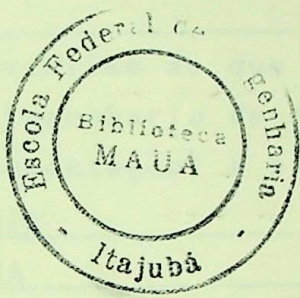


TESE
355

- LUIS CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA -

CÁLCULO DE HARMÔNICOS TRIFÁSICOS GERADOS POR CONVERSORES E
COMPENSADORES ESTÁTICOS



ORIENTADOR: PROF. JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA

Trabalho de Dissertação apresentado a Comissão de Pós-Graduação da Escola Federal de Engenharia de Itajubá como parte dos Requisitos para a obtenção do Título de "Mestre em Engenharia Elétrica".

ITAJUBÁ, JUNHO DE 1983.



Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

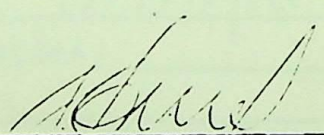
A N E X O I

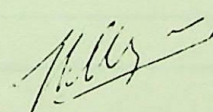
PRONUNCIAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

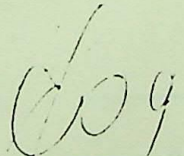
A Comissão Examinadora, abaixo assinada, nomeada por Portaria nº 175 de 09 / 06 / 83, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: "CÁLCULOS DE HARMÔNICOS TRIFÁSICOS GERADOS POR CONVERSORES E COMPENSADORES ESTÁTICOS"

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 POTENCIA satisfeitas as demais exigências regimentais à LUIZ CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA.

Itajubá, 10 de junho de 1983


1º Examinador.
Prof. José Carlos de Oliveira
Orientador


2º Examinador
Prof. Hector Arango - EFEI


3º Examinador
Prof. João Roberto Cogo - EFEI



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: "CÁLCULOS DE HARMÔNICOS TRIFÁSICOS GERADOS POR
CONVERSORES E COMPENSADORES ESTÁTICOS"

Autor: LUIZ CARLOS ORIGA DE OLIVEIRA

JULGAMENTO

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

Resultado médio: Conceito A+, ou seja aprovado
com distinção

Observações: _____

Itajubá, 10 de junho de 1983

1º Examinador
Prof. José Carlos de Oliveira
Orientador

2º Examinador
Prof. Hector Arango - EFEI

3º Examinador
Prof. João Roberto Cogo - EFEI

DEDICATÓRIA

A ERNESTO ORIGA (DETO)

AGRADECIMENTOS

À Universidade Federal de Uberlândia, que forneceu recursos humanos e materiais para a realização deste trabalho.

Ao Prof. João Roberto Cogo, pela constante atenção na fase inicial do trabalho.

À senhorita Lindaura de Fátima Cerqueira e à senho
ra Maria Isabel Gomes Vieira, pela dedicação quando da datilogra
fia do original.

Aos desenhistas Eiji Kamimura e Antonio Carlos Ho
mem, pelo empenho na confecção dos desenhos.

À meus pais Raymundo de Oliveira e Therezinha Ori-
ga de Oliveira, minha gratidão pelo apoio e incentivo aos estu
dos.

À minha esposa Maria Aparecida, meu reconhecimento
pela paciência, colaboração e lazer dispendido.

Ao Prof. José Carlos de Oliveira, que além do ines-
timável apoio técnico, sempre demonstrou grande amizade e com
preensão em todos os momentos.

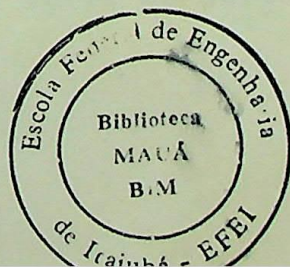
I N D I C E

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO	01
CAPÍTULO II - HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR CONVERSORES ESTÁTICOS. 04	
2.1 - Introdução	04
2.1.1 - Correntes harmônicas produzidas por conversores operando sob condições ideais	04
2.1.2 - Correntes harmônicas produzidas por conversores operando sob condições não ideais	05
2.2 - Equação geral da corrente de comutação ...	06
2.2.1 - Simplificação da corrente de comu- tação	11
2.3 - Harmônicos não característicos gerados por conversores	14
2.3.1 - Influência do método de produção - de pulsos	14
2.3.2 - Influência da comutação assimétri- ca	17
2.4 - Análise dos resultados	19
2.5 - Conclusões	27
CAPÍTULO III - HARMÔNICOS DO LADO DC	38
3.1 - Introdução	38
3.2 - Harmônicos do lado DC e suas influências no cálculo dos harmônicos do lado AC	39
3.3 - Cálculo dos componentes harmônicos da cor- rente no lado DC	40
3.4 - Tensões harmônicas no lado DC	42
3.4.1 - Formulação geral para a tensão DC de saída	43
3.5 - Cálculo das correntes harmônicas no lado DC de instalações multiconversoras	46
3.5.1 - Operação com conexão em série ...	47
3.5.2 - Operação com conexão em paralelo.	51
3.6 - Análise dos resultados	56
3.7 - Conclusões	62



CAPÍTULO IV - EQUACIONAMENTO E FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES DE ALIMENTAÇÃO DOS COMPENSADORES ESTÁTICOS CONTROLADOS A TIRISTORES	75
4.1 - Introdução	75
4.2 - Reator controlado a tiristores	75
4.3 - Formas de onda das correntes de fase e de linha	77
4.4 - Equacionamento da corrente através do reator controlado	80
4.5 - Análise de Fourier das correntes nos reatores	82
4.5.1 - Determinação dos limites para os pulsos positivo e negativo da corrente no reator	82
4.6 - Conclusões	83
CAPÍTULO V - COMPORTAMENTO DOS COMPENSADORES ESTÁTICOS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS DESEQUILIBRADOS	85
5.1 - Introdução	85
5.2 - Controle das correntes nos reatores	85
5.3 - Condições gerais de funcionamento do compensador	87
5.3.1 - Controle de flutuação de tensão ...	91
5.4 - Determinação dos ângulos de ignição dos tiristores	93
5.5 - Análise dos resultados	97
5.6 - Conclusões	102
CAPÍTULO VI - SIMULAÇÃO DIGITAL	107
6.1 - Introdução	107
6.2 - Instalações multiconversoras	111
6.2.1 - Representação dos transformadores defasadores	112
6.2.2 - Determinação dos ângulos de ignição	115
6.2.3 - Determinação dos ângulos de comutação	122
6.3 - Compensadores Estáticos	123
6.4 - Análise de Fourier	126
6.4.1 - Análise das equações e intervalos de integração	126
6.4.2 - Cálculo dos coeficientes de Fourier	132
6.5 - Conclusões	135

CAPÍTULO VII - CONCLUSÕES GERAIS	138
APÊNDICE I	140
APÊNDICE II	145
APÊNDICE III	149
APÊNDICE IV	155
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	188



CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

O aumento dos níveis de tensões e correntes harmônicas nos sistemas de transmissão e distribuição tem sido objeto de várias publicações nos últimos anos. Os efeitos dos harmônicos nos componentes dos sistemas elétricos se manifestam através da diminuição da sua vida útil, inaceitáveis perdas de energia e até mesmo falhas de operação de alguns equipamentos, levando, em última análise, a um aumento nos custos totais de operação [5]. A parcela mais significativa do aumento de custo devido a ondas distorcidas são praticamente resultantes do efeito Pelicular. Este fenômeno, conforme amplamente divulgado, trata-se fundamentalmente do aumento da resistência elétrica dos condutores com o aumento da frequência. As correntes alternadas induzem forças eletromotrizes que influem sobre a distribuição das correntes no condutor, as quais se desenvolvem com maior intensidade na periferia do condutor. Um cabo, por exemplo de 300 mcm, tem sua resistência elétrica aumentada de aproximadamente 21% para um quinto harmônico (300 Hz), em relação a sua resistência em corrente contínua.

As máquinas AC, apresentam perdas adicionais resultantes das correntes parasitas induzidas. As componentes de baixa ordem, que se apresentam com maiores amplitudes, são em geral as principais responsáveis por estas perdas no ferro. No caso de motores de indução a existência de harmônicos nas tensões de alimentação podem impedir sua aceleração normal, devido aos torques parasitas à baixa velocidade, que ainda reduzem substancialmente o torque disponível a velocidade nominal [19].

Os bancos de capacitores, quando alimentados por tensões distorcidas, além de apresentar uma potência reativa diferente da nominal, pode ter sua vida útil bastante prejudicada. Nestas condições o aquecimento é anormal e a solicitação de isolamento, que é proporcional ao valor de pico da tensão, pode ser aumentado com os harmônicos de tensão.

Os efeitos capacitivos e indutivos, presentes nos sistemas de potência, podem constituir ressonâncias série ou para

lela para uma frequência harmônica existente, ou próxima dela, originando sobretensões ou sobrecorrentes, que prejudicam sua operação normal.

De um modo geral pode-se dizer que os harmônicos afetarão a operação de qualquer dispositivo que se baseia na existência de formas de onda senoidais no sistema de potência. Assim, tem sido bastante observada e investigada a influência de correntes e tensões harmônicas nos medidores elétricos. Além disto, influenciam os sistemas de comunicação, proteção e controle, devido a induções eletromagnéticas produzidas pelas componentes de alta frequência.

A breve apresentação dos efeitos produzidos pelos harmônicos nos sistemas de energia elétrica, mostra claramente a necessidade de se prever, da forma mais confiável possível, suas ordens e amplitudes geradas nos vários tipos de equipamentos utilizados. Neste trabalho, apresenta-se o estudo e a análise do conteúdo harmônico gerados pelos conversores estáticos a tiristores e compensadores estáticos controlados a tiristores.

Os conversores trifásicos foram escolhidos devido ao seu estágio de desenvolvimento e a grande aceitação no mercado, nas últimas décadas. Várias publicações tratam o assunto, entre tanto uma pequena parcela apresenta uma formulação trifásica, permitindo a análise sob condições não ideais de operação. Esta consideração é de grande importância, pois como se sabe, em condições idealizadas estes equipamentos só produzem as chamadas ordens harmônicas características, que muitas vezes não constituem os verdadeiros problemas. Com a formulação apresentada é possível analisar estes equipamentos sob condições não ideais de operação [1], o que permite estudar as variações do conteúdo harmônico com a geração de ordens harmônicas diferentes daquelas previstas pela teoria clássica. Considera-se também duas filosofias para os sistemas de produção de pulsos, procurando assim atender a maioria dos sistemas utilizados na prática. Esta flexibilidade permite comparar, sob o aspecto geração de harmônicos, o comportamento de tais equipamentos utilizando-se sistemas de produção de pulsos com controle individual e sistemas com pulsos igualmente espaçados.

Os harmônicos no lado de corrente contínua e seus

efeitos nos harmônicos do lado AC da instalação são tratados no capítulo III deste trabalho. Este tipo de análise é também muito pouco divulgada e apresenta uma contribuição bastante interessante, pois estes efeitos podem ser simulados admitindo-se interligações série ou paralela dos diferentes ramos conversores em instalações multiconversoras.

Os compensadores estáticos, apresentados nos capítulos IV e V, tem sido usados de forma crescente nos últimos anos, pois trata-se de um equipamento bastante flexível e com uma velocidade de atuação que permite compensar rápidas variações da carga. Por este motivos e ainda pela pouca divulgação, escolheu-se este equipamento para análise neste trabalho. A formulação foi estabelecida com base nas referências [2] e [14], incluindo-se agora a possibilidade de um controle individual por fase. Este fato, torna possível a operação não só no sentido de corrigir a queda de tensão ("flicker") e o fator de potência, como também compensar o desequilíbrio nas correntes de alimentação do sistema compensado. Esta última aplicação é de grande importância no estudo da compensação de algumas cargas que apresentam carregamentos assimétricos. Os fornos a arco, por exemplo, podem estabelecer durante sua operação, desde curto circuito entre fases, até circuito totalmente aberto, causando grandes desequilíbrios nos sistemas. No capítulo V, é apresentada a metodologia proposta na referência [14], com a qual pode ser estabelecida expressões para o cálculo dos ângulos de ignição em cada uma das fases, considerando-se como requisitos do compensador a correção do fator de potência, da queda de tensão e dos desequilíbrios de corrente. A partir do conhecimento dos ângulos de ignição, procede-se a análise de Fourier das correntes de alimentação, definindo assim o conteúdo harmônico gerado pelo equipamento.

O conteúdo harmônico das correntes de alimentação dos equipamentos simulados neste trabalho é apresentado, durante o texto, na forma gráfica. Esta apresentação embora permitindo uma visualização imediata das ordens e níveis harmônicos gerados, não fornecem boa precisão e nem os ângulos de fase. Entretanto, se estas informações forem necessárias para uma análise mais detalhada, pode-se recorrer ao APÊNDICE IV, que fornece todas as tabelas de resultados referentes aos gráficos ilustrados.

CAPÍTULO II

2 - HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR CONVERSORES ESTÁTICOS2.1 - INTRODUÇÃO

A geração de harmônicos é uma das características indesejáveis que os conversores apresentam para o sistema AC a que estão conectados.

As formas de onda das correntes de alimentação de tais equipamentos não são senoidais [3] e portanto são tratadas para efeito de análise, através do conteúdo harmônico que apresentam.

No Capítulo I, foram discutidas as várias consequências associadas a presença de harmônicos no sistema de alimentação. Assim torna-se necessário a determinação mais exata possível das ordens e níveis harmônicos esperados em instalações desta natureza, sob as diversas condições de operação. Esta análise é de vital importância na realização de estudos que fornecerão subsídios para:

- . projetos de filtros;
- . detecção de possíveis ressonâncias harmônicas;
- . determinação de fatores de distorção; de interferência; etc.

2.1.1 - Correntes Harmônicas Produzidas por Conversores Operando sob Condições Ideais.

A determinação do conteúdo harmônico da corrente de alimentação em regime permanente foi tratada com detalhes na referência [2], onde se desenvolveu um programa de simulação digital do conteúdo harmônico da corrente AC de alimentação. Adotou-se para isto as seguintes condições:

- . tensões AC de alimentação perfeitamente equilibradas e livres de distorções harmônicas;

- . resistências AC desprezíveis;
- . indutâncias AC balanceadas;
- . inexistência de erros aleatórios nos pulsos de ignição das válvulas;
- . desprezíveis os efeitos devido a saturação dos transformadores;
- . reatância de alisamento (L_d) infinita.
- . ângulos de comutação (μ) sempre menores que 60° .
- . corrente no lado DC intermitente.

Porém, estas considerações implicam no estudo apenas dos harmônicos característicos produzidos por conversores de 6 pulsos. Os resultados lá obtidos mostram claramente que desprezando-se as reatâncias do sistema, os componentes harmônicos seguem as relações clássicas:

$$n = PK \pm 1$$

$$I_n = I_1/n$$

onde :

P - número de pulsos da instalação.

K - 1, 2, 3...

n - ordens harmônicas esperadas.

I_n - amplitude do n-ésimo componente harmônico da corrente de alimentação.

I_1 - amplitude da corrente fundamental.

Neste trabalho, desenvolveu-se baseado na referência [1], um estudo mais generalizado buscando retratar da melhor maneira possível as condições de operação desses equipamentos. Assim torna-se possível a análise do conteúdo harmônico de forma mais realista, através de um programa de simulação digital que será discutido com detalhes no Capítulo VI.

2.1.2 - Correntes Harmônicas Produzidas por Conversores Operando sob Condições não Ideais.

Os harmônicos característicos de conversores de 6 apresentam-se com magnitudes bastantes reduzidas, pois os filtros conectados junto ao barramento da instalação conversora são projetados de modo a absorve-los. Porém, as imperfeições nas condições de operação dos sistemas conversores, provocam o aparecimento de outras ordem harmônicas somadas àquelas postuladas no item anterior. Para estas, os filtros não sã serão ineficientes, como podem constituir juntamente com as impedâncias do sistema, (e/ou capacitores para correção do fator de potência) uma ressonância local ou remota [19]. Estes harmônicos, denominados "não característicos", já foram observados em muitos sistemas em operação no mundo e tem causado vários problemas, como por exemplo, a instabilidade harmônica [8].

A seguir apresenta-se o desenvolvimento matemático para o estudo do conteúdo harmônico gerado por instalações conversoras operando sob condições não ideais.

2.2 - EQUAÇÃO GERAL DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO

A figura 2.1 mostra o circuito simplificado de uma ponte conversora trifásica e sua conexão ao sistema AC. Os números colocados junto as válvulas indicam a sequência com que as mesmas são disparadas (início de condução).

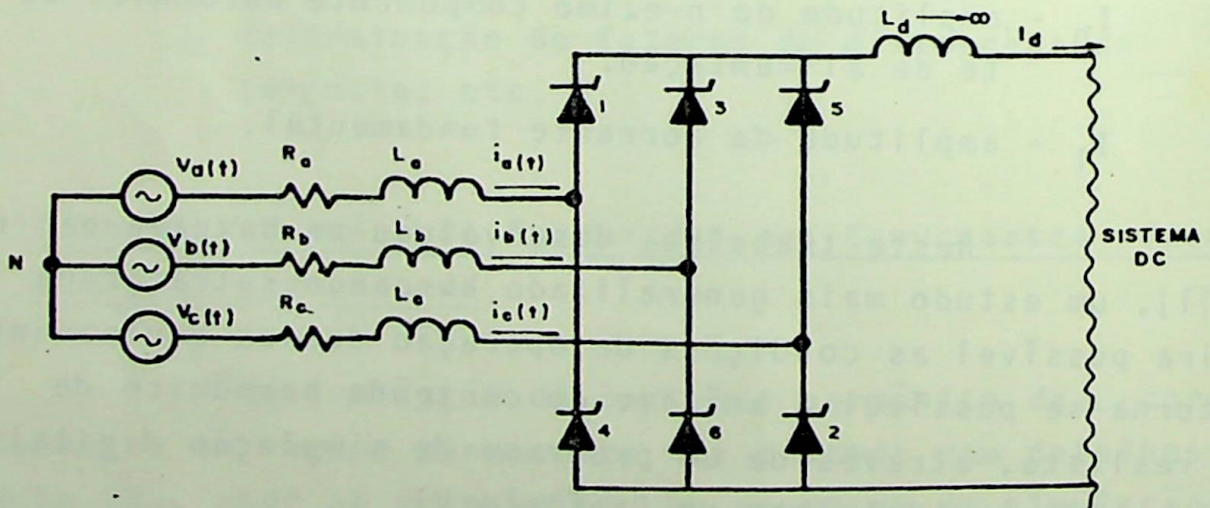


FIGURA 2.1 - Circuito equivalente de uma ponte conversora trifásica.

Considerando-se, conforme sugerido na figura 2.1, uma indutância infinita no circuito do lado DC, a forma de onda da corrente de alimentação em uma das fases do sistema AC, apresenta o aspecto ilustrado na figura 2.2. Observa-se claramente que a corrente assume valores iguais a I_d , zero e $-I_d$ sucessivamente, durante um ciclo completo da componente fundamental da tensão de alimentação. Entretanto, a presença de reatâncias no sistema de alimentação faz com que estas variações sejam processadas em um tempo finito denominado na figura por TC (tempo de comutação ou tempo de overlap). Denominou-se consequentemente de corrente de comutação a corrente que se estabelece durante o tempo de comutação.

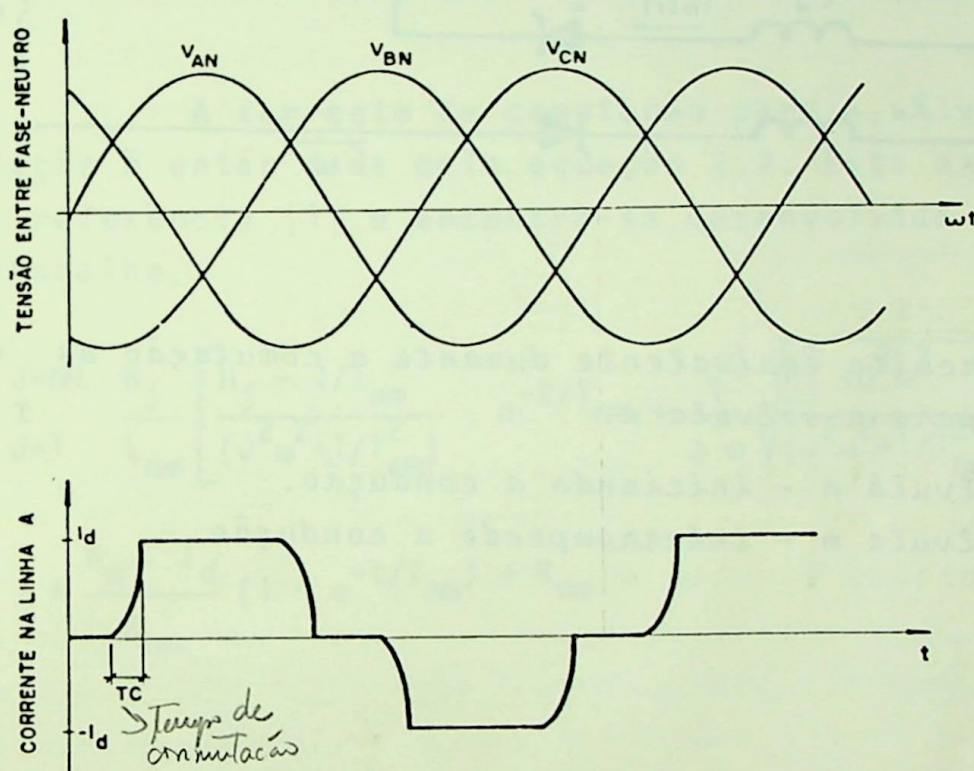


FIGURA 2.2 - Corrente de alimentação na fase A de um sistema com versor de 6 pulsos com $\alpha = 0^\circ$.

A seguir será estabelecida uma expressão analítica para a corrente de comutação, admitindo que a comutação esteja ocorrendo entre duas válvulas quaisquer m e n. De acordo com os objetivos inicialmente propostos neste trabalho, considerou-se as seguintes condições não ideais para a formulação:

. tensões de alimentação desequilibradas e/ou com

distorções harmônicas. Os harmônicos também podem ser desequilibrados.

. impedâncias do sistema AC desequilibradas (reatâncias e/ou resistências).

Pela figura 2.1 observa-se que durante a comutação da válvula m para a válvula n , a ponte conversora apresenta o circuito equivalente ilustrado na figura 2.3.

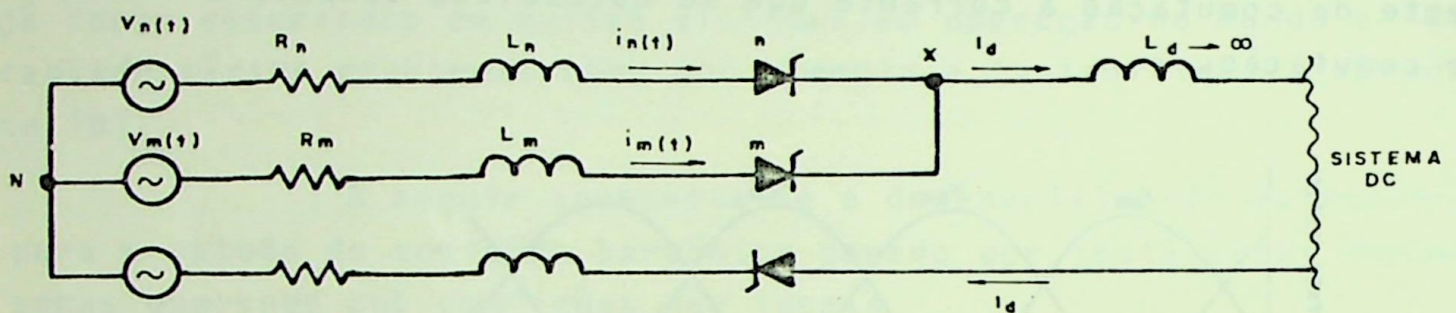


FIGURA 2.3 - Circuito equivalente durante a comutação da válvula m para a válvula n .

Válvula n - iniciando a condução.

Válvula m - interrompendo a condução.

onde :

- R_n - resistência total da fase n
- L_n - indutância total da fase n
- R_m - resistência total da fase m
- L_m - indutância total da fase m
- $v_n(t)$ - tensão da fase n para o neutro
- $v_m(t)$ - tensão da fase m para o neutro

As tensões de alimentação, atendendo as condições gerais estabelecidas, são representadas analiticamente pelas expressões 2.1

$$v_n(t) = \sum_{j=1}^{J=NH} \hat{V}_{nj} \sin(J\omega t + \phi_{nj}) \quad (2.1)$$

$$v_m(t) = \sum_{j=1}^{J=NH} \hat{V}_{mj} \sin(J\omega t + \phi_{mj})$$

onde :

$\hat{V}_{nj}$ e $\hat{V}_{mj}$ - valor de pico do J-ésimo componente Harmônico das tensões n e m respectivamente.

ϕ_{nj} e ϕ_{mj} - ângulos de fase do J-ésimo componente harmônico das tensões n e m respectivamente.

A corrente de comutação para a válvula que entra em condução é então dada pela equação 2.2. Esta expressão foi obtida da referência [1] e encontra-se desenvolvida no APÊNDICE I deste trabalho.

$$i_n(t) = \sum_{j=1}^{J=NH} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[\frac{H_j - 1/T_{nm}}{(J^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2)} e^{-t/T_{nm}} + \frac{1}{j\omega} \sqrt{\frac{H_j^2 + J^2\omega^2}{(J^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2)}} \sin(J\omega t + \phi_j) \right] + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} (1 - e^{-t/T_{nm}}) + K_{nm} \quad (2.2)$$

onde :

$$\omega = 2\pi f$$

$$R_{nm} = R_n + R_m$$

$$L_{nm} = L_n + L_m$$

$$T_{nm} = L_{nm}/R_{nm}$$

$$A_j = \hat{V}_{nj} \cos \phi_{nj} - \hat{V}_{mj} \cos \phi_{mj}$$

$$B_j = \hat{V}_{nj} \sin \phi_{nj} - \hat{V}_{mj} \sin \phi_{mj}$$

$$H_j = J\omega A_j/B_j$$

$$\phi_j = t_g^{-1}(1/J\omega T_{nm}) - t_g^{-1}(H_j/J\omega)$$

$$K_{nm} - \text{constante de integração}$$

J - ordem harmônica da tensão de alimentação

f - frequência

A equação 2.2 foi escrita com relação a mesma referência adotada para as tensões (normalmente tomada como sendo a tensão da fase A para o neutro). Entretanto, é conveniente para futuras aplicações, que seja tomado o instante de disparo da válvula n , (válvula que está iniciando a condução) como nova referência de tempo. Adotou-se então como referência o ângulo de disparo θ_n , medido no termo fundamental em relação a referência adotada anteriormente. A figura 2.4 ilustra a situação descrita para a primeira comutação.

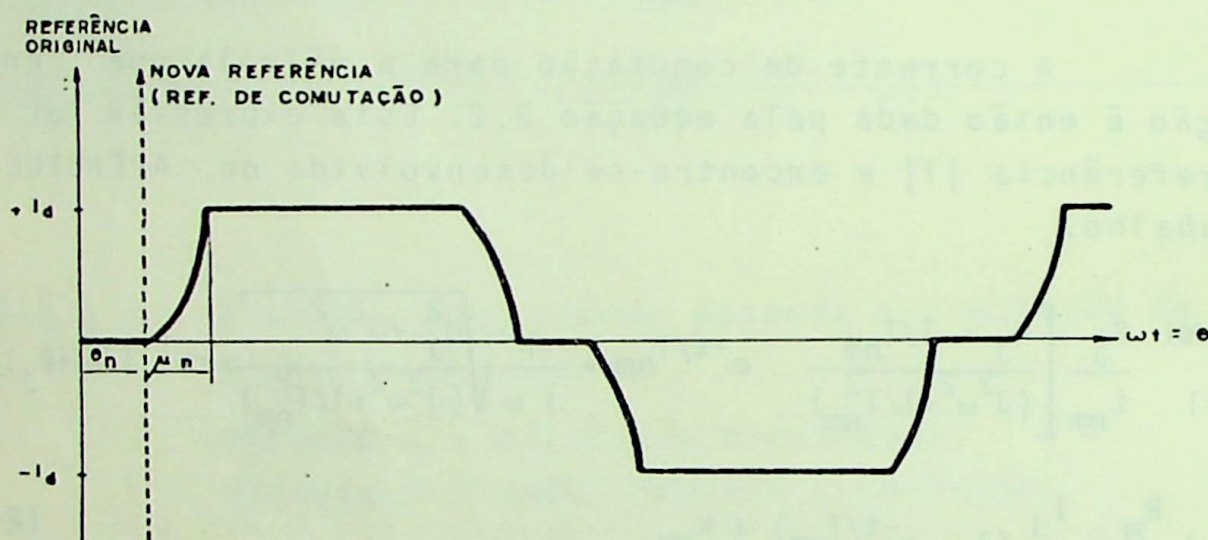


FIGURA 2.4 - Referência de comutação.

A equação 2.3 apresenta uma notação mais compacta para a equação 2.2, já escrita com relação a nova referência (referência de comutação) e que será usada na sequência deste trabalho.

$$i_n(t) = A_1 e^{-t/T_{nn}} + \sum_{J=1}^{J=NH} A_{2j} \cos j\omega t + \sum_{J=1}^{J=NH} A_{3j} \sin j\omega t + A_4 \quad (2.3)$$

onde :

J - ordem harmônica da tensão de alimentação

$$\begin{aligned}
 A_1 &= \sum_{J=1}^{J=NH} X_J - Y & X_J &= \frac{B_J}{L_{nm}} \left[\frac{H_J - 1/T_{nm}}{J^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2} \right] & Y &= \frac{R_m I_d}{R_n} \\
 A_{2j} &= S_j \sin \delta_j & S_j &= \frac{B_j}{J \omega L_{nm}} \sqrt{\frac{(H_j^2 + J \omega^2)}{(J^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)}} & \delta_j &= \phi_j + J \theta_n \\
 A_{3j} &= S_j \cos \delta_j \\
 A_4 &= Y + K_{nm}
 \end{aligned}$$

Nestas condições, a constante de integração K_{nm} é obtida considerando-se que para t igual a zero, a corrente de comutação $i_n(t)$ é nula. A expressão 2.4 calcula a constante K_{nm} para uma comutação qualquer, que esteja ocorrendo entre as fases n e m .

$$K_{nm} = - \left(A_1 + \sum_{J=1}^{J=NH} A_{2j} \right) \quad (2.4)$$

2.2.1 - Simplificação da Corrente de Comutação

Pela figura 2.2, observa-se que durante um ciclo da componente fundamental, para cada corrente de linha, ocorrem quatro comutação entre fases diferentes. Evidentemente, como os parâmetros da equação 2.3 são definidos a partir das fases envolvidas, estes deverão ser recalculados a cada nova comutação.

Para ilustrar a validade da equação estabelecida em 2.3, analisa-se a seguir uma situação ideal que levará a resultados bastante conhecidos na literatura. Considera-se então as seguintes condições:

- . tensões de alimentação equilibradas e livres de distorções harmônicas.
- . resistência do sistema AC desprezíveis
- . reatâncias do sistema AC equilibradas ($L_a = L_b = L_c = L$).

A equação 2.3 pode então ser escrita na forma simplificada dada por 2.5.

$$i_n(t) = \frac{B \sqrt{H^2 + \omega^2}}{\omega^2 L_{nm}} \left[\text{sen}(\omega t + \theta_j + \theta_n) - \text{sen}(\theta_j + \theta_n) \right] \quad (2.5)$$

onde :

$$B = \hat{V}_n \cos \theta_n - \hat{V}_m \cos \theta_m$$

$$A = \hat{V}_n \sin \theta_n - \hat{V}_m \sin \theta_m$$

$$H = J \cdot \omega \cdot A/B$$

$\hat{V}_n, \hat{V}_m$ - valores de pico das tensões das fase envolvidas

θ_n, θ_m - ângulos de fase das tensões das fase envolvidas

Assim, para a primeira comutação que ocorre da fase C para a fase A como mostra a figura 2.2, é calculada adotando-se:

$$m \rightarrow c \quad V_c(t) = V_{m\bar{a}x} \text{sen}(\omega t + 120^\circ)$$

$$n \rightarrow a \quad V_a(t) = V_{m\bar{a}x} \text{sen}(\omega t)$$

$$\theta_n = \theta_1 = 30^\circ + \alpha \quad \text{onde:} \quad \alpha - \text{ângulo de ignição}$$

- consequentemente tem-se:

$$A = \frac{3}{2} V_{m\bar{a}x} \quad B = -\frac{\sqrt{3}}{2} V_{m\bar{a}x} \quad H = -\omega\sqrt{3} \quad \theta_j = 60^\circ$$

Então a corrente na fase A, durante todo o tempo de comutação, é dado pela equação 2.6 apresentada na referência [3] e em várias publicações sobre o assunto.

$$i_a(t) = \frac{\sqrt{3} V_{m\bar{a}x}}{2 \omega L} \left[\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha) \right] \quad (2.6)$$

Atenção: $V_{m\bar{a}x}$ é tensão entre fases ou $V_{m\bar{a}x} = \sqrt{2} V_{ef}$.

As figuras 2.5 e 2.6 mostram as correntes envolvidas no processo de comutação para α igual a zero e diferente de zero, respectivamente.

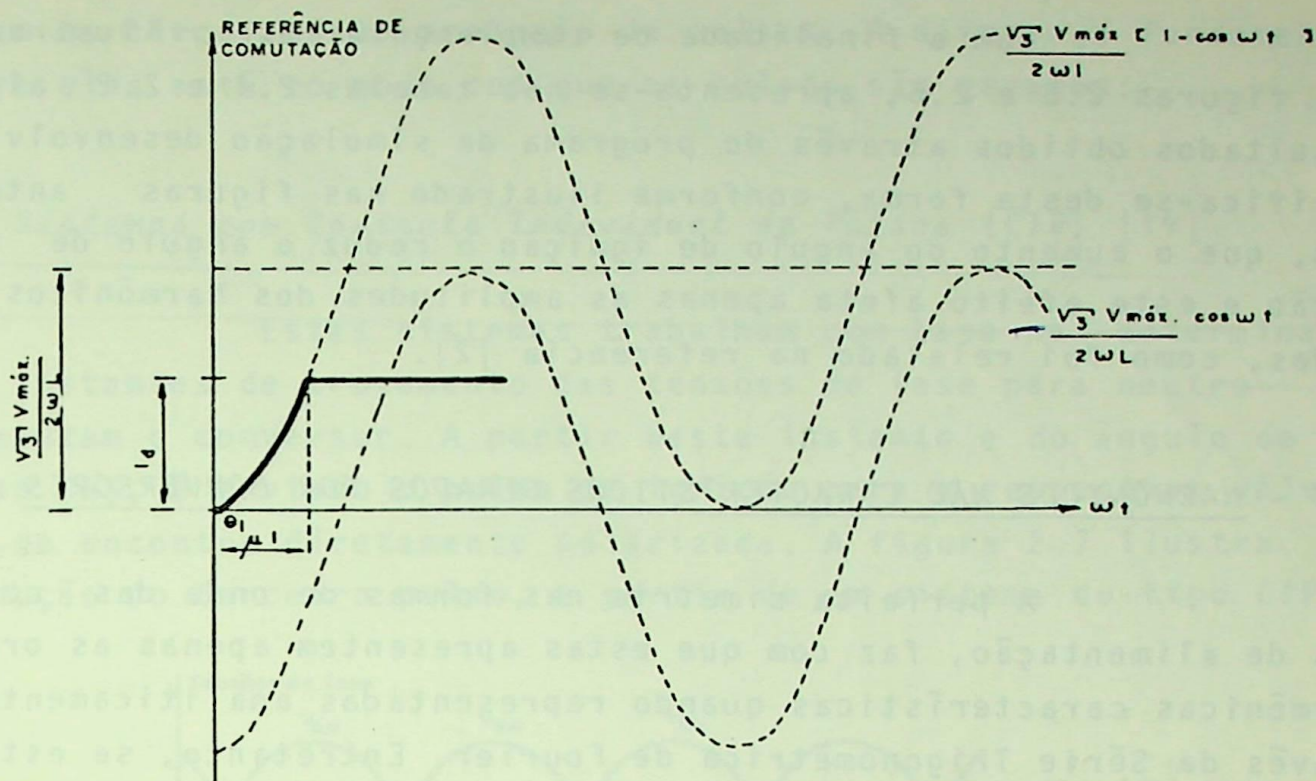


FIGURA 2.5 - Comutação da fase C para a fase A com $\alpha = 0$.

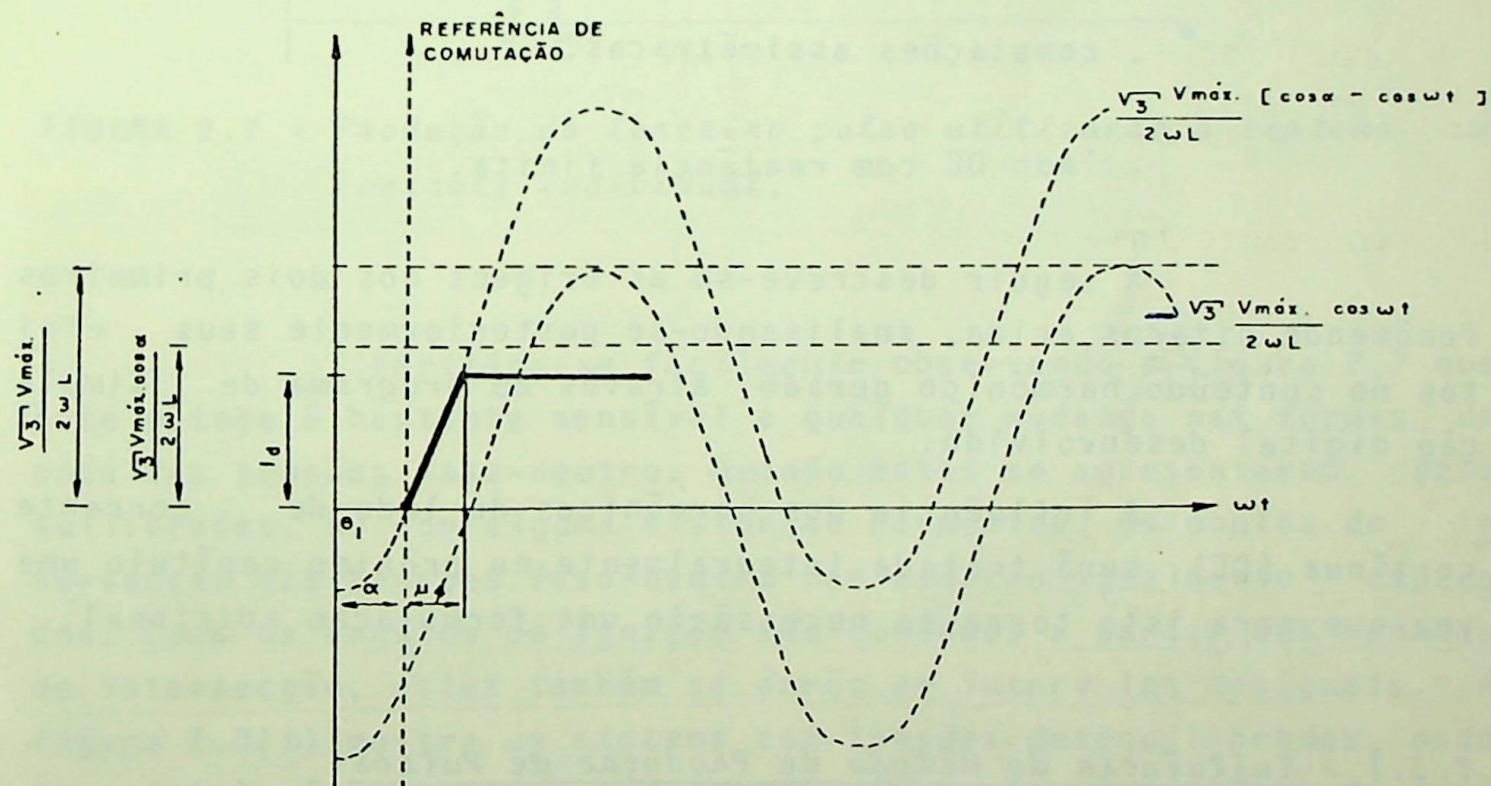


FIGURA 2.6 - Comutação da fase C para a fase A com $\alpha \neq 0$.

Com a finalidade de complementar as ilustrações das figuras 2.5 e 2.6, apresenta-se nas tabelas 2.1 e 2.2 alguns resultados obtidos através do programa de simulação desenvolvido. Verifica-se desta forma, conforme ilustrado nas figuras anteriores, que o aumento do ângulo de ignição α reduz o ângulo de comutação e este efeito afeta apenas as amplitudes dos harmônicos gerados, como foi relatado na referência [2].

2.3 - HARMÔNICOS NÃO CARACTERÍSTICOS GERADOS POR CONVERSORES

A perfeita simetria nas formas de onda das correntes de alimentação, faz com que estas apresentem apenas as ordens harmônicas características quando representadas analiticamente através da Série Trigonométrica de Fourier. Entretanto, se esta simetria for perdida, resultará um conteúdo harmônico adicional, designado nos itens anteriores por harmônicos não característicos [1]. Tais assimetrias são basicamente originadas por:

- . desequilíbrios nos ângulos de ignição das válvulas, ou seja, os pulsos de ignição não estão igualmente espaçados de 60° .
- . comutações assimétricas.
- . lado DC com reatância finita.

A seguir descreve-se as origens dos dois primeiros fenômenos citados acima, analisando-se posteriormente seus efeitos no conteúdo harmônico gerado, através do programa de simulação digital desenvolvido.

A influência dos harmônicos do lado de corrente contínua (DC), será tratada integralmente no próximo capítulo uma vez que para isto torna-se necessário uma formulação adicional.

2.3.1 - Influência do Método de Produção de Pulsos

A função do sistema de produção de pulsos é gerar e enviar os seis pulsos de ignição para inicializar a condução nas válvulas. Existem basicamente dois métodos nos quais se ba

sejam os circuitos de produção de pulsos. A diferença fundamental entre eles está no modo com que os pulsos são gerados:

A - Sistemas com Controle Individual de Pulsos (CIP) |19|

Estes sistemas trabalham com base na determinação dos instantes de cruzamento das tensões de fase para neutro que alimentam o conversor. A partir deste instante e do ângulo de a traso (α), é enviado o pulso de ignição para a respectiva válvula que se encontra diretamente polarizada. A figura 2.7 ilustra a produção do terceiro pulso, a partir de um sistema do tipo CIP.

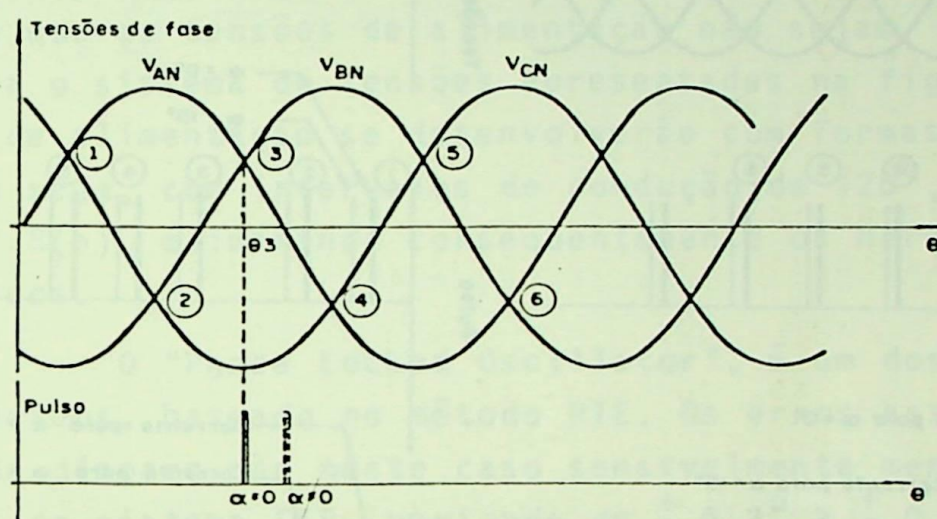
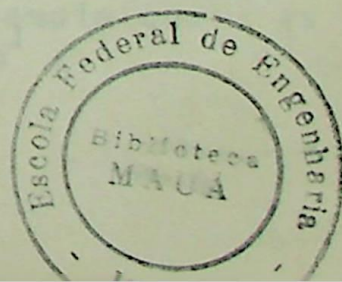
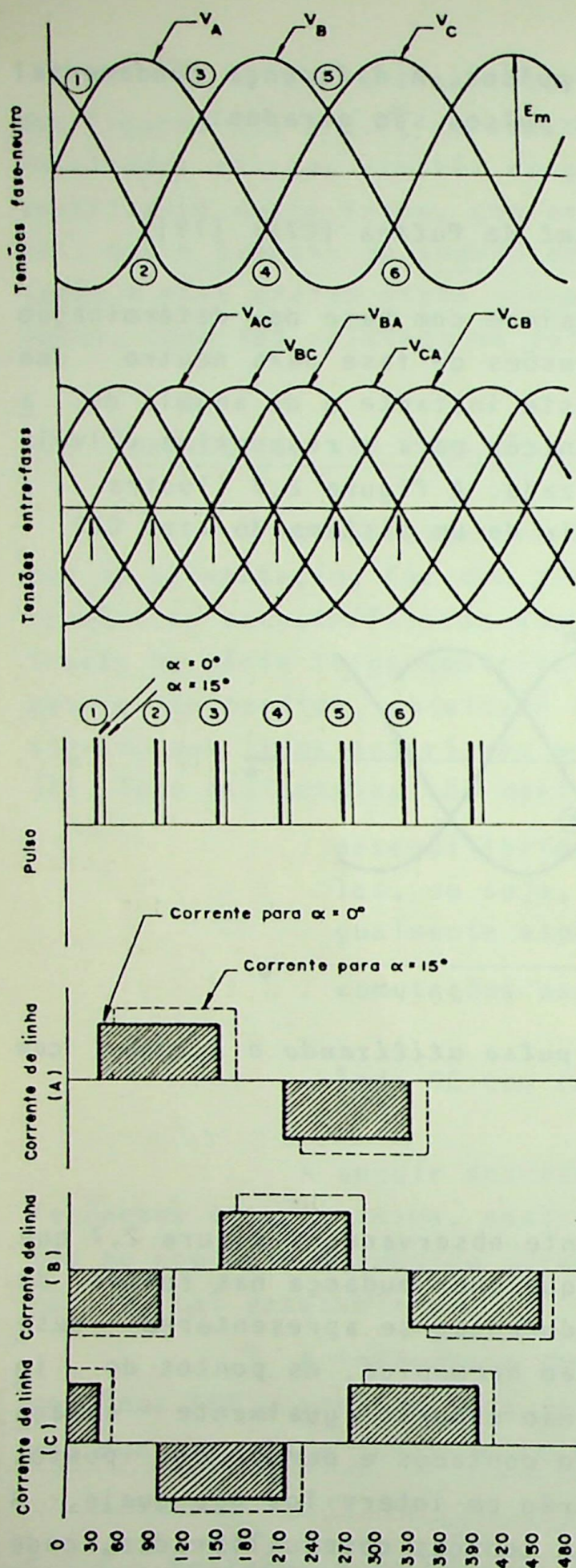


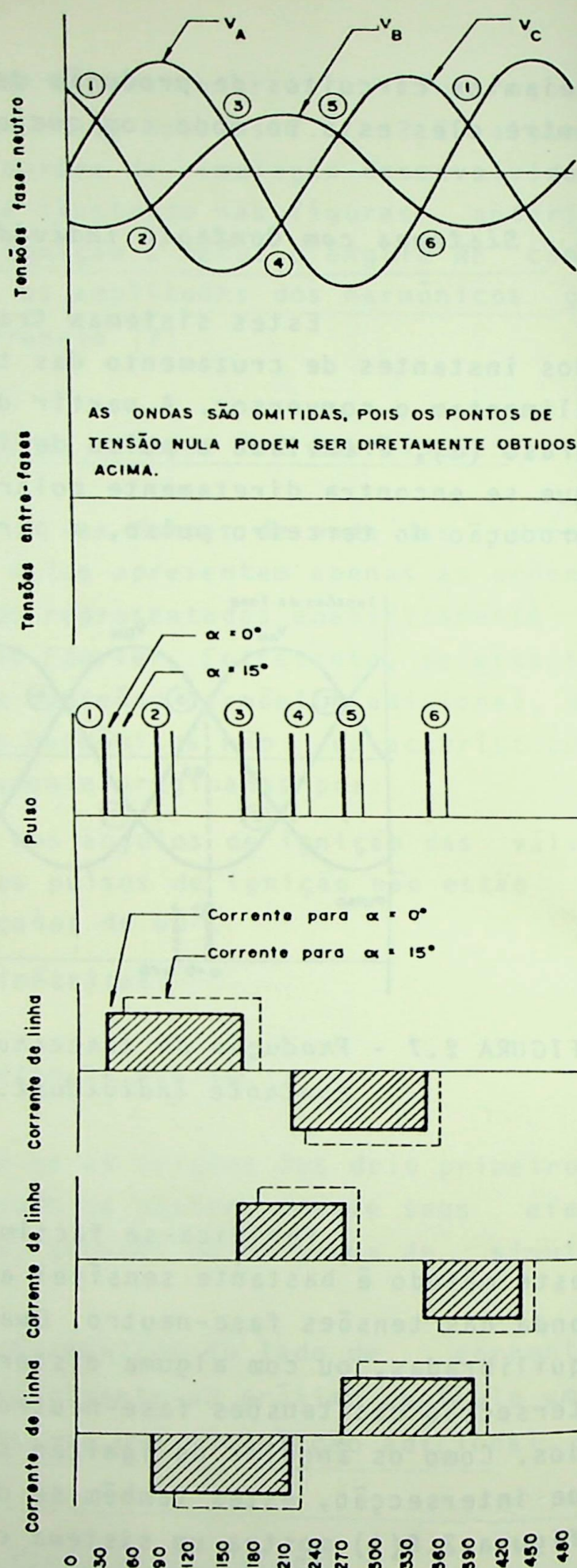
FIGURA 2.7 - Produção do terceiro pulso utilizando o sistema com controle individual.

Verifica-se facilmente observando a figura 2.7 que este método é bastante sensível a qualquer mudança nas formas de onda das tensões fase-neutro. Quando estas se apresentarem desequilibradas, ou com alguma distorção harmônica, os pontos de intersecção das tensões fase-neutro não estarão igualmente espaçados. Como os ângulos de ignição são contados a partir dos pontos de intersecção, estes também se darão em intervalos desiguais. A figura 2.8(b) mostra um sistema com tensões desequilibradas, onde se constata facilmente o espaçamento irregular nos pulsos de ignição e a consequente assimetria nas formas de onda das correntes de alimentação, caracterizadas pela existência de intervalos de condução diferentes de 120° .





(a)



(b)

FIGURA 2.8 - Correntes de alimentação de uma ponte conversora de 6 pulsos com $L_a = L_b = L_c = 0$ e $L_d \rightarrow \infty$.

É importante considerar também que mesmo que as tensões estivessem perfeitamente equilibradas, ainda estariam presentes os possíveis erros inerentes aos próprios circuitos de disparo. Para os sistemas do tipo CIP já foram constatados erros de $\pm 3^{\circ}$ na operação como retificador e $\pm 1,5^{\circ}$ na operação como inversor [19].

B - Sistemas com Pulsos Igualmente Espaçados (PIE) [9]

Sua principal característica é que operam quase totalmente independente das tensões de alimentação. Os pulsos produzidos pelo sistemas PIE estarão sempre igualmente espaçados de 60° , mesmo que as tensões de alimentação não sejam equilibradas. Assim, para o sistema de tensões apresentadas na figura 2.8(b), as correntes de alimentação se desenvolverão com formas de onda simétricas, ou seja, com intervalos de condução de 120° , como ilustra a figura 2.8(b), eliminando consequentemente os harmônicos não característicos.

O "Phase Locked Oscillator", é um dos sistemas mais conhecidos, baseado no método PIE. Os erros associados ao circuito de disparo são neste caso sensivelmente menores que os observados no sistema CIP, variando de $\pm 0,2^{\circ}$ a $\pm 0,4^{\circ}$ [19].

2.3.2 - Influência da Comutação Assimétrica

A expressão analítica estabelecida para a corrente de comutação (equação 2.3), apresenta como principais parâmetros as tensões e impedâncias das fases envolvidas no processo. Com relação a esses parâmetros, as correntes de comutação, para cada fase, podem ser classificadas em dois grupos. A comutação assimétrica ocorrerá quando os parâmetros que definem cada um dos grupos possuírem características diferentes. Estas características estão diretamente ligadas aos desequilíbrios no sistemas alimentador. Como consequência, serão geradas ordens harmônicas não características, evidenciadas pelo terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares.

A figura 2.9 ilustra o circuito equivalente da terceira e da quinta comutação. Considerando-se por exemplo que as

indutâncias L_a , L_b , L_c apresentem valores diferentes, a indutância total de comutação, genericamente denominada L_{nm} , terá diferentes valores para cada comutação. Desta forma, a corrente que se estabelece durante o tempo de comutação terá características diferentes, pois para a terceira comutação a indutância total L_{nm} é dada por $L_a + L_b$, enquanto que na quinta comutação assume o valor $L_b + L_c$.

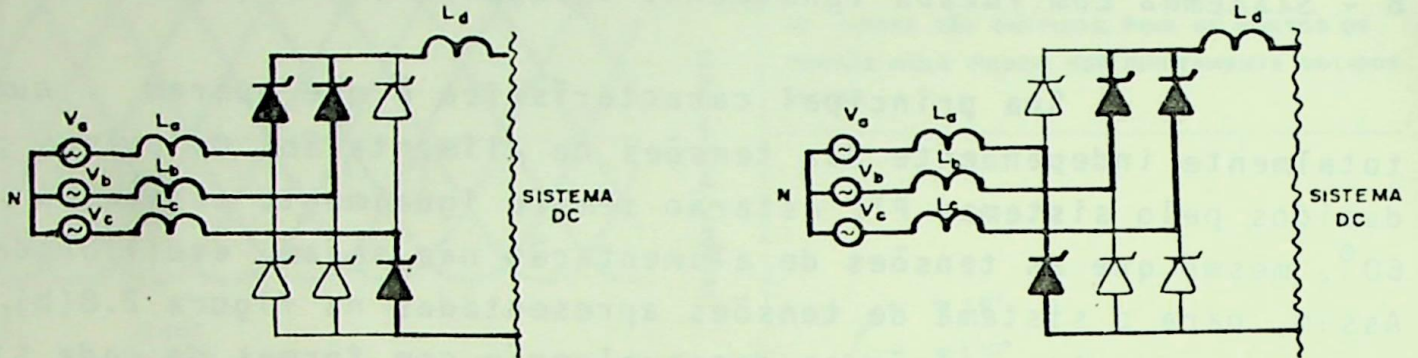


FIGURA 2.9 - Circuito equivalente de comutação.

A assimetria resultante pode ser observada na figura 2.10, onde é apresentada a corrente de alimentação na fase b do sistema. Evidentemente existem outros tipos de desequilíbrios que conduzem as mesmas consequências, apresentou-se entretanto o exemplo acima por ser de fácil demonstração.

