

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS  
FACULDADE DE ENGENHARIA DE CAMPINAS  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

UMA CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DA  
INSTABILIDADE CAUSADA POR  
CONVERSORES ESTÁTICOS

ALOISIO DE OLIVEIRA

Orientadores: Prof.Dr.JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA  
Prof.Dr.MAURO SÉRGIO MISKULIN

Tese apresentada à Faculdade de  
Engenharia, da Universidade Es-  
tadual de Campinas - UNICAMP -  
como parte dos requisitos exigidos  
para obtenção do título de  
MESTRE EM CIÊNCIAS.

OUTUBRO 1983

UNICAMP  
BIBLIOTECA CENTRAL



À minha esposa, cunhada, irmão,  
e a todos que, de certo modo,  
contribuíram para a realização  
deste trabalho.

AGRADECIMENTOS...

- ... ao Prof. Dr. José Carlos de Oliveira,  
pela orientação e constante incentivo  
durante este trabalho;
- ... ao Prof. Dr. Mauro Sérgio Miskulin ,  
pela orientação e apoio;
- ... à M. Júlia, pela datilografia;
- ... à Deus, pela proteção nas inúmeras via  
gens realizadas para este estudo.

## ÍNDICE

RESUMO	
ABSTRACT	
INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO I - HARMÔNICOS, SUAS FONTES E LIMITES .....	4
1.1 - INTRODUÇÃO .....	5
1.2 - CONCEITUAÇÃO DE HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR UMA ONDA PERIÓDICA NÃO-SENOIDAL .....	5
1.3 - FONTES HARMÔNICAS .....	7
1.4 - PROBLEMAS PROVOCADOS POR HARMÔNICOS .....	13
1.5 - NECESSIDADES E DIFICULDADES PARA SE ESTABELECER MÉTODOS DE LIMITAÇÃO DOS HARMÔNICOS .....	17
1.6 - RECOMENDAÇÕES SOBRE LIMITES DOS HARMÔNICOS	18
CAPÍTULO II - FUNDAMENTOS DA INSTABILIDADE E AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA .....	22
II.1 - INTRODUÇÃO .....	23
II.2 - INSTABILIDADE E AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA .	23
II.3 - TIPOS DE SISTEMAS DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS E SUA INFLUÊNCIA NA ANÁLISE DA INSTABILIDADE E AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA .	26
II.4 - SIMULAÇÃO EXPERIMENTAL DO EFEITO DA AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA .....	28
II.5 - RETIFICADORES TRIFÁSICOS NÃO CONTROLADOS E O EFEITO DA INSTABILIDADE OU AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA .....	34
CAPÍTULO III - PONTE CONVERSORA TRIFÁSICA .....	35

III.1 - INTRODUÇÃO .....	36
III.2 - ANÁLISE DA PONTE CONVERSORA TRIFÁSICA	36
III.2.1 - Princípio de Operação .....	37
III.3 - SISTEMAS DE PRODUÇÃO DOS PULSOS DE IG NIÇÃO PARA OS CONVERSORES .....	42
III.3.1 - Sistema com Controle Indivi dual dos Pulsos (CIP) .....	42
III.3.2 - Sistemas com Pulsos Equidis tantes (PIE) .....	49
III.4 - HARMÔNICOS GERADOS PELA PONTE CONVERSO RA TRIFÁSICA .....	52
III.4.1 - Harmônicos Característicos com Ângulo de Comutação Zero	53
III.4.2 - Harmônicos Característicos com Ângulo de Comutação Dife rente de Zero .....	55
III.4.3 - Eliminação de Corrente Harmô nica e Representação dos Trans formadores Defasadores .....	56
III.4.4 - Equação da Corrente de Comu tação Simplificada .....	59
III.4.5 - Equação Geral para Corrente de Comutação .....	62

CAPÍTULO IV - SIMULAÇÃO DO SISTEMA ALIMENTADOR-CONVERSOR, CÂL CULO DE HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS E NÃO-CARAC TERÍSTICOS, ANÁLISE DA INSTABILIDADE .....	65
IV.1 - INTRODUÇÃO .....	66
IV.2 - DESCRIÇÃO GERAL DO MÉTODO UTILIZADO ...	66
IV.3 - SIMULAÇÃO DIGITAL .....	68
IV.3.1 - Principais Passos .....	68
IV.3.2 - Cálculo do Instante de Disparo do Tiristor - Pontos de Tensão Zero .....	69

IV.3.3 - Análise Harmônica das Correntes dos Conversores ....	72
IV.3.4 - Cálculo dos Coeficientes de Fourier para as Correntes de Linha .....	82
IV.4 - HARMÔNICOS NÃO-CARACTERÍSTICOS GERADOS POR CONVERSORES .....	86
IV.5 - FLUXOGRAMA DO PROGRAMA .....	87
IV.6 - ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	88
IV.7 - ANÁLISE DA CONVERGÊNCIA FINAL DO PROGRAMA DIGITAL EM FUNÇÃO DA IMPEDÂNCIA CA E DA CORRENTE DE LINHA CC ( $I_d$ )...	124
CAPÍTULO V - CONCLUSÕES GERAIS .....	126
APÊNDICE I - FORMULAÇÃO DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO .....	130
BIBLIOGRAFIA .....	136

## RESUMO

Esta tese tem por objetivo o cálculo de harmônicos produzidos por instalações multi-conversoras operando sob situações não-ideais. A impedância do sistema CA e a presença de filtros são considerados através de um método iterativo. Uma formulação geral para a corrente CA é desenvolvida, com a qual descreve-se um programa para computador digital que permite o cálculo de correntes e tensões harmônicas. Empregando-se um método iterativo é possível analisar a amplificação e mesmo a instabilidade harmônica.



## ABSTRACT

This thesis is concerned with multiple converter harmonic calculations under non-ideal conditions. AC system impedance and filters also taken into account by using an iterative method applied to the steady state conditions. A general formulation is developed and using this a digital computer programme is described to evaluate harmonic currents and voltages on the AC side. Using an iterative method harmonic amplification and even instability is considered.

## INTRODUÇÃO

Este trabalho tem por objetivo principal a análise de um efeito, denominado por "instabilidade harmônica" devido à operação de conversores estáticos, trifásicos, os quais são fontes de energia a tiristores. O efeito está relacionado diretamente com a geração de harmônicos característicos e não característicos decorrentes da operação dos conversores. Neste sentido, análises específicas a respeito destes harmônicos serão também realizadas.

Estas correntes harmônicas, ao serem injetadas no sistema C.A., causam efeitos indesejáveis, além da instabilidade harmônica. Dentre eles, podemos citar:

- distorção das tensões nas barras do sistema;
- sobretensões devido a uma possível ressonância;
- sobreaquecimento nas máquinas rotativas, devido ao aumento das perdas no ferro e cobre;
- erros na operação de equipamentos eletrônicos, de controle, de proteção, de medição e outros;
- interferências em sistemas de comunicações;
- perdas no sistema de alimentação, devido à passagem da corrente harmônica pelos elementos resistivos.

Estes fatos evidenciam ainda mais a preocupação e a procura de métodos para análise e a eliminação destas componentes indesejáveis geradas no sistema elétrico.

No presente, não há nenhuma norma internacional sobre limites de harmônicos, nem meios com que eles seriam expressados. Alguns países têm, contudo, regulamentos para o propósito, tal como os da Engineering' Recommendation G5/3, publicada pelo Electricity Council (U.K.), e outros.

Devido à capacidade das instalações conversoras estar aumentando rapidamente, tanto em transmissão de energia quanto em aplicações industriais, é somente por cooperação entre autoridades de distribuição de energia, consumidores e fabricantes, que os problemas devidos aos harmônicos serão superados com sucesso.

Há portanto uma necessidade de métodos para prever a ordem e nível de harmônicos a ser esperado das instalações conversoras. Com a simulação digital, como a desenvolvida no trabalho, podem ser conhecidos os níveis harmônicos, uma possível sobretensão harmônica devida a qualquer frequência ressonante e a verificação da instabilidade ou amplificação do sistema em análise.

No decorrer do trabalho, procurar-se-á, antes de ser estudado o efeito da instabilidade propriamente dito, conceituar harmônicos, citar as principais fontes geradoras de harmônicos, analisar o princípio de operação dos conversores estáticos e a ordem das correntes harmônicas geradas por tais equipamentos, de forma que a análise do assunto em pauta fique mais evidente.

Todo desenvolvimento da tese será tratado em vários capítulos, conforme a descrição a seguir.

## CAPÍTULO I - HARMÔNICOS, SUAS FONTES E LIMITES

Neste capítulo são conceituados harmônicos e citadas as suas principais fontes geradoras. Uma breve descrição do fenômeno conhecido por instabilidade, bem como o da amplificação harmônica são realizadas. Finalmente, recomendações para os níveis de harmônicos são indicadas.

## CAPÍTULO II - FUNDAMENTOS DA INSTABILIDADE E AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA

A descrição do fenômeno instabilidade e amplificação harmônica é realizada neste capítulo.

## CAPÍTULO III - PONTE CONVERSORA TRIFÁSICA

Este capítulo descreve o conversor trifásico, analisa as ordens harmônicas de corrente gerada pelo conversor sob condições ideais, e fornece uma expressão para a corrente de comutação, permitindo qualquer tipo de imperfeição na alimentação do conversor, e ainda, no mesmo capítulo, considera-se os transformadores defasadores empregados na alimentação de conversores.

## CAPÍTULO IV - SIMULAÇÃO DO SISTEMA ALIMENTADOR-CONVERSOR, CÁLCULO DOS HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS E NÃO-CARACTERÍSTICOS E ANÁLISE DA INSTABILIDADE HARMÔNICA

Este capítulo descreve a simulação digital, a qual foi fundamentada na referência [ 8 ]. A descrição do sistema é realizada de forma trifásica e por um conjunto de equações em regime permanente, sendo possível considerar os seguintes elementos:

- Impedância da alimentação C.A.,
- Desequilíbrio da alimentação C.A.,
- Tipo do sistema de controle,
- Sistema Multi-conversor
- Sistema de filtros

sendo que estes efeitos podem ser simulados ao mesmo tempo, ou separadamente.

Em resumo, o programa fornece os cálculos dos pontos de tensão nula e das correntes harmônicas produzidas pelo conversor, imediatamente ao alimentá-lo. Injeta estas correntes no sistema alimentador e recalcula os novos pontos de tensão nula (nova condição de operação para alimentação do conversor). Conecta o sistema de filtros e verifica os componentes harmônicos drenados. Para esta nova condição de operação, calcula as correntes e tensões harmônicas, verificando ao mesmo tempo uma possível sobretensão harmônica. São obtidas, portanto, as componentes harmônicas características e não-características, seus níveis e, finalmente, a verificação de uma instabilidade ou amplificação harmônica.

A técnica utilizada na simulação, considerando a operação em regime permanente, é baseada num método iterativo, em que sistemas mais complexos podem ser estudados em curto tempo de execução e a solução final é obtida com muita exatidão. O método em regime permanente tem sido muito usado em outras análises de engenharia elétrica, sendo o estudo do fluxo de carga CA, o exemplo mais conhecido.

## CAPÍTULO V - CONCLUSÕES GERAIS

Finalmente, este último capítulo tem como propósito concluir os resultados obtidos na tese.

CAPÍTULO I

HARMÔNICOS , SUAS FONTES  
E LIMITES

## 1.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo a conceituação de harmônicos, assim como descreverá sucintamente as principais fontes harmônicas. Recomendações para níveis de harmônicos no sistema serão também indicadas.

## 1.2. CONCEITUAÇÃO DE HARMÔNICOS PRODUZIDOS POR UMA ONDA PERIÓDICA NÃO-SENOIDAL

Entende-se por harmônicos, em eletricidade, os componentes múltiplos da frequência fundamental de tensão e corrente. Com base no estudo das ondas não-senoidais periódicas, qualquer onda distorcida de tensão ou de corrente pode ser decomposta em série de Fourier, em uma componente senoidal de mesma frequência que a onda distorcida, comumente chamada "onda fundamental", e em outras ondas também senoidais de frequências múltiplas da fundamental, denominadas harmônicos. Um exemplo típico é a forma de onda da corrente, na linha de um sistema que alimenta uma ponte conversora trifásica. As Figs. 1.1 e 1.2 ilustram o caso.

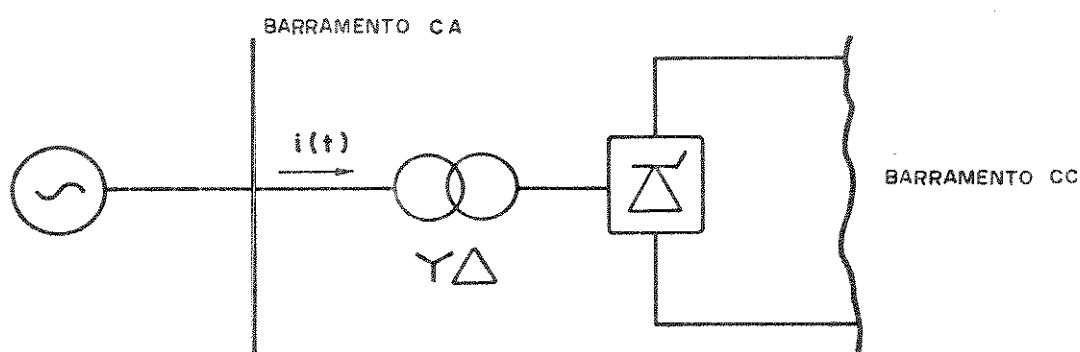


Fig. 1.1 - Sistema Conversor Retificador

A forma de onda da corrente, considerando o ângulo de comutação nulo, tem a forma indicada na Fig. 1.2.

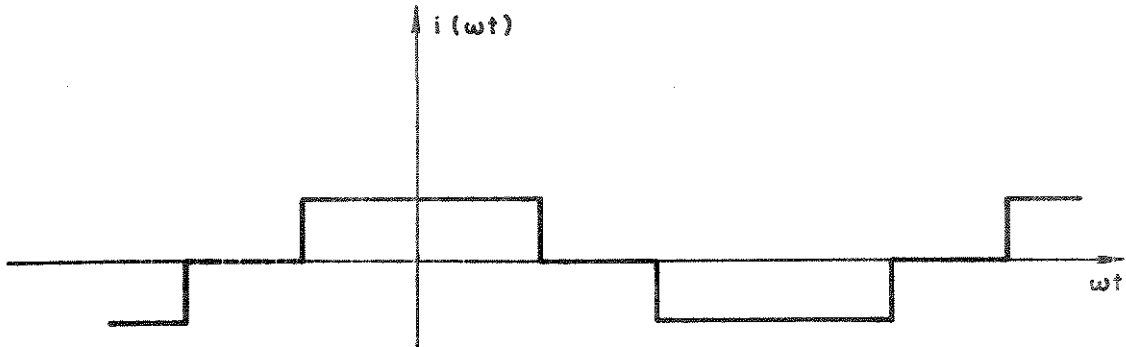


Fig. 1.2 - Forma de onda da corrente de linha para o sistema conversor

A corrente  $i(t)$  ilustrada pode ser decomposta em série de Fourier, cujo desenvolvimento leva à seguinte expressão:

$$i(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[ \cos\omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \frac{1}{11} \cos 11\omega t + \dots \right] \quad (1.1)$$

A Fig. 1.3 ilustra a composição harmônica que pode ser obtida pela superposição dos sinais que compõem a eq.(1.1).

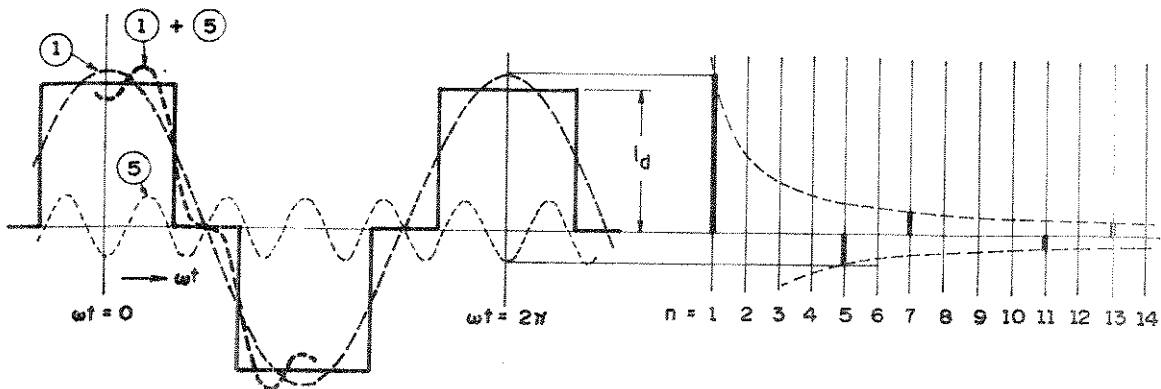


Fig. 1.3 - Harmônicos característicos produzidos por uma ponte conversora trifásica de 6 pulsos

Portanto, fica caracterizado que o conversor estático é um circuito não linear que injeta correntes harmônicas no sistema de alimentação. Devido ao fluxo das correntes distorcidas através das impedâncias do sistema, ocorrerão quedas de tensão também distorcidas, deformando a onda de tensão. Os conversores são atualmente exemplos significativos de fontes geradoras de harmônicas nos sistemas elétricos. Estes dispositivos são empregados industrialmente para controle de motores de corrente contínua que acionam laminadores, em processos de eletrólise (estanhagem de metais), em subestações de retificação controlada para locomotivas, etc. A característica não linear dos diodos e/ou tiristores, normalmente usadas nos conversores estáticos, é que os torna muito úteis, mas é também esta característica que origina formas de onda de tensão e corrente não-senoidais, conforme mencionado anteriormente. Um estudo detalhado deste equipamento será feito neste trabalho. Outros equipamentos à tiristores também serão comentados a seguir, uma vez que geram harmônicos e influenciam o sistema de alimentação. Estes dispositivos serão discutidos rapidamente, por não apresentarem objetivos específicos no desenvolvimento pretendido.

### I.3. FONTES HARMÔNICAS [3,4]

Para uma melhor orientação durante os estudos envolvendo os harmônicos, costumam-se dividir as cargas industriais geradoras de harmônicos em três grupos básicos:

#### 1. CARGAS DE CONEXÃO DIRETA AO SISTEMA

- . motores de corrente alternada
- . transformadores alimentadores
- . circuitos de iluminação com lâmpadas de descarga
- . fornos a arco
- . etc.

#### 2. CARGAS CONECTADAS ATRAVÉS DE CONVERSORES

- . motores de corrente contínua controláveis
- retificadores controlados



- . motores de indução controláveis
  - inversores auto-controlados
  - retificadores não controlados de grande potência
  - ciclo conversor
- . etc.

### 3. REGULADORES

- . Todos os sistemas de controle que não envolvem variação de frequência
  - fornos de indução controlados por reatores saturados
  - cargas de aquecimento controlados por tiristores
  - velocidade dos motores CA controlados por tensão do estator

As cargas denominadas de uso residencial, por exemplo, aparelhos de TV, através de seus repetidores, podem tornar-se bastante significativas em virtude do grande número que são usados simultaneamente e por períodos relativamente grandes. Neste grupo podem também ser incluídos os pequenos motores de corrente alternada controlados ou não, por exemplo, usados em:

- . compressores de refrigeradores
- . ventiladores
- . bombas elétricas
- . ferramentas elétricas

As diversas cargas do sistema que são capazes de gerar harmônicos são rapidamente discutidas a seguir.

#### A. GERADORES EM C.A.

Embora as formas de onda das tensões produzidas pelos geradores sejam usualmente bastante próximas do aspecto senoidal, um gerador de corrente alternada pode ser considerado como uma fonte de tensões harmônicas equilibradas de sequência zero.

A origem destes harmônicos pode ser explicada em termos

da distribuição de fluxo na máquina. Em substituição ao desejado fluxo perfeitamente senoidal, sabe-se que a distribuição do fluxo no entreferro para um alternador é do tipo ilustrado na Fig. 1.4.

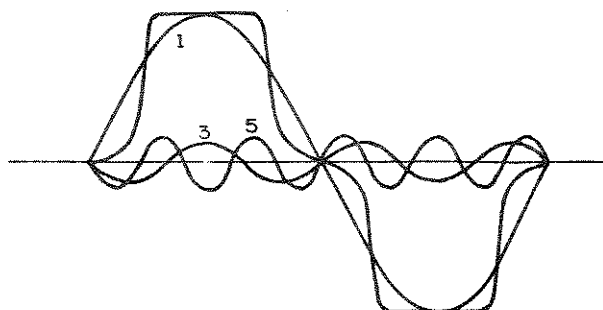


Fig. 1.4 - Distribuição do fluxo

Analisando a forma de onda do fluxo pela série de Fourier, verifica-se que a mesma pode ser considerada como a composição de uma componente fundamental, à qual são superpostas diversas componentes harmônicas de ordem ímpar. Então, a cada componente de fluxo estará associada uma correspondente tensão. Deve-se ainda observar que os harmônicos de ordem diferente de três ou de seus múltiplos constituirão um sistema equilibrado de tensões harmônicas. Entretanto, o 3º harmônico e múltiplos destes, formarão um sistema de tensões de sequência nula. Como valores típicos [1] destes harmônicos tem-se:

$$\frac{E_3}{E_1} = 0,075$$

$$\frac{E_5}{E_1} = 0,015$$

$$\frac{E_7}{E_1} = 0,0007$$

## B. TRANSFORMADORES

Os transformadores podem ser considerados como geradores de tensões e/ou de correntes harmônicas que aparecem devido à distorção magnética e componentes harmônicas dos fluxos induzindo f.e.m.s. em seus enrolamentos. Deve ser ressaltado que o projeto econômico dos transformadores exige que seu núcleo (normalmente aço-silício com grãos orientados) trabalhe na parte não linear da curva de saturação, resultando em apreciável saturação. Nestas condições a corrente de magnetização não é uma onda senoidal e sua forma depende da característica (curva B-H, Fig. 1.5) do circuito magnético do transformador. Já a forma de onda da corrente é aquela mostrada na Fig. 1.5.b.

Observa-se que, apesar do fluxo ser senoidal, a corrente é uma onda distorcida. A análise desta onda de corrente mostra que ela contém componentes harmônicas ímpares de valores consideráveis, estando a componente de 3º harmônico representada na Fig. 1.5.b. Valores típicos [2] dos harmônicos são:

- 45% para o 3º harmônico
- 15% para o 5º harmônico
- 3% para o 7º harmônico
- etc.

Estes valores são expressos em porcentagem do valor da onda senoidal da corrente total de excitação, a qual é praticamente constante e independente da carga.

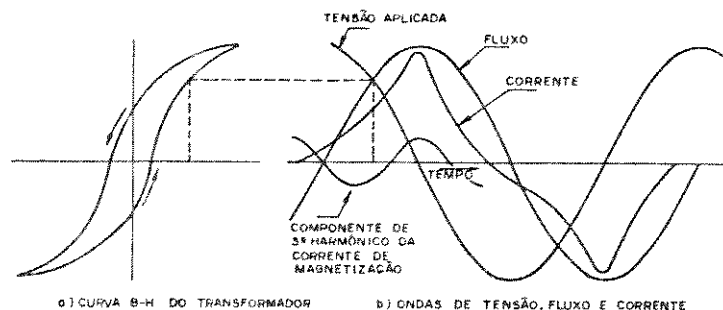


Fig. 1.5 - Formas de onda da corrente de Magnetização, da tensão aplicada, do fluxo atrasado 90º em relação à tensão, e do 3º Harmônico componente da corrente

### C. COMPENSADORES ESTÁTICOS DE ENERGIA REATIVA

É fato conhecido que durante os estudos do fluxo de potência dos sistemas elétricos deve ser feito um balanço de potência ativa e reativa ao longo do sistema. Desse modo, a componente indutiva da corrente circulando através das impedâncias do sistema é em grande parte responsável pela queda de tensão nos terminais de carga. Quando o valor desta componente se torna razoavelmente alta, a queda de tensão pode se mostrar inconveniente, ou mesmo proibitiva, para a operação satisfatória da instalação.

Dentre os vários sistemas de compensação estática utilizados para suprir esta energia reativa, pode-se citar os seguintes [3]:

- . reator a núcleo saturado
- . reator controlado por tiristores
- . capacitores chaveados a tiristores

Sob o ponto de vista de geração de harmônicos, pode-se dizer que somente os dois primeiros introduzem harmônicos no sistema elétrico de alimentação.

Se  $K=1,2,3,\dots$  e  $P$  o nº de pulsos da instalação, tem-se que o primeiro tipo gera harmônicos de ordem

- $2KP \pm 1$  para uma ( $P=1$ ) unidade magnética
- $6K \pm 1$  para três unidades magnéticas
- $12K \pm 1$  para seis unidades magnéticas

O segundo tipo é composto de um reator chaveado por meio de tiristores e inclui um banco de capacitores. Para este tipo, pode-se afirmar que aparecem principalmente os harmônicos de 3ª, 5ª, 7ª ordens, não excedendo os percentuais típicos de [13,5%], [5,8%] e [2,5%] da fundamental, respectivamente. De uma forma geral, podem aparecer harmônicos de ordem

$$2K \pm 1$$

### D. FORNOS A ARCO

Os fornos a arco, muito utilizados para fundição de su

catas, tiveram nos últimos anos uma tendência, principalmente nas indústrias de maior porte, de crescimento substancial, devido, entre outros fatores, ao processo metalúrgico empregado ser mais simples e também a utilização de energia elétrica como alternativa energética por ser mais atrativa e de menor custo.

Em consequência, tem ocorrido também um aumento razoável na potência e a maneira em que ela é absorvida pelo forno, conduz ao aparecimento de distúrbios, tais como flutuação da tensão e geração de correntes harmônicas. A referência [5] fornece resultados estatísticos obtidos dos níveis harmônicos. Devido este tipo de equipamento permitir uma variação aleatória da corrente, torna muito difícil a determinação da sua composição harmônica. Em geral, as ordens e seus níveis são:

*Tabela 1.1 - Nível médio de harmônicos, produzidos por fornos a arco (% da fundamental)*

Harmônico de ordem "N"	Amplitude Média %	Nível Máximo %
2	4 a 3	30
3	6 a 10	20
4	2 a 6	15
5	2 a 10	12
6	2 a 3	10
7	3 a 6	8
9	2 a 5	7

#### E. PONTE TRIFÁSICA TOTALMENTE CONTROLADA

É um equipamento estático, que tem por objetivo transformar uma tensão alternada em tensão contínua, sendo formada basicamente por seis tiristores. Devido à característica de operação, este equipamento pode gerar

todas ordens harmônicas, as quais serão estudadas no decorrer do trabalho, por ser parte do conteúdo desta tese.

#### F. PONTE TRIFÁSICA SEMI-CONTROLADA

A sua característica de operação é muito semelhante à da ponte totalmente controlada, diferenciando apenas no número de tiristores utilizados. A ponte semi-controlada é formada por apenas três tiristores e três diodos, característica esta que não permite o controle total. Apesar desta economia no número de tiristores e no sistema de controle, ocorre neste equipamento uma grande desvantagem, que é a dos níveis das correntes harmônicas serem maiores aqui que nos conversores convencionais (controlados e não controlados).

As ordens dos harmônicos gerados são:

$$3K \pm 1$$

onde  $K=1,2,3,\dots$

#### G. REGULADOR CA, CICLO-CONVERSOR E INVERSOR AUTO-CONTROLADO [7]

São equipamentos estáticos, constituídos de tiristores, que também geram harmônicos devido à sua característica não-linear. Embora estes dispositivos tenham grande aplicação industrial, os mesmos não serão abordados por não constituírem o objetivo deste trabalho.

### I.4. PROBLEMAS PROVOCADOS POR HARMÔNICOS.

#### A. PERDAS EM MÁQUINAS ELÉTRICAS [7]

Face aos harmônicos presentes na tensão de alimentação,

as perdas nas máquinas aumentam.

As perdas no ferro aumentam, pois elas (Histerese e Foucault) dependem da velocidade relativa do campo girante, a qual, para as frequências harmônicas é aumentada.

## B. DISTORÇÕES DO BARRAMENTO PRINCIPAL E SOBRETENSÕES HARMÔNICAS

Para um dado sistema, contendo uma fonte de harmônicos, a circulação da corrente harmônica gerada irá causar distorções nos barramentos, pois o valor desta corrente multiplicada pela impedância encontrada até um barramento, irá provocar uma tensão harmônica  $V_n$ . Portanto, esta tensão é superposta à tensão fundamental, originando a distorção propriamente dita.

O problema se torna ainda mais grave, se para uma determinada frequência harmônica ocorrer no sistema uma ressonância. Esta situação também será levada em conta no presente trabalho.

## C. SOBRECARGA EM BANCOS DE CAPACITORES [7]

Se o valor de pico da tensão do barramento aumenta, devido a superposição das tensões harmônicas com a da fundamental, ou mesmo devido a uma sobretensão harmônica causada por uma ressonância, bancos de capacitores poderiam ficar sujeitos a estas tensões elevadas, e, eventualmente, seu nível de isolamento poderia ser ultrapassada.

A título de ilustração, o gráfico da Fig. 1.6 mostra o efeito da sobretensão de regime permanente na durabilidade dos capacitores.

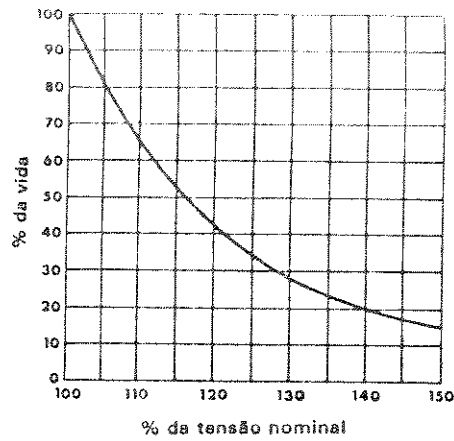


Fig. 1.6 - Efeito da sobretensão na vida do capacitor (unidade típica)

#### D. INSTABILIDADE HARMÔNICA [15]

Estando o conversor em operação, o mesmo produzirá harmônicos de corrente. Parte destes harmônicos serão injetados no sistema de alimentação e em consequência a tensão do barramento do conversor apresentará distorções harmônicas. Como resultado, aqueles pontos de intersecção entre as tensões usados para a operação dos pulsos de disparo não estarão mais espaçados de  $60^\circ$  elétricos, como é o caso quando as tensões são perfeitamente senoidais e balanceadas. Isto produzirá pulsos cujos espaçamentos são diferentes de  $60^\circ$  e como consequência haverá geração de harmônicos não característicos em adição aos característicos. O problema novamente retorna a novas distorções do barramento do conversor e assim por diante. Nestas condições, após várias oscilações, o sistema poderá se estabilizar, produzindo, em certos casos, altos valores de correntes harmônicas. Em uma outra situação, o sistema poderá entrar em uma oscilação tal que o levará a uma instabilidade harmônica total. O problema fica mais acentuado se o sistema CA e o filtro apresentarem uma ressonância paralela numa frequência tal que corresponda a uma das frequências dos harmônicos não característicos ou característicos produzidos.

#### E. ERROS EM MEDIDORES E INSTRUMENTOS [21]

Erros em medidores ou instrumentos, que se baseiam no



fenômeno da indução eletromagnética (medidores de KWh ou relés) já foram comprovados, Estes dispositivos trabalham em função de tensões e correntes para uma frequência determinada, com distorções das tensões e correntes harmônicas, os mesmos poderão operar e medir indevidamente.

#### F. INTERFERÊNCIA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO [7]

Os circuitos de comunicação podem sofrer interferências devido a induções magnéticas ou eletrostáticas produzidas pelos harmônicos no sistema de potência. A tensão induzida em um circuito de comunicação por um campo magnético, criado pelo circuito de potência, depende de fatores tais como: valores das correntes no circuito de potência, distância na qual as linhas de potência e comunicação correm em paralelo e da indutância mútua entre os circuitos. Se o valor da distorção de tensão não ultrapassar 3 ou 4% em qualquer ponto do sistema de potência, o efeito de interferência pode ser desprezado.

Os circuitos de sinalização para tração, usualmente trabalham à frequências inferiores a 500 Hz, portanto bastante sujeitos a interferências.

Circuitos telefônicos e circuitos de proteção e controle envolvendo grandes distâncias, normalmente operam em uma faixa de frequências de 100 Hz à 4 KHz, portanto, estes circuitos estão também sujeitos a interferências causadas pelo circuito de potência. Sistemas de Carrier que controlam dispositivos remotos podem vir a operar com erros se os harmônicos são gerados próximos ao sinal de Carrier; estes sistemas são usados em linhas de transmissão em alta tensão para enviar ou receber sinais de telemedição, teleproteção, etc.

Nos sistemas de distribuição que alimentam cargas residenciais, a interferência no sinal de TV [5] pelas correntes harmônicas geradas pelos conversores é normalmente uma considerável indicação da existência de harmônicos.

## I.5. NECESSIDADES E DIFICULDADES PARA SE ESTABELECEM MÉTODOS DE LIMITAÇÃO DOS HARMÔNICOS

Se comparadas a outros tipos de distúrbios no sistema elétrico, nota-se que é muito difícil fixar limites para as distorções harmônicas. Como ilustração de um dado tipo de distúrbio, pode-se citar a flutuação de tensão. Neste caso, pode-se afirmar que os maiores distúrbios ocorrem no ponto de conexão da carga flutuante e esta flutuação decresce à medida que ela se move no sentido da fonte de geração. Este não é, positivamente, o caso da distorção harmônica, pois a ressonância pode ocorrer em um ponto qualquer do sistema, originando aí maior distorção em relação ao ponto de origem do distúrbio.

Deve ser ressaltado que a distorção harmônica não tem apenas seu valor em módulo, mas terá um ângulo de fase em relação a frequência fundamental. Os limites que são fixados devem assegurar uma certa isenção de distúrbios aos outros consumidores, embora cada um destes deva esperar alguma distorção harmônica na sua alimentação, esta distorção deve ser analisada e levada em conta durante o projeto do sistema e dos equipamentos. Ao mesmo tempo, os limites devem ser estipulados de tal modo que sejam fáceis de serem aplicados na fase de projeto e seu cumprimento possa ser comprovado após a energização do sistema.

As medições de distorções harmônicas são normalmente de difícil interpretação. Considerando-se que uma certa quantidade de distorção de tensão existe nos terminais de um consumidor qualquer, e se existe também um fluxo de correntes harmônicas entre a carga e a fonte de alimentação, isto não significa necessariamente que esta carga seja a fonte de toda a distorção.

Como comentado anteriormente, as componentes harmônicas podem ter um ângulo de fase qualquer em relação à frequência fundamental, e a adição de outra fonte de corrente harmônica não implica necessariamente em aumentar a distorção de tensão por uma quantia proporcional e é, geralmente, bem provável que haja redução em alguns casos. Onde houver um grau de ressonância no siste

ma a amplitude da distorção de tensão que é medida irá variar, não somente devido às alterações na carga que causa a distorção, mas também a uma variação diária, por causa dos efeitos de amortecimento de cargas resistivas no sistema. Em consequência, a mesma carga que dá origem à distorção pode conduzir a níveis exagerados de distorções numa parte do dia, enquanto que não causa problemas nas outras horas. É por esta razão que os limites para distorção harmônica são baseados em cálculos digitais e medições no campo, das correntes harmônicas. Embora este procedimento não resolva todos os problemas, pelo menos simplifica a questão de decidir se um novo projeto irá ou não estar de acordo com os limites previamente estipulados.

### I.5. RECOMENDAÇÕES SOBRE LIMITES DOS HARMÔNICOS

Até o momento, não foi estabelecida uma norma rígida e uniforme sobre os limites permissíveis de correntes harmônicas, distorção de tensão e fator de influência telefônica (T.I.F).

Existem alguns critérios e especificações que têm sido estipulados e variam de acordo com cada país.

1. O relatório SCEL-CENC-01/78, pag. 42, do GCOI (Grupo Coordenador para Operação Interligada) da Eletrobrás recomenda o seguinte:

. Limitação de Tensões Harmônicas por Consumidor

$$\text{Ordem par: } \frac{V_n}{V_1} \leq 0,5\%$$

$$\text{Ordem ímpar: } \frac{V_n}{V_1} < 1,0\%$$

onde:  $V_n$  = valor eficaz da tensão harmônica de ordem n medida por analisador de harmônicos.

$V_1$  = valor eficaz da tensão de frequência fundamental.

. Limitação da Distorção da Tensão:

A limitação total é dada por:

$$DF = \left[ \frac{\text{Soma dos Quadrados das Amplitudes de todos os Harmônicos}}{\text{Quadrado da Amplitude da Fundamental}} \right]^{1/2} =$$

$$= \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100$$

Por consumidor:  $DF \leq 1,5\%$

Por conjunto de consumidores:  $DF \leq 4,0\%$

2. Outra recomendação é a da G.5/3 emitida pela British Electricity Council que serve de orientação para os limites de correntes harmônicas injetadas nos sistemas de alimentação por consumidores de alta e baixa tensão, e também, para os limites de distorção de tensão harmônica causadas por estes. De acordo com esta norma, são consideradas a potência (KVA) e o tipo do equipamento, sendo assim classificados em três estágios:

1º ESTÁGIO: engloba os equipamentos de menores potências de uso geral e estabelece potências máximas de conversores e reguladores que podem ser conectados aos sistemas da classe de 0,415, 6,6 e 11 [KV]. Os limites para os equipamentos do primeiro estágio encontram-se na tabela 1.2.

2º ESTÁGIO: caso a potência [KVA] do equipamento exceda os limites do primeiro estágio, este ainda pode ser classificado no segundo estágio. Os limites deste estágio compreendem uma tabela de correntes harmônicas má

ximas que um consumidor pode injetar no sistema elétrico no ponto de acoplamento. Nestas condições entende-se que os valores de harmônicas individuais e de distorção de tensão harmônica no sistema estão dentro dos limites estabelecidos. Os limites para o segundo estágio estão na Tabela 1.3.

Tensão do Sistema de Alimentação [KV] no ponto de Acoplamento	Conversores Trifásicos			Reguladores C.A. Trifásicos	
	3-Pulsos [KVA]	6-Pulsos [KVA]	12-Pulsos [KVA]	6-Tiristores [KVA]	3-Tiristores 3 Diodos [KVA]
0,415	8	12	-	14	10
6,6 e 11	85	130	250*	150	100

Tabela 1.2

*Correntes Harmônicas Admissíveis para qualquer consumidor no ponto de acoplamento de acordo com os limites do Estágio 2*

Tensão do Sistema de Alimentação [KV] no ponto de Acoplamento	ORDEM DO HARMÔNICO E CORRENTE (A rms)																		
	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	
0,415	48	34	22	56	11	40	9	8	7	19	6	16	5	5	5	6	4	6	
6,6 e 11	13	8	6	10	4	8	3	3	3	7	2	6	2	2	2	2	1	1	
33	11	7	5	9	4	6	3	2	2	6	2	5	2	1	1	2	1	1	
132	5	4	3	4	2	3	1	1	1	3	1	3	1	1	1	1	1	1	

Tabela 1.3

3º ESTÁGIO: quando uma carga não-linear excede os limites da Tabela 1.3 e/ou quando a distorção de tensão no ponto de acoplamento ultrapassa 75% dos limites da Tabela 1.4, a seguir, é ainda possível conectar esta carga após uma análise detalhada dos valores de tensão e corrente harmônicas existentes, e as condições resultantes para a nova carga. A distorção de tensão resultante da soma da distorção existente e daquela produzida pela nova carga deve ser estimada e não deve exceder, em qualquer ponto, os valores da Tabela 1.4.

