

TESE

411

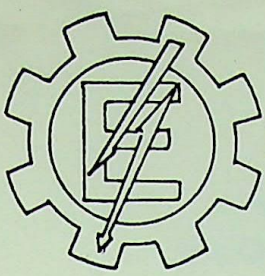
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA

INSTABILIDADE HARMÔNICA
NO LADO DE
CORRENTE CONTINUA

Tese de Mestrado

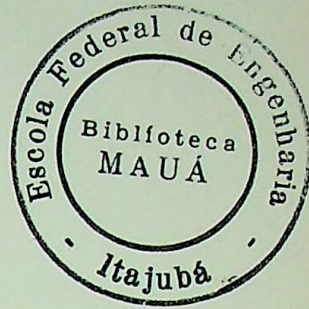
Autor: AGOSTINHO PEREIRA FERREIRA

Orientador: JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA



ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

+ 170



INSTABILIDADE HARMÔNICA
NO LADO DE
CORRENTE CONTINUA

Tese de Mestrado

Autor: AGOSTINHO PEREIRA FERREIRA

Orientador: JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA

SETEMBRO - 1984

CLASS. 621.3.024:621.3.018.3(043,2)

CUT. F 383 i

TOMBO 411



INSTABILIDADE
NO LADO DE
CORRENTE
HARMÔNICA

Tipo de Material
Autor: ASSISINIO FERREIRA FERRERA
OLIVEIRA JOSÉ CARLOS DE OLIVEIRA



Ministério da Educação e Cultura
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

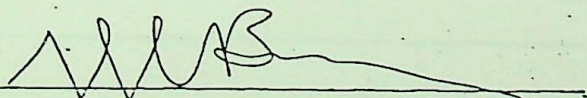
A N E X O I

PRONUNCIAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

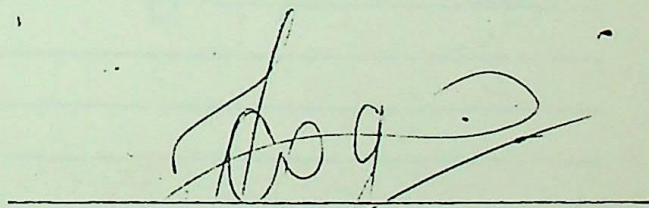
A Comissão Examinadora, abaixo assinada, nomeada por Portaria nº 175 de 17 / 09 / 84, considerando o resultado do Julgamento da Prova de Defesa Pública da Dissertação de Mestrado intitulada: "Instabilidade Harmônica no Lado de Corrente Contínua"

apresenta pronunciamento no sentido de que a Comissão de Pós-Graduação da Escola Federal de Engenharia de Itajubá solicite à DDD (Divisão de Divulgação e Documentação) a expedição do título de Mestre em Engenharia Elétrica na Área de Concentração de Sistemas de Potência satisfeitas as demais exigências regimentais à Agostinho Pereira Ferreira.

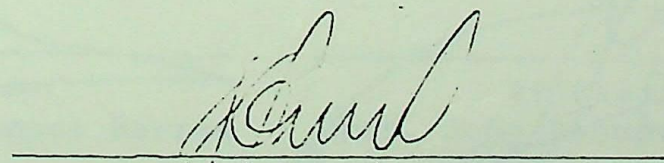
Itajubá, 21 de SETEMBRO de 19 84.


1º Examinador

Dr. João Guedes de Campos Barros
- CEPEL -


2º Examinador

Prof. João Roberto Cogo
- EFEI -


3º Examinador

Prof. José Carlos de Oliveira
- Orientador -



Ministério da Educação e Cultura
 ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

A N E X O I I

FOLHA DE JULGAMENTO DA COMISSÃO EXAMINADORA

Título da Dissertação: "Instabilidade Harmônica no Lado de Corrente Contínua"

Autor: Agostinho Pereira Ferreira

JULGAMENTO

EXAMINADORES	CONCEITO	RUBRICA
1º	A+	<i>[Assinatura]</i>
2º	A+	<i>[Assinatura]</i>
3º	A+	<i>[Assinatura]</i>