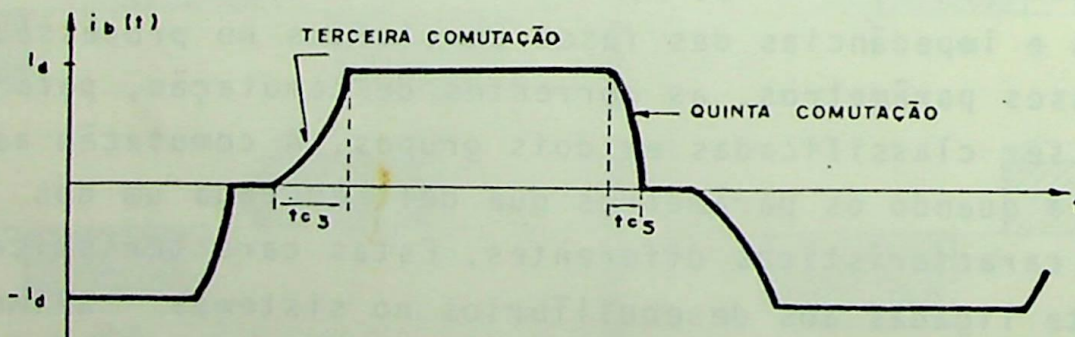


FIGURA 2.10 - Corrente de alimentação na fase B, apresentando comutações assimétricas.

2.4 - ANÁLISE DOS RESULTADOS

Apresenta-se a seguir os resultados obtidos através do programa de simulação desenvolvido. Para a análise dos efeitos causados pelos desequilíbrios nos ângulos de ignição e pelas comutações assimétricas no conteúdo harmônico das correntes de alimentação de uma instalação conversora, considerou-se o sistema de 6 pulsos ilustrado na figura 2.11

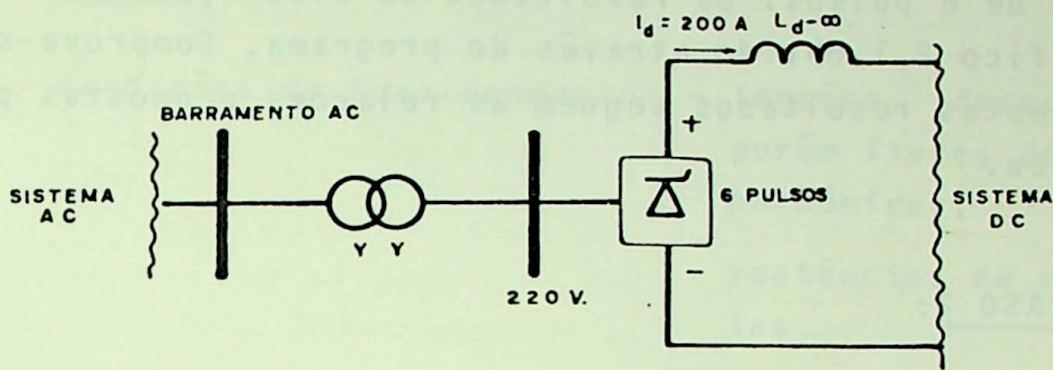


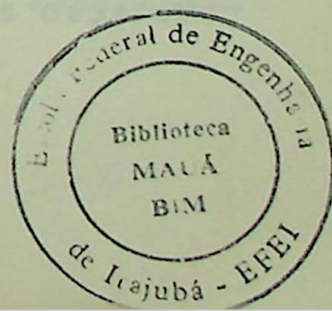
FIGURA 2.11 - Sistema conversor de 6 pulsos.

Entre as várias situações simuladas, foram selecionadas as que apresentaram resultados mais significativos para a etapa em análise.

CASO 1:

Condições de Funcionamento:

- tensões de alimentação e equilibradas e livres de distorções harmônicas.
- reatâncias de comutação nulas.
- ângulos de ignição zero ($\alpha = 0$)
- sistema de produção de pulsos com controle individual-CIP.



Objetivo: Analisar o conteúdo harmônico produzido sob condições ideais de funcionamento.

Neste caso, dado as condições impostas, os pulsos de ignição estão igualmente espaçados de 60° , como ilustra a figura 2.8(a). A corrente de linha é formada por blocos simétricos em relação ao eixo dos tempos, período de condução de 120° e consequentemente apresenta apenas os harmônicos característicos de uma instalação de 6 pulsos. Os resultados da simulação são apresentados no gráfico 2.1 obtido através do programa. Comprova-se diretamente que estes resultados seguem as relações propostas pela teoria clássica.

CASO 2:

Condições de Funcionamento:

- tensões de alimentação e equilibradas e livres de distorções harmônicas.
- reatâncias de comutação $0,0693 \Omega$ por fase.
- ângulos de ignição $\alpha = 10^{\circ}$
- sistema de produção de pulsos com controle individual CIP.

Objetivo: Verificar a influência da comutação nos harmônicos gerado sob condições ideais.

A transferência de condução de uma válvula para outra se processa em um tempo finito devido a presença das reatâncias de comutação, como foi discutido nos itens anteriores. Estas reatâncias são definidas praticamente pela reatância de curto circuito do transformador que neste caso foi adotado em 10% nas bases correspondentes.

O efeito no conteúdo harmônico é visível através do gráfico 2.2, onde se conclui que a presença das reatâncias de comutação apenas atenuam as ordens harmônicas geradas. Este fato

é perfeitamente compreensível considerando-se que a corrente de comutação que se estabelece durante alguns instantes contribui para que a forma de onda final das correntes de alimentação do sistema tenha uma característica mais próxima de uma senoide pura. Desta forma é evidente que o conteúdo harmônico se apresente pelo menos com amplitudes menores.

CASO 3:

- Condições de Funcionamento:*
- tensões desequilibradas, porém livres de distorções harmônicas.
 - reatâncias de comutação nulas.
 - ângulos de ignição $\alpha = 20^\circ$
 - sistema de produção de pulsos com controle individual (CIP).

Objetivo: Analisar a produção de harmônicos sob condições não ideais de operação, caracterizadas pelo desequilíbrio de ignição.

Para esta análise adotou-se para as tensões de alimentação os seguintes valores de pico e ângulos de fase:

$$\begin{array}{ll} \hat{V}_a = 310 \text{ v} & \vartheta_a = 0^\circ \\ \hat{V}_b = 325,5 \text{ v} & \vartheta_b = 237^\circ \\ \hat{V}_c = 294,5 \text{ v} & \vartheta_c = 125^\circ \end{array}$$

Nestas condições os pontos de cruzamento das tensões de fase ou instantes em que a tensão de linha passe por zero não estão igualmente espaçados, como ilustra a figura 2.8(b). Assim, para o sistema de produção adotado neste caso, os ângulos de ignição também se darão em intervalos desiguais. A tabela 2.3 apresenta as características gerais de operação onde espaçamento

irregular das ignições pode ser constatado facilmente.

Como as reatâncias de comutação foram desprezadas, a transferência de condução entre as válvulas são instantâneas, resultando evidentemente em ângulos de comutação nulos. Então, os harmônicos não característicos gerados neste caso, se devem exclusivamente ao desequilíbrios nos ângulos de ignição e são caracterizados pelo 3º harmônico e seus múltiplos ímpares ilustrados no gráfico 2.3. Este conteúdo harmônico adicional se deve a mudança nas larguras dos blocos de correntes, ou seja, períodos de condução diferentes de 120° , como ocorre no caso ideal. Contudo continua existindo simetria em relação ao eixo dos tempos, como mostra a figura 2.8 b e assim não existirá componente contínua. Outra característica interessante é que para os harmônicos não característicos a amplitude não decresce rapidamente com o aumento da ordem harmônica, como ocorre com os harmônicos característicos. Para a linha C o terceiro harmônico é aproximadamente 9.3 A enquanto o nono harmônico apresenta uma amplitude de pico de 9.2 A e portanto uma variação de apenas 1%.

Substituindo-se o sistema de produção CIP, por um sistema com pulsos igualmente espaçados PIE, as novas condições de operação passam a ser dadas pela tabela 2.4. Neste caso, apesar do espaçamento irregular dos pontos de tensão de linha nula, os instantes de ignição acontecem em intervalos iguais. Desta forma volta a existir períodos de condução de 120° para os blocos das correntes de linha e conseqüentemente o conteúdo harmônico é idêntico ao ilustrado no gráfico 2.1.

CASO 4:

- Condições de Funcionamento:*
- tensões de alimentação de
sequilibradas e livres de
distorções harmônicas (i
dênticas ao caso anterior).
 - reatâncias de comutação i
guais nas tres fases $L_A =$
 $= L_B = L_C = 0,0693 \Omega$.
 - ângulo de ignição $\alpha = 20^{\circ}$

- sistema de produção de pulsos com controle individual (CIP).

Objetivo: Analisar a geração de harmônicos sob condições não ideais de operação, com a influência do desequilíbrio de ignição e comutações assimétricas.

Os resultados obtidos neste caso possuem as mesmas características do caso anterior, porém o tempo de comutação entre as válvulas neste caso é diferente de zero, devido a presença das reatâncias de comutação, como pode ser observado pela tabela 2.5.

O conteúdo harmônico se manifesta com amplitudes atenuadas em relação ao caso anterior (Gráfico 2.4) pelos mesmos motivos comentados no CASO 2. Aqui, os harmônicos não característicos se devem simultaneamente aos desequilíbrios nos ângulos de ignição e comutações assimétricas, que podem ser facilmente constatadas pela tabela 2.5.

Adotando-se para o mesmo caso um sistema com pulsos equidistantes (PIE), os efeitos do desequilíbrio de ignição deixam de existir, entretanto os harmônicos não característicos continuam presentes devido as comutações assimétricas. A tabela 2.6, apresenta as características de operação e o espectro final para as correntes de alimentação é ilustrado no gráfico 2.5.

Observa-se que o efeito das comutações assimétricas se manifestam com amplitudes bastante reduzidas. Trata-se contudo de uma situação particular onde para as características impostas ($\alpha = 20^\circ$), levaram os ângulos de comutação pequenos e consequentemente as assimetrias de comutação conduzem a efeitos não muito apreciáveis no conteúdo harmônico final. Adotou-se então uma nova situação onde este efeito pudesse ser facilmente constatado e para isto considerou-se um ângulo de ignição nulo e um sistema de produção de pulsos com ignições igualmente espaçadas (PIE), tabela 2.7. Esta última característica é importante, pois como foi comentado anteriormente, isto garante que apenas o efeito das comutações assimétricas estejam presentes.

Os ângulos de comutação são neste caso aproximadamente 2 vezes maiores que na situação anterior, e o efeito nos componentes harmônicos das correntes de alimentação torna-se bem visível, como pode ser verificado pelo gráfico 2.6.

CASO 5:

Condições de Funcionamento:

- tensões de alimentação e equilibradas e com 5% de terceiro harmônico também equilibrado.
- reatâncias de comutação nu las.
- ângulo de ignição $\alpha = 10^{\circ}$
- sistema de produção de pul sos com controle indi vi du al (CIP).

Objetivo: Verificar a influência da presença de harmôni cos ímpares nas tensões de alimentação.

Estas condições de operação levam novamente a dese quilíbrios nos ângulos de ignição e conseqüentemente se manifesta um conteúdo harmônico adicional caracterizado pelos 3º harmônicos e seus múltiplos ímpares, como foi comentado nos casos anteriores. Os resultados da simulação são ilustrados pelo gráfico 2.7.

Substituindo-se o sistema de produção de pulsos com controle individual (CIP), pelo sistema com pulsos igualmente es paçados (PIE), as correntes de alimentação voltam a apresentar a penas os harmônicos característicos, como ilustrado no gráfico 2.1.

CASO 6:

Condições de Funcionamento:

- tensões de alimentação e equilibradas e com 3% de se gundo harmônico também e equilibrado.

- reatâncias de comutação nulas.
- sistema de produção de pulsos com controle individual (CIP).

Objetivo: Verificar a influência da presença de harmônicos pares nas tensões de alimentação.

O gráfico 2.8 fornece os resultados computacionais obtidos nestas condições. Novamente observa-se a presença de harmônicos não característicos, agora caracterizados predominantemente pelos harmônicos pares.

Verificou-se nos casos anteriores, que os harmônicos não característicos (terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares), se manifestavam quando os períodos de condução se davam em intervalos diferentes de 120° . Para analisar as causas que levam a produção de ordens harmônicas pares considere as formas de onda ilustradas na figura 2.12. A diferença entre as figuras 2.12(a) e 2.12(b) é que para a segunda figura, os blocos positivo e negativo são deslocados de um ângulo $\Delta\delta$. Este deslocamento é provocado pelos erros de ignição devido a distorção nas tensões de alimentação. Esta forma de onda embora tendo períodos de condução de 120° , apresentam assimetrias entre os intervalos de não condução.

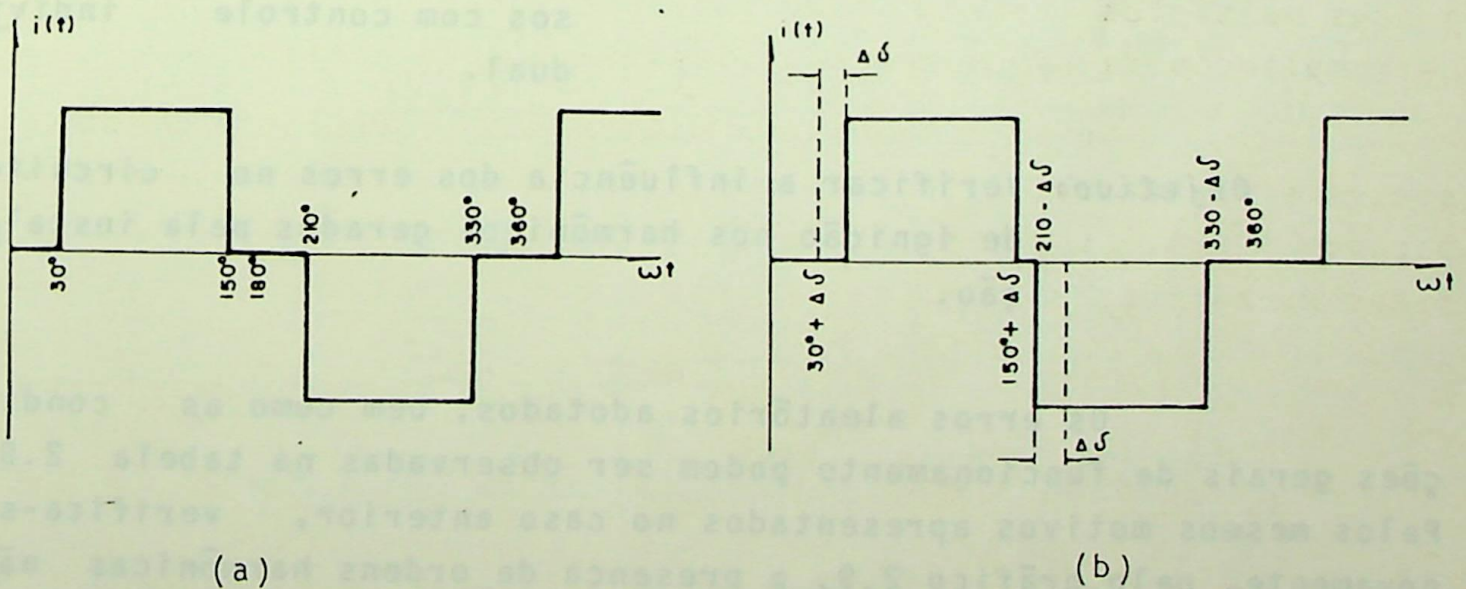


FIGURA 2.12 - Forma de onda da corrente de alimentação.

A forma de onda ilustrada em 2.12(a) constitui na sua representação analítica, uma função ímpar, ou seja:

$$i(\omega t) = - i(\omega t + 180^\circ) \quad (2.7)$$

Nestas condições sabe-se que são produzidos apenas nas ordens harmônicas ímpares. Entretanto, a forma de onda ilustrada em 2.12(b) não obedece as condições impostas em (2.7) e neste caso, a análise de Fourier mostra componente harmônicos pares. Estas características podem ser observadas na tabela 2.8, obtida nesta simulação. Podem ser constatados intervalos de condução diferentes de 120° e intervalos de não condução assimétricos.

CASO 7:

Condições de Funcionamento:

- tensões de alimentação equilibradas e livres de distorções harmônicas.
- reatância de comutação de $0,0693\Omega$ por fase.
- ângulo de ignição 10° .
- sistema de produção de pulsos com controle individual.

Objetivo: Verificar a influência dos erros no circuito de ignição nos harmônicos gerados pela instalação.

Os erros aleatórios adotados, bem como as condições gerais de funcionamento podem ser observadas na tabela 2.9. Pelos mesmos motivos apresentados no caso anterior, verifica-se novamente, pelo gráfico 2.9, a presença de ordens harmônicas não características.

2.5. CONCLUSÕES

Com a formulação genérica estabelecida neste capítulo foi possível obter, a partir do programa de simulação digital, resultados muito úteis nos estudos de instalações desta natureza. Os resultados apresentados foram obtidos supondo-se algumas condições assimétricas de operação e, sempre que possível, analisando os efeitos de tais assimetrias separadamente. Algumas situações foram simuladas com diferentes sistemas de produção de pulso, onde se concluiu diretamente suas influências. Todos os resultados obtidos foram comparados com outras publicações do gênero e se apresentaram bastante coerentes.

*** CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO ***									
* SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS - CIP									
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00									
* ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS) - 0.00									
SEQ.	DE	ÂNGULOS DE	ERROS NO	ÂNGULOS DE	ÂNGULOS DE				
IGNIC.		CRUZAMENTO	CIRC. DISP.	IGNICAO	COMUTACAO				
		(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)				
1	1	30.00	0.00	30.00	18.49				
1	2	90.00	0.00	90.00	18.49				
1	3	150.00	0.00	150.00	18.49				
1	4	210.00	0.00	210.00	18.49				
1	5	270.00	0.00	270.00	18.49				
1	6	330.00	0.00	330.00	18.49				

TABELA 2.1 - Características de operação.

*** CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO ***									
* SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS - CIP									
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00									
* ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS) - 20.00									
SEQ.	DE	ÂNGULOS DE	ERROS NO	ÂNGULOS DE	ÂNGULOS DE				
IGNIC.		CRUZAMENTO	CIRC. DISP.	IGNICAO	COMUTACAO				
		(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)				
1	1	30.00	0.00	50.00	7.37				
1	2	90.00	0.00	110.00	7.37				
1	3	150.00	0.00	170.00	7.37				
1	4	210.00	0.00	230.00	7.37				
1	5	270.00	0.00	290.00	7.37				
1	6	330.00	0.00	350.00	7.37				

TABELA 2.2 - Características de operação.

*** CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO ***									
* SISTEMA DE FREQUÊNCIA DE PULSOS - CIP									
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00									
* ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS) - 20.00									
SEQ.	DE	ÂNGULOS DE	DE	EFEC. NO	ÂNGULOS DE	ÂNGULOS DE	DE	DE	DE
IGNIC.	IGNIC.	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO
(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)
1	1	1	26.73	1	0.0	1	46.73	1	0.0
1	2	1	90.93	1	0.0	1	110.93	1	0.0
1	3	1	150.74	1	0.0	1	170.74	1	0.0
1	4	1	206.73	1	0.0	1	226.73	1	0.0
1	5	1	270.93	1	0.0	1	290.93	1	0.0
1	6	1	330.74	1	0.0	1	350.74	1	0.0

TABELA 2.3 - Características de operação.

*** CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO ***									
* SISTEMA DE FREQUÊNCIA DE PULSOS - PIE									
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00									
* ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS) - 20.00									
SEQ.	DE	ÂNGULOS DE	DE	EFEC. NO	ÂNGULOS DE	ÂNGULOS DE	DE	DE	DE
IGNIC.	IGNIC.	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO	CHUZAMENTO
(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)
1	1	1	26.73	1	0.0	1	46.73	1	0.0
1	2	1	90.93	1	0.0	1	106.73	1	0.0
1	3	1	150.74	1	0.0	1	166.73	1	0.0
1	4	1	206.73	1	0.0	1	226.73	1	0.0
1	5	1	270.93	1	0.0	1	286.73	1	0.0
1	6	1	330.74	1	0.0	1	346.73	1	0.0

TABELA 2.4 - Características de operação

*** CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO ***							
* SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS - CIP							
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00							
* ÂNGULO DE DESFASE (GRAUS) - 20.00							
SEC. DE IGNIC.	ÂNGULOS DE CRUZAMENTO (GRAUS)	EFEC. NO CIRC. DISP. (GRAUS)	ÂNGULOS DE IGNICAO (GRAUS)	ÂNGULOS DE COMUTACAO (GRAUS)			
1	26.73	0.0	46.73	7.38			
2	90.93	0.0	110.93	7.65			
3	150.74	0.0	170.74	7.12			
4	206.73	0.0	226.73	7.38			
5	270.93	0.0	290.93	7.65			
6	330.74	0.0	350.74	7.12			

TABELA 2.5 - Características de operação.

*** CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO ***							
* SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS - PIE							
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00							
* ÂNGULO DE DESFASE (GRAUS) - 20.00							
SEC. DE IGNIC.	ÂNGULOS DE CRUZAMENTO (GRAUS)	EFEC. NO CIRC. DISP. (GRAUS)	ÂNGULOS DE IGNICAO (GRAUS)	ÂNGULOS DE COMUTACAO (GRAUS)			
1	26.73	0.0	46.73	7.38			
2	90.93	0.0	106.73	8.93			
3	150.74	0.0	166.73	8.27			
4	206.73	0.0	226.73	7.38			
5	270.93	0.0	286.73	8.93			
6	330.74	0.0	346.73	8.27			

TABELA 2.6 - Características de operação.

*** CARACTERISTICAS DE OPERACAO ***							
* SISTEMA DE PRODUCAO DE PULSOS - PIE							
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00							
* ANGULO DE DISPARO (GRAUS) - 0.0							
SEC.	ANGULOS DE	ERROS NO	ANGULOS DE	ANGULOS DE			
DE	CRUZAMENTO	CIRC. DISP.	IGNICAO	COMUTACAO			
IGNIC.	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)			
1	26.73	0.0	30.93	14.79			
2	90.93	0.0	90.93	18.90			
3	150.74	0.0	150.93	17.94			
4	206.73	0.0	210.93	14.79			
5	270.93	0.0	270.93	18.90			
6	330.74	0.0	330.93	17.94			

TABELA 2.7 - Características de operação.

*** CARACTERISTICAS DE OPERACAO ***							
* SISTEMA DE PRODUCAO DE PULSOS - CIP							
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00							
* ANGULO DE DISPARO (GRAUS) - 10.00							
SEQ.	ANGULOS DE	ERROS NO	ANGULOS DE	ANGULOS DE			
DE	CRUZAMENTO	CIRC. DISP.	IGNICAO	COMUTACAO			
IGNIC.	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)	(GRAUS)			
1	1	29.18	0.00	39.18	0.00		
2	1	88.28	0.00	98.28	0.00		
3	1	149.09	0.00	159.09	0.00		
4	1	210.90	0.00	220.90	0.00		
5	1	271.71	0.00	281.71	0.00		
6	1	330.81	0.00	340.81	0.00		

TABELA 2.8 - Características de operação.

*** CARACTERÍSTICAS DE OPERAÇÃO ***									
* SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS - CIP									
* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 200.00									
* ÂNGULO DE DISPARO (GRAUS) - 10.00									
SEQ. DE IGNIC.	ÂNGULOS DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ERROS NO CIRC. DISP. (GRAUS)	ÂNGULOS DE IGNICAO (GRAUS)	ÂNGULOS DE COMUTACAO (GRAUS)					
1	1	30.00	2.00	42.00	10.10				
1	2	90.00	1.50	101.50	10.33				
1	3	150.00	0.00	160.00	11.06				
1	4	210.00	1.70	221.70	10.24				
1	5	270.00	2.30	282.30	9.97				
1	6	330.00	0.90	340.90	10.61				

TABELA 2.9 - Características de operação.

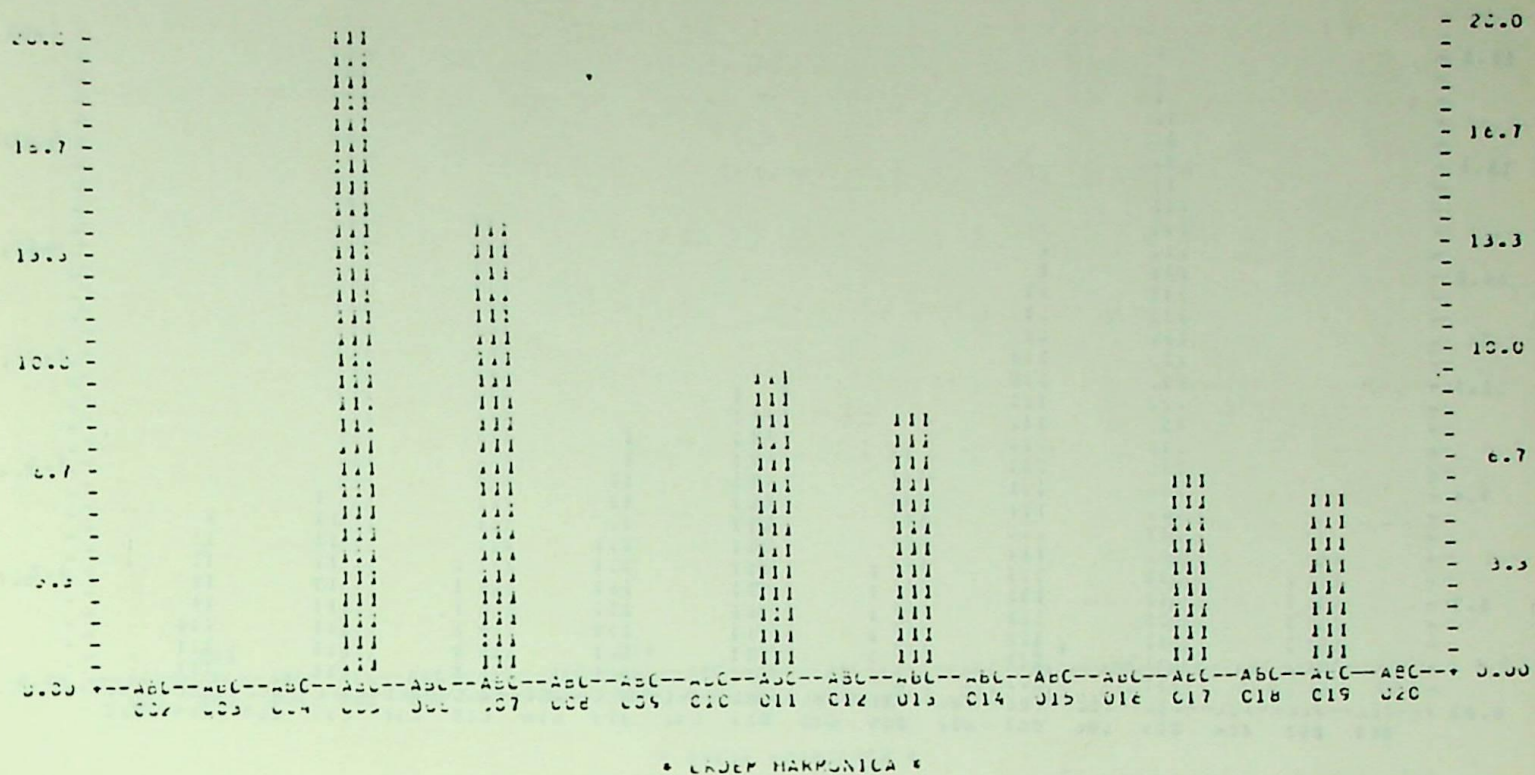


GRÁFICO 2.1 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições ideais: reatâncias de comutação nulas, $\alpha = 0$, CIP, $L_d \rightarrow \infty$.

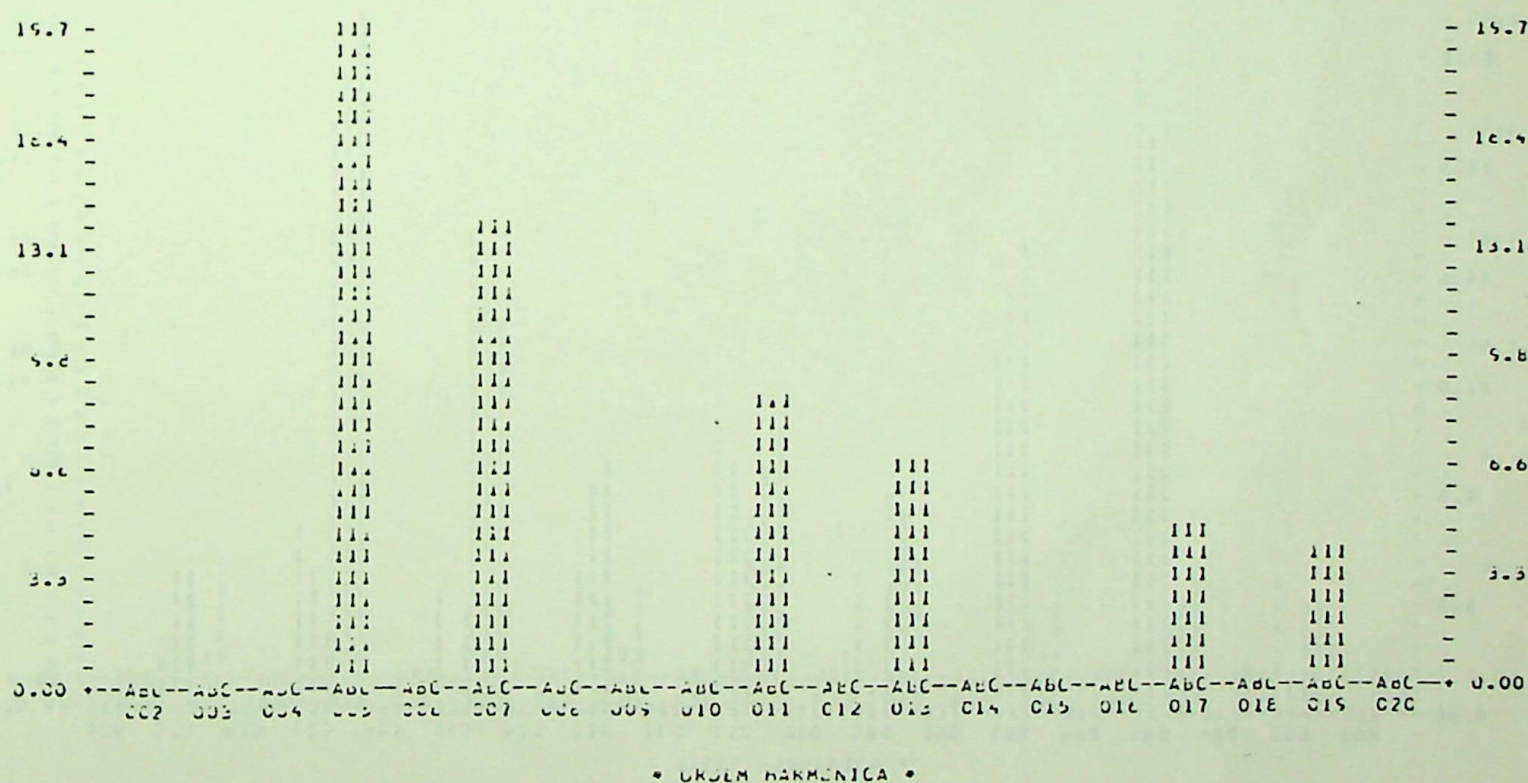


GRÁFICO 2.2 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições ideais: reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 10^\circ$, CIP, $L_d \rightarrow \infty$.

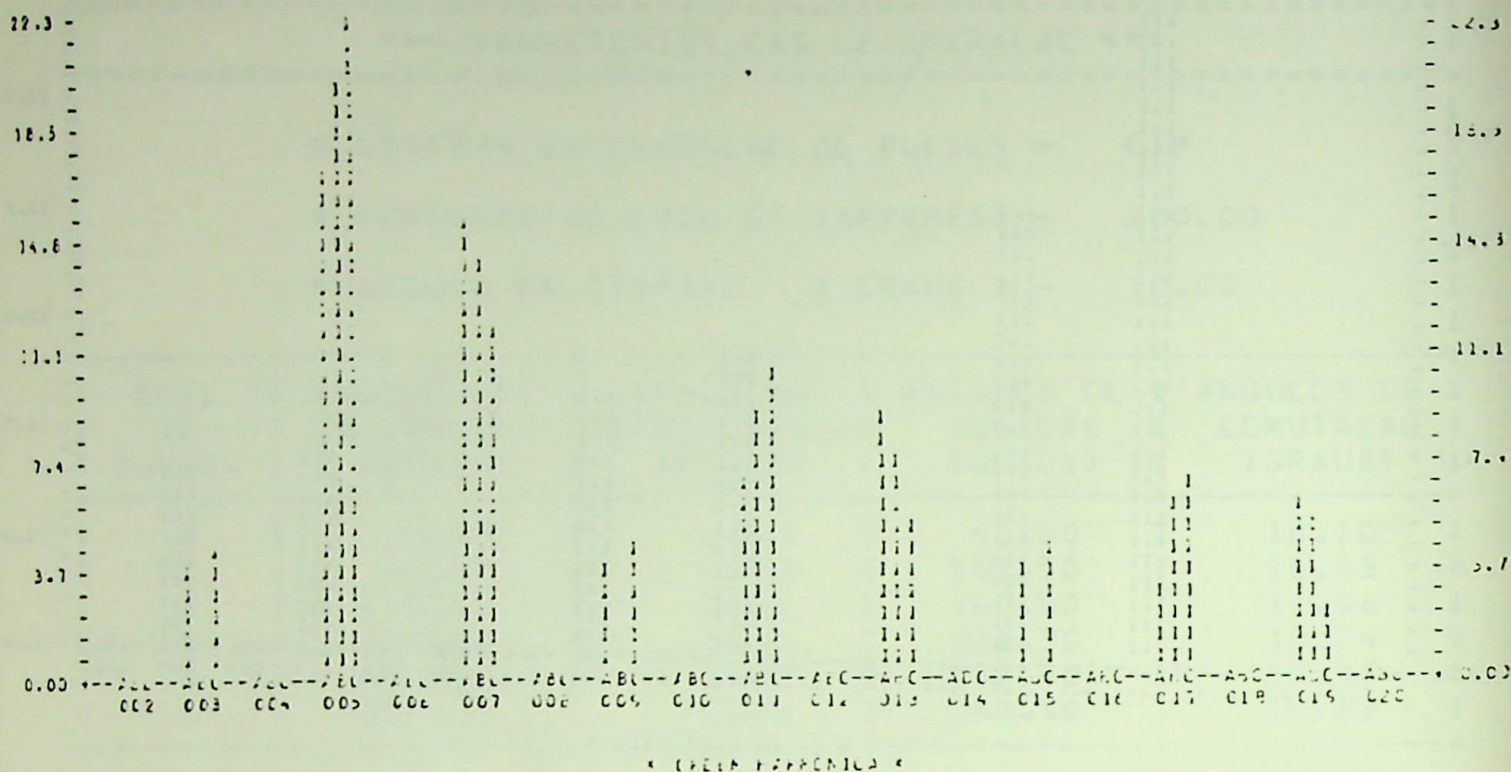


GRÁFICO 2.3 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: $\hat{V}_a = 310 \text{ v}$, $\hat{V}_b = 325,5 \text{ v}$, $\hat{V}_c = 294,5 \text{ v}$, reatâncias de comutação nulas, $\alpha = 20^\circ$, CIP, $L_d \rightarrow \infty$.

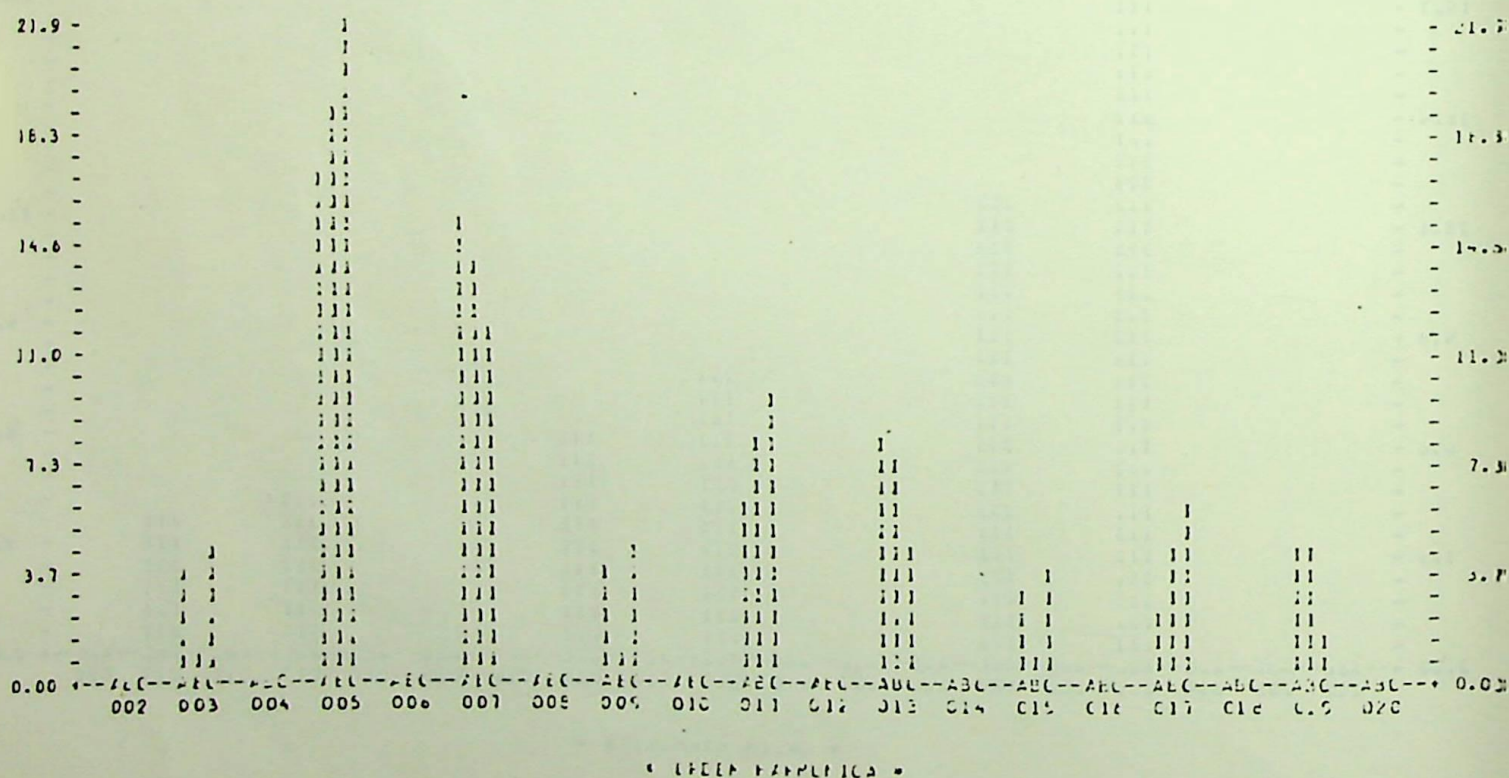


GRÁFICO 2.4 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: $\hat{V}_a = 310 \text{ v}$, $\hat{V}_b = 325,5 \text{ v}$, $\hat{V}_c = 294,5 \text{ v}$, reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 20^\circ$, CIP, $L_d \rightarrow \infty$.

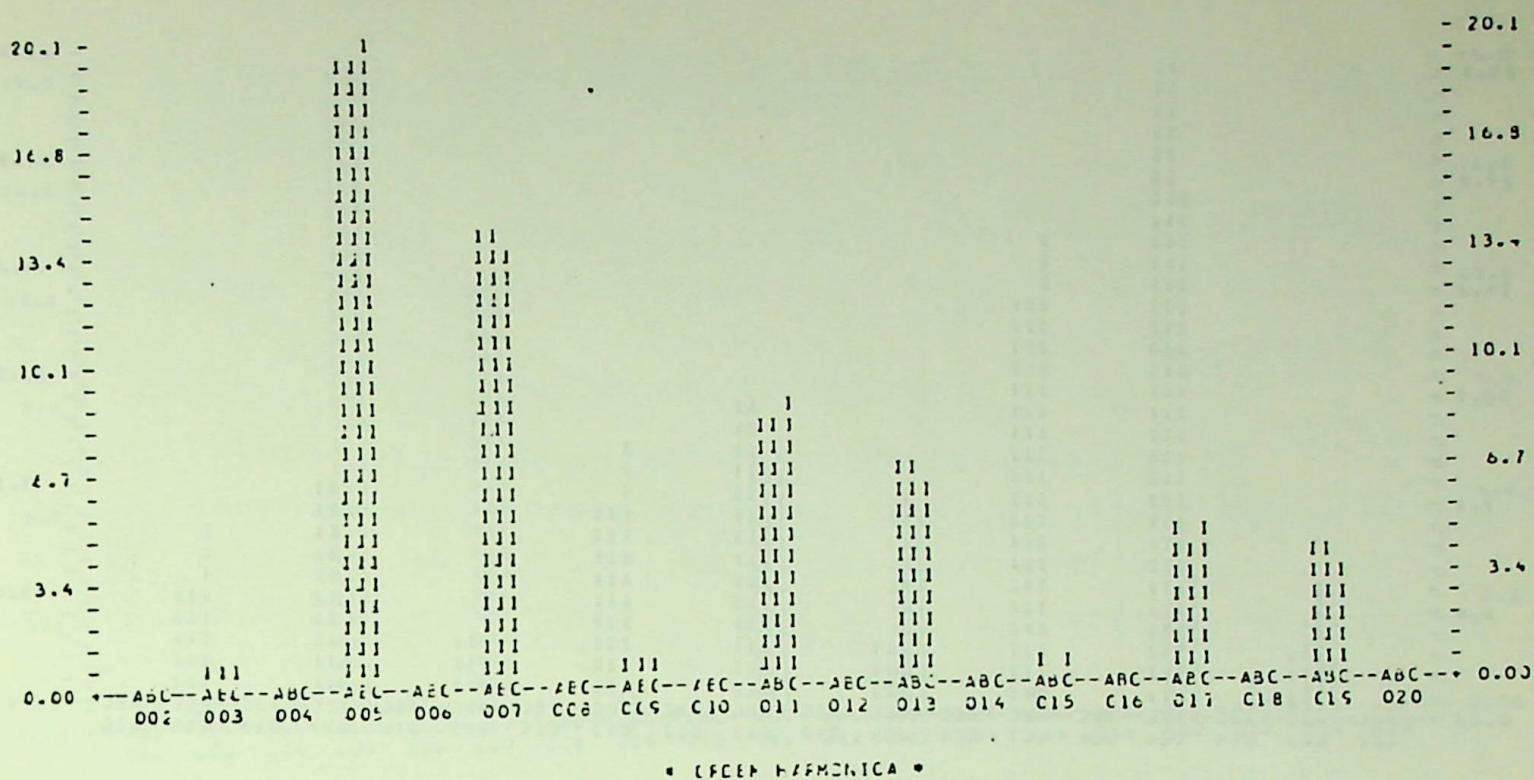


GRÁFICO 2.5 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: $\hat{V}_a = 310 \text{ v}$, $\hat{V}_b = 325,5 \text{ v}$, $\hat{V}_c = 294,5 \text{ v}$, reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 20^\circ$, PIE , $L_d \rightarrow \infty$.

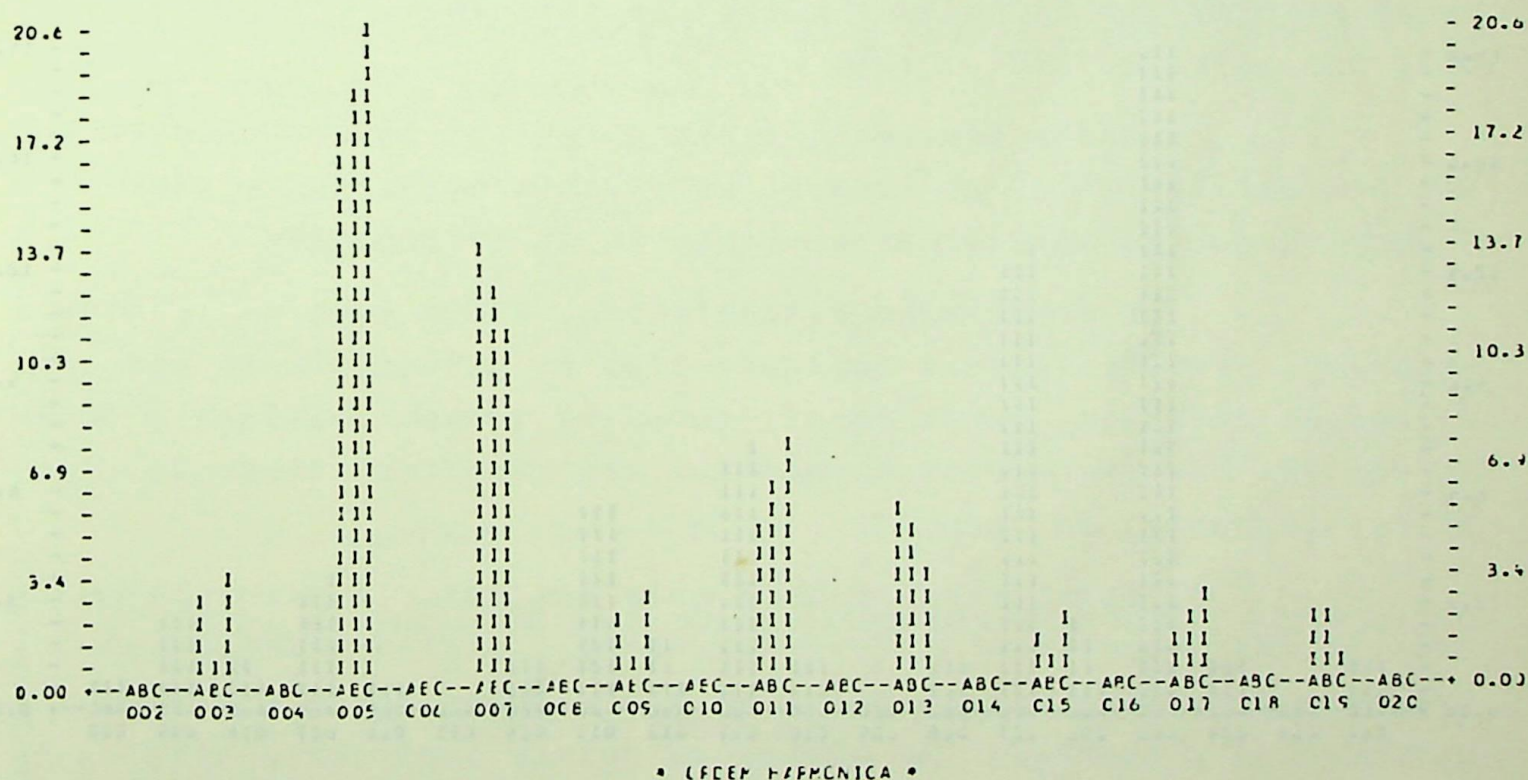


GRÁFICO 2.6 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: $\hat{V}_a = 310 \text{ v}$, $\hat{V}_b = 325,5 \text{ v}$, $\hat{V}_c = 294,5 \text{ v}$, reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 0^\circ$, PIE , $L_d \rightarrow \infty$.

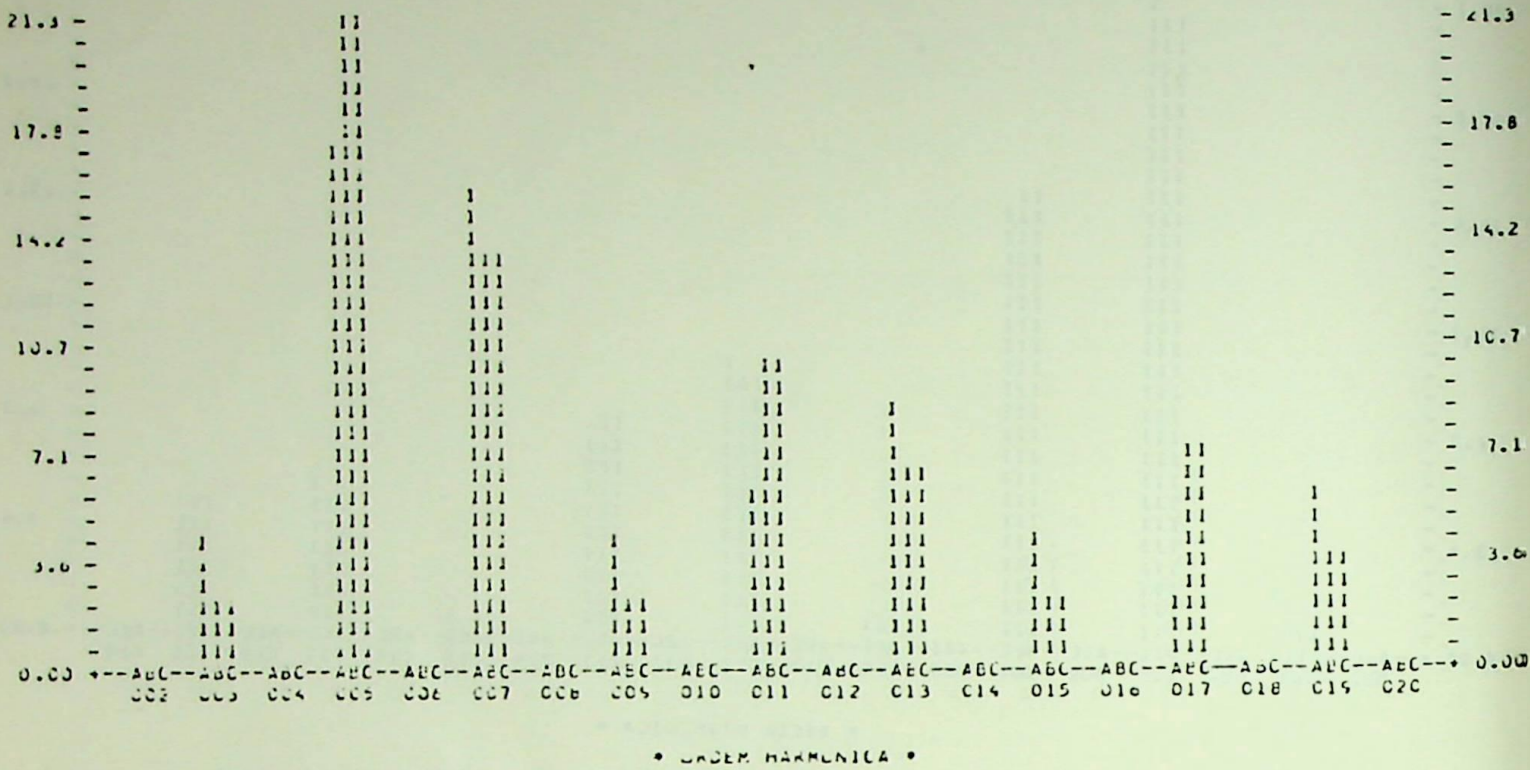


GRÁFICO 2.7 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: 5% de terceiro harmônico nas tensões de alimentação, reatâncias de comutação nulas, $\alpha = 10^\circ$, CIP, $L_d \rightarrow \infty$.

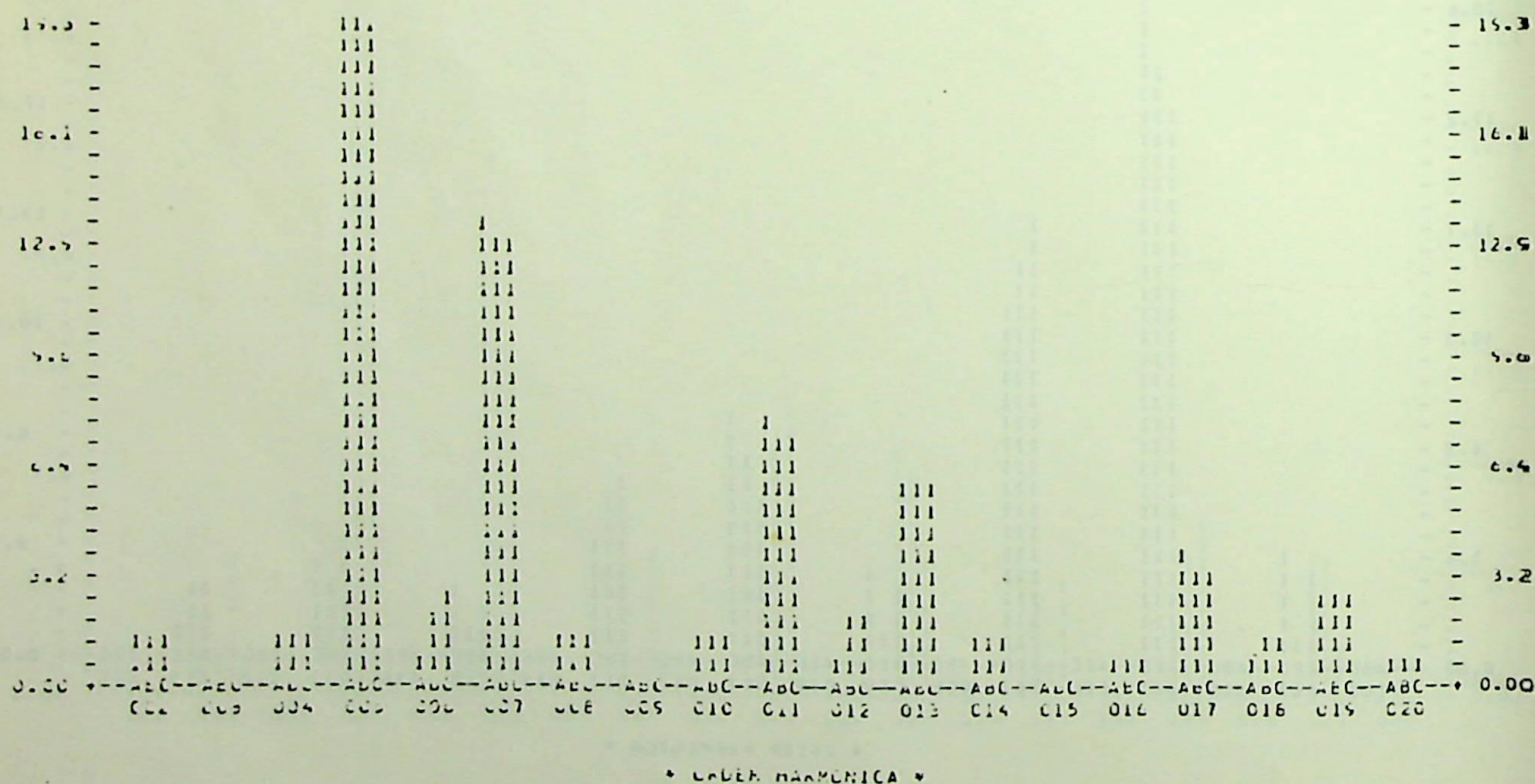


GRÁFICO 2.8 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: 3% de segundo harmônico nas tensões de alimentação, reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 10^\circ$, CIP, $L_d \rightarrow \infty$.