*Limites de Distorção de Tensão Harmônica em qualquer ponto do Sistema (incluindo níveis existentes)*

Tensão do Sistema de Alimentação [KV] no ponto de Acoplamento	Distorção total de Tensão Harmônica DF(%)	Distorção de Tensão Harmônica (por Consumidor) (%)	
		Impar	Par
0,415	5	4	2
6,6 e 11	4	3	1,75
33 e 66	3	2	1
132	1,5	1	0,5

Tabela 1.4

3. O IEE através do Standard 519 "Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters" recomenda valores semelhantes àqueles apontados nas Tabeals 1.3 e 1.4, embora de maneira bastante resumida.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTOS DA INSTABILIDADE E  
AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA

## II.1. INTRODUÇÃO

Este capítulo tem por objetivo a análise do fenômeno da instabilidade, amplificação harmônica e suas principais causas. São realizadas e discutidas diversas simulações digitais do efeito. Além disto, através de um conversor simulador que foi desenvolvido para o estudo dos harmônicos, verifica-se experimentalmente a ocorrência do fenômeno da amplificação harmônica.

## II.2. INSTABILIDADE E AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA

Para a explicação deste efeito, seja a Fig. II.1, mostrando o arranjo típico de um sistema conversor retificador a tiristores.

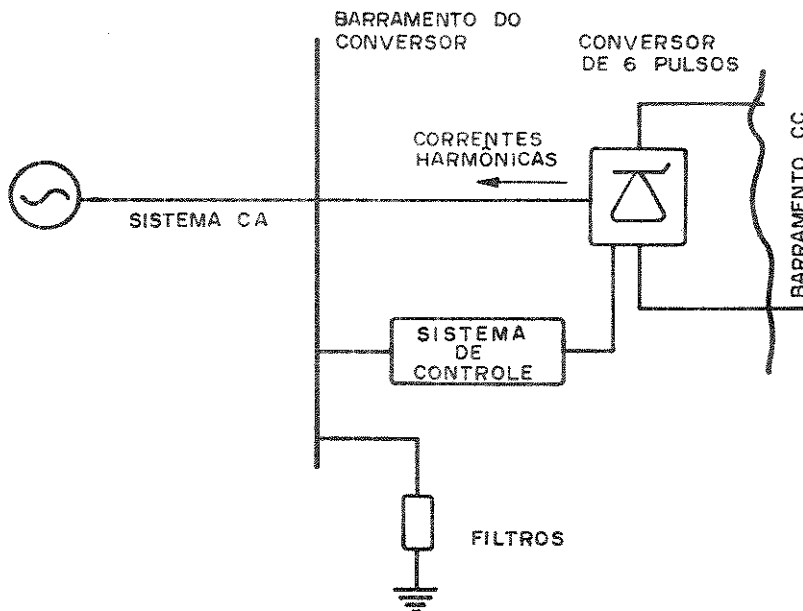


Fig. II.1 - Circuito originando instabilidade harmônica

Tão logo o conversor entre em operação, o mesmo produzirá uma corrente não senoidal. Esta onda da corrente em seu aspecto ideal, isto é, considerando que os disparos dos tiristores do



conversor ocorrem em intervalos de  $60^\circ$ , etc., é ilustrada na Fig. 11.2.

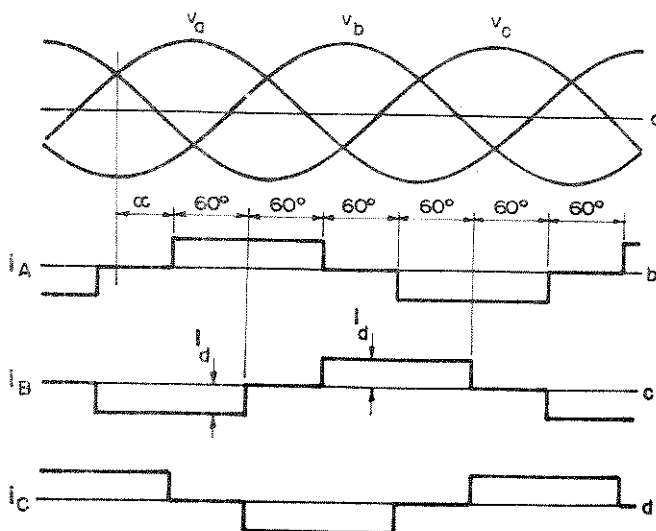


Fig. 11.2 - Formas de ondas das correntes de alimentação de um conversor de 6 pulsos, sob condições ideais

A análise de Fourier mostra que esta forma de onda da corrente é constituída de uma componente fundamental, e de várias componentes múltiplas da fundamental de ordem 5,7,11,13,17,19,... etc., as quais são denominadas de harmônicas características. Entretanto, componentes de correntes de ordem diferentes destas estabelecidas podem aparecer, quando o conversor é operado sob condições não idealizadas. Estas últimas são chamadas de componentes harmônicas não características. Quando harmônicas são injetadas no sistema de alimentação, ocorre uma distorção harmônica da tensão do barramento. Assim, os instantes de disparo dos tiristores não estarão mais espaçados de  $60^\circ$ . Como consequência, haverá geração de harmônicos não característicos em adição aos característicos. É importante lembrar que as componentes características não geram problemas de instabilidade ou amplificação harmônica, caso a impedância do sistema de alimentação seja baixa, e, se o conversor está operando sob condições ideais, no que se refere ao sistema alimentador. Além disto, normalmente estas harmônicas características são eliminadas através de filtragem. Portanto, o fenômeno em estudo se constitui praticamente devido aos harmônicos

não-característicos. Logo que estas componentes são injetadas no sistema CA, a tensão do barramento do conversor fica distorcida e um novo ponto de operação do conversor é estabelecido. O problema novamente retorna a novas distorções do barramento do conversor e assim por diante.

Após uns instantes, o sistema poderá se estabilizar, produzindo em certos casos altos valores de correntes harmônicas (amplificação harmônica). Neste caso, o sistema é considerado harmonicamente estável. Numa outra hipótese, o sistema entrará em uma oscilação tal que será levado a uma instabilidade total, e, deste modo, é considerado harmonicamente instável.

Através de estudos [15], pode-se estabelecer que para valores da impedância harmônica ( $Z_n$ ) nas faixas:

$$Z_n = 0,5 \text{ p.u} \quad \text{para} \quad n = 2,4,6,8,\dots \text{ etc.}$$

$$Z_n = 1,0 \text{ p.u} \quad \text{para} \quad n = 3,9,15,\dots \text{ etc.}$$

não haverá perigo de instabilidade, embora amplificações ainda possam ocorrer.

Os oscilogramas [15] das Fig. 11.3 e 11.4 mostram formas de ondas que caracterizam a instabilidade e amplificação harmônica de um barramento CA.

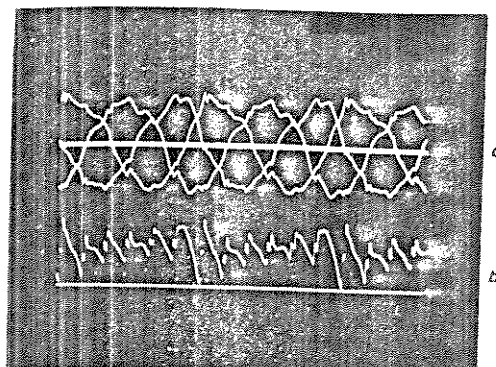


Fig. 11.3 - Amplificação harmônica estável

a) tensão no barramento a.c.

b) tensão na saída do conversor ( $v_d$ )

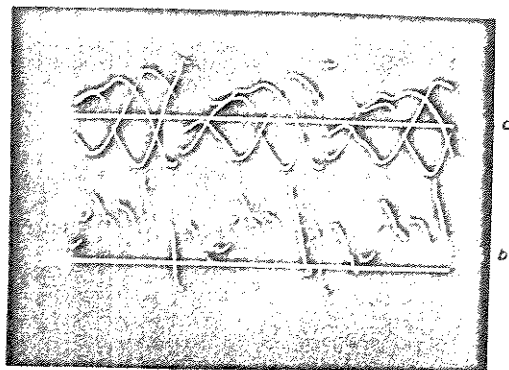


Fig. II.4 - Amplificação e instabilidade harmônica associada a uma ressonância  
 a) tensão no barramento c.a.  
 b) tensão na saída do conversor ( $V_d$ )

Para o caso da Fig. II.4, observa-se que além da distorção harmônica, tem-se a presença de uma oscilação caracterizando uma modulação da amplitude da tensão do barramento. Isto ocorre em consequência das sucessivas alterações dos ângulos de disparo proporcionadas pelas contínuas mudanças da tensão do barramento. O efeito, segundo ilustra o oscilograma, produz alterações substanciais no carregamento do conversor, e isto, por sua vez, causando oscilações semelhantes ao efeito "flicker", embora deva ser ressaltado que o "flicker" manifesta-se em forma de modulação de amplitude de tensão sem que necessariamente exista distorção.

### II.3. TIPOS DE SISTEMAS DE CONTROLE DOS RETIFICADORES TRIFÁSICOS E SUA INFLUÊNCIA NA ANÁLISE DA INSTABILIDADE E AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA

Embora no Capítulo III tenha-se como objetivo principal a análise mais detalhada dos sistemas de controle empregados para a produção dos pulsos de ignição dos tiristores, procura-se aqui apresentar fundamentalmente os aspectos relacionados ao efeito da instabilidade ou amplificação harmônica e os métodos de controle,

Todos os sistemas de disparo existentes podem ser classificados em duas grandes famílias:

- . Método dos pulsos individuais
- . Método dos pulsos igualmente espaçados

Para o primeiro caso, tem-se a considerar uma grande dependência entre o controle e as tensões do barramento do conversor. Quanto ao outro, destaca-se sobremaneira a sua independência para com as tensões do barramento do conversor.

O sistema com controle individual dos pulsos sempre estará associado a um conversor que fatalmente, para estudos da instabilidade, estará submetido a um sistema de alimentação desesquilibrado e distorcido, o que é normalmente muito difícil de ser evitado. A distorção desta onda teórica (alimentação do conversor) pode ser devido principalmente a uma ou mais causas, conforme citado a seguir:

- . Erros de disparo do sistema de controle
- . Assimetria das impedâncias do transformador
- . Frequências harmônicas presentes na f.e.m de alimentação.

Na prática, pelo uso dos sistemas convencionais de controle, os conversores geram e podem magnificar harmônicos não - característicos. Isto acontece devido a dependência entre o sistema de controle e a tensão do barramento CA. A instalação de outros filtros especiais, além dos já existentes, para a eliminação das harmônicas características, poderiam resolver de maneira prática os problemas mencionados. Entretanto, algumas consequências decorrem, tal como o aspecto muito sintonizável do filtro, que se tornará muito sensível a variação de frequência e aos transitórios. Uma outra consequência, podendo ser considerada a principal, é a de que o sistema de controle não detetará os zeros naturais das tensões. Pois as tensões na saída dos filtros não são exatamente aquelas que entraram, uma vez que todo filtro introduz dois efeitos:

- . Erro de magnitude
- . Erro de fase

A consequência disto é a de causar espaçamento irregular entre os ângulos de disparo dos tiristores, que levariam também a geração de harmônicos não característicos. Conclue-se portanto que esta solução não é muito eficiente.

No entanto, todos os problemas anteriores desaparecem com um novo sistema de controle denominado por "PULSOS IGUALMENTE ESPAÇADOS". Neste método, os pulsos gerados, necessários aos disparos dos tiristores não são mais dependentes da tensão de alimentação do controle (que estará distorcida). Portanto, este sistema não leva à geração de harmônicos não característicos. Na prática, ele também não modifica qualquer tensão harmônica anormal, já existente no sistema CA; conseqüentemente, não ocorrerá instabilidade ou amplificação harmônica do sistema em análise.

#### II.4. SIMULAÇÃO EXPERIMENTAL DO EFEITO DA AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA

Desenvolveu-se, com o propósito da comprovação experimental do efeito da distorção harmônica, um conversor retificador trifásico totalmente controlado de 6 pulsos, mostrado na Fig. 11.5, utilizando o sistema de controle individual dos pulsos.

Com este equipamento, foi possível realizar várias simulações, as quais são analisadas e relatadas a seguir.

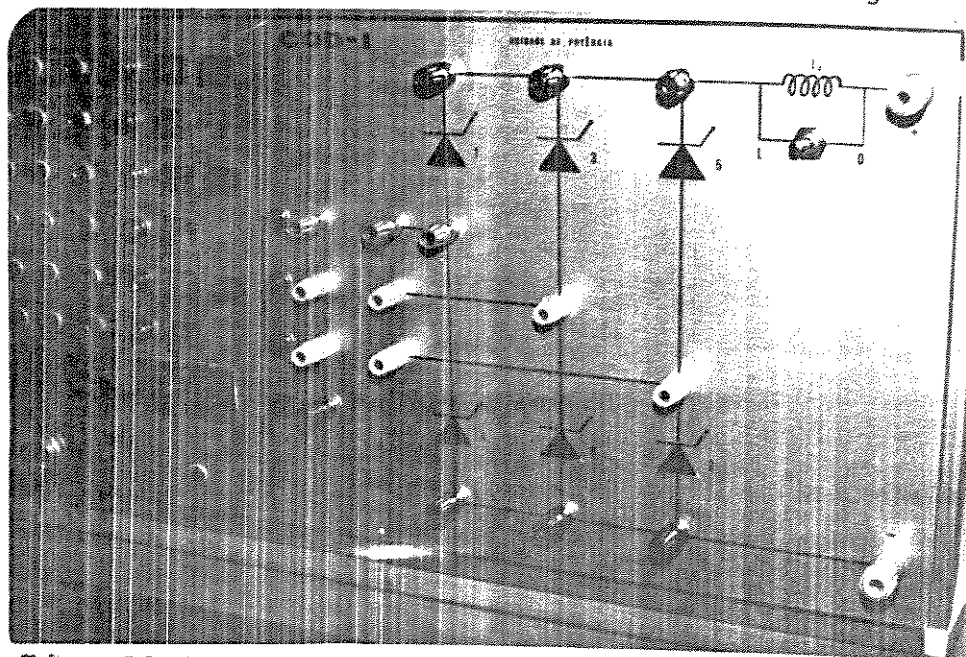


Fig. 11.5 - Sistema Conversor de 6 Pulsos

1ª. SIMULAÇÃO EXPERIMENTAL

Este caso tem como propósito mostrar que, sendo o barramento CA infinito, a distorção harmônica é praticamente inexistente. Para tanto, utiliza-se de um sistema indicado na Fig. 11.6.

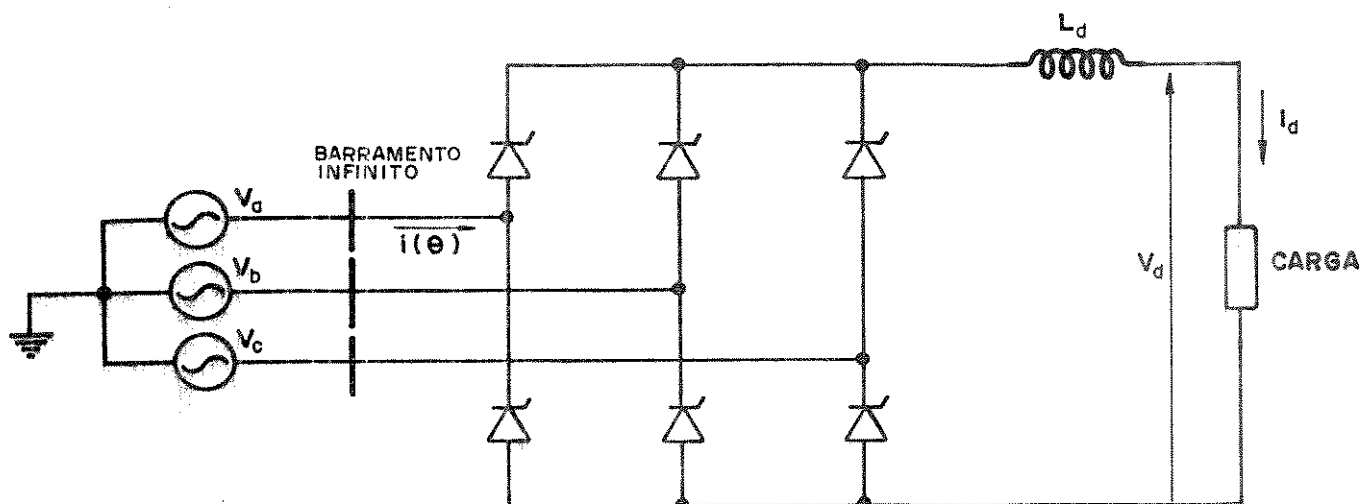


Fig. 11.6 - Sistema Conversor Simulado

onde:

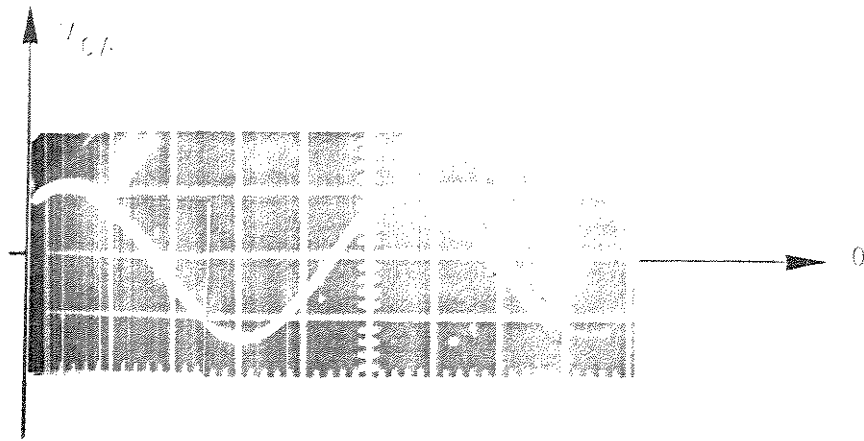
$$V_a = V_b = V_c = 220 \text{ (V)}$$

$$L_a = L_b = L_c = 0$$

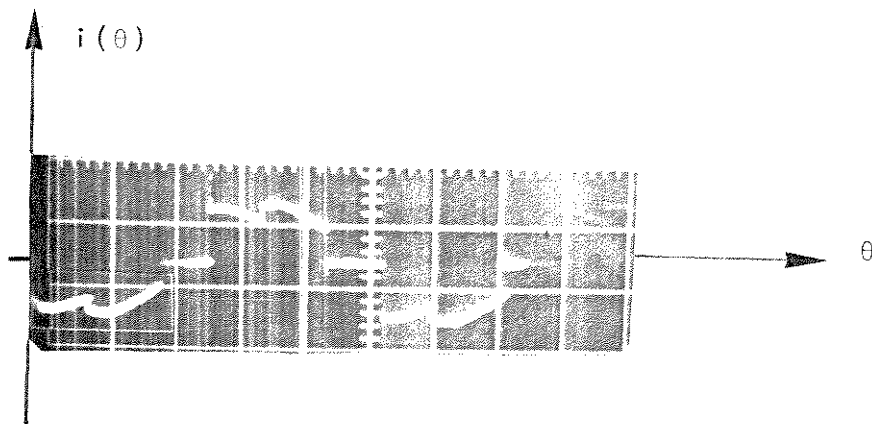
$$R_a = R_b = R_c = 0$$

$$\alpha = 30^\circ$$

Para estas condições de operação idealizadas, pode-se visualizar as formas de onda da tensão fase-fase do barramento CA e da corrente de linha, indicadas na Fig. 11.7, a qual mostra o aspecto senoidal da tensão do barramento.



a) Forma de onda da tensão



b) Forma de onda da corrente

Fig. II.7 - Tensão e corrente de alimentação do conversor, operando sob condições ideais

## 2ª. SIMULAÇÃO EXPERIMENTAL

Semelhante à primeira, porém simulando um sistema de alta impedância. Nesta situação, tem-se:

$$V_a = V_b = V_c = 220[V]$$

$$L_a = L_b = L_c = 22[mH]$$

$$R_a = R_b = R_c = 0$$

$$\alpha = 40^\circ$$

As condições de operação do conversor continuam ideais. O efeito da alta impedância do sistema pode ser visto na Fig. 11.8, na qual observa-se uma distorção harmônica substancial da tensão do barramento.

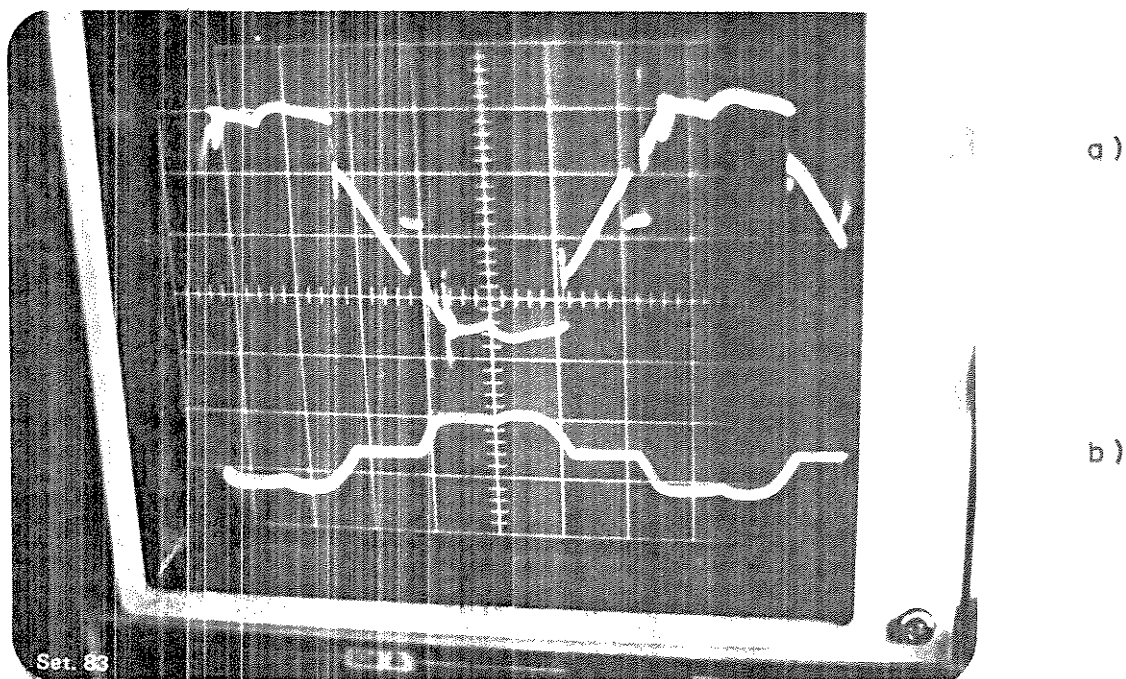


Fig. 11.8 - Tensão e corrente de alimentação do conversor operando sob condições ideais em um sistema de alta impedância

a) Forma de onda de tensão

b) Forma de onda de corrente



### 3ª. SIMULAÇÃO EXPERIMENTAL

Utilizou-se neste caso, um sistema ainda semelhante ao da primeira e segunda simulação, porém desequilibrando-se as indutâncias do sistema CA. Naturalmente, isto levará a produção de harmônicos não característicos em adição aos característicos.

Esta situação é ilustrada na Fig. 11.9.

Os parâmetros utilizados foram:

$$V_a = V_b = V_c = 220[V]$$

$$L_a = 30[mH]$$

$$L_b = 26[mH]$$

$$L_c = 18[mH]$$

$$R_a = R_b = R_c = 0$$

$$\alpha = 30^\circ$$

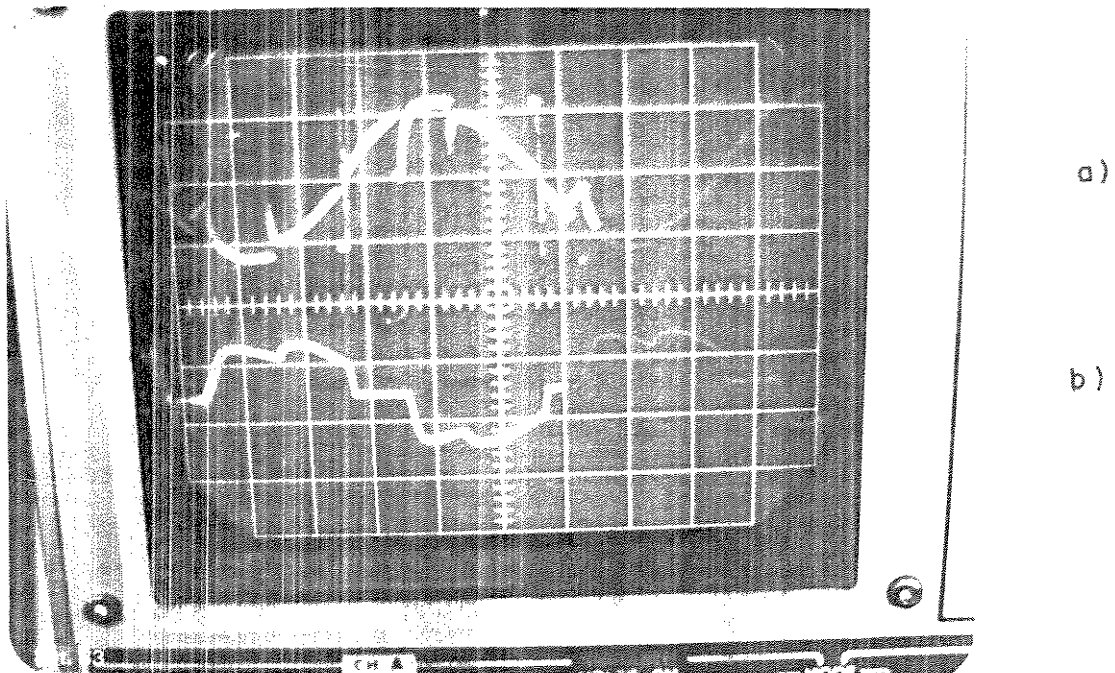


Fig. 11.9 - Tensão e corrente de alimentação do conversor operando sob condições não ideais

a) Forma de onda de tensão

b) Forma de onda de corrente

4ª. SIMULAÇÃO EXPERIMENTAL

Neste caso, utilizou-se um sistema constituído de um banco de capacitores, ilustrado na Fig. II.10. Para esta simulação, obteve-se uma ressonância do sistema numa frequência próxima a 300[Hz], ou seja, frequência de quinta harmônica, ocorrendo portanto uma sobretensão, que pode ser observada na Fig. II.11. Fica desta forma, mostrada visivelmente uma amplificação harmônica, devido a uma frequência ressonante.

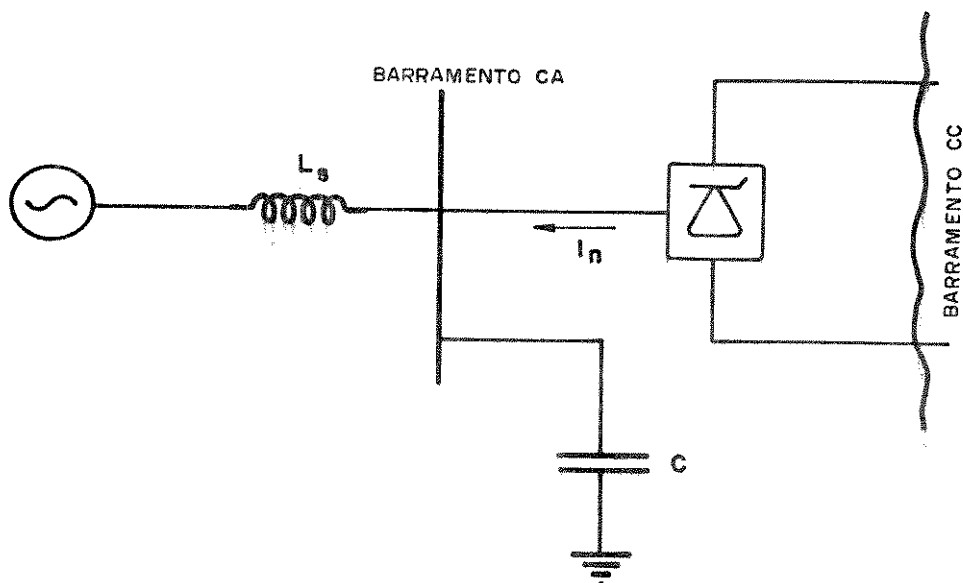


Fig. II.10 - Diagrama unifilar de um sistema conversor ressonante para a frequência de quinta harmônica

onde:

$$V_a = V_b = V_c = 220 [V]$$

$$L_a = L_b = L_c = 22 [mH]$$

$$R_a = R_b = R_c = 0$$

$$C_a = C_b = C_c = 12,5 [\mu F]$$

$$\alpha = 30^\circ$$

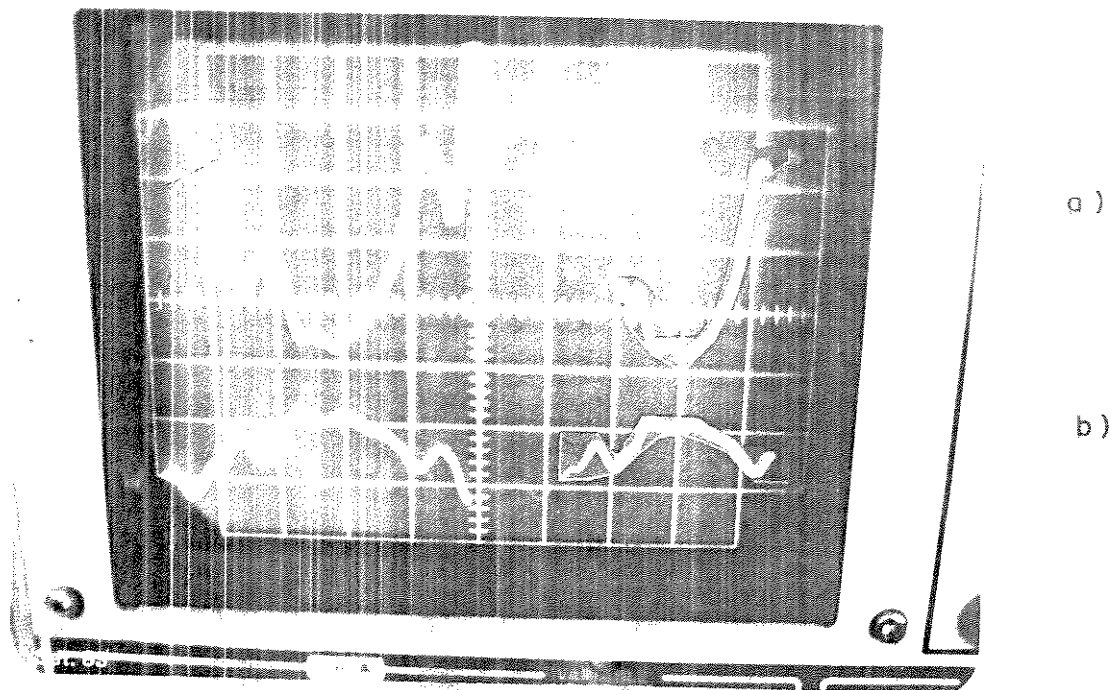


Fig. 11.11 - Sobretensão harmônica devido à frequência de 5ª harmônica

- a) Forma de onda da tensão do barramento
- b) Forma de onda da corrente na linha

## II.5. RETIFICADORES TRIFÁSICOS NÃO CONTROLADOS E O EFEITO DA INSTABILIDADE OU AMPLIFICAÇÃO HARMÔNICA

A substituição dos tiristores da ponte controlada, por diodos (ou operação  $\alpha = 0^\circ$ ) reduz a possibilidade da instabilidade harmônica, embora uma pequena amplificação harmônica possa aparecer. Entretanto, como o fenômeno depende também da impedância do sistema CA, mesmo para conversores a diodos, o efeito da amplificação ou instabilidade pode ocorrer, em consequência de valores elevados desta impedância.

CAPÍTULO III

PONTE CONVERSORA TRIFÁSICA

### III.1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo procurar-se-á apresentar um resumo da teoria da operação de um sistema conversor em ponte trifásica, com o objetivo de representar a corrente de linha que alimenta esta carga não-linear. Através de uma representação matemática das diversas secções que caracterizam a forma de onda da corrente procede-se a análise de Fourier quando então serão obtidas as componentes harmônicas geradas. Tendo-se em vista a grande dependência entre os harmônicos gerados e o número de pulsos da instalação conversora, considera-se também aspectos relacionados a transformadores defasadores.

### III.2. ANÁLISE DA PONTE CONVERSORA TRIFÁSICA

O circuito de uma ponte conversora trifásica e a sua conexão com o sistema CA é representado na Fig. III.1. Os números colocados junto aos tiristores representam a sequência com que os mesmos são disparados (início da condução).

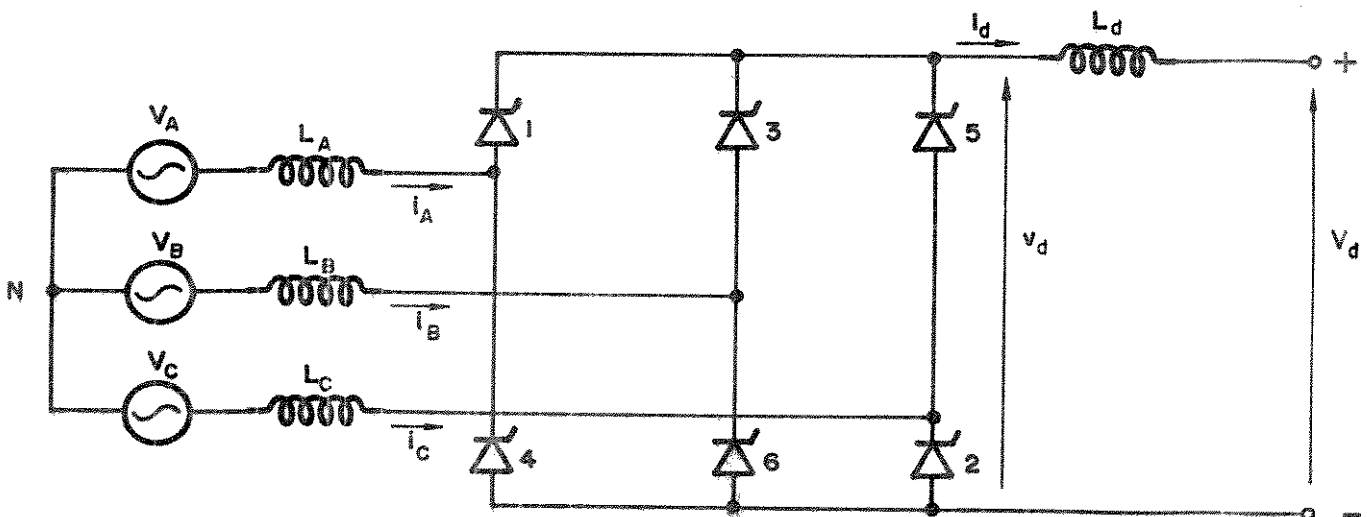


Fig. III.1 - Ponte conversora trifásica de 6 pulsos

Na Fig. III.1:

$L_A, L_B, L_C$  = reatância CA equivalente vista pelo ramo conversor. Esta reatância é normalmente definida pela reatância de dispersão do transformador conectado diretamente ao conversor.

$V_A, V_B, V_C$  = são as tensões, com relação ao neutro, das fases A, B e C, respectivamente.

$i_A, i_B, i_C$  = são as correntes de linha, das fases A, B e C, respectivamente.

$v_d$  = tensão de saída do conversor.

$V_d$  = tensão média de saída do conversor.

$I_d$  = corrente contínua na saída do conversor

$L_d$  = reator C.C para eliminação da ondulação

### III.2.1. PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Mostrar-se-á agora o princípio de operação do conversor, considerando inicialmente o caso em que os efeitos de reatância do sistema CA podem ser desprezados ( $L_A, L_B, L_C = 0$ ). A Fig. III.2 mostra as formas de onda das tensões e correntes para a operação da ponte com ângulo de disparo igual a zero ( $\alpha = 0^\circ$ ), que corresponde ao mesmo modo de operação de uma ponte constituída unicamente por diodos.

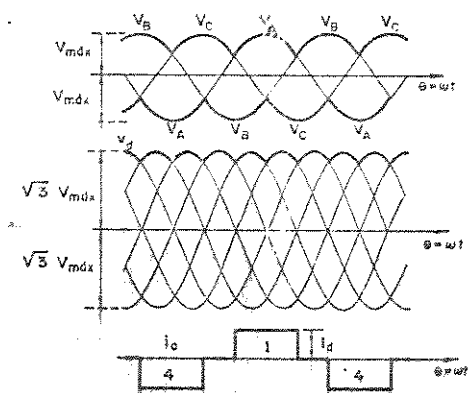


Fig. III. 2 - Formas das tensões e correntes para uma ponte conversora trifásica, com  $X_E = 0$  e  $\alpha = 0^\circ$ .

Na Fig. III.2:

- (a) Indica as tensões entre fase e neutro. Na mesma figura, são indicadas as tensões c.c entre os terminais (+) e neutro, e (-) e neutro.
- (b) Mostra a tensão C.C total (antes do reator de alisamento).
- (c) Mostra a forma de corrente de linha.

O controle da potência convertida é feito através da variação da tensão C.C, que por sua vez é obtido através da conveniente variação do ângulo de disparo,  $\alpha$ . A Fig. III.3 mostra a tensão C.C (antes do reator de alisamento) para diferentes valores de  $\alpha$ .

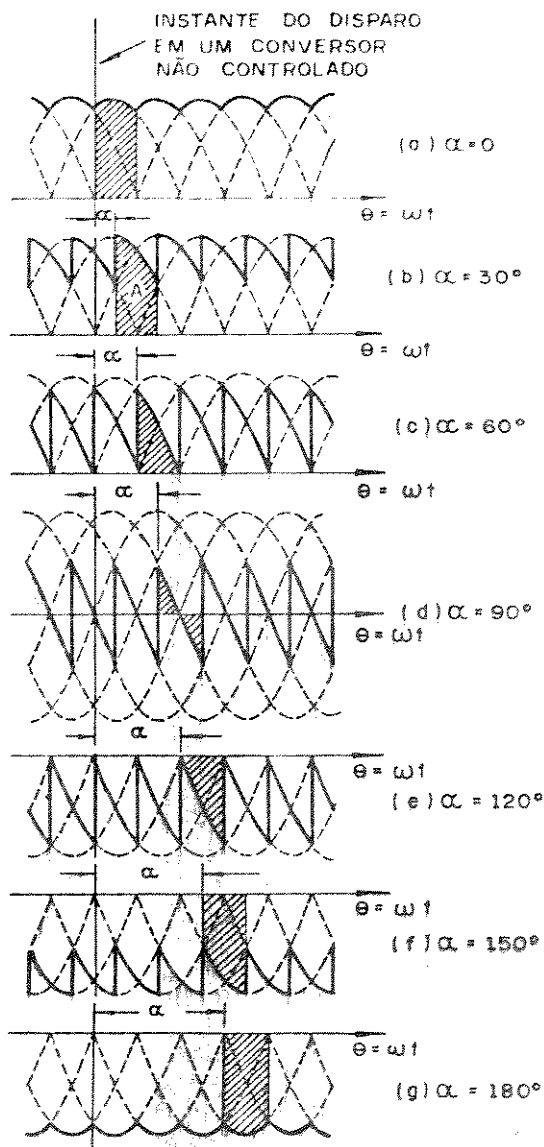


Fig. III.3 - Tensão C.C para diferentes valores de  $\alpha$

Pode-se notar que a ondulação da tensão aumenta com  $\alpha$  até  $90^\circ$ , a partir de onde volta a decrescer até um mínimo, em que  $\alpha = 180^\circ$  (iguais a  $\alpha = 0^\circ$ ). Ainda o valor médio dessa tensão decresce, desde um máximo em  $\alpha=0^\circ$ , até zero, em  $\alpha=90^\circ$ . A partir desse ponto, a tensão C.C cresce, com polaridade inversa, até  $\alpha=180^\circ$ , onde encontra o seu máximo negativo.

