	QUATRO	SEIS	3.0746	012248		14.1233			
7	SEIS	SETE	3.1165	012415		13.7752			
8	SETE	OITO	15.2503	060753		25.8184			
9	UM		1.5077	006006		140.2831			
10	UM		.0447	000179		50.2831			
11	UM		26.3407	104934		230.2831			
12	DOIS		12.7341	050729		57.0280			
13	DOIS		1.8114	007216		147.0280			
14	TRES		.6153	002451		160.2112			
15	QUATRO		.5868	002338		163.6848			
16	CINCO		3.0697	012229		74.6923			
17	CINCO		2.1752	008665		254.6923			
18	SEIS		.1796	000716		168.4723			
19	OITO		6.5735	004736		290.4648			
20	OITO		.1951	000141		200.4648			
21	OITO		136.1075	098070		20.4648			

TABELA 7.20

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEM 5 ***							
BARRA	NOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE		
HUM.							
1	UM	.0500	.000600		277.7634		
2	DOIS	.0524	.000524		279.1104		
3	TRES	.0615	.000615		276.1771		
4	SETE	.0887	.000887		280.4271		
5	QUATRO	.0624	.000624		276.3506		
6	CINCO	.0133	.000133		279.4758		
7	SEIS	.0657	.000657		276.7253		
8	OITO	.3341	.003341		287.5948		

TABELA 7.21

*** CORRENTES HARMONICAS DE ORDEN 5 ***									
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	CORRENTE EFICAZ	AMPÈRES	P. U.	ÂNGULO DE FASE			
NUM.									
1	UM	DÓIS	.4066		.001620	180.5299			
2	DÓIS	TRES	.1705		.000679	355.2759			
3	DÓIS	SETE	1.6080		.006406	17.7313			
4	TRES	QUATRO	.2254		.000999	30.5672			
5	QUATRO	CINCO	.4664		.001956	189.4759			
6	QUATRO	SEIS	.8416		.003353	26.2746			
7	SEIS	SETE	.6469		.002577	26.2431			
8	SETE	DITO	2.2487		.009958	20.1693			
9	UM		.0512		.000204	277.7634			
10	UM		.0033		.000013	187.7634			
11	UM		.4064		.001619	7.7634			
12	DÓIS		2.1564		.008591	189.1103			
13	DÓIS		.1394		.000555	279.1104			
14	TRES		.0957		.000381	276.1771			
15	QUATRO		.0987		.000393	276.3506			
16	CINCO		.5464		.002177	189.4758			
17	CINCO		.0800		.000319	9.4758			
18	SEIS		.0330		.000131	276.7253			
19	DITO		185.4629		.133632	287.1369			

TABELA 7.22

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEM 7 ***							
BARRA	NOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE		
1	UM	.9711		.009711	139.7759		
2	DOIS	.7298		.007298	141.9710		
3	TRES	.8022		.008022	139.1831		
4	SETE	1.0989		.010989	146.5572		
5	QUATRO	.8092		.008092	139.5737		
6	CINCO	.1980		.001980	141.7171		
7	SEIS	.8458		.008458	140.4100		
8	OITO	3.7123		.037123	157.9031		

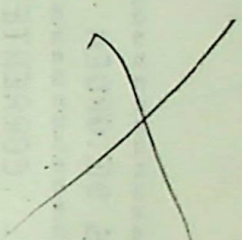


TABELA 7.23

*** CORRENTES HARMÔNICAS DE ORDEN 7 ***									
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	AMPERES	CORRENTE EFICAZ	P.U.	ANGULO DE FASE			
1	UM	DOIS	9.2180	.036722		44.6159			
2	DOIS	TRES	1.0402	.004144		207.2021			
3	DOIS	SETE	11.9133	.047459		249.3509			
4	TRES	QUATRO	1.3766	.005484		275.2889			
5	QUATRO	CINCO	4.1495	.016530		51.7171			
6	QUATRO	SEIS	6.0437	.024076		256.1044			
7	SEIS	SETE	5.3913	.021477		259.7687			
8	SETE	OITO	17.2374	.068669		252.5936			
9	UM		.8288	.003302		139.7759			
10	UM		.0387	.000154		49.7758			
11	UM		9.2143	.036707		229.7759			
12	DOIS		21.4521	.085459		51.9710			
13	DOIS		1.9419	.007736		141.9710			
14	TRES		1.2486	.004974		139.1831			
15	QUATRO		1.2798	.005098		139.5737			
16	CINCO		5.8193	.023182		51.7170			
17	CINCO		1.6698	.006652		231.7171			
18	SEIS		.4246	.001692		140.4100			
19	OITO		24.0787	.017350		68.5725			

TABELA 7.24

*** TENSÕES HARMÔNICAS DE ORDEN 11 ***							
BARRA	NOME	(%)	TENSÃO EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE		
NUM.							
1	UM	1.0163		.010163	299.9128		
2	DOIS	.3916		.003916	306.6577		
3	TRES	.2274		.002274	319.8408		
4	SETE	.1998		.001998	9.2519		
5	QUATRO	.2135		.002135	323.3145		
6	CINCO	.0944		.000944	324.3220		
7	SEIS	.2059		.002059	328.1019		
8	OITO	2.1371		.021371	90.0945		

TABELA 7.25

*** CORPENTES HARMÔNICAS DE ORDEN 11 ***									
LINHA	BARRA EMISSORA	BARRA RECEPTORA	AMPERES	CORRENTE EFICAZ	P.U.	ÂNGULO DE FASE			
NUM.									
1	UM	DOIS	15.1572		.060382	206.6319			
2	DOIS	TRES	1.4484		.005770	202.1717			
3	DOIS	SETE	7.0306		.028008	188.4931			
4	TRES	QUATRO	1.7682		.007044	192.4447			
5	QUATRO	CINCO	.5146		.002050	234.3220			
6	QUATRO	SEIS	1.7688		.007046	173.7530			
7	SEIS	SETE	1.7929		.007142	173.4049			
8	SETE	OITO	8.7732		.034950	185.4480			
9	UM		.8674		.003455	299.9128			
10	UM		.0257		.000103	209.9128			
11	UM		15.1533		.060366	29.9128			
12	DOIS		7.3257		.029183	216.6577			
13	DOIS		1.0421		.004151	306.6577			
14	TRES		.3539		.001410	319.5408			
15	QUATRO		.3376		.001345	323.3145			
16	CINCO		1.7659		.007035	234.3220			
17	CINCO		1.2513		.004985	54.3220			
18	SEIS		.1033		.000412	328.1019			
19	OITO		5.4461		.003924	.7576			

TABELA 7.26

CAPÍTULO 8

CONCLUSÕES GERAIS

Este capítulo descreve as conclusões gerais obtidas neste trabalho, visto que os resultados mais específicos de cada capítulo já foram discutidos anteriormente.