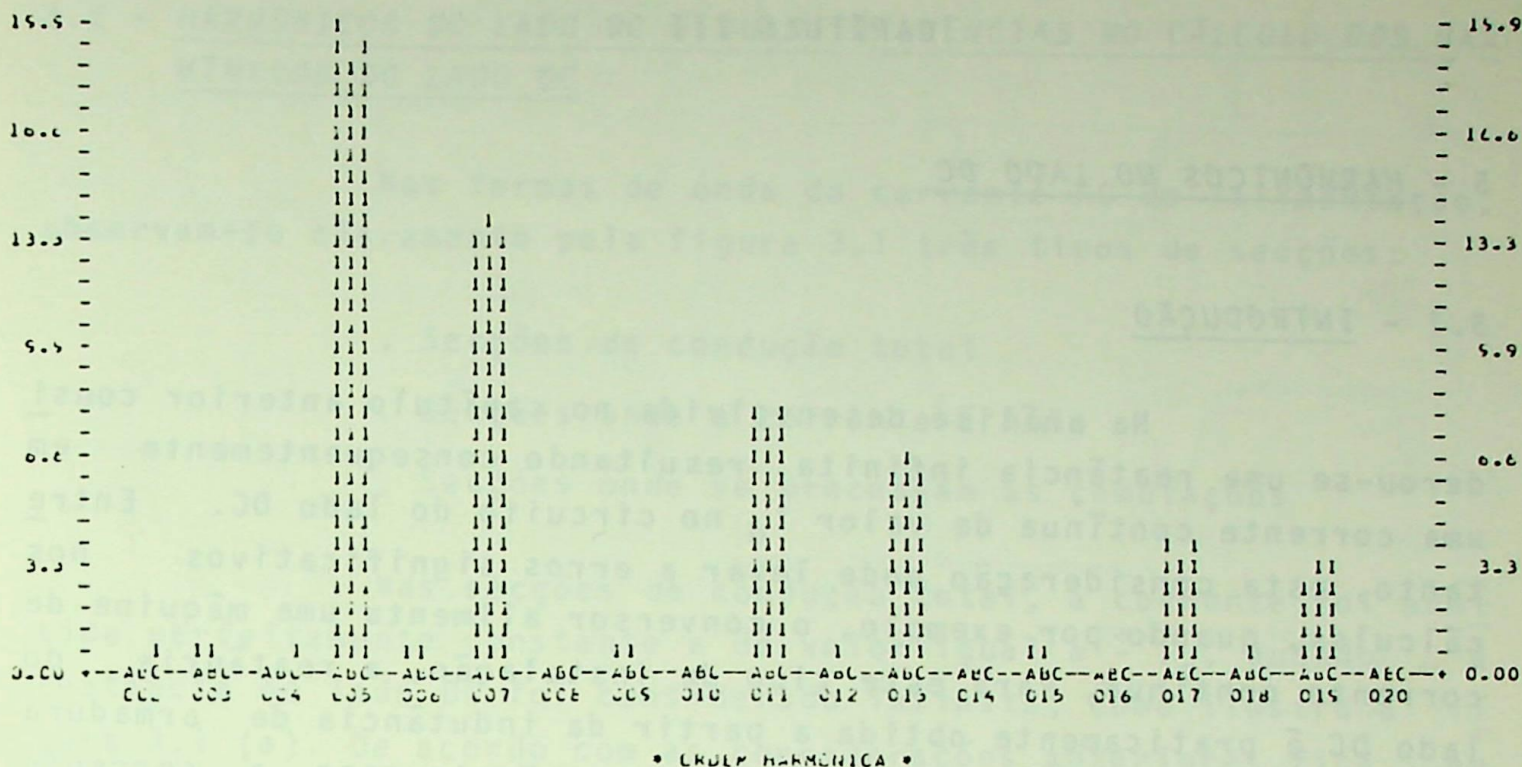


GRÁFICO 2.9 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: desequilíbrio nos ângulos de ignição, reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 10^0$, CIP, $L_d \rightarrow \infty$.

CAPÍTULO III

3 - HARMÔNICOS NO LADO DC3.1 - INTRODUÇÃO

Na análise desenvolvida no capítulo anterior considerou-se uma reatância infinita, resultando conseqüentemente em uma corrente contínua de valor I_d no circuito do lado DC. Entretanto, esta consideração pode levar a erros significativos nos cálculos, quando por exemplo, o conversor alimenta uma máquina de corrente contínua. Para este tipo de instalação, a reatância do lado DC é praticamente obtida a partir da indutância de armadura da máquina que é da ordem de mili-henrys. Neste caso, a corrente do lado DC apresenta flutuações que dependem do ângulo de ignição, do ângulo de comutação, do número de pulsos do sistema, e que influenciam os harmônicos gerados no lado AC. Medições realizadas em instalações desta natureza mostram níveis harmônicos até duas vezes maiores que os obtidos quando se considerou reatância infinita nos cálculos [11], [12].

Neste capítulo, serão tratados os componentes harmônicos das correntes no lado DC do sistema conversor e suas influências nos harmônicos da corrente AC de alimentação.

A formulação estabelecida, assim como no capítulo anterior, permite incluir qualquer tipo de desequilíbrio nas condições de operação. Desta forma, torna-se também possível o estudo dos efeitos das ordens harmônicas não características do lado DC nas correntes do lado AC.

Considerou-se para esta análise, principalmente instalações conversoras industriais, onde o efeito desejado se apresenta com maior intensidade. Em instalações desta natureza é muito comum a operação com número de pulsos superior a seis. Assim, para instalações conectadas a circuitos trifásicos necessita-se conseqüentemente de mais de um conversor de seis pulsos. O lado DC do sistema é então definido a partir da conexão, série ou paralela dos diferentes ramos conversores de seis pulsos que compõe a instalação.

3.2 - HARMÔNICOS DO LADO DC E SUAS INFLUÊNCIAS NO CÁLCULO DOS HARMÔNICOS DO LADO DC AC

Nas formas de onda da corrente AC de alimentação, observam-se claramente pela figura 3.1 três tipos de secções:

- . Secções de condução total
- . Secções onde a corrente é nula
- . Secções onde se processam as comutações

Nas secções de condução total, a corrente foi admitida perfeitamente constante e de valor igual a $\pm I_d$, quando a reatância do lado DC foi considerado infinita, como ilustra a figura 3.1 (a). De acordo com as considerações anteriores fica então evidente que para certas aplicações, torna-se necessário uma melhor representação da corrente do lado DC, a qual define as chamadas secções de condução total na formulação da corrente AC de alimentação, ilustrada na figura 3.1 (b). Para esse tipo de aplicação, caracterizada principalmente por instalações industriais, adotou-se então uma representação mais realista para corrente no lado DC, dada pela equação 3.1.

$$i_d(t) = I_d + \sum_{N=1}^{N=NH} I_{dn} \text{ sen } (n\omega t + \phi_n) \quad \text{(Equação 3.1)}$$

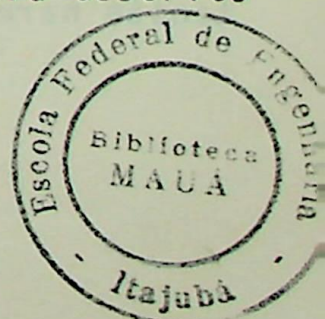
onde :

I_d - componente contínua

I_{dn} - valor de pico do N-ésimo harmônico da corrente

ϕ_n - ângulo de fase do N-ésimo harmônico da corrente

O procedimento para o cálculo da componente contínua e dos componentes harmônicos da corrente $i_d(t)$, será descrito nos itens seguintes.



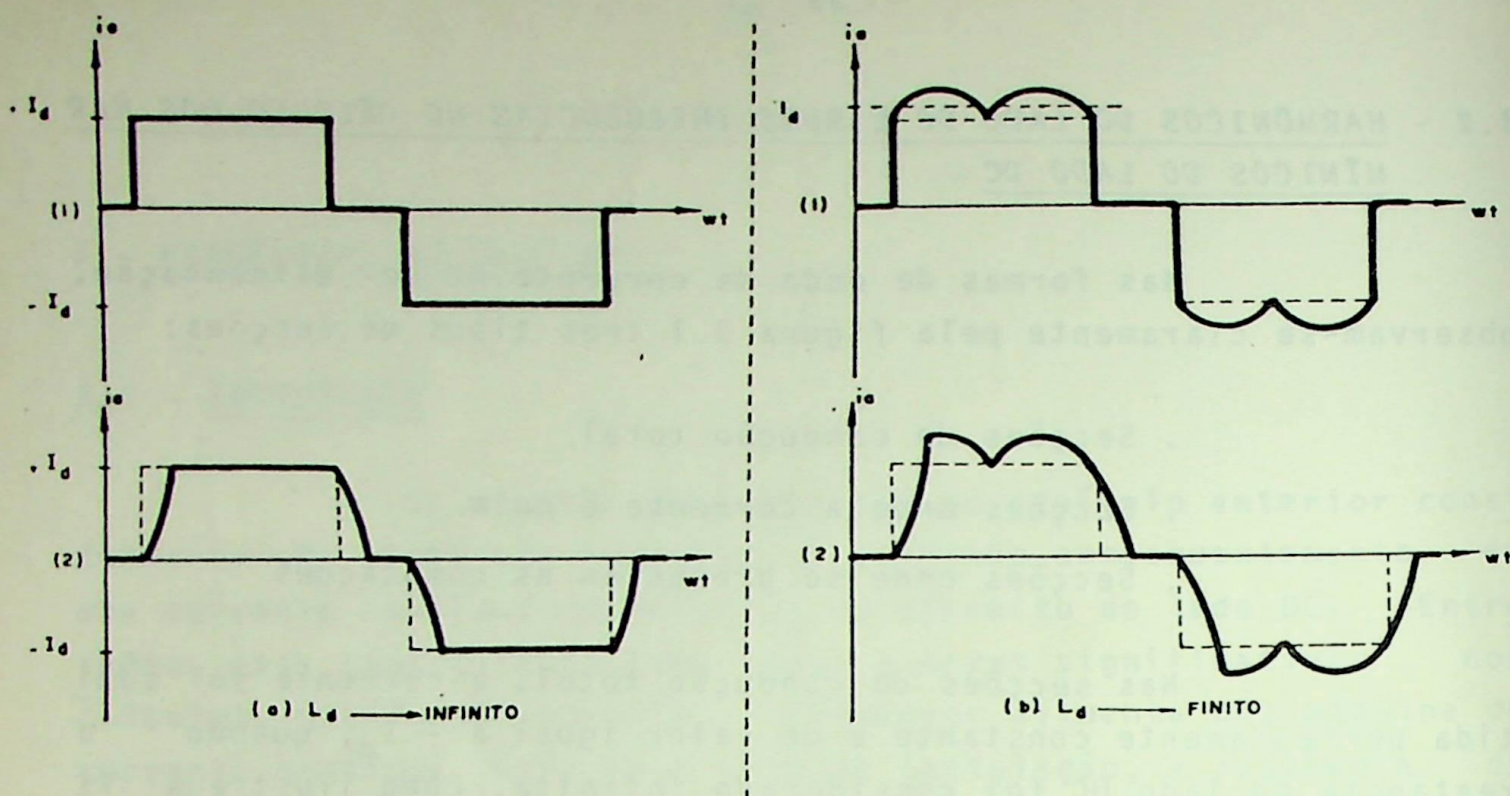


FIGURA 3.1 - Forma de onda da corrente de alimentação de um conversor de seis pulsos.

(1)- sem o efeito da reatância de comutação.

(2)- com o efeito da reatância de comutação.

Para valores normais de indutância no lado DC, concluiu-se na referência [1] que, a corrente de comutação continua sendo definida praticamente pelas tensões de comutação e indutâncias do lado AC do sistema. Assim, as secções de comutação são representadas analiticamente pela expressão (2.2), estabelecida no item 2.2, para a válvula que entra em condução, e pela expressão (3.2), para a válvula que deixa de conduzir.

$$i_m(t) = i_d(t) - i_n(t) \quad (3.2)$$

3.3 - CÁLCULO DOS COMPONENTES HARMÔNICOS DA CORRENTE NO LADO DC

Os coeficientes da expressão (3.1), apresentada no item 3.2, são obtidos adotando-se o procedimento sugerido pela referência [1]. O conversor é representado por uma fonte ideal de tensão harmônica, dada pela expressão (3.3).

$$v_d(t) = V_d + \sum_{n=1}^{n=MH} V_{dn} \sin(n\omega t + \delta_n) \quad (3.3)$$

onde :

V_d - componente contínua

V_{dn} - valor de pico do N-ésimo harmônico

δ_n - ângulo de fase do N-ésimo harmônico.

Os coeficientes V_d , V_{dn} e δ_n , são obtidos diretamente da análise de Fourier das formas de onda da tensão de saída do sistema conversor.

O lado DC do sistema é representado pela impedância harmônica resultante da associação das impedâncias da carga, cabos, filtros e etc, para cada ordem harmônica em estudo.

Os componentes harmônicos da corrente do lado DC são então calculados diretamente com base no circuito equivalente para a respectiva ordem harmônica. Como exemplo, é ilustrado na figura 3.2 o circuito equivalente para o cálculo da corrente harmônica de ordem n no lado DC do sistema.

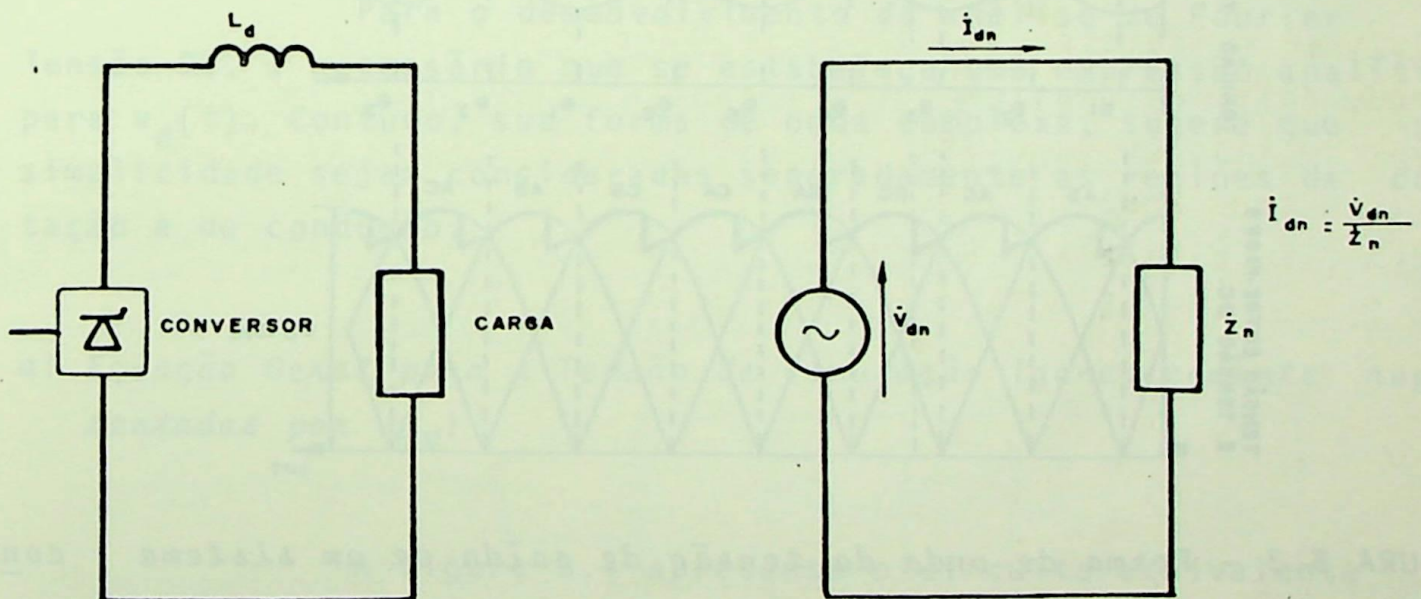


FIGURA 3.2 - Circuito equivalente para o cálculo do n -ésimo componente harmônico da corrente DC.

De acordo com o método de cálculo proposto acima, verifica-se que, para a determinação dos coeficientes da equação (3.1), é inicialmente necessário que se estabeleça uma expressão analítica para a tensão de saída $v_d(t)$, que será tratada nos próximos itens.

3.4 - TENSÕES HARMÔNICAS NO LADO DC

A forma de onda da tensão de saída DC, apresenta uma flutuação que depende das tensões de alimentação do conversor, dos ângulos de ignição, dos ângulos de comutação e do número de pulsos da instalação. A figura 3.3 ilustra as formas de onda da tensão $v_d(t)$, imediatamente na saída de um conversor de 6 pulsos operando com $\alpha = 0$.

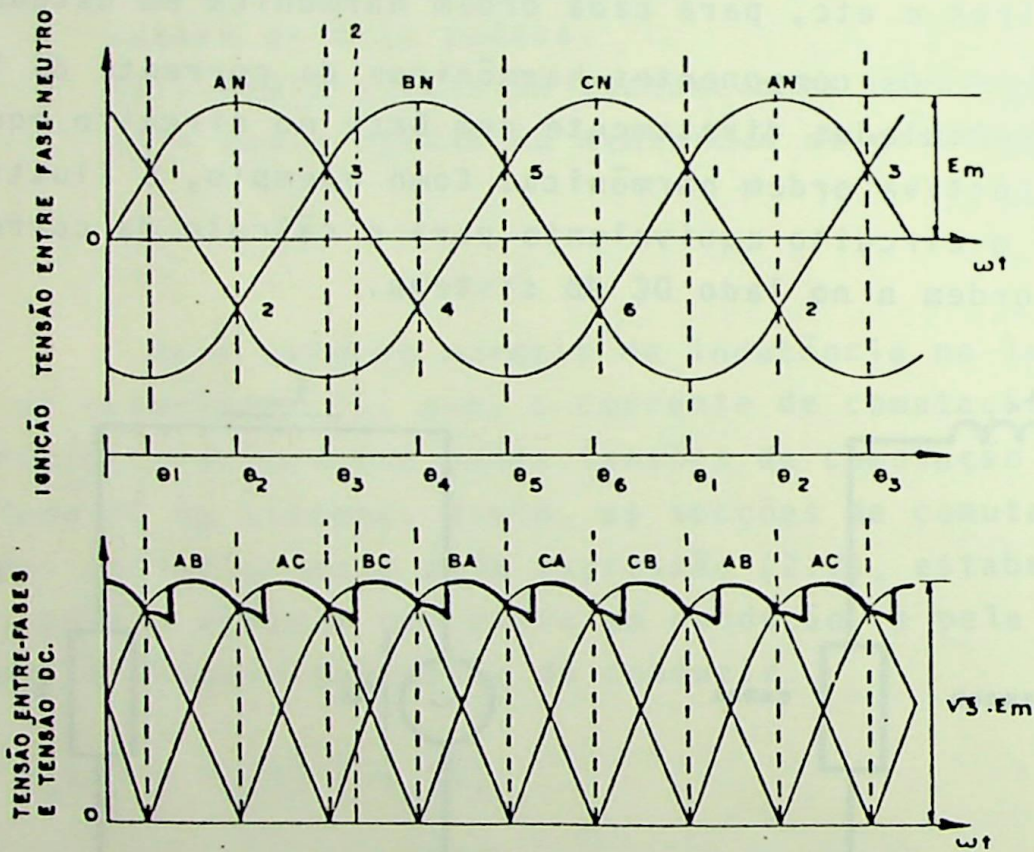


FIGURA 3.3 - Forma de onda da tensão de saída de um sistema conversor de seis pulsos.

A referência [3], mostra que para uma instalação conversora operando sob condições ideais, a tensão de saída DC a apresenta ordens harmônicas múltiplas da frequência fundamental do

lado AC, dadas por:

$$n = p \cdot q \quad (3.4)$$

onde :

n - ordem harmônica característica

p - número de pulsos da instalação

q - (1, 2, 3, 4....)

Entretanto, as imperfeições nas condições de operação, caracterizadas pelos desequilíbrios nos ângulos de ignição e/ou pelas comutações assimétricas, modificam a forma de onda da tensão DC. Como consequência, outras ordens harmônicas (harmônicos não característicos) serão geradas além dos harmônicos característicos, previstos pela expressão (3.4). Adotou-se então a formulação proposta na referência [1], que permite incluir qualquer desequilíbrio do sistema AC de alimentação.

3.4.1 - Formulação Geral para a Tensão DC de Saída

Para o desenvolvimento da análise de Fourier da Tensão DC, é necessário que se estabeleça uma expressão analítica para $v_d(t)$. Contudo, sua forma de onda complexa, sugere que por simplicidade sejam consideradas separadamente as regiões de comutação e de condução.

a) Equação Geral para a Tensão de Comutação (genericamente representadas por v_{xN})

A figura 3.4 apresenta o circuito equivalente durante a comutação da válvula m para n . Para a tensão de comutação denominada v_{xN} , pode ser escrita a expressão (3.5). Esta expressão representa o valor instantâneo da tensão que ocorre entre o neutro do sistema e o ponto x indicado na figura.

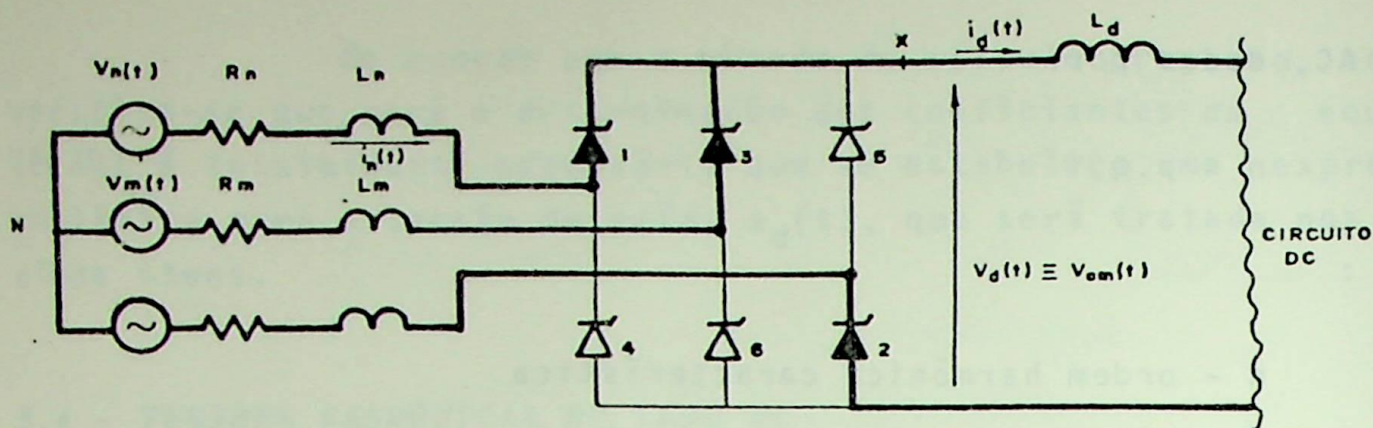


FIGURA 3.4 - Circuito equivalente durante a comutação.

$$v_{xN}(t) = v_n(t) - L_n \frac{d}{dt} [i_n(t)] - R_n i_n(t) \quad (3.5)$$

A corrente de comutação, $i_n(t)$, para a válvula que entra em condução, obtida no capítulo II é dada por (3.6)

$$i_n(t) = A_1 e^{-t/T_{nm}} + \sum_{J=1}^{J=NH} A_{2J} \cos J\omega t + \sum_{J=1}^{J=NH} A_{3J} \sin J\omega t + A_4 \quad (3.6)$$

- substituindo (3.6) em (3.5) obtem-se a expressão (3.7)

$$v_{xN}(t) = v_n(t) + B_1 e^{-t/T_{nm}} + \sum_{J=1}^{J=NH} B_{2J} \cos J\omega t + \sum_{J=1}^{J=NH} B_{3J} \sin J\omega t + B_4 \quad (3.7)$$

ou

$$v_{xN}(t) = v_n(t) + v'_{xN}(t)$$

onde :

$$v'_{xN}(t) = B_1 e^{-t/T_{nm}} + \sum_{J=1}^{J=NH} B_{2J} \cos J\omega t + \sum_{J=1}^{J=NH} B_{3J} \sin J\omega t + B_4 \quad (3.8)$$

sendo:

$$B_1 = T_n A_1 \quad T_n = L_n / T_{nm} - R_n$$

$$B_{2j} = j\omega L_n A_{2j} - R_n A_{3j}$$

$$B_{3j} = -j\omega L_n A_{3j} - R_n A_{2j}$$

$$B_4 = -R_n A_4$$

Desta forma as tensões $v_{cm}(t)$, representadas na figura 3.4, são obtidas facilmente, a partir do conhecimento de $v'_{xN}(t)$. Para o trecho 1-2 indicado na figura 3.3, por exemplo, tem-se:

$$v_{cm}(t)_{1-2} = v_b(t) + v'_{xN}(t) - v_c(t) \quad (3.9)$$

ou

$$v_{cm}(t)_{1-2} = v_{bc}(t) + v'_{xN}(t) \quad (3.10)$$

b) *Equação Geral das Tensões de Condução* (genericamente representadas por v_{nm})

Observa-se na figura 3.3 que existem intervalos onde a tensão DC é dada diretamente pelas tensões de linha, ou como foi denominado, tensões de condução. A figura 3.5 mostra o circuito equivalente durante os intervalos de condução. Admitindo que as tensões de fase para o neutro sejam genericamente representadas pelas expressões (3.11), as tensões de linha (condução) são calculadas diretamente pela expressão (3.12)

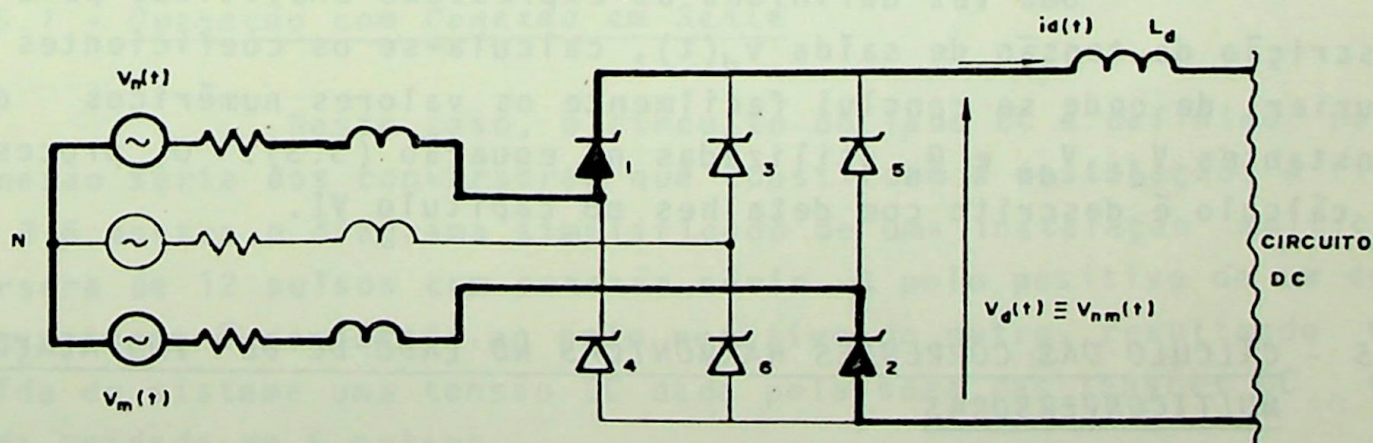


FIGURA 3.5 - Circuito equivalente durante a condução total.

$$v_n(t) = \sum_{J=1}^{J=NH} \hat{V}_{Jn} \sin(J\omega t + \phi_{Jn})$$

$$v_m(t) = \sum_{J=1}^{J=NH} \hat{V}_{Jm} \sin(J\omega t + \phi_{Jm})$$
(3.11)

onde :

$\hat{V}_{Jn}$ e $\hat{V}_{Jm}$ - valores de pico das tensões $v_n(t)$ e $v_m(t)$ respectivamente

ϕ_{Jn} e ϕ_{Jm} - ângulos de fase das tensões $v_n(t)$ e $v_m(t)$ respectivamente

$$v_{nm}(t) = v_n(t) - v_m(t)$$
(3.12)

- substituindo (3.11) em (3.12) obtém-se a expressão (3.13), para o cálculo das tensões de linha.

$$v_{nm}(t) = \sum_{J=1}^{J=NH} C_{2J} \cos J\omega t + \sum_{J=1}^{J=NH} C_{3J} \sin J\omega t$$
(3.13)

onde :

$$C_{2J} = \hat{V}_{Jn} \sin(\phi_{Jn}) + \hat{V}_{Jm} \sin(\phi_{Jm})$$

$$C_{3J} = \hat{V}_{Jn} \cos(\phi_{Jn}) + \hat{V}_{Jm} \cos(\phi_{Jm})$$

Uma vez definidas as expressões analíticas para a descrição da tensão de saída $v_d(t)$, calcula-se os coeficientes de Fourier, de onde se conclui facilmente os valores numéricos das constantes V_d , V_{dn} e ϕ_n utilizadas na equação (3.3). O processo de cálculo é descrito com detalhes no capítulo VI.

3.5 - CÁLCULO DAS CORRENTES HARMÔNICAS NO LADO DC DE INSTALAÇÕES MULTICONVERSORAS

Em instalações industriais é muito frequente a uti

lização de conversores estáticos para o fornecimento de grandes quantidades de energia elétrica em corrente contínua. Estas instalações operam com número de pulsos superior a 6, pois se trata de um interessante recurso para diminuir o conteúdo harmônico das correntes da carga e de alimentação do sistema AC. Para os níveis de tensão estudados neste trabalho, o aumento do número de pulsos é obtido através da interligação de conversores de 6 pulsos com um conveniente defasamento entre eles.

Com relação ao lado DC, fatores técnico-econômicos, baseados principalmente nos níveis de tensão, níveis de corrente, custo e perdas, estabelecem basicamente dois tipos de operação:

- . operação com conexão em série dos conversores que compõe a instalação;
- . operação com conexão em paralelo dos conversores que compõe a instalação.

Como regra geral, a conexão série é usada principalmente quando se deseja altos valores de tensão DC a partir de 1500 V. A conexão paralela é realizada através de reatores de acoplamento para absorver as diferenças instantaneas de tensão. São utilizadas em instalações cujas tensões de saída situam-se de 600 V a 750 V. [11]

A seguir apresenta-se a formulação usada para a análise harmônica do lado DC em instalações multiconversoras, considerando-se cada um dos tipos de conexões citados acima.

3.5.1 - Operação com Conexão em Série

Neste caso, o circuito do lado DC é definido pela conexão série dos conversores que constituem a instalação. A figura 3.6 mostra o diagrama simplificado de uma instalação multiconversora de 12 pulsos com conexão série. O polo positivo de um dos conversores é conectado ao polo negativo do outro, resultando na saída do sistema uma tensão DC dada pela soma das tensões DC de cada unidade de 6 pulsos.

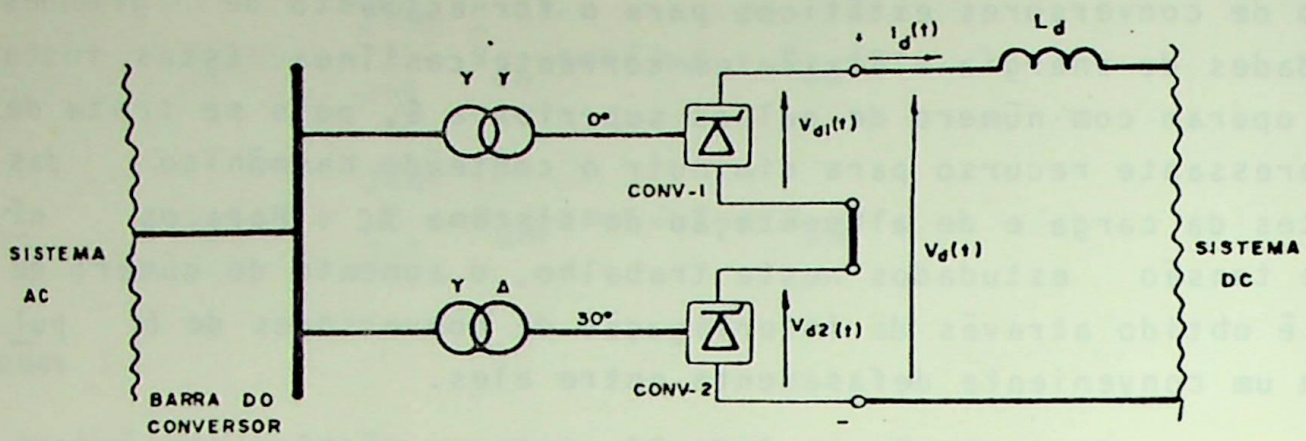


FIGURA 3.6 - Sistema conversor de 12 pulsos com conexão em série.

O defasamento de 30° introduzido em um dos ramos conversores, através da conexão $Y\Delta$ do transformador, faz com que o sistema apresente características de funcionamento em 12 pulsos. Consequentemente, em condições ideais de operação, o sistema apresenta apenas os harmônicos característicos dados pela equação (3.14).

$$12K \pm 1 \quad \text{onde} \quad K = 1, 2, 3 \dots \quad (3.14)$$

A eliminação do quinto harmônico, por exemplo, pode ser visualizada pelo diagrama fasorial da figura 3.7.

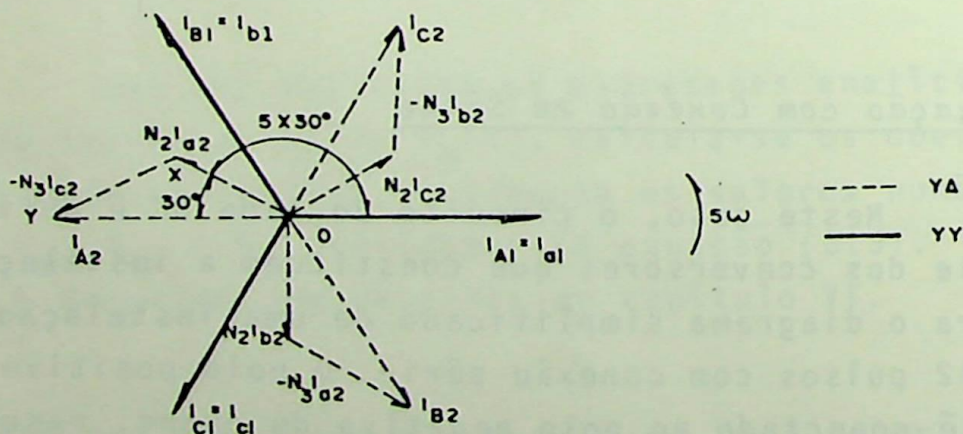


FIGURA 3.7 - Componentes harmônicos de 5ª ordem.

Este tipo de conexão é usada com frequência em sistemas de transmissão em corrente contínua, onde são necessários altos níveis de Tensão DC. Entretanto, nesta aplicação, a reatância de alisamento L_d assume altos valores, tornando desprezíveis os efeitos dos harmônicos do lado DC, nos harmônicos do lado AC, deste que não exista ressonâncias no lado DC.

A seguir apresenta-se uma formulação generalizada que permite calcular os componentes harmônicos da corrente do lado DC, $I_d(t)$, para um sistema com qualquer número de pulsos.

A partir da figura 3.8, conclui-se facilmente a expressão (3.15), para o cálculo em regime permanente das correntes harmônicas $\hat{i}_{dN}$.

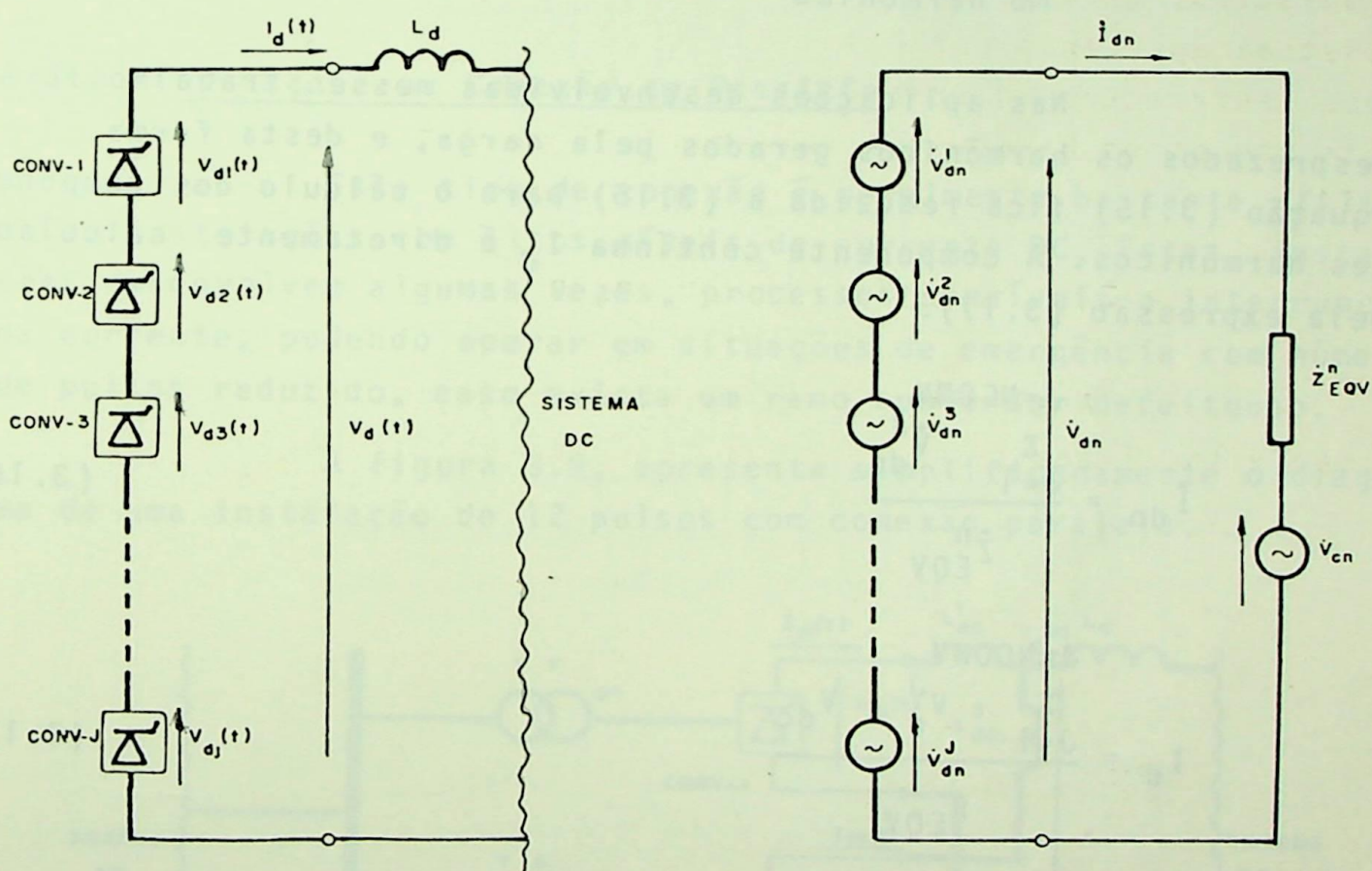


FIGURA 3.8 - Circuito equivalente para o cálculo das correntes harmônicas do lado DC de uma instalação multiconversora com conexão em série.

$$\dot{i}_{dn} = \frac{\sum_{J=1}^{J=NCONV} \dot{v}_{dn}^J - \dot{v}_{cn}}{\dot{z}_{EQV}^n} \quad (3.15)$$

onde :

- n - ordem harmônica calculada
- $\dot{v}_{dn}$ - N-êzimo harmônico da tensão total do sistema
- $\dot{v}_{dn}^J$ - N-êzimo harmônico da tensão terminal do J-êzimo ramo conversor de 6 pulsos
- $\dot{v}_{cn}$ - N-êzimo harmônico da tensão terminal da carga
- $\dot{z}_{EQV}^n$ - impedância equivalente do sistema DC para o n-êzimo harmônico

Nas aplicações desenvolvidas nesse trabalho foram desprezados os harmônicos gerados pela carga, e desta forma a equação (3.15) fica reduzida a (3.16) para o cálculo dos componentes harmônicos. A componente contínua I_d é diretamente calculada pela expressão (3.17).

$$\dot{i}_{dn} = \frac{\sum_{J=1}^{J=NCONV} \dot{v}_{dn}^J}{\dot{z}_{EQV}^n} \quad (3.16)$$

$$I_d = \frac{\sum_{J=1}^{J=NCONV} v_d^J - v_{dc}}{R_{EQV}} \quad (3.17)$$

onde :

- v_d^J - componente contínua da tensão de saída do J-êzimo conversor
- v_{dc} - componente contínua da corrente de saída do conversor

I_d - componente contínua da corrente de saída do conversor.

A título de exemplo são apresentadas nas tabelas 3.1, 3.2 e 3.3 os resultados da simulação das correntes e tensões harmônicas no lado DC de uma instalação multiconversora de 12 pulsos, com conexão em série. Constata-se facilmente que neste caso o defasamento de 30° em um dos ramos, faz com que as tensões de saída de ordem 6, 18, 30, etc, de cada conversor se apresentem em oposição de fase. Consequentemente, a tensão DC total do sistema $v_d(t)$, obtida pela soma das tensões $v_{d1}(t)$ e $v_{d2}(t)$, ilustradas na figura 3.6, terá apenas as ordens harmônicas características citadas no item 3.4, dadas pelas equações (3.4). Considerando-se que não existem nenhuma fonte harmônica adicional no circuito DC, a corrente $I_d(t)$ apresenta então o mesmo conteúdo harmônico da tensão terminal $v_d(t)$.

3.5.2 - Operação com Conexão em Paralelo

Este tipo de conexão é geralmente bastante utilizado em instalações com altos níveis de corrente DC. Estas instalações desenvolvem algumas vezes, processos sensíveis a interrupção da corrente, podendo operar em situações de emergência com número de pulsos reduzido, caso exista um ramo conversor defeituoso.

A figura 3.9, apresenta simplificada o diagrama de uma instalação de 12 pulsos com conexão paralela.

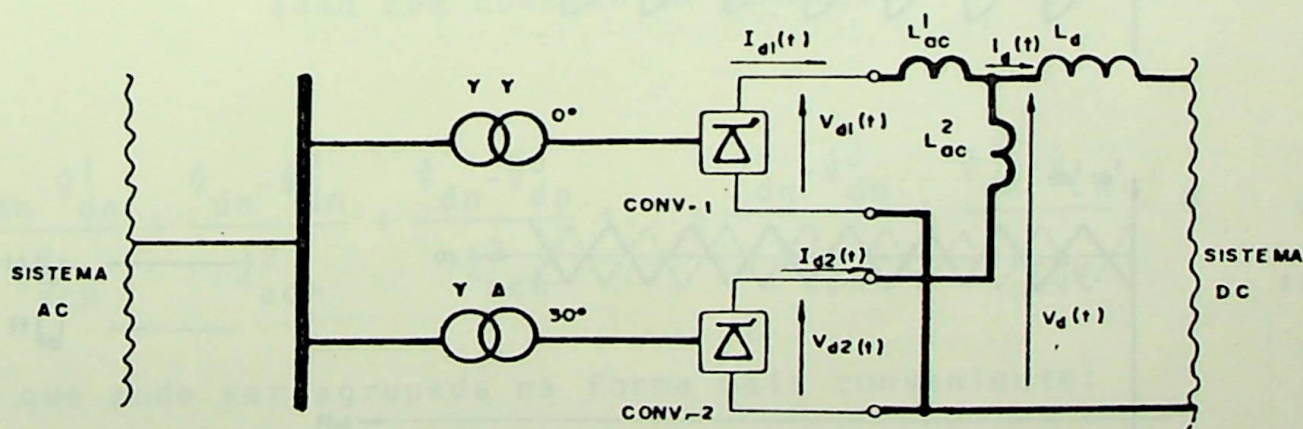


FIGURA 3.9 - Sistema conversor de 12 pulsos com conexão em paralelo.

A interligação entre os ramos conversores de 6 pulsos é feita através das reatâncias de acoplamento L_{ac}^1 , L_{ac}^2 . Estas reatâncias, tem como principal função absorver as diferenças instantaneas entre as tensões de saída de cada ramo conversor que compõe a instalação. Em condições normais de funcionamento, essas diferenças instantaneas, são causadas fundamentalmente pelo defasamento necessário entre os ramos conversores. A figura 3.10 (a e b) ilustra a situação descrita, para o sistema de 12 pulsos em questão.

Admitindo-se, para facilidade de representação, uma reatância L_d infinita, a corrente em cada ramo conversor comporta-se aproximadamente como mostra a figura 3.10 c.

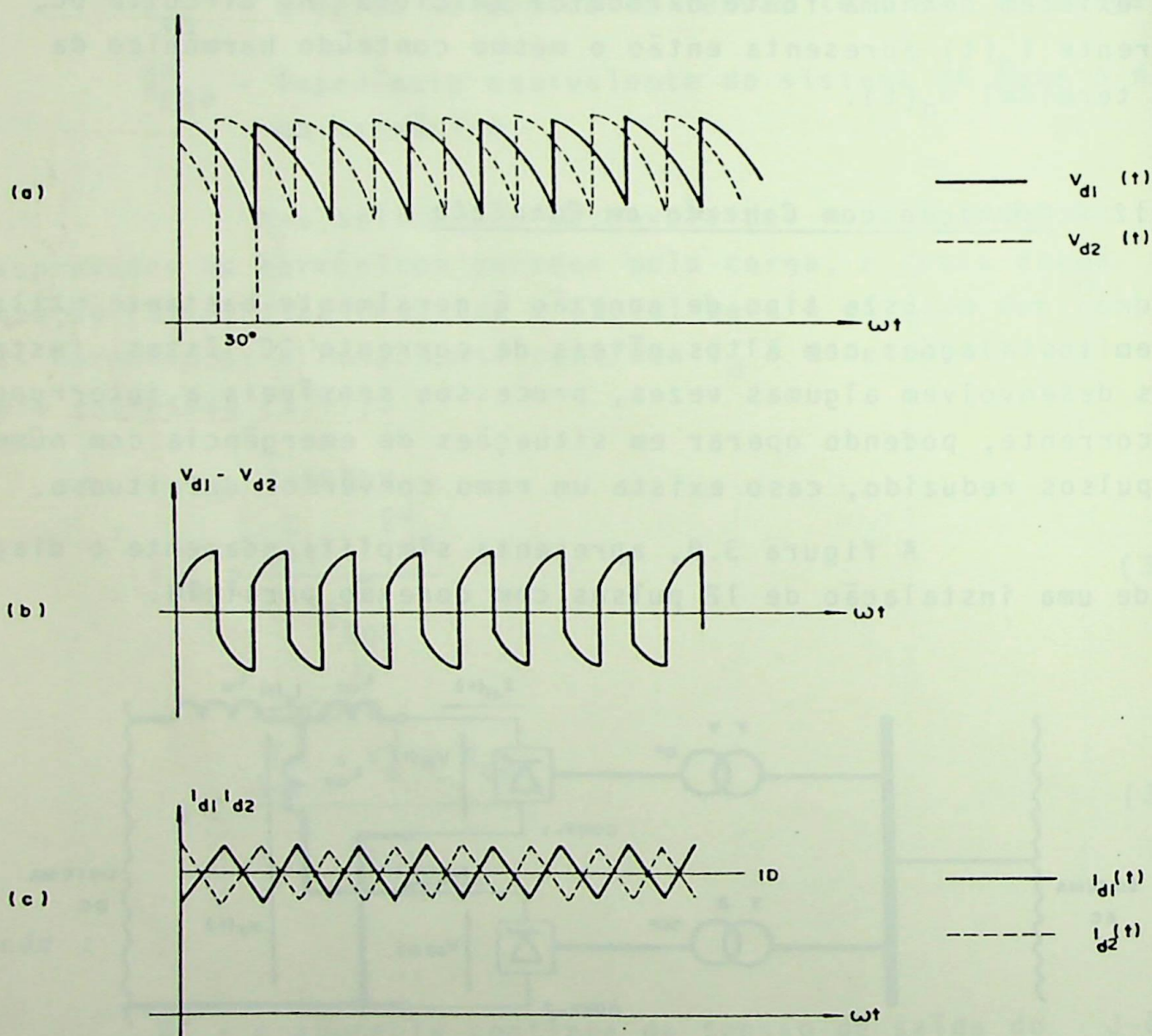


FIGURA 3.10 - Tensões e correntes nos ramos conversores de uma instalação de 12 pulsos com L_d infinito.

Para o estudo das influências da configuração e dos harmônicos do lado DC, desenvolveu-se uma formulação genérica para o cálculo das componentes harmônicas das correntes que se desenvolvem em cada ramo conversor em regime permanente. Para o n -ésimo harmônico pode ser escrita, observando o circuito equivalente da figura 3.11, a equação (3.18).

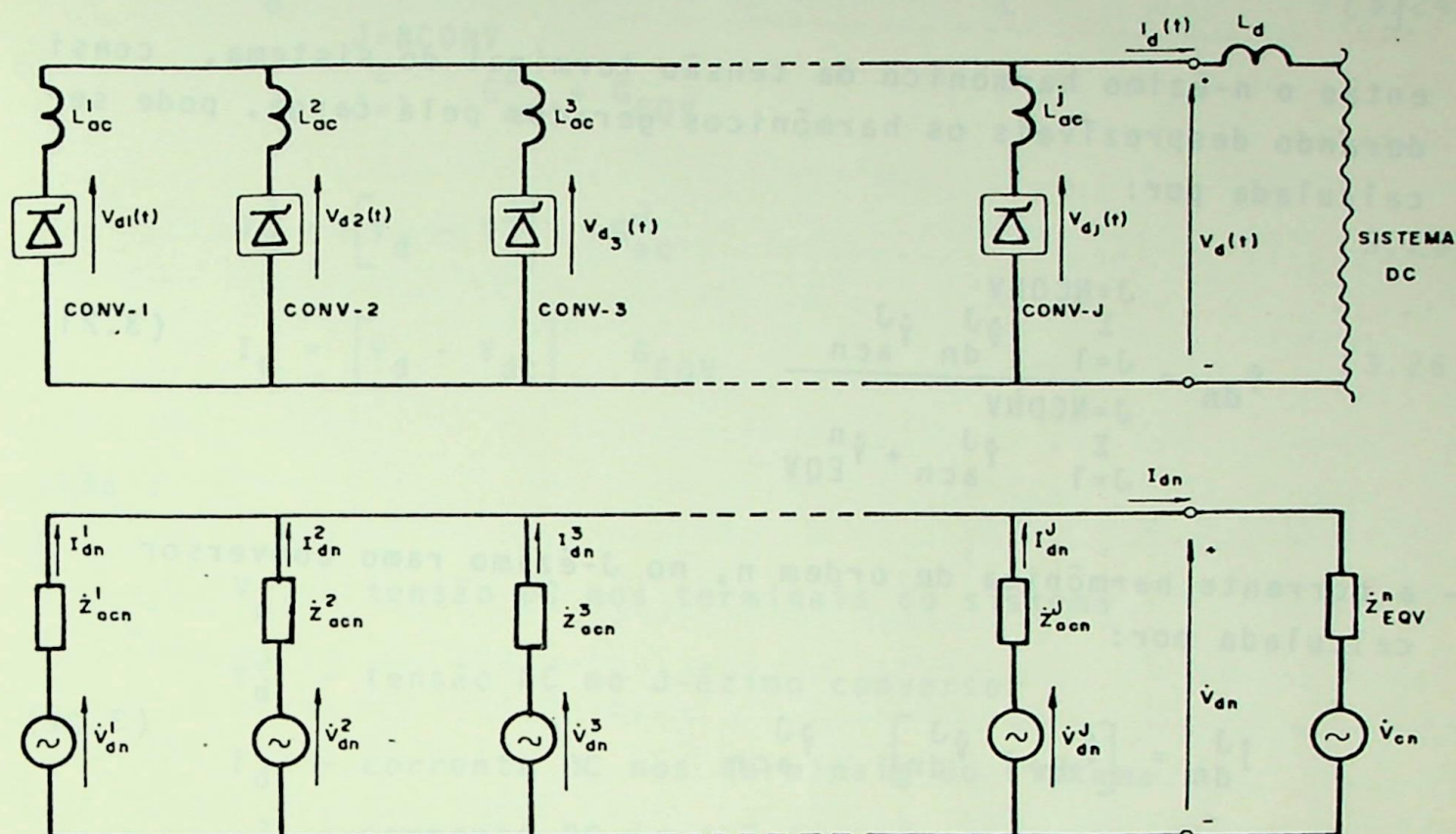


FIGURA 3.11 - Circuito equivalente para o cálculo das correntes harmônicas do lado DC de uma instalação multiconversora com conexão em paralelo.

$$\frac{\dot{V}_{dn} - \dot{V}_{dn}^1}{\dot{Z}_{acn}^1} + \frac{\dot{V}_{dn} - \dot{V}_{dn}^2}{\dot{Z}_{acn}^2} + \frac{\dot{V}_{dn} - \dot{V}_{dn}^3}{\dot{Z}_{acn}^3} + \dots + \frac{\dot{V}_{dn} - \dot{V}_{dn}^J}{\dot{Z}_{acn}^J} + \frac{\dot{V}_{dn} - \dot{V}_{cn}}{\dot{Z}_{EQV}^n} = 0 \quad (3.18)$$

- que pode ser agrupada na forma mais conveniente:

$$\dot{V}_{dn} \left[\dot{Y}_{acn}^1 + \dot{Y}_{acn}^2 + \dots + \dot{Y}_{acn}^J + \dot{Y}_{EQV}^n \right] - \left[\frac{\dot{V}_{dn}^1}{\dot{Z}_{acn}^1} + \frac{\dot{V}_{dn}^2}{\dot{Z}_{acn}^2} + \frac{\dot{V}_{dn}^3}{\dot{Z}_{acn}^3} + \dots + \frac{\dot{V}_{dn}^J}{\dot{Z}_{acn}^J} + \frac{\dot{V}_{cn}}{\dot{Z}_{EQV}^n} \right] = 0 \quad (3.19)$$

- ou na forma compacta:

$$\dot{V}_{dn} \left[\sum_{J=1}^{J=NCONV} \dot{Y}_{acn}^J + \dot{Y}_{EQV}^n \right] - \sum_{J=1}^{J=NCONV} \dot{V}_{dn}^J \dot{Y}_{acn}^J - \dot{V}_{cn} \dot{Y}_{EQV}^n = 0 \quad (3.20)$$

- então o n-ésimo harmônico da tensão terminal do sistema, considerando desprezíveis os harmônicos gerados pela carga, pode ser calculada por:

$$\dot{V}_{dn} = \frac{\sum_{J=1}^{J=NCONV} \dot{V}_{dn}^J \dot{Y}_{acn}^J}{\sum_{J=1}^{J=NCONV} \dot{Y}_{acn}^J + \dot{Y}_{EQV}^n} \quad (3.21)$$

- a corrente harmônica de ordem n, no J-ésimo ramo conversor é calculada por:

$$\dot{I}_{dn}^J = \left[\dot{V}_{dn} - \dot{V}_{dn}^J \right] \dot{Y}_{acn}^J \quad (3.22)$$

- a corrente harmônica de ordem n na saída do sistema conversor é dada por:

$$\dot{I}_{dn} = \left[\dot{V}_{dn} - \dot{V}_{cn} \right] \dot{Y}_{EQV}^n \quad (3.23)$$

onde :

n - ordem harmônica

$\dot{Y}_{acn}^J$ - admitância de acoplamento para ordem n, do J-ésimo ramo conversor

$\dot{V}_{dn}^J$ - tensão terminal de ordem n do J-ésimo conversor

$\dot{I}_{dn}^J$ - corrente de ordem n no J-ésimo ramo conversor

$\dot{I}_{dn}$ - corrente terminal de ordem n do sistema

$\dot{Y}_{EQV}^n$ - admitância equivalente para ordem n, do sistema DC.