A influência do ângulo de disparo sobre a corrente é mostrada na Fig. III.4. Verifica-se que para  $\alpha=0^\circ$  os pulsos retangulares de corrente estão centralizados em relação ao pico da correspondente tensão fase-neutro. Caso a comutação se verifique com um valor de  $\alpha$  diferente de zero, então os blocos de corrente sofrerão um deslocamento igual a  $\alpha$ , para a direita, sem modificar, contudo, a sua forma.

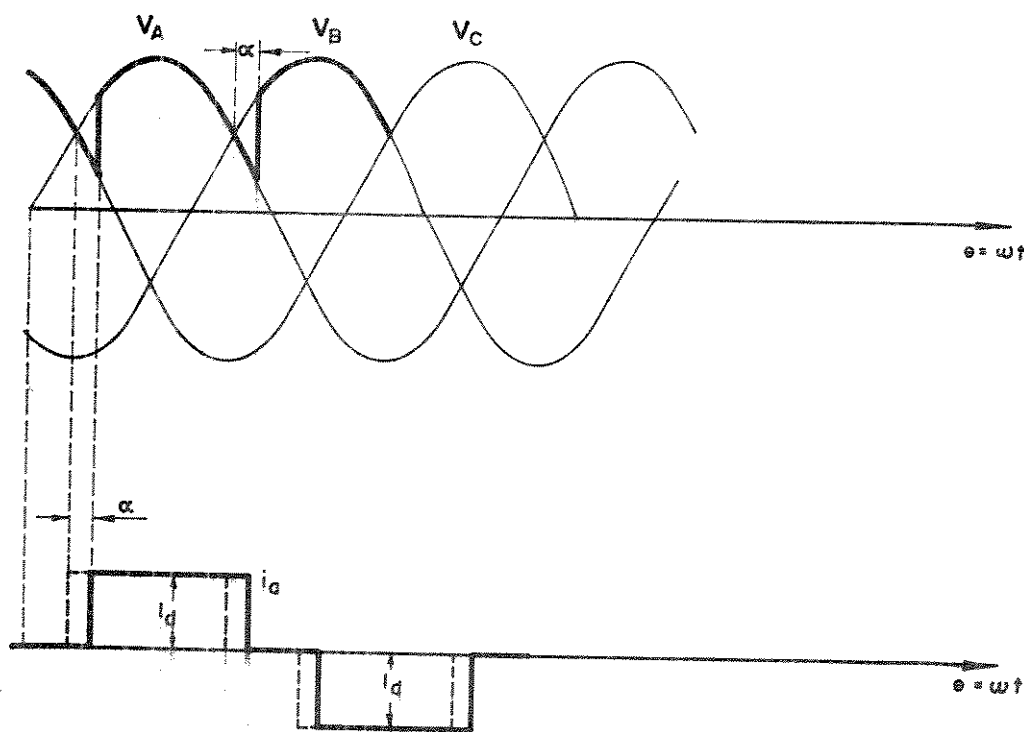


Fig. III.4 - Influência do ângulo de disparo,  $\alpha$ , na corrente de linha

O efeito da reatância CA, que foi ignorada, é contudo importante, principalmente a do transformador alimentador do conversor. A atuação desta indutância é a de que as correntes de li



nha, antes indicadas por blocos (variando de zero à  $I_d$  instante neamente), podem apenas variar segundo uma taxa finita. Isto significa que a comutação da corrente de um tiristor para outro, é processada dentro de um tempo diferente de zero (tempo de comutação ou tempo de "overlap"). A Fig. III.5 mostra a forma de onda da corrente quando se considera o efeito da reatância CA. Pode ser notado que essa nova forma de onda não difere muito da forma de blocos retangulares, anteriormente apresentados, porém é mais arredondada, ou seja, está mais próxima da forma senoidal.

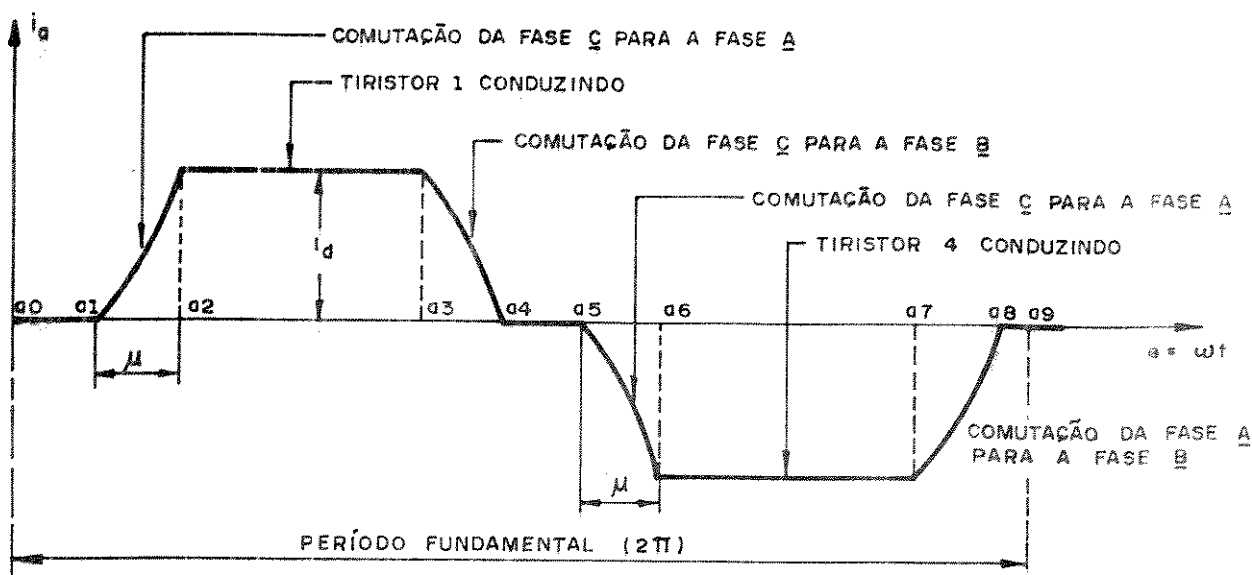


Fig. III.5 - Forma de onda da corrente (fase "a") de alimentação de um ramo conversor de 6 pulsos, quando se considera a reatância CA

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

Ainda, em função do valor da reatância de alisamento, as correntes de linha poderão ter uma das formas de onda daquelas ilustradas na Fig. III.6.

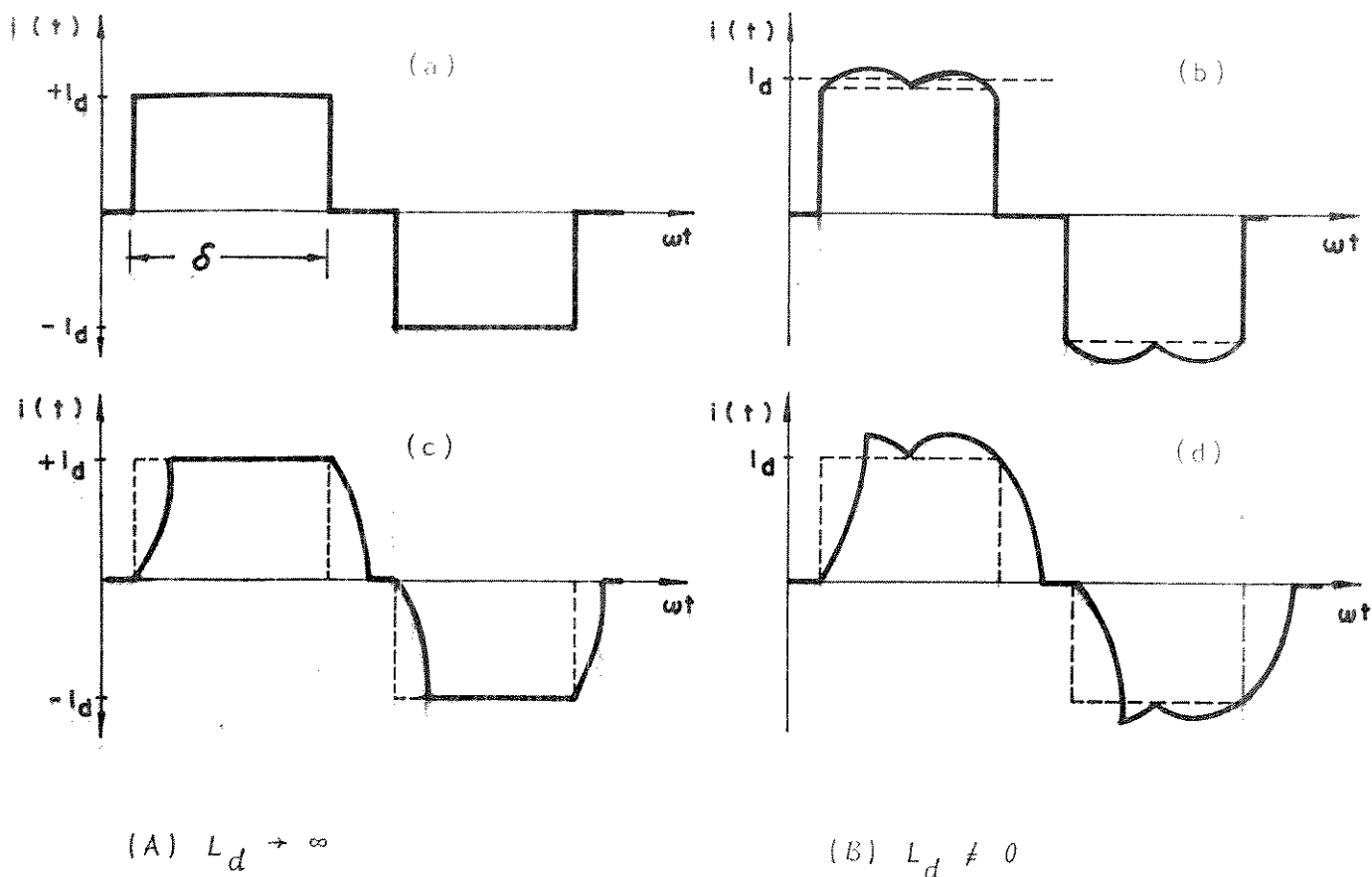


Fig. III.6 - Possíveis formas de ondas para as correntes de fase da ponte conversora trifásica. É considerado o reator de alisamento infinito e finito, bem como a reatância de comutação com um valor finito (c,b) e desprezível (a,d).

A título de comprovação e verificação das formas de onda da corrente de linha, é mostrada a seguir uma onda de corrente de linha real, obtida do conversor simulador desenvolvida para as comprovações experimentais do trabalho.

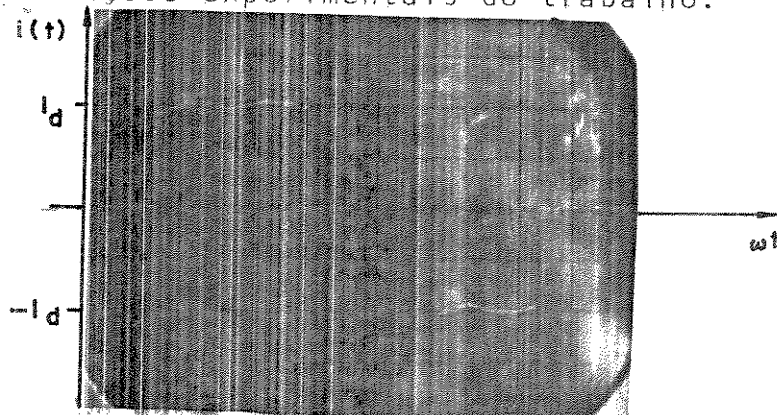


Fig. III.7 - Forma de onda da corrente de linha, na operação de um conversor de 6 pulsos

### III.3. SISTEMAS DE PRODUÇÃO DOS PULSOS DE IGNIÇÃO PARA OS CONVERSORES

A Fig. III.8 mostra um diagrama bastante simplificado de um conversor e seu sistema para produção dos 6 pulsos necessários à ignição dos 6 tiristores. Embora a figura não indique nenhuma conexão entre o "sistema de produção de pulsos" e o conversor, há na realidade a existência de um sistema de controle em "malha fechada", isto é, o sistema de produção dos pulsos não opera independentemente do restante do sistema.

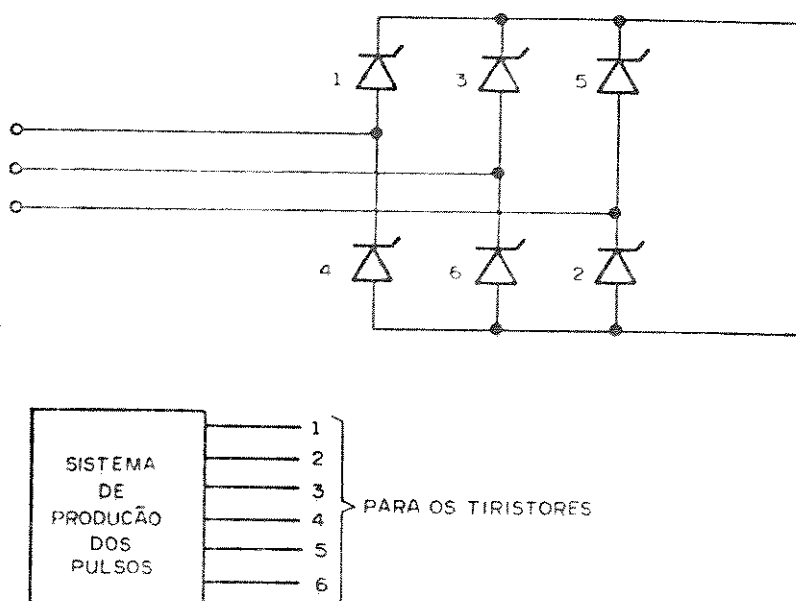


Fig. III.8 - Diagrama básico de um conversor e seu sistema de produção dos pulsos

Conforme mencionado no Capítulo II, existem fundamentalmente dois tipos de sistemas para a produção dos pulsos, tais sistemas diferem pelo modo com que os 6 pulsos são produzidos. Os dois tipos de sistemas de controle são discutidos a seguir.

#### III.3.1. SISTEMA COM CONTROLE INDIVIDUAL DOS PULSOS (CIP)

Tal sistema trabalha com base na determinação dos instantes em que as tensões (CA) de alimentação do conversor se cruzam, isto é:

$$v_a = v_b$$

$$v_b = v_c$$

$$v_c = v_a$$

uma vez que para estes instantes as diferenças

$$v_a - v_b = v_{ab}$$

$$v_b - v_c = v_{bc}$$

$$v_c - v_a = v_{ca}$$

são nulas, o método é normalmente denominado como "método das tensões nulas". Estes pontos, em número de 6, corresponderiam aos instantes de geração dos pulsos se o ângulo de ignição é nulo ( $\alpha=0^\circ$ ). Se houver necessidade de um atraso de ignição, um mesmo valor  $\alpha$  é adicionado a estes instantes e os pulsos seriam gerados neste instante. Com base na Fig. III.9 ilustrando o método da geração de pulsos, pode-se facilmente concluir que, sendo o sistema de alimentação perfeitamente equilibrado, e ainda não apresenta distorções harmônicas, os 6 pulsos estarão espaçados por  $60^\circ$ .

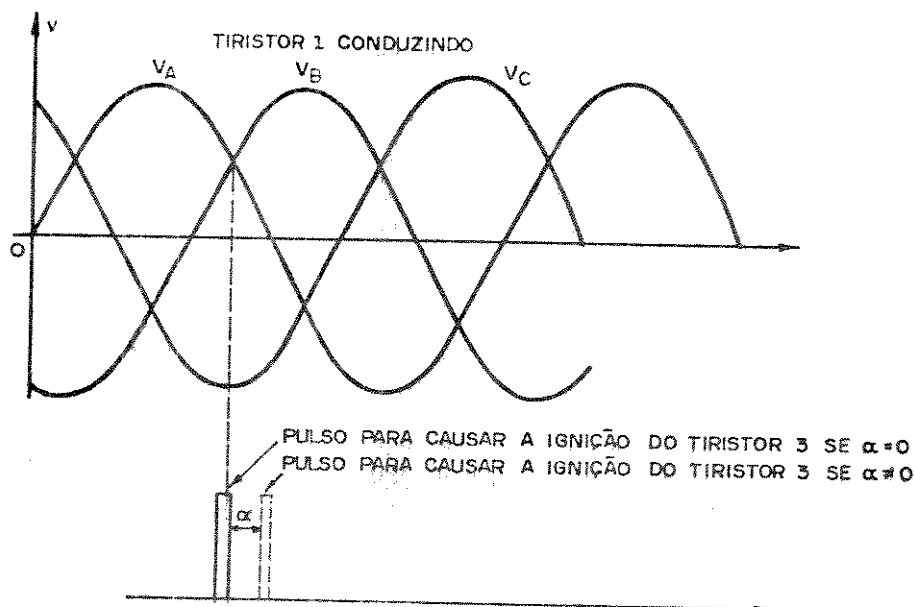


Fig. III.9 - A produção do pulso nº 3 utilizando o sistema individual

Existem várias versões deste método. Uma delas é indicada na Fig. III.10.a e corresponde ao tipo utilizado em transmissão em corrente contínua.

O sistema de controle usado (corrente constante) é constituído basicamente pelas seguintes partes:

- medição da corrente  $I_d$
- comparação de  $I_d$  com um valor de referência, o qual é a corrente de comando ( $I_{d0}$ ).
- amplificação do sinal de erro, o qual será igual a  $(I_{d0} - I_d)$
- sistema para a produção dos pulsos no qual o ângulo  $\alpha$  é automaticamente alterado de modo a aumentar ou diminuir a tensão  $V_d$  e, em consequência, manter a corrente de linha ( $I_d$ ) é igual à corrente de comando.

O esquema básico de um regulador para manter a corrente  $I_d$  constante é indicado na Fig. III.10.b.

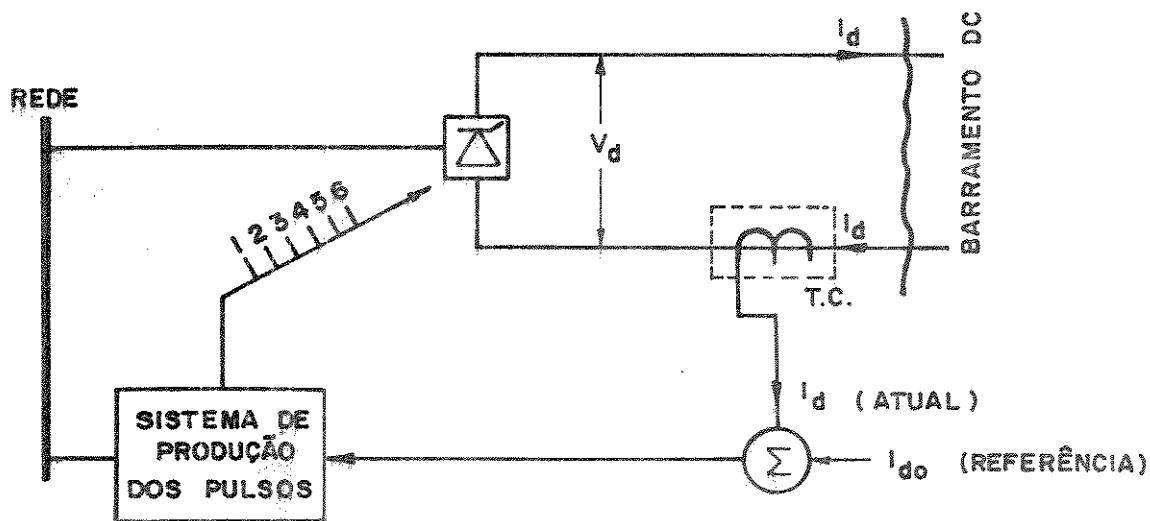


Fig. III.10.a - Produção de pulsos utilizando o sistema CIP

Um sistema igual, porém mais completo, é ilustrado pela Fig. III.10.b.

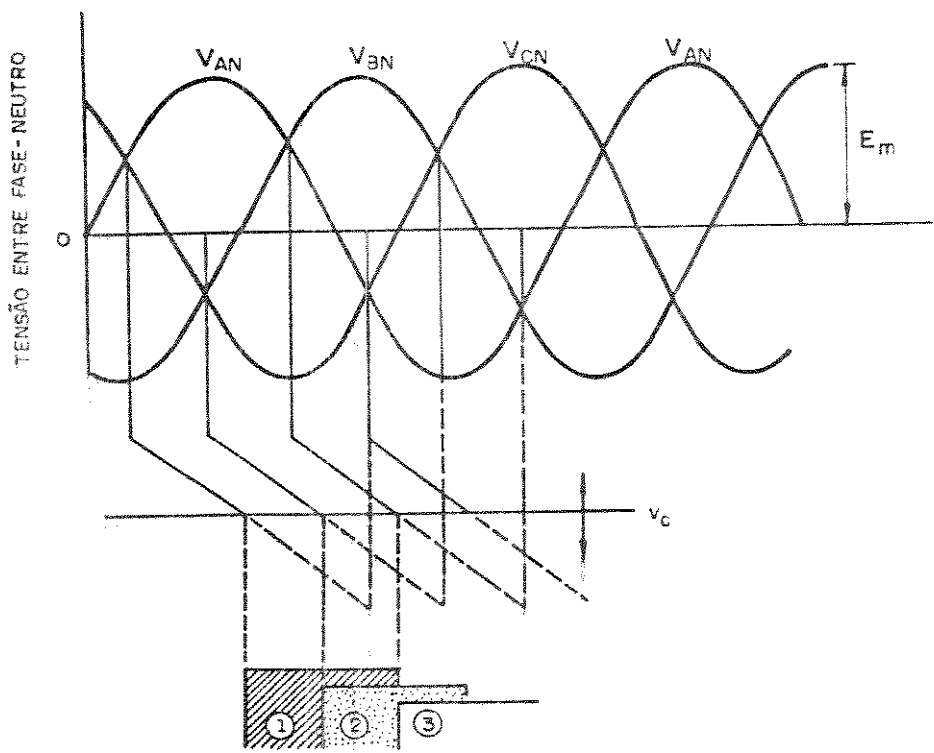
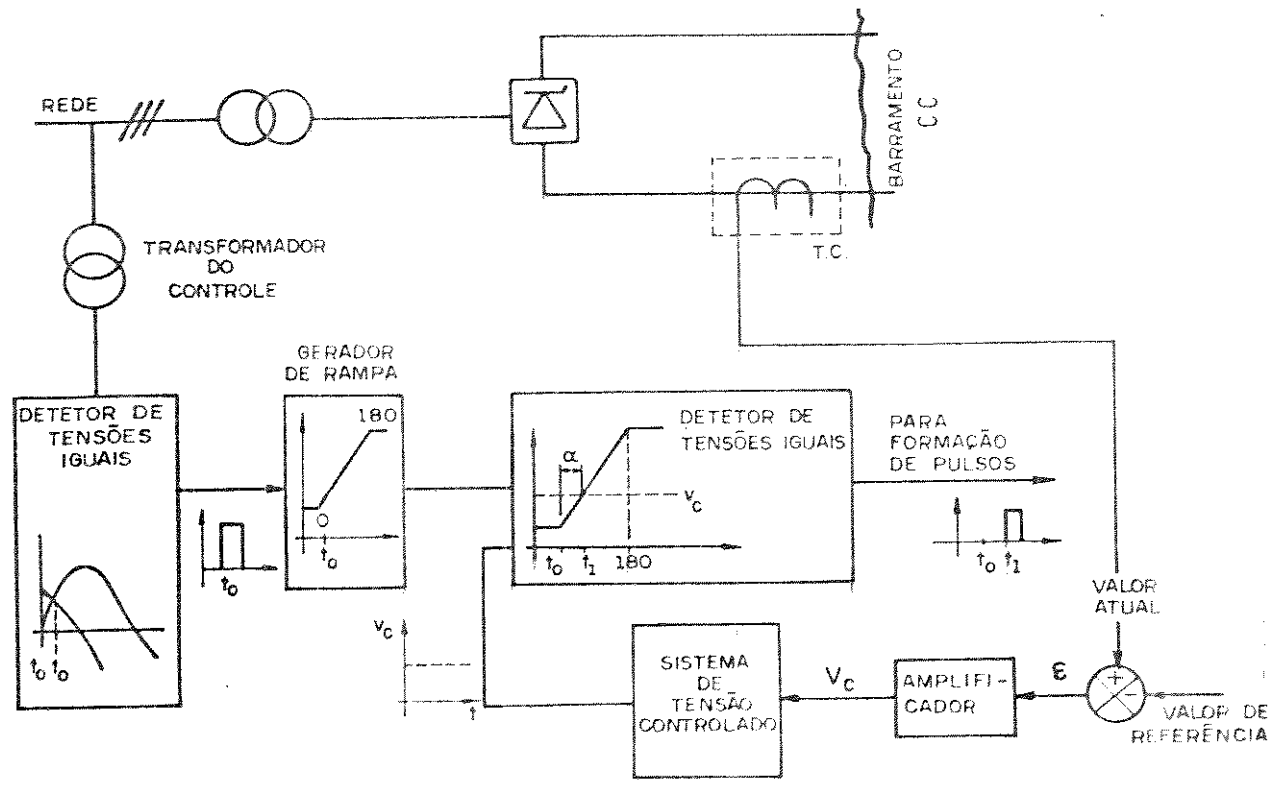


Fig. III.10.b - Produção de pulsos utilizando o sistema CIP

Conforme indicado, quando há o cruzamento de duas tensões ( $v_a - v_b = 0$ ), há a produção de uma onda dente-de-serra, a qual é comparada com uma tensão  $V_{c1}$ . Quando o valor da tensão da onda dente-de-serra atingir um valor igual a  $V_{c1}$ , um pulso de duração igual a  $120^\circ$  é iniciado. A tensão  $V_{c1}$  é suprida por um sistema de controle.

As Figs. III.11 e III.12 mostram, graficamente, o desempenho do método em análise. A Fig. III.11 corresponde à operação com tensões CA equilibradas. Neste caso, conforme indicado pelas formas de onda das correntes de linha, os harmônicos das correntes serão os característicos dados pela equação:

$$n = 6K \pm 1$$

No caso da Fig. III.12, mostrando um exagerado desequilíbrio no sistema de alimentação, os pulsos também serão desequilibrados e, como resultado, as formas de onda das correntes de linha apresentarão irregularidades em termos de período de condução. Como resultado das correntes apresentarem período de condução diferente de  $120^\circ$ , outros harmônicos em adição àqueles característicos irão aparecer nos lados CA e CC do conversor.

A produção desses harmônicos não característicos, como resultado do fato de que os pulsos não são igualmente espaçados de  $60^\circ$ , é o grande inconveniente do método de produção dos pulsos em análise. Na verdade, a situação pode ser agravada conforme constatado em alguns sistemas, levando a uma ampliação ou a uma instabilidade harmônica. Estes problemas, conforme já comentado, são significantes quando os conversores são alimentados por um sistema CA, que apresenta uma elevada impedância atrás do barramento do conversor [15].

É importante considerar que, mesmo sendo as tensões perfeitamente equilibradas, ainda estariam presentes os possíveis erros, devido a própria operação do circuito de disparo. Para este sistema, já foram constatados erros nos ângulos de disparo de  $\pm 3^\circ$ , na operação da ponte trifásica como retificador [8].

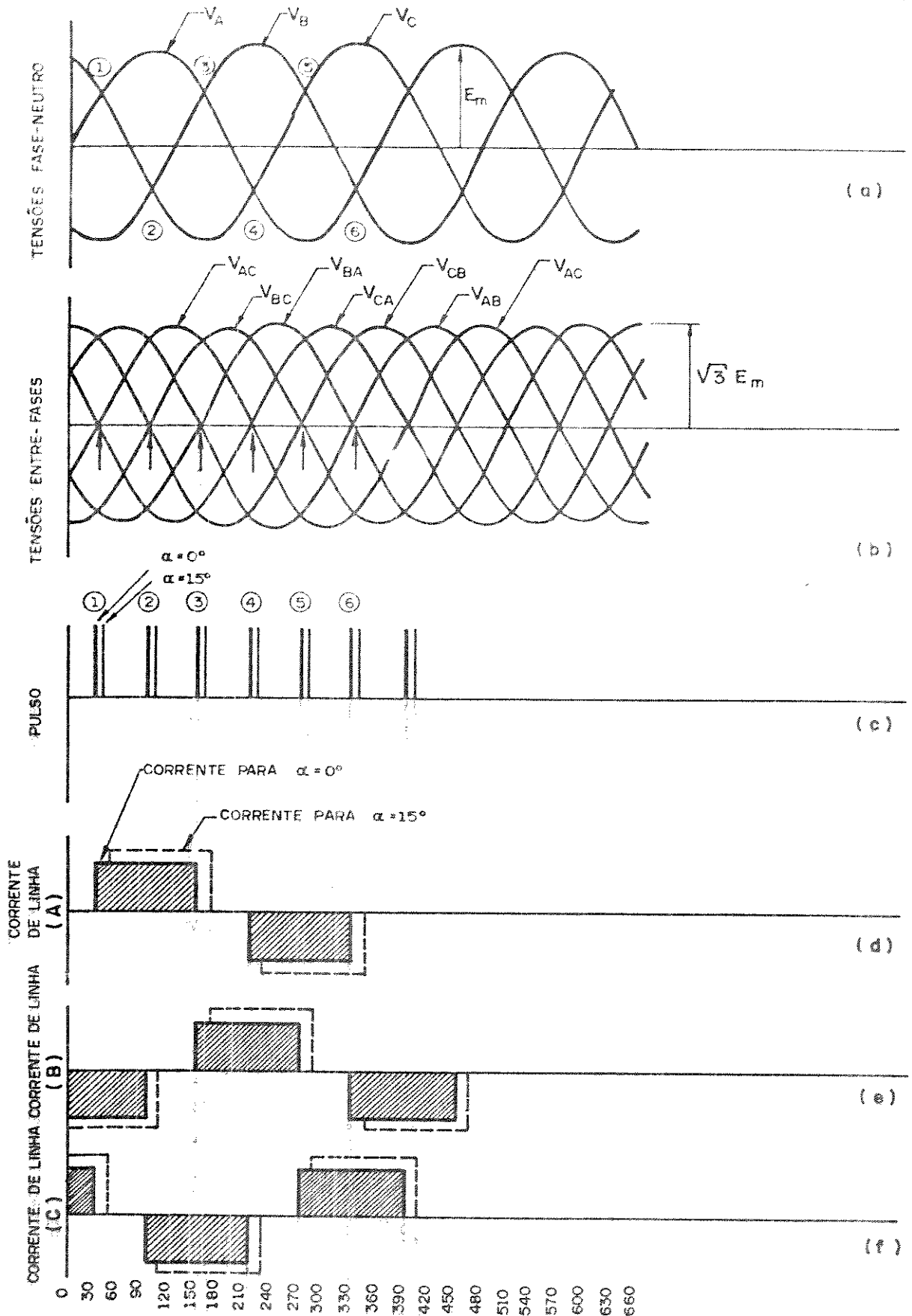


Fig. III.11 - Forma de onda das correntes utilizando:  
(i) tensão equilibrada  
(ii) pulsos gerados pelo sistema com controle individual



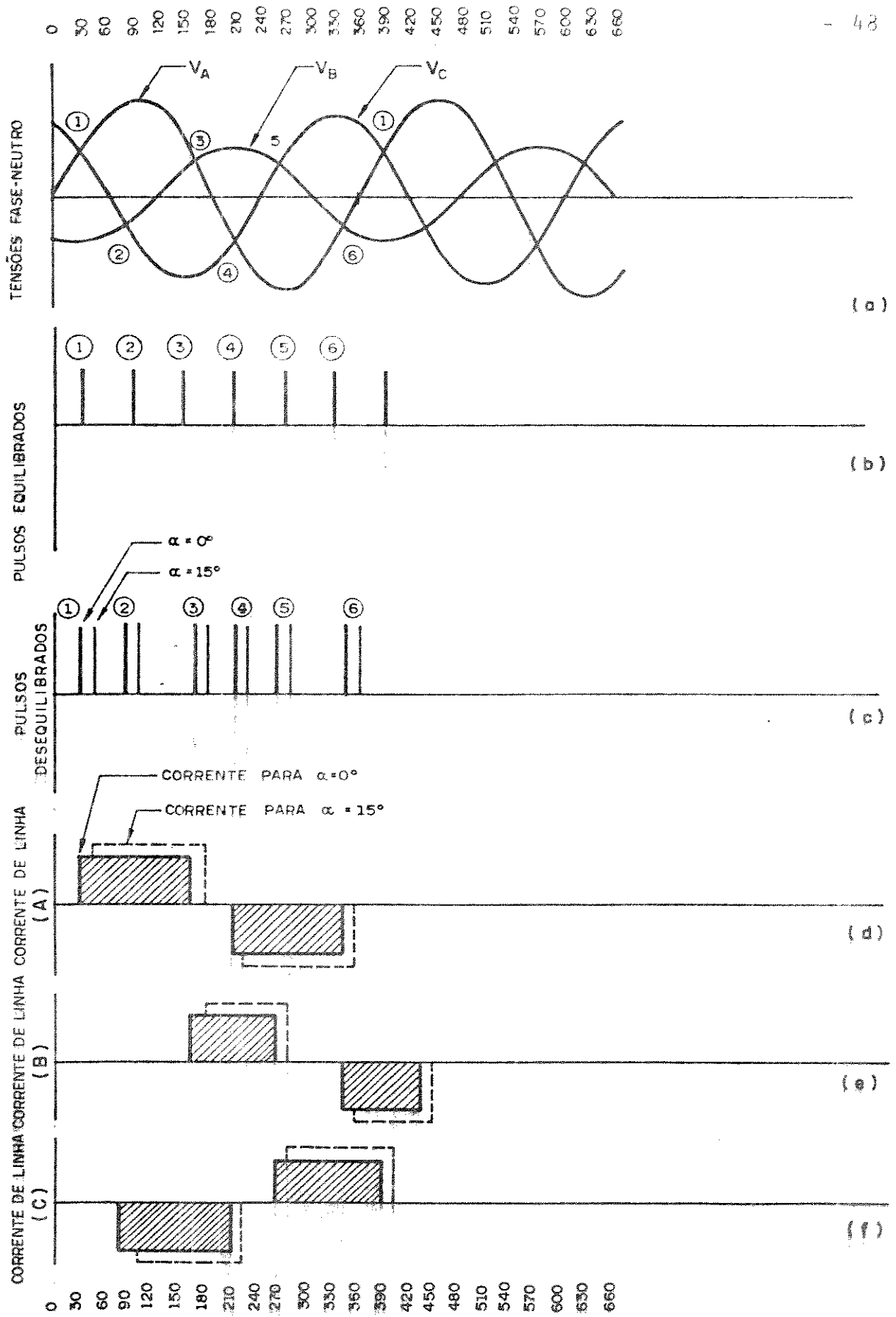


Fig. III.12 - Forma de onda das correntes utilizando:  
(i) tensões desequilibradas  
(ii) pulsos gerados pelo sistema com controle individual

### III.3.2. SISTEMAS COM PULSOS EQUIDISTANTES (PIE)

Uma vez que o método anterior pode levar a produção de pulsos não equidistantes, devido a dependência do método com a tensão de alimentação, procurou-se desenvolver um novo tipo de produção de pulsos, o qual produziria um conjunto de 6 pulsos igualmente espaçados de  $60^\circ$ , independente da tensão CA do sistema de alimentação. Este tipo de desenvolvimento recente do sistema de controle foi realizado especificamente para eliminar a instabilidade harmônica. O circuito mostrado na Fig. III.13 é baseado no oscilador de tensão controlada, com um pulso de safira dirigido a um contador em anel de seis estágios, sendo que cada estágio produz um pulso de ignição a cada um dos tiristores do conversor.

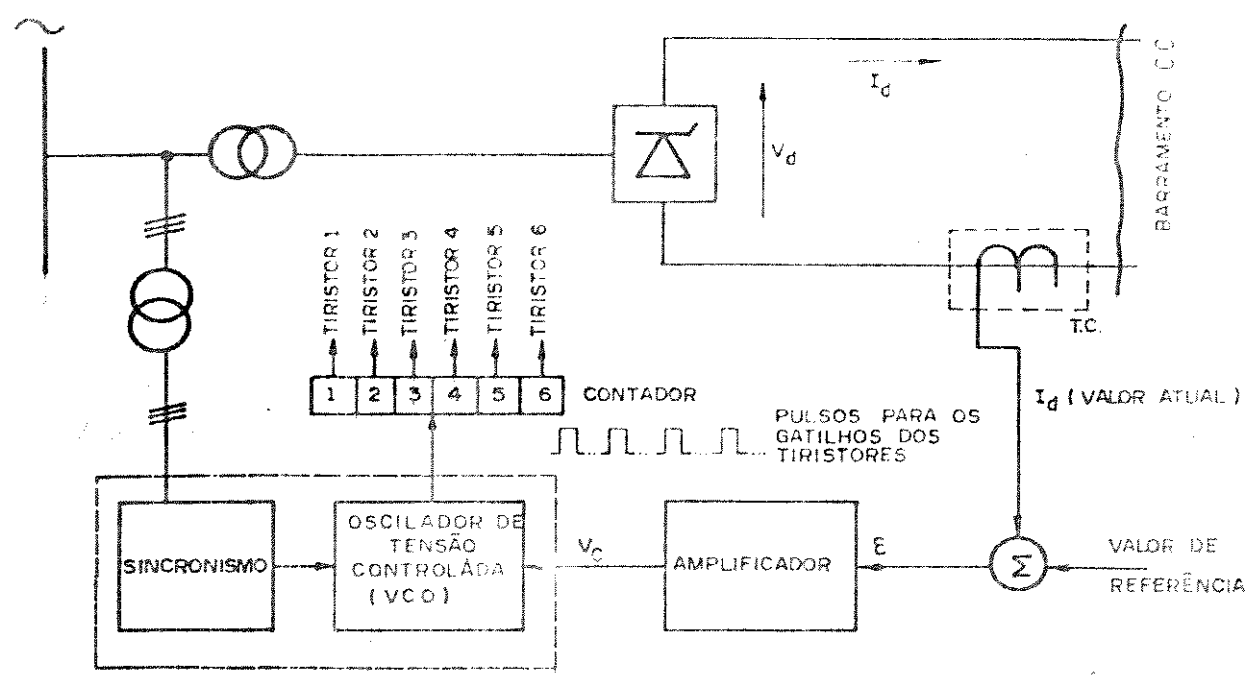


Fig. III.13 - Diagrama em blocos de um sistema de controle de corrente constante utilizando o sistema de PIE (pulsos igualmente espaçados)

Na Fig. III.13 é ilustrado um sistema de controle do tipo corrente constante, embora que isto pudesse alternativamente ser do tipo potência constante ou frequência do sistema CA constante, etc.). Em regime permanente, a frequência do trem de pulsos de saída do oscilador automaticamente ajusta-se de tal forma que apresenta seis vezes a frequência do sistema CA de alimentação, isto é, de forma a dar aproximadamente a corrente desejada com a carga particular do conversor CC.