No capítulo 2, a título de revisão, foi realizado um desenvolvimento teórico tendo em vista a formulação da corrente de linha de alimentação de um conversor estático controlado. A formulação apresentada resumiu-se em uma representação monofásica para o sistema, devido ao seu maior interesse no campo técnico aplicado. Apesar desta limitação, os resultados obtidos permitem: a análise de diversas situações de desequilíbrios entre pontes conversoras; sistemas conversores com qualquer número de pulsos; etc. A série trigonométrica de Fourier foi então empregada para a determinação das componentes harmônicas da corrente. Um programa digital foi então elaborado, e diversos sistemas conversores foram analisados. Dos diversos estudos feitos, um sistema de 24 pulsos foi apresentado neste trabalho, e, os resultados obtidos mostram a eficiência do método empregado.

Os resultados da formulação acima foram posteriormente estendidos à análise de pontes semi-controladas. A análise sistemática da geração de harmônicos por instalações conversoras mistas, isto é, contendo conversores totalmente controlados e semi-controlados, é uma contribuição bastante original deste trabalho. A importância disto prende-se ao fato que, em muitas instalações industriais, existem, por razões econômicas, estas últimas. As pontes semi-controladas são conhecidas por serem fontes harmônicas mais drásticas que aquelas totalmente controladas, e isto foi comprovado pelos resultados obtidos. A análise das formas de onda das tensões e correntes de alimentação dos semi-conversores foi realizada com detalhes, visto sua carência na literatura. O equacionamento e consequente obtenção das componentes harmônicas da corrente de linha foi desenvolvido considerando, inclusive, o período conhecido por período de interferência de comutação. Com base nestes resultados foi também obtido

um programa digital, com o qual vários estudos foram processados. Destes, um resumo é apresentado no final do capítulo 3. Das tabelas mostradas, verifica-se o alto conteúdo harmônico, em ordens e magnitudes, produzido pelos conversores semi-controlados.

No capítulo 4 analisou-se um tipo de carga elétrica não-linear que tem adquirido uma importância crescente nos sistemas elétricos siderúrgicos. Tal como nos capítulos precedentes, realizou-se inicialmente um desenvolvimento teórico visando apresentar um resumo do princípio de operação dos fornos à arco. Da análise, conclui-se sobre a impraticabilidade da obtenção de uma equação ou outra forma sistemática de determinação do conteúdo harmônico da corrente fornecida ao forno. Assim, o único recurso foi a utilização de resultados estimativos, conforme apresentado na literatura. Um programa foi elaborado, permitindo que, com o conhecimento dos parâmetros do forno, sejam estimados o conteúdo harmônico máximo e mínimo produzido pela carga. O emprego de um ou outro nível harmônico pode ser feito, dependendo da escolha por parte do usuário.

Uma outra fonte de harmônicos que surgiu nos últimos anos, e que possui como campo de aplicação, tanto o setor industrial, como também, o da concessionária, são os denominados compensadores estáticos do tipo reator controlado e reator saturado. Tais fontes harmônicas foram analisadas, e as formulações das componentes harmônicas foram obtidas nos capítulos 5 e 6, respectivamente.

Com base no equacionamento apresentado na referência [12], a qual preocupou-se apenas com a formulação monofásica, os resultados foram adaptados aos sistemas trifásicos. Naturalmente estes últimos são os encontrados nos sistemas reais. Para a formulação da corrente dos compensadores trifásicos houve necessidade de ampla análise da operação destes dispositivos. Um resumo da teoria desta análise foi apresentado, com base no qual realizou-se a determinação dos harmônicos gerados pelos compensadores estáticos. É, entretanto, conveniente observar, que o programa obtido trata apenas de uma fase do sistema trifásico, imaginando portanto, que as demais sejam simétricas. A análise

permitiu também um método de comparação entre os dois tipos de compensadores, sob o ponto de vista de geração de harmônicos. Os resultados desta comparação já foram comentados anteriormente.

Com o propósito de se obter um método para o cálculo da distribuição de correntes e tensões harmônicas nas diversas linhas e barramentos de um sistema elétrico, foi desenvolvido um programa digital. Este programa usa como sub-rotinas aqueles desenvolvidos nos capítulos 2 a 6, e, desse modo, calcula a injeção de correntes harmônicas nos barramentos alimentados de cargas especiais. Cada elemento do sistema elétrico foi representado, de uma maneira bem geral, por um circuito π equivalente. Representações específicas podem ser conseguidas através de convenientes simplificações na representação mais generalizada.

A determinação das correntes e tensões harmônicas no sistema é de vital importância quando da realização de estudos tais como:

- . projetos de filtros;
- . aparecimento de ressonâncias harmônicas devido à locação de capacitores em determinados barramentos do sistema;
- . determinação de fatores de distorção; de interferência, etc...

Os resultados obtidos com a utilização do programa tem sido considerados muito bons. No final do capítulo 7 foi efetuado um estudo para um sistema também analisado na referência [17]. Já se frisou ali, que os espectros das tensões harmônicas obtidos em ambos os trabalhos foram bastante semelhantes. Além disso, deve-se ressaltar que o programa requer para seu emprego dados relativamente simples de serem obtidos, pois, no desenvolvimento deste trabalho, uma das preocupações foi a da realização de um estudo de pesquisa que pudesse ser imediatamente empregado para atender as necessidades técnicas da área.

O trabalho desenvolvido nesta dissertação tem, acima de tudo, a pretensão de vir a ser a base de uma pesquisa

mais profunda a respeito desse assunto.

O estudo de cada um dos equipamentos apresentados foi feito de forma a considerar os fatores que mais influenciam a sua produção harmônica, em condições normais de operação. A extensão dessas formulações, de tal forma a considerar outras situações, além daquelas estudadas, facilmente poderá dar origem a outros trabalhos mais específicos.

No programa de fluxo de harmônicos, a representação dos elementos do sistema, das cargas, e do sistema alimentador, também poderão ser objetos de pesquisas mais detalhadas.