Com um procedimento análogo é possível concluir facilmente as expressões para o cálculo das componentes contínuas (3.24), (3.25) e (3.26).

$$V_d = \frac{\sum_{J=1}^{J=NCONV} V_d^J G_{ac}^J}{\sum_{J=1}^{J=NCONV} G_{ac}^J + G_{EQV}} \quad (3.24)$$

$$I_d^J = [V_d - V_d^J] G_{ac}^J \quad (3.25)$$

$$I_d = [V_d - V_{dc}] G_{EQV} \quad (3.26)$$

onde :

V_d - tensão DC nos terminais do sistema

V_d^J - tensão DC no J-ésimo conversor

I_d - corrente DC nos terminais do sistema

I_d^J - corrente DC no J-ésimo ramo conversor

G_{ac}^J - condutância de acoplamento do J-ésimo conversor

G_{EQV} - condutância equivalente do sistema DC

V_{dc} - tensão DC nos terminais de carga

Considerando-se o mesmo sistema adotado no item anterior, agora com conexão paralela, verifica-se pelas tabelas 3.4, 3.5 e 3.6 a existência de correntes harmônicas de ordem 6 circulando na malha definida pelos conversores. Isto ocorre devido a nova configuração adotada, como ilustra a figura 3.12. Estas correntes constituem o desequilíbrio instantâneo entre as contribuições fornecidas pelos diferentes ramos conversores, ilustrado na figura 3.10 c, e influenciam os harmônicos da corrente de alimentação do lado AC do sistema, como será analisado na sequência deste capítulo.

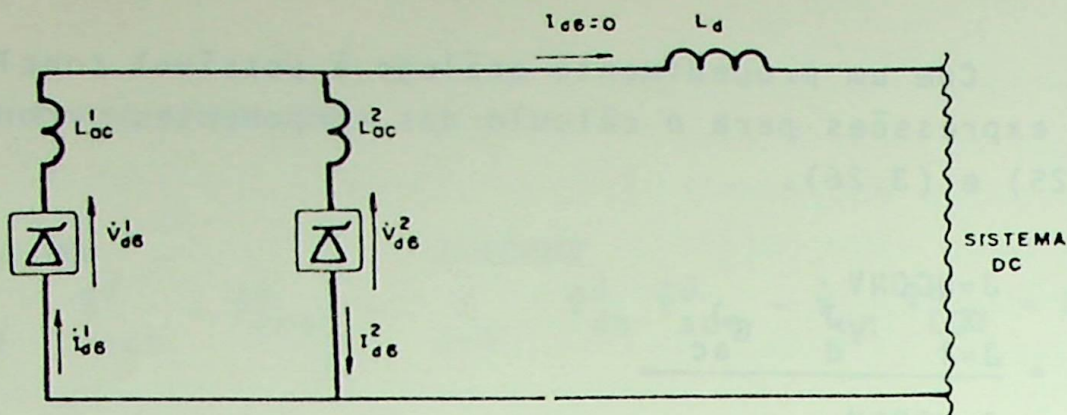


FIGURA 3.12 - Circuito equivalente para o cálculo da corrente de 6º harmônico em um sistema de 12 pulsos com conexão em paralelo.

3.6 - ANÁLISE DOS RESULTADOS

Os resultados apresentados a seguir foram obtidos, admitindo-se inicialmente um sistema conversor com as mesmas características daquele utilizado no capítulo II. Entretanto, considerou-se agora a influência do lado de corrente contínua nos harmônicos produzidos pela instalação. Para isso, foi utilizado como carga um motor de corrente contínua cujas características principais são:

- . Indutância da armadura - 1 mH
- . Resistência da armadura - 0,014 Ω

CASO 1:

- Condições de Funcionamento - Tensões de alimentação equilibrados e livres de distorções harmônicas.
- reatâncias de comutação de 0,0693 Ω por fase.
 - ângulos de ignição $\alpha = 20^\circ$
 - sistema de produção de pulsos com controle individual

de pulsos.

$$- L_d = 50\text{mH}; L_d = 10\text{mH}; L_d = 0.$$

Objetivo - A partir da utilização de diferentes valores para o reator de alisamento, verificar o comportamento da influência do lado de corrente contínua.

Adotando-se inicialmente um alto valor no reator de alisamento, aproximadamente 50 mH, as correntes harmônicas que se estabelecem no circuito DC possuem baixa amplitude, como mostra a tabela 3.7. Como consequência, suas influências nos harmônicos das correntes de alimentação são desprezíveis, ou seja, nestas condições este valor de indutância já poderia ser considerado infinito para o cálculo dos harmônicos. O gráfico 3.1 ilustra o resultado da simulação e comparando-se ao caso equivalente com L_d infinito, apresentado no capítulo II, confirmam-se as afirmações acima.

A situação anterior foi novamente simulada, colocando-se agora um valor de indutância de alisamento cerca de 5 vezes menor. Nestas condições as correntes harmônicas no circuito DC já assumem valores um pouco mais significativos, como pode ser observado pela tabela 3.8, e a influência no conteúdo harmônico das correntes de alimentação já pode ser notado através do gráfico 3.2.

Finalmente, retirando-se o reator de alisamento do circuito, o efeito do lado DC torna-se bastante pronunciado e pode ser facilmente visualizado através da tabela 3.9 e do gráfico 3.3.

Desta forma fica bastante evidente o efeito dos harmônicos do lado DC nas correntes de alimentação do sistema para diferentes valores de indutância L_d .

CASO 2:

Condições de Funcionamento - Tensões de alimentação desequilibradas e livres de dis

torções harmônicas.

- ângulo de ignição $\alpha = 10^0$
- reatâncias de comutação de $0,0693 \Omega$ por fase.
- sistema de produção de pulsos com controle individual de pulsos (CIP).
- $L_d = 0$.

Objetivo - Analisar a geração de harmônicos no lado DC sob condições não ideais e verificar suas influências no conteúdo harmônico das correntes de alimentação.

As condições ideais de operação impostas nos casos anteriores levaram a produção das chamadas ordens harmônicas características tanto para o lado DC, cuja previsão pode ser feita pela expressão 3.4, como para o lado AC do sistema. Neste caso, entretanto, adotando-se o desequilíbrio de tensões imposto para o CASO 4 do capítulo II, verifica-se agora a geração de ordens harmônicas não características de ambos os lados da instalação. Comparando-se os resultados, constata-se facilmente que o efeito do lado DC se faz sentir no conteúdo harmônico final, através de sensíveis variações nas amplitudes dos componentes, como ilustram a tabela 3.10 e o gráfico 3.4. Outra observação muito interessante neste caso é a presença de componente contínua de pequena amplitude circulando entre as fases B e C do sistema alimentador, devido fundamentalmente aos harmônicos do lado de corrente contínua (DC).

CASO 3:

Condições de Funcionamento - Tensões de alimentação equilibradas com 3% de segundo harmônico também equilibrado.

- ângulo de ignição $\alpha = 10^0$

- reatâncias de comutação de $0,0693 \Omega$ por fase.
- sistema com controle individual de pulsos.
- $L_d = 0$.

Objetivo - Analisar a geração de harmônicos sob condições não ideais e verificar os níveis da componente contínua neste caso.

Conforme ilustração no gráfico 3.5, mais uma vez constata-se a presença de ordens harmônicas não características. Comparando-se este resultado com o caso equivalente sem o efeito do lado DC, ilustrado no capítulo II, observa-se claramente as alterações nas amplitudes dos componentes harmônicos. A variação mais significativa ocorre no componente de segundo harmônico, que se manifesta neste caso com uma amplitude cerca de cinco vezes maior. As componentes contínuas que se desenvolvem nestas condições apresentam valores consideráveis, calculados em 11,8A, 2,12A, -13,95A, para as fases A, B e C respectivamente. Como se sabe, se estes níveis de corrente contínua forem suficientes para saturar o núcleo do transformador alimentador, este poderá constituir uma fonte adicional de harmônicos para o sistema, além do inevitável aumento das perdas internas.

CASO 4:

- Condições de Funcionamento* - Tensões de alimentação equilibradas e livres de distorções harmônicas.
- ângulo de ignição $\alpha = 0^\circ$.
 - reatâncias de comutação de $0,0693\Omega$ por fase.
 - sistema com controle individual de pulsos (CIP).
 - $L_d = 0$

Objetivo - analisar a geração de harmônicos em instalações multiconversoras de 12 pulsos sob condições ideais de operação.

Verifica-se, neste caso, que os resultados obtidos seguem as previsões da teoria clássica. O conteúdo harmônico resultante da simulação é ilustrado pelo gráfico 3.6 e coincide com a previsão estabelecida pela equação (3.11). A defasagem existente entre os diferentes ramos conversores de seis pulsos faz com que os harmônicos de ordem 5º, 7º, 17º, 19º,...etc, se apresentem em oposição de fase e consequentemente não contribuem para corrente total de alimentação. Comprova-se então a eficiência da utilização de sistemas multiconversores, operando com número de pulsos superior a seis, para diminuir o conteúdo harmônico gerado por estas instalações.

CASO 5:

Condições de Funcionamento - tensões de alimentação de
sequilibradas e livres de
distorções harmônicas.

- reatâncias de comutação de $0,0693\Omega$ por fase.
- ângulo de ignição $\alpha = 0^\circ$.
- sistema com controle individual de pulsos (CIP).

Objetivo - Analisar o conteúdo harmônico gerado por instalações multiconversoras de 12 pulsos sob condições não ideais de operação.

Para este estudo adotou-se as mesmas assimetrias nas tensões de alimentação consideradas nos casos anteriores. A partir destas condições procedeu-se a simulação considerando inicialmente as unidades conversoras de 6 pulsos conectadas em série. O gráfico 3.7 ilustra o resultado obtido, destacando o conteúdo harmônico presente nas correntes totais de alimentação do

sistema. Pode ser constatado então a presença de ordem harmônicas não características, devido a assimetria adotada. Uma observação muito interessante neste caso são os altos níveis de correntes - de 3º harmônico, chegando a até 13,5% da corrente fundamental.

Para as mesmas condições de assimetria e agora conectando as unidades de 6 pulsos em paralelo, repetiu-se a simulação. Os resultados obtidos são ilustrados no gráfico 3.8, e novamente observa-se, a presença de ordens harmônicas não características. Para esta conexão verifica-se níveis de 3º harmônicas substancialmente menores que na montagem anterior, enquanto os demais apresentam-se com pequenas variações.

CASO 6:

- Condições de Funcionamento* - tensões de alimentação desequilibradas e livres de distorções harmônicas.
- reatâncias de comutação de $0,0693\Omega$ por fase.
 - ângulo de ignição $\alpha=0^\circ$.
 - sistema com controle individual de pulsos (CIP).

Objetivo - Analisar o conteúdo harmônico gerado por instalações multiconversoras de 24 pulsos sob condições não ideais de operação.

As simulações foram efetuadas considerando os dois tipos de conexão analisadas neste trabalho. Os resultados, para as conexões série e paralela, são ilustrados pelos gráficos 2.9 e 2.10, respectivamente. Verifica-se então facilmente as consequências das condições não ideais impostas, no conteúdo harmônico da corrente total de alimentação do sistema. Entre os harmônicos não característicos gerados, novamente destacam-se os altos níveis de 3º harmônico gerados na configuração com conexão em série. A diferença bastante acentuada nos níveis de 3º harmônico desenvolvidos nas diferentes montagem pode ser analisado

considerando as tabelas 3.11 e 3.12 que fornecem o conteúdo harmônico no lado DC em uma das unidades de 6 pulsos, nas conexões - série e paralela respectivamente. Observa-se, então que este fato se deve basicamente aos níveis de correntes de 2º harmônico bastante elevados na montagem série. Isto ocorre pois constata-se pelos resultados da simulação, que as tensões de 2º harmônico gera no lado DC, se desenvolvem, em cada unidade, com ângulos de fase bastante próximos, resultando em uma tensão final elevada.

3.7. CONCLUSÕES

Apresentou-se neste capítulo uma formulação complementar para uma melhor representação dos sistemas de conversão em análise. Com este desenvolvimento foi possível incluir os efeitos do lado de corrente contínua no conteúdo harmônico das correntes AC de alimentação. Pelos resultados obtidos verificou-se que, em alguns tipos de instalações, esta influência torna-se bastante significativa, contribuindo de uma forma geral para o aumento dos níveis harmônicos produzidos.

Nas instalações multi-conversoras considerou-se dois tipos de conexões para o lado DC do sistema. Através das simulações realizadas, observou-se a influência dos harmônicos do lado DC nas diferentes conexões, verificando-se altos níveis de 3º harmônico na configuração com conexão em série. Destaca-se também que, para as instalações multiconversoras com conexão em paralelo, as indutâncias de acoplamento foram definidas apenas pelas indutâncias dos transformadores de cada unidade.

O programa de simulação desenvolvido apresenta no relatório de saída os harmônicos produzidos no lado DC e do lado AC de cada unidade conversora do sistema, facilitando assim uma análise mais detalhada.

=====									
I HARMONICAS NO BARRAMENTO (D C) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRaus) I									
=====									
I ORDEM I		TENSões NO LADO DC (VCLTS)		I CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)		I			
=====									
I HARM. I		MODULO I		ANGULO I		%IDC I			

I 6 I	71.58 I	14.25 I	14.9 I	0.0 I	0.0 I	0.0 I			
I 12 I	26.18 I	57.47 I	5.4 I	8.46 I	327.60 I	4.2 I			
I 18 I	10.20 I	89.09 I	2.1 I	0.0 I	0.0 I	0.0 I			
I 24 I	2.61 I	72.97 I	0.5 I	0.42 I	343.03 I	0.2 I			

TABELA 3.1 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC da primeira unidade conversora.

=====									
I HARMONICAS NO BARRAMENTO (D C) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRaus)									
=====									
I ORDEM	I	TENSões NO LADO DC (VCLTS)	I	CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)					
=====									
I HARM.	I	MODULO	I	%VDC	I	MODULO	I	ANGULO	I %IDC

I 6	I	71.58	I	14.9	I	0.0	I	0.0	I 0.0
I 12	I	26.18	I	5.4	I	8.46	I	327.60	I 4.2
I 18	I	10.20	I	2.1	I	0.0	I	0.0	I 0.0
I 24	I	2.61	I	0.5	I	0.42	I	343.03	I 0.2
=====									

TABELA 3.2 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC da segunda unidade conversora.

I HARMONICAS NO BARRAMENTO (DC) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRAUS)	I
I ORDEM I TENSORES NO LADO DC (VOLTS) I CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)	I
I HARM. I MODULO I ANGULO I %VDC. I MODULO I ANGULO I %IDC.	I
I 12 I 52.36 I 57.47 I 5.4 I 8.46 I 327.60 I 4.2	I
I 24 I 5.23 I 72.97 I 0.5 I 0.42 I 343.03 I 0.2	I

TABELA 3.3 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC do sistema com
versor de 12 pulsos, com conexão série.

I HARMONICAS NO BARRAMENTO (DC) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRAUS)	I
I ORDEM I TENSORES NO LADO DC (VOLTS) I CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)	I
I HARM. I MODULO I ANGULO I %VDC. I MODULO I ANGULO I %IDC.	I
I 6 I 71.58 I 14.25 I 14.9 I 86.08 I 284.25 I 43.0	I
I 12 I 26.18 I 57.47 I 5.4 I 2.44 I 327.62 I 1.2	I
I 18 I 10.20 I 89.09 I 2.1 I 4.09 I 359.09 I 2.0	I
I 24 I 2.61 I 72.97 I 0.5 I 0.12 I 343.04 I 0.1	I

TABELA 3.4 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC da primeira unidade
do conversor.

=====									
I HARMONICAS NC BARRAMENTO (C C) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRAUS) I									
=====									
I ORDEM I	TENSORES NC LADO CC (VOLTS)		I	CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)		I			

I HARM. I	MODULE	I	ANGULO	I	%VDC	I	MODULE	I	ANGULO I %IDC I

I 6 I	71.58	I	194.25	I	14.9	I	86.08	I	104.25 I 43.0
I 12 I	26.18	I	57.47	I	5.4	I	2.44	I	327.62 I 1.2
I 18 I	10.20	I	269.09	I	2.1	I	4.09	I	179.09 I 2.0
I 24 I	2.61	I	72.97	I	0.5	I	0.12	I	343.05 I 0.1

TABELA 3.5 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC da segunda unidade conversora.

=====									
I HARMONICAS NC BARRAMENTO (D C) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRAUS) I									
=====									
I ORDEM I TENSORES NC LADO DC (VOLTS) I CORRENTES NO LADO DC (AMPERES) I									

I HARM. I MODULE I ANGULO I %VDC I MODULE I ANGULO I %IDC I									

I 12 I	22.12 I	57.44 I	4.6 I	4.89 I	327.62 I	2.4 I			
I 24 I	2.21 I	72.96 I	0.5 I	0.24 I	343.04 I	0.1 I			

TABELA 3.6 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC do sistema conversor de 12 pulsos, com conexão paralela.

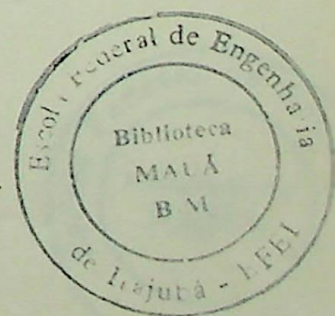


TABELA 3.7 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, com $L_d=50\text{mH}$.									
ORDEN	TENSÕES NO LADO CC (VOLTS)	VALORES DE PICO	ANGULOS DE FASE-GRaus	ORDEN	TENSÕES NO LADO CC (VOLTS)	VALORES DE PICO	ANGULOS DE FASE-GRaus	ORDEN	TENSÕES NO LADO CC (VOLTS)
1	71.58	14.25	14.9	1	71.58	14.25	14.9	1	71.58
2	26.18	57.47	5.4	2	26.18	57.47	5.4	2	26.18
3	10.20	89.09	2.1	3	10.20	89.09	2.1	3	10.20
4	2.61	72.97	0.5	4	2.61	72.97	0.5	4	2.61
5				5				5	
6				6				6	
7				7				7	
8				8				8	
9				9				9	
10				10				10	
11				11				11	
12				12				12	
13				13				13	
14				14				14	
15				15				15	
16				16				16	
17				17				17	
18				18				18	
19				19				19	
20				20				20	
21				21				21	
22				22				22	
23				23				23	
24				24				24	
25				25				25	
26				26				26	
27				27				27	
28				28				28	
29				29				29	
30				30				30	
31				31				31	
32				32				32	
33				33				33	
34				34				34	
35				35				35	
36				36				36	
37				37				37	
38				38				38	
39				39				39	
40				40				40	
41				41				41	
42				42				42	
43				43				43	
44				44				44	
45				45				45	
46				46				46	
47				47				47	
48				48				48	
49				49				49	
50				50				50	
51				51				51	
52				52				52	
53				53				53	
54				54				54	
55				55				55	
56				56				56	
57				57				57	
58				58				58	
59				59				59	
60				60				60	
61				61				61	
62				62				62	
63				63				63	
64				64				64	
65				65				65	
66				66				66	
67				67				67	
68				68				68	
69				69				69	
70				70				70	
71				71				71	
72				72				72	
73				73				73	
74				74				74	
75				75				75	
76				76				76	
77				77				77	
78				78				78	
79				79				79	
80				80				80	
81				81				81	
82				82				82	
83				83				83	
84				84				84	
85				85				85	
86				86				86	
87				87				87	
88				88				88	
89				89				89	
90				90				90	
91				91				91	
92				92				92	
93				93				93	
94				94				94	
95				95				95	
96				96				96	
97				97				97	
98				98				98	
99				99				99	
100				100				100	

TABELA 3.7 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, com $L_d=50\text{mH}$.

TABELA 3.8 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, com $L_d=10\text{mH}$.									
ORDEN	TENSÕES NO LADO CC (VOLTS)	VALORES DE PICO	ANGULOS DE FASE-GRaus	ORDEN	TENSÕES NO LADO CC (VOLTS)	VALORES DE PICO	ANGULOS DE FASE-GRaus	ORDEN	TENSÕES NO LADO CC (VOLTS)
1	71.58	14.25	14.9	1	71.58	14.25	14.9	1	71.58
2	26.18	57.47	5.4	2	26.18	57.47	5.4	2	26.18
3	10.20	89.09	2.1	3	10.20	89.09	2.1	3	10.20
4	2.61	72.97	0.5	4	2.61	72.97	0.5	4	2.61
5				5				5	
6				6				6	
7				7				7	
8				8				8	
9				9				9	
10				10				10	
11				11				11	
12				12				12	
13				13				13	
14				14				14	
15				15				15	
16				16				16	
17				17				17	
18				18				18	
19				19				19	
20				20				20	
21				21				21	
22				22				22	
23				23				23	
24				24				24	
25				25				25	
26				26				26	
27				27				27	
28				28				28	
29				29				29	
30				30				30	
31				31				31	
32				32				32	
33				33				33	
34				34				34	
35				35				35	
36				36				36	
37				37				37	
38				38				38	
39				39				39	
40				40				40	
41				41				41	
42				42				42	
43				43				43	
44				44				44	
45				45				45	
46				46				46	
47				47				47	
48				48				48	
49				49				49	
50				50				50	
51				51				51	
52				52				52	
53				53				53	
54				54				54	
55				55				55	
56				56				56	
57				57				57	
58				58				58	
59				59				59	
60				60				60	
61				61				61	
62				62				62	
63				63				63	
64				64				64	
65				65				65	
66				66				66	
67				67				67	
68				68				68	
69				69				69	
70				70				70	
71				71				71	
72				72				72	
73				73				73	
74				74				74	
75				75				75	
76				76				76	
77				77				77	
78				78				78	
79				79				79	
80				80				80	
81				81				81	
82				82				82	
83				83				83	
84				84				84	
85				85				85	
86				86				86	
87				87				87	
88				88				88	
89				89				89	
90				90				90	
91				91				91	
92				92				92	
93				93				93	
94				94				94	
95				95				95	
96				96				96	
97				97				97	
98				98				98	
99				99				99	
100				100				100	

TABELA 3.8 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, com $L_d=10\text{mH}$.

=====									
I HARMONICOS NO BARRAMENTO (D C) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRAUS) I									
=====									
I ORDEM I	TENSOES NO LADO DC (VCLTS)			I	CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)			I	
I									
I HARM. I	MODULO I	ANGULO I	%VDC I		MODULO I	ANGULO I	%IDC I		
I									
I 6 I	71.58 I	14.25 I	15.3 I		23.14 I	234.51 I	11.6 I		
I 12 I	26.18 I	57.47 I	5.6 I		4.23 I	327.60 I	2.1 I		
I 18 I	10.20 I	89.09 I	2.2 I		1.10 I	359.17 I	0.5 I		
I 24 I	2.61 I	72.97 I	0.6 I		0.21 I	343.03 I	0.1 I		
I									

TABELA 3.9 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, com $L_d=0$.

=====							
I HARMONICOS NO BARRAMENTO (D C) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRAUS) I							
=====							
I ORDEM I	TENSOES NO LADO DC (VCLTS)		I	CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)		I	
I							
I HARM. I	MODULO I	ANGULO I	%VDC I	MODULO I	ANGULO I	%IDC I	
I							
I 2 I	26.67 I	300.95 I	5.4 I	25.86 I	211.73 I	12.9 I	
I 4 I	7.14 I	221.70 I	1.5 I	3.46 I	132.08 I	1.7 I	
I 6 I	50.10 I	50.61 I	10.2 I	16.19 I	320.87 I	8.1 I	
I 8 I	7.05 I	62.29 I	1.4 I	1.71 I	332.49 I	0.9 I	
I 10 I	4.00 I	318.60 I	0.8 I	0.78 I	228.81 I	0.4 I	
I 12 I	12.59 I	132.42 I	2.6 I	2.04 I	42.54 I	1.0 I	
I 14 I	3.55 I	135.82 I	0.7 I	0.49 I	45.93 I	0.2 I	
I 16 I	1.72 I	357.97 I	0.3 I	0.21 I	268.07 I	0.1 I	
I 18 I	4.33 I	150.66 I	0.9 I	0.47 I	60.75 I	0.2 I	
I 20 I	2.94 I	151.83 I	0.6 I	0.29 I	61.91 I	0.1 I	
I 22 I	3.05 I	24.71 I	0.6 I	0.27 I	294.78 I	0.1 I	
I 24 I	5.46 I	187.98 I	1.1 I	0.44 I	98.04 I	0.2 I	
I							

TABELA 3.10 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, em condições assimétricas.



=====									
I HARMONICAS NO BARRAMENTO (D C) --- (VALORES DE PICO) --- (ANGULOS DE FASE-GRaus) I									
=====									
ORDEN I	TENSÕES NO LADO DC (VULTS)		I	CORRENTES NO LADO DC (AMPERES)		I	=====		

I HARM. I	MODULO	I	ANGULO	I	%VDC	I	MODULO	I	ANGULO

2 I	25.94	I	301.01	I	5.1	I	99.31	I	211.88
4 I	6.16	I	132.74	I	1.2	I	0.67	I	238.96
6 I	41.51	I	330.46	I	8.1	I	0.00	I	0.00
8 I	5.70	I	340.05	I	1.1	I	0.00	I	0.00
10 I	2.97	I	135.17	I	0.6	I	0.00	I	0.00
12 I	10.31	I	320.94	I	2.0	I	0.00	I	0.00
14 I	3.56	I	312.63	I	0.7	I	0.00	I	0.00
16 I	2.67	I	96.19	I	0.5	I	0.00	I	0.00
18 I	7.13	I	288.13	I	1.4	I	0.07	I	349.89
20 I	4.72	I	287.67	I	0.9	I	0.39	I	176.07
22 I	2.82	I	84.28	I	0.6	I	1.31	I	3.57
24 I	5.25	I	264.04	I	1.0	I	1.73	I	191.86

TABELA 3.11 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, em uma das unidades de 6 pulsos, de uma instalação multiconversora de 24 pulsos, com conexão em série.

=====+ HARMONICAS NO BARFAMENTC (D C) --- (VALGRES DE PIGU) --- (ANGULOS DE FASE-GRACS) I =====+									
ORDEN I	TENSOES NO LADU DC (VOLTS)		I	CORRENTES NO LADU DC (AMPERES)		I			
I HARM. I	MODULO I	ANGULO I	%VDC	I	MODULO I	ANGULO I	%IDC		
2 I	25.56 I	300.35 I	5.1 I	I	7.59 I	202.99 I	3.8 I		
4 I	6.59 I	40.59 I	1.3 I	I	11.72 I	315.53 I	5.9 I		
6 I	41.54 I	240.50 I	8.3 I	I	49.96 I	150.49 I	25.0 I		
8 I	5.11 I	247.47 I	1.0 I	I	4.61 I	157.40 I	2.3 I		
10 I	3.61 I	313.56 I	0.7 I	I	2.61 I	223.58 I	1.3 I		
12 I	10.35 I	141.05 I	2.1 I	I	6.22 I	51.05 I	3.1 I		
14 I	2.80 I	128.48 I	0.6 I	I	1.44 I	38.50 I	0.7 I		
16 I	3.49 I	135.43 I	0.7 I	I	1.57 I	95.21 I	0.8 I		
18 I	7.27 I	18.82 I	1.5 I	I	2.89 I	287.85 I	1.4 I		
20 I	5.46 I	3.31 I	0.7 I	I	1.36 I	292.03 I	0.7 I		
22 I	4.30 I	81.85 I	0.5 I	I	0.35 I	316.11 I	0.2 I		
24 I	5.39 I	280.10 I	1.1 I	I	0.19 I	232.05 I	0.1 I		

TABELA 3.12 - Tensões e correntes harmônicas nos terminais do lado DC, em uma das unidades de 6 pulsos, de uma instalação multiconversora de 24 pulsos, com conexão em paralelo.

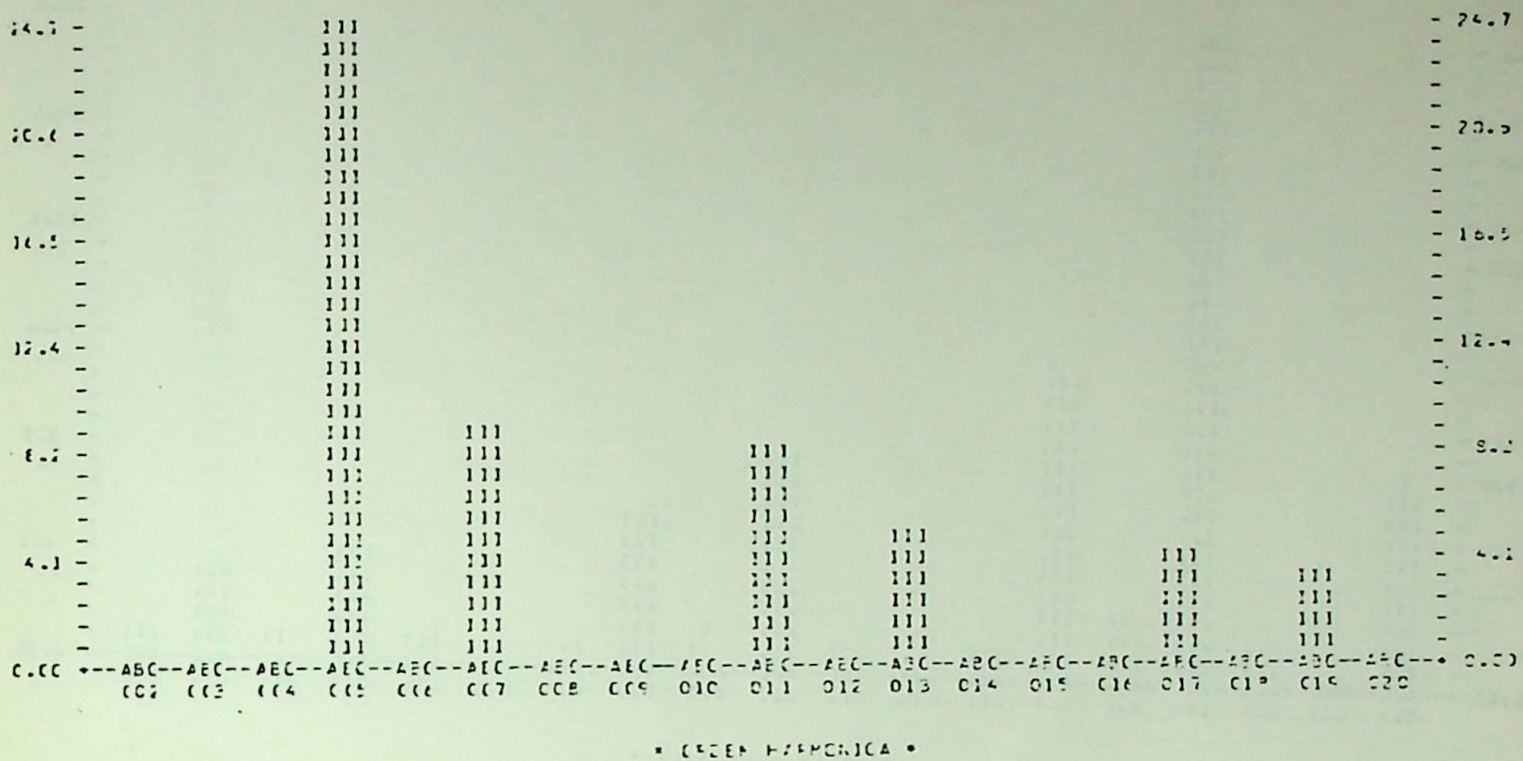


GRÁFICO 3.3 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições ideais: reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 10^0$, CIP, $L_d = 0$.

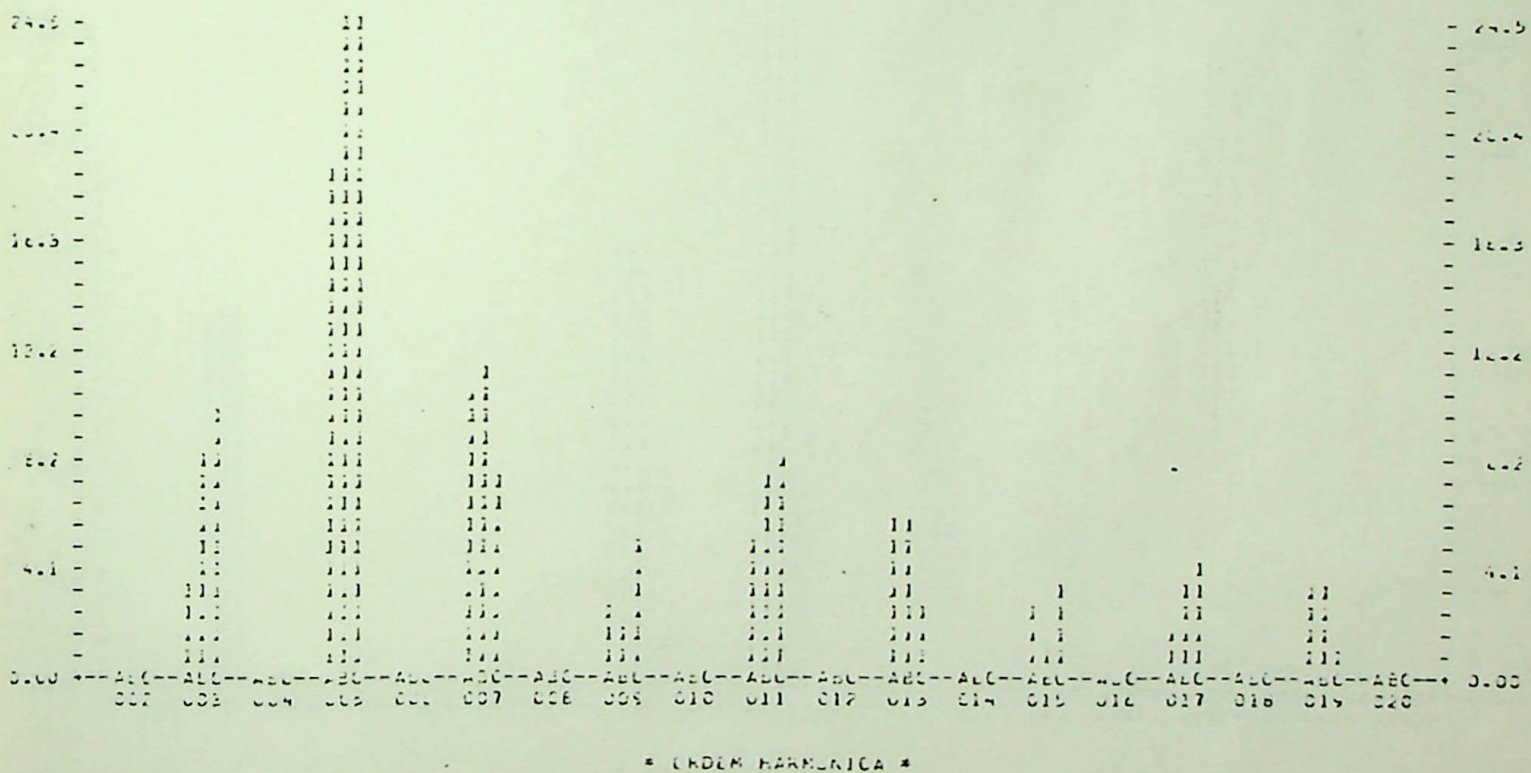


GRÁFICO 3.4 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: $\hat{V}_a = 310$ v, $\hat{V}_b = 325,5$ v, $\hat{V}_c = 294,5$ v, reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 10^0$, CIP, $L_d = 0$.

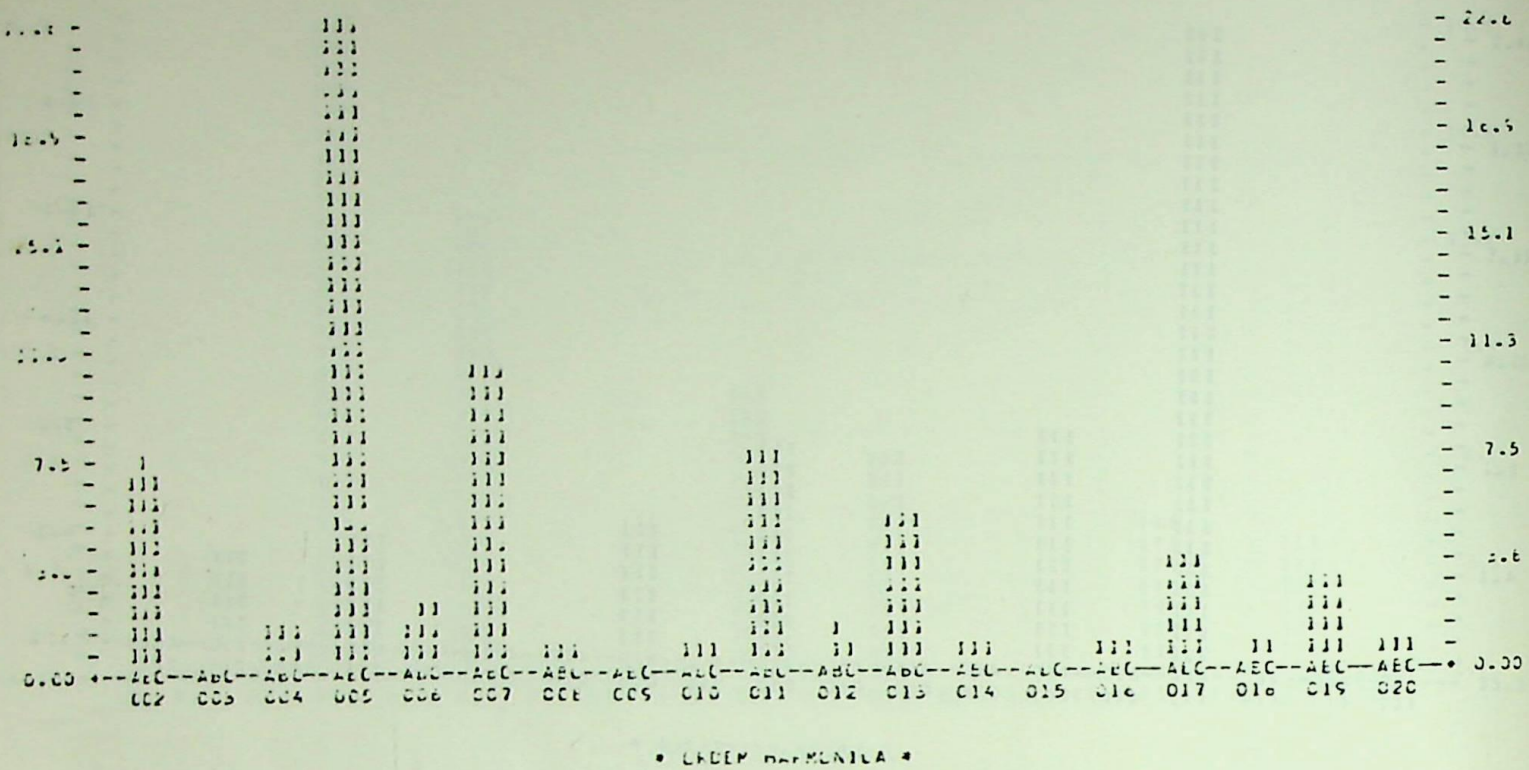


GRÁFICO 3.5 - Harmônicos em um sistema conversor de 6 pulsos, sob condições não ideais: 3% de segundo harmônico nas tensões de alimentação, reatâncias de comutação diferentes de zero, $\alpha = 10^\circ$, CIP, $L_d = 0$.

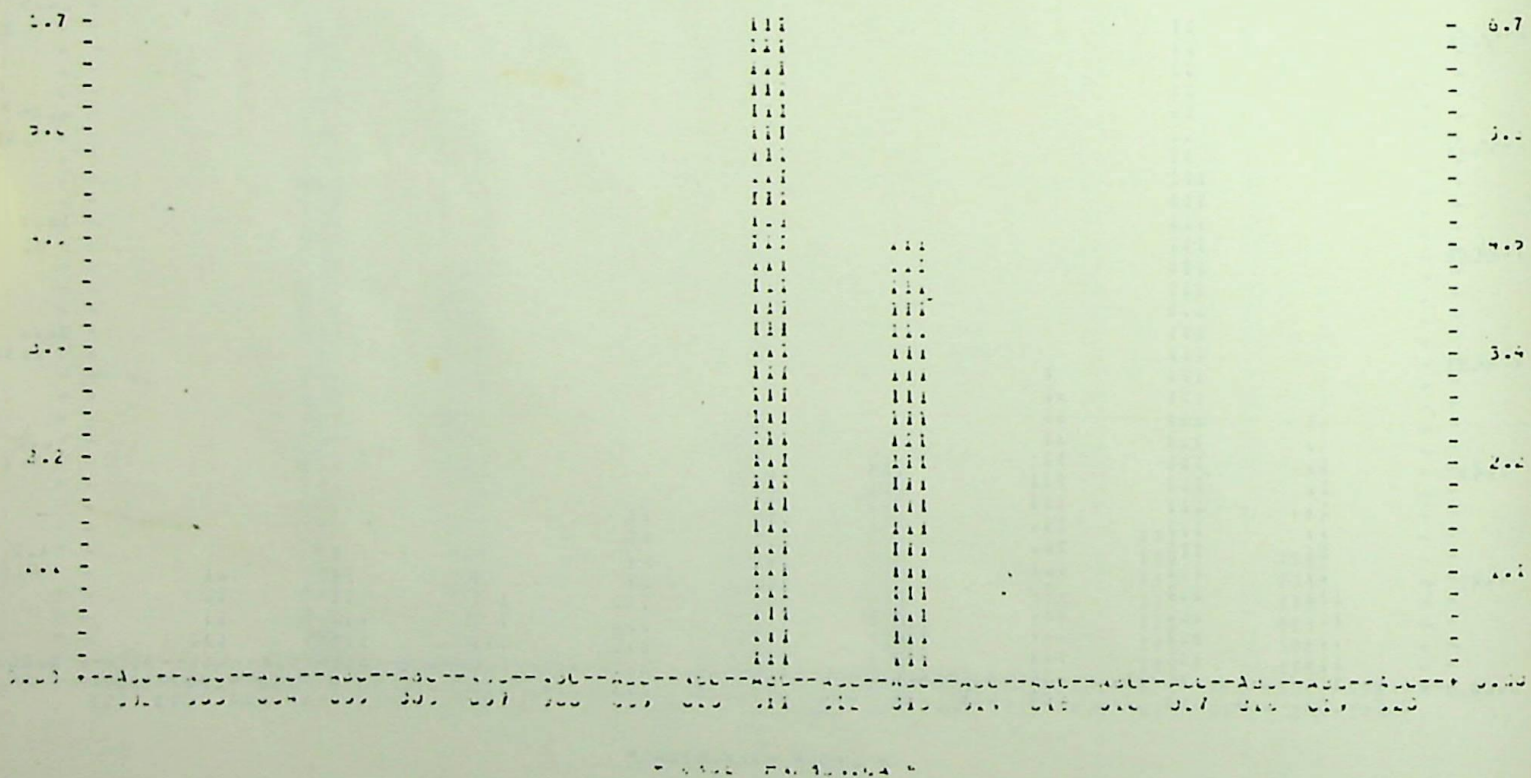


GRÁFICO 3.6 - Harmônicos em um sistema multiconversor de 12 pulsos, sob condições ideais de operação.

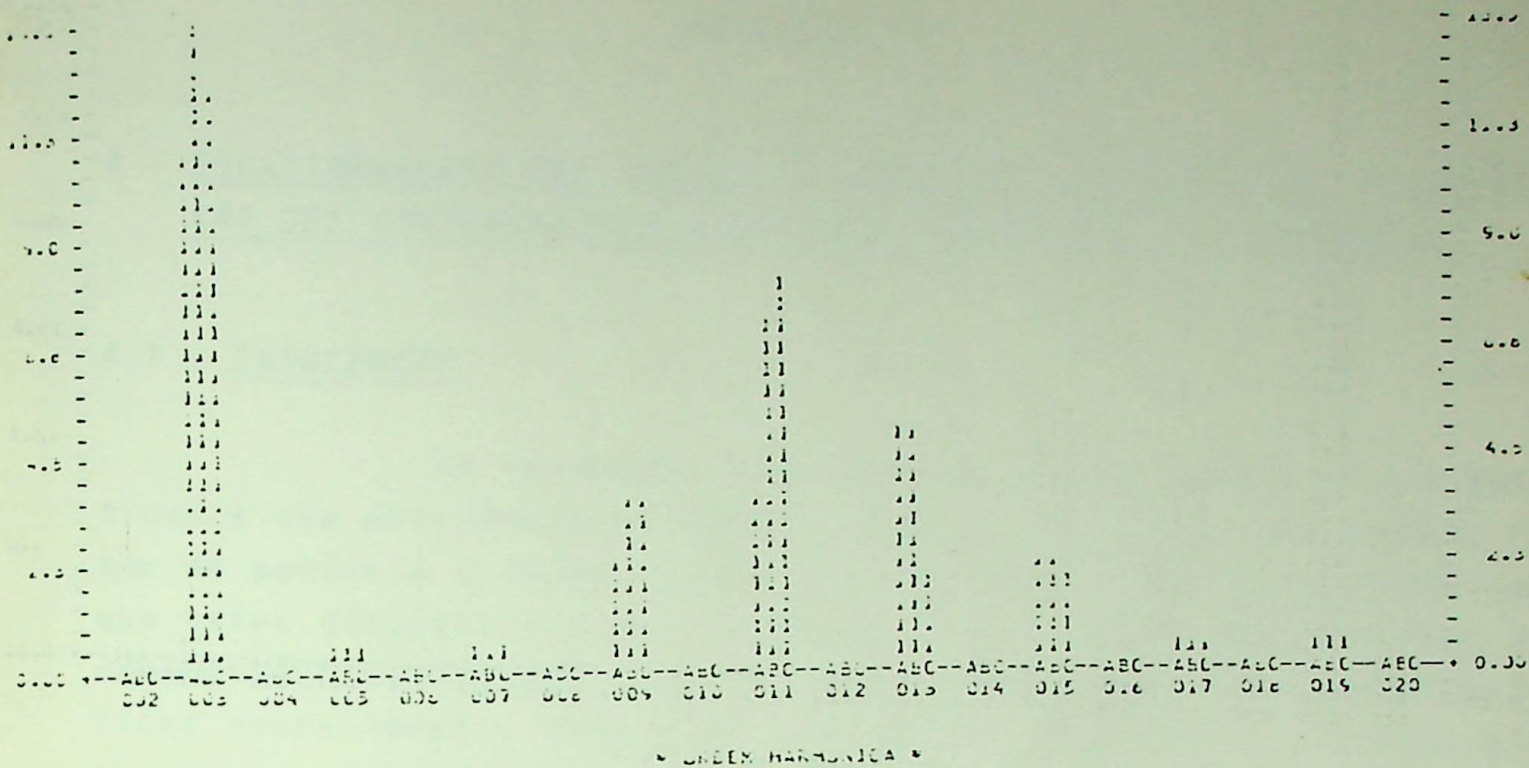


GRÁFICO 3.7 - Harmônicos em um sistema multiconversor de 12 pulsos, sob condições não ideais de operação, com conexão em série.

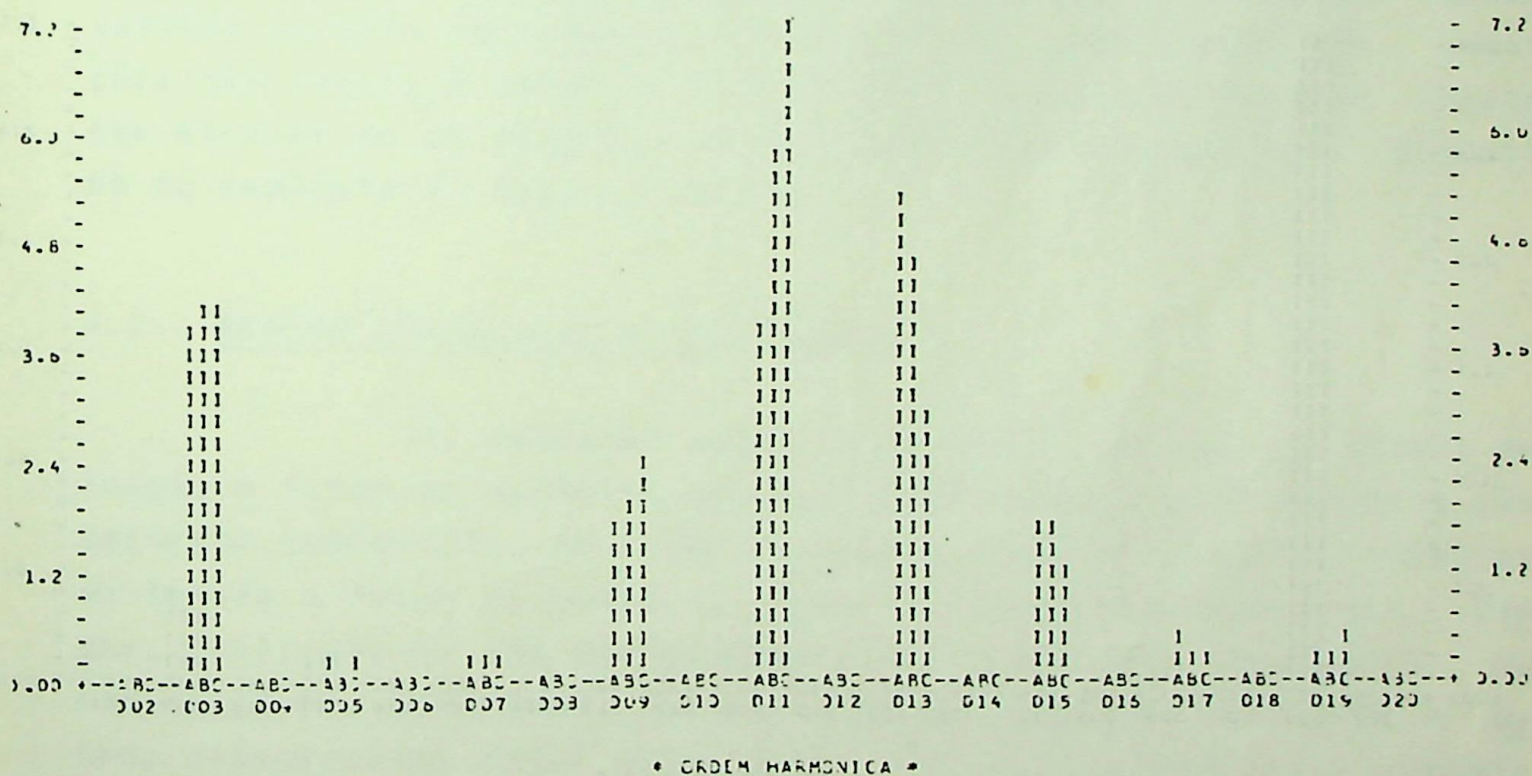


GRÁFICO 3.8 - Harmônicos em um sistema multiconversor de 12 pulsos, sob condições não ideais de operação, com conexão em paralelo.

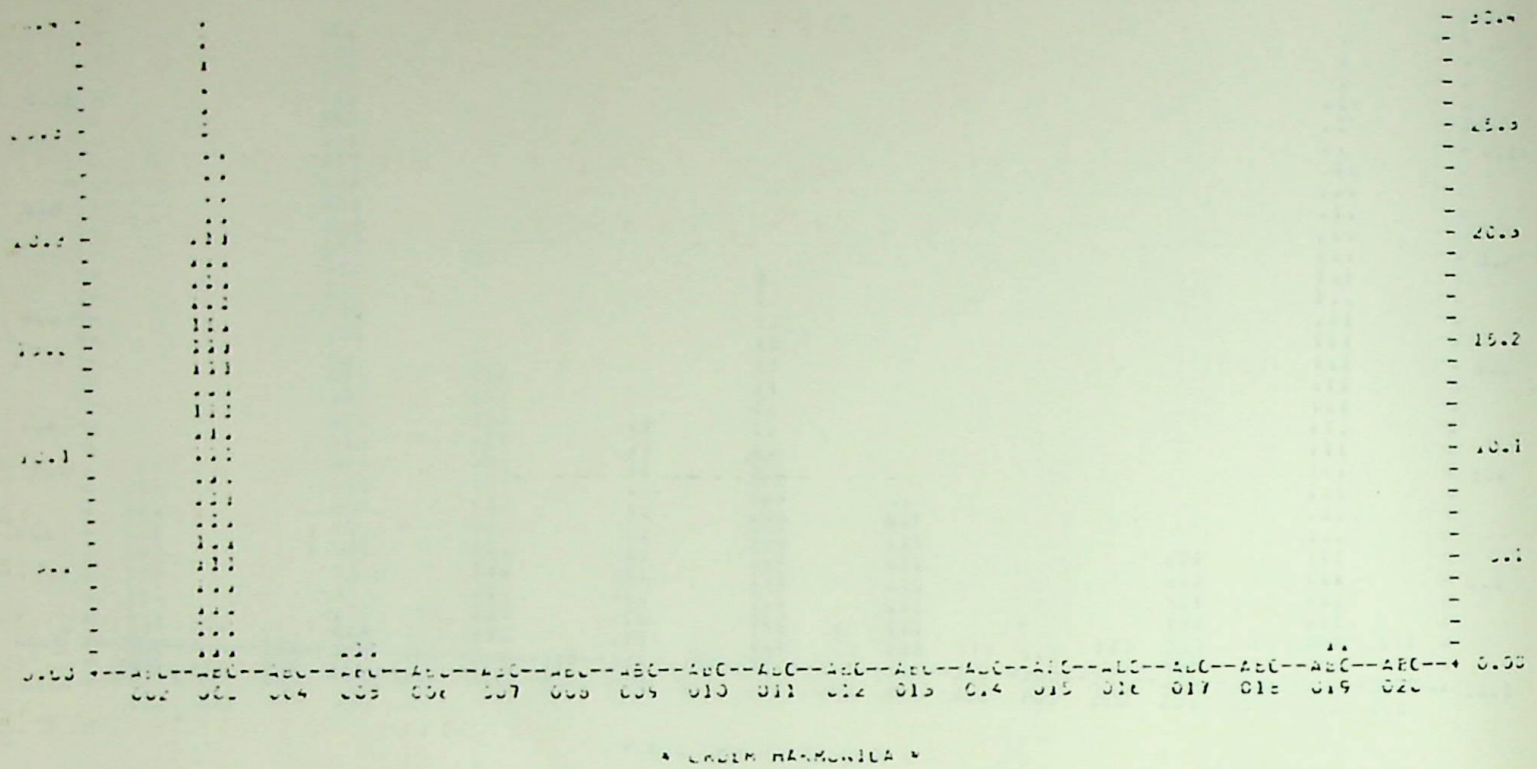


GRÁFICO 3.9 - Harmônicos em um sistema multiconversor de 24 pulsos, sob condições não ideais de operação, com conexão em série.