A principal característica deste sistema de controle é que no regime permanente os pulsos são precisamente espaçados em intervalos de  $60^\circ$ , mesmo na presença de uma distorção de tensão substancial no barramento CA. Sendo isto possível e ignorando a reatância de comutação, as formas de onda das correntes de linha do sistema CA possuem quase que o aspecto teórico mostrado na Fig. III.11. Uma vez que estas contêm apenas os harmônicos normais, conclue-se que o conversor na prática não modifica qualquer tensão harmônica já existente ou produz qualquer harmônico anormal no sistema CA.

Conforme referido acima, este método é baseado na geração de pulsos precisamente espaçados de  $60^\circ$ , de um modo quase que totalmente independente da tensão de alimentação. Para se ter o sincronismo com os pontos de tensão zero, é necessário que o primeiro pulso deste novo sistema seja em função da tensão do sistema e daí por diante todos os outros serão função somente deste primeiro pulso de disparo e separados de  $60^\circ$  devido à própria operação exigida do sistema conversor. Isto resulta não apenas em uma melhor característica de operação, mas também não requer a instalação de filtros junto ao sistema de controle, e, consequentemente evitando suas desvantagens e tornando possível a operação dos conversores mesmo para o caso de sistemas que apresentam alta impedância.

A Fig. III.14 mostra o caso de um conversor de 6 pulsos operando em condições idênticas (de tensões CA) àquelas indicadas na Fig. III.12. No caso do método dos pulsos igualmente espaçados, a condição básica é que as mesmas sejam espaçadas de  $60^\circ$

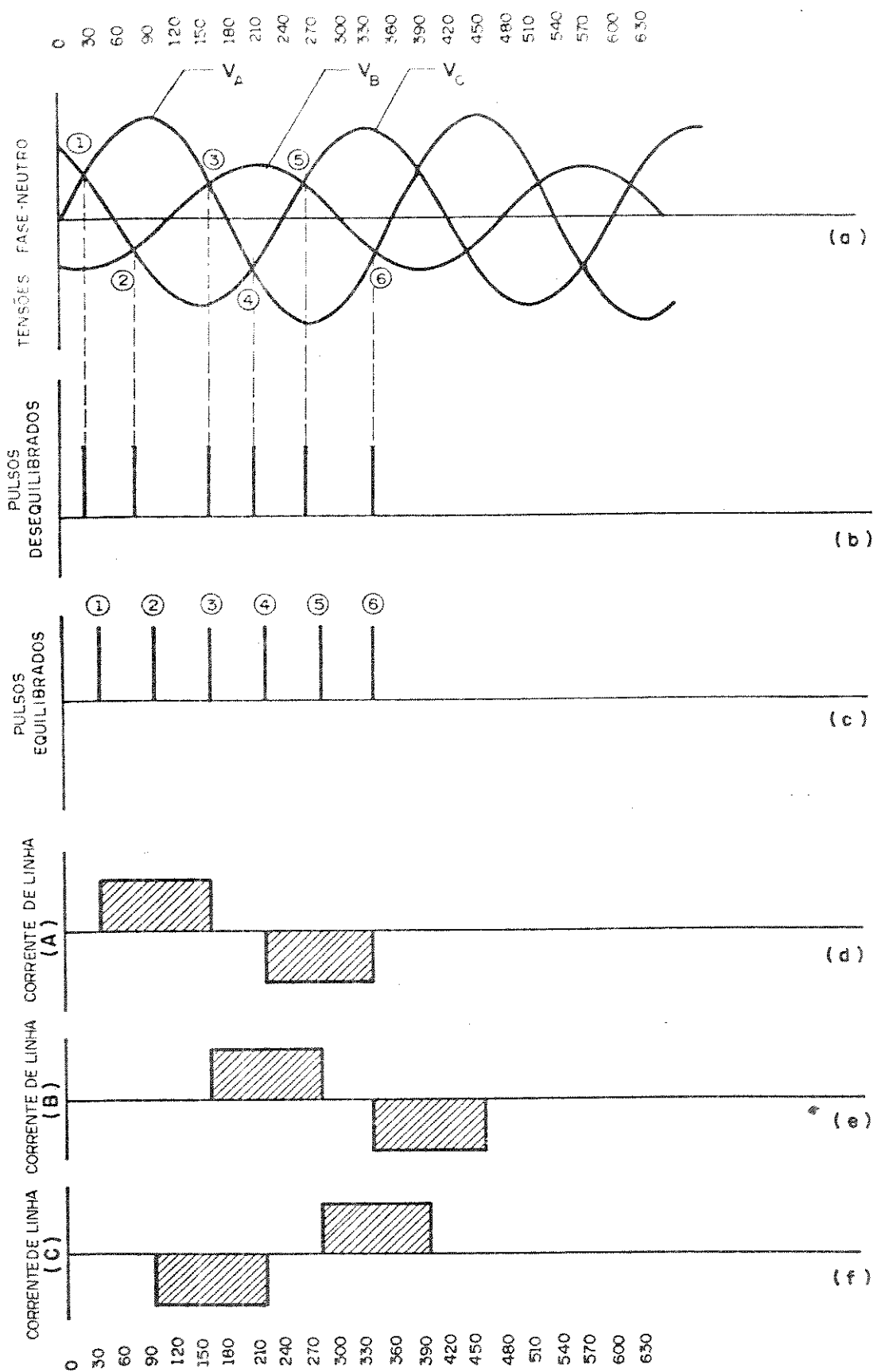


Fig. III.14 - Forma de onda das correntes utilizando:  
(i) tensões desequilibradas  
(ii) pulsos gerados pelo sistema com pulsos equidistantes

e que nenhum ocorra antes dos instantes em que a tensão do tiristor iniciando a condução seja mais positiva que a quele que está deixando de conduzir. Dentro destas características, a Fig. III.12 mostra o conjunto de pulsos "mais antecipado" que poderia ocorrer e as correspondentes correntes de linha. O resultado é que, embora as tensões sejam desequilibradas, as correntes da linha são todas constituídas por blocos de corrente com um período de condução de  $120^\circ$ . Portanto, não haverá produção de correntes harmônicas não características e sendo o controle isolado do barramento, as distorções não produzirão efeitos tal como a ampliação ou mesmo a instabilidade harmônica. Os erros associados ao circuito de disparo são, neste caso, sensivelmente menores que os observados no sistema CIP, variando de  $\pm 0,2$  a  $\pm 0,4$  [ 8 ].

Uma análise que evidencia a vantagem do método em discussão é dado pela Fig. III.14.

#### III.4. HARMÔNICOS GERADOS PELA PONTE CONVERSORA TRIFÁSICA

A geração de harmônicos é uma das características indesejáveis que os conversores apresentam para o sistema CA a que estão conectados. No Capítulo I foram discutidas as várias consequências associadas à 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.

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

Para qualquer das ondas da corrente de alimentação indicadas na Fig. III.6, pode-se identificar três tipos de seções:

- . Bloqueio
- . Condução Plena
- . Comutação

Nas seções de bloqueio a corrente de linha será nula. Em condução plena, pode-se observar a existência de uma corrente perfeitamente constante ( $L_d \rightarrow \infty$ ) ou então de uma corrente com ondulação acentuada, conforme é o caso mostrado na Fig. III.6.b. A terceira seção corresponde à corrente de comutação de um t<sub>ir</sub>is tor para outro, sendo de importância relevante no decorrer do trabalho.

### III.4.1. HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS COM ÍNDICE DE COMUTAÇÃO ZERO

Utilizando estes conceitos, a determinação do conteúdo harmônico da corrente de alimentação para um específico instante de referência é feita pela representação das formas de onda da corrente através da análise de Fourier, em que a corrente final é dada por:

$$i(t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[ \cos\omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \dots \right] \quad (III.1)$$

Adotou-se para isto as seguintes condições:

- . tensões CA de alimentação perfeitamente equilibrada e livres de distorções harmônicas
- . reatância de alisamento ( $L_d$ ) infinita
- . pulsos de disparo são igualmente espaçados de  $60^\circ$
- . a largura do bloco de corrente é de  $120^\circ$
- . impedância do sistema CA desconsiderada

Os resultados obtidos mostram que para a operação de uma instalação conversora com P número de pulsos, a ordem dos harmônicos de corrente introduzidos no sistema de alimentação, denominados por "Harmônicos Característicos" é:

$$n = PK \pm 1 \quad (III.2)$$

$$I_n = \frac{I_1}{n} \quad (III.3)$$

onde:  $P$  = número de pulsos da instalação  
 $K = 1, 2, 3, \dots$   
 $n$  = 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 ref. [8], um estudo mais generalizado da geração de harmônicos, buscando retratar as condições de operação desses equipamentos tanto para condições ideais como não-ideais. Assim, torna-se possível a análise do conteúdo harmônico de uma forma mais real.

Vários trabalhos têm sido publicados, descrevendo métodos para determinação de níveis das correntes harmônicas geradas por conversores. As imperfeições de operação do conversor que podem levar à geração de harmônicos não-característicos, são:

- . desequilíbrio da tensão CA de alimentação
- . distorção harmônica de tensão da tensão de alimentação
- . desequilíbrio da impedância CA de alimentação
- . erros causuais nos pulsos de disparo

Neste caso, os filtros junto ao barramento, projetados para eliminar os harmônicos de ordem  $6K \pm 1$ , não só serão ineficientes, como também podem contribuir para um problema mais grave (ressonância do sistema).

O efeito da geração de harmônicos não-característicos é normalmente de pequena importância se a alimentação é um barramento forte, ou seja, se o sistema de alimentação tem uma baixa impedância. O problema pode, contudo, ser significativo se esta impedância é alta. Nestes sistemas, magnificação harmônica ou instabilidade harmônica podem ocorrer, conforme já analisado. Outra repercussão seria de harmônicos não-característicos é aquele no caso da existência de filtros CA (ou capacitores para fator de

potência) local ou remoto, ressonante, podendo resultar em sobre-tensões. Logo, há necessidade de determinação correta da ordem e nível dos harmônicos a serem esperados de instalações conversoras sob condições ideais e não ideais de operação.

Das publicações que fornecem métodos de cálculos de harmônicos sob diferentes condições não-ideais, a [16] descreve a interação entre erros nos pulsos de disparo e a produção de harmônicos não-característicos. Os erros são causados por se ter uma tensão fundamental trifásica, sobre a qual uma particular tensão harmônica balanceada é superposta.

Na ref. [17], a geração de harmônicos com uma tensão de alimentação CA desequilibrada e não distorcida é descrita usando os dois métodos de geração de pulsos, os quais já foram analisados anteriormente.

Na ref. [18], analisa-se os harmônicos com a impedância do sistema de alimentação desequilibrada.

Em todos estes trabalhos, desequilíbrios foram individualmente tratados. Ainda que os resultados sejam significativos, é evidente que num sistema real estas imperfeições são mutuamente relacionadas. Investigações de alguma destas dependências são descritas na literatura [19,20], mas novamente estes não aceitam uma aproximação geral.

Neste trabalho, procurou-se desenvolver um método de modo a poder estudar o assunto com as imperfeições interagindo mutuamente e isoladamente.

Análises mais específicas dos harmônicos não-característicos serão efetuadas no Capítulo IV.

### III.4.2. HARMÔNICOS COM ÂNGULO DE COMUTAÇÃO DIFERENTE DE ZERO

Na prática, a impedância CA é diferente de zero, e a co



mutação da corrente de um tiristor para outro assume um tempo finito. A forma de onda da corrente não será mais formada por blocos retangulares, mas mostrará uma onda mais arredondada, ou seja, ela terá uma forma mais próxima da senoidal. O tempo necessário para a mudança da corrente é chamado tempo de comutação e é medido em termos de ângulo de comutação ( $\mu$ ). Em operação normal este ângulo é menor que  $60^\circ$ . A medida que este ângulo é aumentado, o efeito de arredondamento também será aumentado, portanto, sob o ponto de vista de harmônicos, o efeito da impedância CA é de reduzir a magnitude dos componentes harmônicos sem mudar a sua ordem.

Além da impedância CA, há outras variáveis, tais como ângulo de disparo ( $\alpha$ ), magnitude da corrente do lado CC ( $I_d$ ) e a tensão de alimentação, que também afetam a magnitude das correntes harmônicas. Estas dependências poderão ser melhor entendidas no Capítulo IV.

### III.4.3. ELIMINAÇÃO DE CORRENTE HARMÔNICA E REPRESENTAÇÃO DOS TRANSFORMADORES DEFAZADORES

Uma forma muito eficiente de diminuir a ordem dos harmônicos da corrente de alimentação de uma instalação conversora é aumentar o número de pulsos dessa instalação. Isso pode ser feito introduzindo-se um conveniente defasamento entre os diferentes ramos conversores de 6 pulsos. A Tabela III.1, obtida da ref. [8], dá, de uma forma concisa, o número de conversores e o defasamento entre os transformadores de cada ramo conversor, necessários para a obtenção de um determinado número de pulsos.

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

$$\left. \begin{aligned} \text{Nº de conversores} &= \frac{P}{6} \\ \text{Defasamento entre transformadores} &= \frac{360^\circ}{P} \\ \text{Ordem dos harmônicos} &= PK \pm 1 \end{aligned} \right\} \text{ (III.4)}$$

Tabela III.1

Número de Pulsos	Número de Conversores	Defasamento entre os transformadores	Ordens harmônicas esperadas
6	1	$0^\circ$	$6K \pm 1$
12	2	$30^\circ$	$12K \pm 1$
18	3	$20^\circ$	$18K \pm 1$
24	4	$15^\circ$	$24K \pm 1$
⋮	⋮	⋮	⋮
36	6	$10^\circ$	$36K \pm 1$
⋮	⋮	⋮	⋮
48	8	$7,5^\circ$	$48K \pm 1$
⋮	⋮	⋮	⋮
96	16	$3,75^\circ$	$96K \pm 1$
⋮	⋮	⋮	⋮

Uma representação trifilar simplificada de uma instalação conversora de 12 pulsos é mostrada na Fig. III.15.

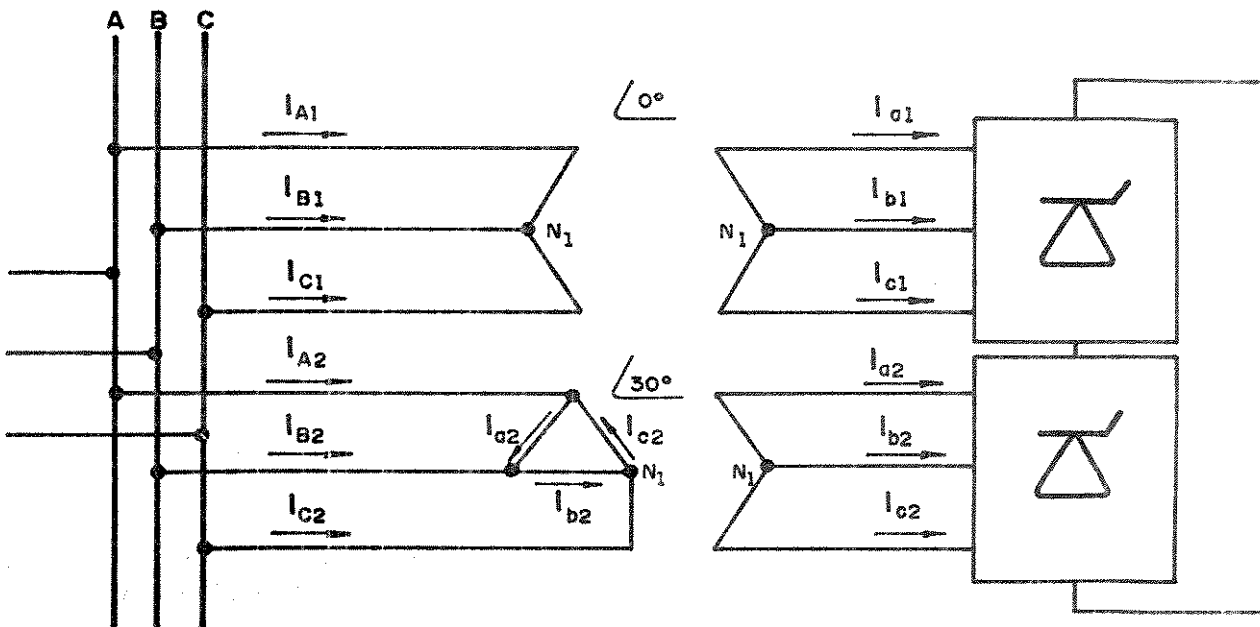


Fig. III.15 - Representação trifilar simplificada de uma instalação conversora de 12 pulsos

O defasamento de  $30^\circ$  pode ser obtido através, ou de um transformador  $Y\Delta$ , ou de um transformador com o secundário conectado em zigue-zaque. Este último, através do conveniente dimensionamento do número de espiras dos enrolamentos secundários pode fornecer qualquer defasamento que se desejar [8].

Para este sistema de 12 pulsos, há cancelamento dos harmônicos de 5ª e 7ª ordem, devido ao defasamento entre os transformadores defasadores que alimentam os conversores.

A influência do defasamento introduzido pelo transformador, na composição harmônica da corrente de alimentação do sistema conversor, pode ser imediatamente visualizada nos diagramas fasoriais da Fig. III.16. Nesta figura, a título de simplificação, considerou-se que os transformadores apresentam relação de transformação igual a 1.

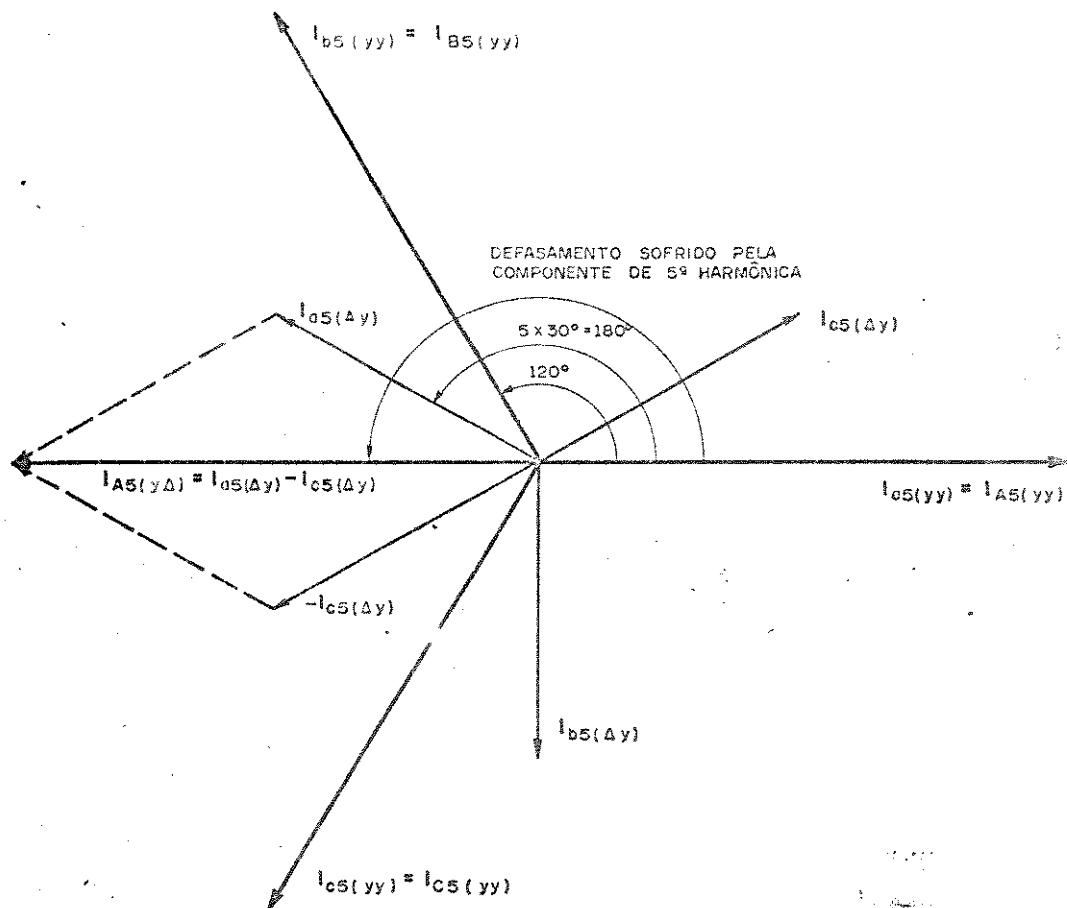


Fig. III.16 - Diagrama vetorial para os harmônicos de 5ª ordem em um ramo conversor de 12 pulsos

### III.4.4. EQUAÇÃO DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO SIMPLIFICADA

Para o cálculo dos harmônicos de corrente do lado CA, a ser usado no programa digital, aplica-se a análise de Fourier na corrente de linha  $i(t)$  dos conversores. Conforme já citado, esta corrente de linha é constituída de três seções, as quais devem ser conhecidas para os devidos cálculos.

A primeira seção resulta em  $i(t) = 0$ .

A segunda seção resulta em  $i(t) = +I_d$  ou  $-I_d$

A terceira seção é a de comutação. Para esta seção, far-se-á um estudo completo que resultará na apresentação de uma e quação geral da corrente interessada para o desenvolvimento do trabalho. Para tal, a análise será feita para a equação de comu tação já existente (para condições de operação ideais) e a deri vação de uma equação que seja geral, aceitando as diversas condi ções de operação não-ideais encontradas na prática. Estas duas análises são feitas devido ao cálculo no programa levar em consi deração harmônicos produzidos por condições ideais e não-ideais.

A seguir, será estabelecida uma expressão analítica pa ra a corrente de comutação simplificada, admitindo que a comu t ção esteja ocorrendo entre dois tiristores quaisquer  $m$  e  $n$ .

A tradicional expressão da corrente de comutação consi dera:

- . tensão fundamental de alimentação balanceada
- . a não distorção de tensão harmônica
- . resistência CA nula
- . indutância CA balanceada
- . reatância CC infinita
- . ângulo de comutação menor que  $60^\circ$

A configuração básica para um conversor de 6 pulsos e seu sistema de alimentação é dada na Fig. III.17, com o propôsi to de se analisar a corrente de comutação simplificada.

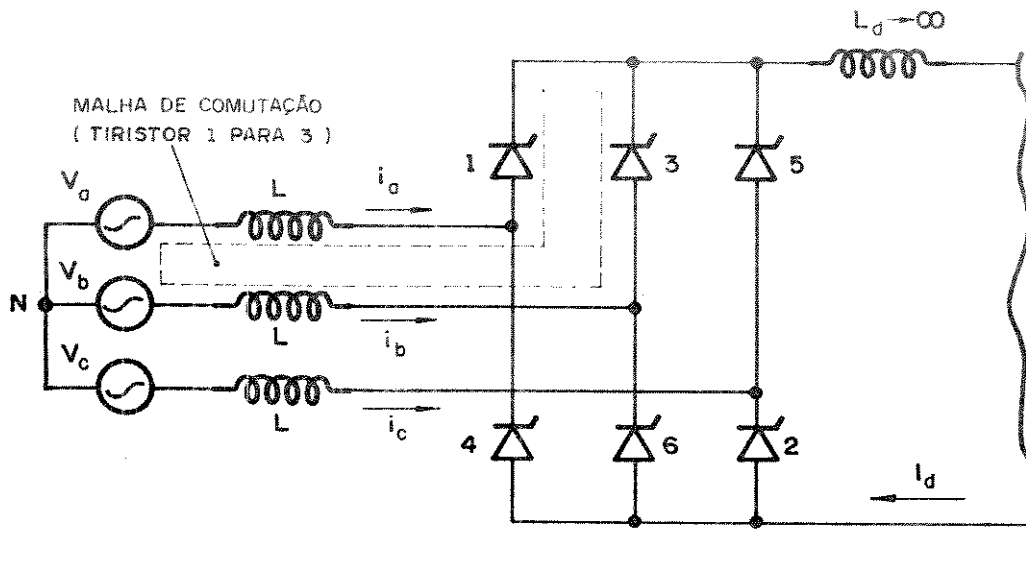


Fig. III.17 - Configuração básica de um conversor de 6 pulsos

As tensões de alimentação (fase-neutro) são tomadas como:

$$\begin{aligned}
 v_a &= \hat{V} \sin \omega t \\
 v_b &= \hat{V} \sin(\omega t + 240^\circ) \\
 v_c &= \hat{V} \sin(\omega t + 120^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{III.5}$$

Estas tensões são ilustradas na Fig. III.18.a. Os correspondentes pontos onde a comutação ocorreria se a ponte fosse formada por diodos são mostrados. Estes pontos são convencionalmente chamados "pontos de tensão zero". No caso de tiristores, estes pontos são coincidentes no tempo para um disparo  $\alpha = 0^\circ$ . Com a ponte operando com  $\alpha = 0^\circ$ , a corrente de comutação será obtida para um caso particular, o qual se refere à comutação do tiristor "1" para a "3". Isto é mostrado na Fig. III.18.b, no período de  $N_1$  e  $N_2$ . Na Fig. III.18.b, o tempo de referência para a corrente de linha é o mesmo que o escolhido para a tensão de alimentação.

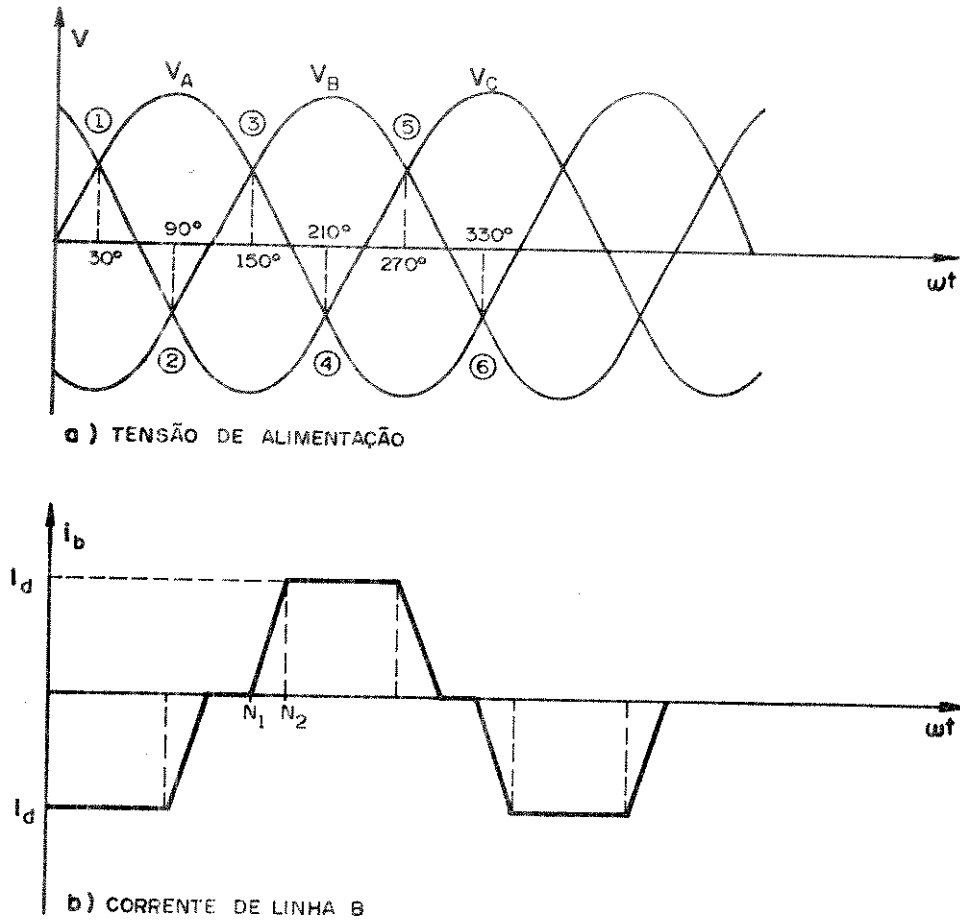


Fig. III.18 - Tensão de alimentação e forma de onda da corrente de linha CA

Para a malha de comutação mostrada na Fig. III.17, a literatura clássica [12] normalmente fornece uma equação da corrente de comutação simplificada, para um ângulo qualquer " $\alpha$ " de ignição, como:

$$i(t) = \frac{\sqrt{3} \hat{V}}{2\omega L} [\cos \alpha - \cos(\omega t + \alpha)] \quad (III.6)$$

onde:  $\hat{V}$  = tensão de pico das tensões de alimentação

$\alpha$  = ângulo de ignição dos tiristores

$\omega$  = frequência angular

$L$  = indutância equivalente da comutação

A seguir, será fornecida uma corrente geral para a comutação, aceitando qualquer operação anormal do sistema.

### III.4.5. EQUAÇÃO GERAL PARA CORRENTE DE COMUTAÇÃO

A equação a ser apresentada permite a inclusão dos seguintes fatos:

- . Tensão fundamental da alimentação CA desequilibrada
- . Distorções harmônicas de tensão da fonte de alimentação CA, os harmônicos podendo ser também desequilibrados.
- . Impedância do sistema CA desequilibrado (resistência e indutância).

A Fig. III.19 mostra parte de um sistema conversor, indicando o circuito estabelecido durante a comutação de um tiristor  $m$  para um tiristor  $n$ . Portanto, na Fig. III.21 o tiristor  $n$  é o que está entrando e o "m" é o que está saindo de operação. O lado CC do circuito é considerado como tendo uma indutância CC infinita.

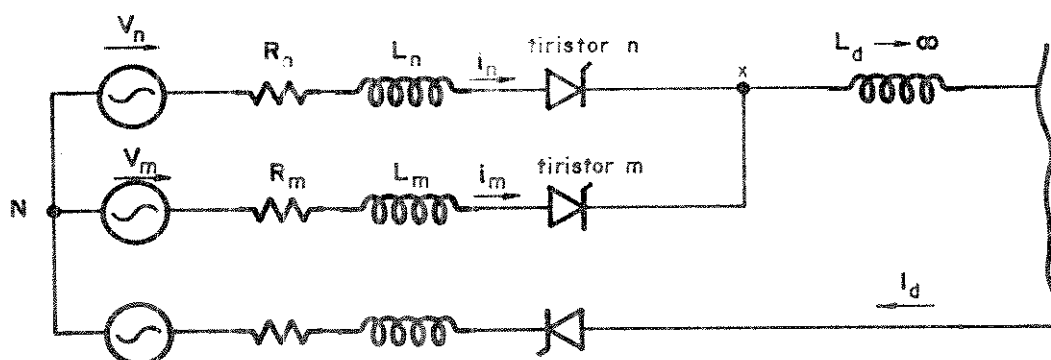


Fig. III.19 - Circuito de comutação generalizado

Na Fig. III.19:

$v_n$  = tensão fase-neutro para fase  $n$

$v_m$  = tensão fase-neutro para fase  $m$

$R_n$  = resistência da fase  $n$  - incluindo a resistência do ramo conversor e a resistência do sistema de alimentação CA.

$R_m = \text{idem } R_n$  - para fase "m"

$L_n = \text{indutância da fase } n$  - incluindo a indutância do ramo conversor e a indutância do sistema de ali mentação CA

$L_m = \text{idem } L_n$  - para fase m

Se a distorção harmônica da tensão existe, as tensões podem ser escritas de uma forma geral como:

$$v_n = \sum_{j=1}^{j=P} \hat{V}_{jn} \text{ sen}(j\omega t + \phi_{jn}) \quad (III.7)$$

$$v_m = \sum_{j=1}^{j=P} \hat{V}_{jm} \text{ sen}(j\omega t + \phi_{jm}) \quad (III.8)$$

onde:  $\hat{V}_{jn} = \text{valor de pico para a componente de tensão - fase } n$  para neutro

$\hat{V}_{jm} = \text{valor de pico para a componente de tensão - fase } m$  para neutro

$\phi_{jn} = \text{ângulo de fase para a } j\text{-ésima componente de tensão}$

$\phi_{jm} = \text{ângulo de fase para a } j\text{-ésima componente de tensão}$

Com base no circuito equivalente apresentado, na ref. [8], é feito um minucioso desenvolvimento matemático, cujo resultado é transcrito abaixo, fornecendo a equação geral da corrente de comutação.

$$i_n(t) = \sum_{j=1}^{j=P} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[ \frac{(H_j - 1/T_{nm}) \epsilon^{-(t)/T_{nm}}}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)} + \frac{1}{j\omega} \sqrt{\frac{(H_j^2 + j^2 \omega^2)}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)}} \text{ sen}(j\omega t + \phi_j) \right] + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \left[ 1 - \epsilon^{-(t)/T_{nm}} \right] + C_{nm} \quad (III.9)$$



A formulação desta corrente com o propósito de identificar seus diversos termos é apresentada no Apêndice I.

CAPÍTULO IV

SIMULAÇÃO DO SISTEMA ALIMENTADOR-CONVERSOR,  
CÁLCULO DE HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS  
E NÃO-CARACTERÍSTICOS,  
ANÁLISE DA INSTABILIDADE

## IV.1. INTRODUÇÃO

Uma vez conhecidas as principais fontes harmônicas, conceituado harmônicos, analisada a ponte conversora trifásica e obtida uma formulação para a forma de onda da corrente responsável pela geração dos harmônicos do lado CA, este capítulo objetiva:

- . Desenvolver e mostrar os passos de um programa digital, para o cálculo dos níveis de harmônicos e verificação do fenômeno da instabilidade harmônica de um sistema conversor.
- . Analisar a geração de harmônicos não-característicos e sua contribuição para a instabilidade.
- . Analisar os resultados de casos processados, concluindo sobre o fenômeno da instabilidade e amplificação harmônica, assim como da ocorrência de possíveis sobretensões, devido a eventuais ressonâncias. Concluir sobre o número de iterações para a convergência final do programa, bem como a influência da corrente CC no efeito da instabilidade.

## IV.2. DESCRIÇÃO GERAL DO MÉTODO UTILIZADO

O procedimento utilizado baseia-se em cálculos repetitivos das correntes harmônicas produzidas pelo sistema conversor e da avaliação dos níveis de tensões e distorções harmônicas que ocorrem junto aos barramentos dos conversores. Para tanto, utiliza-se um método detalhadamente exposto no próximo item, ao qual se aplica um critério de convergência, que permite constatar a existência ou não de um ponto operacional final estável.

A simulação digital fornece um meio versátil para o cálculo dos harmônicos característicos e não-característicos, utilizando uma representação trifásica com cada uma das três fases independentemente representadas, permitindo que nos cálculos sejam consideradas as seguintes condições:

- a. Qualquer distorção, equilibrada ou não, da tensão no sistema CA de alimentação.
- b. Indutâncias e Resistências desequilibradas ou não do sistema CA de alimentação.
- c. Filtros do lado CA, com as três fases independentemente representadas.
- d. Qualquer instalação industrial típica, formada por vários conversores (qualquer número de pulsos).
- e. Parâmetros desequilibrados dos ramos conversores.
- f. Conversores alimentando uma carga CC constante.
- g. Geração dos pulsos de disparo pelo método de controle individual de pulsos ou pulsos igualmente espaçados. Erros causuais podem também ser incluídos.
- h. A defasagem angular do transformador defasador pode ter qualquer valor. Desequilíbrios nas três fases de um particular transformador, podem também ser assumido.

O programa descrito é fundamentado nas seguintes considerações:

- . O reator CC é grande o suficiente para permitir que o lado CC seja livre de harmônicos, ou seja, a corrente no lado CC é perfeitamente constante.
- . O ângulo de comutação é sempre menor que  $60^\circ$ .
- . A carga CC é suposta operar com valor fixo de corrente.
- . A queda de tensão através do tiristor em condução é desprezada.

## IV.3. SIMULAÇÃO DIGITAL

### IV.3.1. PRINCIPAIS PASSOS

Os principais passos seguidos no programa digital são descritos a seguir:

#### PASSO 1: AVALIAÇÃO DO INSTANTE DE DISPARO DO TIRISTOR

Como condições iniciais, as tensões da barra do conversor são feitas iguais a f.e.m.s. do gerador. Para cada conversor, estas tensões são defasadas pelo transformador entre a barra do conversor e o conversor em questão. O instante de disparo dos tiristores são então calculados, usando qualquer tipo de método de controle já citados.

#### PASSO 2: CÁLCULO DA COMPONENTE DE CORRENTE HARMÔNICA GERADA PELO CONVERSOR

As correntes de linha CA nos terminais do conversor são obtidas, analisadas e representadas pela série de Fourier. Logo, as componentes de corrente harmônica nos terminais do conversor são conhecidas (suas magnitudes são referidas com base no barramento do conversor). A corrente avaliada deve então ser alterada através do transformador para obter a correspondente injeção de corrente no sistema CA para o conversor em consideração.

#### PASSO 3: CORRENTE HARMÔNICA TOTAL NO SISTEMA CA

Os resultados obtidos no passo 2 dão os harmônicos produzidos por um ramo conversor. Para a avaliação da corrente harmônica total produzida pelos conversores, torna-se necessário retornar ao passo 1. Os passos 1, 2 e 3 são então repetidos para cada ramo conversor. Os resultados finais são então compostos de forma que as correntes harmônicas totais, que entram no sistema de alimentação, sejam avaliadas.

#### PASSO 4: EFEITO DOS FILTROS

As componentes harmônicas de corrente resultantes, as quais são injetadas no sistema CA, são calculadas considerando a

combinação paralela dos filtros e da impedância do sistema CA. Também, a componente fundamental da corrente fornecida ao sistema de filtros (a qual para a frequência fundamental mostra a impedância capacitiva), é computada.

#### PASSO 5: NOVA TENSÃO PARA A BARRA DO CONVERSOR

A fundamental e as componentes harmônicas de corrente no sistema CA causarão quedas de tensão na impedância do sistema de alimentação. Como resultado, as tensões da barra do conversor serão alteradas. As novas tensões do barramento são o resultado da f.e.m. do gerador e da queda de tensão.

#### PASSO 6: CRITÉRIO PARA CONVERGÊNCIA

A nova tensão do barramento do conversor definirá as novas condições de operação do conversor. Usando a nova tensão, o procedimento é o de retornar ao passo 1 e recalcular as novas correntes, as quais são injetadas no sistema CA. As novas componentes harmônicas de corrente são então comparadas com os correspondentes resultados anteriores. Se houver uma diferença entre elas menor que um dado erro, o sistema já se encontra harmonicamente estável. Portanto, o programa encerra os cálculos e imprime os resultados. Para este ponto de operação, as componentes harmônicas de corrente geradas pelo conversor são conhecidas. Caso o sistema seja instável, uma diferença apreciável entre cálculos sucessivos sempre existem e as iterações não levam à convergência. O programa só encerra os seus cálculos quando o limite fixado das iterações for atingido, definindo desta maneira a instabilidade harmônica do sistema.

A seguir, serão realizadas as análises matemáticas a respeito destes passos do programa.

### IV.3.2. CÁLCULO DO INSTANTE DE DISPARO DO TIRISTOR - PONTOS DE TENSÃO ZERO

Para ambos os métodos de disparo, sistema CIP e PIE, é

necessário calcular os pontos zero de tensão, como descrito anteriormente. Com os transformadores defasadores conectando os conversores ao barramento CA, os pontos de tensão zero associados aos instantes de disparo são calculados para a barra do conversor, fornecendo o apropriado defasamento.

A aproximação usada no programa para executar o que foi dito acima, é explicada com base na Fig. IV.1, ilustrando as tensões fase-neutro, correspondentes às fases "m" e "n".