Não se quer dizer, contudo, pelo exposto, que o nível do trabalho foi comprometido. Muito pelo contrário, os resultados obtidos em cada capítulo foram inúmeras vezes testados, e, quando possível, comparados com aqueles apresentados em outras publicações; o resultado global pode ser considerado excelente.

APÊNDICE I

FORMULAÇÃO DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO

O circuito estabelecido durante a comutação de uma válvula genérica \underline{m} , para uma válvula genérica \underline{n} , é dado abaixo :

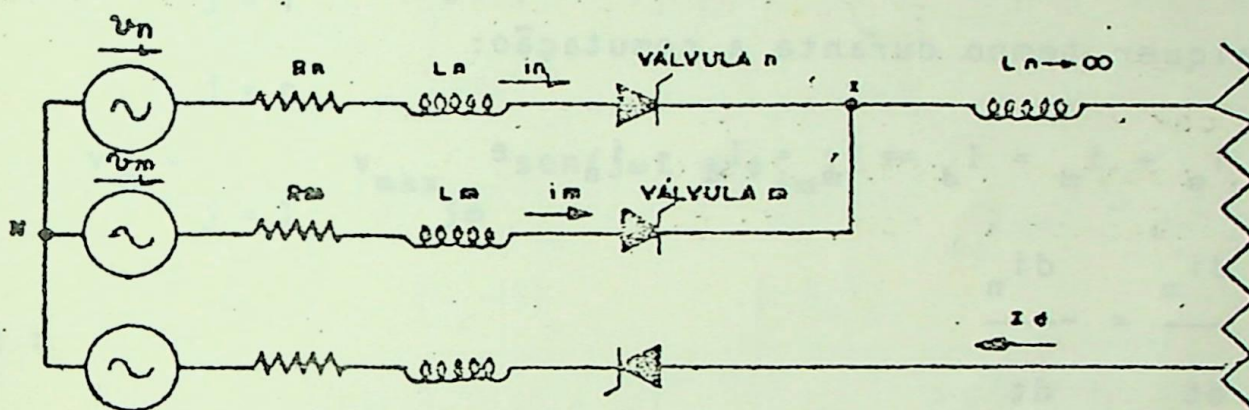


FIGURA I.1 - Circuito para uma comutação genérica
válvula \underline{n} + válvula que está iniciando a
condução.
válvula \underline{m} + válvula que está deixando de
conduzir.

Na Figura I.1 :

- v_n = tensão da fase \underline{n} para o neutro
- v_m = tensão da fase \underline{m} para o neutro
- R_n = resistência da fase \underline{n} - incluindo as resistências do ramo conversor e do sistema CA de alimentação.
- R_m = idem de R_n , para a fase \underline{m}
- L_n = indutância da fase \underline{n} - incluindo as indutâncias do ramo conversor e do sistema CA de alimentação
- L_m = idem de L_n , para a fase \underline{m}

Desta Figura :

$$v_{xN} = v_n - R_n i_n - L_n \frac{di_n}{dt} = v_m - R_m i_m - L_m \frac{di_m}{dt}$$

ou :

$$v_n - v_m = R_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} - R_m i_m - L_m \frac{di_m}{dt} \quad (I.1)$$

Para qualquer tempo durante a comutação:

$$i_n + i_m = I_d \Rightarrow i_m = I_d - i_n \quad e$$

$$\frac{di_m}{dt} = - \frac{di_n}{dt}$$

Substituindo na equação (I.1) resulta :

$$v_n - v_m = R_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} - R_m I_d + R_m i_n + L_m \frac{di_n}{dt}$$

$$v_n - v_m = (R_n + R_m) i_n + (L_n + L_m) \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (I.2)$$

Fazendo :

$$R_{nm} = R_n + R_m$$

$$L_{nm} = L_n + L_m$$

(I:3)

Substituindo as equações (I.3) em (I.2), vem :

$$v_n - v_m = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (I.4)$$

Se existe distorção harmônica nas tensões CA de alimentação, então estas devem ser escritas, de uma forma geral :

$$v_n = \sum_{j=1}^{j=p} v_{\max_{jn}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{jn}) \quad (I.5)$$

$$v_m = \sum_{j=1}^{j=p} v_{\max_{jm}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{jm}) \quad (I.6)$$

onde :

$v_{\max_{jn}}$ = valor de pico do j -ésimo componente de tensão - da fase \underline{n} para o neutro.

$v_{\max_{jm}}$ = valor de pico do j -ésimo componente da tensão - da fase \underline{m} para o neutro.

ϕ_{jn} = ângulo de fase do j -ésimo componente de tensão - da fase \underline{n} para o neutro

ϕ_{jm} = ângulo de fase do j -ésimo componente de tensão - da fase \underline{m} para o neutro

Substituindo (I.5) e (I.6) em (I.4), tem-se :

$$\sum_{j=1}^{j=p} v_{\max_{jn}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{jn}) - v_{\max_{jm}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{jm}) =$$

$$= R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d$$

$$\sum_{j=1}^{j=p} \left[V_{\max_{jm}} \cos \phi_{jn} - V_{\max_{jm}} \cos \phi_{jm} \right] \text{sen } j\omega t +$$

$$\sum_{j=1}^{j=p} \left[V_{\max_{jn}} \text{sen} \phi_{jn} - V_{\max_{jm}} \text{sen} \phi_{jm} \right] \cos j\omega t = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (I.7)$$

Fazendo :

$$\left. \begin{aligned} A_j &= V_{\max_{jn}} \cos \phi_{jn} - V_{\max_{jm}} \cos \phi_{jn} \\ B_j &= V_{\max_{jn}} \text{sen} \phi_{jn} - V_{\max_{jm}} \text{sen} \phi_{jm} \end{aligned} \right\} \quad (I.8)$$

e substituindo em (I.7), vem que :

$$\sum_{j=1}^{j=p} A_j \text{sen } j\omega t + \sum_{j=1}^{j=p} B_j \cos j\omega t = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (I.9)$$

Para solução da equação (I.9), será usada a Transformada de Laplace. Para facilitar a transformação, é conveniente que se escreva (I.9) da seguinte forma :

$$\sum_{j=1}^{j=p} j\omega A_j \frac{\text{sen } j\omega t}{j\omega} + \sum_{j=1}^{j=p} B_j \cos j\omega t = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d$$

cuja transformação dá :

$$I_n(s) = \sum_{j=1}^{j=p} \frac{B_j}{L_{nm}} \frac{(j\omega A_j/B_j + S)}{(S^2 + j^2\omega^2)(S + R_{nm}/L_{nm})} + \frac{R_m I_d}{L_{nm}} \frac{1}{S(S + R_{nm}/L_{nm})} \quad (I.10)$$