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

Observações: _____

Itajubá, 21 de SETEMBRO de 19 84

[Assinatura]
 1º Examinador
 Dr. João Guedes de Campos Barros
 - CEPEL -

[Assinatura]
 2º Examinador -
 Prof. João Roberto Cogo
 - EFBI -

[Assinatura]
 3º Examinador
 Prof. José Carlos de Oliveira
 - Orientador -

Agradecimentos

Após 27 anos longe dos bancos de escola, obrigado, obrigado, obrigado pelas circunstâncias, a voltar ao aprendizado formal de engenharia, e a ser realizado nas disciplinas que me deu muito mais parte do currículo escolar. O resultado desta jornada foi para mim muito gratificante, não apenas pelas informações adquiridas, mas também e sobretudo como também pelo alto nível de exigência que me foi ministrado. Isto, sem dúvida, pode atribuir-se ao ambiente profissional que os professores da Escola Federal de Engenharia de Itajubá criaram com competência e dedicação, sabedoria e amor. De minha parte...

Dedicatória

A minha família que, com abnegação, me acompanhou neste trabalho.

De modo especial, agradeço ao Professor José Carlos de Oliveira, da Escola, do corpo docente da E.F.E.L. e agora professor da Universidade Federal de Uberlândia que orientou esta fase e forneceu-me o estímulo para levá-la a bom termo.

Ao Professor Robert Yacovai, da Universidade de Aberdeen, vão meus agradecimentos pela assistência técnica dada durante...

Pelo apoio material e financeiro das instituições parceiras: as Indústrias Elétricas Brasileiras S/A - (ELETROBRÁS) que propiciaram meu estar no CISE e a Escola de Ciência e Tecnologia de Universidade de Manchester.

Pelo árduo trabalho de digitação e revisão dos textos durante as férias deste ano agradeço às secretárias Lygia Maria Araújo e Silvana Maria Ladeira. Ao trabalho não pago não se atribuem as culpas pelas más do autor-desconhecido-revisor (sic).

Agradecimentos:

Após 27 anos longe dos bancos de escola, resolvi, levado inclusive pelas circunstâncias, a voltar ao aprendizado formal da engenharia, e a me atualizar nas disciplinas que no meu tempo não faziam parte do curriculum escolar. O resultado dessa iniciativa foi para mim muito gratificante, não somente pelas inúmeras dificuldades encontradas e superadas como também pelo alto nível do ensinamento que me foi ministrado. Isto, sem dúvida, posso atribuir ao ambiente profícuo que os professores da Escola Federal de Engenharia de Itajuba criaram com competência e dedicação, cabendo a eles, de maneira especial, meus agradecimentos.

Da mesma forma, agradeço ao Professor José Carlos de Oliveira, na época, do corpo docente da E.F.E.I. e agora professor da Universidade Federal de Uberlândia que orientou esta tese e forneceu-me o estímulo para levá-la a bom termo.

Ao Professor Robert Yacamini, da Universidade de Abardeen, vão também meus agradecimentos pela orientação inicial deste trabalho.

Pelo apoio material e financeiro meus agradecimentos cabem a Centrais Elétricas Brasileiras S/A. - ELETROBRÁS que propiciou-me cursar o CESE e a Escola de Ciência e Tecnologia da Universidade de Manchester.

Pelo árduo trabalho de datilografia e revisão das quase duzentas páginas desta tese agradeço as secretárias Regina Maria Armada e Nilcêa Moura Loreto. Se o trabalho não saiu mais apresentável não foi culpa delas mas do autor-desenhista-revisor final.