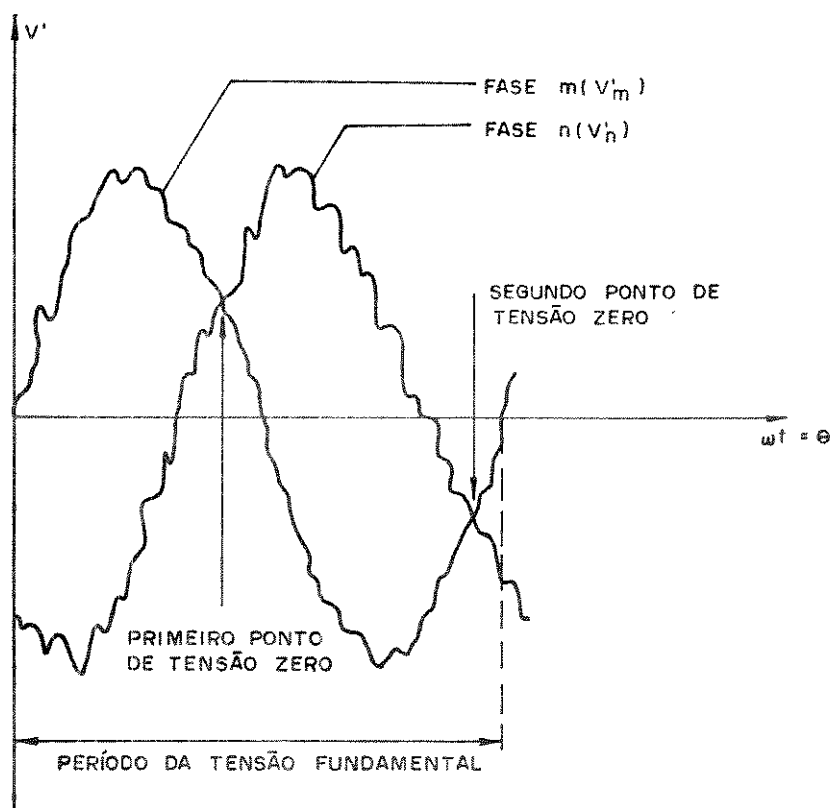


Fig. IV.1 - Os pontos de tensão nula

Conforme já discutido, estas tensões podem assumir qualquer distorção harmônica individual, que serão superpostas à tensão fundamental. É também assumido que as tensões estão referidas aos terminais CA do conversor,

Formas gerais para as tensões  $v'_m$  e  $v'_n$  são dadas a seguir.

$$v_m^i = \sum_{j=1}^{j=P} \hat{V}_{jm}^i \text{sen}(j\omega t + \phi_{jm}^i)$$

$$v_n^i = \sum_{j=1}^{j=P} \hat{V}_{jn}^i \text{sen}(j\omega t + \phi_{jn}^i)$$

A tensão  $v_{nm}^i = v_n^i - v_m^i$  é então:

$$v_{nm}^i = \sum_{j=1}^{j=P} A_j^i \text{sen}(j\omega t) + \sum_{j=1}^{j=P} B_j^i \cos(j\omega t) \quad (IV.1)$$

onde

$$A_j^i = \hat{V}_{jn}^i \cos \phi_{jn}^i - \hat{V}_{jm}^i \cos \phi_{jm}^i$$

$$B_j^i = \hat{V}_{jn}^i \text{sen} \phi_{jn}^i - \hat{V}_{jm}^i \text{sen} \phi_{jm}^i$$

A solução dando  $v_{nm}^i = 0$ , para a equação anterior, resultará no ponto de tensão zero. Como mostrado na Fig. IV.1, em qualquer período da fundamental, existem no mínimo duas soluções levando a  $v_{nm}^i = 0$ . Se um sistema trifásico for considerado, haverá três diferentes tensões fase-fase:  $v_{ab}^i$ ,  $v_{bc}^i$  e  $v_{ca}^i$ .

Portanto, seis pontos de tensão zero são obtidos por ciclo.

A solução ( $v_{nm}^i = 0$ ) é obtida usando uma solução numérica, partindo com um valor inicial para  $\theta = \omega t$ . Para este ponto de partida, um incremento ( $\Delta\theta$ ) é somado ao  $\theta$  anterior e para o novo valor obtido, a nova tensão  $v_{nm}^i$  é calculada. As duas tensões sucessivas são então comparadas. Se para estes dois passos sucessivos, o sinal de  $v_{nm}^i$  são ambos de polaridade positiva ou negativa o ponto de tensão zero ainda não foi localizado. Quando os dois valores consecutivos para  $v_{nm}^i$  tem sinais opostos, o ponto de tensão zero é detectado. A exatidão do resultado será inversamente proporcional ao valor do passo incrementado ( $\Delta\theta$ ) utilizado, o uso de um valor constante de pequeno valor para  $\Delta\theta$  (por exemplo  $0,01^\circ$ ) para o valor inicial de  $\theta$ , leva a um resultado preciso do ponto de tensão zero, porém, o tempo de execução do programa é grande.



Uma alternativa é a de partir para uma solução numérica com valores maiores para  $\Delta\theta$  (por exemplo,  $1^\circ$ ) e com este incremento detectar um ângulo aproximado no qual  $v'_{nm} = 0$ . O programa então volta um passo atrás e procura pelo ponto de tensão zero usando um pequeno incremento (por exemplo,  $\Delta\theta = 0,1^\circ$ ). O procedimento é repetido como antes, e a solução com alta precisão é obtida. No programa, o ponto de tensão zero é calculado com uma precisão de  $\pm 0,001^\circ$ .

Em relação ao segundo ponto de tensão nula, o método é similar ao anterior. Para se economizar tempo de computação, e, como o segundo ponto é conhecido ser distante do primeiro ponto associado, um intervalo numérico grande é dada para se definir o valor inicial de " $\theta$ " para o cálculo do segundo ponto. Após isto, o método é como o anterior.

### IV.3.3. ANÁLISE HARMÔNICA DAS CORRENTES DOS CONVERSORES

Este item descreve a principal e a mais extensa parte do programa, com o propósito de obter a corrente de linha produzida por cada conversor e representá-la pela análise de Fourier para o cálculo das componentes harmônicas. Esta formulação baseada na ref. [8] é de uma maneira simplificada, mostrada a seguir.

#### a. FORMA DE ONDA DA CORRENTE DE LINHA

A forma de onda da corrente de linha pode ser representada, como ilustrada na Fig. IV.2, sendo aquela no secundário do transformador conectado diretamente ao conversor. Embora seja apresentada a corrente somente para uma fase, ( $i_A$ ), as correntes das duas outras fases terão o mesmo aspecto com o respectivo defasamento de  $120^\circ$ , que deve existir entre as mesmas.

A figura mostra a forma de onda de corrente para um conversor de 6 pulsos. Para um arranjo de vários conversores, as correntes têm a mesma forma básica, entretanto são defasadas de acordo com o definido pelo transformador. Os valores destas correntes (em Amperes) no programa digital são sempre referidos à barra de alimentação do conversor.

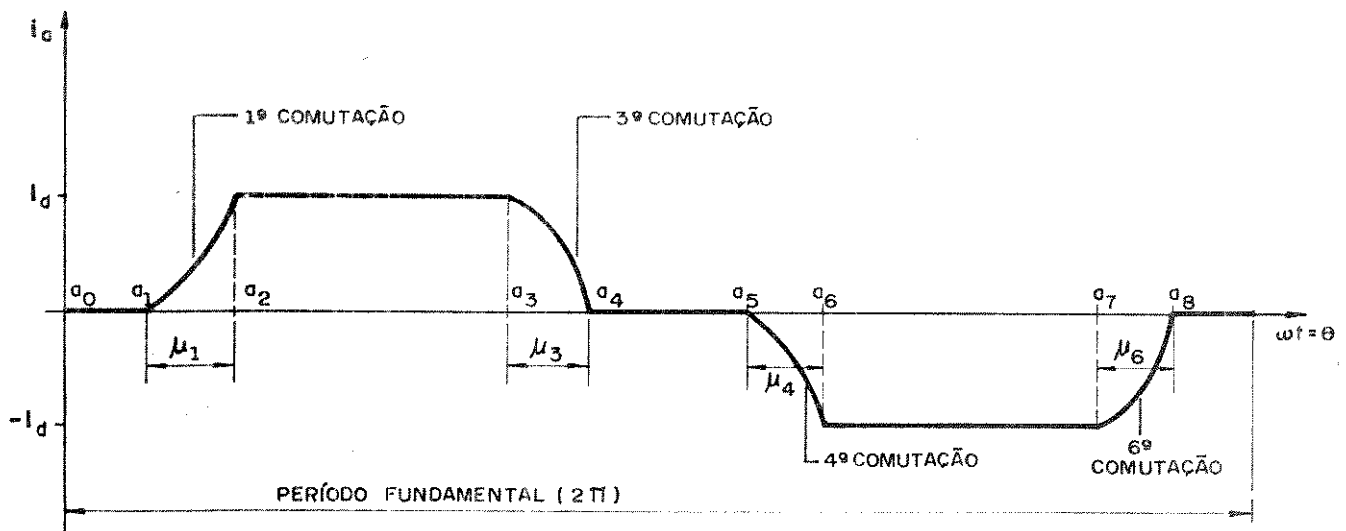


Fig. IV.2 - Forma de onda da corrente de linha  $i_A$

A seguir, mostrar-se-á o cálculo da corrente durante a comutação, que forma uma das seções da corrente de linha, para uma fase qualquer.

b. EQUAÇÃO DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO - ÂNGULO DE COMUTAÇÃO

A equação da corrente de comutação genérica para a entrada de um tiristor quaisquer, está deduzida no Apêndice I. A equação é somente transcrita aqui, sob a forma:

$$\begin{aligned}
 i_n(t) = & \sum_{j=1}^{j=P} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[ \frac{(H_j - 1/T_{nm}) \epsilon^{-t/T_{nm}}}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{j\omega} \sqrt{\frac{(H_j^2 + j^2 \omega^2)}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)}} \text{sen}(j\omega t + \phi_j) \right] + \\
 & + (1 - \epsilon^{-t/T_{nm}}) \cdot \frac{R_m I_d}{R_{nm}} + K_{nm} \quad (IV.2)
 \end{aligned}$$

A eq.(IV.2) pode ser apresentada de uma forma simplificada, fazendo-se

$$\begin{aligned}
 Y &= \frac{R_m I_d}{R_{nm}} \\
 H_j &= \frac{1}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)} \\
 S_j &= \frac{B_j}{j\omega L_{nm}} \sqrt{\frac{(H_j^2 + j^2 \omega^2)}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)}} \\
 X_j &= \frac{B_j}{L_{nm}} \left[ \frac{(H_j - 1/T_{nm})}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)} \right]
 \end{aligned}
 \tag{IV.3}$$

Assim:

$$\begin{aligned}
 i_n(t) &= \sum_{j=1}^{j=P} [X_j e^{-t/T_{nm}} + S_j \text{sen}(j\omega t + \phi_j)] + \\
 &+ Y[1 - e^{-t/T_{nm}}] + K_{nm}
 \end{aligned}
 \tag{IV.4}$$

Esta corrente corresponde a corrente de comutação de um tiristor qualquer "n" entrando em operação. Para o tiristor "m" saindo, a corrente de comutação é dada por:

$$i_m(t) = I_d - i_n(t) \tag{IV.5}$$

Para as comutações que ocorrem com valor negativo de  $I_d$  (por exemplo, do  $T_2$  para o  $T_4$ ), não há necessidade de inserir o valor negativo da corrente de comutação, pois isto ocorrerá naturalmente na equação. No caso de uma comutação negativa, a corrente para o tiristor saindo, a qual é dada pela eq.(IV.5), é mudada para:

$$i_m(t) = -I_d - i_n(t) \tag{IV.6}$$

Quanto ao cálculo do ângulo de comutação, este pode ser realizado, utilizando-se da eq.(IV.4). Como esta equação é do tipo transcendental, uma solução numérica é adotada, conforme explicado a seguir.

Partindo com  $\omega t = 0$  ou  $t = 0$ , o valor de  $\omega t$  é aumentado até que o valor de  $i_n(t)$  atinja  $I_d$ . Isto indica o fim da comutação e o valor final de  $\omega t$  é o ângulo de comutação. A solução numérica utilizada para este caso é a mesma aplicada no item IV.3.2.

### c. FORMULAÇÃO DA CORRENTE DE LINHA

A forma complexa da corrente mostrada na Fig. IV.2 traz claramente a dificuldade de se obter uma única equação que represente todo o período fundamental. Portanto, a corrente será tratada em partes, dentro das quais uma equação final possa ser definida, compreendendo todas as seções. Basicamente, as formas de ondas podem ser divididas em dois tipos:

- . a seção em que a corrente é constante ( $I_d$  ou  $-I_d$ ) ou igual a zero;
- . a seção em que ocorre a comutação.

A primeira seção é facilmente obtida. Fica portanto a análise da corrente aplicada à segunda seção. Neste caso, será usada a eq.(IV.4), a qual define a seção de comutação, mas utilizada com uma nova referência, como ilustra a Fig. IV.3 para a primeira comutação. Este motivo prende-se ao fato de que a equação foi escrita com relação a mesma referência adotada para as tensões (normalmente tomada como sendo a tensão da fase A para o neutro). Porém, em certos casos de operação do conversor, ou seja, depende do valor do ângulo de disparo " $\alpha$ ", é possível que a seção  $a_7$ - $a_8$ , mostrada na Fig. IV.12, possa estender-se além do período fundamental ( $2\pi$ ). Isto dificulta em muito a análise de Fourier a ser efetuada, levando a erros na formulação usada. Para que isto não ocorra, é necessário estabelecer a formulação da corrente partindo de um ponto  $a_1$ , o qual se move com a mudança de  $\alpha$ . Portanto, toma-se o instante de disparo do tiristor " $n$ " (tiristor que está iniciando a condução) como nova referência de tempo. Adotou-se então como referência o ângulo de disparo  $\theta_n$ , medido no termo fundamental em relação à referência adotada anteriormente.

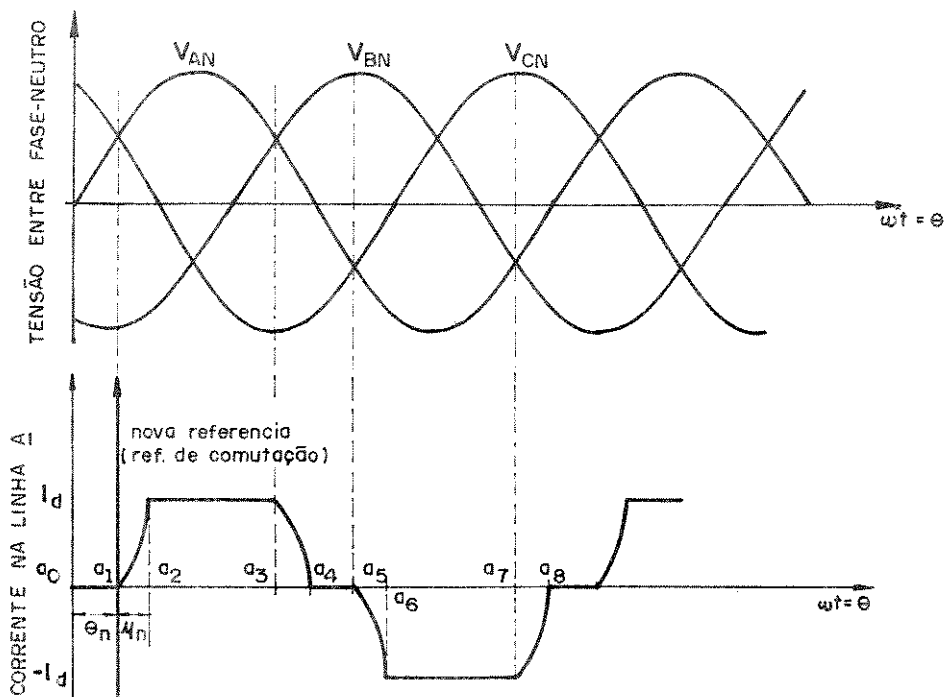


Fig. IV.3 - Corrente de alimentação na fase A de um sistema conversor de 6 pulsos com  $\alpha = 0^\circ$ , com nova referência de comutação

Neste sentido, a corrente de comutação passa a ter a seguinte forma:

$$i_n(t) = \sum_{j=1}^{j=P} [X_j \epsilon^{-(t-t_x)/T_{nm}} + S_j \text{sen}(j\omega t + \phi_j + j\theta_n - j\theta_x)] + Y[1 - \epsilon^{-(t-t_x)/T_{nm}}] + K_{nm} \quad (IV.7)$$

onde:

$\theta_n$  = ângulo medido em termos fundamentais, cuja função é transladar a referência de tempo (das tensões) para o instante onde a comutação é iniciada

$\theta_x$  = ângulo medido em termos fundamentais, cuja função é referir as diferentes equações de comutação a uma referência de tempo comum, estabelecida como a aquela em que é iniciada a comutação do tiristor "5" para o tiristor "1"

$$t_x = \frac{\theta_x}{\omega}$$

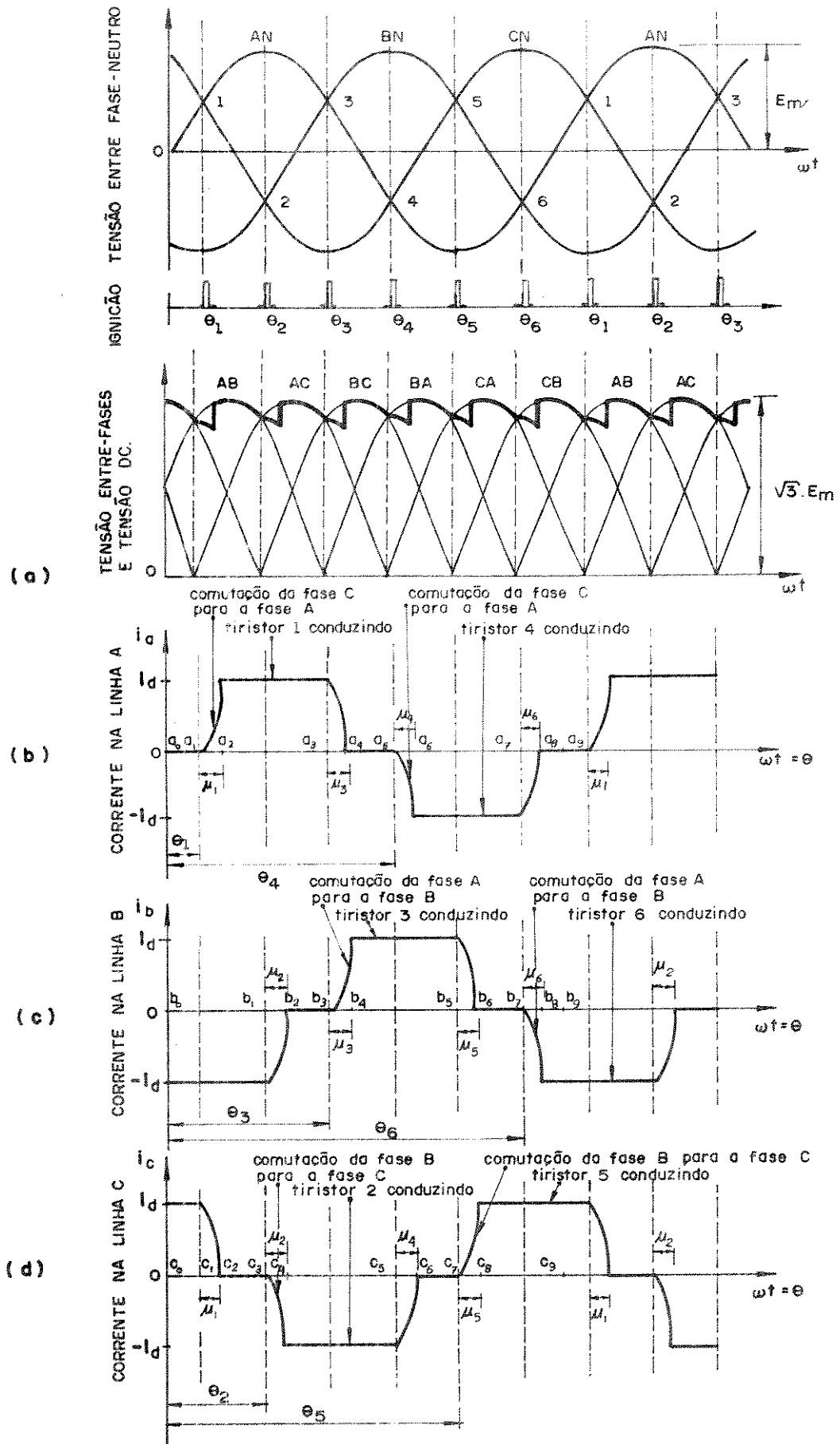


Fig. IV.4 - Tensão de saída DC e correntes de alimentação da ponte conversora trifásica

Tabela IV.1

CORRENTE DE LINHA A						
Seção	Comutação	Fases Envolvidas		Limites para $\theta$	Equação	$\theta_x$
		Entra	Sai			
$a_1-a_2$	1	A	C	$0 < \theta < \mu_1$	$i_a(\theta) = \text{eq. (IV.7)}$	0
$a_2-a_3$				$\mu_1 < \theta < (\theta_3 - \theta_1)$	$i_a(\theta) = I_d$	
$a_3-a_4$	3	B	A	$(\theta_3 - \theta_1) < \theta < (\theta_3 + \mu_3 - \theta_1)$	$i_a(\theta) = I_d - \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_3 - \theta_1$
$a_4-a_5$				$(\theta_3 + \mu_3 - \theta_1) < \theta < (\theta_4 - \theta_1)$	$i_a(\theta) = 0$	
$a_5-a_6$	4	A	C	$(\theta_4 - \theta_1) < \theta < (\theta_4 + \mu_4 - \theta_1)$	$i_a(\theta) = \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_4 - \theta_1$
$a_6-a_7$				$(\theta_4 + \mu_4 - \theta_1) < \theta < (\theta_6 - \theta_1)$	$i_a(\theta) = -I_d$	
$a_7-a_8$	6	B	A	$(\theta_6 - \theta_1) < \theta < (\theta_6 + \mu_6 - \theta_1)$	$i_a(\theta) = -I_d - \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_6 - \theta_1$
$a_8-a_9$				$(\theta_6 + \mu_6 - \theta_1) < \theta < 2\pi$	$i_a(\theta) = 0$	

(IV.8)

Tabela IV.2

CORRENTE DA LINHA B						
Seção	Comutação	Fases Envolvidas		Limites para 0	Equação	$\theta_x$
		Entra	Sai			
$b_0-b_1$				$0 < \theta < (\theta_2 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = -I_d$	
$b_1-b_2$	2	C	B	$(\theta_2 - \theta_1) < \theta < (\theta_2 + \mu_2 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = -I_d - \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_2 - \theta_1$
$b_2-b_3$				$(\theta_2 + \mu_2 - \theta_1) < \theta < (\theta_3 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = 0$	
$b_3-b_4$	3	B	A	$(\theta_3 - \theta_1) < \theta < (\theta_3 + \mu_3 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_3 - \theta_1$
$b_4-b_5$				$(\theta_3 + \mu_3 - \theta_1) < \theta < (\theta_5 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = I_d$	
$b_5-b_6$	5	C	B	$(\theta_5 - \theta_1) < \theta < (\theta_5 + \mu_5 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = I_d - \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_5 - \theta_1$
$b_6-b_7$				$(\theta_5 + \mu_5 - \theta_1) < \theta < (\theta_6 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = 0$	
$b_7-b_8$	6	B	A	$(\theta_6 - \theta_1) < \theta < (\theta_6 - \mu_6 - \theta_1)$	$i_b(\theta) = \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_6 - \theta_1$
$b_8-b_9$				$(\theta_6 + \mu_6 - \theta_1) < \theta < 2\pi$	$i_b(\theta) = -I_d$	



Tabela IV.3

CORRENTE DE LINHA C						
Seção	Comutações	Fases Envolvidas		Limites para $\theta$	Equação	$\hat{e}_x$
		Entra	Sai			
$c_1-c_2$	1	A	C	$0 < \theta < \mu_1$	$i_c(\theta) = I_d - \text{eq. (IV.7)}$	0
$c_2-c_3$				$\mu_1 < \theta < (\theta_2 - \theta_1)$	$i_c(\theta) = 0$	
$c_3-c_4$	2	C	B	$(\theta_2 - \theta_1) < \theta < (\theta_2 + \mu_2 - \theta_1)$	$i_c(\theta) = \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_2 - \theta_1$
$c_4-c_5$				$(\theta_2 + \mu_2 - \theta_1) < \theta < (\theta_4 - \theta_1)$	$i_c(\theta) = I_d$	
$c_5-c_6$	4	A	C	$(\theta_4 - \theta_1) < \theta < (\theta_4 + \mu_4 - \theta_1)$	$i_c(\theta) = I_d - \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_4 - \theta_1$
$c_6-c_7$				$(\theta_4 + \mu_4 - \theta_1) < \theta < (\theta_5 - \theta_1)$	$i_c(\theta) = 0$	
$c_7-c_8$	5	C	B	$(\theta_5 - \theta_1) < \theta < (\theta_5 + \mu_5 - \theta_1)$	$i_c(\theta) = \text{eq. (IV.7)}$	$\theta_5 - \theta_1$
$c_8-c_9$				$(\theta_5 + \mu_5) < \theta < 2\pi$	$i_c(\theta) = I_d$	

(IV.10)

Para esta nova referência e com base na Fig. IV.4, a corrente de linha pode agora ser descrita em todo o período fundamental, considerando que na Fig. IV.4:

$\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_6 =$  instante de disparo dos tiristores

$\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_6 =$  ângulo de comutação

Finalmente, as Tabelas IV.1, IV.2 e IV.3 apresentam as equações envolvidas e os intervalos de integração para o cálculo da corrente de linha, permitindo, assim, uma análise completa da corrente de linha no sistema CA.

#### d. SÉRIE DE FOURIER

Para se obter as componentes harmônicas da corrente de linha, a série de Fourier é usada, a qual representa qualquer período da função  $f(\theta)$ , por:

$$\begin{aligned} f(\theta) &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (C_n \cos n\theta + D_n \sin n\theta) = \\ &= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [F_n \sin(n\theta + \beta_n)] \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

onde:

$n =$  ordem da componente harmônica

$\theta = \omega t$

$$F_n = \sqrt{C_n^2 + D_n^2}$$

$$\beta_n = \tan^{-1} [C_n/D_n]$$

Os coeficientes de Fourier,  $A_0$ ,  $C_n$  e  $D_n$  são dados por:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) d\theta \quad (\text{IV.12.a})$$

$$C_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta \quad (IV.12.b)$$

$$D_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (IV.12.c)$$

Os coeficientes de Fourier podem também ser definidos para diferentes limites de integração, desde que todo o período seja representado. Isto pode ser particularmente usado para formas de ondas semelhantes àsquelas ilustradas na Fig. IV.2. onde várias equações podem ser combinadas, para descrever uma forma de onda total.

e. CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE FOURIER PARA AS CORRENTES DE LINHA

Uma vez definidas as diversas seções que compõem as correntes de linha, e obtidas suas representações matemáticas, é possível determinar suas componentes harmônicas, pela substituição destas correntes e seus correspondentes limites, nas expressões (IV.12).

IV.3.4. SISTEMA DE FILTROS DO LADO CA

Um arranjo típico para um sistema com filtros é ilustrado na Fig. IV.5.

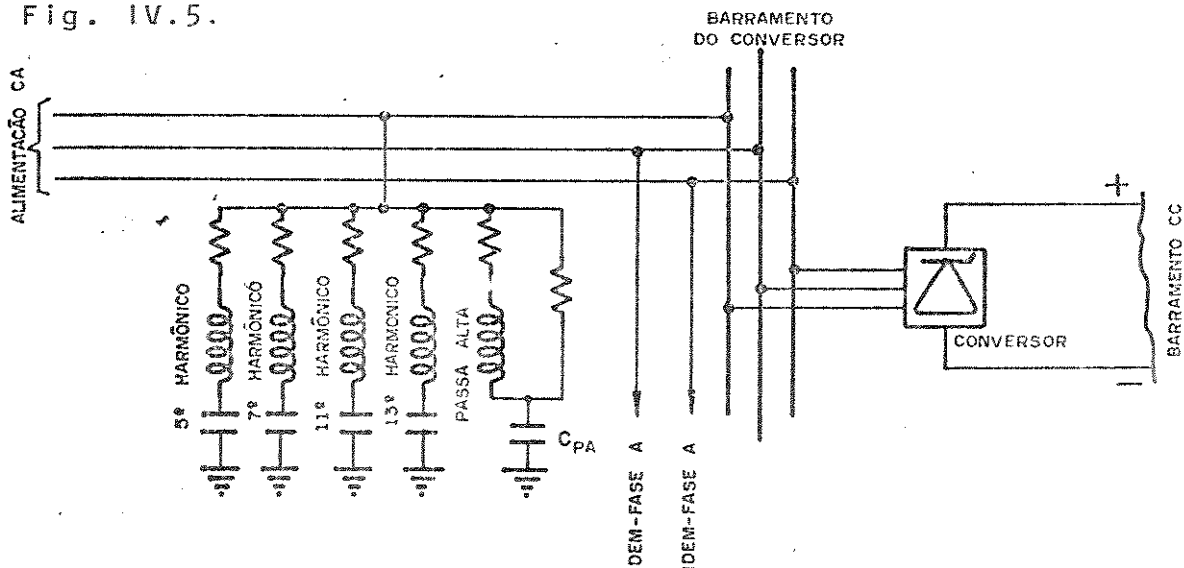


Fig. IV.5 - Arranjo típico de filtros para conversores

É conveniente observar que este arranjo, assim como outros mais simples, poderiam ser representados no programa.

Para se obter um circuito equivalente, com o propósito de analisar a distribuição da corrente harmônica, é usual assumir que o conversor atua, como se fosse uma fonte ideal de corrente harmônica. Estas correntes fluem no arranjo paralelo formado pelo sistema CA e filtro. A Fig. IV.6 mostra o circuito equivalente do n-ésimo componente harmônico como visto da barra do conversor.

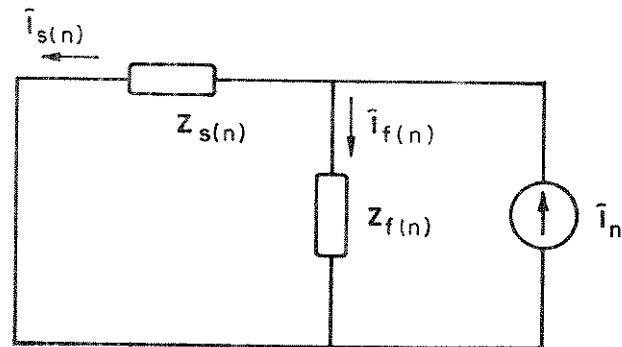


Fig. IV.6 - Circuito equivalente para componente harmônica da corrente de ordem "n"

Na Fig. IV.6:

$Z_s(n)$  = impedância do sistema de alimentação para frequência

$$f_n = \frac{n\omega}{2\pi}$$

$Z_f(n)$  = impedância do sistema de filtro para frequência  $f_n$

$\hat{i}_n$  = valor de pico da n-ésima corrente harmônica produzida pelo sistema conversor

$\hat{i}_s(n)$  = valor de pico da n-ésima corrente harmônica a qual entra no sistema de alimentação

$\hat{i}_f(n)$  = valor de pico da enésima corrente harmônica a qual flue através do sistema de filtro

Para muitas aplicações, é suficiente representar o sistema CA pela sua impedância à frequência de alimentação. Para estudos harmônicos, pode ser que uma melhor representação da impedância harmônica do sistema seja necessária. A experiência tem mostrado que, embora o sistema de alimentação possa ser considerado indutivo para a frequência fundamental, para altas frequências a reatância do sistema muda de indutiva para capacitiva e vice-versa, dando pontos de ressonância para os quais o sistema é puramente resistivo. Como resultado, o sistema de alimentação e os filtros para harmônicos CA formam um sistema oscilatório, o qual pode ter uma ou mais frequências naturais [23].

Uma representação exata da impedância do sistema de alimentação tem sido objetivo de pesquisas. As refs. [23], [24] estabelecem representações do sistema de alimentação CA por complexos circuitos equivalentes. Estas representações podem ser raramente justificadas, devido a sua complexidade e dificuldades na obtenção de dados.

Assim, utilizando-se pois da representação mais simples para o sistema de alimentação, pode-se escrever:

$$Z_s(n) = R_s + jn\omega L_s \quad (IV.13)$$

onde:  $R_s$  = resistência equivalente por fase para o sistema CA

$L_s$  = indutância equivalente por fase para a frequência de alimentação

Em relação ao sistema de filtros, a impedância para a n-ésima componente de corrente é:

$$\dot{Z}_f(n) = \frac{1}{\dot{Y}_f(n)} = \frac{1}{\dot{Y}_5(n) + \dot{Y}_7(n) + \dot{Y}_{11}(n) + \dot{Y}_{13}(n) + \dot{Y}_{PH}(n)} \quad (IV.14)$$

onde:

$Y_f(n)$  = admitância do sistema de filtros para a frequência de ordem "n"

$Y_{5(n)} \dots Y_{PA(n)}$  = admitância do ramo do filtro por fase para a frequência de ordem "n".

Para frequência  $\hat{f}_n = nf$ , os filtros de 5º, 7º, 11º, 13º harmônicos terão suas admitâncias como abaixo:

$$\dot{Y}(n) = \frac{R}{R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2} - \frac{j(n\omega L - 1/n\omega C)^2}{R^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2} \quad (IV.15)$$

onde:

R = resistência do ramo do filtro

L = indutância do ramo do filtro

C = capacitância do ramo do filtro

O ramo do passa-alta representa a admitância:

$$\dot{Y}_{PA} = \frac{c}{c^2 + d^2} - j \frac{d}{c^2 + d^2} \quad (IV.16)$$

onde:

$$c = \frac{a}{a^2 + b^2}$$

$$d = \frac{b}{a^2 + b^2} - \frac{1}{n\omega C_{PA}}$$

$$a = \frac{R_1}{R_1^2 + (n\omega L_{PA})^2} + \frac{1}{R_2}$$

$$b = \frac{\omega L_{PA}}{R_1^2 + (n\omega L_{PA})^2}$$

$L_{PA}$  = indutância do filtro passa-alta

$C_{PA}$  = capacitância do filtro passa-alta

$R_1$  = resistência do filtro passa-alta (conectado em série com  $L_{PA}$ )

$R_2$  = resistência do filtro passa-alta (conectado em paralelo com  $R_1$  e  $L_{PA}$ )

As eqs. (IV.15), (IV.16) e (IV.14) fornecem a impedância do filtro total, a qual em paralelo com  $Z_s(n)$ , resulta na impedância total para a n-ésima componente harmônica de corrente, como sendo vista dos terminais do conversor.

Bancos de capacitores para correção do fator de potência podem ser representados, fazendo a indutância do ramo associado igual a zero e considerando um valor muito pequeno para a resistência. Na simulação, se o valor da resistência é feito igual a zero, isto tem o significado de que o ramo do filtro é retirado.

Para o cálculo da corrente fundamental, a componente fundamental fornecida ao sistema de filtros é também computado.

#### IV.4. HARMÔNICOS NÃO-CARACTERÍSTICOS GERADOS POR CONVERSORES

Das análises precedentes, 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 de Fourier. Entretanto, se esta simetria for perdida, resultará um conteúdo harmônico adicional conhecido por harmônicos não característicos. Tais assimetrias são basicamente originadas por:

- . desequilíbrios nos pulsos de disparo, ou seja, eles não são igualmente espaçados por  $60^\circ$ .
- . distorção na comutação ou comutação assimétrica.

Os sistemas de pulsos já foram detalhadamente discutidos anteriormente, restando apenas para este caso, a extração de resultados, quando da aplicação do programa em casos reais.

A influência da comutação assimétrica pode ser entendida pela equação geral da corrente de comutação, que apresenta como principais parâmetros as tensões e fases envolvidas no processo. Com relação a esses parâmetros, as correntes de comutação,

para cada fase podem ser classificadas em dois grupos: A primeira assimetria relacionada ao desequilíbrio e distorção do sistema alimentador. A segunda, com as indutâncias  $L_a$ ,  $L_b$ ,  $L_c$ , que podem se apresentar com valores diferentes.

Neste sentido, serão estudados nos próximos itens os efeitos causados pelos desequilíbrios nos ângulos de ignição e as comutações assimétricas das correntes de alimentação de uma instalação conversora, com o propósito de investigar a geração de harmônicos não característicos. Para tal finalidade, várias situações práticas serão analisadas e os resultados obtidos são apresentados e discutidos.

#### IV.5. FLUXOGRAMA DO PROGRAMA

A Fig. IV.8 ilustra o fluxograma do programa elaborado no trabalho.

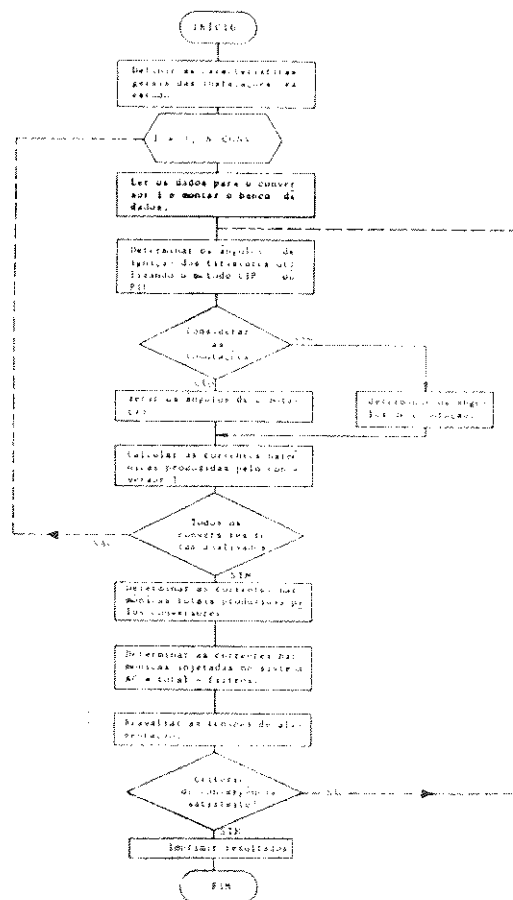


Fig. IV, 8 - Fluxograma do programa digital



### IV.6. ANÁLISE DOS RESULTADOS

Apresenta-se a seguir os resultados obtidos através do programa de simulação. Esta análise visa o estudo da geração de "harmônicas não-características", como também os resultados servirão ao propósito da análise do efeito denominado "Instabilidade de harmônica". Para o propósito, utiliza-se o sistema conversor de 6 pulsos da Ref. [22], apresentado na Fig. IV.9.