Fazendo :

$$\left. \begin{aligned} H_j &= j\omega A_j/B_j \\ T_{nm} &= L_{nm}/R_{nm} \end{aligned} \right\} \quad (I.11)$$

e substituindo em (I.10), resulta :

$$I_n(s) = \sum_{j=1}^{j=p} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[\frac{(H_j + S)}{(S^2 + j^2\omega^2)(S + 1/T_{nm})} \right] + \frac{R_m I_d}{L_{nm}} \frac{1}{S(S + 1/T_{nm})} \quad (I.12)$$

A anti-transformação de (I.12) fornece :

$$i_n(t) = \sum_{j=1}^{j=p} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[\frac{(H_j - 1/T_{nm})}{(j^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2)} e^{-t/T_{nm}} + \frac{1}{j} \frac{H_j^2 + j^2\omega^2}{j^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2} \text{sen}(j\omega t + \phi_j) \right] + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} (1 - e^{-t/T_{nm}}) + C_{nm} \quad (I.13)$$

onde :

$$\phi_j = \tan^{-1} \left[\frac{1}{j\omega T_{nm}} \right] - \tan^{-1} \left[\frac{H_j}{j\omega} \right]$$

APENDICE II

DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DOS PULSOS POSITIVO E NEGATIVO

DA CORRENTE NO REATOR

Durante os períodos de condução, uma das fases do reator controlado por tiristores pode ser representada por um circuito R - L, como o mostrado abaixo :

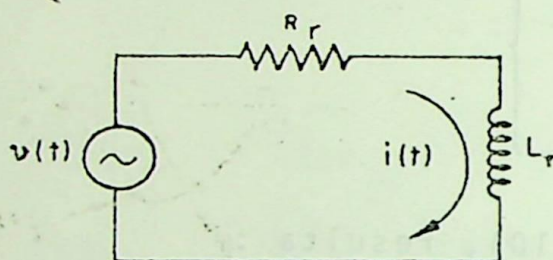


FIGURA II.1 - Circuito representativo de uma fase do reator controlado por tiristores

A seguir, o equacionamento matemático da corrente no reator, é feito, separadamente, primeiro para o pulso positivo, e depois, para o pulso negativo da corrente.

- Para o pulso positivo de corrente ($i_1(0)$) :

Como a condução só inicia-se no instante correspondente ao ângulo de disparo, α , convém que se desloque para a referência de contagem dos tempos. A Figura II.2 ilustra essa idéia. Para essa nova referência, pode se escrever:

$$v(t) = V_{\max} \text{sen}(\omega t + \alpha) = R_r \cdot i_1(t) + L_r \frac{d}{dt} i_1(t) \quad (\text{II.1})$$

Aplicando a transformada de Laplace, vem :

$$V(S) = V_{\max} \frac{S \text{sen} \alpha + \text{cos} \alpha}{S^2 + \omega^2} = (R_r + SL_r) I_1(S) - Li_1(0) \quad (\text{II.2})$$

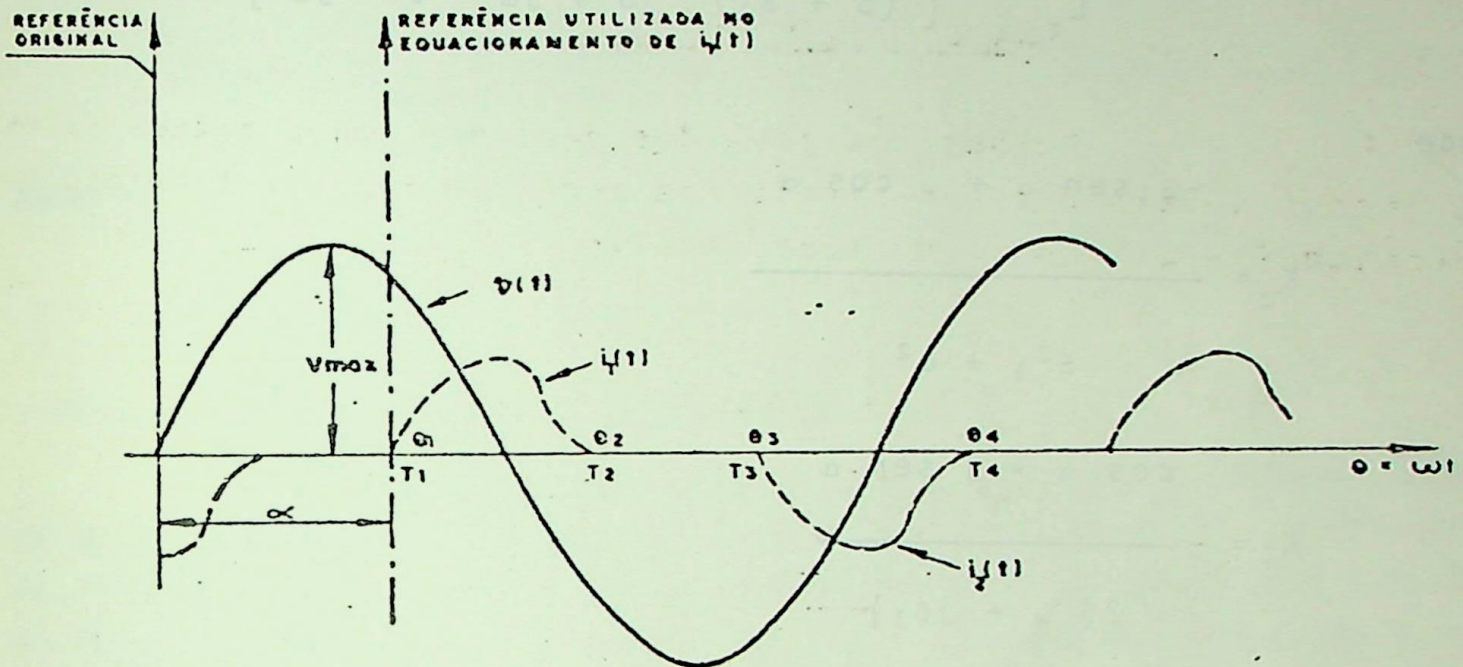


FIGURA II.2 - Referência utilizada no equacionamento de $i_1(t)$

Para a referência adotada, pode-se ver que $i_1(0) = 0$, logo:

$$V_{\max} \frac{S \operatorname{sen} \alpha + \omega \operatorname{cos} \alpha}{S^2 + \omega^2} = (R_r + SL_r) I_1(S)$$