CONTÉUDO

SIMBOLOGIA UTILIZADA
INTRODUÇÃO
OBJETIVO
METODOLOGIA
APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

CAPÍTULO I	- FUNDAMENTOS E EQUAÇÕES BÁSICAS DOS CONVERSORES
	DIAGRAMAS $v_g - i_g$
1 -	NÚMERO DE PORTES, PULSOS E HARMÔNICOS CARACTERÍSTICOS
2 -	A PONTE INVERSIVA
3 -	EQUAÇÕES BÁSICAS DOS CONVERSORES
4 -	DIAGRAMAS $v_g - i_g$

INSTABILIDADE HARMÔNICA NO LADO DE CORRENTE CONTÍNUA

1 -	CONTROLE DO RETIFICADOR
2 -	CONTROLE DO INVERSOR

CAPÍTULO III	- INSTABILIDADE HARMÔNICA
1 -	INTRODUÇÃO
2 -	ORIGEM DOS HARMÔNICOS NÃO CARACTERÍSTICOS
3 -	CONDIÇÕES QUE PREDISPOEM O RFO DE C.C.T. À INSTABILIDADE HARMÔNICA
4 -	ANÁLISE DA INSTABILIDADE HARMÔNICA - METODOLOGIA GERAL

CAPÍTULO IV	- AÇÃO DO INVERSOR NA PRESENÇA DE CORRENTE INTERFERIDA NA LÍNEA DE C.C.
1 -	INTERAÇÃO ENTRE RETIFICADOR E INVERSOR
2 -	OPERAÇÃO DO CONTROLE F.L.C. COM DICIONÁRIO DE CORRENTE

C O N T E Ú D O

SIMBOLOGIA UTILIZADA	
INTRODUÇÃO.....	
OBJETIVO.....	
METODOLOGIA.....	
APRESENTAÇÃO DO TRABALHO.....	
CAPÍTULO I	- FUNCIONAMENTO E EQUAÇÕES BÁSICAS DOS CONVERSORES
	DIAGRAMAS $V_d - I_d$
	1 - NÚMERO DE PONTES, PULSOS E HARMÔNICOS CARAC- TERÍSTICOS.....
	2 - A PONTE TRIFÁSICA.....
	3 - EQUAÇÕES BÁSICAS DOS CONVERSORES.....
	4 - DIAGRAMAS $V_d - I_d$
<hr/>	
CAPÍTULO II	- CONTROLE DO RETIFICADOR E DO INVERSOR
	1 - INTRODUÇÃO.....
	2 - CONTROLE DO RETIFICADOR.....
	3 - CONTROLE DO INVERSOR.....
CAPÍTULO III	- INSTABILIDADE HARMÔNICA
	1 - INTRODUÇÃO.....
	2 - ORIGEM DOS HARMÔNICOS NÃO CARACTERÍSTICOS..
	3 - CONDIÇÕES QUE PREDISPÕEM O ELO DE C.C.C. À INSTABILIDADE HARMÔNICA.....
	4 - ANÁLISE DA INSTABILIDADE HARMÔNICA - METODO- LOGIA GERAL.....
CAPÍTULO IV	- AÇÃO DO INVERSOR NA PRESENÇA DE CORRENTE ALTER- NADA NA LINHA DE C.A.
	1 - INTERAÇÃO ENTRE RETIFICADOR E INVERSOR.....
	2 - OPERAÇÃO DO CONTROLE P.I.E. COM DISTORÇÃO DE CORRENTE.....

CAPÍTULO V	-	INSTABILIDADE HARMÔNICA DO LADO DE C.A.	
		1 - INTRODUÇÃO.....	
		2 - DETERMINAÇÃO DOS ÂNGULOS DE DISPARO.....	
		3 - DETERMINAÇÃO DOS ÂNGULOS DE COMUTAÇÃO.....	
		4 - VOLTAGEM NO TERMINAL DO RETIFICADOR.....	
		5 - COMPONENTES HARMÔNICOS DE CORRENTE NO LADO DE C.C.....	<u>LA</u>
		6 - GERAÇÃO DE HARMÔNICOS PELO RETIFICADOR.....	
		7 - CASOS ESTUDADOS.....	
CAPÍTULO VI	-	CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES.....	