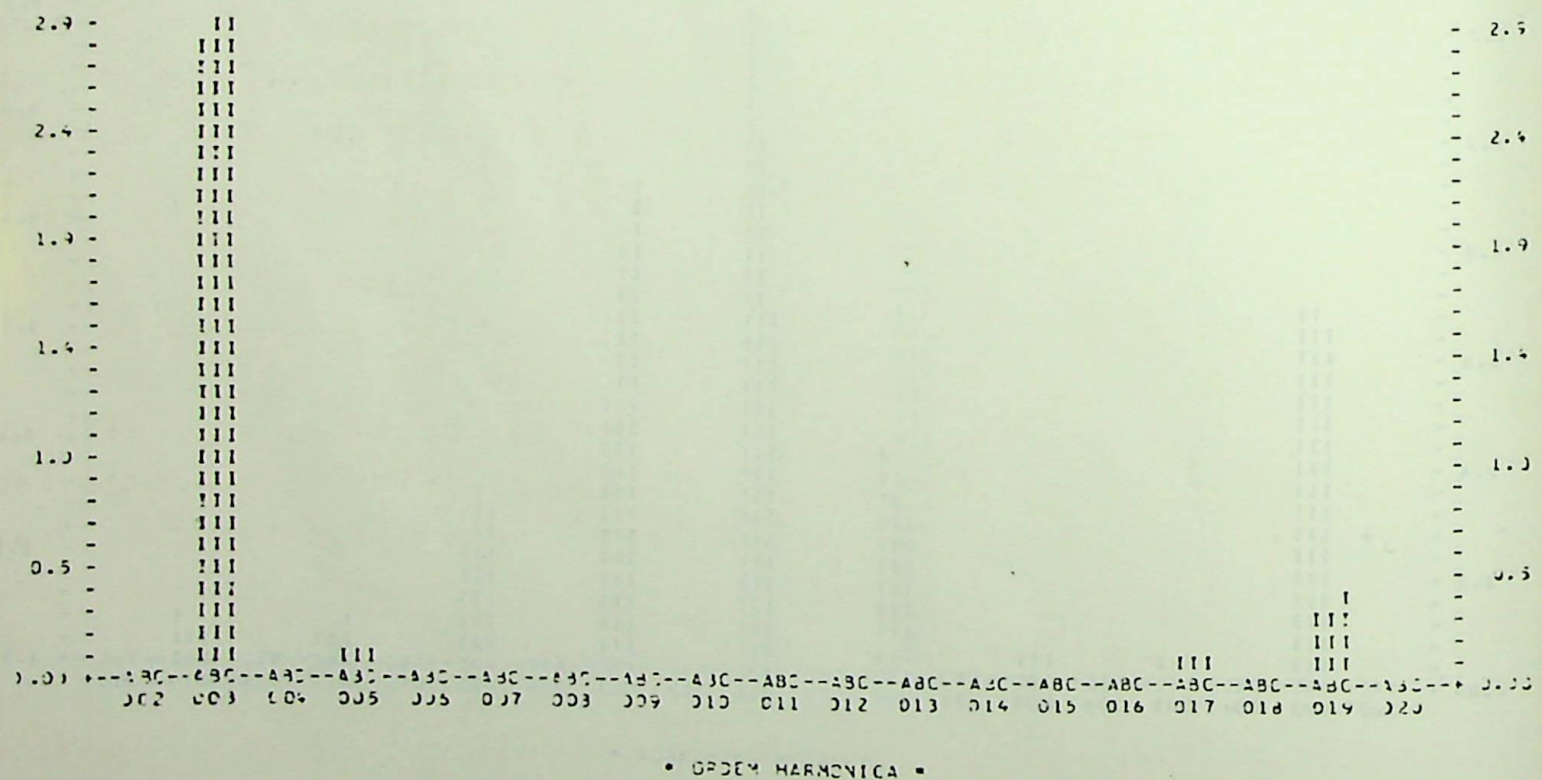


GRÁFICO 3.10 - Harmônicos em um sistema multiconversor de 24 pulsos, sob condições não ideais de operação, com conexão em paralelo.

CAPÍTULO IV

4 - EQUACIONAMENTO DAS FORMAS DE ONDA DAS CORRENTES DE ALIMENTAÇÃO DOS COMPENSADORES ESTÁTICOS CONTROLADOS A TIRISTORES4.1 - INTRODUÇÃO

As vantagens apresentadas pelos compensadores estáticos e sua eficiência na compensação de flutuações de tensão, fator de potência e desequilíbrios em sistemas elétricos, fazem com que estes dispositivos sejam competitivos com as demais formas de compensação existentes. Assim, o conhecimento de suas características operacionais, formas de controle e efeitos nos sistemas elétricos de potência, em muito auxiliarão para o bom planejamento de sua implantação em sistemas industriais ou de transmissão. Com base nos ângulos de ignição dos tiristores e em expressões que representam a forma de onda da corrente do reator, procede-se a análise de Fourier para cada corrente de fase individualmente, obtendo assim o seu conteúdo harmônico. A formulação trifásica desenvolvida permite representar a operação do compensador sob condições não ideais e obter os componentes harmônicos por ele injetados através de um programa de simulação digital que será discutido no capítulo VI deste trabalho.

4.2 - REATOR CONTROLADO A TIRISTORES

As relações entre a potência reativa, os níveis de tensão e fator de potência em um sistema elétrico de potência são bastante conhecidos. De forma a compensar as oscilações dinâmicas de tensão e fator de potência, decorrentes de variações das cargas, utilizava-se até pouco tempo como formas de compensação os compensadores síncronos, transformadores com taps variáveis e outros dispositivos cujas velocidades de resposta são relativamente lentas para muitos propósitos. Dentre os casos que exigem uma compensação mais rápida citar-se-iam os sistemas elétricos compostos por fornos a arco, laminadores e outros tipos de cargas elétricas. As exigências apresentadas por tais equipamentos, principalmente

no sentido de compensar as rápidas oscilações de tensão que os mesmos causam, justificaram o desenvolvimento de dispositivos mais apropriados. Dentre os dispositivos no mercado destacam-se: reator controlado a tiristores, capacitores chaveados a tiristores e reator saturado. Todos esses equipamentos de compensação apresentam velocidades de resposta da ordem de pouco mais de $1/2$ ciclo elétrico da frequência fundamental e assim estão qualificados a atender as exigências impostas pela carga. Neste trabalho focalizou-se o reator controlado a tiristores. Pelo seu estágio de desenvolvimento e também pela sua grande aceitação no mercado, este tipo de equipamento parece uma das formas mais promissoras de compensação dinâmica.

A figura 4.1 mostra os componentes básicos do compensador em consideração.

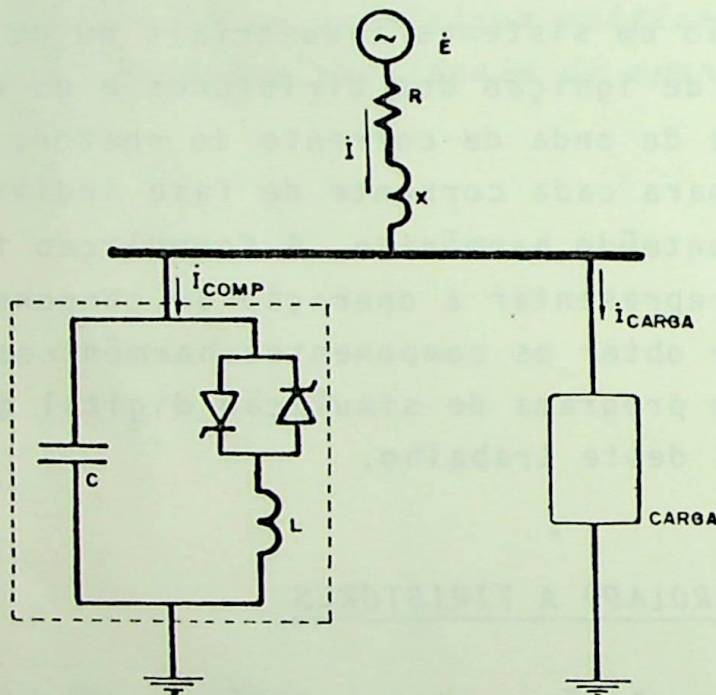


FIGURA 4.1 - Diagrama esquemático de instalação com compensador estático.

Em função do ângulo de ignição dos tiristores, valor este que será definido pelo sistema de controle, pode-se ter, individualmente para cada fase, a corrente do reator variando de zero até seu valor nominal. Se a corrente é nula, isto significa que o reator estará fora de operação e desta forma o compensador agirá com uma característica totalmente capacitiva. A medida

que o ângulo de ignição é variado no sentido de, gradativamente, aumentar a corrente no reator, tem-se que o efeito do reator vai se manifestando de forma crescente, atingindo pontos operacionais em que o efeito indutivo iguala-se ao capacitivo e daí em diante o reator predominará sobre o capacitor. Isto permite concluir que o compensador poderá assumir comportamentos variáveis indutivos ou capacitivos, em função do ângulo de ignição (α).

4.3 - FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE FASE E DE LINHA

A forma convencional de se conectar os reatores das três fases do compensador estático é em triângulo. A figura 4.2 (a) ilustra o arranjo, onde cada conjunto de tiristores conectados em anti-paralelo pode ter seu ângulo de ignição independentemente controlado. Desta forma, para efeito de uma análise inicial, pode-se tratar cada fase separadamente para obtenção da correspondente corrente e posteriormente compor as correntes para o traçado das correntes de linha.

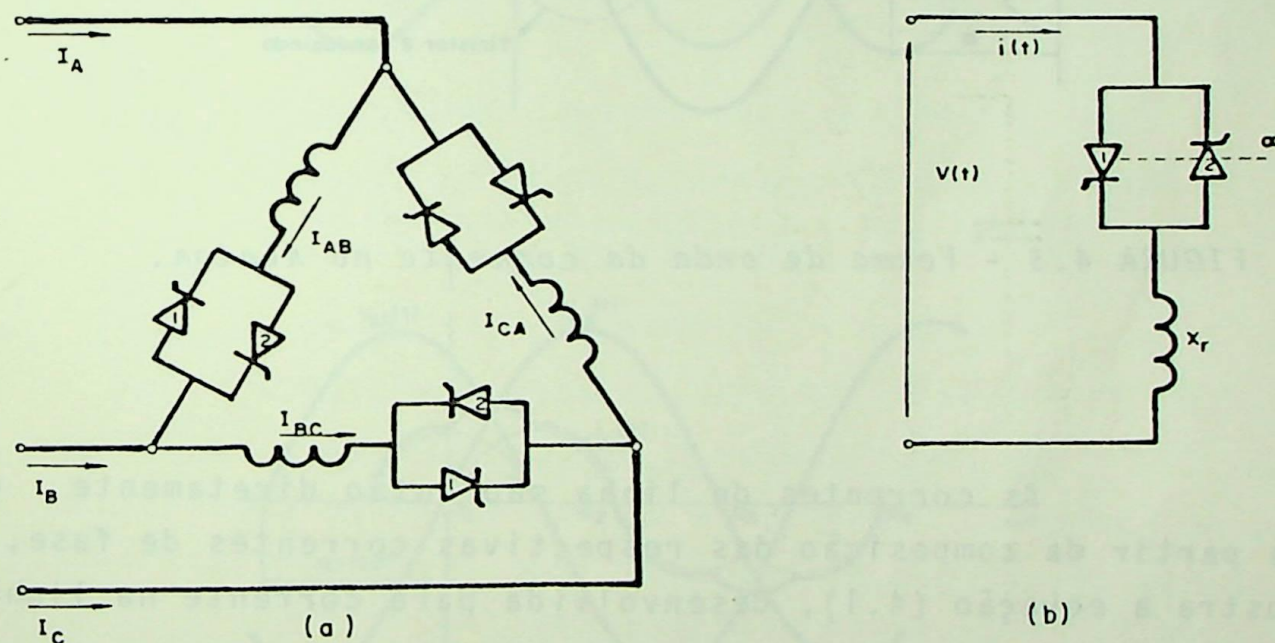


FIGURA 4.2 - Conexão dos reatores.

Com base no circuito da figura 4.2 (b), se a referência de tempo é tomada quando a correspondente tensão aplicada

ao reator passa por zero, então quando $\alpha = 90^\circ$ os tiristores com portam-se exatamente como se o reator estivesse integralmente conectado. Sob esta condição a corrente no reator atingiria seu máximo valor e sua forma de onda seria uma senoide pura. Para ângulos de ignição na faixa de $180^\circ \leq \alpha \leq 360^\circ$ os tiristores atuam como se fossem permanentemente abertos. Assim, conclui-se que a região de controle efetivo estará idealmente entre 90° e 180° , quando então a corrente poderá ser variada desde um valor máximo até um valor nulo.

A tensão e a corrente na fase correspondente são ilustradas na figura 4.3, considerando-se um ângulo de ignição dentro da faixa operacional.

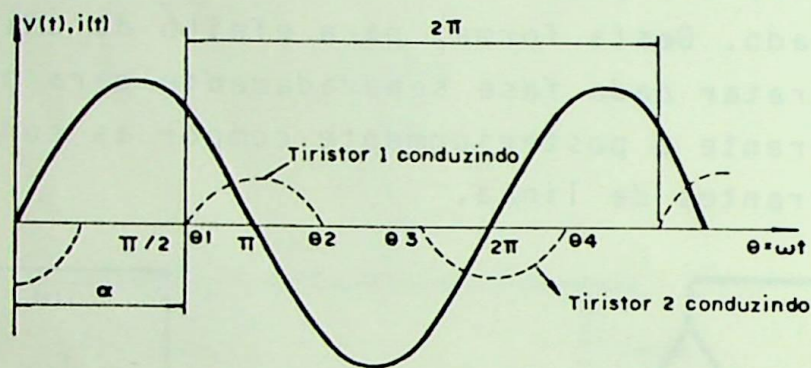


FIGURA 4.3 - Forma de onda da corrente no reator.

As correntes de linha são então diretamente obtidas a partir da composição das respectivas correntes de fase, como mostra a equação (4.1), desenvolvida para corrente na linha A.

$$i_A(t) = i_{AB}(t) - i_{CA}(t) \quad (4.1)$$

Admitindo uma perfeita simetria física entre as fases e ainda $\alpha_A = \alpha_B = \alpha_C$, tem-se as formas de onda ilustradas na figura 4.4, traçadas para diferentes valores simétricos do ângulo de ignição (α), obtidas da referência [2].

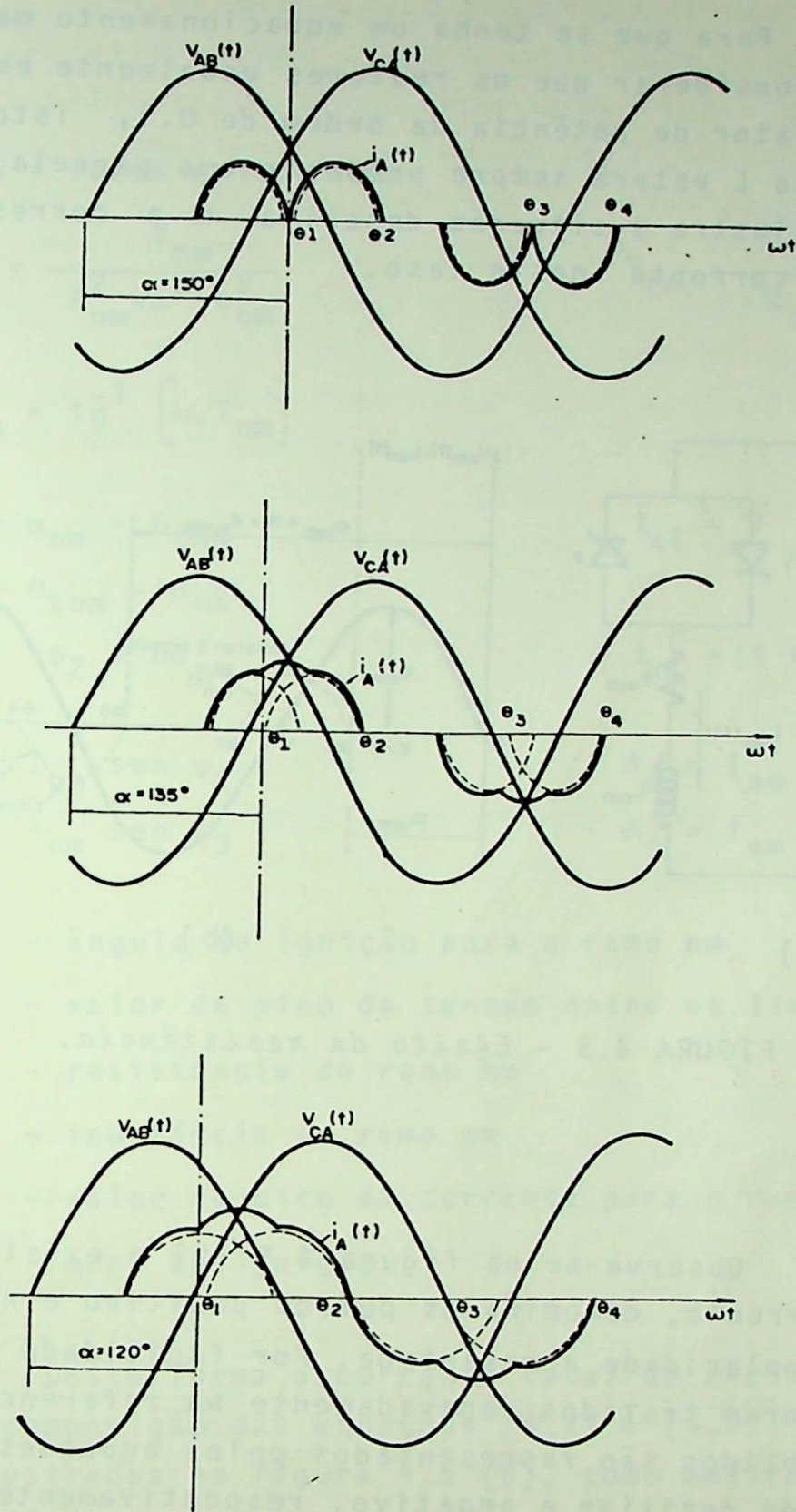


FIGURA 4.4 - Forma de onda da corrente na linha A do reator trifásico para diferentes valores de α .

4.4 - EQUACIONAMENTO DA CORRENTE ATRAVÉS DO REATOR CONTROLADO

Para que se tenha um equacionamento mais realista, é importante considerar que os reatores usualmente empregados apresentam um fator de potência da ordem de 0.1, isto é, associada à indutância L estará sempre presente uma parcela resistiva R . A figura 4.5 ilustra a situação descrita e a correspondente forma de onda da corrente neste caso.

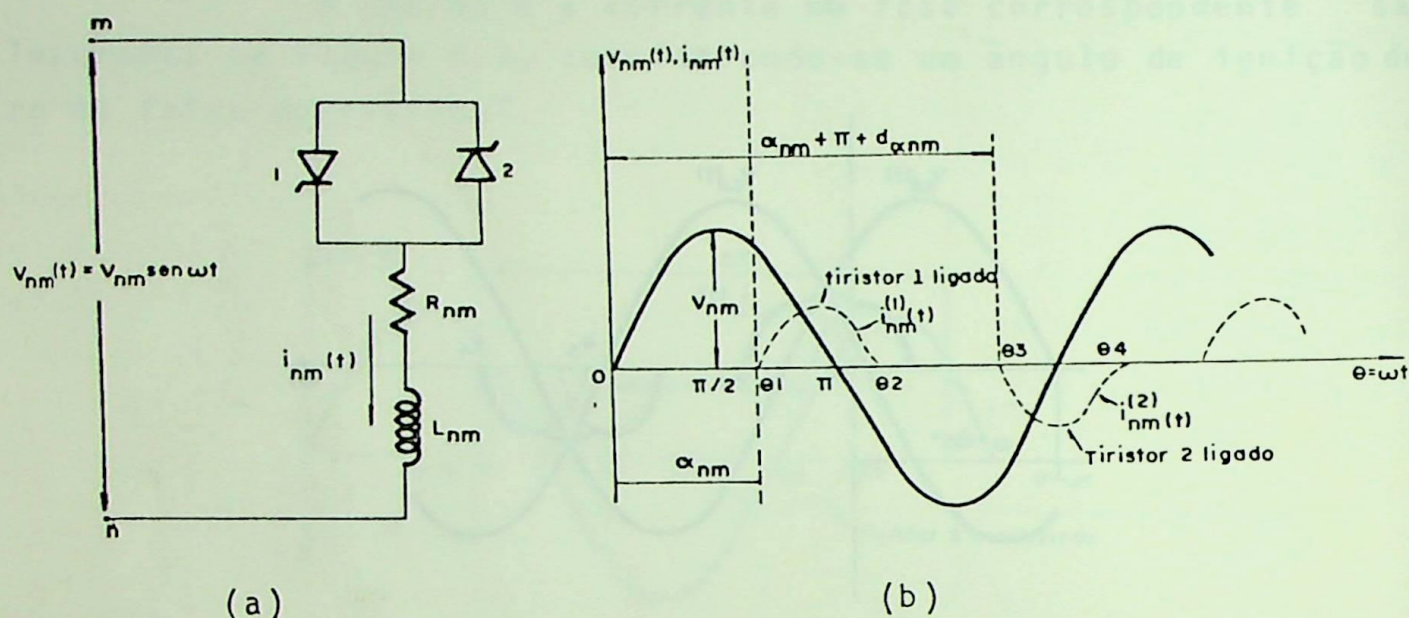


FIGURA 4.5 - Efeito da resistência.

Observa-se na figura 4.5 (b) a existência de dois pulsos de corrente, denominados pulsos positivo e negativo, relativamente à polaridade apresentada. Por facilidade analítica, estes pulsos foram tratados separadamente na referência [14] e os resultados obtidos são representados pelas equações (4.2) e (4.3), para os pulsos positivo e negativo, respectivamente. A metodologia empregada no equacionamento encontra-se no APÊNDICE II deste trabalho e permitem incluir os erros aleatórios do circuito de disparo.

$$i_{nm}^{(1)}(t) = W_1 e^{-(t-t_{x1})/T_{nm}} + A_m \cos \omega t + A_n \sin \omega t \quad (\text{pulso positivo}) \quad (4.2)$$

$$i_{nm}^{(2)}(t) = W_2 e^{-(t-t_{x2})/T_{nm}} + A_m \cos \omega t + A_n \sin \omega t \text{ (pulso negativo)} \quad (4.3)$$

onde :

n, m - fases envolvidas

$$I_{nm} = \frac{V_{nm}}{R_{nm}^2 + \omega^2 L_{nm}^2}$$

$$T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}}$$

$$\Theta_{tnm} = t_g^{-1} \left[\omega \cdot T_{nm} \right]$$

$$\psi_1 = \alpha_{nm} - \Theta_{tnm}$$

$$t_{x1} = 0$$

$$\psi_2 = \Theta_{tnm} - \alpha_{nm}$$

$$\psi_3 = -\psi_2 + d\alpha_{nm}$$

$$t_{x2} = (\pi + d\alpha_{nm})/\omega$$

$$W_1 = I_{nm} \sin \psi_2$$

$$A_m = I_{nm} \sin \psi_1$$

$$W_2 = I_{nm} \sin \psi_3$$

$$A_n = I_{nm} \cos \psi_1$$

α_{nm} - ângulo de ignição para o ramo nm

V_{nm} - valor de pico da tensão entre as linhas nm

R_{nm} - resistência do ramo nm

L_{nm} - indutância do ramo nm

I_{nm} - valor de pico da corrente para o ramo nm

$d\alpha_{nm}$ - erro de ignição

Desta forma a corrente total do reator fica representada pela composição das equações (4.2) e (4.3), definidas nos intervalos ilustrados na figura 4.5 (b), como mostra a expressão simplificada (4.4)

$$i_{nm}(t) = i_{nm}^{(1)}(t) \begin{vmatrix} t_2 \\ t_1 \end{vmatrix} + i_{nm}^{(2)}(t) \begin{vmatrix} t_4 \\ t_3 \end{vmatrix} \quad (4.4)$$

4.5 - ANÁLISE DE FOURIER DAS CORRENTES NOS REATORES

As formas de onda das correntes que circulam pelas fases do reator, podem se apresentar com características muito diferentes da senoidal. Estas características dependem dos ângulos de ignição de cada uma das fases, e das atenuações que ocorrem devido a presença de resistências associadas ao indutor, como mostram as figuras 4.3, 4.4 e 4.5. Desta forma, atendendo os objetivos propostos neste trabalho, estas correntes são representadas através do seu conteúdo harmônico, obtido com o uso dos conceitos estabelecidos pela Série Trigonométrica de Fourier. Utilizando-se a expressão analítica da corrente no reator, definida no item 4.4 e ilustrada simplificada pela expressão (4.4), procede-se a análise de Fourier, a partir do conhecimento dos limites de integração t_1 , t_2 , t_3 , t_4 , para cada corrente de fase. Posteriormente obtém-se as correntes de linha por simples composição, como foi proposto no item 4.3.

4.5.1 - Determinação dos Limites para os Pulsos Positivo e Negativo da Corrente do Reator

A determinação dos limites de integração t_1 , t_2 , t_3 , t_4 , constitui a primeira etapa no desenvolvimento da análise de Fourier. Verifica-se entretanto, que estes intervalos dependem fundamentalmente dos ângulos de ignição α , de cada uma das fases do reator controlado. A metodologia, usada neste trabalho, que estabelece os critérios para a definição destes ângulos de ignição é apresentada com detalhes no capítulo V. Uma vez calculados os ângulos de ignição, os intervalos de integração para uma fase genérica nm , podem ser facilmente obtidas, quando se considera o reator como componente ideal, ou seja, a resistência do ramo em questão é nula. Para este caso, a referência [2] apresenta os limites de integração, em relação a referência adotada na figura 4.5 (b), dados pelas expressões (4.5)

$$\begin{aligned} t_1 &= 0 \\ t_2 &= (2\pi - 2\alpha_{nm})/\omega \\ t_3 &= (\pi - d\alpha_{nm})/\omega \\ t_4 &= (3\pi - 2\alpha_{nm} - d\alpha_{nm})/\omega \end{aligned} \tag{4.5}$$

Quando se considera o efeito das resistências associadas aos reatores, isto implica em alteração dos limites t_2 e t_4 , uma vez que o amortecimento por elas provocado antecipa o bloqueio dos tiristores. Então, neste caso, os ângulos de bloqueio são determinados impondo-se condições de contorno nas equações da corrente do reator (4.2) e (4.3). Da figura 4.5 (b) é imediato que:

$$\text{para } t = t_2 \quad i_{nm}^{(1)}(t) = 0$$

ou seja

$$W_1 e^{-t_2/T_{nm}} + A_m \cos \omega t_2 + A_n \sin \omega t_2 = 0 \quad (4.6)$$

A solução da equação (4.6) é obtida facilmente utilizando-se de um método numérico, dado a sua característica transcendental. Assim como na referência [2], adotou-se para isto o método de Newton-Raphson, pois apresentou-se o mais adequado para tal fins.

4.6 - CONCLUSÕES

Neste capítulo apresentou-se as características gerais de funcionamento dos compensadores estáticos controlados a tiristores, bem como a análise das formas de onda das correntes de alimentação. Verificou-se que estas correntes não são senoidais quando os ângulos de ignição possuírem valores diferentes de 90° , em relação a referência adotada para as tensões de alimentação. Desta forma, fica evidente que estas correntes poderão apresentar um conteúdo harmônico bastante apreciável, e por vezes inadmissíveis, para os sistemas a que estão conectados. Assim, o conhecimento do conteúdo harmônico esperado no sistema, nas diversas situações de operação do equipamento, constitui um dado de grande interesse para o projeto de filtros, detecção de ressonâncias, determinação de fatores de interferência, etc. Apresentou-se então a formulação para corrente nos ramos do reator, estabelecido na referência [14], que permite o desenvolvimento da análise

se de Fourier a partir do conhecimento dos ângulos de ignição dos tiristores, que são definidos segundo os critérios firmados no capítulo V.

CAPÍTULO V

5 - COMPORTAMENTO DOS COMPENSADORES ESTÁTICOS EM SISTEMAS TRIFÁSICOS DESEQUILIBRADOS5.1 - INTRODUÇÃO

O comportamento dos equipamentos de compensação, em relação aos sistemas a que estão conectados, pode ser definido de várias formas [14]. Neste trabalho, adotou-se como atribuições do compensador, a correção do desequilíbrio de correntes, a correção do fator de potência e da regulação de tensão. Na sequência deste capítulo descreve-se uma metodologia que permite obter as funções desejadas a partir do controle dos ângulos de ignição dos tiristores em cada fase do reator trifásico. Esta metodologia baseia-se fundamentalmente nos princípios firmados na referência [15], alterando-se apenas alguns aspectos da estratégia de controle. No tratamento a ser efetuado ao longo deste capítulo, considerou-se apenas os aspectos mais relevantes da análise. Para um estudo mais detalhado do problema sugere-se recorrer à referência [15].

5.2 - CONTROLE DAS CORRENTES NOS REATORES

As correntes que fluem pelos ramos do reator trifásico são controladas através dos ângulos de disparo dos tiristores, que podem ser diretamente associados às funções básicas que o equipamento deve desempenhar.

A configuração usual de uma das fases do compensador é ilustrada na figura 5.1 (a). Desta forma, com um controle adequado do ângulo de ignição α , é possível estabelecer em cada fase do compensador, correntes com características indutivas ou capacitivas, com uma variação contínua. A figura 5.1 (b) ilustra as formas de onda das correntes no reator para diferentes valores de α , assim como a corrente total em uma das fases do compensador. Observa-se pela figura que a corrente fundamental modifica sua característica de indutiva para capacitiva com o aumento do ângulo

de ignição.

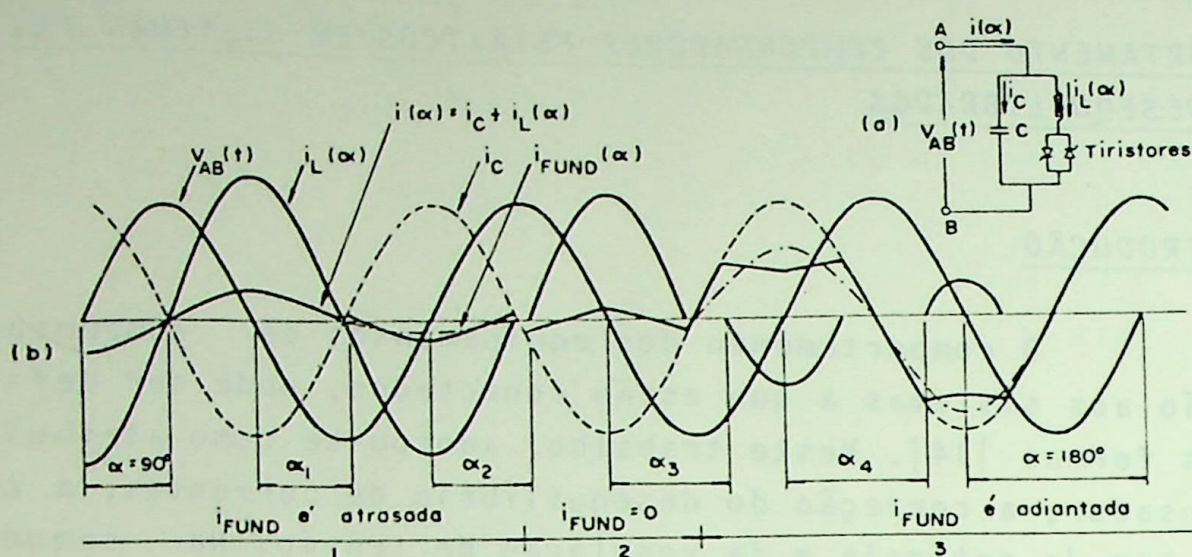
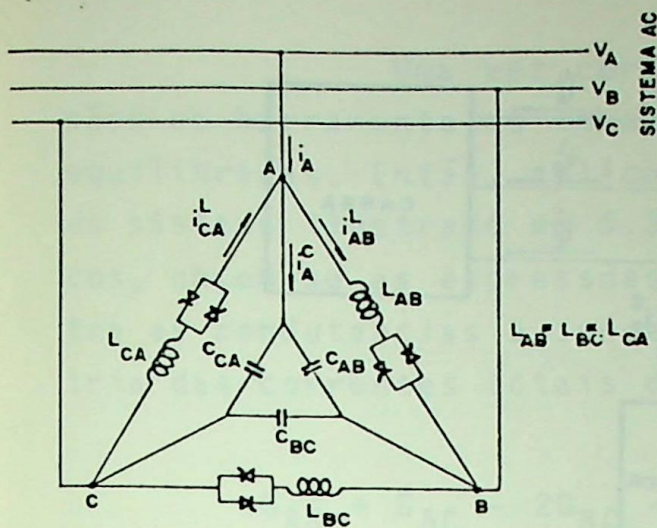


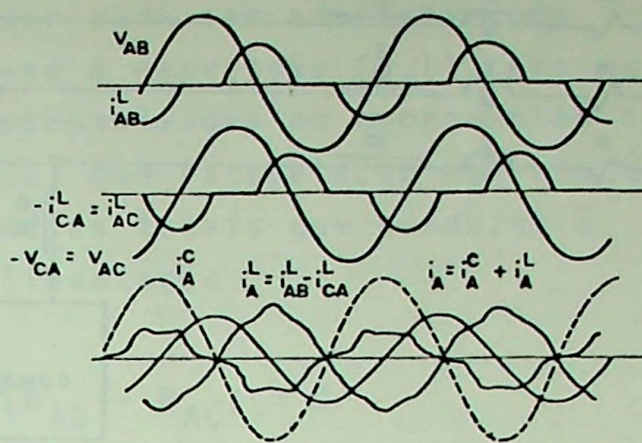
FIGURA 5.1 - Controle da corrente no reator.

No intervalo 1 da figura 5.1 (b) a característica do ramo AB do compensador é indutiva, ou seja a corrente fundamental é atrasada em relação a tensão aplicada. No intervalo 2 a corrente fundamental é nula e em seguida, no intervalo 3, a corrente já se apresenta capacitiva. Assim, com um controle independente do ângulo de ignição α para cada fase, torna-se possível desenvolver, por exemplo, corrente capacitiva em uma fase e as demais indutivas. Esta operação, muitas vezes faz-se necessária quando se deseja corrigir o desequilíbrio de correntes devido as condições assimétricas da carga.

A configuração trifásica do compensador estático, bem como as correntes para um dado ângulo ignição, são ilustradas na figura 5.2 (a). Na ilustração 5.2 (b), visualiza-se a composição de todas as correntes envolvidas para a obtenção da corrente total de alimentação na linha A do sistema. Considerou-se, por simplicidade de representação, a operação com ângulos de ignição iguais nas três fases e formas de onda para as correntes em condições ideais.



(a)



(b)

FIGURA 5.2 - Corrente de alimentação na linha A do compensador estático.

5.3 - CONDIÇÕES GERAIS DE FUNCIONAMENTO DO COMPENSADOR

Considerando-se como funções básicas do equipamento a distribuição equitativa de cargas entre as três fases, a correção do fator de potência e das flutuações de tensão, este deve se comportar de modo a conduzir a carga resultante às condições desejadas, dentro das tolerancias especificadas. Em outras palavras, a superposição de sua matriz de admitância nodal, com a matriz de admitância nodal da carga deve resultar em uma matriz de admitância nodal equilibrada e apresentando, sob o ponto de vista do sistema, regulação de tensão e fator de potência admissíveis. O equacionamento matemático para as condições impostas foi desenvolvido na referência [15] e os resultados mais significativos para este trabalho encontram-se com detalhes no APENDICE III. Os resultados finais são obtidos a partir de considerações feitas sobre as componentes sequenciais da corrente total de alimentação do sistema ilustrado de forma simplificada pela figura 5.3.

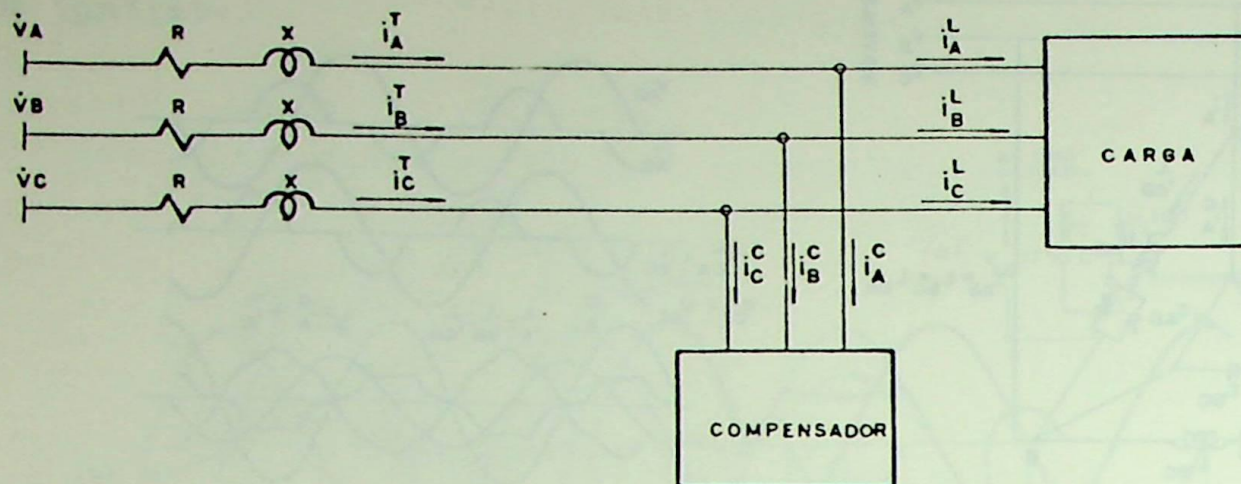


FIGURA 5.3 - Diagrama simplificado da instalação com compensador.

Considerou-se neste trabalho que as cargas são conectadas aos sistemas através de transformadores que possuem seus enrolamento de alta tensão conectados em Δ . Assim, os efeitos das componentes de sequência zero foram excluídas deste estudo. Além disto, cargas tais como fornos a arco não possuem neutros conectados à terra e conseqüentemente não são geradoras de componente de sequência zero. Desta forma, para a correção do desequilíbrio de carga, impõe-se apenas que as correntes totais de alimentação resultantes da associação das correntes da carga e do compensador não devem apresentar componentes de sequência negativa, ou seja:

$$i_C^{(2)} + i_L^{(2)} = 0 \quad (5.1)$$

sendo :

$i_C^{(2)}$ - componente de sequência negativa da corrente de alimentação do compensador.

$i_L^{(2)}$ - componente de sequência negativa da corrente de alimentação da carga.

Uma vez corrigido o desequilíbrio da carga, as tensões no barramento do compensador pode ser admitida como sendo equilibradas. Então, aplicando-se a expressão (5.1), nas equações do sistema ilustrado em 5.3, desenvolvidas em componentes simétricos, obtem-se as expressões (5.2) que estabelecem as relações entre as condutancias e susceptancias totais que conduzem à simetria das correntes totais de alimentação.

$$G_{AB} + G_{AC} - 2G_{BC} - \sqrt{3}(B_{AB} - B_{AC}) = 0 \quad (5.2)$$

$$B_{AB} + B_{AC} - 2B_{BC} + \sqrt{3}(G_{AB} - G_{AC}) = 0$$

onde :

G_{AB}, G_{BC}, G_{AC} - condutancias totais entre fases.

B_{AB}, B_{BC}, B_{AC} - susceptancias totais entre fases.

Com o uso das equações (5.2), conclui-se facilmente as expressões 5.3 que estabelecem as susceptancias do compensador, para corrigir o desequilíbrio produzido por uma carga monofásica conectada entre as fases A e B de valor $G_{AB}^L + jB_{AB}^L$.

$$B_{AB}^C = 0$$

$$B_{BC}^C = -\frac{G_{AB}^L}{\sqrt{3}} + B_{AB}^L \quad (5.3)$$

$$B_{CA}^C = \frac{G_{AB}^L}{\sqrt{3}} + B_{AB}^L$$

onde :

$B_{AB}^C, B_{BC}^C, B_{CA}^C$ - susceptancias do compensador, por fase.

G_{AB}^L - condutancia da carga entre as fases A e B.

B_{AB}^L - susceptancia da carga entre as fases A e B.

$$CFP = \frac{\sqrt{1 - p^2}}{3.p} - \text{Índice de correção}$$

p - fator de potência desejado

Com o mesmo procedimento pode-se chegar a expressões semelhantes para o cálculo das susceptancias de compensação para carregamentos entre as fases B e C ou A e C do sistema. Assim, utilizando-se o princípio da superposição de efeitos, conclui-se, após algumas manipulações algébricas, as expressões (5.6) que definem as susceptancias de compensação para qualquer carregamento do sistema, de forma a proporcionar, simultaneamente a correção do fator de potência, do desequilíbrio de correntes e da queda de tensão.

$$\begin{aligned} B_{CA}^C &= CFP \cdot GG^L + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_{BC}^L - G_{AB}^L) - B_{CA}^L \\ B_{BC}^C &= CFP \cdot GG^L + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_{AB}^L - G_{CA}^L) - B_{BC}^L \\ B_{AB}^C &= CFP \cdot GG^L + \frac{1}{\sqrt{3}} (G_{CA}^L - G_{BC}^L) - B_{AB}^L \end{aligned} \quad (5.6)$$

onde :

$$GG^L = G_{AB}^L + G_{BC}^L + G_{CA}^L$$

5.3.1 - Controle da Flutuação de Tensão

A estratégia adotada neste trabalho para o controle da flutuação de tensão ou "flicker", baseia-se em estabelecer uma relação entre o fator de potência final do sistema e a regulação de tensão resultante. Desta forma, a partir das expressões 5.6, é possível definir o comportamento do compensador observando-se simultaneamente os limites de queda de tensão ou do fator de potência, como critério efetivo de ajuste. No capítulo VI, que trata da simulação digital, o item 6.2 apresenta o fluxograma da estratégia adotada.

Uma vez corrigido o desequilíbrio, a corrente to

Adotando-se estes valores de susceptancias no compensador, as correntes de sequência negativa, para as correntes totais, tornam-se nulas e as correntes de sequência positiva, nestas condições, podem ser calculadas diretamente e são dadas pelas expressões (5.4).

$$i_T^{(1)} = V (G_{AB}^L + j3B_{AB}^L) \quad (5.4)$$

onde :

$i_T^{(1)}$ - corrente total de sequencia positiva.

V - valor eficaz da tensão fase-neutro no barramento da carga/compensador.

$G_{AB}^L + jB_{AB}^L$ - admitancia da carga conectada entre as fases a e b.

$G_{AB}^L + j3B_{AB}^L$ - admitancia por fase, da carga equilibrada equivalente, conectada em Y.

Verifica-se pela expressão (5.4), que o fator de potência da carga equilibrada resultante é menor que o da carga monofásica adotada originalmente e pode ser corrigido controlando-se a susceptancia total resultante. A referência [14] define expressões, para o cálculo das susceptancias do compensador, que permitem obter no sistema equilibrado resultante, um fator de potência pré-estabelecido. Para o caso em análise, este resultado pode ser obtido com o uso das equações (5.5), que se encontram desenvolvidas no APENDICE III.

$$\begin{aligned} B_{AB}^C &= CFP \cdot G_{AB}^L - B_{AB}^L \\ B_{BC}^C &= CFP \cdot G_{AB}^L + \frac{1}{\sqrt{3}} G_{AB}^L \\ B_{CA}^C &= CFP \cdot G_{AB}^L - \frac{1}{\sqrt{3}} G_{AB}^L \end{aligned} \quad (5.5)$$

onde :

tal que flui pela linha será composta apenas pela componente de sequência positiva, pois como foi mencionado anteriormente, as cargas consideradas neste trabalho estão conectadas a sistemas de média e alta tensão através de transformadores $Y\Delta$, tornando-se desprezíveis os efeitos da componente de sequência zero. Então pode ser estabelecido uma relação aproximada entre a queda de tensão e o fator de potência do conjunto, definido pela associação das susceptancias do compensador e as admitancias da carga, a partir do circuito unifilar simplificado da figura 5.4 (a).

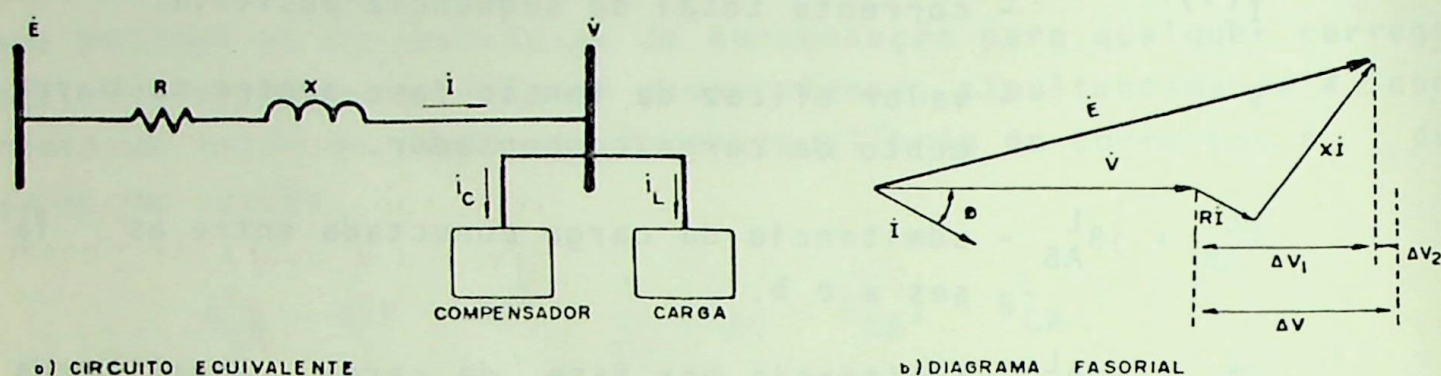


FIGURA 5.4 - Circuito equivalente para o cálculo da regulação de tensão.

Ignorando a parcela ΔV_2 da figura 5.4 (b), a queda de tensão ΔV é calculada aproximadamente por:

$$\Delta V \approx \Delta V_1 = R \cdot I \cos \theta + X \cdot I \cdot \cos(90^\circ - \theta) \quad (5.7)$$

ou

$$\Delta V \approx R \cdot R_e [I] + X \cdot R_e [I] \cdot \operatorname{tg} \theta \quad (5.8)$$

onde :

ΔV - queda de tensão real

ΔV_1 - queda de tensão aproximada

R, X - resistência e reatância do alimentador

$R_e [I]$ - parte real da corrente total do sistema

$\varnothing$ - ângulo do fator de potência.

Admitindo o compensador como elemento ideal, ou seja, desenvolvendo apenas potência reativa, a parte real da corrente total de alimentação é devido exclusivamente a carga conectada. Desta forma tem-se finalmente a expressão (5.9), que relaciona o ângulo do fator de potência e a queda de tensão no alimentador.

$$\Delta V = \operatorname{Re} \left[I_L^{(1)} \right] (R - X \operatorname{tg} \varnothing) \quad (5.9)$$

utilizando-se a expressão (5.9) é possível definir um fator de potência a ser adotado nas expressões (5.6), que satisfaça simultaneamente seu mínimo admissível e a queda de tensão máxima permitida para o sistema.

5.4 - DETERMINAÇÃO DOS ÂNGULOS DE IGNIÇÃO DOS TIRISTORES

A partir das considerações feitas nos itens anteriores e com o uso das equações (5.6), as correntes nos ramos do compensador podem ser diretamente determinadas, conhecendo-se as tensões resultantes no barramento onde se conecta o equipamento. É importante considerar que a formulação apresentada neste trabalho se propõe a corrigir o desequilíbrio de correntes, considerando como variações da tensão no barramento da carga apenas aquelas previstas pela equação (5.9) ou pré-fixadas. Em um processo mais rigoroso deve ser usado um método iterativo para o cálculo das tensões resultantes na barra. Estas correntes são evidentemente resultantes da composição das correntes nos ramos do banco de capacitores fixos e dos reatores como ilustra a figura 5.5.

As correntes nos ramos do reator trifásico, podem então ser diretamente calculadas pelas expressões (5.10).

$$I_{AB}^R = I_{AB}^{CAP} - I_{AB}^C$$

$$I_{BC}^R = I_{BC}^{CAP} - I_{BC}^C \quad (5.10)$$

$$I_{CA}^R = I_{CA}^{CAP} - I_{CA}^C$$

onde :

$I_{AB}^R, I_{BC}^R, I_{CA}^R$ - correntes nos ramos do reator trifásico.

$I_{AB}^{CAP}, I_{BC}^{CAP}, I_{CA}^{CAP}$ - correntes nos ramos do banco de capacitores.

$I_{AB}^C, I_{BC}^C, I_{CA}^C$ - correntes de linha do compensador.

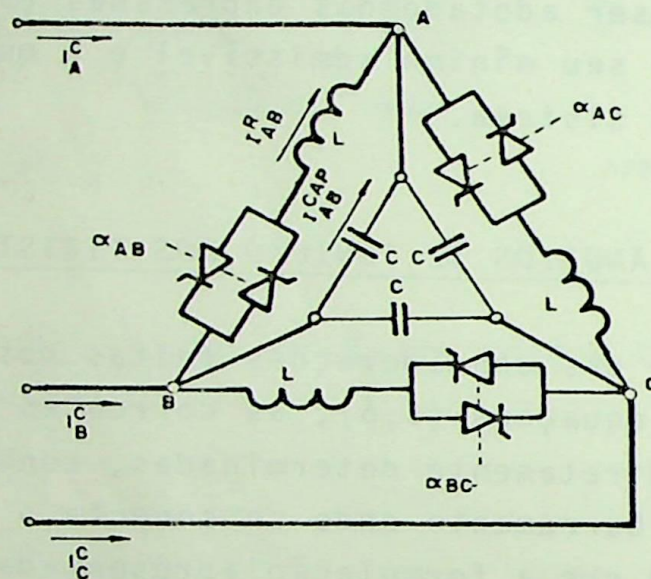


FIGURA 5.5 - Composição das correntes dos ramos do compensador.

As correntes $I_{AB}^R, I_{BC}^R, I_{CA}^R$, constituem as parcelas indutivas da corrente total do compensador e podem ser controladas, como foi tratado nos itens anteriores, através de um conveniente ângulo de ignição dos tiristores.

A figura 5.6 apresenta algumas situações da carga e a consequente atuação do compensador no sentido de corrigir o desequilíbrio de correntes e conduzir o fator de potência para 1. Na situação ilustrada em 5.6 (a), a carga apresenta-se equilibra

da e desta forma o compensador atua corrigindo apenas o fator de potência. Neste caso observa-se que as correntes nos ramos do equipamento de compensação são predominantemente capacitivas e equilibradas. A carga desequilibrada adotada no caso ilustrado em 5.6 (b), exigiu para compensação do desequilíbrio e fator de potência, ângulos de ignição diferentes para cada um dos ramos, resultando em correntes desequilibradas no equipamento de compensação. Novamente observa-se que o efeito capacitivo ainda é predominante. O caso ilustrado em 5.6 (c) é semelhante ao anterior, mas apresenta um aspecto interessante, que resultou da nova condição de desequilíbrio adotada. Neste caso, um dos ramos do compensador apresenta-se com características indutivas, o que evidencia a flexibilidade do equipamento de compensação.

Uma vez realizada a decomposição das formas de onda da corrente nos reatores, utilizando-se das equações 4.1 e 4.2 em seus componentes de frequência, a componente fundamental em uma das fases do reator, é calculada através da expressão (5.11), estabelecida na referência [2] e em várias publicações sobre o assunto.

$$I^R = \frac{I_{m\alpha}^R}{\pi} \left[2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha \right] \quad (5.11)$$

onde :

$$I_{m\alpha}^R = \frac{Q_R}{3V_R}$$

V_R - tensão eficaz resultante aplicada no reator.

Q_R - potência reativa trifásica do banco.

X_R - reatância plena do reator.

Sendo as correntes I_{AB}^R , I_{BC}^R , I_{CA}^R , já conhecidas através de (5.10), tem-se que, os ângulos de ignição podem ser calculados para cada um dos ramos do reator trifásico, de acordo com (5.11). O resultado obtido é:

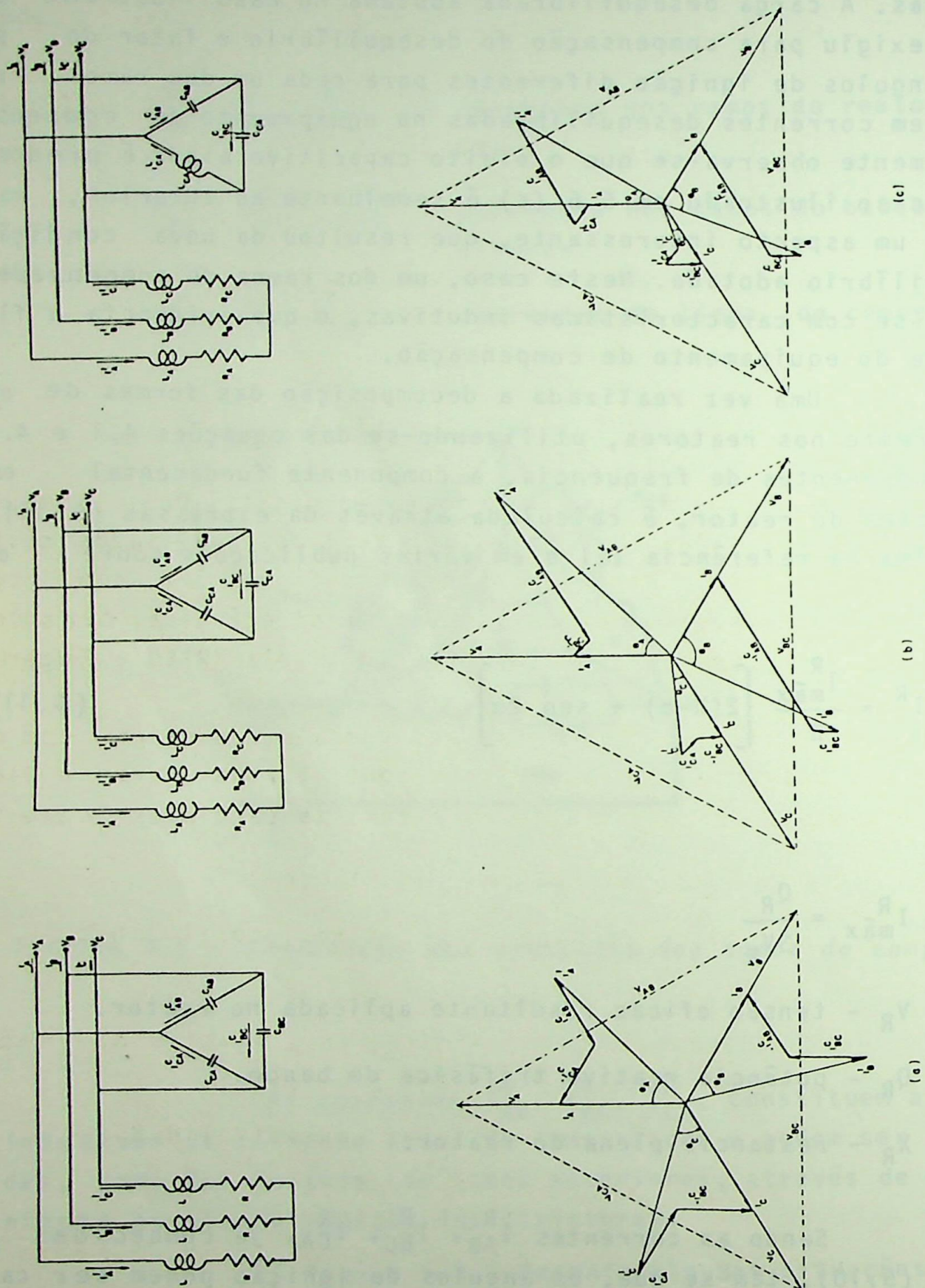


FIGURA 5.6 - Visualização da compensação de cargas.

$$I_{AB}^R = \frac{Q_R}{3V_R \Pi} \left[2(\Pi - \alpha_{AB}) + \text{sen } 2\alpha_{AB} \right]$$

$$I_{BC}^R = \frac{Q_R}{3V_R \Pi} \left[2(\Pi - \alpha_{BC}) + \text{sen } 2\alpha_{BC} \right] \quad (5.12)$$

$$I_{CA}^R = \frac{Q_R}{3V_R \Pi} \left[2(\Pi - \alpha_{CA}) + \text{sen } 2\alpha_{CA} \right]$$

Os ângulos de ignição α_{AB} , α_{BC} , α_{CA} são calculados usando-se o método numérico de Newton-Raphson.