Explicitando $I_1(S)$, obtem-se :

$$I_1(S) = \frac{V_{\max}}{L_r} \frac{S \operatorname{sen} \alpha + \omega \operatorname{cos} \alpha}{(S + \beta_1)(S^2 + \omega^2)} \quad (\text{II.3})$$

onde :

$$\beta_1 = R_r / L_r$$

O desenvolvimento de (II.3) em frações parciais, resulta em :

$$I_r(S) = \frac{V_{\max}}{L_r} \left[\frac{K_0}{(S + \beta_1)} + \frac{K_1}{S + j\omega} + \frac{K_2}{S - j\omega} \right] \quad (\text{II.4})$$

onde :

$$-\beta_1 \text{sen } \alpha + \omega \text{cos } \alpha$$

$$K_0 = \frac{\text{cos } \alpha - j \text{sen } \alpha}{\beta_1^2 + \omega^2}$$

$$K_1 = - \frac{\text{cos } \alpha + j \text{sen } \alpha}{2(\omega + j\beta_1)}$$

$$K_2 = - \frac{\text{cos } \alpha - j \text{sen } \alpha}{2(\omega - j\beta_1)}$$

Anti-transformando (II.4) e combinando as partes correspondentes às raízes conjugadas, vem que :

$$i_1(t) = I_{\max} \{ \text{sen}(\omega t - \theta_t + \alpha) + e^{-\beta_1 t} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \} \quad (\text{II.5})$$

onde :

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{Z_E} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R_r^2 + \omega^2 L_r^2}} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R_r^2 + X_L^2}}$$

$$\theta_t = \text{tg}^{-1}(\omega/\beta_1) = \text{tg}^{-1}(X_L/R_r)$$

Escrevendo-se (II.5) em função de $\theta = \omega t$, obtêm-se finalmente :

$$i_1(\theta) = I_{\max} \{ \text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta\theta} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \} \quad (\text{II.6})$$

onde :

$$\beta = R_r / X_r$$

- Para o pulso negativo da corrente:

Seguindo a mesma idéia adotada no equacionamento do pulso positivo, é conveniente que se deslogue a referência de contagem dos tempos, para o instante correspondente ao início do pulso negativo da corrente. A Fig. II.3 mostra essa nova referência.

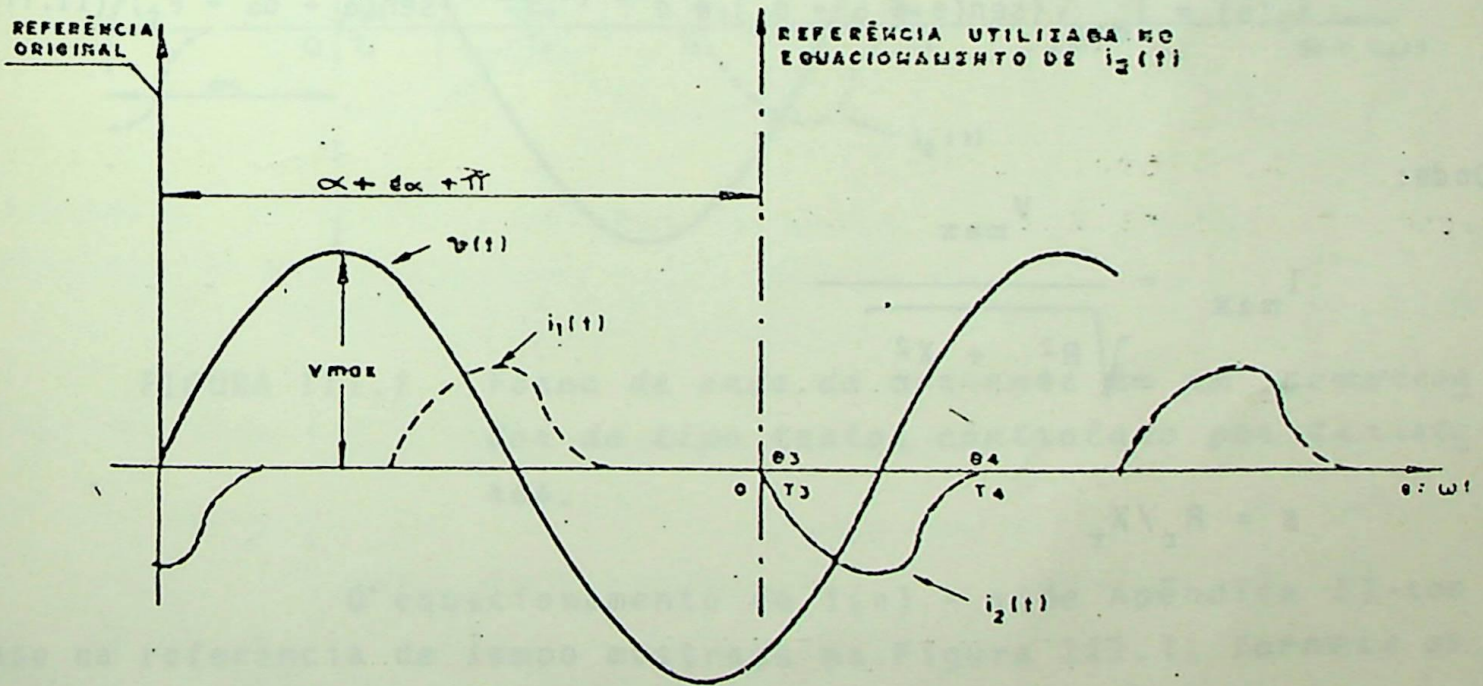


FIGURA II.3 - Referência utilizada no equacionamento de $i_2(t)$

Para essa referência, pode-se escrever:

$$v(t) = V_{\max} \text{sen}(\omega t + \alpha + \alpha + \pi) = R_r \cdot i_2(t) + L_r \frac{d}{dt} i_2(t) \quad (\text{II.8})$$

Fazendo $\delta = \alpha + d\alpha + \pi$, (II.8) resulta em :

$$v(t) = V_{\max} \cdot \text{sen}(\omega t + \delta) = R_r \cdot i_2(t) + L_r \frac{d}{dt} i_2(t) \quad (\text{II.9})$$