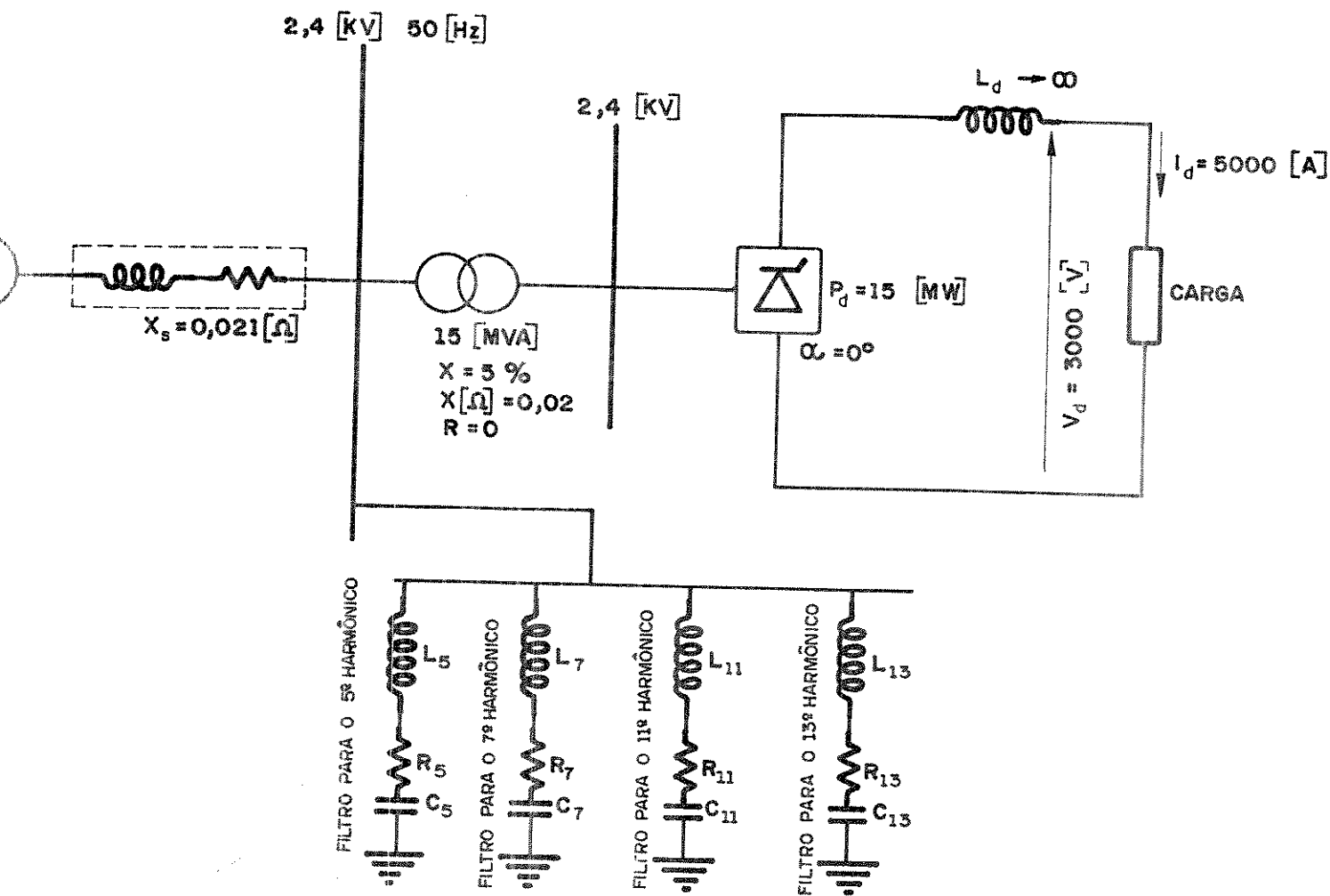


Fig. IV.9 - Sistema Conversor de 6 Pulsos - com filtros

onde:

$$\begin{aligned}
 L_5 &= 0,25 [\text{mH}] & L_7 &= 0,1625 [\text{mH}] & L_{11} &= 0,0649 [\text{mH}] & L_{13} &= 0,0463 [\text{mH}] \\
 R_5 &= 0,0025 [\Omega] & R_7 &= 0,001625 [\Omega] & R_{11} &= 0,000649 [\Omega] & R_{13} &= 0,000463 [\Omega] \\
 C_5 &= 1616 [\mu\text{F}] & C_7 &= 1256 [\mu\text{F}] & C_{11} &= 1288 [\mu\text{F}] & C_{13} &= 1296 [\mu\text{F}]
 \end{aligned}$$

Para todos os casos processados, admitiu-se numa primeira hipótese a existência de um sistema perfeitamente simétrico e equilibrado. Posteriormente, com o propósito de indicar os efeitos da operação não ideal, quando tensões harmônicas e outros efeitos se fazem presentes no sistema CA, repetiu-se alguns casos dos quais várias conclusões puderam ser extraídas, conforme discutido posteriormente. Quanto à dependência com o sistema de disparo, sempre que necessário, procedeu-se a estudos empregando os já conhecidos métodos CIP e PIE.

De forma a melhor compreender a geração de harmônicos não característicos é interessante observar nesta fase inicial que:

a) Toda onda do tipo ilustrada nas figuras abaixo (IV.10.a e IV.10.b), somente gera harmônicos ímpares de ordem  $6k \pm 1$ .

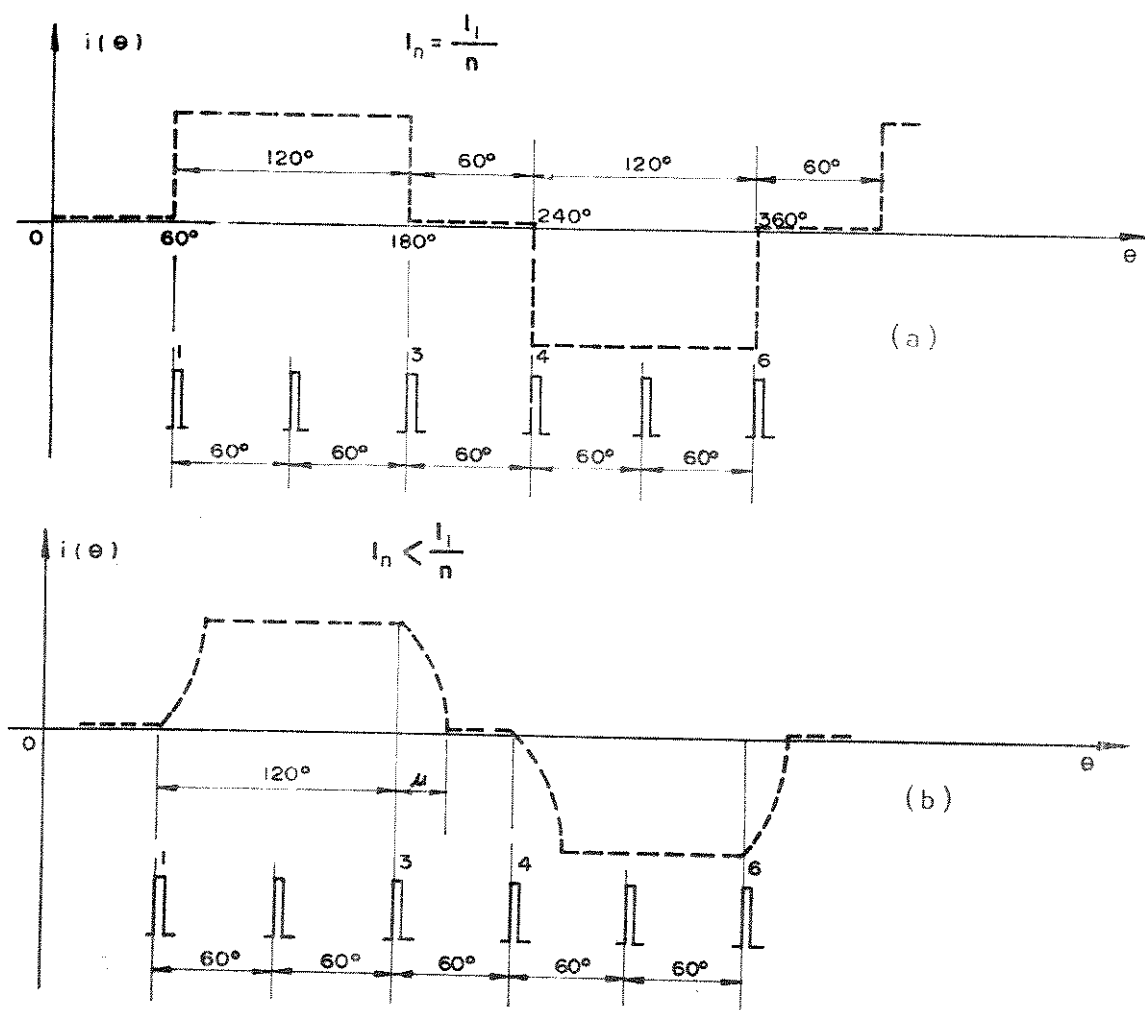


Fig. IV.10 - Correntes de linha CA

(a)  $\mu = 0^\circ$

(b)  $\mu \neq 0^\circ$



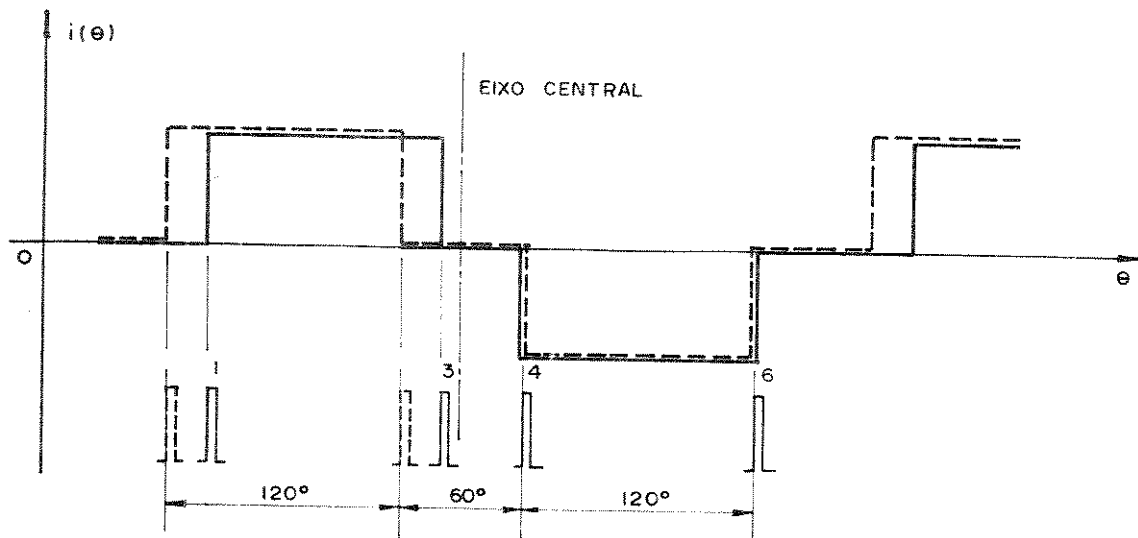


Fig. IV.12 - Corrente de linha CA assimétrica

d) Um outro efeito que conduz a geração de harmônicos, e que já foi definido [8] como "comutação assimétrica", resulta do fato de se ter diferentes ângulos de comutação entre tiristores. Este fato é indicado pela Fig. IV.13 e é independente do tipo de sistema de disparo empregado, ou seja, isto pode ocorrer tanto com o CIP quanto com o PIE. É importante observar que o ângulo  $\mu$  depende de  $I_d$ ,  $\alpha$ ,  $L$  e  $V$ . Assim sendo, desequilíbrios no ângulo de disparo, na tensão de alimentação CA ou das indutâncias de comutação podem levar a geração destes harmônicos não esperados, os quais normalmente são ímpares múltiplos de três.

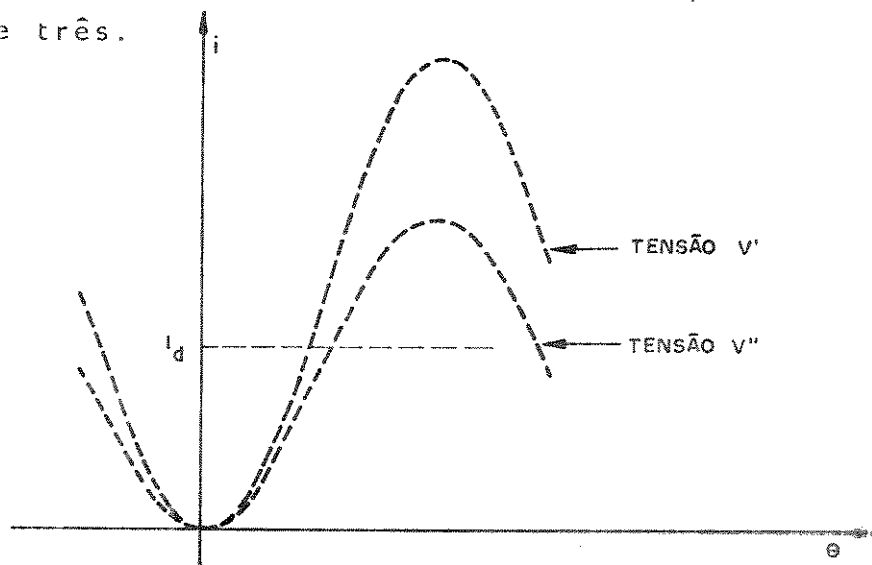


Fig. IV.13 - Efeito da tensão na corrente de comutação

Apresenta-se a seguir um resumo de vários vasos estudados, Para todas as análises admitiu-se  $I_d = 5000A$ , o lado CC como possuindo uma indutância infinita e o transformador do conversor com uma reatância de 0,02 ohms.

### CASO 1:

**OBJETIVO:** mostrar a operação do sistema conversor sob condições equilibradas.

**CARACTERÍSTICAS:**

- Tensão CA equilibrada sem distorção, com  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959[V]$  - valor de pico fase-neutro
- Impedância CA equilibrada, com  $X_A = X_B = X_C = 0,021[\Omega]$   $R_A = R_B = R_C = 0$
- Método de disparo - CIP
- $\alpha = 30^\circ$

**RESULTADOS:** Tabela 1 - ângulos de disparo e comutação para última iteração

Tabela 2 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas), para última iteração

Tabela 3 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4KV - para última iteração

Spectro 1 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Gráficos 1 - tensões CA para última iteração

Número de iterações - 2

Critério de estabilidade : estável

**COMENTÁRIOS:** A existência de uma situação ideal de operação resulta, como era de se esperar, em pulsos igualmente espaçados de  $60^\circ$ , mesmos ângulos de comutação e na geração de harmônicos característicos. Embora não se tenha indicado, estudos processados com diferentes ângulos de comutação, mostraram (como também se deveria esperar), apenas atrasos nos ângulos de fase das correntes harmô

nicas produzidas. Para o ponto final de operação, atingido com 2 iterações, percebe-se, pelos resultados, uma tensão final contendo apenas as denominadas ordens caracterfísticas, cujo efeito foi de igualmente defasar os pulsos de ignição.

PARÂMETROS TÍPICOS DO BARRAMENTO

SISTEMA DE MEDIÇÃO DE ENERGIA - BIP

MOMENTO NO LADO DO BARRAMENTO 5000.0

ÂNGULO DO RIGORADO (GRÁUS) 30.00

SEQ. DE	ÂNGULO DE INICIAÇÃO (GRÁUS)	ÂNGULO DE CIRC. DISP. (GRÁUS)	ÂNGULO DE INICIAÇÃO (GRÁUS)	ÂNGULO DE CIRC. DISP. (GRÁUS)
1	34.25	0.00	34.25	11.70
2	21.25	0.00	121.25	11.70
3	154.25	0.00	101.25	-11.70
4	241.25	0.00	241.25	11.70
5	274.25	0.00	304.25	11.70
6	334.25	0.00	324.25	11.70

CORRENTES NO BARRAMENTO AC

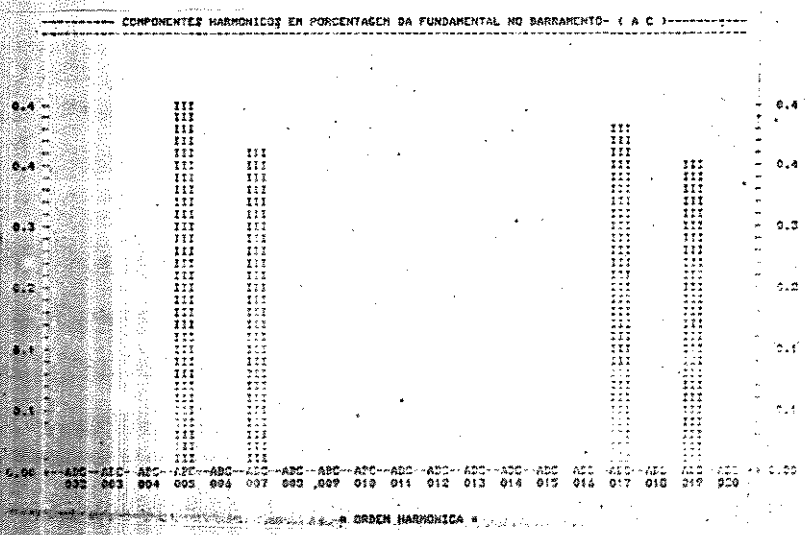
(VALOR DE PICO - AMPERES) (ÂNGULO DE FASE - GRÁUS)

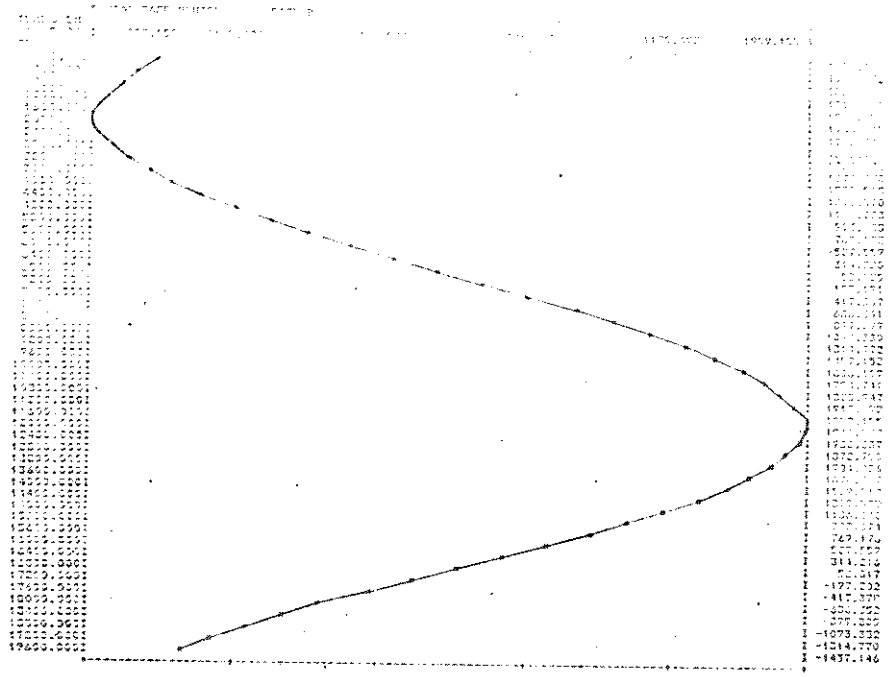
I	FASE - A			FASE - B			FASE - C		
	MODULO	ÂNGULO	XFUND.	MODULO	ÂNGULO	XFUND.	MODULO	ÂNGULO	XFUND.
4	6479.9	354.4	100.0	6479.9	204.4	100.0	6479.9	114.4	100.0
5	20.4	221.6	0.4	20.4	341.6	0.4	20.4	101.6	0.4
7	24.6	92.6	0.4	24.6	336.6	0.4	24.6	240.6	0.4
17	26.1	212.2	0.4	26.1	322.2	0.4	26.1	22.2	0.4
19	23.1	150.8	0.4	23.1	10.8	0.4	23.1	250.8	0.4

TENSÕES NO BARRAMENTO AC

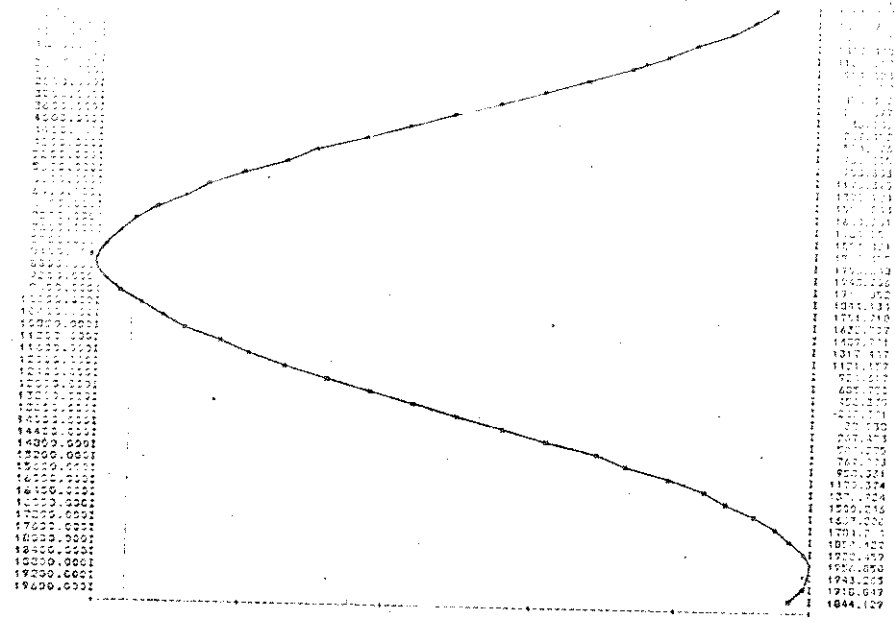
(VALOR DE PICO - VOLTS) (ÂNGULO DE FASE - GRÁUS)

I	FASE - A			FASE - B			FASE - C		
	MODULO	ÂNGULO	XFUND.	MODULO	ÂNGULO	XFUND.	MODULO	ÂNGULO	XFUND.
4	1053.5	354.0	100.0	1053.5	234.0	100.0	1053.5	114.0	100.0
5	2.9	332.6	0.2	2.9	72.6	0.2	2.9	212.6	0.2
7	3.6	215.2	0.2	3.6	95.2	0.2	3.6	335.2	0.2
17	9.3	13.2	0.5	9.3	123.2	0.5	9.3	253.2	0.5
19	9.2	300.4	0.5	9.2	100.4	0.5	9.2	60.4	0.5

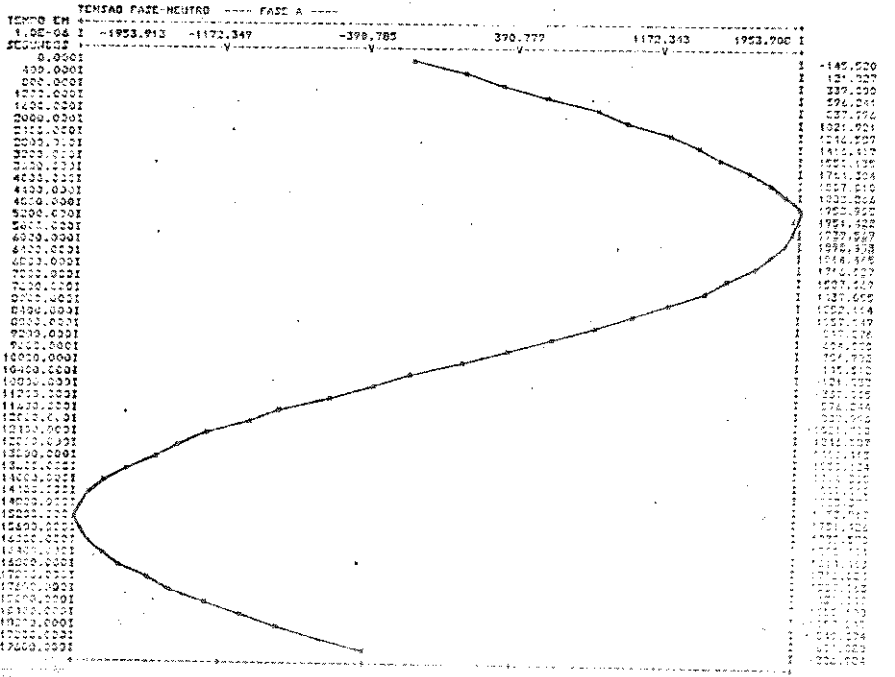




1.b. Tensão da Fase B



1.c. Tensão da Fase C



1.a. Tensão da Fase A

Gráficos 1



CASO 2:

**OBJETIVO:** mostrar a operação do sistema conversor sob condições desequilibradas

**CARACTERÍSTICAS:** - Tensão fundamental CA desequilibrada sem distorção harmônica :  $\vec{V}_A = 1959 \angle 0^\circ [V]$ ,  $\vec{V}_B = 2100 \angle 24^\circ [V]$ ,  $\vec{V}_C = 1800 \angle 120^\circ [V]$   
 - Impedância CA equilibrada, com  $X_A = X_B = X_C = 0,021 \Omega$ ,  $R_A = R_B = R_C = 0$   
 - Método de disparo - CIP  
 -  $\alpha = 30^\circ$

**RESULTADOS:** Tabela 4 - ângulos de disparo e comutação para última iteração

Tabela 5 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas), para última iteração

Tabela 6 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4KV - para última iteração

Spectro 2 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Gráficos 2 - tensões CA para última iteração

Número de iterações - 5

Critério de estabilidade: Estável

**COMENTÁRIOS:** Dois efeitos levaram à geração de harmônicos não-característicos: desequilíbrio de pulsos e desequilíbrios da comutação.

Neste caso processado adotou-se, conforme especificado, uma assimetria aleatória entre as tensões CA de alimentação, embora que os demais parâmetros foram considerados como equilibrados. A razão deste tipo de suposição ao longo da análise prende-se ao fato que a consideração isolada de cada uma das assimetrias esclarece mais diretamente sobre o seu efeito. Neste caso, conforme se percebe pela Tabela que inclui os valores dos ângulos de dis

paro e de comutação seus valores se encontram com desequilíbrios. Este tipo de desequilíbrio constatado levou a variações dos pulsos de corrente de forma a igualmente alterá-los nos blocos positivos e negativos, de forma que, conforme explicado inicialmente, apenas harmônicos não-característicos ímpares e múltiplos de três são produzidos. As correntes harmônicas produzidas gerando tensões harmônicas interagiram com o sistema de controle do tipo CIP aumentando ligeiramente o desequilíbrio inicial, porém se estabilizando em 5 iterações. Finalmente, é interessante observar que a geração de harmônicos não-característicos, neste caso, deve-se a duas causas fundamentais: desequilíbrios dos pulsos e dos ângulos de comutação.

\*\*\* CARACTERISTICAS DE OPERACION \*\*\*

\* SISTEMA DE PRODUCCION DE PULSOS - CIP

\* CORRIENTE NO LADO DC (AMPERES) - 5000.0

\* ANGULO DE DISPARO ( GRAUS ) - 30.00

---

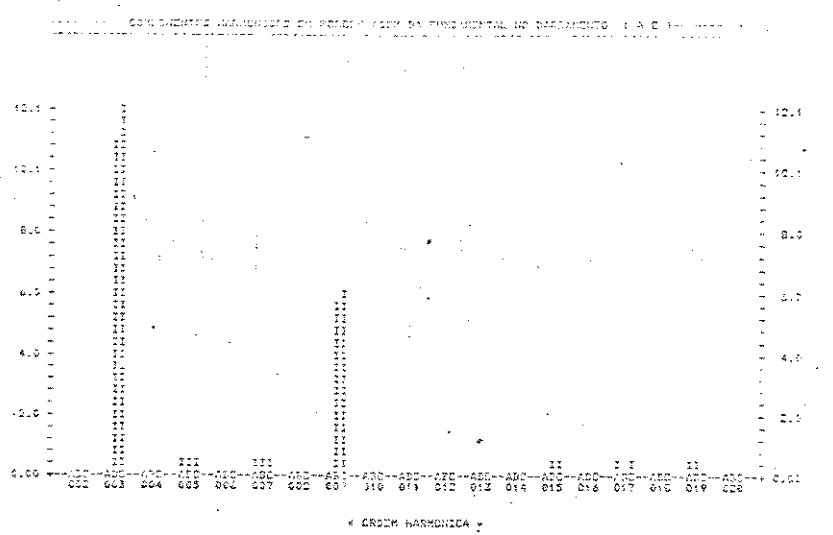
SEQ. DE IGNIC.	ANGULOS DE CRUZAMIENTO (GRAUS)	ERROS NO CIRC. DISP. (GRAUS)	ANGULOS DE IGNICAO (GRAUS)	ANGULOS DE COMUTACAO (GRAUS)
1	31.67	0.00	61.67	12.69
2	100.71	0.00	130.71	11.23
3	152.05	0.00	182.05	11.85
4	211.67	0.00	241.67	12.69
5	280.71	0.00	310.71	11.23
6	332.05	0.00	362.05	11.85

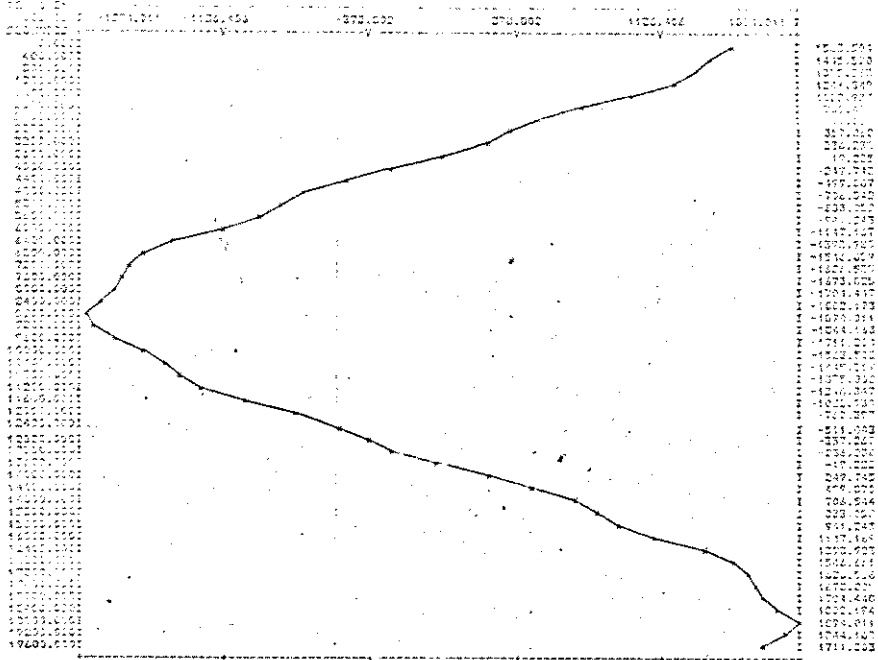
CORRIENTES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - AMPERES) (ANGULO DE FASE - GRAUS)

ORDEN	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
	MODULO	ANGULO	XFUND.	MODULO	ANGULO	XFUND.	MODULO	ANGULO	XFUND.
1	6472.5	353.4	100.0	6770.7	230.1	100.0	6116.7	109.1	100.0
2	0.0	36.2	0.1	740.7	232.9	11.0	738.2	32.0	12.1
3	28.1	231.6	0.4	20.7	331.4	0.3	31.9	21.3	0.5
4	24.7	110.9	0.4	28.5	322.4	0.4	14.9	201.1	0.3
5	0.0	130.2	0.1	305.1	340.6	5.7	377.6	141.1	0.2
6	0.0	0.0	0.0	25.0	63.5	0.4	24.1	263.9	0.4
7	27.1	243.8	0.4	0.0	0.0	0.4	23.3	53.2	0.4
8	24.3	170.3	0.3	18.9	329.9	0.3	7.5	51.3	0.1

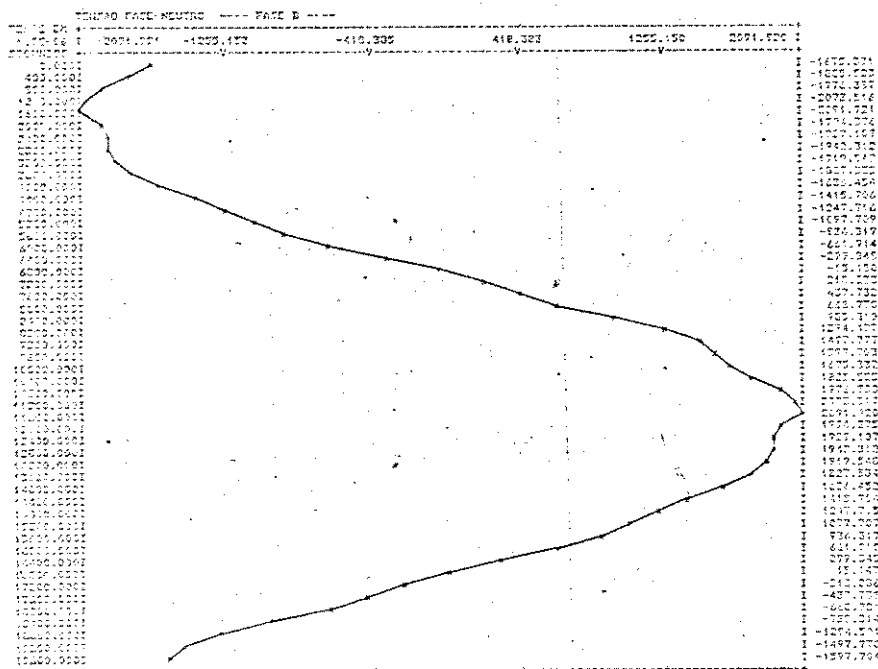
TENSORES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - VOLTS) (ANGULO DE FASE - GRAUS)

ORDEN	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
	MODULO	ANGULO	XFUND.	MODULO	ANGULO	XFUND.	MODULO	ANGULO	XFUND.
1	1049.1	354.0	100.0	2080.4	236.1	100.0	1778.1	115.9	100.0
2	0.0	0.0	0.0	46.6	333.1	0.2	45.0	343.0	0.0
3	111.9	321.8	0.2	1.3	41.7	0.1	3.1	181.6	0.2
4	11.6	221.1	0.0	4.3	52.9	0.2	2.2	231.3	0.1
5	0.0	0.0	0.1	72.3	71.3	3.5	70.6	231.8	0.0
6	0.0	0.0	0.0	7.8	174.6	0.4	7.5	324.7	0.4
7	120.0	331.8	0.3	0.0	0.0	0.1	0.4	144.3	0.3
8	260.0	260.0	0.4	1.6	41.3	0.4	2.8	143.1	0.2

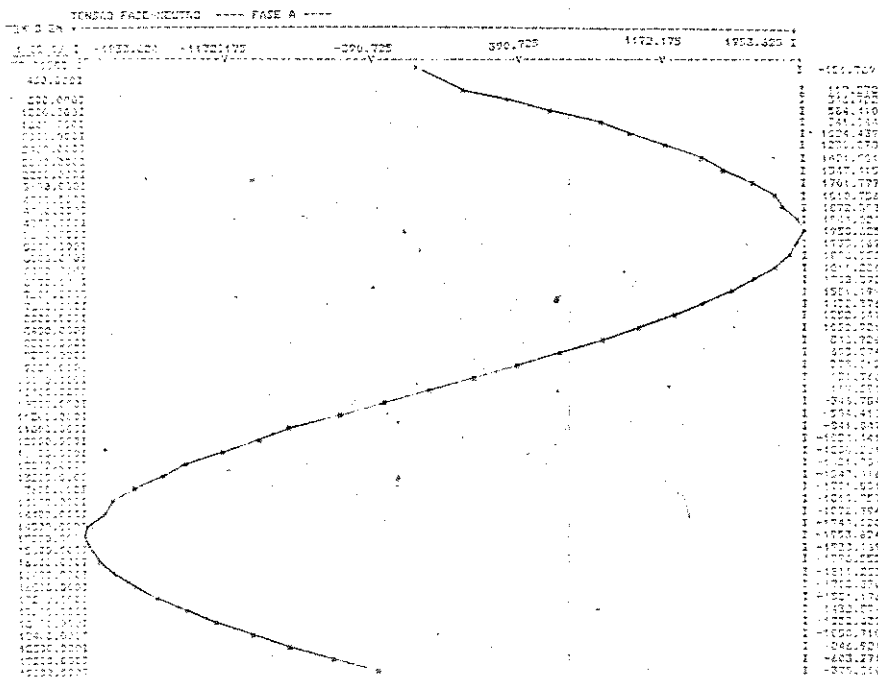




2.c. Tensão da Fase C



2.b. Tensão da Fase B



2.a. Tensão da Fase A

Gráficos 2

### CASO 3:

OBJETIVO: mostrar a operação do sistema conversor sob condições desequilibradas

CARACTERÍSTICAS: - Tensão fundamental CA desequilibrada sem distorção harmônica:  $\vec{V}_A = 1959 \angle 0^\circ [V]$ ,  $\vec{V}_B = 2100 \angle 240^\circ [V]$  e  $\vec{V}_C = 1800 \angle 120^\circ$   
- Impedância CA equilibrada com:  $X_A = X_B = X_C = 0,021 [\Omega]$   $R_A = R_B = R_C = 0$   
- Método de disparo - PIE  
-  $\alpha = 30^\circ$

RESULTADOS: Tabela 7 - ângulos de disparo e comutação para última iteração

Tabela 8 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas), para última iteração

Tabela 9 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4 [KV] - para última iteração

Spectro 3 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Gráficos 3 - tensões CA para última iteração

Número de iterações - 2

Critério de estabilidade: Estável

COMENTÁRIOS: A situação é semelhante a do caso 2. Entretanto, conforme destacado, substituiu-se o método CIP pelo PIE. Como resultado desta alteração, apenas um tipo de desequilíbrio pode-se perceber nas correntes produzidas: a assimetria da comutação. Em consequência disto, embora com menor magnitude, apenas harmônicos ímpares múltiplos de 3 são produzidos como componentes não-característicos. Assim, a convergência foi atingida em apenas 2 iterações, e a tensão final apresentou uma distorção harmônica total bastante inferior a do correspondente caso 2. Isto realça a grande vanta

gem da utilização do método PIE, embora não se possa afirmar com precisão que o processo elimina a geração dos denominados harmônicos não-característicos, visto que o mesmo não consegue eliminar uma das suas causas, qual seja, a assimetria das comutações.

```

*****
I          *K* CARACTERISTICAS DE OPERACAO *K*          I
*****
I          * SISTEMA DE PRODUCAO DE PULSOS - PFC          I
I          * CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 5000.0      I
I          * ANGULO DE DISPARO (GRAUS) - 30.00          I
*****
I SEQ. I ANGULOS DE I ERROS NO I ANGULOS DE I ANGULOS DE I
I DE I CRUZAMENTO I CIRC. DISP. I IGNICAO I COMUTACAO I
I IGNIC. I (GRAUS) I (GRAUS) I (GRAUS) I (GRAUS) I
*****
I 1 I 32.91 I 0.00 I 62.91 I 12.23 I
I 2 I 57.22 I 0.00 I 122.71 I 12.89 I
I 3 I 152.65 I 0.00 I 182.71 I 11.48 I
I 4 I 242.91 I 0.00 I 242.71 I 12.23 I
I 5 I 377.22 I 0.00 I 302.71 I 12.89 I
I 6 I 332.65 I 0.00 I 362.71 I 11.48 I
*****