APÊNDICE

A-I	-	EQUAÇÃO GERAL DE COMUTAÇÃO.....	
A-II	-	EQUAÇÃO DE COMUTAÇÃO COM BARRAMENTO DE C.A. INFINITO.....	
A-III	-	EQUAÇÕES DE VOLTAGEM NO TERMINAL DO RETIFICADOR.....	<u>RE</u>
A-IV	-	DETERMINAÇÃO DOS ÂNGULOS DE DISPARO DO RETIFICADOR.....	
A-V	-	ANÁLISE DE FOURIER DA ONDA DE TENSÃO NO TERMINAL DO RETIFICADOR.....	

X

SIMBOLOGIA UTILIZADA

- h - Ordem do harmônico de tensão no terminal do conversor (lado C.C.)
- i_d - Valor instantâneo da corrente do lado de C.C.
- i_{dH} - Mesmo que i_d , mas para múltiplos harmônicos
- I_d - Valor nominal de corrente do lado de C.C.
- \hat{i}_k - Valor de pico da corrente harmônica de ordem "K" do lado de C.C. (múltiplos harmônicos)
- K - Ordem do harmônico de corrente do lado de C.C. (múltiplos harmônicos)
- \hat{I}_N - Valor do pico de corrente harmônica de ordem "N" do lado C.C. (único harmônico - harmônico injetado)
- N - Ordem do harmônico de corrente injetado do lado de C.C.
- M - Ordem do harmônico de voltagem alternada na barra de C.A. do conversor
- L - Indutância do transformador do conversor
- \hat{V} - Valor de pico de voltagem alternada fase-terra no barramento de C.A. do conversor
- v_a, v_b, v_c - Valor instantâneo da voltagem alternada fase-terra na barra de C.A. do conversor
- $\alpha_j (j=1,6)$ - Ângulo de disparo medido a partir do ponto de cruzamento da tensão tri-fásica

ψ_M - Ângulo de defasagem do harmônico de voltagem alternada fase-terra, de ordem "M", referido ao eixo de referência e medido em termos da frequência fundamental (50 HZ)

ϕ_N - Ângulo de defasagem do harmônico de corrente de ordem "N" na linha de C.C., referido ao eixo de referência e medido em termos da fundamental.

ϕ_K - Mesmo que ϕ_N mas para múltiplos harmônicos

$$\omega = 2 \pi f \qquad f = 50 \text{ HZ}$$

μ - Ângulo de comutação

γ - Ângulo de extinção das válvulas do Inversor

Vd - Voltagem de C.C. no terminal do Conversor

INTRODUÇÃO

A melhoria contínua dos índices de desempenho dos equipamentos de conversão conjugada com a redução dos custos das instalações terminais tornaram os elos de transmissão em corrente contínua (c.c.) meios práticos para o transporte de grandes blocos de energia à longa distância e os colocaram em confronto favorável com os meios clássicos de transporte por corrente alternada (c.a.).

É de se supor que no caso do Brasil, com grande quantidade de energia a ser explorada e transmitida de regiões distantes dos centros de consumo, a transmissão em corrente contínua terá, no futuro, um papel cada vez mais relevante. Essa transmissão, associada a usinas de bombeamento junto dos centros de carga poderão compor uma solução prática não somente do ponto de vista energético e de confiabilidade, como também fortaleceria o sistema receptor tornando-o propício à interligação do elo de corrente contínua.

Entretanto, às vantagens da corrente contínua estão associados, problemas peculiares a esse tipo de transmissão. Dos mais sérios, é o problema dos harmônicos não característicos que aparecem, frequentemente associados à operação do elo de c.c. (1) (7) (9) (10). Os chamados harmônicos característicos são bem conhecidos e controláveis. Entretanto, o aparecimento de harmônicos não característicos é de origem aleatória, não podendo, portanto, à priori, serem previstos e muito menos controlados. Esses harmônicos são produzidos por qualquer assimetria na onda de tensão no terminal do conversor e é de tal natureza que suas causas, originárias tanto do lado de corrente alternada como contínua e no próprio conversor,