A equação (II.9) é totalmente semelhante à equação (II.1), portanto, a sua solução será idêntica à daquela, com $\alpha = \delta$. Desse modo, pode-se escrever, imediatamente, que :

$$i_2(\theta) = I_{\max} \{ \text{sen}(\theta + \delta - e_t) + e^{-\beta\theta} \text{sen}(e_t - \delta) \} \quad (\text{II.10})$$

A expansão de $i(\theta)$ em série de Fourier, exigirá que $i_1(\theta)$ e $i_2(\theta)$ estejam escritas em relação à uma referência comum. Adotando-se para esse fim, aquela escolhida no equacionamento de $i_1(t)$, a equação (II.10) toma a seguinte forma :

$$i_2(\theta) = I_{\max} \{ \text{sen}(\theta + \alpha - e_t) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - e_t) \} \quad (\text{II.11})$$

Onde:

$$I_{\max} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{R_r^2 + X_r^2}}$$

$$\beta = R_r / X_r$$

APENDICE III

ANÁLISE DE FOURIER DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO DE UM

REATOR CONTROLADO POR TIRISTORES TRIFÁSICO :

A forma de onda da corrente em um dos ramos do delta do reator, é mostrado na Figura III.1.

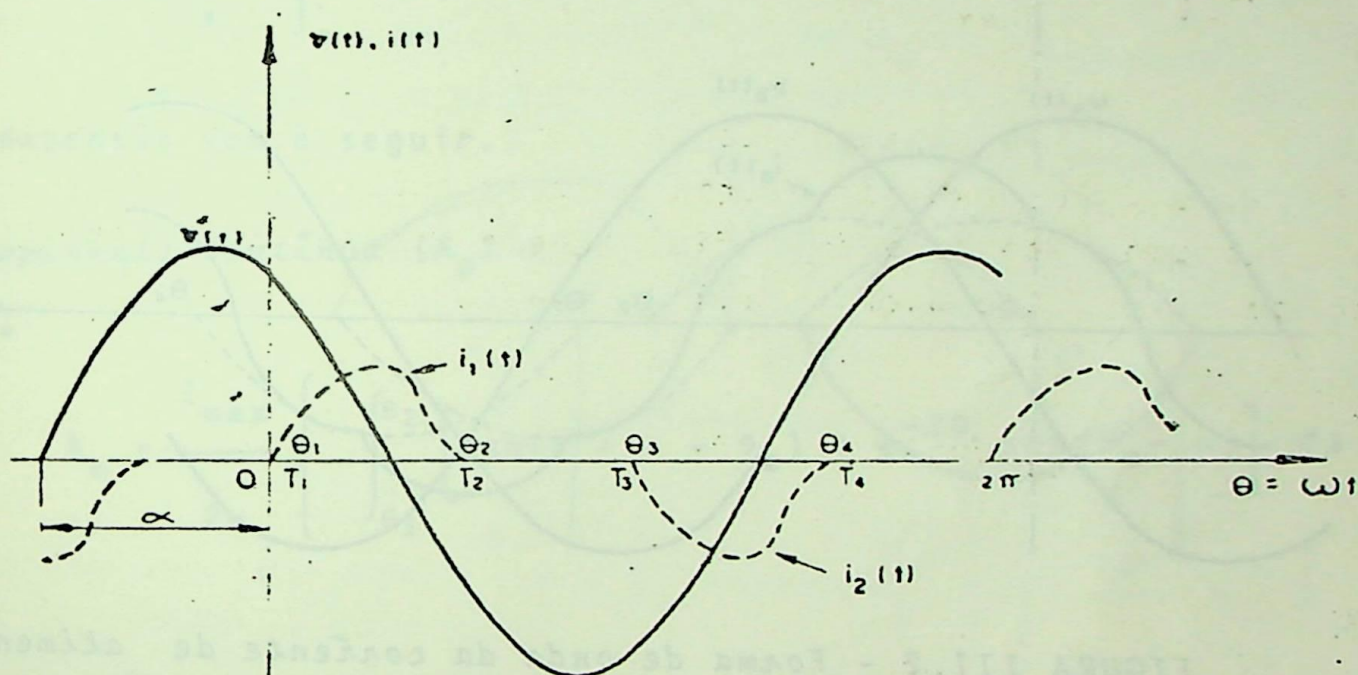


FIGURA III.1 - Forma de onda da corrente em um compensador do tipo reator controlado por tiristores.

O equacionamento de $i(\theta)$ - vide Apêndice II - com base na referência de tempo mostrada na Figura III.1, fornece os seguintes resultados :

$$i(\theta) = i_1(\theta) \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + i_2(\theta) \Big|_{\theta_3}^{\theta_4}, \text{ com} \quad (\text{III.1})$$

$$i_1(\theta) = I_{\max} \{ \text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta\theta} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \} \quad (\text{III.2})$$

e

$$i_2(\theta) = I_{\max} \{ \text{sen}(\theta + \alpha - \theta_c) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_c) \} \quad (\text{III.3})$$

A corrente de alimentação do reator é dada pela diferença entre duas correntes iguais a $i(\theta)$, porém defasadas de 120° . A Figura III.2 mostra a forma de onda da corrente de linha \underline{a} , para $\alpha = 105^\circ$.