5.5 - ANÁLISE DOS RESULTADOS

Para os estudos de simulação digital do conteúdo harmônicos gerados pelos compensadores estáticos analisados neste trabalho, escolheu-se o sistema mostrado na figura 5.7, que corresponde às instalações de uma indústria siderúrgica brasileira, cujos dados foram gentilmente fornecidos pela TRIEL - Engenharia Elétrica Especializada.

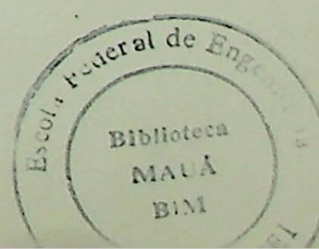
O sistema possui em suas instalações cargas com características bastante especiais, tais como, fornos a arco e laminadores. O sistema de compensação apresenta as seguintes características:

- . Um banco de reatores de 81 MVar
- . Um banco de capacitores fixos, totalizando 75 MVar

Considerou-se como limites para ajustes do fator de potência e queda de tensão os seguintes valores:

- . Fator de potência mínimo admissível 0,85
- . Queda de tensão máxima admissível 4%.

Com estas características, adotou-se várias condições de carga e através do programa de simulação desenvolvido, calculou-se o conteúdo harmônico gerados nas diversas situações. Alguns resultados, considerados mais interessantes, são apresentados a seguir, em porcentagem da corrente nominal do reator.



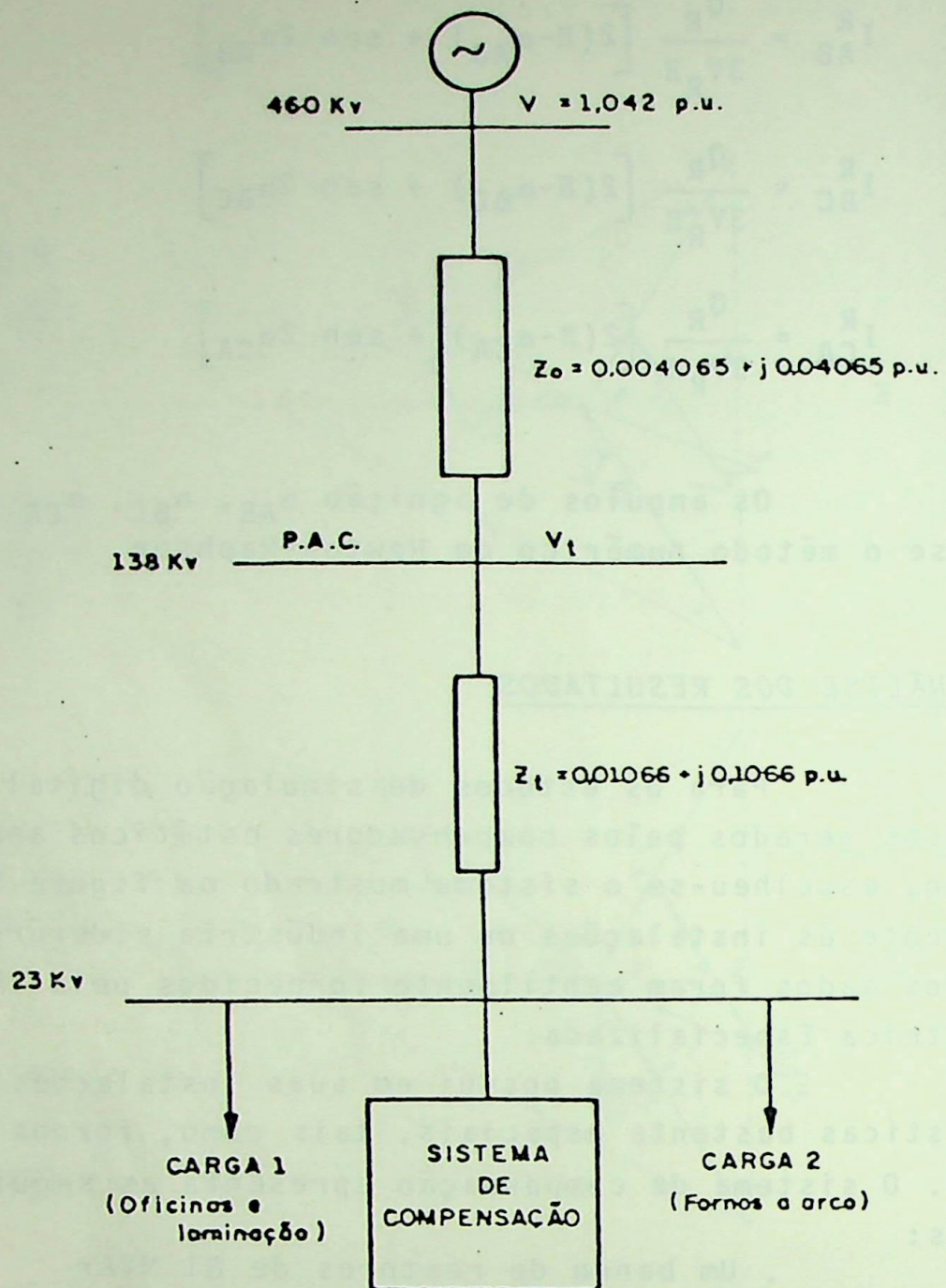


FIGURA 5.7 - Sistema Industrial (BASE = 100 MVA)

CASO 1:

Carregamento do sistema:

$$P_{AB} = P_{BC} = P_{CA} = 15 \text{ MW}$$

$$Q_{AB} = Q_{BC} = Q_{CA} = 10 \text{ MVar}$$

Objetivos: Analisar a geração de harmônicos em condições simétricas da carga.

Resultados: - $\alpha_{AB} = \alpha_{BC} = \alpha_{CA} = 94,5^\circ$

- fator de potência 0,85

- regulação de tensão 3,8%

Para o carregamento simétrico adotado, o equipamento atua no sentido de compensar apenas o fator de potência, resultando consequentemente em uma regulação de tensão de aproximadamente 3,8%. Os ângulos de ignição definidos pelo sistema de controle são, nestas condições, iguais para as três fases e próximos de 90° . Então, os harmônicos produzidos pelo compensador apresentam-se igualmente distribuídos nas três fases e com baixas amplitudes, como ilustra o gráfico 5.1.

É importante considerar que existe produção de terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares em cada uma das fases do compensador. Entretanto, devido as condições de simetria de operação, estes sô apresentam componentes de sequência zero e consequentemente não contribuem para a formação das correntes de linha do sistema.

CASO 2:

Carregamento do sistema:

$$P_{AB} = 13 \text{ MW}$$

$$P_{BC} = 10 \text{ MW}$$

$$P_{CA} = 15 \text{ MW}$$

$$Q_{AB} = 13 \text{ MVar}$$

$$Q_{BC} = 30 \text{ MVar}$$

$$Q_{CA} = 21 \text{ MVar}$$

Objetivos: Analisar o comportamento do equipamento na compensação do desequilíbrio da carga e verificar a geração de harmônicos nestas condições.

Resultados: - $\alpha_{AB} = 107,2^{\circ}$ $\alpha_{BC} = 138,2^{\circ}$ $\alpha_{CA} = 113,7^{\circ}$
 - fator de potência 0,85
 - regulação de tensão 3,8%

O valor eficaz em ampères da componente fundamental das correntes de alimentação do sistema podem ser observadas na tabela 5.1. Verifica-se então a atuação do compensador no sentido de corrigir o desequilíbrio provocado pela assimetria de carga e ainda compensar o fator de potência da instalação. Para isto, cada uma das fases do equipamento de compensação, contribui com diferentes parcelas de reativos, resultando em ângulos de ignição diferentes, em cada fase do reator. Nestas condições, a geração de harmônicos se apresenta de forma assimétrica e com um conteúdo harmônico adicional, caracterizado pelo terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares, ilustrados no gráfico 5.2. Estes últimos se devem a assimetria entre os ângulos de ignição nas fases do reator.

CASO 3:

Carregamento do sistema:

$$P_{AB} = 8 \text{ MW} \qquad P_{BC} = 4 \text{ MW} \qquad P_{CA} = 0$$

$$Q_{AB} = 5 \text{ MVar} \qquad Q_{BC} = 5 \text{ MVar} \qquad Q_{CA} = 0$$

Objetivos: Verificar a eficiência do compensador para um desequilíbrio mais severo e observar o conteúdo do harmônico gerado.

Resultados: - $\alpha_{AB} = 93,7^{\circ}$ $\alpha_{BC} = 105,6^{\circ}$ $\alpha_{CA} = 90,0^{\circ}$

- fator de potência 0,85
- regulação de tensão 1,2%.

Neste caso, verifica-se pela tabela 5.2 que o banco de reatores foi insuficiente para atender as necessidades do sistema, persistindo então um desequilíbrio residual. Isto ocorre porque na fase CA não foi possível gerar a potência reativa necessária, mesmo com reatância indutiva plena.

O conteúdo harmônico gerado nestas condições é mostrado no gráfico 5.3. Novamente verifica-se a presença de terceiro harmônico e seus múltiplos ímpares, devido a operação assimétrica do compensador.

CASO 4:

Carregamento do sistema:

$$\begin{array}{lll} P_{AB} = 5 \text{ MW} & P_{BC} = 17 \text{ MW} & P_{CA} = 11 \text{ MW} \\ Q_{AB} = 25 \text{ MVar} & Q_{BC} = 25 \text{ MVar} & Q_{CA} = 25 \text{ MVar} \end{array}$$

Objetivos: Verificar a eficiência do compensador para uma carga desequilibrada de baixo fator de potência e observar o conteúdo harmônico gerado.

Resultados: - $\alpha_{AB} = 120,6^\circ$ $\alpha_{BC} = 120,6^\circ$ $\alpha_{CA} = 180^\circ$

- fator de potência 0,85
- regulação de tensão 2,4%.

Para esta condição, observa-se pela tabela 5.3 um pequeno desequilíbrio residual, provocado agora pela falta de reatância capacitiva na fase CA. Por outro lado, o sistema alimentador foi substancialmente aliviado através da correção do fator de potência, o que conduz a ângulos de ignição de até 180° , como ocorre na fase CA. O conteúdo harmônico gerado é apresentado no gráfico 5.4.

CASO 5:

Carregamento do sistema:

$$P_{AB} = 23 \text{ MW}$$

$$P_{BC} = 29 \text{ MW}$$

$$P_{CA} = 30 \text{ MW}$$

$$Q_{AB} = 15 \text{ MVar}$$

$$Q_{BC} = 12 \text{ MVar}$$

$$Q_{CA} = 7 \text{ MVar}$$

Objetivos: Observar as influências das imperfeições dos circuitos geradores de pulsos no conteúdo harmônico final. Adotou-se para isto os seguintes desequilíbrios nos pulsos de ignição:

$$d\alpha_{AB} = 2^{\circ} \quad d\alpha_{BC} = 1,2^{\circ} \quad d\alpha_{CA} = 0,8^{\circ}$$

Resultados: - $\alpha_{AB} = 104,2^{\circ}$ $\alpha_{BC} = 91,2^{\circ}$ $\alpha_{CA} = 95,4^{\circ}$

- fator de potência 0,95

- regulação de tensão 4%

Para este carregamento, observa-se que foi necessária a operação com um fator de potência elevado, para que a queda de tensão no alimentado ficasse dentro da tolerância especificada. Os resultados, mostrados no gráfico 5.5, evidenciam que os desequilíbrios de ignição são responsáveis pelo aparecimento de componentes harmônicos de ordem par.

5.6 - CONCLUSÕES

Os inúmeros casos simulados, mostraram que a geração de harmônicos nestes equipamentos é bastante aleatória, principalmente em relação as ordens ímpares múltiplas de três. Entretanto, observa-se que estes harmônicos estão estreitamente relacionados com as assimetrias nas ignições das três fases do reator.

A formulação adotada para o cálculo dos ângulos de ignição mostrou-se bastante satisfatória, atendendo perfeitamente os objetivos propostos neste trabalho.

C C R R E N T E S N A S L I N H A S											
I	IA (A)	I	FA (G)	I	IB (A)	I	FB (G)	I	IC (A)	I	FC (G)
I S/ CUMP.	1589.72	I	303.63	I	2088.92	I	186.26	I	1959.08	I	52.37
I C/ CUMP.	1090.98	I	328.21	I	1090.98	I	208.21	I	1090.98	I	88.21

TABELA 5.1 - Correntes de alimentação do sistema, antes e depois da compensação.

C C R R E N T E S N A S L I N H A S											
I	IA (A)	I	FA (G)	I	IB (A)	I	FB (G)	I	IC (A)	I	FC (G)
I S/ CUMP.	410.17	I	357.99	I	647.29	I	194.27	I	278.40	I	38.66
I C/ CUMP.	366.59	I	347.28	I	350.22	I	208.21	I	251.11	I	101.25

TABELA 5.2 - Correntes de alimentação do sistema, sem compensação e com compensação parcial.

C C R R E N T E S N A S L I N H A S											
I	IA (A)	I	FA (G)	I	IB (A)	I	FB (G)	I	IC (A)	I	FC (G)
I S/ CUMP.	2101.31	I	286.60	I	1821.10	I	177.00	I	2272.46	I	57.64
I C/ CUMP.	951.24	I	327.93	I	951.08	I	208.21	I	955.24	I	88.08

TABELA 5.3 - Correntes de alimentação do sistema, sem compensação e com compensação parcial.



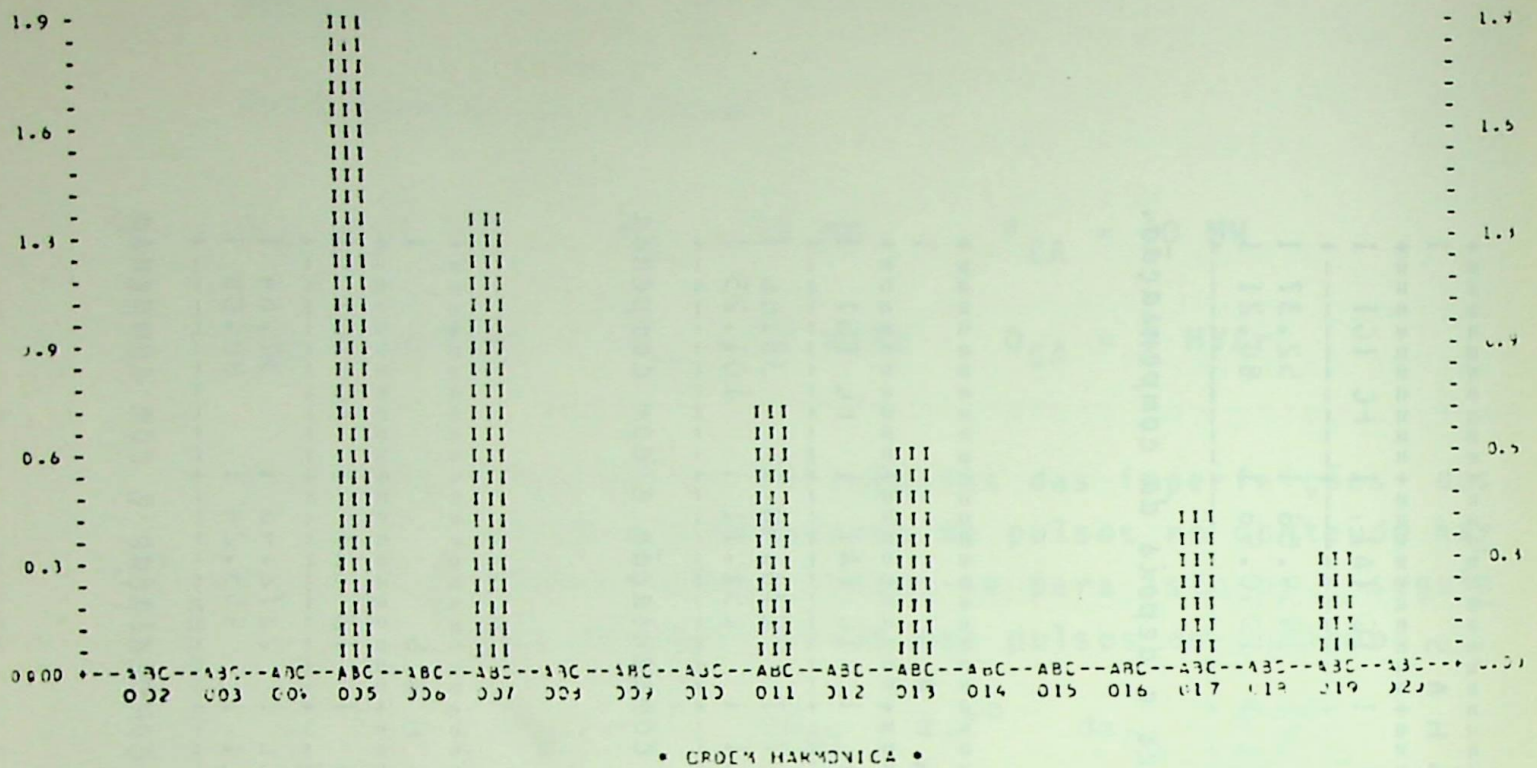


GRÁFICO 5.1 - Harmônicos em um sistema de compensação estática, com $\alpha_{AB} = \alpha_{BC} = \alpha_{CA} = 94,5^\circ$.

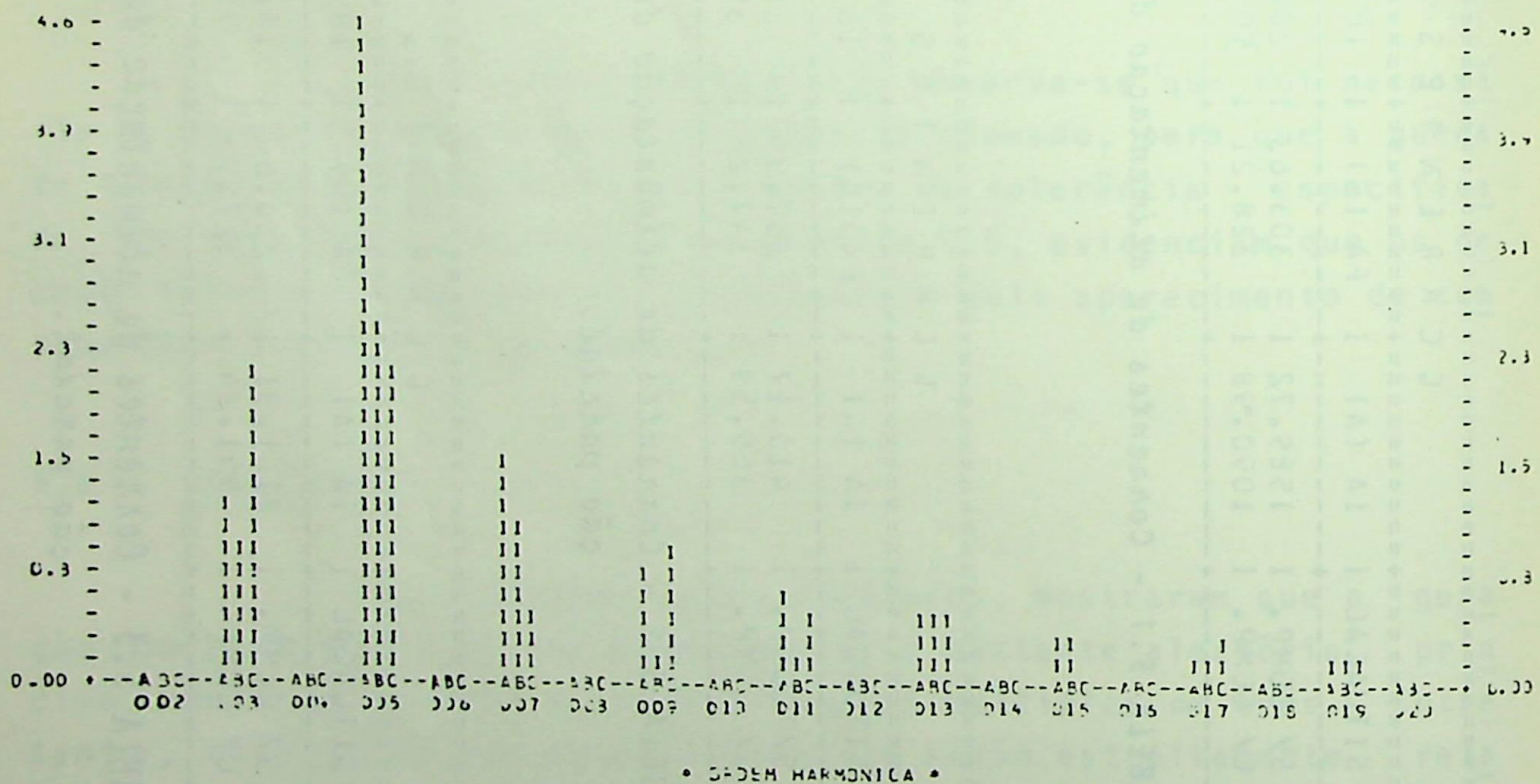


GRÁFICO 5.2 - Harmônicos em um sistema de compensação estática, com $\alpha_{AB} = 107,2^\circ$, $\alpha_{BC} = 138,2^\circ$, $\alpha_{CA} = 113,7^\circ$.

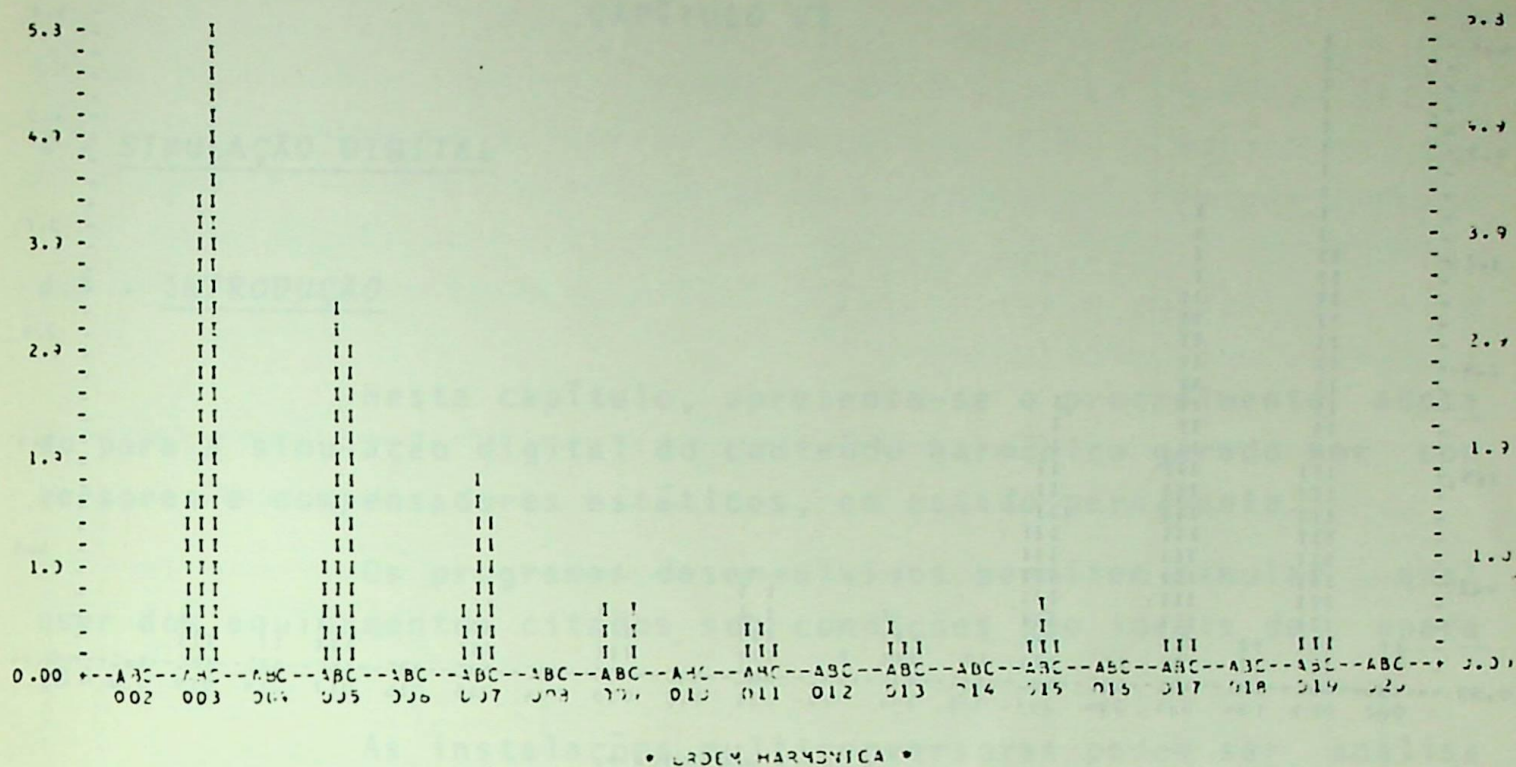


GRÁFICO 5.3 - Harmônicos em um sistema de compensação estática, com $\alpha_{AB} = 93,7^\circ$, $\alpha_{BC} = 105,6^\circ$, $\alpha_{CA} = 90^\circ$.

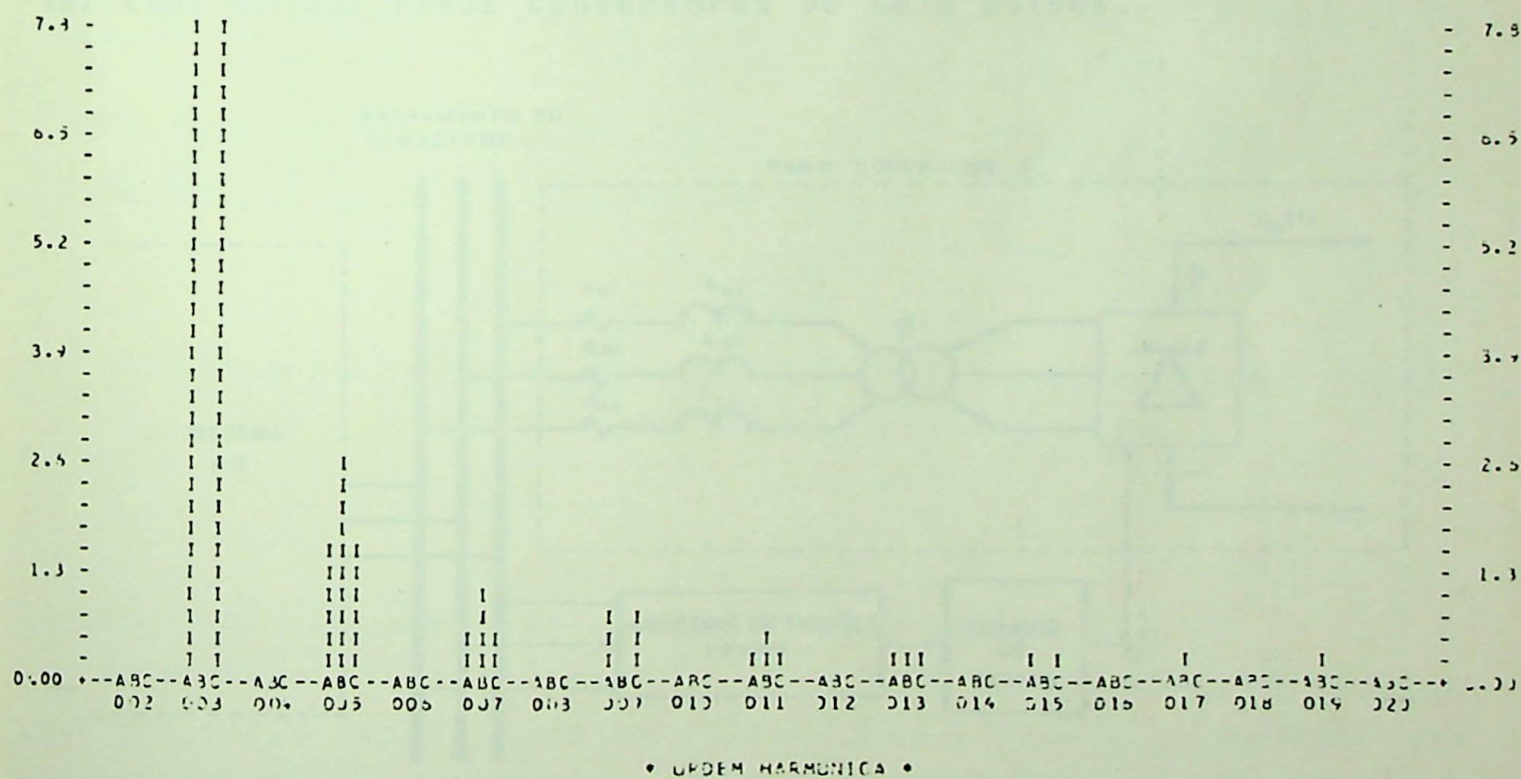


GRÁFICO 5.4 - Harmônicos em um sistema de compensação estática, com $\alpha_{AB} = 120,6^\circ$, $\alpha_{BC} = 120,6^\circ$, $\alpha_{CA} = 180^\circ$.

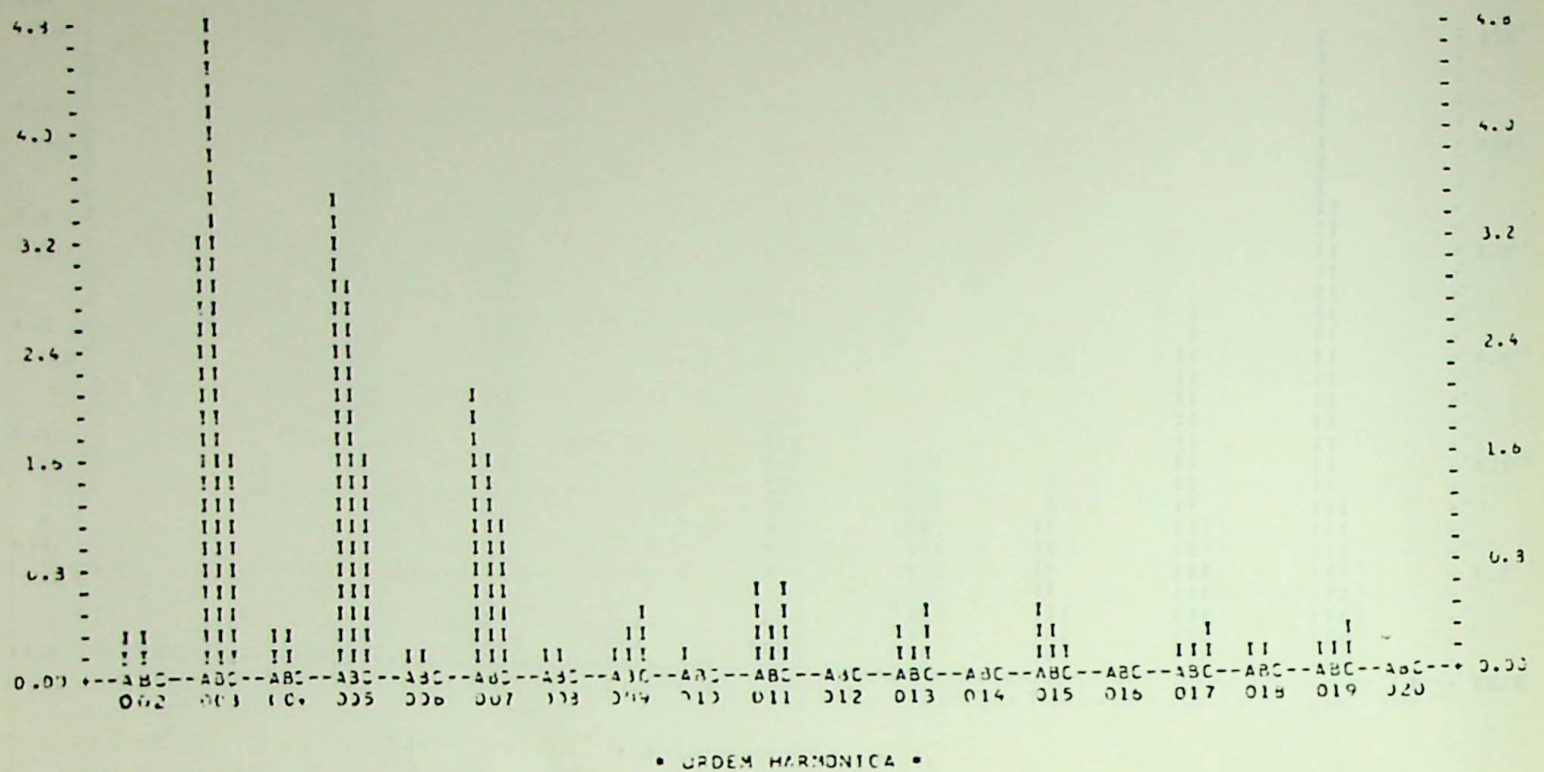


GRÁFICO 5.5 - Harmônicos em um sistema de compensação estática, com $\alpha_{AB} = 104,2^\circ$, $\alpha_{BC} = 91,2^\circ$, $\alpha_{CA} = 95,4^\circ$, e desequilíbrio nos ângulos de ignição, $d\alpha_{AB} = 2^\circ$, $d\alpha_{BC} = 1,2^\circ$, $d\alpha_{CA} = 0,8^\circ$.

CAPÍTULO VI

6 - SIMULAÇÃO DIGITAL6.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo, apresenta-se o procedimento adotado para a simulação digital do conteúdo harmônico gerado por conversores e compensadores estáticos, em estado permanente.

Os programas desenvolvidos permitem simular qualquer dos equipamentos citados sob condições não ideais de operação.

As instalações multiconversoras podem ser analisadas operando com qualquer número de pulsos e com duas filosofias para o sistema de ignição (CIP, PIE). O lado DC, quando considerado, pode ser definido através de conexões série e/ou paralelo dos seus diferentes ramos conversores de seis pulsos. A figura 6.1 apresenta a configuração típica usada neste trabalho para representar cada um dos ramos conversores de seis pulsos.

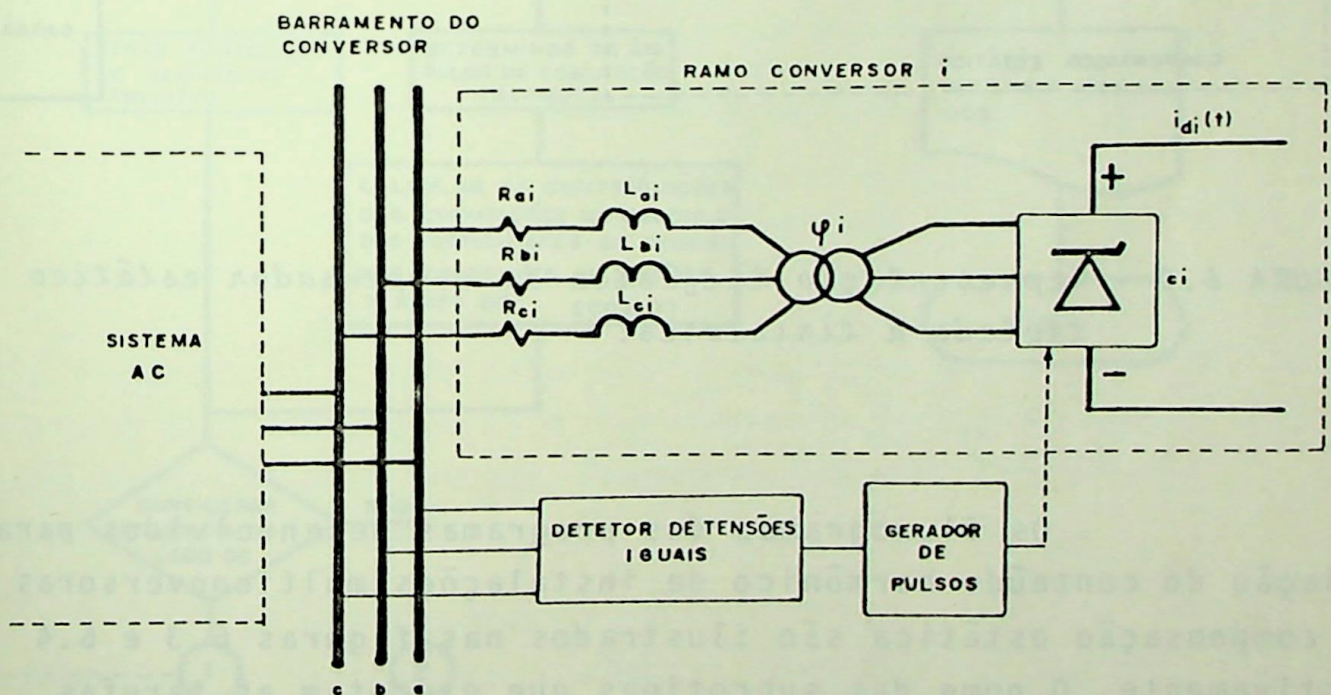


FIGURA 6.1 - Representação trífase de um ramo conversor de 6 pulsos.

Os compensadores estáticos são simulados como sendo equipamentos capazes de equilibrar, corrigir o fator de potência das cargas e compensar a queda de tensão no alimentador. Estas funções são obtidas a partir de um controle adequado do ângulo de ignição dos tiristores em cada uma das fases do compensador. A figura 6.2 ilustra a configuração típica adotada neste trabalho para este tipo de equipamento.

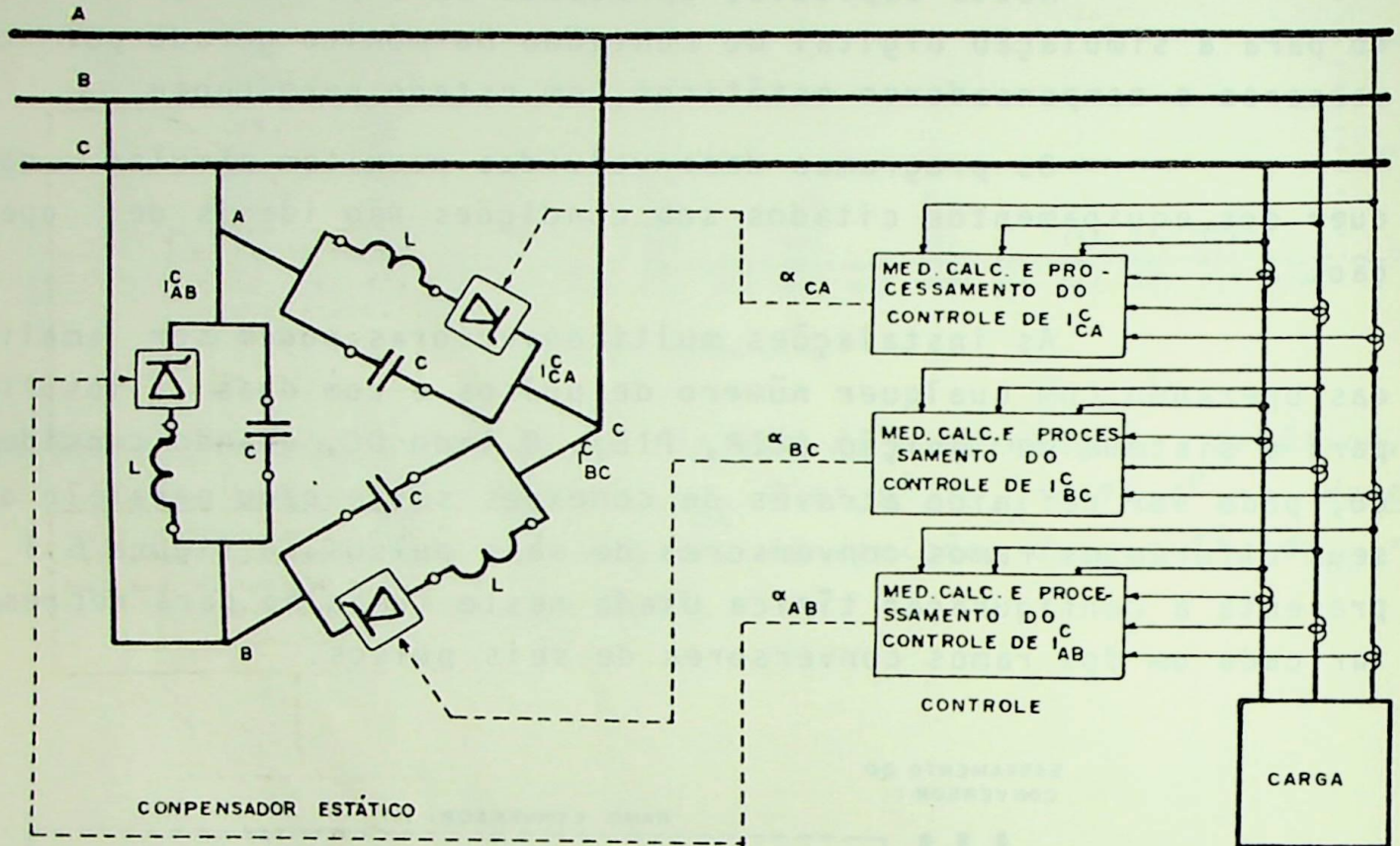


FIGURA 6.2 - Representação trifásica do compensador estático controlado a tiristores.

Os fluxogramas dos programas desenvolvidos para simulação do conteúdo harmônico de instalações multiconversoras e de compensação estática são ilustrados nas figuras 6.3 e 6.4 respectivamente. O nome das subrotinas que executam as tarefas mencionadas em alguns blocos, se encontram indicados entre parenteses. Na sequência deste capítulo serão analisadas com detalhes as subrotinas consideradas mais importantes.

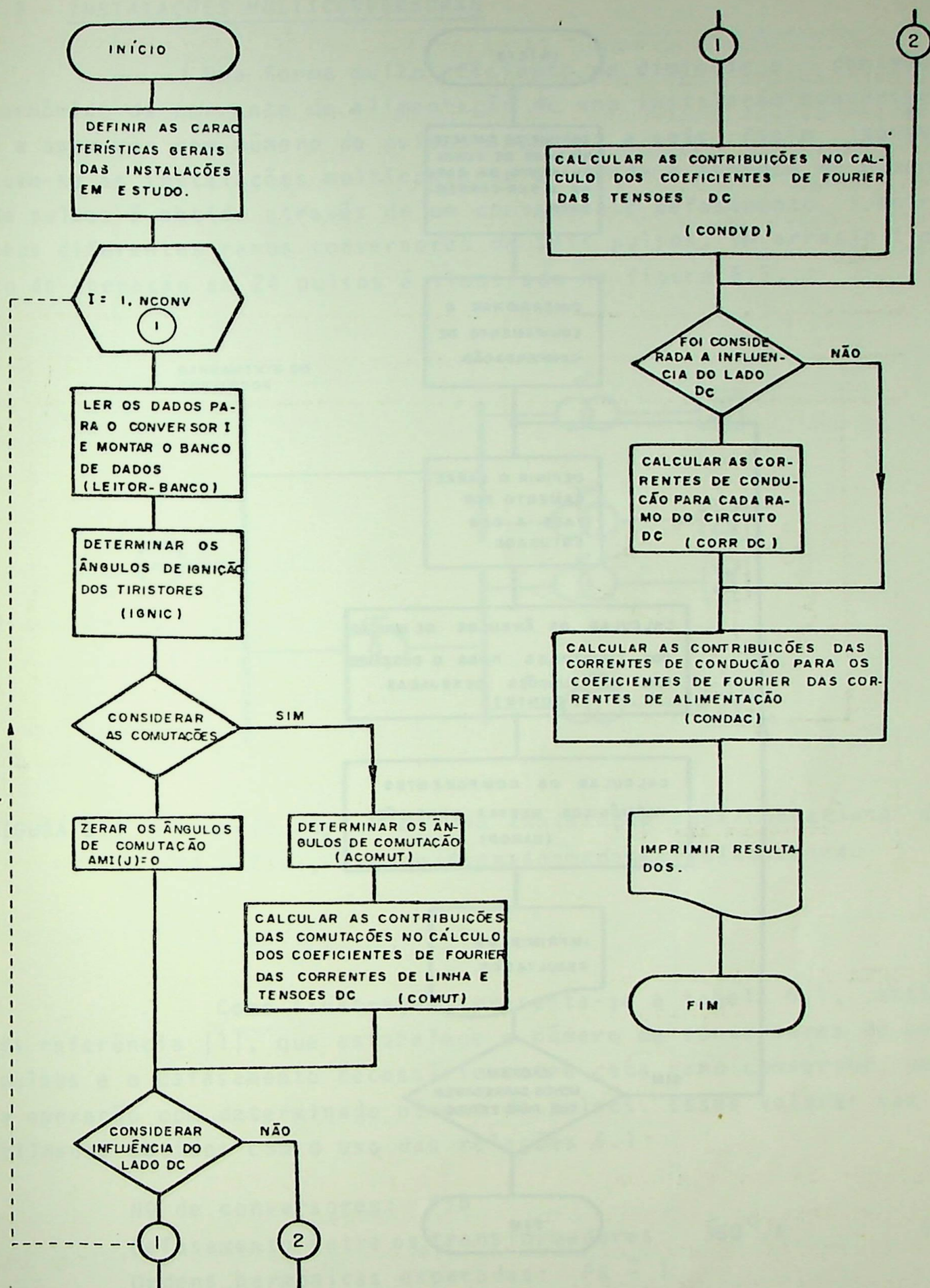


FIGURA 6.3 - Fluxograma do programa de simulação digital do conteúdo harmônico gerado por instalações multiconversoras.

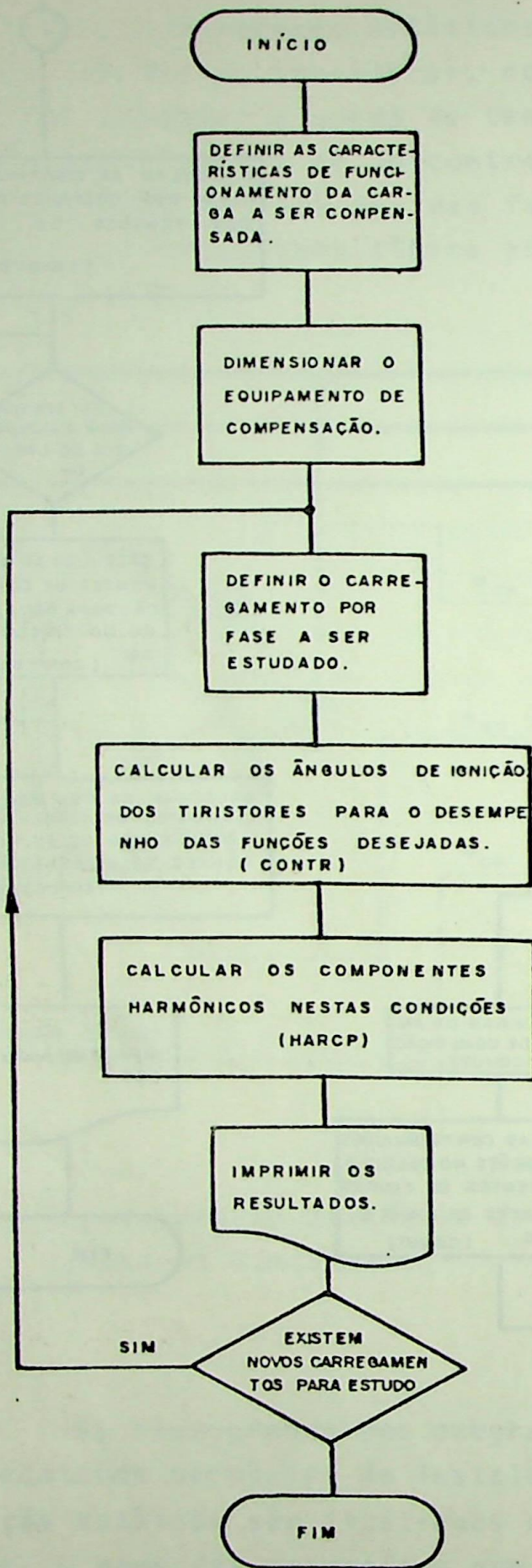


FIGURA 6.4 - Fluxograma do programa de simulação digital do conteúdo harmônico gerado por compensadores estáticos controlados a tiristores.

6.2 - INSTALAÇÕES MULTICONVERSORAS

Uma forma muito eficiente de diminuir o conteúdo harmônico da corrente de alimentação de uma instalação conversora é a operação com número de pulsos superior a seis. Assim constituem-se as instalações multiconversoras, onde o aumento do número de pulsos é obtido através de um conveniente defasamento entre seus diferentes ramos conversores de seis pulsos. Um arranjo típico de operação em 24 pulsos é ilustrado na figura 6.5.

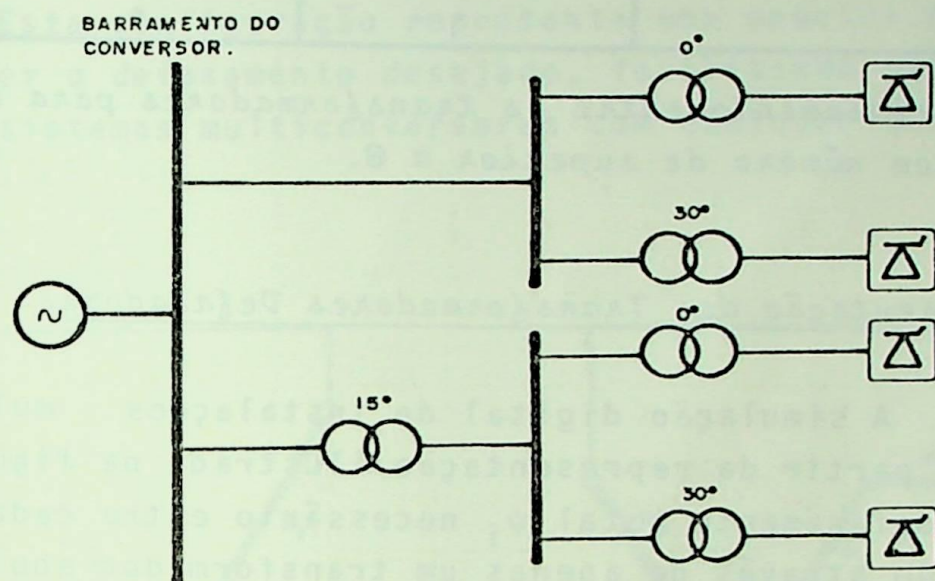


FIGURA 6.5 - Arranjo típico de uma instalação multiconversora de 24 pulsos, usando transformadores defasadores.

Como ilustração apresenta-se a tabela 6.1, obtida da referência [1], que estabelece o número de conversores de seis pulsos e o defasamento necessário entre cada ramo conversor, para a operação com determinado número de pulsos. Esses valores são facilmente obtidos com o uso das relações 6.1

Nº de conversores: $P/6$

Defasamento entre os transformadores: $360^\circ/P$ 6.1

Ordens harmônicas esperadas: $PK \pm 1$

onde:

P - Nº de pulsos desejado

K - (1, 2, 3, 4....)

Nº 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°	$24K \pm 1$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

TABELA 6.1 - Defasamento entre os transformadores para operação com número de superior a 6.

6.2.1 - Representação dos Transformadores Defasadores

A simulação digital de instalações multiconversoras é feita a partir da representação ilustrada na figura 6.6. Neste caso o defasamento total ψ_i necessário entre cada ramo conversor é obtido através de apenas um transformador equivalente.

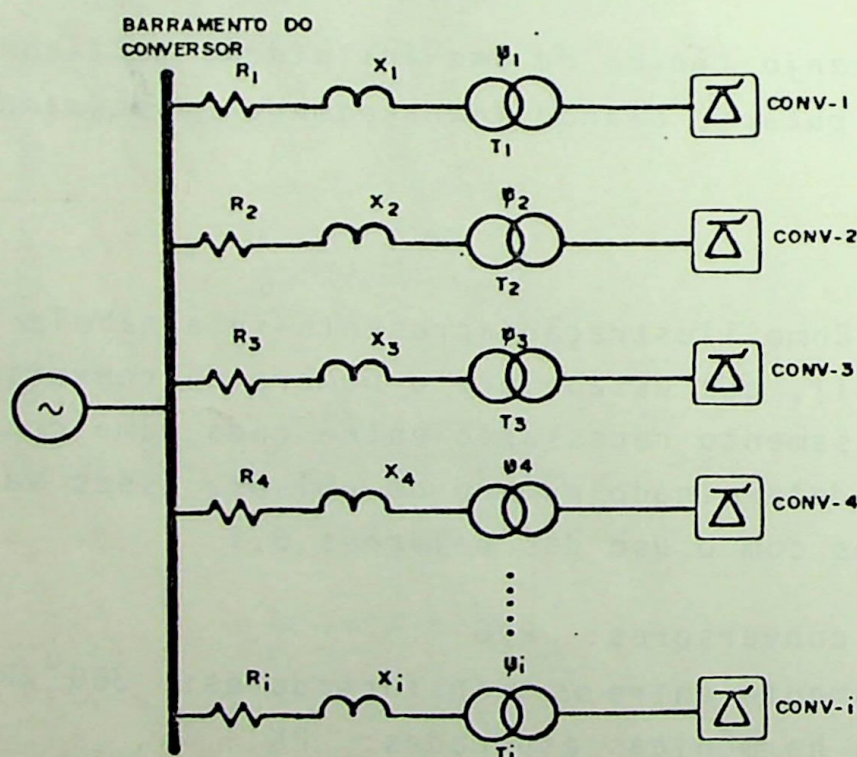


FIGURA 6.6 - Representação de uma instalação multiconversora de $6 \times i$ pulsos.

Os elementos R_i , X_i são as resistenciais e reatâncias equivalentes, resultantes da associação das impedâncias dos ramos e das impedâncias de curto circuito dos transformadores, respectivamente. O transformador ideal T_i , é definido conforme método apresentado na referência [1]. Considera-se T_i como um transformador conectado em zig-zag e com relação de transformação unitária. O enrolamento primário é definido por apenas uma espira e o enrolamento secundário contendo N_2 e N_3 espiras respectivamente, nos enrolamentos parciais. O diagrama esquemático apresentado na figura 6.7 ilustra o modelo utilizado e os respectivos número de espiras. Esta configuração representa uma maneira muito flexível de se obter o defasamento desejado, facilitando desta forma a formação de sistemas multiconversores com qualquer número de pulsos.