por sua vez interagem com esses harmônicos no sentido de amplifi-
cá-los de forma descontrolada. A alta impedância nos sistemas
C.A. ligados aos conversores não somente podem contribuir para a
assimetria da onda pelos problemas de regulação que lhe são pecu-
liares como também podem se constituir em circuitos ressonantes
aos harmônicos de baixa frequência agravando-os desta forma. Da
mesma maneira, os parâmetros na linha de C.C. podem produzir e-
feitos semelhantes deste lado. O aparecimento de harmônicos não
característicos resulta em alterações das grandezas do elo C.C.
(corrente e ângulo de fase) que evocam uma reação do controlados
conversores no sentido de trazer essas grandezas aos seus valo-
res pré-estabelecidos. Tal reação por sua vez pode introduzir
uma realimentação positiva que via de regra resulta no agravamen-
to do problema original (instabilidade harmônica).

Dados estes aspectos da geração e da amplificação de harmônicos
não característicos é importante destacar que a integração de um
elo de C.C. a um sistema de C.A. requer cuidados especiais mor-
mente nos casos onde a capacidade do elo de c.c. é grande em re-
lação à capacidade de curto circuito do sistema de C.A., pois,
como dito, a alta impedância dos sistemas de C.A. não somente a-
grava sobremaneira as assimetrias de tensão de C.A. como também
podem apresentar ressonância a harmônicos de baixa ordem.

Um caso particular de instabilidade harmônica que será estudado
em detalhe neste trabalho pode ocorrer quando correntes senoidais
(fundamental ou harmônicos), originárias de falhas de comutação
ou de desequilíbrio de tensões dos lados de C.A. são introduzidas
na linha de C.C. A interação dessas correntes com o Retificador

produz outros harmônicos que podem levar o elo de corrente contínua à instabilidade harmônica, dependendo dos parâmetros da linha de C.C. e da ação do controle do Retificador.

OBJETIVO

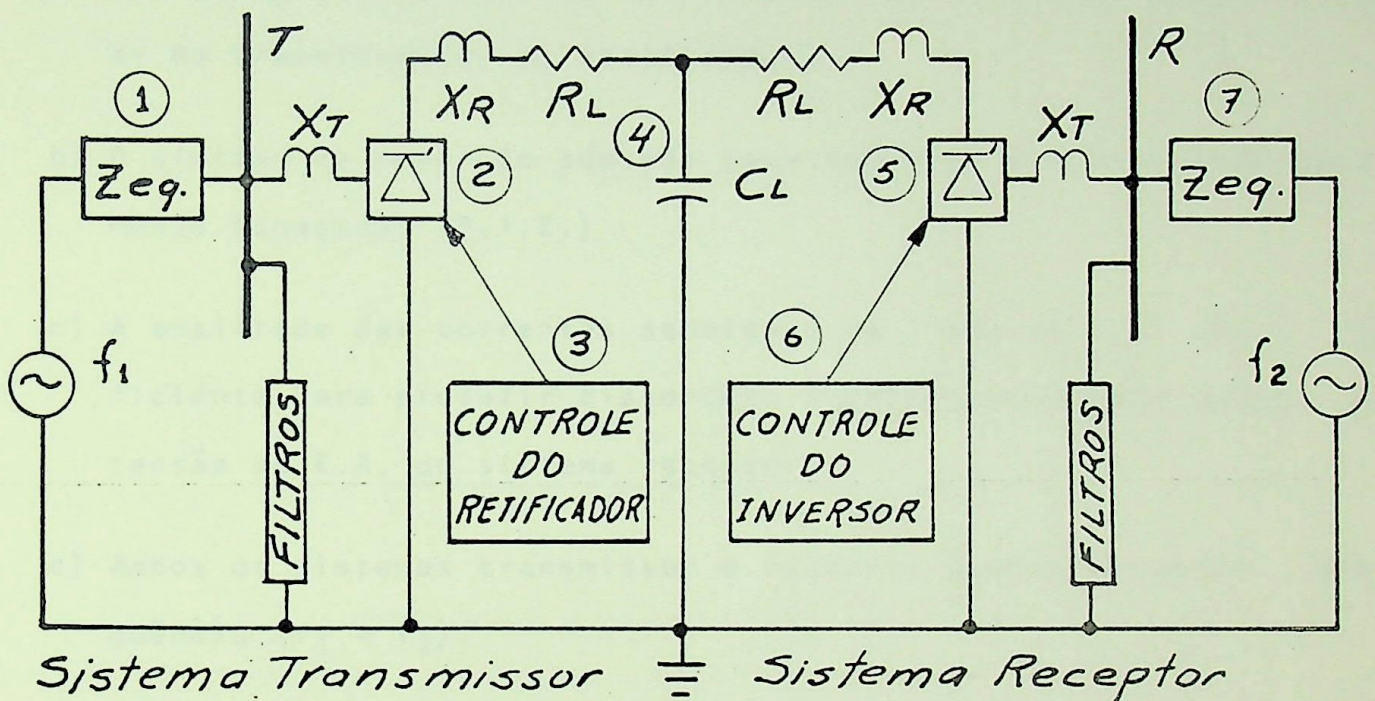
O objetivo principal deste trabalho é estudar o comportamento do elo da C.C. com relação à instabilidade harmônica quando do aparecimento de correntes senoidais na linha de C.C. O estudo é circunscrito à parte de C.C. do elo, analisando em detalhe a interação dessas correntes com o Retificador, o Inversor, seus controles e com os parâmetros da linha C.C. O desempenho da parte assim circunscrita do elo de C.C. é avaliado com base nas situações de instabilidade harmônica encontradas.