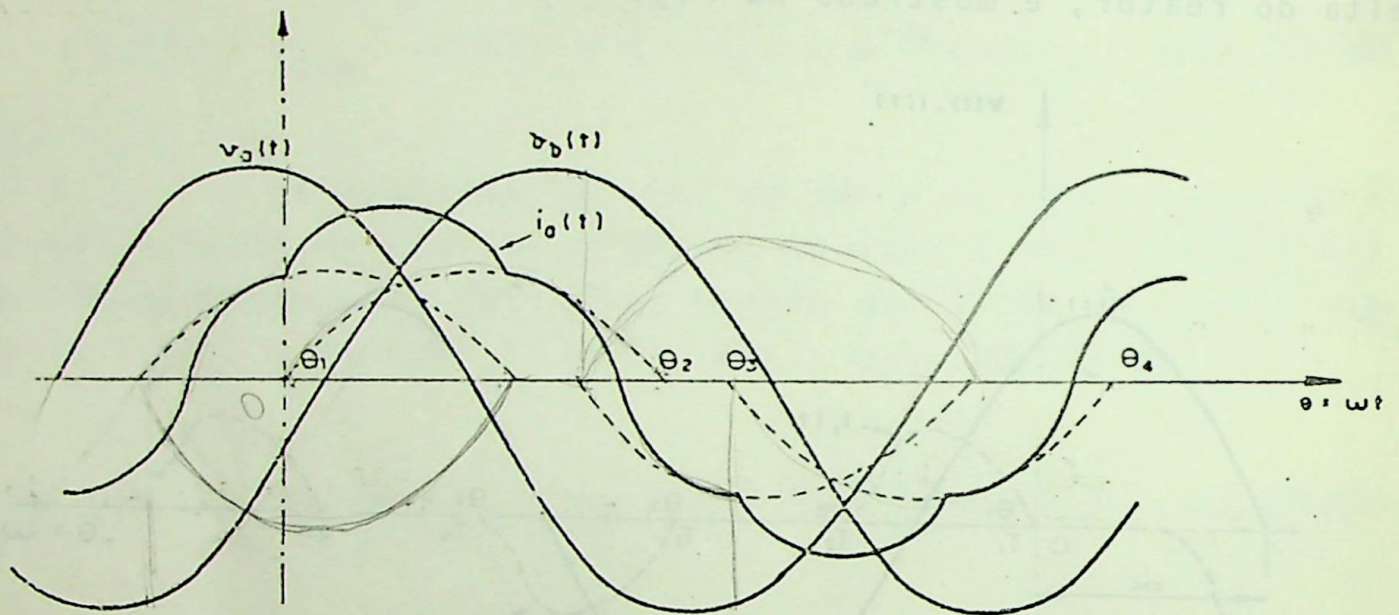


FIGURA III.2 - Forma de onda da corrente de alimentação de um reator controlado por tiristores trifásico, para $\alpha = 105^\circ$

É evidente, portanto, que $i_a(\theta)$ pode ser expressa por :

$$i(\theta) = i_1(\theta) \Big|_{\theta_1}^{\theta_2} + i_2(\theta) \Big|_{\theta_3}^{\theta_4} - i_1(\theta - 2\pi/3) \Big|_{\theta_1 + 2\pi/3}^{\theta_2 + 2\pi/3} - i_2(\theta - 2\pi/3) \Big|_{\theta_3 + 2\pi/3}^{\theta_4 + 2\pi/3} \quad (\text{III.4})$$

Os coeficientes da série de Fourier, são calculados pelas expressões :

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\theta) d\theta \quad (\text{III.6})$$

$$C_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\theta) \cos(n\theta) d\theta \quad (\text{III.6})$$

$$D_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a(\theta) \text{sen}(n\theta) d\theta \quad (\text{III.7})$$

cuja expansão vem a seguir.

a) Componente Contínua (A_0) :

$$\begin{aligned}
 A_0 = \frac{I_{\max}}{2\pi} & \left\{ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta\theta} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \right] d\theta + \right. \\
 & + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t) \right] d\theta - \\
 & - \int_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + e^{-\beta(\theta - 2\pi/3)} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \right] d\theta - \\
 & \left. - \int_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - 2\pi/3)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t) \right] d\theta \right\} \quad (\text{III.8})
 \end{aligned}$$

que resulta em :

$$\begin{aligned}
 A_o = \frac{-I_{\max}}{2\pi} & \left\{ \left[\cos(\theta + \alpha - \theta_t) + \frac{\text{sen}(\theta_t - \alpha)}{\beta} e^{-\beta\theta} \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\
 & + \left[\cos(\theta + \alpha - \theta_t) + \frac{\text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta} e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} \right]_{\theta_3}^{\theta_4} - \\
 & - \left[\cos(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + \frac{\text{sen}(\theta_t - \alpha)}{\beta} e^{-\beta(\theta - 2\pi/3)} \right]_{\theta_1 + 2\pi/3}^{\theta_2 + 2\pi/3} - \\
 & \left. - \left[\cos(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + \frac{\text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta} e^{-\beta(\theta - d\alpha - 5\pi/3)} \right]_{\theta_3 + 2\pi/3}^{\theta_4 + 2\pi/3} \right\} = 0 \quad (\text{III.9})
 \end{aligned}$$

b) Coeficiente do termo em Cosseno (C_n)

$$\begin{aligned}
 C_n = \frac{I_{\max}}{\pi} & \left\{ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta\theta} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \right] \cos(n\theta) d\theta + \right. \\
 & + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t) \right] \cos(n\theta) d\theta - \\
 & - \int_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + e^{-\beta(\theta - 2\pi/3)} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \right] \cos(n\theta) d\theta - \\
 & \left. - \int_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - 5\pi/3)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t) \right] \cos(n\theta) d\theta \right\} \quad (\text{III.10})
 \end{aligned}$$

Cuja solução dá :

$$C_n = \frac{I_{\max}}{\pi} \left\{ \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\theta_t - \alpha)}{2} e^{-\beta\theta} CO_3 \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right.$$

$$+ \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} CO_3 \right]_{\theta_3}^{\theta_4} -$$

$$- \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\theta_t - \alpha)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - 2\pi/3)} CO_3 \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} -$$

$$\left. - \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_1 + \frac{\sin(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} CO_2 + \frac{\sin(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - d\alpha - 5\pi/3)} CO_3 \right]_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \right\}$$

onde :

$$CO_1 = \begin{cases} \text{sen}^2 \theta & , \text{ se } n = 1 \\ \frac{\cos(n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\cos(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$CO_2 = \begin{cases} \theta + \frac{\text{sen}2\theta}{2} & , \text{ se } n = 1 \\ \frac{\text{sen}(n-1)\theta}{(n-1)} + \frac{\text{sen}(n+1)\theta}{(n+1)} & , \text{ se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$CO_3 = n \text{sen}(n\theta) - \beta \cos(n\theta)$$

c) Coeficiente do termo em Seno (D_n)

$$\begin{aligned}
 D_n = & \frac{I_{\max}}{\pi} \left\{ \int_{\theta_1}^{\theta_2} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta\theta} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \right] \text{sen}(n\theta) d\theta + \right. \\
 & + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t) \right] \text{sen}(n\theta) d\theta - \\
 & - \int_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + e^{-\beta(\theta - 2\pi/3)} \text{sen}(\theta_t - \alpha) \right] \text{sen}(n\theta) d\theta - \\
 & \left. - \int_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \left[\text{sen}(\theta + \alpha - \theta_t - 2\pi/3) + e^{-\beta(\theta - d\alpha - 5\pi/3)} \text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t) \right] \text{sen}(n\theta) d\theta \right\} \quad \text{(III.12)}
 \end{aligned}$$