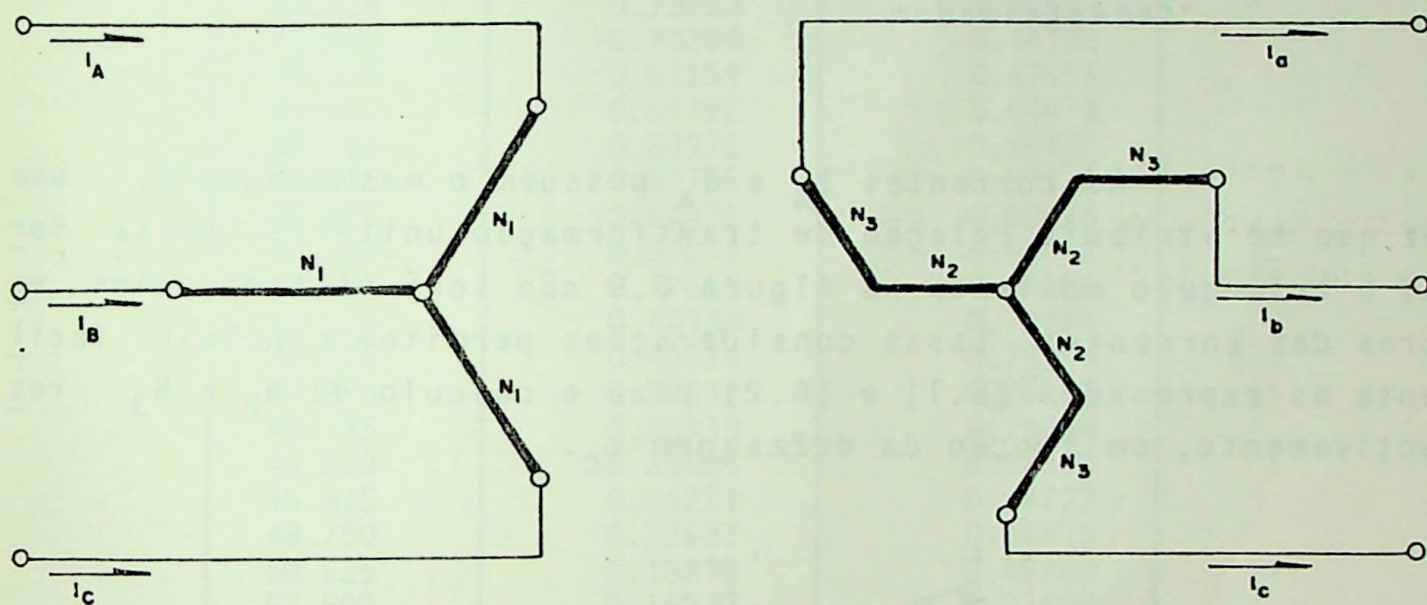


FIGURA 6.7 - Transformador zig-zag equivalente.

O defasamento genérico ψ_c pode ser obtido através de um conveniente dimensionamento de N_2 e N_3 . A partir do diagrama apresentado na figura 6.8 é possível deduzir expressões para o cálculo do número de espiras N_2 e N_3 que conduzem à defasagem ψ_c entre os lados do transformador.

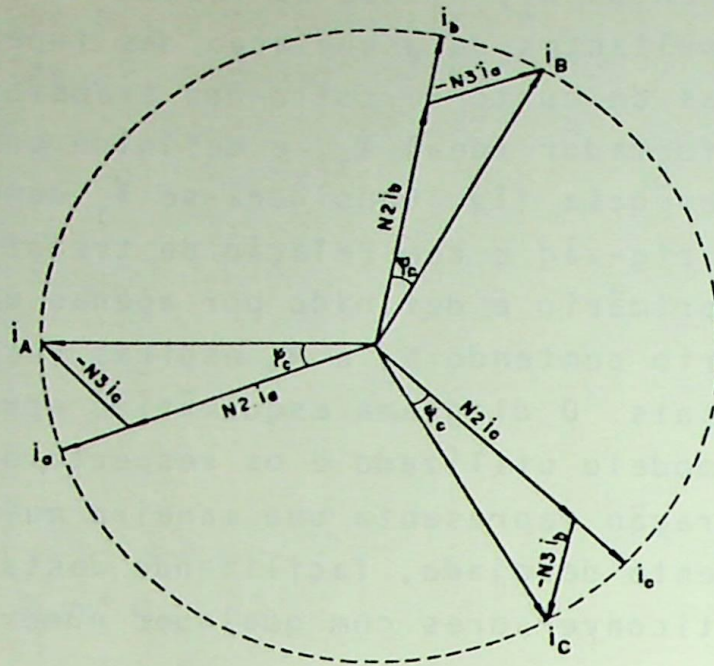


FIGURA 6.8 - Defasamento ψ_c entre o primário e o secundário do transformador.

As correntes I_A e I_a possuem o mesmo módulo, uma vez que se atribuiu relação de transformação unitária. Desta forma, o triângulo mostrado na figura 6.9 não será afetado pelos valores das correntes. Essas considerações permitem concluir facilmente as expressões (6.1) e (6.2) para o cálculo de N_2 e N_3 respectivamente, em função da defasagem ψ_c .

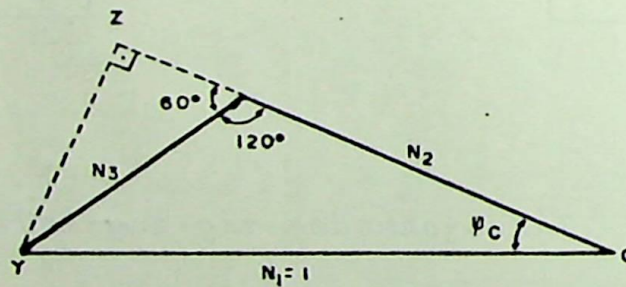


FIGURA 6.9 - Triângulo de defasagem.

$$\bar{O}\bar{Y} = 1$$

$$\bar{O}\bar{X} = N_2$$

$$\bar{X}\bar{Y} = N_3$$

$$N_2 = \cos \psi_c - \frac{\sin \psi_c}{3} \quad (6.1)$$

$$N_3 = \frac{2}{3} \sin \psi_c \quad (6.2)$$

A seguir apresenta-se a tabela 6.2 obtida através da rotina ZIGZAG desenvolvida neste trabalho. Os valores de N_2 e N_3 representam o número de espiras dos enrolamentos que constituem o secundário do transformador zig-zag, em função dos defasagens necessárias para a operação com até 192 pulsos.

ψ_c	N_2	N_3
0.0	1.00000	0.0
1.875	0.98057	0.03778
3.750	0.96010	0.07552
5.625	0.93859	0.11318
7.500	0.91609	0.15072
9.375	0.89260	0.18810
11.250	0.86815	0.22527
13.125	0.84277	0.26220
15.000	0.81650	0.29886
16.875	0.78934	0.33519
18.750	0.76135	0.37117
20.625	0.73253	0.40674
22.500	0.70294	0.44188
24.375	0.67259	0.47655
26.250	0.64152	0.51071
28.125	0.60976	0.54432
30.000	0.57735	0.57735
31.875	0.54432	0.60976
33.750	0.51071	0.64152
35.625	0.47655	0.67259
37.500	0.44188	0.70294
39.375	0.40674	0.73253
41.250	0.37117	0.76135
43.125	0.33519	0.78934
45.000	0.29886	0.81650
46.875	0.26221	0.84277
48.750	0.22527	0.86815
50.625	0.18810	0.89260
52.500	0.15072	0.91609
54.375	0.11318	0.93859
56.250	0.07552	0.96010
58.125	0.03778	0.98057
60.000	0.00000	1.00000

TABELA 6.2 - N_2 , N_3 em função de ψ_c .

6.2.2 - Determinação dos Ângulos de Ignição

A - Ângulos de Cruzamento

Qualquer que seja o sistema de produção de pulsos

utilizado (CIP ou PIE), é necessário a determinação dos pontos de tensão de linha nula (pontos de cruzamento das tensões de fase para o neutro).

A figura 6.10 mostra as tensões correspondentes as fases genéricas m e n contendo distorções harmônicas e já referidas ao terminal do conversor.

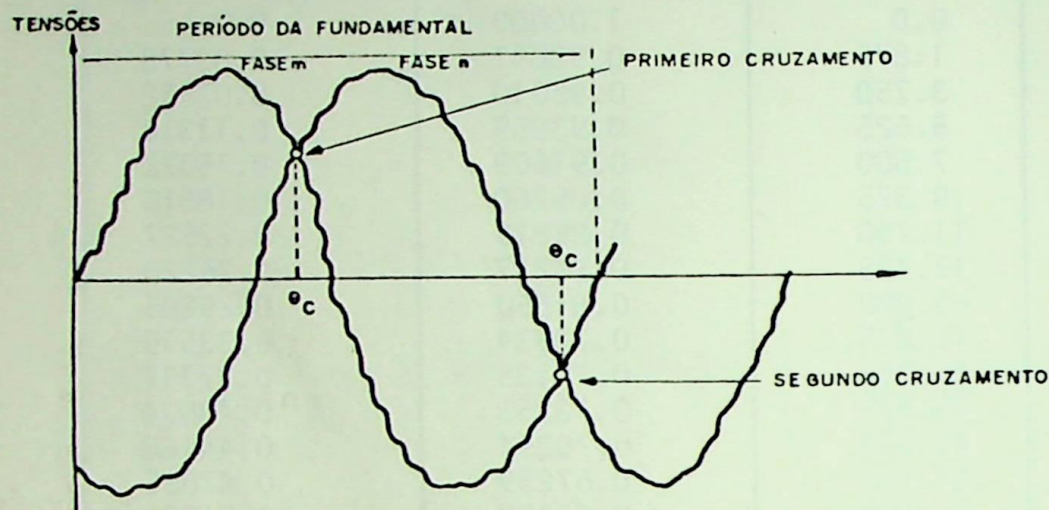


FIGURA 6.10 - Pontos de cruzamento entre as tensões das fases genéricas m e n para o neutro.

Para que os possíveis desequilíbrios e as distorções harmônicas pudessem ser consideradas nesse processo, adotou-se para as tensões de fase, genericamente representadas por $v'_m(t)$ e $v'_n(t)$ as expressões (6.3), como foi proposto no capítulo II deste trabalho.

$$v'_m(t) = \sum_{J=1}^{J=NH} V'_{jm} \sin(J\omega t + \theta'_{jm}) \quad (6.3)$$

$$v'_n(t) = \sum_{J=1}^{J=NH} V'_{jn} \sin(J\omega t + \theta'_{jn})$$

As tensões de linha, genericamente representadas por V'_{nm} , são dadas pela equação (6.4)

$$v'_{nm}(t) = v'_n(t) - v'_m(t) \quad (6.4)$$

Substituindo as equações (6.3) na equação (6.4), obtem-se a equação (6.5) efetivamente utilizada no cálculo dos ângulos de cruzamento.

$$v'_{nm}(t) = \sum_{J=1}^{J=NH} A_J \text{sen}(J\omega t) + \sum_{J=1}^{J=NH} B_J \text{sen}(J\omega t) \quad (6.5)$$

onde :

$$A_J = V'_{Jn} \cos \theta'_{Jn} - V'_{Jm} \cos \theta'_{Jm}$$

$$B_J = V'_{Jn} \text{sen} \theta'_{Jn} - V'_{Jm} \cos \theta'_{Jm}$$

A solução para a equação (6.5), quando $v'_{nm}(t) = 0$, determina o instante de cruzamento das tensões. Observa-se pela figura 6.10 que para as fases m e n existem dois pontos de cruzamento em um período da componente fundamental. Desta forma, se o sistema considerado for trifásico, as tensões de linha $v'_{ab}(t)$, $v'_{bc}(t)$, $v'_{ca}(t)$ levarão conseqüentemente a seis pontos de cruzamento em um período da componente fundamental. A solução ($v'_{nm}(t) = 0$) é obtida para cada um dos seis pontos de cruzamento calculando-se repetidamente o valor numérico de $v'_{nm}(t)$. A partir de um valor inicial escolhido t_i e um dado incremento Δt , calcula-se o novo valor de $v'_{nm}(t)$. Se para dois valores consecutivos de t ocorrer mudança de polaridade da tensão $v'_{nm}(t)$, foi detectado então um ponto de cruzamento. Em seguida volta-se ao valor imediatamente anterior adotando-se um novo incremento menor que o anterior. Este processo é repetido até que se alcance a precisão desejada para o cálculo do ângulo de cruzamento.

B - Ângulos de Ignição

Uma vez determinados os seis pontos de cruzamentos das tensões de fase, calcula-se em seguida os ângulos de ignição. Estes ângulos correspondem aos instantes em que são enviados os pulsos de ignição para inicializar o processo de condução em cada uma das seis válvulas que compõe a unidade conversora. Neste trabalho considerou-se duas filosofias para o sistema de produção de

pulsos, cuja simulação foi desenvolvida da seguinte forma:

B.1 - Sistema com Controle Individual de Pulsos (CIP)

Neste caso o ângulo de ignição θ_i para a válvula genérica i é obtido adicionando-se o ângulo de disparo α ao respectivo ângulo de cruzamento θ_{ci} . Evidentemente quando o ângulo de disparo é zero, o ângulo de ignição coincide com o ângulo de cruzamento.

B.2 - Sistema com Pulsos Igualmente Espaçados (PIE)

Sua principal característica é que independentemente das condições de desequilíbrios das tensões, os pulsos de ignição se apresentarão sempre igualmente espaçados de 60° . Neste caso, o primeiro ângulo de ignição é obtido adicionando-se o ângulo de atraso ao primeiro ponto de cruzamento. Os outros ângulos de ignição são obtidos pela adição sucessiva de 60° ao disparo imediatamente anterior. Cada ângulo de ignição obtido deve ser verificado comparando-o com o respectivo ponto de cruzamento. Se algum ângulo de ignição for menor que o respectivo ângulo de cruzamento de um valor $\Delta\epsilon$, este valor deve ser adicionado ao primeiro e novamente proceder o cálculo dos demais pelo método descrito acima. Este processo é repetido até que nenhum pulso ocorra antes da polarização correta das válvulas, ou seja, cada ângulo de ignição deve ser maior ou igual ao seu respectivo ângulo de cruzamento.

C - Erros Associados ao Circuito de Produção de Pulsos

Os circuitos eletrônicos utilizados para produção dos seis pulsos de ignição poderão apresentar erros associados as condições de funcionamento e/ou características de projeto. Já foram constatados desvios de até $\pm 3^\circ$ na operação como retificador e $\pm 1,5^\circ$ na operação como inversor, com o sistema de produção de pulsos baseado no método CIP. O sistema PIE apresenta de um modo geral erros menores que o CIP variando de $\pm 0,2$ a $\pm 0,4$. A simula

ção do sistema de produção de pulsos inclui a possibilidade de se introduzir erros no circuito de ignição. Conhecido o ângulo de ignição, este é modificado com o valor do erro considerado e desta forma se obtém o ângulo de ignição efetivo. A figura 6.11 mostra a produção do terceiro pulso de ignição.

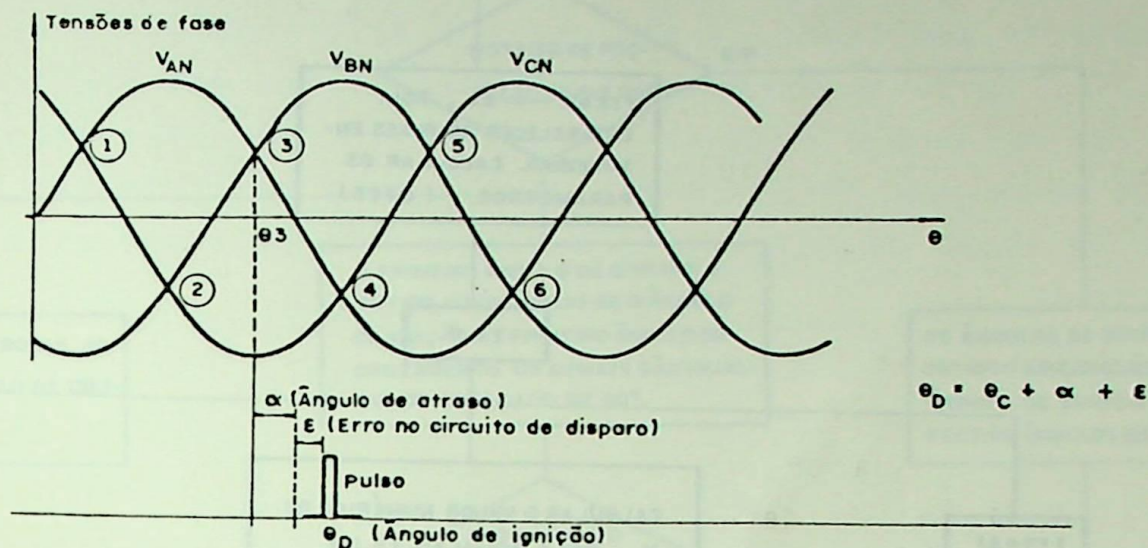


FIGURA 6.11 - Produção do terceiro pulso com ângulo de ignição α e erro (ϵ) no circuito de disparo.

Quando α é zero pode ocorrer a produção de um pulso antes da polarização direta da válvula, devido ao erro de ignição considerado. Neste caso, a largura do pulso é controlada e o ângulo de ignição efetivo coincide com o respectivo ângulo de cruzamento como mostra a figura 6.12.

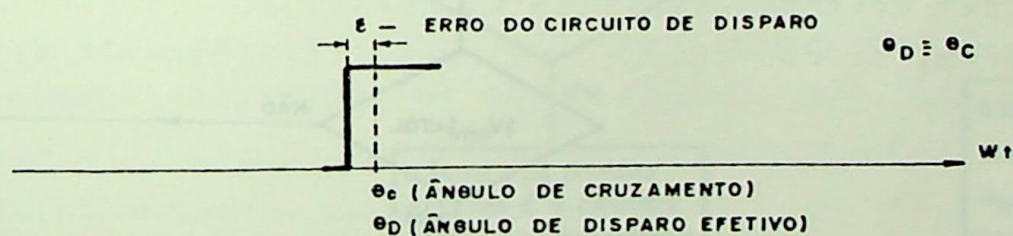


FIGURA 6.12 - Ângulo de disparo com $\alpha = 0$ e $\epsilon \neq 0$.

A seguir apresenta-se o fluxograma da rotina IGNIC ilustrado pela figura 6.13. Esta rotina calcula os seis ângulos de ignição, admitindo qualquer imperfeição no sistema alimentador. Para isto é necessário a definição do ângulo de disparo α e dos erros aleatórios do circuito para cada ignição.

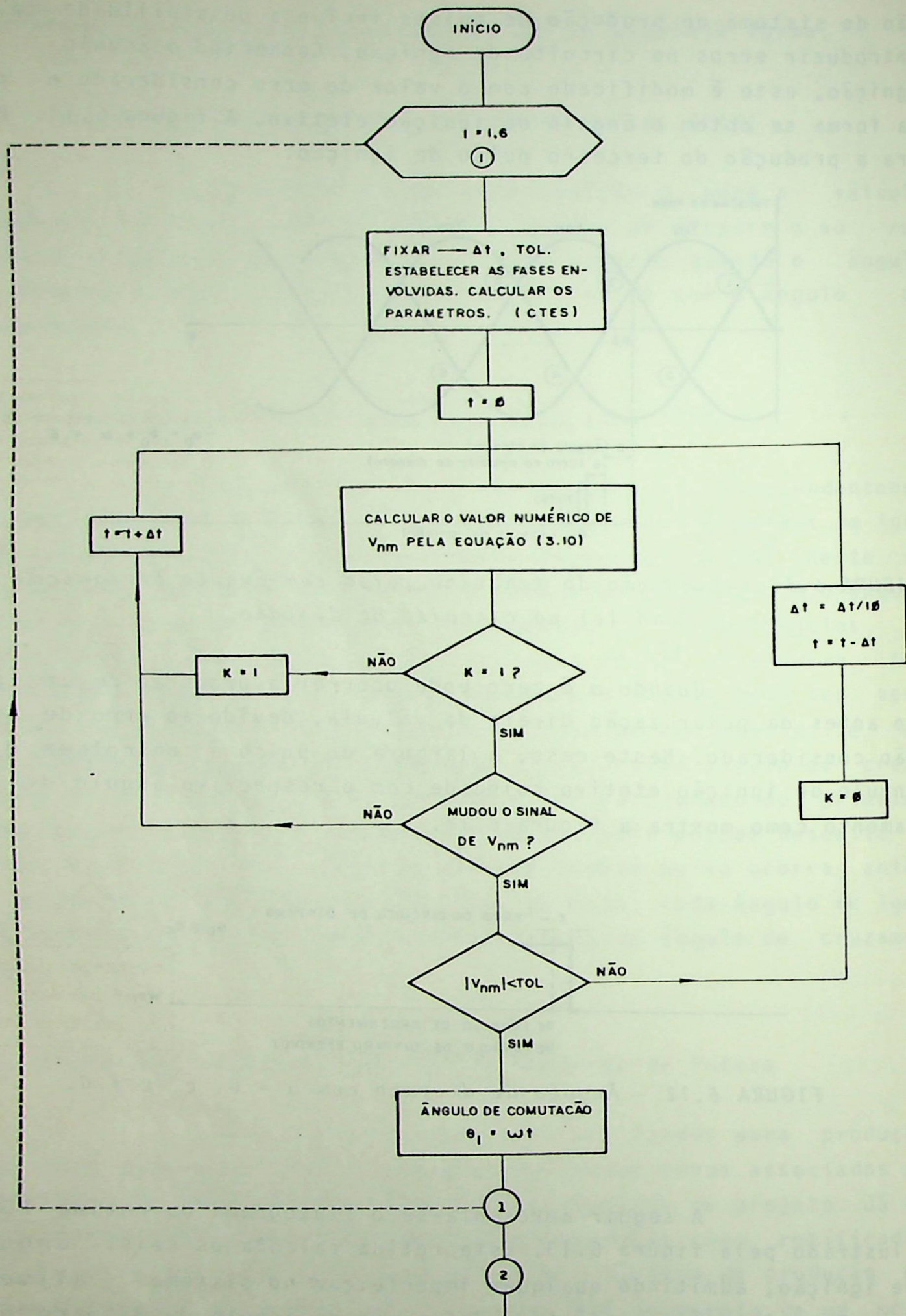


FIGURA 6.13 - Fluxograma de subrotina "IGNIC" que calcula os ângulos de ignição dos tiristores do conversor.

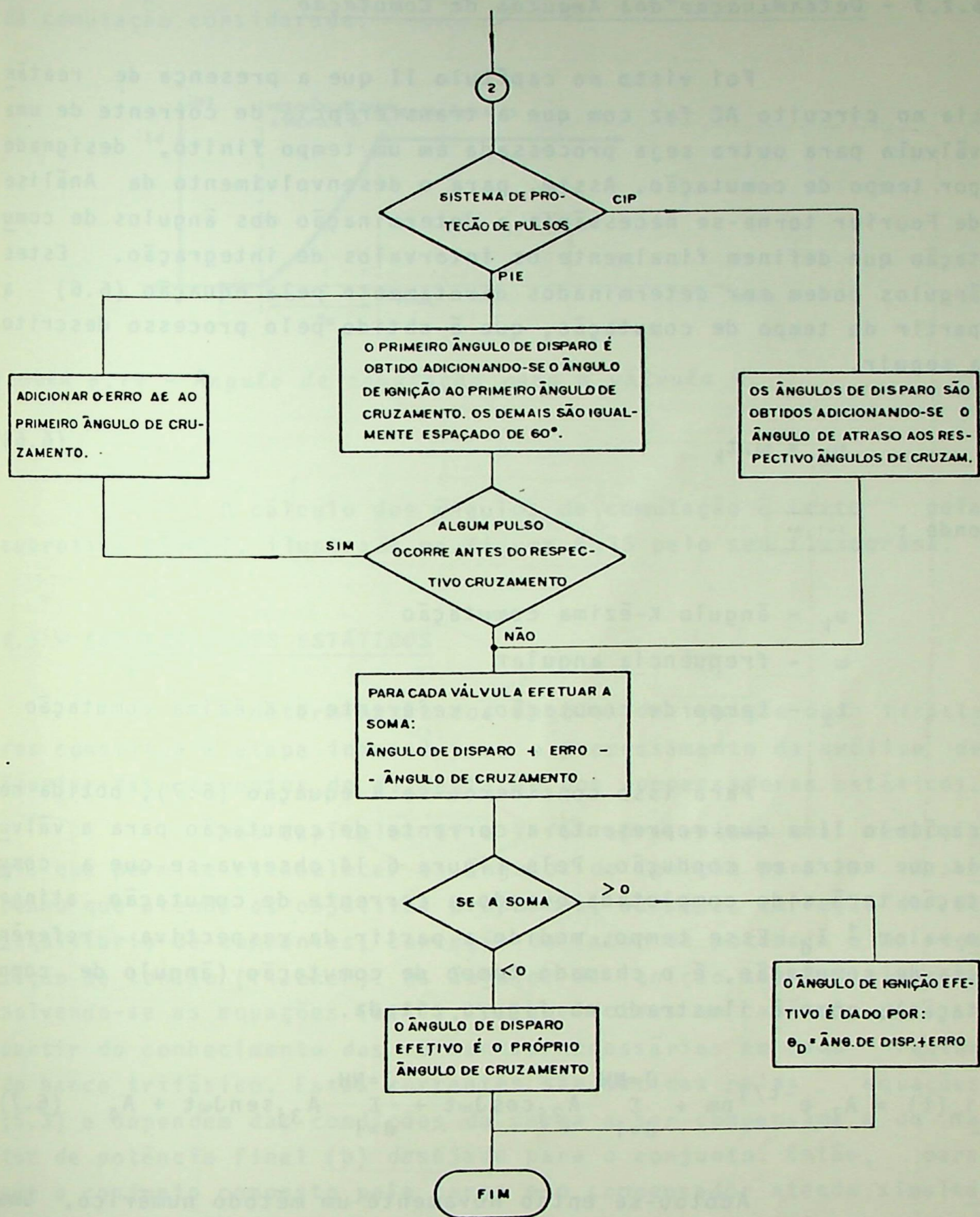


FIGURA 6.13 - Fluxograma de subrotina "IGNIC" que calcula os ângulos de ignição dos tiristores do conversor.

6.2.3 - Determinação dos Ângulos de Comutação

Foi visto no capítulo II que a presença de reatância no circuito AC faz com que a transferência de corrente de uma válvula para outra seja processada em um tempo finito, designado por tempo de comutação. Assim, para o desenvolvimento da Análise de Fourier torna-se necessária a determinação dos ângulos de comutação que definem finalmente os intervalos de integração. Estes ângulos podem ser determinados diretamente pela equação (6.6) a partir do tempo de comutação, que é obtido pelo processo descrito a seguir.

$$\mu_k = \omega \cdot t_k \quad (6.6)$$

onde :

μ_k - ângulo K-ésima comutação

ω - frequência angular

t_k - tempo de comutação, referente a K-ésima comutação

Para isso considerou-se a equação (6.7), obtida no capítulo II e que representa a corrente de comutação para a válvula que entra em condução. Pela figura 6.14 observa-se que a comutação terá sido completada quando a corrente de comutação atinge o valor $\pm I_d$. Esse tempo, medido a partir da respectiva referência de comutação, é o chamado tempo de comutação (ângulo de comutação), como é ilustrado na figura citada.

$$i_n(t) = A_1 e^{-t/T_{nm}} + \sum_{j=1}^{J=NH} A_{2j} \cos J\omega t + \sum_{j=1}^{J=NH} A_{3j} \sin J\omega t + A_4 \quad (6.7)$$

Adotou-se então novamente um método numérico, uma vez que a equação envolvida é transcendental (equação 6.7). A referência para o tempo foi tomada como sendo o instante de disparo da válvula que entra em condução. Calcula-se então o valor da corrente $i_n(t)$ repetidamente, com um incremento controlado pela tolerância desejada. A solução é encontrada quando o valor numérico da

corrente $i_n(t)$ puder ser admitido igual a $+I_d$ ou $-I_d$, dependendo da comutação considerada.

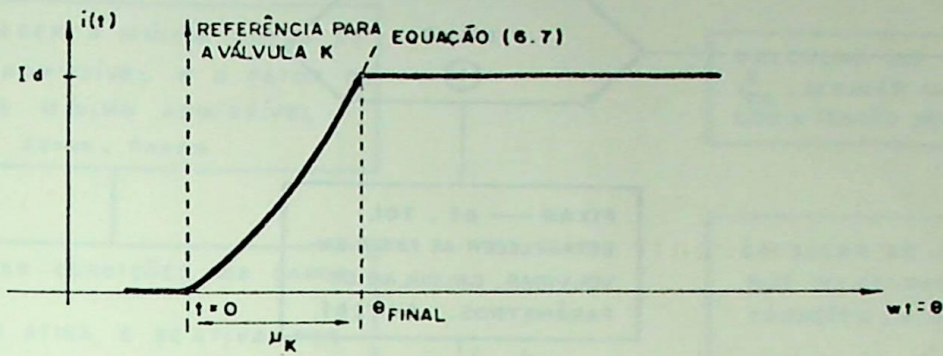


FIGURA 6.14 - Ângulo de comutação para a válvula K.

O cálculo dos ângulos de comutação é feito pela subrotina ACOMUT, ilustrada na figura 6.15 pelo seu fluxograma.

6.3 - COMPENSADORES ESTÁTICOS

A determinação dos ângulos de ignição dos tiristores constitui a etapa inicial para o processamento da análise de Fourier das correntes de alimentação dos compensadores estáticos.

Nos capítulos IV e V foi apresentada uma metodologia que permite estabelecer os ângulos de ignição para um desempenho que atenda os objetivos propostos, ou seja, correção do desequilíbrio de correntes, correção do fator de potência e da regulação de tensão (flicker). Os ângulos de ignição são definidos resolvendo-se as equações (5.11), estabelecidas no capítulo V, a partir do conhecimento das correntes necessárias em cada reator do banco trifásico. Estas correntes são obtidas pelas equações (5.3) e dependem das condições da carga a ser compensada e do fator de potência final (p) desejado para o conjunto. Então, para que o conjunto composto pela carga e o compensador atenda simultaneamente os limites de queda de tensão e fator de potência, adotou-se a estratégia apresentada no fluxograma da rotina "CONTR", ilustrada na figura 6.16. Desta forma, o fator de potência efetivo do conjunto e a queda de tensão resultante ficam definidos através de uma conveniente utilização da equação (5.7).

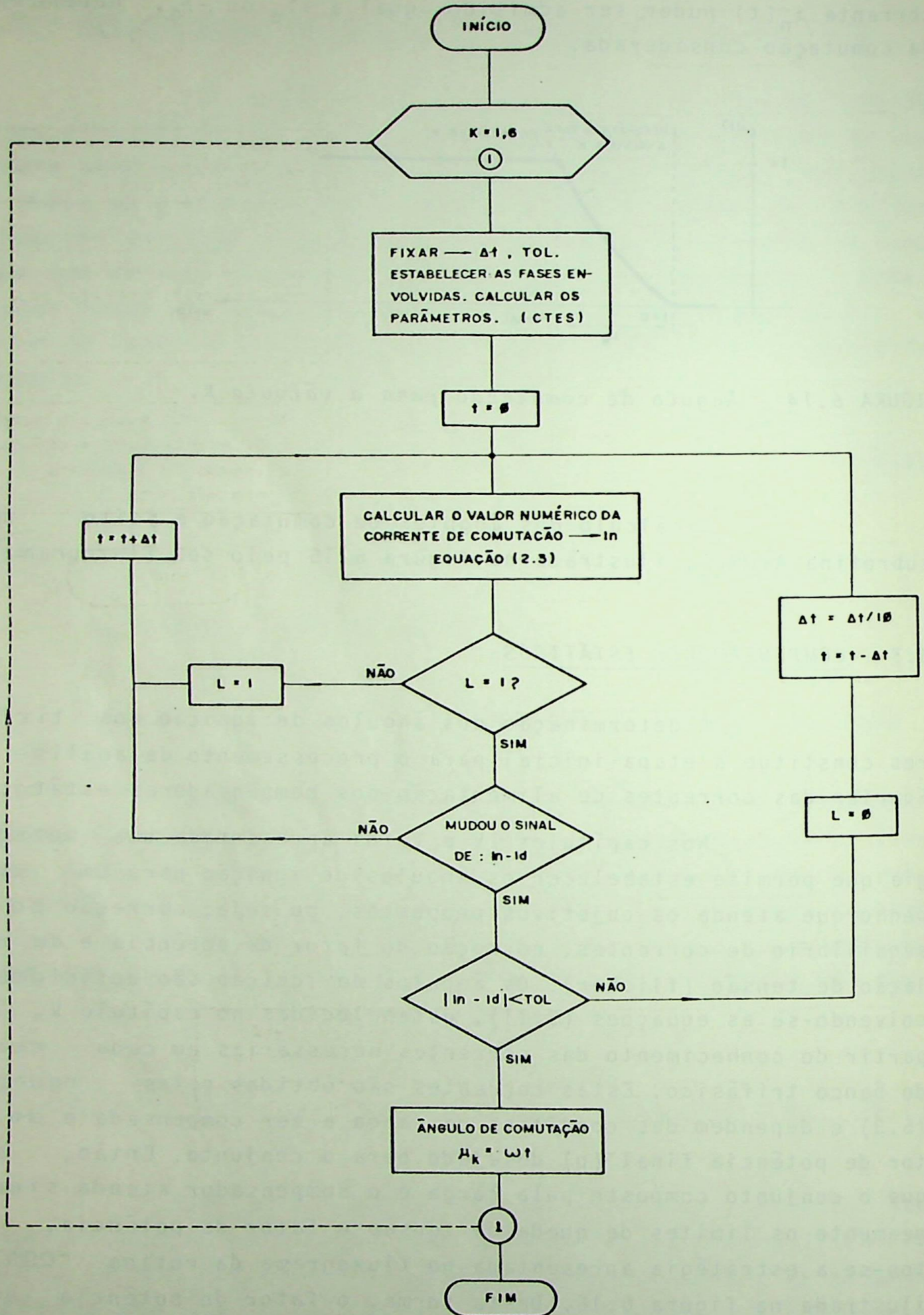


FIGURA 6.15 - Fluxograma de subrotina "ACOMUT" que calcula os ângulos de comutação dos tiristores.

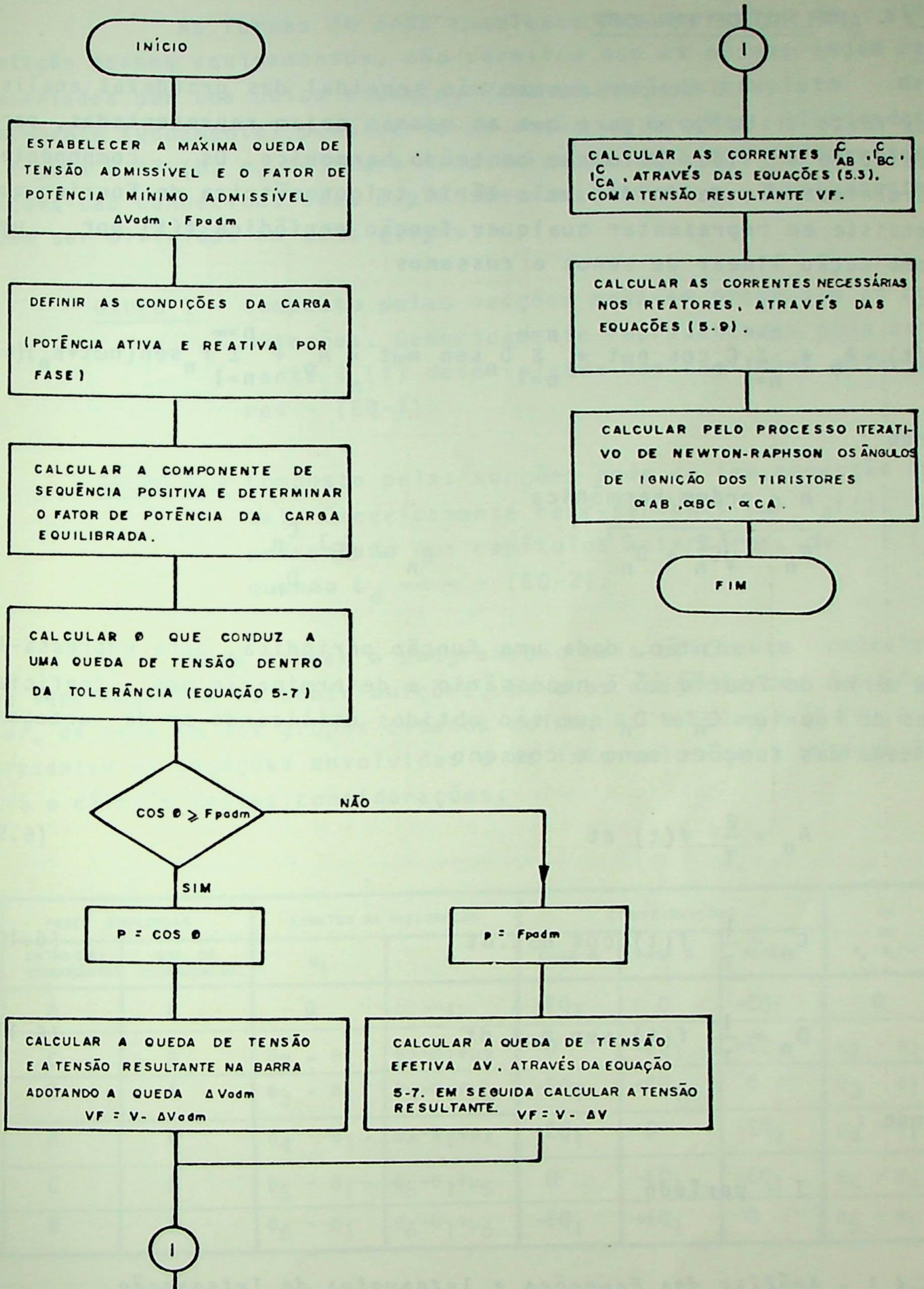


FIGURA 6.16 - Fluxograma de subrotina "CONTR" que calcula os ângulos de ignição dos tiristores do compensador.

6.4 - ANÁLISE DE FOURIER

O comportamento não senoidal das grandezas analisadas neste trabalho sugere que as mesmas sejam representadas, para efeito de análise, pelo seu conteúdo harmônico. Os componentes harmônicos são definidos pela série trigonométrica de Fourier que consiste em representar qualquer função periódica $f(t)$ por uma combinação linear de senos e cossenos:

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} C_n \cos n\omega t + \sum_{n=1}^{n=\infty} D_n \sin n\omega t = A_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} F_n \sin(n\omega t + \beta_n) \quad (6.8)$$

onde :

n - ordem harmônica

$$F_n = \sqrt{C_n^2 + D_n^2} \quad \beta_n = \tan^{-1} \frac{C_n}{D_n}$$

Então, dada uma função periódica, para expressá-la em série de Fourier só é necessário a determinação dos coeficientes de Fourier C_n e D_n que são obtidos utilizando-se da ortogonalidade das funções seno e cosseno.

$$A_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (6.9)$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos n\omega t \cdot dt \quad (6.10)$$

$$D_n = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin n\omega t \cdot dt \quad (6.11)$$

onde :

T - período

6.4.1 - Análise das Equações e Intervalos de Integração

A - Conversores Estáticos

As formas de onda complexas das correntes de ali mentação desses equipamentos, não permitem que as mesmas sejam re presentadas por uma única equação. Para um período completo da componente fundamental considerou-se então as secções ilustradas na figura 6.17 (b, c, d). Para cada forma de onda das diferentes secções são conhecidas suas expressões analíticas e basicamente podem ser divididas em dois grupos:

GRUPO 1 - Composto pelas secções onde se processam as co mutações. Genericamente representadas pela cor rente $i_n(t)$ desenvolvida nos capítulos anterio res - (EQ-1).

GRUPO 2 - Composto pelas secções onde se tem condução to tal. Genericamente representadas por $i_d(t)$, a presentado nos capítulos anteriores, ou $\pm I_d$ quando $L_d \rightarrow \infty$ - (EQ-2).

Para tornar a programação mais eficiente calcula-se separadamente as contribuições, para os coeficientes de Fou rier, de cada um dos grupos citados acima. As tabelas 6.3 e 6.4 apresentam as equações envolvidas e os intervalos de integração para o cálculo destas considerações.

COMUTACÃO	FASES EVOLUÍDAS		LIMITES DE INTEGRAÇÃO		CONTRIBUIÇÕES			θ_x ou $I_x = \theta_x / \omega$
	ENTRA EM CONDUÇÃO (h)	SAI DE CONDUÇÃO (m)	θ_i	θ_f	FASE A	FASE B	FASE C	
1	A	C	0	μ_1	$+EQ_1$	0	$-EQ_1$	0
2	C	B	$\theta_2 - \theta_1$	$\theta_2 - \theta_1 + \mu_2$	0	$-EQ_1$	$+EQ_1$	$\theta_2 - \theta_1$
3	B	A	$\theta_3 - \theta_1$	$\theta_3 - \theta_1 + \mu_3$	$-EQ_1$	$+EQ_1$	0	$\theta_3 - \theta_1$
4	A	C	$\theta_4 - \theta_1$	$\theta_4 - \theta_1 + \mu_4$	$+EQ_1$	0	$-EQ_1$	$\theta_4 - \theta_1$
5	C	B	$\theta_5 - \theta_1$	$\theta_5 - \theta_1 + \mu_5$	0	$-EQ_1$	$+EQ_1$	$\theta_5 - \theta_1$
6	B	A	$\theta_6 - \theta_1$	$\theta_6 - \theta_1 + \mu_6$	$-EQ_1$	$+EQ_1$	0	$\theta_6 - \theta_1$

TABELA 6.3 - Tabela para o cálculo das contribuições das secções de comutação (Grupo 1), através da rotina "COMUT".

INTERVALOS	LIMITE DE INTEGRAÇÃO		CONTRIBUIÇÕES		
	θ_i	θ_f	FASE A	FASE B	FASE C
1	0	μ_1	0	$-EQ_2$	$+EQ_2$
2	μ_1	$\theta_2 - \theta_1 + \mu_2$	$+EQ_2$	$-EQ_2$	0
3	$\theta_2 - \theta_1 + \mu_2$	$\theta_3 - \theta_1 + \mu_3$	$+EQ_2$	0	$-EQ_2$
4	$\theta_3 - \theta_1 + \mu_3$	$\theta_4 - \theta_1 + \mu_4$	0	$+EQ_2$	$-EQ_2$
5	$\theta_4 - \theta_1 + \mu_4$	$\theta_5 - \theta_1 + \mu_5$	$-EQ_2$	$+EQ_2$	0
6	$\theta_5 - \theta_1 + \mu_5$	$\theta_6 - \theta_1 + \mu_6$	$-EQ_2$	0	$+EQ_2$
7	$\theta_6 - \theta_1 + \mu_6$	2π	0	$-EQ_2$	$+EQ_2$

TABELA 6.4 - Tabela para o cálculo das contribuições das secções de condução (Grupo 2), através da rotina "CONDAC".

Com esta organização, os intervalos de integração são gerados de uma forma sistemática e as contribuições são distribuídas para as três fases simultaneamente.

Quando a indutância do lado DC não puder ser considerado infinita, a representação analítica das correntes nas secções de condução (GRUPO 2), designadas por EQ 2, deve ser obtida a partir do conhecimento das tensões harmônicas no lado DC, como foi descrito no capítulo III. Para se obter os componentes harmônicos da tensão DC, adotou-se um procedimento semelhante ao descrito anteriormente, considerando-se agora:

GRUPO 2.1 - Composto pelas secções onde se processam as comutações. Genericamente representadas pela tensão de comutação $v_{xN}(t)$ desenvolvido nos capítulos anteriores - (EQ-2.1).

GRUPO 2.1 - Composto pelas secções de condução total. Genericamente representadas por $v_{nm}(t)$, apresentada nos capítulos anteriores - (EQ-2.2).

As tabelas 6.5 e 6.6 apresentam as variáveis envolvidas e os intervalos de integração para os cálculos dos coeficientes de Fourier. Estas tabelas, assim como as anteriores 6.3 e 6.4, são obtidas diretamente pela figura 6.17(a), observando a forma de onda da tensão DC de saída de ponte conversora.

COMUTACÃO	FASES ENVOLVIDAS		LIMITES DE INTEGRAÇÃO		CONTRIBUIÇÕES	θ_x $t_x = \theta_x / \omega$
	ENTRA EM CONDUÇÃO (n)	SAI DE CONDUÇÃO (m)	θ_i	θ_f	$v_d(t)$	
1	A	C	0	μ_1	EQ _{2.1}	0
2	C	B	$\theta_2 - \theta_1$	$\theta_2 - \theta_2 + \mu_2$	-EQ _{2.1}	$\theta_2 - \theta_1$
3	B	A	$\theta_3 - \theta_1$	$\theta_3 - \theta_1 + \mu_3$	EQ _{2.1}	$\theta_3 - \theta_1$
4	A	C	$\theta_4 - \theta_1$	$\theta_4 - \theta_1 + \mu_4$	-EQ _{2.1}	$\theta_4 - \theta_1$
5	C	B	$\theta_5 - \theta_1$	$\theta_5 - \theta_1 + \mu_5$	EQ _{2.1}	$\theta_5 - \theta_1$
6	B	A	$\theta_6 - \theta_1$	$\theta_6 - \theta_1 + \mu_6$	-EQ _{2.1}	$\theta_6 - \theta_1$

TABELA 6.5 - Tabela para o cálculo das contribuições das seções de comutação (Grupo 2.1), através da rotina "COMUT".

INTERVALOS	FASES ENVOLVIDAS - V_{nm}		LIMITES DE INTEGRAÇÃO		CONTRIBUIÇÕES
	n	m	θ_i	θ_f	$v_d(t)$
1	A	B	0	$\theta_2 - \theta_1$	EQ _{2.2}
2	A	C	$\theta_2 - \theta_1$	$\theta_3 - \theta_1$	EQ _{2.2}
3	B	C	$\theta_3 - \theta_1$	$\theta_4 - \theta_1$	EQ _{2.2}
4	B	A	$\theta_4 - \theta_1$	$\theta_5 - \theta_1$	EQ _{2.2}
5	C	A	$\theta_5 - \theta_1$	$\theta_6 - \theta_1$	EQ _{2.2}
6	C	B	$\theta_6 - \theta_1$	2π	EQ _{2.2}

TABELA 6.6 - Tabela para o cálculo das contribuições das seções de condução (Grupo 2.2), através da rotina "CONDVD".

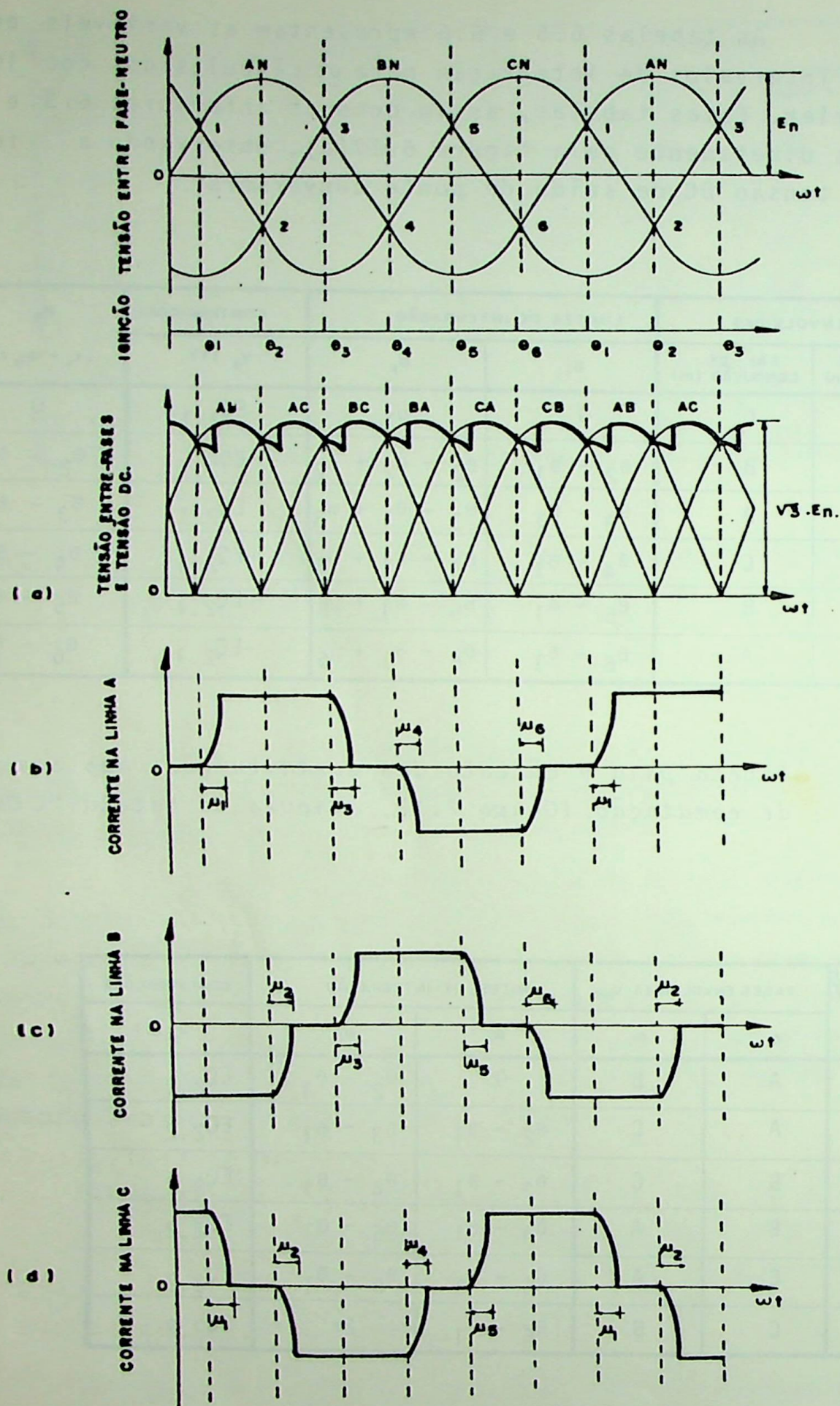


FIGURA 6.17 - Tensão de saída DC e correntes de alimentação da ponte conversora trifásica.

B - Compensadores Estáticos

Neste caso, os coeficientes de Fourier também são calculados considerando separadamente as contribuições dos pulsos positivo e negativo para os coeficientes de Fourier, como ilustra da figura 6.19.

$i_{nm}^{(1)}(t)$ - pulso positivo da corrente estabelecida entre as fases n e m do reator trifásico (EQ-3).

$i_{nm}^{(2)}(t)$ - pulso negativo da corrente estabelecida entre as fases n e m do reator trifásico (EQ-4).

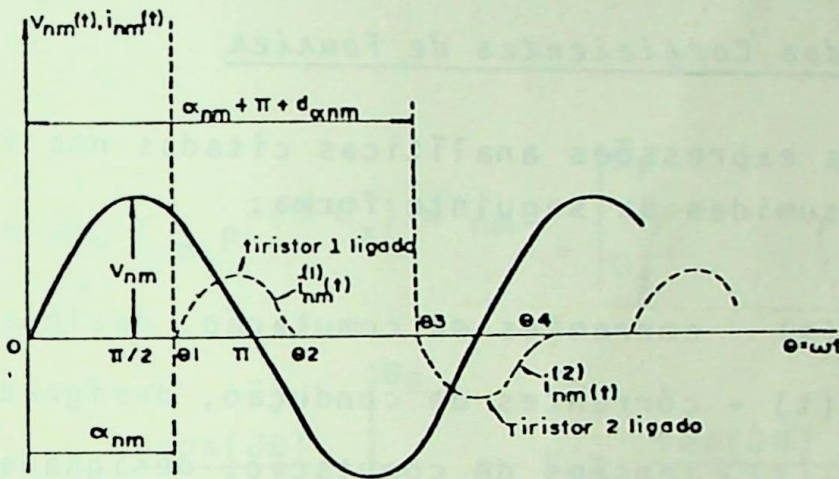


FIGURA 6.18 - Pulsos positivo e negativo da corrente no ramo $n m$ do compensador.

Estas contribuições são então calculadas para cada fase individualmente e em seguida determina-se os coeficientes de Fourier das correntes de linha apenas pela composição das correntes de fase.

A tabela 6.7 apresenta os intervalos de integração e as variáveis envolvidas no cálculo dos coeficientes de uma corrente de fase genérica $i_{nm}(t)$.

O limite superior de integração θ_f apresentado na tabela corresponde a situação onde o efeito resistivo pode ser considerado desprezível.

Equações	ψ_2	θ_i	θ_F	$\theta_x = \omega t x$
Pulso Posit.	$\theta_{nm} - \alpha_{nm} - \phi_{nm}$	0	$2\pi - 2\alpha_{nm}$	0
Pulso Negat.	$\alpha_{nm} + \phi_{nm} - \theta_{nm} + d\alpha_{nm}$	$\pi + d\alpha_{nm}$	$3\pi - 2\alpha_{nm} - d\alpha_{nm}$	$\pi + d\alpha_{nm}$

TABELA 6.7 - Tabela para o cálculo das contribuições dos pulsos positivo e negativo para os coeficientes de Fourier, através da rotina "HARCP".

Caso isto não ocorra, este limite deve ser calculado do segundo o método descrito no capítulo IV.

6.4.2 - Cálculo dos Coeficientes de Fourier

As expressões analíticas citadas nos itens anteriores podem ser resumidas da seguinte forma:

Conversores estáticos	$i_n(t)$ - correntes de comutação, designada por EQ-1
	$i_d(t)$ - correntes de condução, designada por EQ-2
	$v_{xN}(t)$ - tensões de comutação, designada por EQ-2.1
	$v_{nm}(t)$ - tensões de condução, designada por EQ-2.2
Compensad. estáticos	$i_{nm}^{(1)}(t)$ - corrente do pulso positivo, designada por EQ-3
	$i_{nm}^{(2)}(t)$ - corrente do pulso negativo, designada por EQ-4

Todas as equações envolvidas foram colocadas em uma forma padrão permitindo assim o cálculo sistemático dos coeficientes de Fourier. A forma mais completa, considerada equação padrão, é representada pela equação 6.12.

$$f(t) = K_1 e^{-(t-t_x)/T_{nm}} + \sum_{j=1}^{J=NH} K_{2j} \cos j\omega t + \sum_{j=1}^{J=NH} K_{3j} \sin j\omega t + K_4 \quad (6.12)$$

A tabela 6.8 fornece de maneira concisa as expressões para o cálculo dos coeficientes K_1 , K_{2j} , K_{3j} , K_4 da equação padrão, para todas as equações envolvidas. Desta forma, os coeficientes de Fourier podem ser calculados genericamente pelas ex-pressões de 6.13 a 6.26, já desenvolvidas em função de θ .