Como subsídio ao enfoque principal do trabalho, os tipos de controle do Retificador e do Inversor utilizados na prática são discutidos em detalhe, procurando-se mostrar como esses controles reagem às correntes senoidais na linha de C.C.

METODOLOGIA

As causas, efeitos e métodos de análise dos harmônicos não característicos em elos de C.C. já foram amplamente estudados em (1) (7) (9) (11) (12). Neste trabalho, o método apresentado em (11) e (12) é basicamente utilizado no cálculo dos harmônicos de tensão e corrente no lado de C.C. do Retificador. Este método será brevemente apresentado nesta parte introdutória do trabalho e posteriormente detalhado no Capítulo V.

A investigação de harmônicos em elos de corrente contínua deveria, para ser completa, tratar simultaneamente de todos os elementos que compõem o elo, incluindo: Sistemas de C.A. transmissor e receptor, Retificador e Inversor e seus respectivos controles e a linha de C.C. A representação de todos esses elementos é mostrada no esquema abaixo:



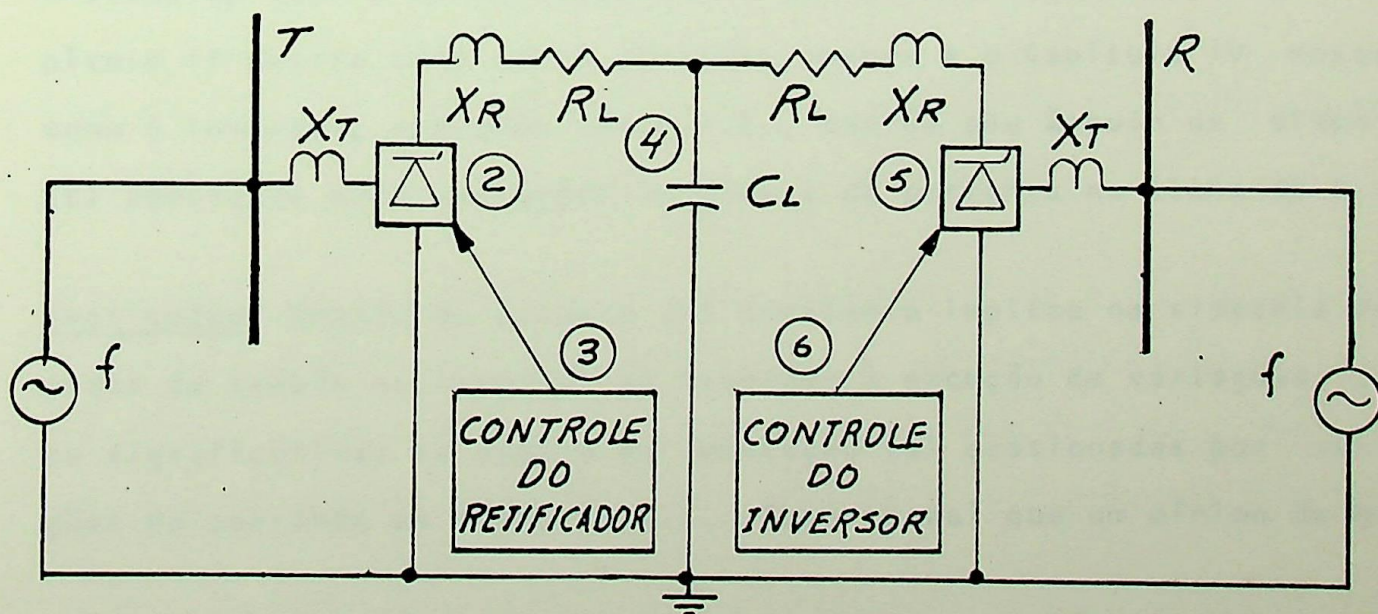
O tratamento harmônico do elo como um todo requer, no entanto, o estabelecimento de um processo interativo entre os harmônicos nas suas várias partes - enumeradas no esquema acima - tais como: Sistemas de C.A. transmissor e receptor, conversores e seus controles e linha de C.C. A solução analítica de tal processo é de grande complexidade, mormente nos casos onde as frequências de ambos os sistemas de C.A. são diferentes ($f_1 \neq f_2$).

Para contornar essas dificuldades, costuma-se limitar a análise às partes do elo com número reduzido de interações.

Assim, também neste trabalho, a análise se limita à parte do elo que inclui apenas o Retificador e o Inversor e seus controles e a linha de C.C. Para atender à essa limitação, foi assumido que:

- a) O sistema transmissor de C.A. é infinito à exceção da reatância X_T do transformador do Retificador.
- b) O sistema de controle adotado para Inversor é o de Pulsos Igu~~al~~mente Espaçados (P.I.E.)
- c) A amplitude das correntes senoidais na linha de C.C. não é suficiente para produzir distorções significativas nas ondas de tensão de C.A. do sistema receptor.