```

```

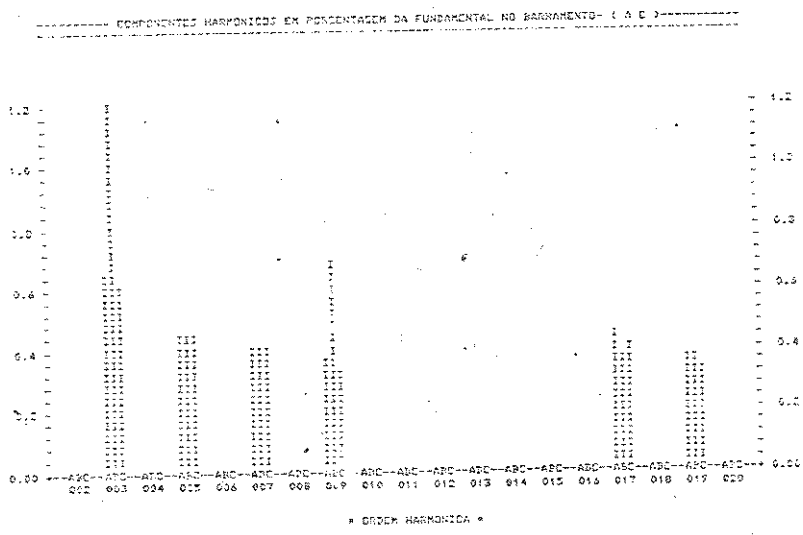
*****
I CORRENTES NO BARRAMENTO AC ----- (VALOR DE PICO - AMPERES) ----- (ANGULO DE FASE - GRAUS) I
*****
I ORDER I FASE -- A I FASE -- B I FASE -- C I
I HARM. I MODULO I ANGULO I %FUND. I MODULO I ANGULO I %FUND. I MODULO I ANGULO I %FUND. I
*****
I 1 I 6472.6 I 352.9 I 100.0 I 6438.6 I 234.3 I 100.0 I 6324.8 I 110.2 I 100.0 I
I 3 I 40.5 I 57.4 I 0.6 I 77.4 I 236.8 I 1.2 I 37.1 I 54.4 I 0.6 I
I 5 I 28.4 I 228.1 I 0.4 I 27.4 I 347.4 I 0.4 I 28.2 I 106.0 I 0.4 I
I 7 I 24.2 I 105.0 I 0.4 I 25.1 I 344.0 I 0.4 I 23.9 I 223.0 I 0.4 I
I 9 I 23.2 I 173.2 I 0.4 I 44.1 I 352.1 I 0.7 I 20.9 I 170.8 I 0.3 I
I 17 I 27.0 I 233.2 I 0.4 I 23.0 I 354.4 I 0.3 I 24.8 I 105.7 I 0.4 I
I 19 I 24.9 I 158.1 I 0.3 I 23.6 I 29.8 I 0.4 I 19.5 I 209.0 I 0.3 I
*****

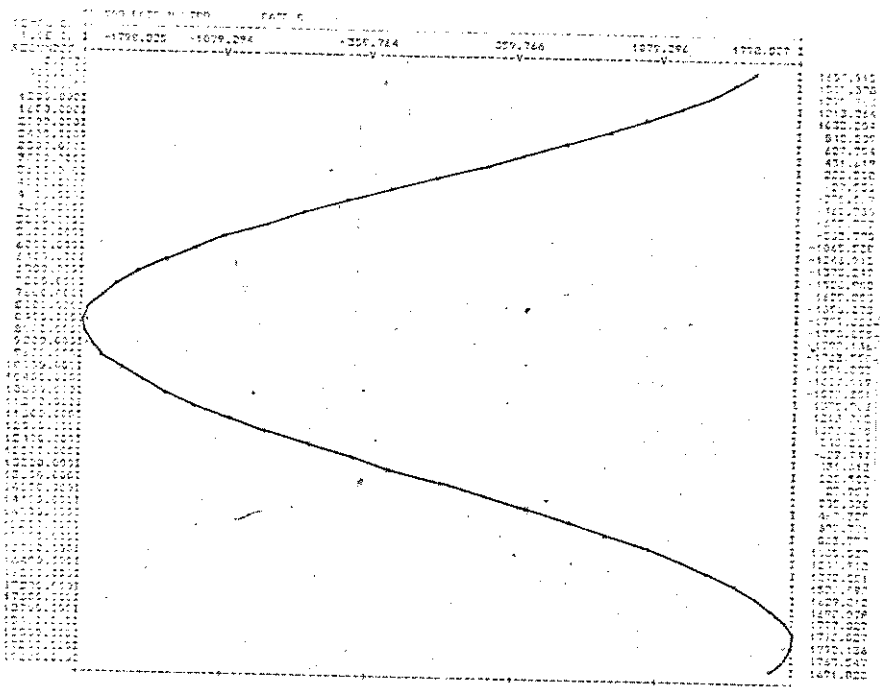
```

```

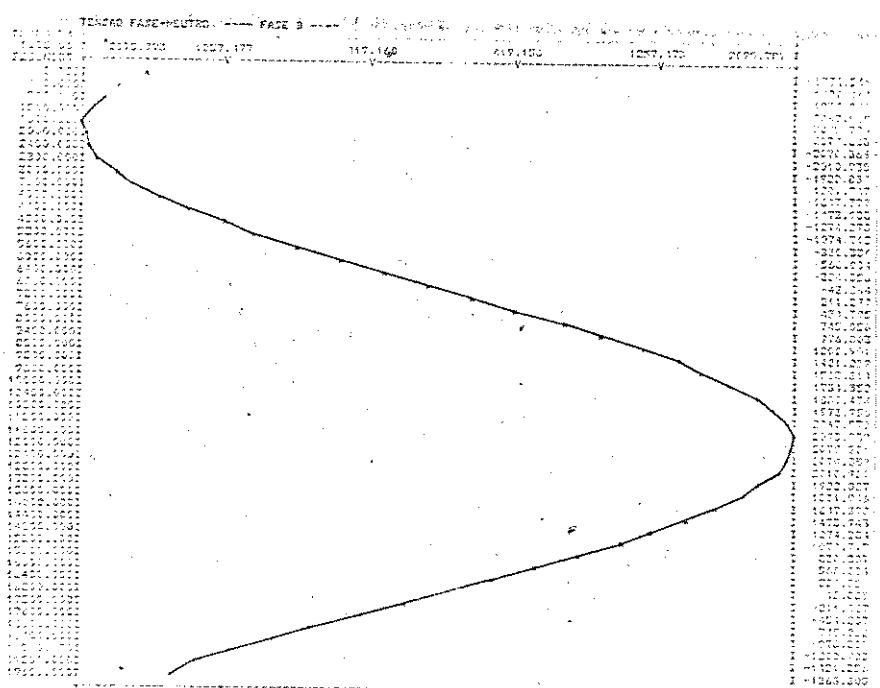
*****
I TENSEES NO BARRAMENTO AC ----- (VALOR DE PICO - VOLTS) ----- (ANGULO DE FASE - GRAUS) I
*****
I ORDER I FASE -- A I FASE -- B I FASE -- C I
I HARM. I MODULO I ANGULO I %FUND. I MODULO I ANGULO I %FUND. I MODULO I ANGULO I %FUND. I
*****
I 1 I 1956.9 I 356.0 I 100.0 I 2101.1 I 236.2 I 100.0 I 1792.3 I 115.8 I 100.0 I
I 3 I 2.3 I 159.9 I 0.1 I 4.0 I 339.6 I 0.2 I 2.3 I 159.3 I 0.1 I
I 5 I 3.0 I 339.3 I 0.2 I 2.9 I 28.5 I 0.1 I 3.0 I 217.2 I 0.2 I
I 7 I 3.6 I 225.6 I 0.2 I 3.7 I 163.6 I 0.2 I 3.5 I 342.7 I 0.2 I
I 9 I 4.0 I 381.4 I 0.2 I 3.2 I 120.5 I 0.4 I 4.2 I 207.5 I 0.2 I
I 17 I 9.5 I 35.1 I 0.5 I 8.1 I 155.8 I 0.4 I 6.8 I 267.5 I 0.5 I
I 19 I 8.7 I 328.0 I 0.4 I 9.3 I 190.7 I 0.4 I 7.7 I 79.2 I 0.4 I
*****

```

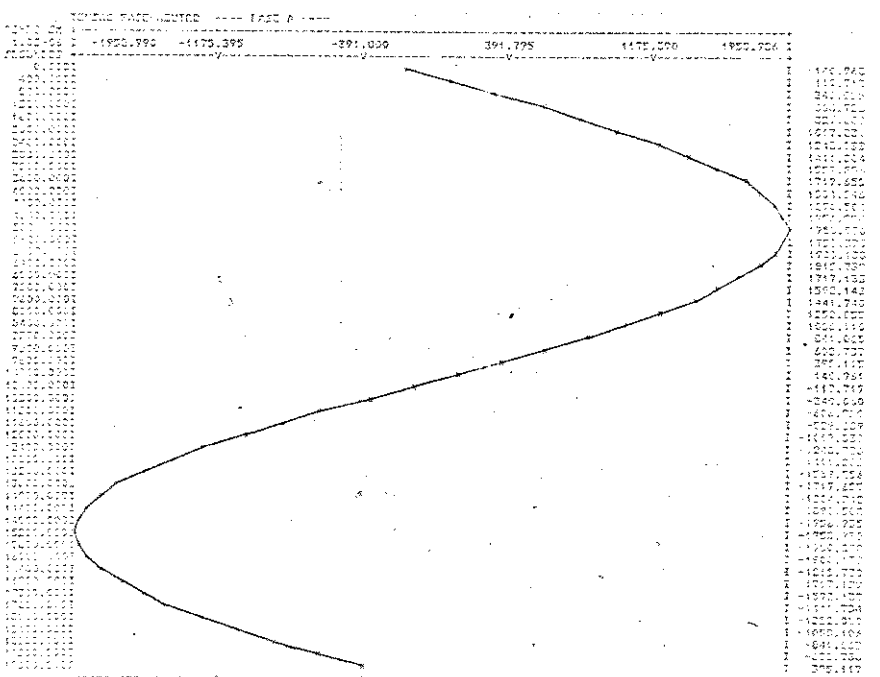




3.c. Tensão da Fase C



3.b. Tensão da Fase B



3.a. Tensão da Fase A

Gráficos 3



#### CASO 4:

**OBJETIVO:** mostrar a operação do sistema conversor com a impedância CA de alimentação desequilibrada

**CARACTERÍSTICAS:** - Tensão CA equilibrada sem distorção, com  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959[V]$  - Valor de pico fase-neutro

- Impedância CA desequilibrada :  $X_A = 0,021 [\Omega]$ ,  $X_B = 0,001 [\Omega]$  e  $X_C = 0,015 [\Omega]$ ;  $R_A = R_B = R_C = 0$
- Método de disparo: CIP
- $\alpha = 30^\circ$

**RESULTADOS:** Tabela 10 - ângulos de disparo e comutação - para última iteração

Tabela 11 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas), para última iteração

Tabela 12 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4 [KV] para última iteração

Spectro 4 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

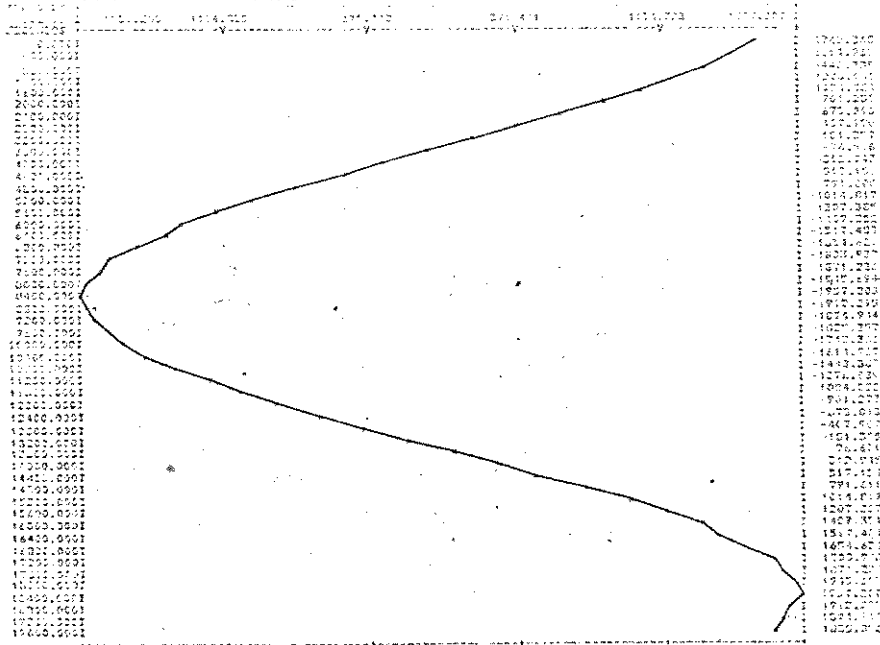
Gráficos 4 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Número de iterações: 7

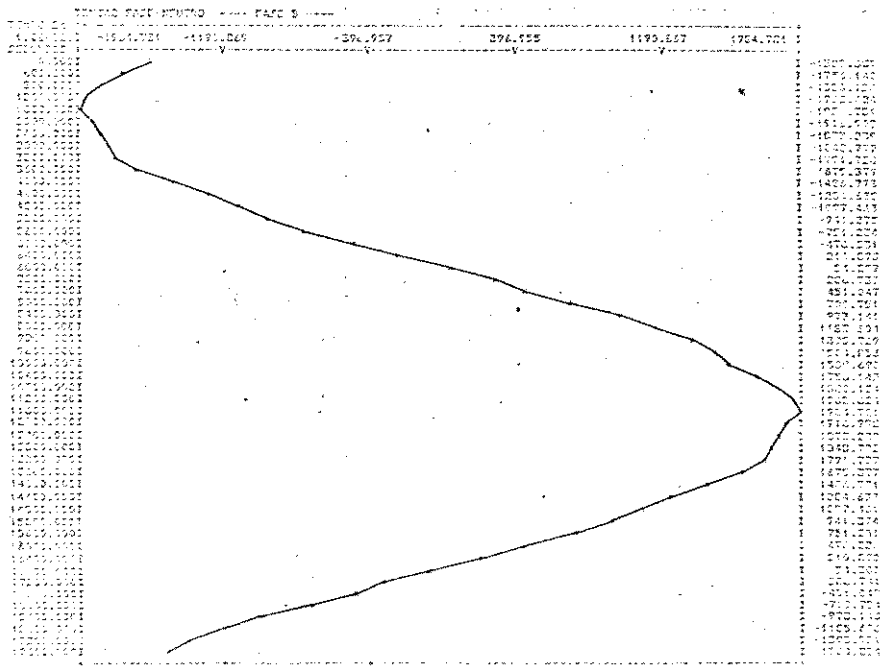
Critério de estabilidade: Estável

**COMENTÁRIOS:** Outro tipo de assimetria foi considerado neste caso, ou seja, desequilíbrio entre as impedâncias que constituem o sistema CA de alimentação. Novamente, pelo mesmo motivo exposto acima, apenas harmônicos ímpares múltiplos de três foram gerados. Como resultado disto, ocorrem distorções junto aos barramentos que, por sua vez, interagindo com o controle CIP intensificam o processo. Finalmente, também para este caso, constatou-se que o sistema atingiu convergência, a qual ocorreu em 7 iterações.

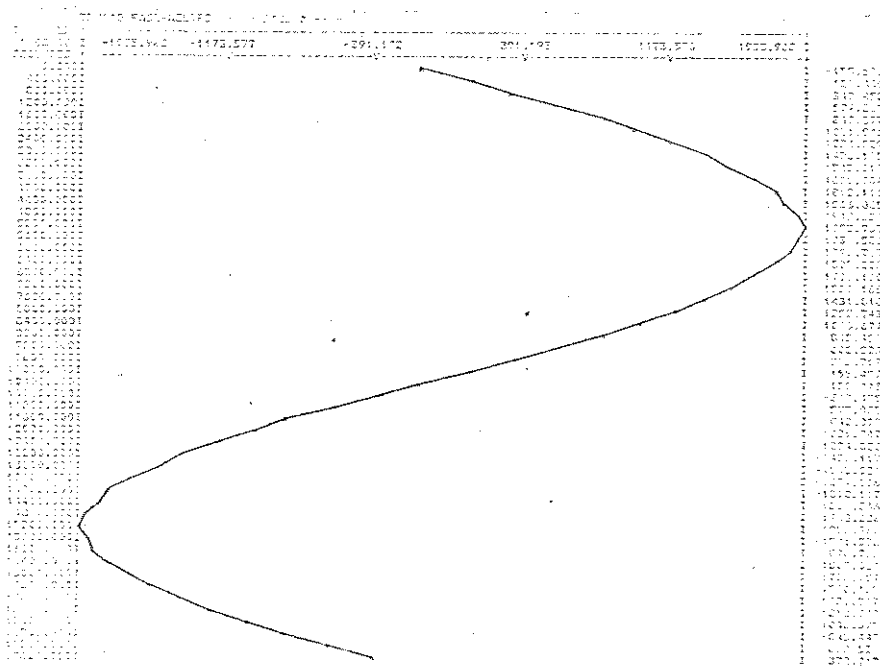




4.c. Tensão da Fase C



4.b. Tensão da Fase B



4.a. Tensão da Fase A

Gráficos 4

### CASO 5:

**OBJETIVO:** mostrar a operação do sistema conversor com a impedância CA de alimentação desequilibrada

**CARACTERÍSTICAS:**

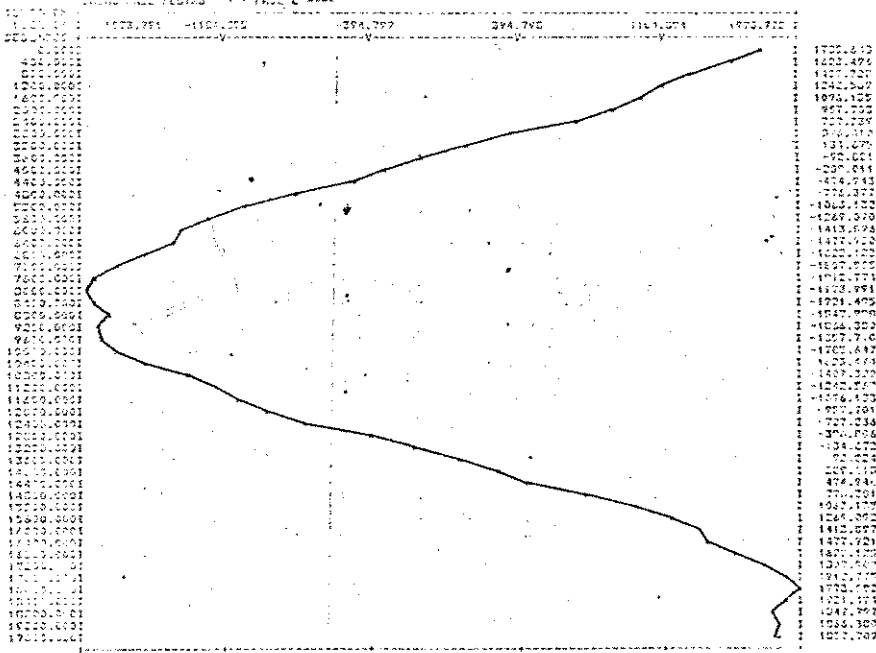
- Tensão CA equilibrada sem distorção, com  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959[V]$  - Valor de pico fase-neutro
- Impedância CA desequilibrada com  $X_A = 0,021 [\Omega]$ ,  $X_B = 0,01 [\Omega]$  e  $X_C = 0,015 [\Omega]$
- Método de disparo: PIE
- $\alpha = 30^\circ$

**RESULTADOS:**

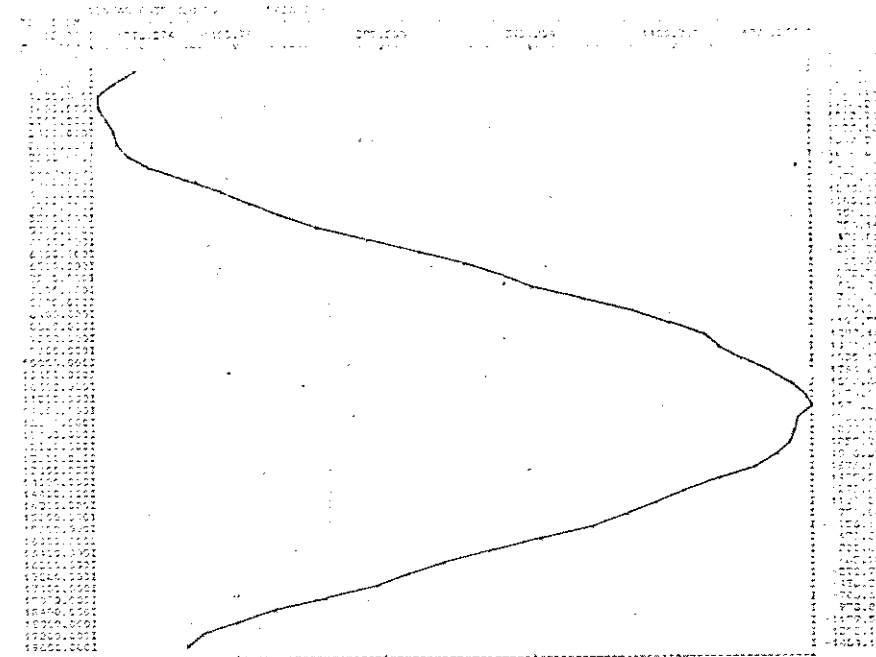
- Tabela 13 - ângulos de disparo e comutação para última iteração
- Tabela 14 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas), para última iteração
- Tabela 15 - tensões harmônicas resultantes no barramento 2,4 [KV] - para última iteração
- Spectro 5 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração
- Gráficos 5 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração
- Número de iterações: 4
- Critério de estabilidade: Estável

**COMENTÁRIOS:** Uma situação semelhante a da caso 4 foi processada utilizando o método de disparo PIE. Tal como no caso do desequilíbrio entre as tensões, novamente o processo PIE mostrou que a convergência foi mais rapidamente alcançada e que as distorções finais foram menores. Isto, evidentemente, aconteceu devido a que apenas um tipo de assimetria se faz presente na forma de onda da corrente, ou seja, a assimetria criada pelas comutações assimétricas.

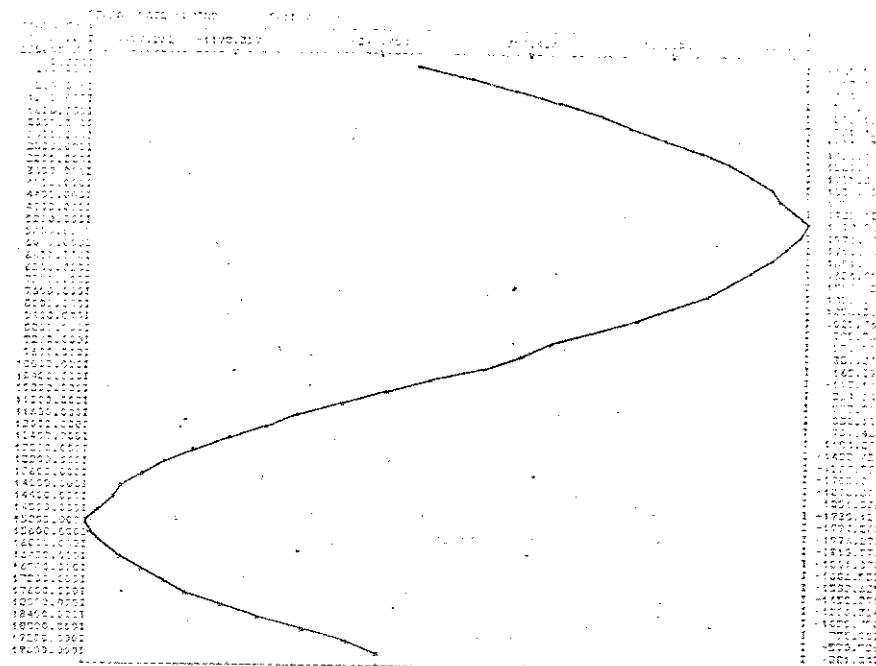




5.c. Tensão da Fase C



5.b. Tensão da Fase B



5.a. Tensão da Fase A

CASO 6:

**OBJETIVO:** mostrar a operação do sistema conversor sob tensão fundamental de alimentação equilibrada, com distorção de 3º harmônico..

**CARACTERÍSTICAS:**

- Tensão CA equilibrada, com  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959$  [V] - Valor de pico fase-neutro, e distorção equilibrada de 3º harmônico de tensão, com magnitude de aproximadamente 3,1% da fundamental
- Impedância CA equilibrada, com  $X_A = X_B = X_C = 0,021[\Omega]$  ,  $R_A = R_B = R_C = 0$
- Método de disparo: CIP
- $\alpha = 30^\circ$

**RESULTADOS:** Tabela 16 - ângulos de disparo e comutação - para última iteração

Tabela 17 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas) - para última iteração

Tabela 18 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4[KV] - para última iteração

Spectro 6 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Gráficos 6 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Número de iterações: 4

Crítério de estabilidade: Estável

**COMENTÁRIOS:** Com um sistema CA operando sob condições equilibradas, considerou-se então a presença de tensões de 3º harmônicos que teriam sido causadas inicialmente por uma fonte externa qualquer. Neste caso, o efeito inicial foi que os ângulos de disparo, assim como os de

comutação, foram assimétricos e além dos harmônicos característicos de corrente, também foram gerados alguns não característicos de ordem igual a 3 e seus múltiplos ímpares. O processo iterativo convergiu após 4 iterações culminando numa pequena amplificação harmônica da tensão de ordem 3 e na criação de outras componentes, conforme ilustrado pelos resultados apresentados. Uma observação bastante importante que pode ser extraída de vários outros casos processados é que a presença de distorções iniciais de mesma ordem que os denominados harmônicos característicos não causam a geração de harmônicos não - característicos de corrente. A presença de harmônicos ímpares não-característicos, isto é, tensões de ordem igual a 3, 9, ..., levam a geração de harmônicos de corrente de ordens não característicos correspondentes.



\*\*\* CARACTERISTICAS DE OPERAÇÃO \*\*\*

\* SISTEMA DE PRODUÇÃO DE PULSOS - CIP

\* CORRENTE NO LADO DC (AMPERES) - 5000.0

\* ANGULO DE DISPARO ( GRAUS ) - 30.00

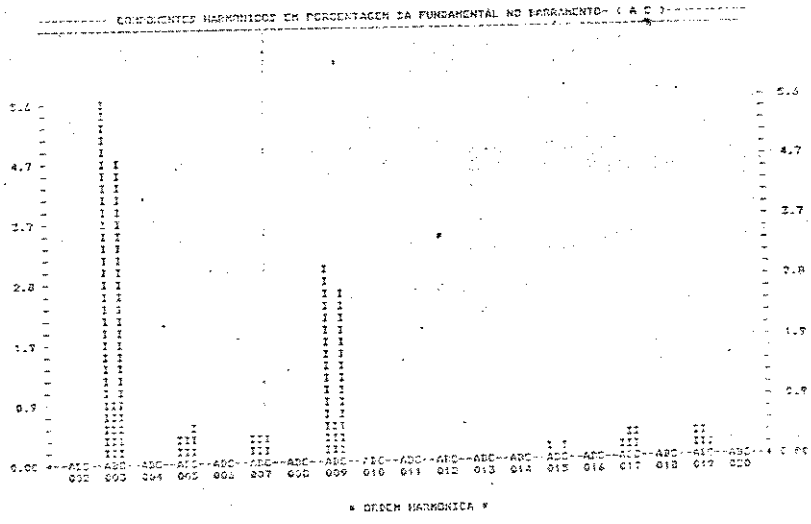
SEQ. DE IGNIC.	ANGULOS DE CRUZAMENTO (GRAUS)	EMPOS NO CIRC. DISP. (GRAUS)	ANGULOS DE IGNICAO (GRAUS)	ANGULOS DE COMUTACAO (GRAUS)
1	31.12	0.00	61.12	12.63
2	94.77	0.00	124.77	12.12
3	156.14	0.00	186.14	10.96
4	211.12	0.00	241.12	12.63
5	274.77	0.00	304.77	12.12
6	336.14	0.00	366.14	10.96

CORRENTES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - AMPERES) (ANGULO DE FASE - GRAUS)

ORDEM	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
	MODULO	ANGULO	%FUND.	MODULO	ANGULO	%FUND.	MODULO	ANGULO	%FUND.
1	6562.5	351.4	100.0	6452.1	230.2	100.0	6392.4	112.7	100.0
3	360.4	241.6	5.6	43.6	60.1	1.0	304.8	61.9	4.8
5	24.0	224.1	0.4	20.6	336.2	0.4	30.0	106.2	0.5
7	27.3	100.6	0.4	24.0	328.5	0.4	21.0	232.7	0.3
9	198.1	6.9	3.0	35.6	193.1	0.6	162.6	137.7	2.5
13	14.0	127.0	0.2	0.0	0.0	0.0	11.3	308.0	0.2
17	13.7	211.3	0.2	28.2	314.9	0.4	28.3	106.6	0.4
19	26.5	140.0	0.4	22.5	346.4	0.3	11.9	262.7	0.2

TENSÕES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - VOLTS) (ANGULO DE FASE - GRAUS)

ORDEM	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
	MODULO	ANGULO	%FUND.	MODULO	ANGULO	%FUND.	MODULO	ANGULO	%FUND.
1	1943.4	356.0	100.0	1740.7	236.4	100.0	1946.5	116.1	100.0
3	01.0	352.2	4.2	60.1	236.0	3.1	78.7	127.5	3.9
5	2.6	314.0	0.1	3.0	46.3	0.2	3.1	198.1	0.2
7	4.0	190.5	0.2	3.5	58.6	0.2	3.1	312.6	0.2
9	37.2	96.9	1.9	7.0	272.8	0.4	30.2	277.7	1.6
13	4.4	217.6	0.2	0.0	0.0	0.0	3.3	38.8	0.2
17	4.9	301.1	0.3	10.1	45.0	0.5	10.1	198.3	0.5
19	10.6	227.7	0.5	8.9	76.5	0.5	4.0	352.8	0.2





## CASO 7:

**OBJETIVO:** mostrar a operação do sistema conversor sob tensão fundamental de alimentação equilibrada, com distorção de 3º harmônico.

**CARACTERÍSTICAS:**

- Tensão CA equilibrada, com  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959$  [V] - Valor de pico fase-neutro, e distorção equilibrada de 3º harmônico de tensão, com magnitude de aproximadamente 3,1% da fundamental.
- Impedância CA equilibrada, com  $X_A = X_B = X_C = 0,021[\Omega]$ ,  $R_A = R_B = R_C = 0$
- Método de disparo: PIE
- $\alpha = 30^\circ$

**RESULTADOS:** Tabela 19 - ângulos de disparo e comutação - para última iteração

Tabela 20 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas) - para última iteração

Tabela 21 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4[KV] - para última iteração

Spectro 7 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

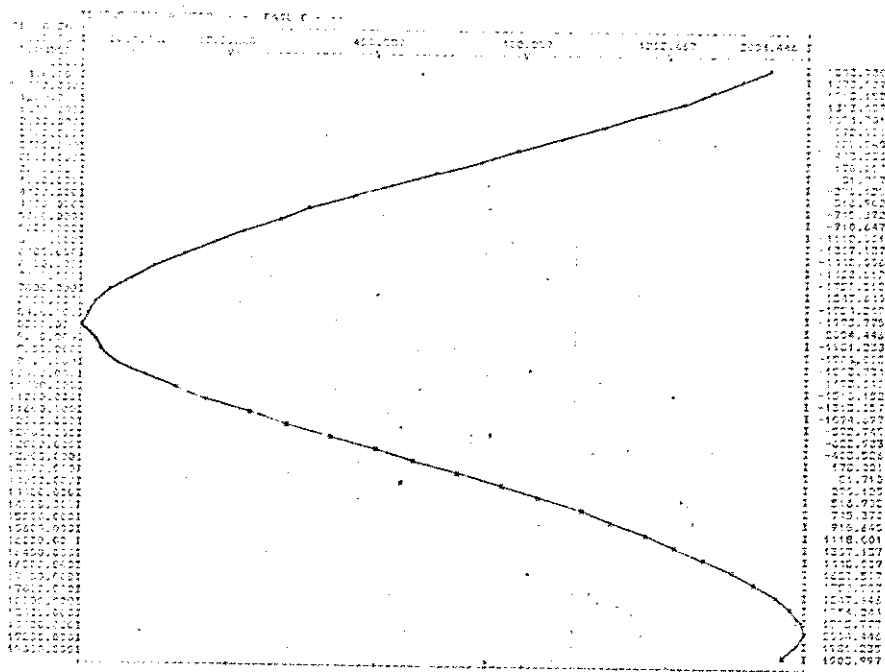
Gráficos 7 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Número de iterações: 2

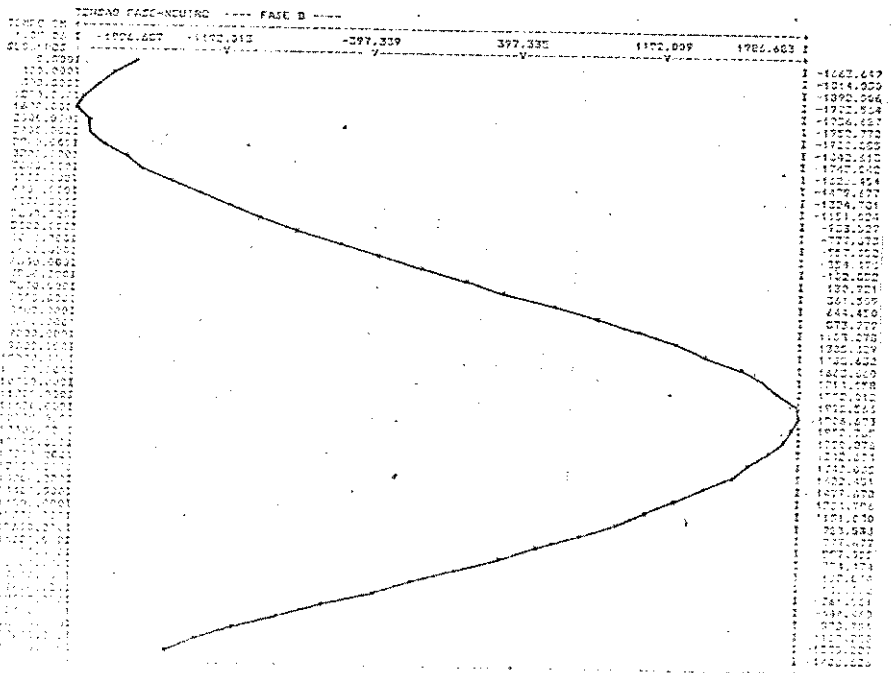
Critério de estabilidade: Estável

**COMENTÁRIOS:** Novamente, a utilização do método PIE mostrou que este sistema é mais efetivo na eliminação das assimetrias introduzidas por tensões harmônicas presentes no barramento CA. As observações que poderiam ser feitas são semelhantes aos demais casos anteriores.

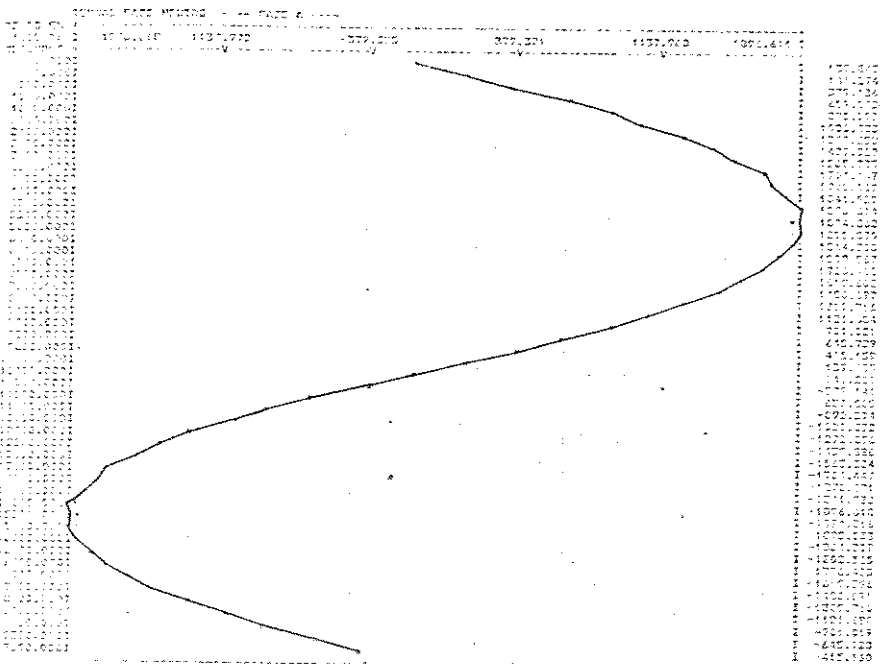




7.c. Tensão da Fase C



7.b. Tensão da Fase B



7.a. Tensão da Fase A

Gráficos 7

CASO 8:

**OBJETIVO:** mostra a operação do sistema conversor sob tensão fundamental de alimentação equilibrada, com distorção de 2º harmônico.

**CARACTERÍSTICAS:**

- Tensão CA equilibrada com  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959$  [V] - Valor de pico fase-neutro e distorção equilibrada de 2º harmônico de tensão, com magnitude de aproximadamente 3,1% da fundamental.
- Impedância CA equilibrada, com  $X_A = X_B = X_C = 0,021$  [ $\Omega$ ] ,  $R_A = R_B = R_C = 0$
- Método de disparo: CIP
- $\alpha = 30^\circ$

**RESULTADOS:** Tabela 22 - ângulos de disparo e comutação - para última iteração

Tabela 23 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas) - para última iteração

Tabela 24 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4 [KV] - para última iteração

Spectro 8 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração

Gráficos 8 - tensões CA para última iteração

Número de iterações: Não convergiu

Critério de estabilidade: Instável

**COMENTÁRIOS:** A substituição da tensão inicial de distorção de 3º para 2º harmônico deveria ser uma situação normal que deveria resultar apenas na geração de harmônicos não-característicos, desta vez de ordem par. Ocorreu, porém que para o sistema simulado, a impedância do sistema CA e a total de conjunto de filtros apresentou resso

nância paralela em torno da 4ª harmônica, que foi uma das frequências de correntes harmônicas geradas. Em decorrência disto, fortes amplificações harmônicas ocorreram, que uma vez realimentado o sistema de disparo, do tipo CIP, resultaram em amplificações das correntes , etc. Resumindo, a presença da ressonância tornou o sistema instável.