1 - Componente Contínua

$$A_0 = A_1 + \sum_{j=1}^{J=NH} A_{2j} + A_3 \quad (6.13)$$

onde :

$$A_1 = -K_1 T_{nm} e^{-(\theta - \theta_x)/\omega T_{nm}} \left| \begin{matrix} \theta_F \\ \theta_i \end{matrix} \right. \quad (6.14)$$

$$A_{2j} = K_{3j} \frac{-\cos(J\theta)}{J\omega} \left| \begin{matrix} \theta_F \\ \theta_i \end{matrix} \right. + K_{2j} \frac{\sin(J\theta)}{J\omega} \left| \begin{matrix} \theta_F \\ \theta_i \end{matrix} \right. \quad (6.15)$$

$$A_3 = \frac{K_4 \theta}{\omega} \left| \begin{matrix} \theta_F \\ \theta_i \end{matrix} \right. \quad (6.16)$$

2 - Componente em Cosseno

$$C_n = C_{1n} + \sum_{j=1}^{J=NH} C_{2jn} + C_{3n} \quad (6.17)$$

onde :

$$C_{1n} = \left[K_1 \cdot \frac{e^{-(\theta - \theta_x)/\omega T_{nm}}}{n^2 \omega^2 + 1/T_{nm}} \quad n\omega \operatorname{sen}(n\theta) - \frac{1}{T_{nm}} \cos(n\theta) \right] \bigg|_{\theta_i}^{\theta_F} \quad (6.18)$$

$$C_{2jn} = K_{3j} \left[-\frac{1}{2} \frac{\cos(J\theta + n\theta)}{(J\omega + n\omega)} - \frac{1}{2} \frac{\cos(J\theta - n\theta)}{(J\omega - n\omega)} \right] \bigg|_{\theta_i}^{\theta_F} +$$

$$K_{2j} \left[\frac{1}{2} \frac{\operatorname{sen}(J\theta + n\theta)}{(J\omega + n\omega)} + \frac{1}{2} \frac{\operatorname{sen}(J\theta - n\theta)}{(J\omega - n\omega)} \right] \bigg|_{\theta_i}^{\theta_F} \quad (6.19)$$

- para $J \neq n$, e :

$$C_{2jn} = K_{3j} \frac{-\cos(2n\theta)}{4n\omega} \bigg|_{\theta_i}^{\theta_F} + K_{2j} \frac{\theta}{2\omega} + \frac{\operatorname{sen}(2n\theta)}{4n\omega} \bigg|_{\theta_i}^{\theta_F} \quad (6.20)$$

- quando $J = n$

$$C_{3n} = K_4 \frac{\operatorname{sen}(n\theta)}{n\omega} \bigg|_{\theta_i}^{\theta_F} \quad (6.21)$$

3 - Componente em Seno

$$D_n = D_{1n} + \sum_{J=1}^{J=NH} D_{2jn} + D_{3n} \quad (6.22)$$

onde :

$$D_{1n} = \left[K_1 \cdot \frac{e^{-(\theta - \theta_x)/\omega T_{nm}}}{n^2 \omega^2 + 1/T_{nm}} - n\omega \cos(n\theta) - \frac{1}{T_{nm}} \operatorname{sen}(n\theta) \right] \begin{vmatrix} \theta_F \\ \theta_i \end{vmatrix} \quad (6.23)$$

$$D_{2jn} = K_{3j} \left[-\frac{1}{2} \frac{\operatorname{sen}(J\theta + n\theta)}{(J\omega + n\omega)} + \frac{1}{2} \frac{\operatorname{sen}(J\theta - n\theta)}{(J\omega - n\omega)} \right] \begin{vmatrix} \theta_F \\ \theta_i \end{vmatrix} +$$

$$K_{2j} \left[-\frac{1}{2} \frac{\cos(J\theta + \theta)}{(J\omega + n\omega)} - \frac{1}{2} \frac{\cos(J\theta - n\theta)}{(J\omega - n\omega)} \right] \begin{vmatrix} \theta_F \\ \theta_i \end{vmatrix} \quad (6.24)$$

- para $J \neq n$, e :

$$D_{2jn} = K_{3jn} \frac{\theta}{2\omega} - \frac{\operatorname{sen}(2n\theta)}{4n\omega} \begin{vmatrix} \theta_F \\ \theta_i \end{vmatrix} + K_{2jn} \frac{-\cos(2n\theta)}{4n\omega} \begin{vmatrix} \theta_F \\ \theta_i \end{vmatrix} \quad (6.25)$$

- quando $J = n$

$$D_{3n} = K_4 \frac{\cos(n\theta)}{n\omega} \begin{vmatrix} \theta_F \\ \theta_i \end{vmatrix} \quad (6.26)$$

6.5 - CONCLUSÕES

O programa de simulação digital desenvolvido segundo a metodologia apresentada neste capítulo, apresenta uma programação bastante compacta e ao mesmo tempo muito versátil. Estas características foram obtidas a partir da adoção de uma equação padrão (6.12) que permite o cálculo sistemático dos coeficientes de Fourier para todas as equações envolvidas neste trabalho. A estrutura final do programa aceita com facilidade futuras complemen

Equações	K_1	K_{2j}	K_{3j}	K_4
EQ_1	$\sum_{j=1}^{J=NH} X_j - Y$	$S_j \cdot \sin \delta_j$	$S_j \cdot \cos \delta_j$	$Y + K_{nm}$
EQ_2	0	$I_{dn} \cdot \sin \phi_n$	$I_{dn} \cdot \cos \phi_n$	I_d
$EQ_{2.1}$	$T_n \sum_{j=1}^{J=NH} X_j - Y$	$-R_n(S_j \cos \delta_j) + j\omega L_n(S_j \sin \delta_j)$	$-R_n(S_j \sin \delta_j) - j\omega L_n(S_j \cos \delta_j)$	$-R_n(Y + K_{nm})$
$EQ_{2.2}$	0	$V_{jn} \sin(\phi_{jn} + j\theta_1) - V_{jm} \sin(\phi_{jm} - j\theta_1)$	$V_{jn} \cos(\phi_{jn} + j\theta_1) + V_{jm} \sin(\phi_{jm} + j\theta_1)$	0
EQ_3	$I_{nm} \sin \psi_2$	$I_{nm} \sin \psi_1$	$I_{nm} \cos \psi_1$	0
EQ_4	$I_{nm} \sin(-\psi_2 + d\alpha_{nm})$	$I_{nm} \sin \psi_1$	$I_{nm} \cos \psi_1$	0

TABELA 6.7 - Coeficientes da equação padrão (6.12).

tações, como por exemplo, um processo iterativo de cálculo das tensões de alimentação resultantes no barramento do conversor, incluindo também se necessário os filtros do lado AC.

A linguagem de programação usada foi o FORTRAN 77, compatível com a maioria dos computadores atuais. Os resultados apresentados nos capítulos anteriores foram obtidos em computadores IBM 370 e IBM 4143, onde se constatou a eficiência do programa, considerando-se a velocidade de processamento e facilidade de utilização.

CAPÍTULO VII

CONCLUSÕES GERAIS

Apresenta-se neste capítulo as conclusões gerais obtidas neste trabalho.

No capítulo II, foi apresentado o desenvolvimento teórico para a formulação matemática da corrente de alimentação de instalações conversoras a Tiristores. Para o equacionamento admitiu-se uma representação trifásica do conversor, permitindo-se assim considerar alguns desequilíbrios do sistema. Então, a partir da série trigonométrica de Fourier, foi possível obter o conteúdo harmônico gerado por este equipamento operando em condições não ideais. Os resultados obtidos nesta etapa comprovam a necessidade desta representação mais detalhada, pois, como foi apresentado, o conteúdo harmônico gerado sofre modificações bastante significativas.

No capítulo III, incluiu-se o efeito do lado DC nos harmônicos gerados no lado AC. A formulação apresentada, também foi desenvolvida de forma generalizada permitindo incluir as simetrias do sistema, bem como diferentes interligações para o sistema DC. Esta complementação contribui bastante para a representação mais realista destes equipamentos, principalmente quando são usados em instalações industriais. Os resultados apresentados mostram claramente não só o efeito nos harmônicos do lado AC do sistema, como também o conteúdo harmônico gerado no lado DC. Este último, muitas vezes constitui um dado de grande interesse, pois estes harmônicos podem influenciar de forma significativa a operação de algumas cargas bem como causar interferências nos sistemas de comunicação existentes.

No capítulo IV, foram tratados os compensadores estatísticos controlados a tiristores. Apresentou-se suas configurações básicas e os seus principais componentes, para em seguida concluir as formas de onda das correntes de alimentação. Com o equacionamento desenvolvido foi possível obter o conteúdo harmônico, através da série trigonométrica de Fourier, conhecendo-se os ângulos de ignição nas três fases do equipamento. Estes ângulos

foram calculados segundo a metodologia apresentada no capítulo V, baseada no desenvolvimento proposto nas referências [2], [14]. Atribuiu-se como requisito do compensador a correção dos desequilíbrios de carga, correção do fator de potência e da queda de tensão, obtendo-se a partir destas considerações equações que permitem estabelecer os ângulos de ignição por fase, em função do carregamento do sistema a ser compensado. Nos resultados selecionados colocados neste trabalho, verifica-se que a formulação adotada foi bastante satisfatória, atendendo os objetivos propostos neste trabalho.

Os resultados obtidos, através dos programas de simulação foram testados várias vezes e quando possível comparados com aqueles apresentados em outras publicações.

A metodologia usada na definição da estratégia de controle dos compensadores estáticos, bem como a operação com diferentes conexões no lado DC nas instalações multiconversoras, são contribuições bastantes originais deste trabalho e que podem ser objetos de pesquisas mais detalhadas.

APENDICE 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 na figura I.1.

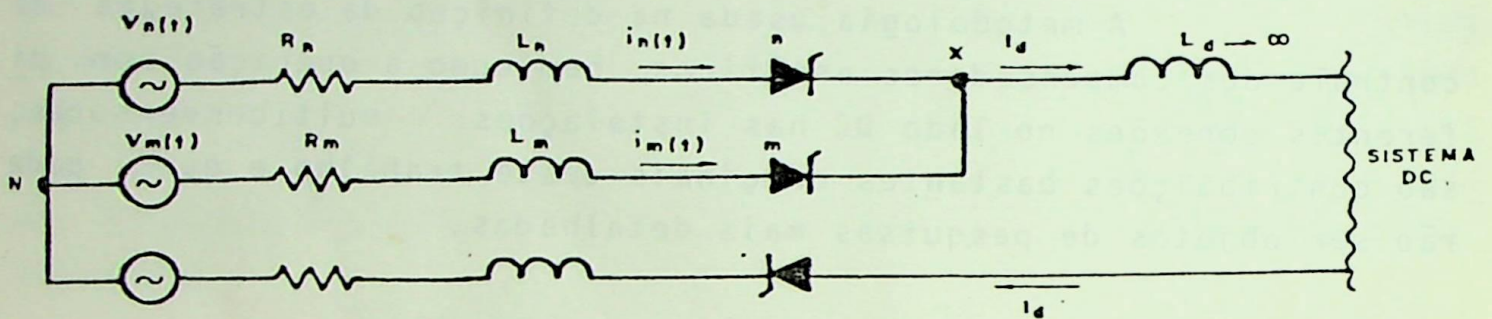


FIGURA 2.3 - Circuito equivalente durante a comutação da válvula m para a válvula n .

Válvula n - iniciando a condução.

Válvula m - interrompendo a condução.

onde :

- R_n - resistência total da fase n
- L_n - indutância total da fase n
- R_m - resistência total da fase m
- L_m - indutância total da fase m
- $v_n(t)$ - tensão da fase n para o neutro
- $v_m(t)$ - tensão da fase m para o neutro

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:

$$i_n + i_m = I_d \Rightarrow i_m = I_d - i_n \text{ e}$$

$$\frac{di_m}{dt} = - \frac{di_n}{dt}$$

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:

$$R_{nm} = R_n + R_m \quad (I.3)$$

$$L_{nm} = L_n + L_m$$

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:

$$v_n(t) = \sum_{j=1}^{j=NH} \hat{V}_{nj} \text{ sen } (j\omega t + \phi_{nj}) \quad (I.5)$$

$$v_m(t) = \sum_{j=1}^{j=NH} \hat{V}_{mj} \text{ sen } (j\omega t + \phi_{mj}) \quad (I.6)$$

onde:

$\hat{V}_{nj}$ = valor de pico do j -ésimo componente de tensão da fase n para o neutro.

$\hat{V}_{mj}$ = valor de pico do j -ésimo componente da tensão da fase m para o neutro.

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

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

Substituindo (I.5) e (I.6) em (I.4), tem-se:

$$\sum_{j=1}^{j=p} \hat{V}_{nj} \text{ sen } (j\omega t + \phi_{nj}) - \hat{V}_{mj} \text{ sen } (j\omega t + \phi_{mj})$$

$$= R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d$$

ou

$$\sum_{j=1}^{j=p} \left[\hat{V}_{nj} \cos \phi_{nj} - \hat{V}_{mj} \cos \phi_{mj} \right] \sin j\omega t +$$

$$\sum_{j=1}^{j=p} \left[\hat{V}_{nj} \sin \phi_{nj} - \hat{V}_{mj} \sin \phi_{mj} \right] \cos j\omega t = R_{nm} i_n +$$

$$L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (I.7)$$

Fazendo:

$$A_j = \hat{V}_{nj} \cos \phi_{nj} - \hat{V}_{mj} \cos \phi_{mj} \quad (I.8)$$

$$B_j = \hat{V}_{nj} \sin \phi_{nj} - \hat{V}_{mj} \sin \phi_{mj}$$

e substituindo em (I.7), vem que:

$$\sum_{j=1}^{j=p} A_j \sin j\omega t + \sum_{j=1}^{j=p} B_j \cos j\omega t = R_{nm} i_n +$$

$$L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (I.9)$$

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:

$$\sum_{j=1}^{j=p} j\omega A_j \frac{\sin j\omega t}{j\omega} + \sum_{j=1}^{j=p} B_j \cos j\omega t = R_{nm} i_n +$$

$$L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d$$

cuja transformação dá:

$$I_n(s) = \sum_{j=1}^{j=p} \frac{B_j}{L_{nm}} \frac{(j\omega A_j/B_1 + S)}{(S^2 + j^2\omega^2) (S + R_{nm}/L_{nm})} + \frac{R_m I_d}{L_{nm}} \frac{1}{L_{nm} S(S + R_{nm}/L_{nm})} \quad (I.10)$$

Fazendo:

$$H_j = j\omega A_j/B_j \quad (I.11)$$

$$T_{nm} = L_{nm}/R_{nm}$$

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:

$$i_n(t) = \sum_{j=1}^{j=p} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[\frac{(H_j - 1/T_{nm})}{(j^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2)} e^{-t/T_{nm}} + \frac{1}{j} \sqrt{\frac{H_j^2 + j^2\omega^2}{j^2\omega^2 + 1/T_{nm}^2}} \text{sen}(j\omega t + \phi_j) \right] + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} (1 - e^{-t/T_{nm}}) + K_{nm} \quad (I.13)$$

onde:

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

APÊNDICE II

DEDUÇÃO DAS EQUAÇÕES DOS PULSOS POSITIVO E NEGATIVO DA CORRENTE NO REATOR

A figura II.1 mostra o circuito equivalente, para cada uma das fases do reator controlado, durante os períodos de condução.

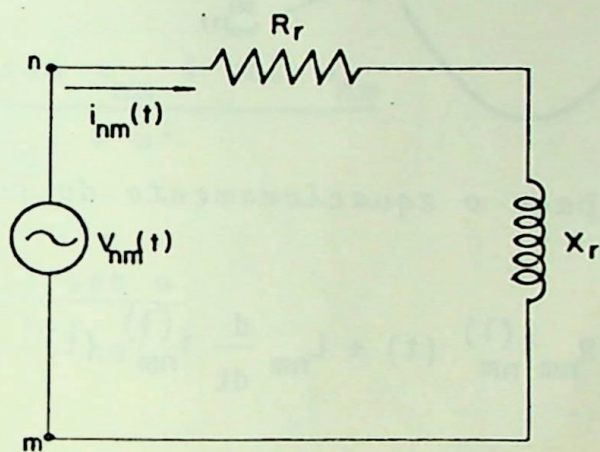


FIGURA II.1 - Circuito equivalente durante os períodos de condução.

O equacionamento é desenvolvido separadamente para os pulsos positivo e negativo da corrente.

1. Pulso Positivo $i_{nm}^{(1)}(t)$

A referência adotada para um desenvolvimento é ilustrada na figura II.2. Então, nestas condições, tem-se

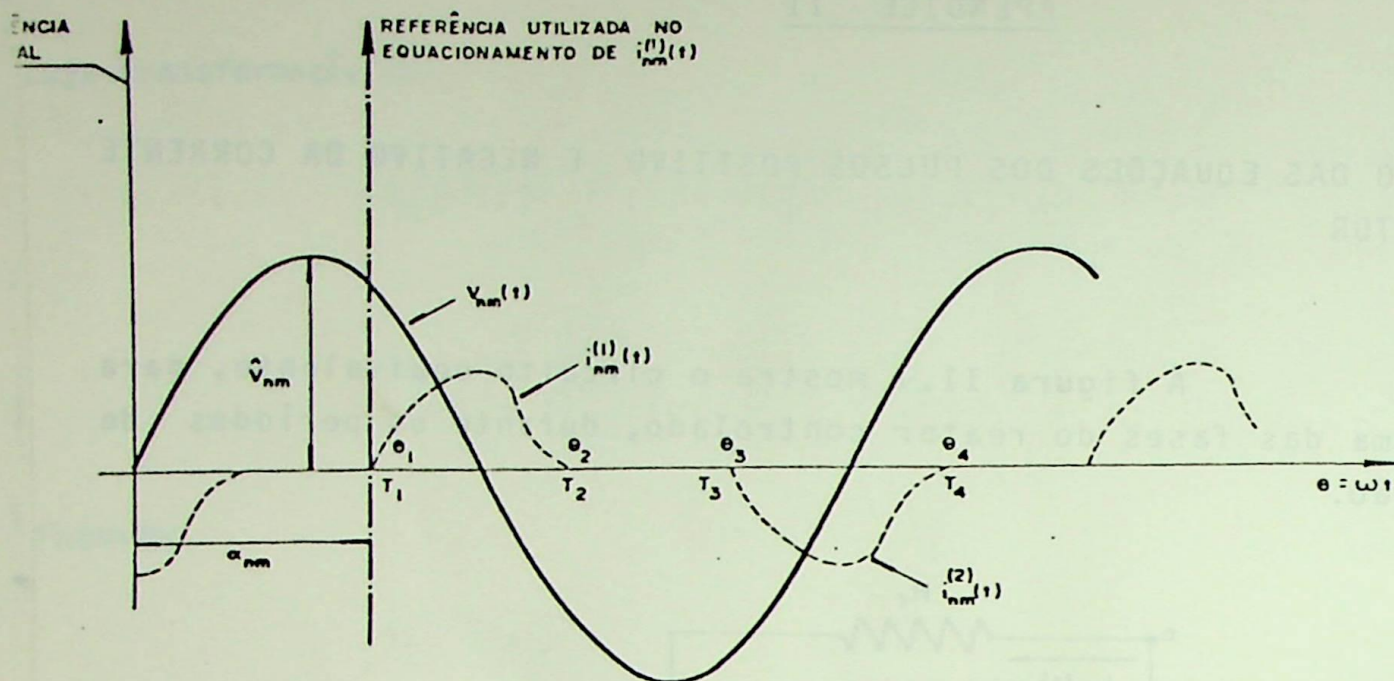


FIGURA 11.2 - Referência para o equacionamento do pulso positivo.

$$V_{nm}(t) = \hat{V}_{nm} \sin(\omega t + \alpha_{nm}) = R_{nm} i_{nm}^{(1)}(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_{nm}^{(1)}(t) \quad (II.1)$$

Aplicando a transformada de Laplace, vem:

$$V(s) = \hat{V}_{nm} \frac{s \sin \alpha_{nm} + \omega \cos \alpha_{nm}}{s^2 + \omega^2} = (R_{nm} + s L_{nm}) \cdot I_{nm}^{(1)}(s) - L_{nm} I_{nm}^{(1)}(0) \quad (II.2)$$

Para a referência adotada conclue-se que:

$$I_{nm}^{(1)}(0) = 0$$

logo:

$$\hat{V}_{nm} \frac{s \sin \alpha_{nm} + \omega \cos \alpha_{nm}}{s^2 + \omega^2} = (R_{nm} + s L_{nm}) I_{nm}^{(1)}(s)$$

ou

$$I_{nm}^{(1)}(s) = \frac{\hat{V}_{nm}}{L_{nm}} \frac{s \sin \alpha_{nm} + \omega \cos \alpha_{nm}}{(s + 1/T_{nm}) \cdot (s^2 + \omega^2)} \quad (II.3)$$

onde $T_{nm} = \frac{L_{nm}}{R_{nm}}$

O desenvolvimento da equação (II.3) em frações parciais, resulta em:

$$I_{nm}^{(1)}(s) = \frac{\hat{V}_{nm}}{L_{nm}} \frac{K_0}{(s + 1/T_{nm})} + \frac{K_1}{(s + j\omega)} + \frac{K_2}{(s - j\omega)} \quad (\text{II.4})$$

onde

$$K_0 = \frac{(-1/T_{nm}) \operatorname{sen} \alpha_{nm} + \cos \alpha_{nm}}{(1/T_{nm}^2) + \omega^2}$$

$$K_1 = - \frac{\cos \alpha - j \operatorname{sen} \alpha}{2(\omega + j 1/T_{nm})}$$

$$K_2 = - \frac{\cos \alpha + j \operatorname{sen} \alpha}{2(\omega - j 1/T_{nm})}$$

Anti-transformando (II.4), pode-se chegar a:

$$i_{nm}^{(1)}(t) = W_1 e^{-(t-t_{x1})/T_{nm}} + A_m \cos(\omega t) + A_n \operatorname{sen}(\omega t) \quad (\text{II.5})$$

onde:

$$W_1 = I_{nm} \cdot \operatorname{sen} \psi_2$$

$$A_m = I_{nm} \operatorname{sen} \psi_1$$

$$I_{nm} = \frac{\hat{V}_{nm}}{\sqrt{R_{nm}^2 + \omega^2 L_{nm}^2}}$$

$$A_n = I_{nm} \cos \psi_1$$

$$\psi_2 = \alpha_{nm} - \theta_{tnm}$$

$$\psi_1 = -\alpha_{nm} + \theta_{tnm}$$

$$\theta_{tnm} = \operatorname{tg}^{-1} |\omega \cdot T_{nm}|$$

$$t_{x1} = 0$$

2. Pulso Negativo $i_{nm}^{(2)}(t)$

Considera-se agora a referência de tempos no início do pulso negativo da corrente, como ilustra a figura II.3. Analogamente, tem-se:

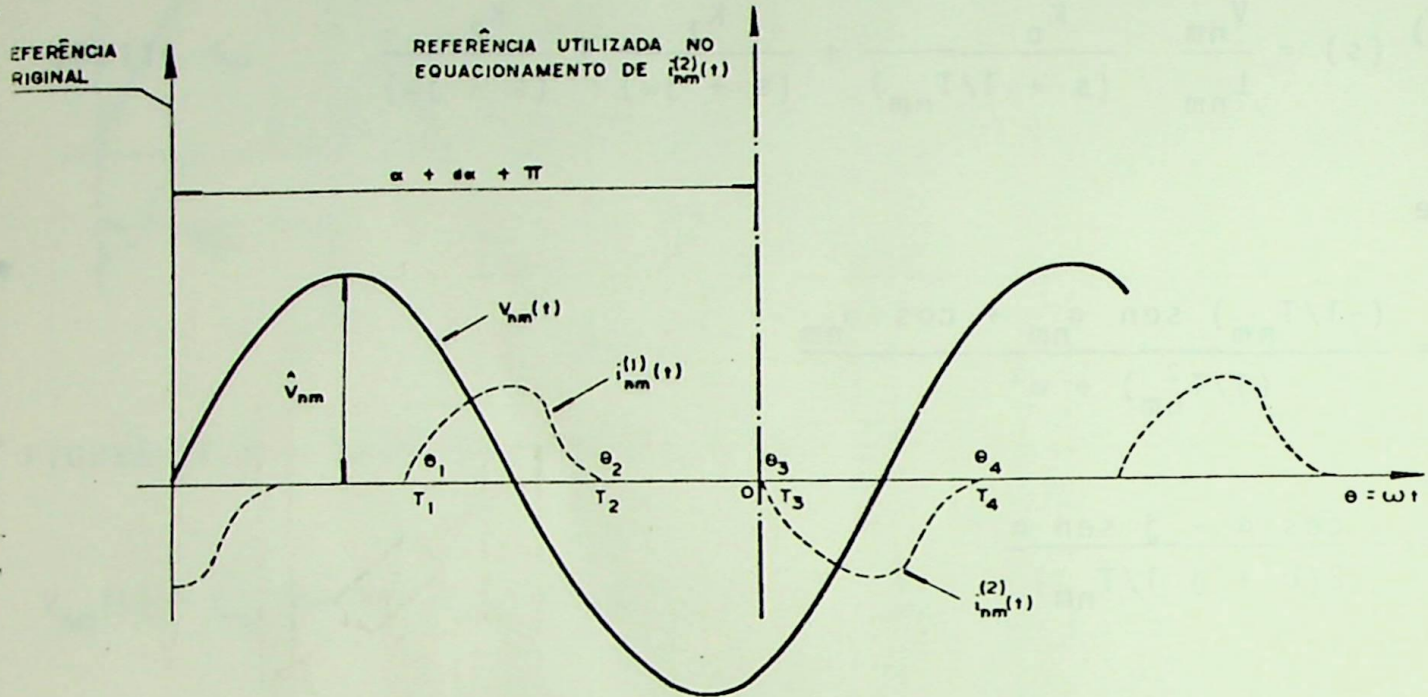


FIGURA II.3 - Referência para o equacionamento do pulso negativo.

$$V_{nm}(t) = \hat{V}_{nm} \sin(\omega t + \alpha_{nm} + d\alpha_{nm} + \pi) = R_{nm} i_{nm}^{(2)}(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_{nm}^{(2)}(t) \quad (II.6)$$

Fazendo: $\alpha_{nm} + d\alpha_{nm} + \pi = \delta$, vem:

$$V_{nm}(t) = \hat{V}_{nm} \sin(\omega t + \delta) = R_{nm} i_{nm}^{(2)}(t) + L_{nm} \frac{d}{dt} i_{nm}^{(2)}(t) \quad (II.7)$$

Assim, conclui-se diretamente, comparando-se com a equação (II.1), a solução:

$$i_{nm}^{(2)}(t) = W_2 e^{-(t-t_{x2})/T_{nm}} + A_m \cos(\omega t) + A_n \sin(\omega t)$$

onde:

$$W_2 = I_{nm} \cdot \sin \psi_3$$

$$t_{x2} = (\pi + d\alpha_{nm})/\omega$$

$$\psi_3 = -\psi_2 + d\alpha_{nm}$$

FORMULAÇÃO DAS EQUAÇÕES DE COMPENSAÇÃO

O circuito equivalente trifásico da carga desequilibrada e do compensador estático, é ilustrado na figura III.1, em forma de admitâncias equivalentes conectadas em delta.

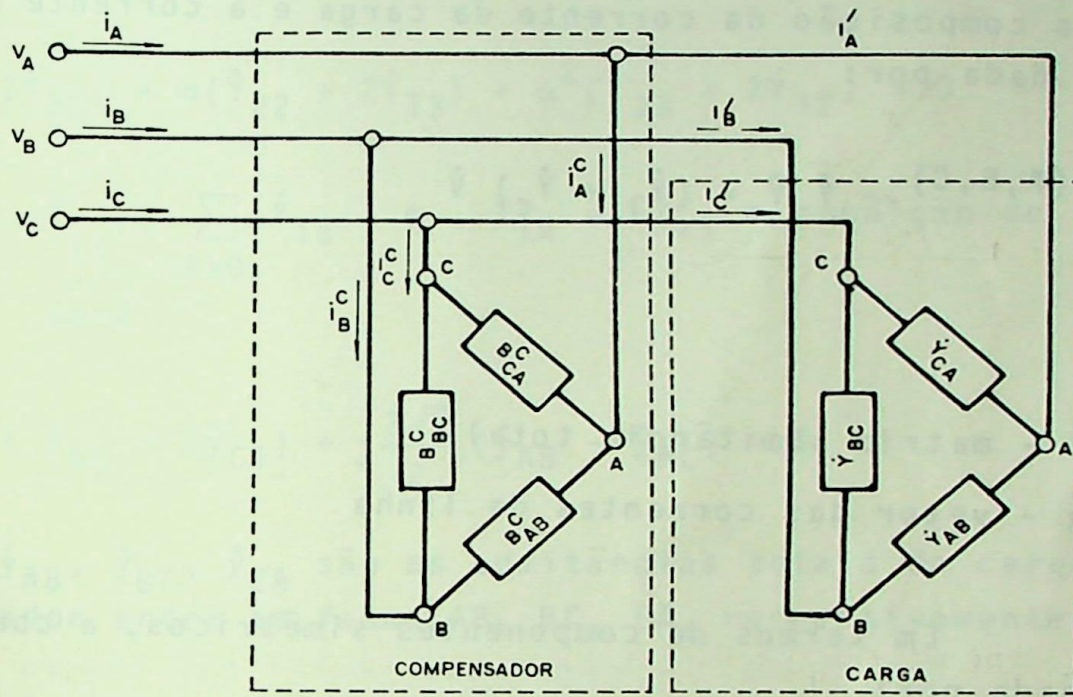


FIGURA III.1 - Circuito equivalente para o equacionamento do sistema de compensação.

Considerando que as tensões do barramento infinito e a impedância da fonte sejam equilibradas, a função do compensador cuja matriz de admitância nodal trifásica, denominada Y_C , será fazer parecer, sob o ponto de vista do sistema, que sua carga, constituída por $Y_C + Y_l$ seja equilibrada. Neste caso, pode-se garantir que as tensões na barra da carga serão equilibradas, e expressar na forma:

$$V = |\dot{V}| \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha^2 \\ \alpha \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

onde :

$$\alpha = 1 \angle 120^\circ$$

Desta forma, a corrente total de alimentação, resultante da composição da corrente da carga e a corrente do compensador é dada por:

$$\dot{i}(A,B,C) = \dot{Y} \dot{V} = (\dot{Y}_l + \dot{Y}_c) \dot{V} \quad (\text{III.2})$$

onde :

$\dot{Y}$ - matriz admitância total

$\dot{i}$ - vetor das correntes de linha

Em termos de componentes simétricos, a corrente total será dada por:

$$\dot{i}(0,1,2) = A^{-1} \dot{i}(A,B,C) \quad (\text{III.3})$$

onde :

A^{-1} - matriz de transformação

sendo :

$$A^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Substituindo (III.4) em (III.3) e (III.2) vem :

$$\dot{i}(0,1,2) = \frac{|\dot{V}|}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} & \dot{Y}_{13} \\ \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{22} & \dot{Y}_{23} \\ \dot{Y}_{31} & \dot{Y}_{32} & \dot{Y}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha \\ \alpha^2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Em condições de equilíbrio, a corrente de sequência negativa é nula ($\dot{i}^{(2)} = 0$) e, como para circuitos lineares passivos $\dot{Y}_{ik} = \dot{Y}_{ki}$, da expansão de (III.5) resulta:

$$(\dot{Y}_{11} + 2\dot{Y}_{32}) + \alpha(\dot{Y}_{22} + 2\dot{Y}_{13}) + \alpha^2(\dot{Y}_{33} + 2\dot{Y}_{12}) = 0 \quad (\text{III.6})$$

como : $\dot{Y}_{ii} = \sum_{A=0} \dot{Y}_{ia}$ e $\dot{Y}_{ik} = -\dot{Y}_{ki}$ a condição de equilíbrio será :

$$\frac{3}{2} (\dot{Y}_{AB} + \dot{Y}_{AC} - 2\dot{Y}_{CB}) + j \frac{3\sqrt{3}}{2} (\dot{Y}_{AB} - \dot{Y}_{AC}) = 0 \quad (\text{III.7})$$

- onde $\dot{Y}_{AB}$, $\dot{Y}_{BC}$, $\dot{Y}_{CA}$ são as admitâncias totais da carga mais o compensador entre as fases AB, BC, CA, respectivamente.

Separando as partes real e imaginária das admitâncias obtêm-se as expressões (III.8) que relacionam as condutâncias e susceptâncias da carga para a condição de equilíbrio.

$$G_{AB} + G_{AC} - 2G_{BC} - \sqrt{3} (B_{AB} - B_{AC}) = 0 \quad (\text{III.8})$$

$$\sqrt{3} (G_{AB} - G_{AC}) + B_{AB} + B_{AC} - 2B_{BC} = 0$$

Para um carregamento monofásico entre as fases AB, aplicando-se as expressões III.8 e sabendo-se que o compensador, considerado ideal, contribui apenas com parcelas reativas, tem-se:

$$G_{AB}^L - \sqrt{3} (B_{AB}^L - B_{AC}^C) = 0$$

$$\sqrt{3} G_{AB}^L + B_{AB}^L + B_{AC}^C - 2B_{BC}^C = 0 \quad (\text{III.9})$$

onde :

$B_{AB}^C, B_{AC}^C, B_{BC}^C$ - susceptâncias do compensador

G_{AB}^L, B_{AB}^L - condutância e susceptância da carga co
nectada.

Cuja solução da ::

$$B_{AB}^C = 0$$

$$B_{AC}^C = -\frac{1}{\sqrt{3}} G_{AB}^L + B_{AB}^L \quad (\text{III.10})$$

$$B_{AB}^C = B_{AB}^L + \frac{1}{\sqrt{3}} G_{AB}^L$$

Assim, se o compensador contribuir com as suscep-
tâncias calculadas em (III.10) a carga total vista pelo sistema
será equilibrada. Nestas condições a corrente de sequência negati-
va é nulo e a corrente de sequência positiva é dada por:

$$I_L^{(1)} = \frac{V}{3} (\dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{33}) - (\dot{Y}_{13} + \dot{Y}_{12} + \dot{Y}_{23}) \quad (\text{III.11})$$

- ou, substituindo as admitâncias por fase, tem-se:

$$I_L^{(1)} = V (\dot{Y}_{AB} + \dot{Y}_{BC} + \dot{Y}_{CA}) \quad (\text{III.12})$$

onde :

$\dot{Y}_{AB}, \dot{Y}_{BC}, \dot{Y}_{CA}$ - admitâncias totais entre as fases AB, BC,
CA, respectivamente.

- substituindo-se (III.10) em (III.12) tem-se:

$$I_L^{(1)} = V (G_{AB} + jB_{AB}) + j(-\frac{G_{AB}}{3} + B_{AB}) + j(\frac{G_{AB}}{3} + B_{AB})$$

- ou seja :

$$I_L^{(1)} = V(G_{AB} + j3B_{AB}) \quad (\text{III.13})$$

Observa-se de (III.13) que o fator de potência carga equilibrada ẽ consideravelmente menor que o da carga monofãsica. Desta mesma equação segue ainda que, para que se posse obter um fator de potência p , o compensador deverá contribuir com mais uma parcela de reativos de forma equilibrada. O fator de potência final do conjunto ẽ dado por:

$$p = \frac{G_{AB}^L}{(G_{AB}^L)^2 + 9(B_{AB}^L)^2}$$

- ou seja :

$$B_{AB}^L = G_{AB}^L \frac{\sqrt{1 - p^2}}{3p} \quad (\text{III.14})$$

- sendo p o fator de potência desejado B_{AB}^I será a susceptância total que existirá entre as fases AB compreendendo o compensador e a carga. Assim:

$$B_{AB}^I = B_{AB}^L + B_{AB}^C$$

- onde para um fator de potência desejado p , tem-se:

$$B_{AB}^I = G_{AB}^L \frac{\sqrt{1 - p^2}}{3p} \quad (\text{III.15})$$

- ou seja :

$$B_{AB}^C + B_{AB}^L = G_{AB}^L \frac{\sqrt{1 - p^2}}{3p}$$

Assim o valor de susceptância que deve ser acrescentado nas três fases é dada por:

$$B^C = CFP G_{AB}^L - B_{AB}^L \quad (III.16)$$

Adicionando a parcela calculada por (III.16) nas expressões (III.10) tem-se:

$$B_{AB}^C = CFP G_{AB}^L - B_{AB}^L$$

$$B_{BC}^C = CFP G_{AB}^L + \frac{1}{\sqrt{3}} G_{AB}^L \quad (III.17)$$

$$B_{AC}^C = CFP G_{AB}^L - \frac{1}{\sqrt{3}} G_{AB}^L$$

onde :

$$CFP = \frac{\sqrt{1 - p^2}}{3p} - \text{Índice de correção.}$$

APÊNDICE IV

TABELAS DOS RESULTADOS APRESENTADOS NO TEXTO.



=====											
CERRENTES NO BAFRANETIC AC			VALOR DE PICO - AMPERES			ANGULO DE FASE - GRAUS					
=====											
F A S E -- A			F A S E -- B			F A S E -- C					
=====											
FAHM.	MODULO	ANGULO	(FUND.	MODULO	ANGULO	(FUND.	MODULO	ANGULO	(FUND.	MODULO	ANGULO
=====											
1	220.5	0.0	100.0	220.5	0.0	100.0	220.5	0.0	100.0	220.5	0.0
5	44.1	180.0	20.0	44.1	180.0	20.0	44.1	180.0	20.0	44.1	180.0
7	31.5	180.0	14.3	31.5	180.0	14.3	31.5	180.0	14.3	31.5	180.0
11	20.0	180.0	9.1	20.0	180.0	9.1	20.0	180.0	9.1	20.0	180.0
13	17.0	180.0	7.7	17.0	180.0	7.7	17.0	180.0	7.7	17.0	180.0
17	13.0	180.0	5.9	13.0	180.0	5.9	13.0	180.0	5.9	13.0	180.0
19	11.0	180.0	5.3	11.0	180.0	5.3	11.0	180.0	5.3	11.0	180.0
23	9.6	180.0	4.3	9.6	180.0	4.3	9.6	180.0	4.3	9.6	180.0
25	8.8	180.0	4.0	8.8	180.0	4.0	8.8	180.0	4.0	8.8	180.0
=====											

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 2.1.

===== VALOR DE PICO - AMPERES) ----- (ANGULO DE FASE - GRAUS)									
===== F A S E -- A									
===== F A S E -- B									
===== F A S E -- C									
ORDER	AMPLITUDE	ANGLE	PHASE	ANGLE	MODUL	ANGLE	PHASE	MODUL	ANGLE
1	100.0	0.0	0.0	0.0	100.0	0.0	0.0	100.0	0.0
2	4.0	17.3	19.9	14.4	0.2	9.0	7.8	0.2	4.1
3	17.3	15.6	274.2	352.5	19.9	17.2	17.2	19.9	17.2
4	15.6	2.5	250.8	47.5	14.4	12.8	11.8	14.4	12.8
5	2.5	6.3	329.1	305.8	0.2	0.4	0.4	0.2	0.4
6	6.3	8.7	47.5	24.1	7.8	5.4	5.4	7.8	5.4
7	8.7	3.8	24.1	102.5	0.2	0.4	0.4	0.2	0.4
8	3.8	2.9	102.5	79.1	5.4	4.2	4.2	5.4	4.2
9	2.9	3.6	79.1	4.1	4.1	1.3	1.3	4.1	1.3
10	3.6	1.2	4.1	0.0	1.3	0.0	0.0	1.3	0.0
11	1.2	4.3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
12	4.3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
13	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
14	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
15	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
16	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
17	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
18	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
19	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
20	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
21	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
22	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
23	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
24	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
25	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
26	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
27	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
28	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
29	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
30	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
31	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
32	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
33	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
34	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
35	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
36	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
37	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
38	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
39	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
40	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
41	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
42	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
43	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
44	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
45	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
46	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
47	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
48	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
49	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
50	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
51	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
52	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
53	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
54	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
55	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
56	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
57	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
58	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
59	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
60	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
61	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
62	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
63	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
64	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
65	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
66	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
67	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
68	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
69	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
70	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
71	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
72	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
73	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
74	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
75	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
76	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
77	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
78	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
79	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
80	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
81	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
82	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
83	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
84	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
85	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
86	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
87	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
88	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
89	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
90	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
91	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
92	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
93	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
94	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
95	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
96	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
97	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
98	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
99	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
100	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 2.3.

=====									
CORRENTES NO EQUIPAMENTO AC ----- (VALOR DE PICO - AMPERES) ----- (ANGULO DE FASE - GRAUS)									
=====									
ORDEN	FASE -- A		I	FASE L -- B		I	FASE -- C		
=====									
HARM.	MODULO	ANGULO	(FUND.)	MODULO	ANGULO	(FUND.)	MODULO	ANGULO	(FUND.)
=====									
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	224.6	237.5	100.0	220.9	215.3	100.0	215.4	97.2	100.0
3	1.9	292.5	3.8	1.1	283.9	0.5	5.6	111.6	4.4
5	18.6	67.3	17.2	42.8	176.5	19.4	47.3	304.1	21.9
7	33.8	22.3	15.0	31.0	246.9	14.0	24.7	140.6	11.1
9	1.0	337.5	3.6	1.0	311.4	0.5	8.9	154.7	4.2
11	12.3	111.8	5.9	17.9	208.4	8.1	21.1	345.4	5.8
13	17.4	67.0	7.8	15.9	273.4	7.0	9.1	154.2	4.2
15	7.1	22.4	3.1	0.9	323.6	0.4	7.8	157.6	3.6
17	1.6	155.6	2.5	10.1	240.3	4.6	12.0	32.6	5.6
19	10.4	111.4	4.6	9.2	309.6	4.2	3.3	228.6	1.5
21	5.8	67.1	2.0	0.8	5.1	0.4	0.2	240.4	2.9
23	2.0	158.0	0.9	6.1	272.2	2.7	6.9	75.7	2.2
25	6.1	155.4	2.7	5.8	340.3	2.6	0.6	281.0	0.3
27	1	1	1	1	1	1	1	1	1
=====									

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 2.4.

[illegible]

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 2,6.

ORDEN	HARM.	MODULO	ANGULO	FUND.	MODULO	ANGULO	FUND.	MODULO	ANGULO	FUND.
1	1	225.5	350.0	100.0	217.9	228.9	100.0	217.9	111.2	100.0
3	1	10.2	330.0	4.5	5.1	146.6	2.3	5.1	153.4	2.3
5	1	38.1	130.0	16.9	46.4	244.2	21.3	46.4	15.7	21.3
7	1	35.3	110.0	15.7	28.6	341.9	13.1	28.6	238.0	13.1
9	1	10.0	90.0	4.4	5.1	259.7	2.3	5.1	280.3	2.3
11	1	13.2	230.0	5.8	22.1	357.3	10.1	22.1	142.6	10.1
13	1	19.6	230.0	6.7	13.9	95.0	6.4	13.9	4.9	6.4
15	1	9.6	210.0	4.3	5.0	12.8	2.3	5.0	47.2	2.3
17	1	5.3	10.0	2.4	14.7	110.4	6.8	14.7	269.5	6.8
19	1	13.0	330.0	5.8	6.3	208.1	3.8	8.3	131.8	3.8
21	1	9.1	330.0	4.0	5.0	125.9	2.3	5.0	174.1	2.3
23	1	1.4	130.0	0.8	11.1	223.5	5.1	11.1	36.4	5.1
25	1	9.0	110.0	4.0	5.3	321.2	2.4	5.3	256.7	2.4

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 2.7.

=====									
CORRENTES AC		(VALOR DE PICO - AMPERES)		(ANGULO DE FASE - GRAUS)		=====			
CORDEM		F A S E -- A		F A S E -- B		F A S E -- C		=====	
FARM.		MODULO		ANGULO		MODULO		ANGULO	
		(FUNC.)		(FUND.)				(FUND.)	

I	I	I	I	I	I	I	I	I	I
I	I	220.5	I	216.1	I	220.5	I	96.1	I
I	I	44.7	I	180.1	I	44.7	I	300.1	I
I	I	29.0	I	254.4	I	29.0	I	134.4	I
I	I	18.4	I	218.1	I	18.4	I	338.1	I
I	I	14.6	I	290.9	I	14.6	I	170.9	I
I	I	10.5	I	255.1	I	10.5	I	15.1	I
I	I	8.8	I	327.7	I	8.8	I	207.7	I
I	I	6.4	I	292.0	I	6.4	I	52.0	I
I	I	5.5	I	4.1	I	5.5	I	244.1	I
I	I	I	I	I	I	I	I	I	I

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 3.2.

=====									
(VALCF DE PCCC - AMPERES) ----- (ANGULO DE FASE - GRAUS)									
=====									
CORRENTES NC BAFRAMEMTC AC -----									
=====									
F A S E -- B									
=====									
F A S E -- A									
=====									
ORDEN	MCDULO	ANGULO	(FUND.)	MCDULO	ANGULO	(FUND.)	MCDULO	ANGULO	(FUND.)
=====									
1	221.1	236.2	100.0	221.1	216.2	100.0	221.1	96.2	100.0
5	54.7	56.9	24.7	54.7	176.9	24.7	54.7	296.9	24.7
7	15.5	21.1	8.8	19.5	271.1	8.8	19.5	151.1	8.8
11	18.3	102.8	8.3	18.3	222.8	9.3	18.3	342.8	8.3
13	11.5	63.0	5.2	11.5	303.0	5.2	11.5	183.0	5.2
17	10.0	143.5	4.5	10.0	263.5	4.5	10.0	23.5	4.5
19	7.8	100.5	3.5	7.8	340.5	3.5	7.8	220.5	3.5
23	6.3	184.2	2.8	6.3	304.2	2.8	6.3	64.2	2.8
25	5.5	156.7	2.5	5.5	16.8	2.5	5.5	256.8	2.5
=====									

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 3.3.

=====									
CURRENTE AL PARÂMETRO AO									
----- (VALOR DE PICO - AMPERES) ----- (ÂNGULO DE FASE - GRAUS)									
=====									
ORDEN	F A S E -- A		F A S E -- B		F A S E -- C				

HARM.	MODULO	ÂNGULO	(FUND.	MODULO	ÂNGULO	(FUND.	MODULO	ÂNGULO	(FUND.

1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	439.0	377.7	1	439.0	227.7	1	439.0	107.7	1
11	29.0	214.0	1	29.0	337.0	1	29.0	34.0	1
13	49.0	205.4	1	19.0	33.4	1	19.0	23.4	1
23	4.0	20.1	1	4.0	140.1	1	4.0	20.1	1
29	0.0	344.4	1	0.0	227.4	1	0.0	104.4	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 3,6.

=====									
CORRENTES DE COMPENSAÇÃO									
----- (VALOR EFICAZ -- AMPERES) ----- (ÂNGULO DE FASE -- GRAUS)									
=====									
F A S E -- B									
=====									
F A S E -- A									
=====									
ORDEN	MODULO	ÂNGULO	(FUND.	MODULO	ÂNGULO	(FUND.	MODULO	ÂNGULO	(FUND.
=====									
1	1700.4	270.0	1	1700.4	150.0	1	1700.4	30.0	1
5	30.2	270.0	1	30.2	30.0	1	30.2	150.0	1
7	20.0	90.0	1	20.6	30.0	1	26.5	210.0	1
11	15.7	270.0	1	15.7	30.0	1	15.7	150.0	1
15	10.0	90.0	1	12.6	330.0	1	12.6	210.0	1
17	5.4	270.0	1	8.6	30.0	1	8.4	150.0	1
19	5.3	90.0	1	5.3	330.0	1	6.5	210.0	1
=====									

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 5.1.

=====											
CORRENTES NO BARRAMENTO DO COMPENSADOR --- (VALOR EFICAZ -- AMPERES) --- (ÂNGULO DE FASE - GRAUS)											
ORDEN	F A S E -- A			F A S E -- B			F A S E -- C				
	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)		
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1120.4	1	1	275.7	1	1	100.0	1	1	100.0
1	1	24.3	1	1	180.0	1	1	2.2	1	1	0.3
1	1	94.1	1	1	268.1	1	1	8.4	1	1	0.6
1	1	30.7	1	1	106.0	1	1	2.7	1	1	1.5
1	1	15.2	1	1	0.0	1	1	1.4	1	1	2.9
1	1	11.7	1	1	113.2	1	1	1.0	1	1	1.5
1	1	10.4	1	1	267.7	1	1	0.9	1	1	1.6
1	1	5.4	1	1	180.0	1	1	0.5	1	1	0.1
1	1	5.4	1	1	18.5	1	1	0.4	1	1	0.8
1	1	5.2	1	1	25.1	1	1	0.3	1	1	0.5
1	1		1	1		1	1		1	1	

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 5.2.

CORRENTES DO BARRAMENTO DE COMPENSAÇÃO --- (VALOR EFICAZ -- AMPERES) --- (ÂNGULO DE FASE -- GRAUS)											
TABELA I											
F A S E -- A											
F A S E -- B											
F A S E -- C											
FREQ.	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)	MODULO	ÂNGULO	(FUNC.)	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)	MODULO	ÂNGULO
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	436.2	300.0	100.0	755.6	150.0	100.0	436.2	300.0	100.0	436.2	300.0
2	157.0	0.0	30.2	0.0	0.0	0.0	157.0	0.0	30.2	157.0	0.0
3	25.2	240.0	6.7	50.6	30.0	6.7	25.2	240.0	6.7	25.2	240.0
4	12.5	300.0	3.0	22.4	150.0	3.0	12.5	300.0	3.0	12.5	300.0
5	15.7	150.0	3.6	0.0	0.0	0.0	15.7	150.0	3.6	15.7	150.0
6	0.0	60.0	1.1	8.0	210.0	1.1	0.0	60.0	1.1	0.0	60.0
7	4.0	120.0	1.0	7.3	300.0	1.0	4.0	120.0	1.1	4.0	120.0
8	0.0	0.0	1.3	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	1.3	0.0	0.0
9	1.0	240.0	0.4	2.0	30.0	0.4	1.0	240.0	0.4	1.0	240.0
10	2.2	300.0	0.3	3.9	150.0	0.3	2.2	300.0	0.3	2.2	300.0
11	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 5.4.



P. CORREÇÃO DO BARRAMENTO DO COMPENSADOR --- (VALOR EFICAZ -- AMPERES) --- (ÂNGULO DE FASE - GRAUS)											
F A S E -- A											
F A S E -- B											
F A S E -- C											
ORDEN	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)	MODULO	ÂNGULO	(FUND.)	MODULO	ÂNGULO
1	1000.0	0.0	100.0	1000.0	0.0	100.0	1000.0	0.0	100.0	1000.0	0.0
2	1000.0	157.5	0.4	1000.0	157.5	0.4	1000.0	157.5	0.4	1000.0	157.5
3	1000.0	0.0	4.3	1000.0	0.0	4.3	1000.0	0.0	4.3	1000.0	0.0
4	1000.0	21.6	0.4	1000.0	21.6	0.4	1000.0	21.6	0.4	1000.0	21.6
5	1000.0	255.2	4.6	1000.0	255.2	4.6	1000.0	255.2	4.6	1000.0	255.2
6	1000.0	270.0	0.2	1000.0	270.0	0.2	1000.0	270.0	0.2	1000.0	270.0
7	1000.0	55.2	2.7	1000.0	55.2	2.7	1000.0	55.2	2.7	1000.0	55.2
8	1000.0	164.5	0.2	1000.0	164.5	0.2	1000.0	164.5	0.2	1000.0	164.5
9	1000.0	180.0	0.1	1000.0	180.0	0.1	1000.0	180.0	0.1	1000.0	180.0
10	1000.0	4.9	0.1	1000.0	4.9	0.1	1000.0	4.9	0.1	1000.0	4.9
11	1000.0	288.4	0.8	1000.0	288.4	0.8	1000.0	288.4	0.8	1000.0	288.4
12	1000.0	90.0	0.1	1000.0	90.0	0.1	1000.0	90.0	0.1	1000.0	90.0
13	1000.0	40.8	0.5	1000.0	40.8	0.5	1000.0	40.8	0.5	1000.0	40.8
14	1000.0	203.0	0.1	1000.0	203.0	0.1	1000.0	203.0	0.1	1000.0	203.0
15	1000.0	180.0	0.7	1000.0	180.0	0.7	1000.0	180.0	0.7	1000.0	180.0
16	1000.0	237.9	0.1	1000.0	237.9	0.1	1000.0	237.9	0.1	1000.0	237.9
17	1000.0	355.8	0.3	1000.0	355.8	0.3	1000.0	355.8	0.3	1000.0	355.8
18	1000.0	90.0	0.1	1000.0	90.0	0.1	1000.0	90.0	0.1	1000.0	90.0
19	1000.0	3.2	0.2	1000.0	3.2	0.2	1000.0	3.2	0.2	1000.0	3.2
20	1000.0	200.1	0.1	1000.0	200.1	0.1	1000.0	200.1	0.1	1000.0	200.1

Harmônicos nas Correntes de Alimentação. Tabela Equivalente ao Gráfico 5.5.

REFERÊNCIAS

- |1| - Oliveira, J.C. - "Multiple Converter Harmonic Calculations with Non-Ideal Conditions" - Ph.D. Tesis, UMIST, NOVEMBER 1978.
- |2| - Gões, N.L.V. - "Análise, Modelagem e Simulação de Fontes e Fluxo Harmônico em Sistemas Elétricos" - Tese de Mestrado, EFEI, Itajubá-MG, 1981.
- |3| - Kimbark, E.W. - "Direct Current Transmission" - Vol. 1 Book, Wiley Interscience, New York, 1971.
- |4| - Owen, R.E. - "Distribution System Harmonics: Effects on Equipment and Operation" - The Line, Vol. 2, pp. 2-8, 1979.
- |5| - Linders, J.R. - "Electric Wave Distortion: Their Hidden Costs and Containment" - IEEE Trans. on Industry Appl. Vol. IA - 15, nº 5, pp. 453-58, SEP/OCT 1979.
- |6| - Stratford, R.P. - "Analysis and Control de Harmonic Current in Systems with Static Power Converters" - IEEE Trans. on Industry Appl. Vol. IA - 17, nº 1, JAN/FEV 1981.
- |7| - Pileggi, D.J., Chandra, N.H., and Emanuel A.E. - "Prediction de Harmonic Voltages in Distribution Systems"-IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS - 100, nº 3, MARCH 1981.
- |8| - Ainsworth, J.D. - "Harmonic Instability Between Controlled Static Converters and AC Networks" - Proc. IEE, Vol. 114, nº 7, pp. 949-957 JUL 1967.
- |9| - Ainsworth, J.D. - "The Phase-Locked Oscillator - A New Control System for Controlled Static Rectifier". IEEE Transactions on Power Apparatus Systems, Vol. PAS-87 , nº 3. pp. 859-864. MAR. 1968.

- |10| - Reeve, J. Krishnayya, P.C.S. - "Unusual Current Harmonics Arising from High-Voltage DC Transmission" - IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS - 87, nº 3, pp. 883-893, MARCH 1968.

- |11| - Bennell, F.T. - "Current Balance in 12-Pulse Rectifiers Comprising Parallel Bridges". Foster Transformers Ltd., pp. 66-69.

- |12| - Dobinson, L.G. - "Tradition Changes with Harmonics". Thorn Automation Limited. IEEE, Conference nº 66.

- |13| - Galloway, J.H. - "Line Current Waveforms and Harmonics for a Large Multiphase Thyristor Converter System". IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. IA-12, nº 5, SEPTEMBER/OCTOBER 1977.

- |14| - Pinheiro, R.F. - "Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos" - Te se de Mestrado - EFEI, Itajubá, MG, 1980.

- |15| - Gyugyi, L. Otto, R.A. and Putman, T.H. - "Principles and Applications of Static Thyristor - Controlled Shunt Compensators" - IEEE, Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS - 97, nº 5, SEPT/OCT. 1978, pp. 1935-1945.

- |16| - Sundberg, Yngue - "The Arc Furnace AS a Load on the Network" - Asea Journal 1976, Vol. 49, nº 4, pp. 75-87.

- |17| - Gyugyi, L. - "Reactive Power Generation and Control By Thyristor Circuits". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA - 15, nº 5, SEPT/OCT., 1979. pp. 522-532.

- |18| - Frank, H., Ivner, S. - "Tycap, Power-Factor Correction Equipment Using Thyristor - Controlled Capacitors for

Arc Furnaces". Asea Journal 1973, Vol. 46, nº 6, pp. 147 - 152.

- [19] - Oliveira, J.C.; Cogo, J.R. - "Transmissão em Corrente Contínua". Apostilas do Curso de Engenharia de Sistemas Elétricos (CESE), Vol. 1, Itajubá, 1982.
- [20] - Moore, A.H. - "Parallel Operation de Electrochemical Rectifiers". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA - 15, nº 6, NOVEMBER, 1979.