- d) Ambos os sistemas transmissor e receptor operam na mesma frequência ($f_1 = f_2$).

Com essas restrições, a parte do elo que será analisada neste trabalho é mostrada no esquema abaixo:



As justificativas e implicações das restrições acima são:

a) Barramento Infinito do Lado Receptor

Justificativa: Muitos casos práticos existem onde esta restrição se configura, como é o caso de sistemas transmissores de grande porte em relação à capacidade do elo. Esta restrição foi adotada neste caso pela conveniência em simplificar a análise, uma vez que, para sistemas finitos, uma análise completa de harmônicos do lado do Retificador já foi realizada em (11) e (12). De fato, dada as condições (b) e (c) poder-se-ia proceder à análise harmônica do elo incluindo também o sistema transmissor em C.A.

Implicação: Evita o problema de interação de harmônicos entre a linha de C.C. e o sistema transmissor em C.A. As voltagens em T são sempre senoidais e equilibradas.

b) Sistema de Controle do Inversor é de P.I.E

Justificativa: O sistema de P.I.E. ou é na prática exclusivamente usado (2) ou é introduzido como controle preponderante quando o sistema de C.A. é de baixa potência de curto circuito (3). O Capítulo II mostra como esses sistemas operam e o Capítulo IV mostra como o Inversor, operando com P.I.E., mantém seu ângulo de disparo (β) constante para variações senoidais de corrente na linha de C.C.

Implicação: Ângulo de disparo (β) constante implica na simetria das ondas de tensão no terminal do Inversor à exceção de variações pouco significativas no ângulo de comutação (μ) ocasionadas por variações da corrente na linha de C.C. Decorre daí que um mínimo de har

mônicos são injetados no sistema receptor em C.A. evitando distorções nas ondas De tensão.

c) Correntes Senoidais de Baixa Amplitude

Justificativa: A margem de controle de corrente entre Retificador e inversor é de no máximo 10% da corrente nominal do elo. Variações além deste valor pode tornar o elo inoperante. Neste estudo para tais variações o elo é considerado instável.