que resulta em :

$$\begin{aligned}
 D_n = & \frac{I_{\max}}{\pi} \left\{ \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\theta_t - \alpha)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta\theta} SI_3 \right]_{\theta_1}^{\theta_2} + \right. \\
 & - \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - d\alpha - \pi)} SI_3 \right]_{\theta_3}^{\theta_4} - \\
 & - \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\theta_t - \alpha)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - 2\pi/3)} SI_3 \right]_{\theta_1 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_2 + \frac{2\pi}{3}} - \\
 & \left. - \left[\frac{\cos(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_1 - \frac{\text{sen}(\alpha - \theta_t - 2\pi/3)}{2} SI_2 - \frac{\text{sen}(\alpha + d\alpha - \theta_t)}{\beta^2 + n^2} e^{-\beta(\theta - d\alpha - 5\pi/3)} SI_3 \right]_{\theta_3 + \frac{2\pi}{3}}^{\theta_4 + \frac{2\pi}{3}} \right\} \quad \text{(III.13)}
 \end{aligned}$$

onde :

$$SI_1 = \begin{cases} \theta - \frac{\text{sen } 2\theta}{2}, & \text{se } n = 1 \\ \frac{\text{sen}(n-1)\theta}{(n-1)} - \frac{\text{sen}(n+1)\theta}{(n+1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$SI_2 = \begin{cases} -\text{sen}^2\theta, & \text{se } n = 1 \\ \frac{\cos(n-1)\theta}{(n-1)} + \frac{\cos(n+1)\theta}{(n+1)}, & \text{se } n \neq 1 \end{cases}$$

$$SI_3 = \text{sen}(n\theta) + n\cos(n\theta)$$

REFERENCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] - Oliveira, J.C. - "Multiple Converter Harmonic Calculations with Non-Ideal Conditions" - Ph.D. Tesis, UMIST, November 1978
- [2] - Kimbark, E.W. - "Direct Current Transmission" - Vol.1 Book, Wiley Interscience, New York, 1971
- [3] - Davis, R.M. - "Power Diode and Thyristor Circuits" - Peter Peregrinus Ltda., England, 1976
- [4] - Wasowski, A. - "Fluctuations de Tension (Flicker) Provoquées par Plusieurs Fours à Arc Fonctionnant Simultanément" - Revue Générale de L'Électricité, Tome 88, n° 3, Mars 1979.
- [5] - Faletti, L., Galliano, G. and Noferi, P.L. - "Problems Raised by the Supply of Arc Furnaces: Network-to-Arc-Furnace Connection and Determination of Maximum Allowable Furnace Power" - IEE International Conference on Sources and Effects of Power Systems Disturbances, London, 1974-04-22-24. Conference Publication n° 110 p.p. 94-97
- [6] - Gaussens, P. - "Le Flicker, Son Origine, Sa Mesure, Ses Conséquences et le Moyens de s'en Protéger" - Rev. Gén. Elect., September, 1962
- [7] - Dugan, R.C. - "Simulation of Arc Furnace Power Systems" -

IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA - 16, nº 6, Nov/Dec., 1980

- [8] - Sundberg, Y. - "The Power Circuit of Arc Furnaces" - ASEA Journal, 1972 - Vol. 45, nº 3
- [9] - Coates, R., Brewer, G.L. - "The Measurement and Analysis of Waveform Distortion Caused by a Large Multi-Furnace Installation" - Parts I and II, presented in IEE International Conference on Sources and Effects of Power Systems Disturbances, London, 1974-04-22-24. Conference Publication nº 110, p.p. 135-137
- [10] - Wanner, E. - "The Static Compensator as a Means of Limiting the Disturbance Caused by Heavy Industrial Loads on the Power Supply" - Brown Boveri - Q 200015 P101
- [11] - Pelly, B.R. - "Thyristor Phase - Controlled Converters and Cyclo - Converters (Operation, Control, and Performance)" - Wiley Interscience, New York, 1978.
- [12] - Pinheiro, R.F. - "Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos" - Tese de mestrado, EFEI, junho 1980.
- [13] - Chanas, M. et Lemoine, M. - "Perturbations des Réseaux Industriels et de Distribution" - RGE, tome 87, nº 12, Déc. 1978, pp. 925 - 962

- [14] - Kusko, A. - "Polyphase Closed - Core Reactors" - IEE Transactions on Industry Applications, Jan. 1965, pp. 57 - 64
- [15] - GEC Switchgear Limited - "The Control of System Voltage Using A.C. Saturated Reactors"
- [16] - Greenwood, A. - "Electrical Transients in Power Systems" - Wiley Interscience, New York, 1971
- [17] - Pileggi, D.J., Chandra, N.H., and Emanuel A.E. - "Prediction of Harmonic Voltages in Distribution Systems" - IEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-100, nº 3, March 1981
- [18] - Vilela, L.C. - "Fluxo de Harmônicos em Sistemas Elétricos" - Dissertação de mestrado em desenvolvimento, EFEI.
- [19] - The Electricity Council - Chief Engineer's Conference - "Limits for Harmonics in the UK Electricity Supply System" - Engeneering Recommendation G. 5/3, September 1976.
- [20] - Hingorani, H.G., Burberry, M.F. - "Simulation of AC System Impedance in HV-DC System Studies" - IEEE paper 69 TD 632 PWR - PAS - Junho/70, Nº 89
- [21] - ASEA Information LFS-SK 1310
- [22] - IEEE Project Nº 519 - "IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters" - July, 1979

- |23|- Linders, J.R. - "Electric Wave Distortion: Their Hidden Costs and Containment" - IEEE Trans. on Industry Appl. Vol. IA-15, nº 5, pp. 453-58, Sept/Oct 1979
- |24|- Owen, R.E - "Distribution System Harmonics: Effects on Equipment and Operation" - The Line, Vol. 2, pp. 2-8, 1979.
- |25|- Kusters, N.L., and Moore, W.J.M. - "On the Definition of Reactive Power Under Non - Sinusoidal Conditions" - PES Summer Meeting, Vancouver, July 1979 F79 621-4
- |26|- "A.C. Harmonic Filter and Reactive Compensation for HVDC-A General Survey" - Working Group 03 of Study Committee 14 (HVDC Links), ELECTRA-GIGRÉ nº 63 March 1979, pp. 65 - 96