\*\*\* CARACTERISTICAS DE OPERACAO \*\*\*

- \* SISTEMA DE PRODUCAO DE PULSOS - CIP
- \* CORRENTE NO LADO DO (AMPLRES) - 5000.0
- \* ANGULO DE DISPARO ( GRAUS ) - 30.00

SEQ. DE IGNIC.	ANGULOS DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ERROS NO CIRC. DISP. (GRAUS)	ANGULOS DE IGNICAO (GRAUS)	ANGULOS DE COMUTACAO (GRAUS)
1	32.56	0.00	62.54	17.82
2	63.60	0.00	93.60	47.18
3	85.51	0.00	95.51	48.48
4	212.22	0.00	242.23	0.31
5	243.19	0.00	273.19	0.11
6	294.00	0.00	274.03	0.09

CORRENTES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - AMPERES) (ANGULO DE FASE - GRAUS)									
ORDEN	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
FARM.	MODULO	ANGULO	FUND.	MODULO	ANGULO	FUND.	MODULO	ANGULO	FUND.
1	100.0	0.0	100.0	150.0	0.0	100.0	100.0	0.0	100.0
2	114.3	114.3	114.3	28.6	113.5	113.5	213.8	112.9	112.9
3	150.1	150.1	150.1	267.7	146.0	146.0	93.4	141.6	141.6
4	2574.4	2574.4	2574.4	130.0	285.3	285.3	515.8	2300.4	2300.4
5	65.8	1.7	5623.8	268.5	1.7	2612.5	94.0	1.7	1.7
6	303.3	1124.6	1124.6	125.5	1174.6	1174.6	316.0	1230.9	1230.9
7	148.0	1.3	4523.7	338.5	1.3	2248.0	165.4	1.5	1.5
8	175.5	21.1	74605.2	12.1	22.1	3081.1	205.2	25.4	25.4
9	225.6	19.6	62196.7	65.5	16.4	50331.1	267.5	20.0	20.0
10	17.2	2.4	7130.5	282.9	2.1	2771.7	131.1	1.8	1.8
12	26.5	95905.5	75.3	24.5	54214.0	272.7	136.2	56.2	56.2
14	0.7	1522.9	235.6	0.6	101.0	56.1	7.6	7.6	7.6
15	271.9	0.9	2602.5	103.0	0.8	1027.1	310.6	3.7	3.7
16	151.9	0.8	2424.3	341.7	0.7	1002.2	176.4	0.7	0.7
17	12.6	0.4	1790.6	205.9	0.5	1037.3	40.1	0.7	0.7
18	172.8	0.3	567.8	55.9	0.3	900.5	271.1	0.6	0.6
19	17.9	0.5	100.1	234.9	0.3	543.6	136.0	0.4	0.4
20	0.0	0.0	1500.0	0.0	0.0	174.0	274.0	0.0	0.0

TENSORES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - VOLTS) (ANGULO DE FASE - GRAUS)									
ORDEN	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
FARM.	MODULO	ANGULO	FUND.	MODULO	ANGULO	FUND.	MODULO	ANGULO	FUND.
1	100.0	0.0	100.0	150.0	0.0	100.0	100.0	0.0	100.0
2	114.3	114.3	114.3	28.6	113.5	113.5	213.8	112.9	112.9
3	150.1	150.1	150.1	267.7	146.0	146.0	93.4	141.6	141.6
4	2574.4	2574.4	2574.4	130.0	285.3	285.3	515.8	2300.4	2300.4
5	65.8	1.7	5623.8	268.5	1.7	2612.5	94.0	1.7	1.7
6	303.3	1124.6	1124.6	125.5	1174.6	1174.6	316.0	1230.9	1230.9
7	148.0	1.3	4523.7	338.5	1.3	2248.0	165.4	1.5	1.5
8	175.5	21.1	74605.2	12.1	22.1	3081.1	205.2	25.4	25.4
9	225.6	19.6	62196.7	65.5	16.4	50331.1	267.5	20.0	20.0
10	17.2	2.4	7130.5	282.9	2.1	2771.7	131.1	1.8	1.8
12	26.5	95905.5	75.3	24.5	54214.0	272.7	136.2	56.2	56.2
14	0.7	1522.9	235.6	0.6	101.0	56.1	7.6	7.6	7.6
15	271.9	0.9	2602.5	103.0	0.8	1027.1	310.6	3.7	3.7
16	151.9	0.8	2424.3	341.7	0.7	1002.2	176.4	0.7	0.7
17	12.6	0.4	1790.6	205.9	0.5	1037.3	40.1	0.7	0.7
18	172.8	0.3	567.8	55.9	0.3	900.5	271.1	0.6	0.6
19	17.9	0.5	100.1	234.9	0.3	543.6	136.0	0.4	0.4
20	0.0	0.0	1500.0	0.0	0.0	174.0	274.0	0.0	0.0

\*\*\*\*\* COMPONENTES HARMONICAS EM PORCENTAGEM DA FUNDAMENTAL AC BARRAMENTO - 1 & C \*\*\*\*\*

ORDEN	COEF	ANG	COEF	ANG	COEF	ANG	COEF	ANG	COEF	ANG
1	100.0	0.0	100.0	0.0	100.0	0.0	100.0	0.0	100.0	0.0
2	11.43	114.3	28.6	113.5	213.8	112.9	112.9	112.9	112.9	112.9
3	15.01	150.1	267.7	146.0	93.4	141.6	141.6	141.6	141.6	141.6
4	257.44	2574.4	130.0	285.3	515.8	2300.4	2300.4	2300.4	2300.4	2300.4
5	6.58	1.7	268.5	1.7	2612.5	94.0	1.7	1.7	1.7	1.7
6	303.3	1124.6	125.5	1174.6	316.0	1230.9	1230.9	1230.9	1230.9	1230.9
7	14.8	1.3	338.5	1.3	2248.0	165.4	1.5	1.5	1.5	1.5
8	17.55	21.1	12.1	22.1	3081.1	205.2	25.4	25.4	25.4	25.4
9	22.56	19.6	65.5	16.4	50331.1	267.5	20.0	20.0	20.0	20.0
10	1.72	2.4	282.9	2.1	2771.7	131.1	1.8	1.8	1.8	1.8
12	2.65	95905.5	75.3	24.5	54214.0	272.7	136.2	56.2	56.2	56.2
14	0.7	1522.9	235.6	0.6	101.0	56.1	7.6	7.6	7.6	7.6
15	271.9	0.9	103.0	0.8	1027.1	310.6	3.7	3.7	3.7	3.7
16	151.9	0.8	341.7	0.7	1002.2	176.4	0.7	0.7	0.7	0.7
17	12.6	0.4	205.9	0.5	1037.3	40.1	0.7	0.7	0.7	0.7
18	172.8	0.3	55.9	0.3	900.5	271.1	0.6	0.6	0.6	0.6
19	17.9	0.5	234.9	0.3	543.6	136.0	0.4	0.4	0.4	0.4
20	0.0	0.0	1500.0	0.0	174.0	274.0	0.0	0.0	0.0	0.0





CASO 9:

OBJETIVO: mostra a operação do sistema conversor sob tensão fundamental de alimentação equilibrada, com distorção de 2º harmônico.

- CARACTERÍSTICAS:
- Tensão CA equilibrada com  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959$  [V] - Valor de pico fase-neutro e distorção equilibrada de 2º harmônico de tensão, com magnitude de aproximadamente 3,1% da fundamental.
  - Impedância CA equilibrada, com  $X_A = X_B = X_C = 0,021[\Omega]$ ,  $R_A = R_B = R_C = 0$
  - Método de disparo: PIE
  - $\alpha = 30^\circ$

- RESULTADOS:
- Tabela 25 - ângulos de disparo e comutação - para última iteração
  - Tabela 26 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA (já filtradas) - para última iteração
  - Tabela 27 - tensões harmônicas resultantes no barramento de 2,4[KV] - para última iteração
  - Spectro 9 - correntes harmônicas injetadas no sistema CA - para última iteração
  - Gráficos 9 - tensões CA para última iteração
  - Número de iterações: Não convergiu
  - Critério de estabilidade: Instável

COMENTÁRIOS: Neste caso, mesmo a substituição do sistema de controle CIP pelo PIE não levou à estabilidade,

\*\*\* CARACTERISTICAS DE OPERACAO \*\*\*

\* SISTEMA DE PRODUCAO DE PULSOS - PIE

\* CORRENTE NO LADO DO (AMPERES) - 5000.0

\* ANGULO DE DISPARO ( GRAUS ) - 30.00

SEQ. DE IONIC.	ANGULOS DE CRUZAMENTO (GRAUS)	ERRORS NO CIRC. DISP. (GRAUS)	ANGULOS DE IONICAC (GRAUS)	ANGULOS DE COMUTACAO (GRAUS)
1	18.51	0.00	48.51	15.82
2	54.73	0.00	108.51	4.37
3	139.69	0.00	168.51	9.00
4	200.58	0.00	228.51	27.15
5	225.53	0.00	288.51	30.87
6	313.24	0.00	348.51	19.14

CORRENTES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - AMPERES) (ANGULO DE FASE - GRAUS)

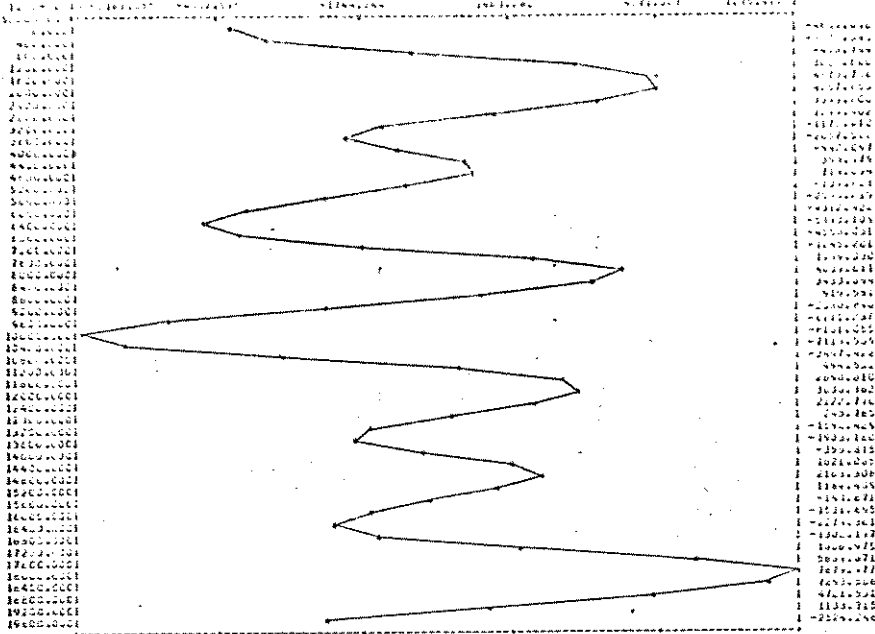
ORDEN	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
	FASE	ANGULO	FUND.	FASE	ANGULO	FUND.	FASE	ANGULO	FUND.
1	6241.6	3.5	100.0	7007.8	225.8	100.0	5945.6	112.1	100.0
2	343.3	255.1	5.4	1954.9	153.2	27.5	2133.1	21.3	30.0
3	413.2	78.7	6.5	2247.7	251.4	32.1	1838.5	69.8	30.5
4	3857.6	309.6	40.8	45652.0	302.2	705.1	53548.5	122.1	900.6
5	27.4	276.8	0.4	8.8	288.5	0.1	36.1	55.7	0.6
6	10000.9	160.0	157.8	35443.2	295.3	480.1	30042.4	102.4	505.3
7	16.7	187.0	0.3	28.5	345.2	0.4	15.6	141.9	0.3
8	472.6	251.7	4.0	259.4	162.2	13.7	1019.5	3.0	17.1
9	165.2	232.2	2.8	531.2	35.5	13.3	778.4	211.7	13.1
10	54.2	227.9	0.5	114.5	101.5	1.6	58.0	297.5	1.6
12	1863.7	280.8	29.4	1808.3	350.2	25.8	2467.1	127.5	41.5
14	17.6	295.5	0.3	26.4	148.0	0.4	26.6	5.3	0.4
15	0.0	0.0	0.1	33.5	172.6	0.5	28.7	306.4	0.5
16	22.1	52.3	0.4	23.3	164.4	0.3	27.7	283.5	0.5
17	13.2	80.0	0.2	32.4	245.3	0.5	20.4	57.7	0.3
18	52.2	335.3	0.8	35.4	185.1	0.5	29.5	122.1	0.4
19	14.9	23.3	0.2	11.4	318.2	0.2	22.2	175.7	0.4
20	28.5	74.1	0.3	15.1	170.0	0.2	32.7	54.3	0.5

TENSORES NO BARRAMENTO AC (VALOR DE PICO - VOLTS) (ANGULO DE FASE - GRAUS)

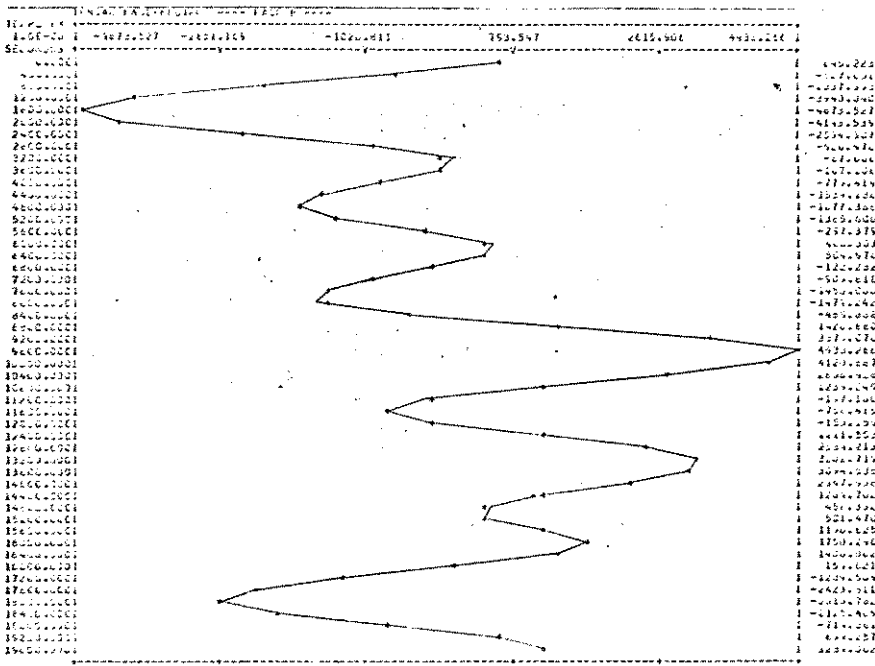
ORDEN	FASE -- A			FASE -- B			FASE -- C		
	FASE	ANGULO	FUND.	FASE	ANGULO	FUND.	FASE	ANGULO	FUND.
1	1547.9	352.2	100.0	1528.0	222.0	100.0	1528.7	112.2	100.0
2	9.4	282.2	0.5	19.5	263.0	1.0	28.5	85.6	1.5
3	75.8	111.0	3.9	65.4	222.4	3.4	14.8	332.2	0.6
4	2238.5	411.3	114.5	1217.9	122.6	62.8	2704.7	247.7	140.2
6	2201.7	77.6	113.0	1730.4	116.0	65.7	3715.6	274.8	192.9
7	3.0	287.4	0.2	0.0	0.0	0.1	2.9	88.0	0.1
8	162.4	88.8	5.3	95.9	300.7	4.9	54.9	201.5	2.8
9	59.7	155.5	5.1	83.7	315.2	4.3	36.4	30.1	1.9
10	10.1	76.2	0.5	17.7	162.2	0.9	20.1	312.0	1.0
12	414.2	42.9	21.3	50.4	242.6	4.7	335.3	216.1	17.4
14	0.0	0.0	0.1	2.4	288.1	0.1	0.0	0.0	0.1
15	6.4	203.1	0.3	3.6	2.2	0.2	3.3	44.6	0.2
16	6.0	73.8	0.3	0.0	0.0	0.0	5.2	257.3	0.3
17	6.2	53.5	0.3	3.3	257.7	0.2	3.1	291.1	0.2
18	4.8	162.3	0.2	7.9	211.5	0.4	11.8	14.5	0.6
19	4.7	90.4	0.2	9.4	313.5	0.5	6.8	162.0	0.4
20	11.5	65.5	0.6	8.5	204.7	0.5	4.1	195.1	0.2

ELEMENTOS HARMONICOS EM PORCENTAGEM DA FUNDAMENTAL NO BARRAMENTO - I A C

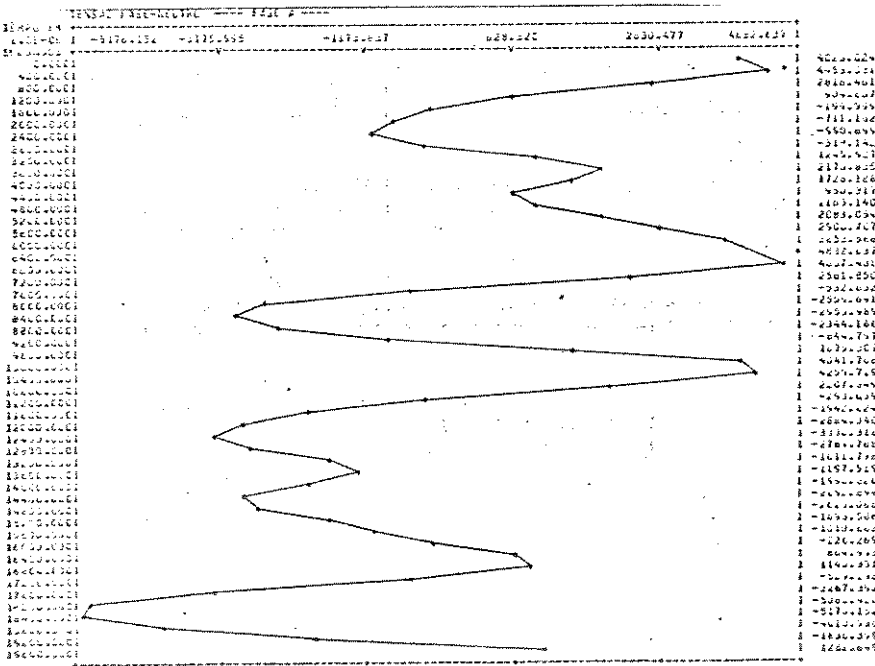
ORDEN	FASE -- A	FASE -- B	FASE -- C
1	100.0	100.0	100.0
2	0.1	0.1	0.1
3	0.2	0.2	0.2
4	0.3	0.3	0.3
5	0.4	0.4	0.4
6	0.5	0.5	0.5
7	0.6	0.6	0.6
8	0.7	0.7	0.7
9	0.8	0.8	0.8
10	0.9	0.9	0.9
11	1.0	1.0	1.0
12	1.1	1.1	1.1
13	1.2	1.2	1.2
14	1.3	1.3	1.3
15	1.4	1.4	1.4
16	1.5	1.5	1.5
17	1.6	1.6	1.6
18	1.7	1.7	1.7
19	1.8	1.8	1.8
20	1.9	1.9	1.9



9.a. Tensão da Fase A



9.b. Tensão da Fase B



9.c. Tensão da Fase C

Gráficos 9

#### IV.8. ANÁLISE DA CONVERGÊNCIA FINAL DO PROGRAMA DIGITAL EM FUNÇÃO DA IMPEDÂNCIA CA E DA CORRENTE DE LINHA CC ( $I_d$ )

Para o sistema conversor de 6 pulsos analisado, vários casos foram processados com diferentes valores da impedância CA de alimentação. Este item tem por objetivo determinar uma relação, mostrando o número de iterações para a convergência final do programa em função da impedância CA. Os casos processados utilizaram o método de controle CIP e não consideraram filtros. Isto serve ao propósito de se comprovar a dependência da amplificação ou instabilidade harmônica, em função da impedância de alimentação. O resultado é mostrado no gráfico da Fig. IV.14.

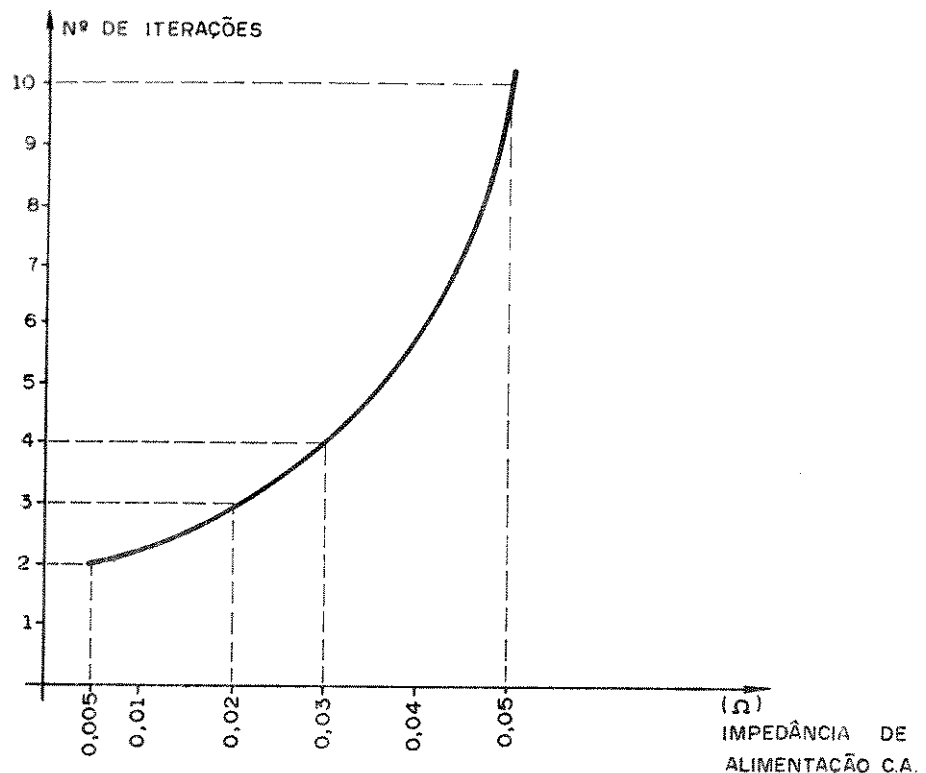


Fig. IV.14 - Gráfico do nº iterações versus impedância CA

Sistema simulado:  $\hat{V}_A = \hat{V}_B = \hat{V}_C = 1959[V]$

$X_S = \text{Variável}$

$X_t = 0,02[\Omega]$

$I_d = 5000[A]$

$\alpha = 30^\circ$

Controle = CIP

À mesma conclusão se poderia chegar, caso a corrente  $I_d$  fosse variada. Em outras palavras, existe uma dependência entre o número de iterações e o valor de  $I_d$ .

CAPÍTULO V

CONCLUSÕES GERAIS

Este capítulo tem por objetivo apresentar os aspectos gerais conclusivos sobre os estudos processados nesta tese.

No Capítulo I considerou-se os fundamentos que caracterizam as fontes geradoras de harmônicos; suas formas de onda, ordens e níveis dos harmônicos produzidos. Desta análise, constatou-se que as mais potenciais são os conversores estáticos, fornos a arco e os compensadores estáticos do tipo reator controlado. Portanto, com as perspectivas cada vez maiores de uso destes componentes de sistema em sistemas de potência, acredita-se que os problemas técnicos futuros envolvendo harmônicos e seus efeitos, terão, sem dúvida, importância crescente nas fases de planejamento, operação e manutenção de sistemas elétricos. Neste sentido, procurou-se também neste mesmo capítulo, apresentar as diversas recomendações nacionais e internacionais sobre os limites máximos de distorções admitidas nos barramentos.

O fenômeno, já classicamente denominado por "Instabilidade harmônica", foi objeto de considerações físicas ao longo do Capítulo II. Além de uma conceituação do fenômeno, que inter-relaciona o conjunto: sistema CA, conversor e controle, foram discutidos aspectos das filosofias básicas empregadas nos sistemas de disparo, quais sejam, o CIP (controle individual de pulsos), e o PIE (pulsos igualmente espaçados). As rápidas considerações sobre estes métodos puderam evidenciar, mesmo numa fase ainda inicial, as melhores características operacionais do processo PIE. Esta afirmativa pode ser verificada através dos resultados obtidos no Capítulo IV. No mesmo capítulo, procedeu-se à apresentação de resultados experimentais, obtidos através de medições direta em laboratório. Para tanto, utilizou-se de um conversor de seis pulsos, que emprega o método de disparo CIP. O conversor foi alimentado por um barramento de impedância variável, onde foi instalado um banco de capacitores também variável. Foram obtidas situações, que conforme documentado, levaram a grandes amplificações harmônicas e mesmo a instabilidade.

Tendo em vista a meta prioritária desta tese, que envolve a simulação de fenômenos harmônicos associados aos conversores estáticos, no Capítulo III foi desenvolvido um tratamento teórico para a formulação matemática da corrente, do lado CA, de alimentação de instalações multi-conversoras. Para o equacionamento, ad



mitiu-se uma representação trifásica individual para cada um dos conversores constituintes da instalação com o número de pulsos. Esta representação apresentou como uma de suas mais importantes características, a possibilidade da consideração de desequilíbrios do sistema de alimentação e de disparo dos conversores. Ressalta-se que a formulação aplica-se à operação do conversor em regime permanente, para o qual, naturalmente, considerou-se a geração de harmônicos.

Utilizando as formulações e as bases físicas abordadas, no Capítulo IV apresentou-se, em linhas gerais, as diversas etapas empregadas no desenvolvimento de um programa para computador digital. O programa desenvolvido, em face ao equacionamento utilizado, permite o cálculo, em regime permanente, de correntes e tensões harmônicas, características ou não, com qualquer tipo de imperfeição para o sistema simulado. A inclusão da impedância do sistema CA foi levada em conta através de um processo iterativo. Os resultados obtidos pelo método mostraram-se confiáveis, e a convergência, para a maioria dos casos estudados, aconteceu com 2,3 ou 4 iterações. Para barras mais "fracas", um maior número de iterações pode ser necessário. De um modo geral, constatou-se que mesmo os casos mais críticos, com geração de harmônicos não-característicos, etc, desde que harmonicamente estáveis, obtiveram convergência em até 10 iterações. A presença de filtros foi também incorporada ao programa, Desde que estes filtros não apresentem frequências de ressonâncias com a impedância do sistema CA, que venham a ser excitadas pelos harmônicos produzidos, seu efeito é de acelerar o processo de convergência. Em alguns casos, por exemplo, como comentado no texto, o filtro (ou um banco de capacitores), pode ser a causa de uma instabilidade harmônica.

Embora, para não extender o volume desta tese, não se tenha apresentado resultados para uma instalação com um número de pulsos superior a 6, tais casos foram também estudados. As observações feitas foram semelhantes às obtidas para o sistema de 6 pulsos e o programa comprovou os aspectos relativos à compensação de harmônicos. É importante considerar que, uma instalação conversora de 6 pulsos, é, sob o aspecto geração de harmônicos, mais crítica.

Finalmente, deve ser destacado que, embora os resultados emitidos pelo programa correspondam à correntes e tensões harmônicas na barra de alimentação dos conversores, cálculos de regulação da tensão fundamental, fator de potência, fator de distorção, etc, podem ser facilmente realizados.

Observa-se ainda que, um dos trabalhos que poderia ser desenvolvido com base no material aqui pesquisado e relatado, consistiria na representação mais realística do lado de CC, isto é, da consideração de uma indutância de alisamento finita.

APÊNDICE I

FORMULAÇÃO DA CORRENTE DE COMUTAÇÃO

O circuito estabelecido durante a comutação de um tiristor genérico  $\underline{m}$ , para um tiristor genérico  $\underline{n}$ , é dado abaixo:

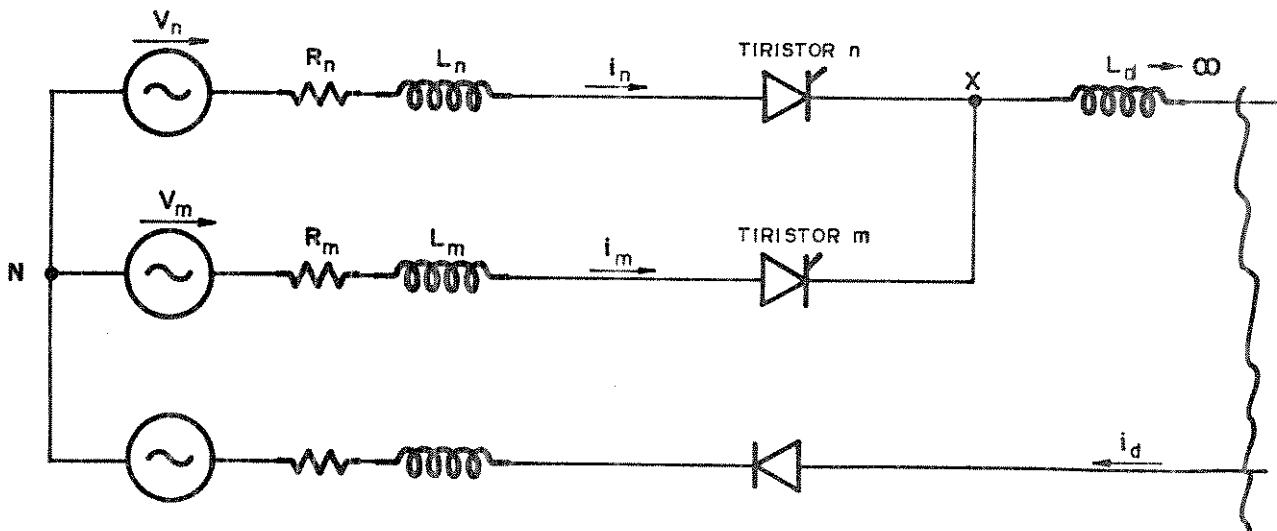


Fig. 1.1 - Circuito para uma comutação genérica  
 tiristor  $\underline{n}$   $\rightarrow$  tiristor que está iniciando  
 a condução  
 tiristor  $\underline{m}$   $\rightarrow$  tiristor que está deixando  
 de conduzir

Na Fig. 1.1:

$V_n$  - tensão da fase  $\underline{n}$  para o neutro

$V_m$  - tensão da fase  $\underline{m}$  para o neutro

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

$R_m$  - idem  $R_n$ , para a fase  $\underline{m}$

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

$L_m$  - idem  $L_n$ , para a fase  $\underline{m}$

Desta figura:

$$V_{XN} = V_n - R_n i_n - L_n \frac{di_n}{dt} = V_m - R_m i_m - L_m \frac{di_m}{dt}$$

ou:

$$V_n - V_m = R_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} - R_m i_m - L_m \frac{di_m}{dt} \quad (1.1)$$

Para qualquer tempo durante a comutação:

$$i_n + i_m = I_d \quad \therefore \quad i_m = I_d - i_n$$

e

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

Substituindo na eq.(1.1), resulta

$$V_n - V_m = R_n i_n + L_n \frac{di_n}{dt} - R_m I_d + R_m i_n + L_m \frac{di_n}{dt}$$

$$V_n - V_m = (R_n + R_m) i_n + (L_n + L_m) \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (1.2)$$

Fazendo

$$\left. \begin{aligned} R_{nm} &= R_n + R_m \\ L_{nm} &= L_n + L_m \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

Substituindo as eqs.(1.3) em (1.2), vem:

$$V_n - V_m = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (1.4)$$

Se existe distorção harmônica nas tensões CA de alimentação, então estas devem ser escritas de uma forma geral:

$$V_n = \sum_{j=1}^{j=P} V_{m\hat{x}_{jn}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{jn}) \quad (1.5)$$

$$V_m = \sum_{j=1}^{j=P} V_{m\bar{a}x_{j\bar{m}}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{j\bar{m}}) \quad (1.6)$$

onde:

$V_{m\bar{a}x_{j\bar{n}}}$  = valor de pico do  $j$ -ésimo componente de tensão da fase  $\bar{n}$  para o neutro

$V_{m\bar{a}x_{j\bar{m}}}$  = valor de pico do  $j$ -ésimo componente de tensão para a fase  $\bar{m}$  para o neutro

$\phi_{j\bar{n}}$  = ângulo de fase do  $j$ -ésimo componente de tensão da fase  $\bar{n}$  para o neutro

$\phi_{j\bar{m}}$  = ângulo de fase do  $j$ -ésimo componente de tensão da fase  $\bar{m}$  para o neutro

Substituindo (1.5) e (1.6) em (1.4), tem-se:

$$\begin{aligned} & \sum_{j=1}^{j=P} V_{m\bar{a}x_{j\bar{n}}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{j\bar{n}}) - V_{m\bar{a}x_{j\bar{m}}} \text{sen}(j\omega t + \phi_{j\bar{m}}) = \\ & = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \end{aligned}$$

ou

$$\sum_{j=1}^{j=P} [V_{m\bar{a}x_{j\bar{n}}} \cos\phi_{j\bar{n}} - V_{m\bar{a}x_{j\bar{m}}} \cos\phi_{j\bar{m}}] \text{sen } j\omega t +$$

$$\sum_{j=1}^{j=P} [V_{m\bar{a}x_{j\bar{n}}} \text{sen}\phi_{j\bar{n}} - V_{m\bar{a}x_{j\bar{m}}} \text{sen}\phi_{j\bar{m}}] \cos j\omega t =$$

$$= R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (1.7)$$

onde:

$$\left. \begin{aligned} A_j &= V_{m\bar{a}x_{j\bar{n}}} \cos\phi_{j\bar{n}} - V_{m\bar{a}x_{j\bar{m}}} \cos\phi_{j\bar{m}} \\ B_j &= V_{m\bar{a}x_{j\bar{n}}} \text{sen}\phi_{j\bar{n}} - V_{m\bar{a}x_{j\bar{m}}} \text{sen}\phi_{j\bar{m}} \end{aligned} \right\} \quad (1.8)$$

Substituindo em (1.7), vem que:

$$\sum_{j=1}^{j=P} A_j \operatorname{sen} j\omega t + \sum_{j=1}^{j=P} B_j \operatorname{cos} j\omega t = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d \quad (1.9)$$

Para solução da eq.(1.9), será usada a transformada de Laplace. Para facilitar a transformação, é conveniente que se escreva (1.9) da seguinte forma:

$$\sum_{j=1}^{j=P} j\omega A_j \frac{\operatorname{sen} j\omega t}{j\omega} + \sum_{j=1}^{j=P} B_j \operatorname{cos} j\omega t = R_{nm} i_n + L_{nm} \frac{di_n}{dt} - R_m I_d$$

cuja transformação dá:

$$I_n(s) = \sum_{j=1}^{j=P} \frac{B_j}{L_{nm}} \frac{(j\omega A_j/B_j + S)}{(S^2 + j^2\omega^2)(S + R_{nm}/L_{nm})} + \frac{R_m I_d}{L_{nm}} \frac{1}{L_{nm} S(S + R_{nm}/L_{nm})} \quad (1.10)$$

Fazendo:

$$\left. \begin{aligned} H_j &= j\omega A_j/B_j \\ T_{nm} &= L_{nm}/R_{nm} \end{aligned} \right\} \quad (1.11)$$

e substituindo em (1.10), resulta:

$$I_n(s) = \sum_{j=1}^{j=P} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[ \frac{(H_j + S)}{(S^2 + j^2\omega^2)(S + 1/T_{nm})} \right] + \frac{R_m I_d}{L_{nm}} \frac{1}{S(S + 1/T_{nm})} \quad (1.12)$$

A anti-transformação de (1.12) fornece:

$$\begin{aligned}
 i_n(t) = & \sum_{j=1}^{j=P} \frac{B_j}{L_{nm}} \left[ \frac{(H_j - 1/T_{nm})}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)} e^{-t/T_{nm}} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{j\omega} \sqrt{\frac{H_j^2 + j^2 \omega^2}{j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2}} \operatorname{sen}(j\omega t + \phi_j) \right] + \\
 & + \frac{R_m I_d}{R_{nm}} (1 - e^{-t/T_{nm}}) + K_{nm} \quad (1.13)
 \end{aligned}$$

onde:

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

J = ordem harmônica da tensão de alimentação

$\omega = 2\pi f$

f = frequência

$K_{nm}$  = constante de integração

ou, de uma maneira simplificada,

$$\begin{aligned}
 i_n(t) = & \sum_{j=1}^{j=P} [X_j e^{-t/T_{nm}} + S_j \operatorname{sen}(j\omega t + \phi_j) + y[1 - e^{-t/T_{nm}}] + \\
 & + K_{nm} \quad (1.14)
 \end{aligned}$$

em que:

$$y = \frac{R_m I_d}{R_{nm}}$$

$$H_j = \frac{1}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)}$$

$$S_j = \frac{B_j}{j\omega L_{nm}} \sqrt{\frac{(H_j^2 + j^2 \omega^2)}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)}}$$

$$X_j = \frac{B_j}{L_{nm}} \cdot \frac{(H_j - 1/T_{nm})}{(j^2 \omega^2 + 1/T_{nm}^2)}$$



## BIBLIOGRAFIA

- [1] - Alternating Current Machines, Liwschitz, Garik and Clyde C. Whipple - Van Nostrand Co. Inc. New Jersey.
- [2] - Electrical Transients - in power systems - Allan Greenwood
- [3] - Análise - Modelagem e simulação de fontes geradoras de harmônicas, Prof. Nilson Goes (Tese de Mestrado - EFEI-81).
- [4] - Equipamentos Estáticos para compensação de reativos e desequilíbrios em sistemas elétricos, Ricardo Ferreira Pinheiro (Tese de Mestrado - EFEI-80).
- [5] - Wanener, E. - "The Static Compensator as a Means of Limiting the Disturbance caused by Heavy Industrial Loads on the Power Supply" - Brown Boveri-Q 200015 P1Q1.
- [6] - Coates, R.; Brewer, G.L. - "The Measurement and Analysis of Waveform Distortion Caused by a Large Multi-Furnace Instalation" - Parte I and II, presented in IEE International Conf. on Sources and Effects of Power Systems Disturbances, London, 1974-04-22-24. Conf. Pub. nº 110, pp. 135-137.
- [7] - Apostila - Aloisio de Oliveira. José Carlos de Oliveira, Sistemas Estáticos de Conversão e Aplicações em Acionamentos Elétricos, UFU - Uberlândia, 1983.
- [8] - Oliveira, J.C. - "Multiple Converter Harmonic Calculations with Non-ideal Conditions", Ph.D. Thesis UMIST, November 1978.
- [9] - Dobinson, L.G., "Tradition Changes with Harmonics", IEE Conf. 166, 1978. pp. 179-183.

- [10] - Calverley, T.E., The flow of power and reactive components in rectifier and inverter equipments, English Electric Jn., Vol. 13, part 1, pp.206-219, Mar/59, Ibid Part 2, May/54.
- [11] - Read, J.C., The calculation of rectifier and inverter performance characteristics, JIEE, 92, Part II, p. 495, 1945.
- [12] - Kimbark, E.W., Direct Current Transmission, Vol. 1, Book, Wiley Interscience, N. York, 1971.
- [13] - Uhlmann, E., Power Transmission by Direct Current Book, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, N. York, 1975.
- [14] - Adamson, C. and Hingorani, N.G., High Voltage Direct-Current Power Transmission Book, London, Garraway, 1960.
- [15] - Ainsworth, J.D., Harmonic Instability Between Controlled Static Converters and a.c. Networks, Proc. IEE, Vol. 114, No 7, pp. 949-957. Jul. 1967.
- [16] - Phadke, A.G. and Harlow, J.H., Generation of Abnormal Harmonics in High Voltage AC-DC Power Systems, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, No 3, pp. 873-883, Mar, 1968.
- [17] - Reeve, J. and Krishnayya, P.C.S., Unusual Current Harmonics Arising from High-Voltage DC Transmission, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, No 3, pp. 883-893, Mar. 1968.
- [18] - SUBBARAO, T. and Reev, J., Harmonics caused by imbalanced transformer impedances and imperfect twelve-pulse operation in HVDC conversion, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, PAS-95, No 5, pp. 1732-7, Sept/Oct. 1976.
- [19] - Reeve, J. and Baron, J.A., Harmonics Interaction between HVDC converters and a.c. power systems, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, No 6, pp. 2785-2791, Nov/Dec. 1971.

- [20] - Reeve, J.; Baron, J.A. and Krishnayya, P.C.S., A General approach to harmonic current generation by HVDC converters, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, No 7, pp. 989-995, Jul. 1969.
- [21] - Baggatt, A.J., The Effect of Waves Hape Distortions on the Measurement of Energy Tariff Meters, London Electricity Board, UK.
- [22] - Steeper, D.E. and Stratford, R.P., Reactive Compensation and Harmonic Suppression for Industrial Power Systems Using Thyristor Converters, IEEE Transactions on Industry Appl., Vol. IA-12, No 3, pp. 232-246, May/June 1976.
- [23] - Bowles, J.P., AC System and Tranformer Representation for hv-dc Transmission Studies, IEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No 7, pp. 1603-1609, Sept/Oct. 1970.
- [24] - Hingorani, N.G., Simulation of AC System Impedance in HVDC System Studies. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, No 5/6, pp. 820-826, May/June 1970.