Implicação: Como correntes harmônicas do lado de C.C. são injetadas no sistema de C.A. elas produzem, num sistema de baixa impedância, quedas de tensão de C.A. que distorcem a onda aplicada ao transformador do Inversor. A restrição de baixa amplitude das correntes senoidais minimiza este problema e evita a interação entre os lados de C.C. e o sistema receptor de C.A.

Assim, das as restrições (b) e (c) pode-se supor que as tensões no barramento R do sistema receptor de C.A. são simétricas e praticamente senoidais.

d) Frequências Iguais em Ambos os Sistemas C.A.

Esta restrição é necessária para viabilizar a análise de interação de harmônicos entre os sistemas de C.A. transmissor e receptor.

Definida a parte do elo de C.C. Que será analisada e seu respectivo modelo, o processo interativo inicia-se pela introdução de uma corrente senoidal, múltiplo da frequência fundamental na linha de corrente contínua. Esta corrente, além de afetar o ângulo de co

mutação (μ), age no controle do Retificador modificando seu ângulo de disparo (α). Estes dois efeitos produzem ondas de tensão assimétricas no terminal de C.C. do Retificador cujos harmônicos determinados por Fourier, produzem correntes de mesma ordem na linha de C.C. Estas novas correntes, por sua vez, realimentam o Retificador alterando (α) e (μ), reiniciando-se o processo de geração de ainda outros harmônicos de tensão. Esta sequência interativa de geração de harmônicos de corrente na linha de C.C. é continuado até que se determine a estabilidade (atenuação das correntes harmônicas) ou instabilidade (amplificação dos harmônicos) do elo de C.C. O Capítulo V e Apêndices AI a AV mostram detalhadamente o método de cálculo dos ângulos (α) e (μ) e os harmônicos de tensão e correntes resultantes.

Concluindo esta parte introdutiva sobre a Metodologia do trabalho, convém enfatizar que se evitou introduzir na análise a interação dos sistemas de C.C. e da C.A. dos lados do Inversor mediante as restrições (b) e (c). Como será visto no Capítulo IV, a restrição (b) tem fundamento prático no próprio tipo de controle utilizado Para o Inversor (tipo de P.I.E.) e permite representá-lo pela sua reatância equivalente de comutação R_c com valor positivo. Por outro lado, a restrição (c) é um tanto severa uma vez que os harmônicos de corrente do lado de C.C., poderão introduzir harmônicos nas ondas de tensão do lado de C.A.

Por este motivo, acredita-se que um esforço deve ser aplicado no sentido de modelar o elo de C.C. eliminando-se a restrição (c) e ampliando a análise para envolver também o sistema receptor em C.A.

APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho é apresentado em cinco capítulos desenvolvidos de forma a estabelecer as bases para um entendimento de seu objetivo principal que é a análise, apresentada no Capítulo V, da instabilidade harmônica do elo de C.C.

Resumidamente, cada capítulo apresenta o seguinte desenvolvimento:

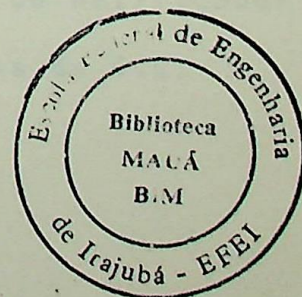
CAPÍTULO I:

Este capítulo visa introduzir conhecimentos básicos sobre o funcionamento do elo de C.C., explicando a operação da ponte trifásica como retificador e inversor, apresentando as equações e os parâmetros principais dos conversores e discutindo detalhadamente a operação do elo de C.C. mediante diagramas $V_d - I_d$.

CAPÍTULO II:

Discute os principais sistemas de controle dos conversores utilizados comercialmente. O Capítulo analisa em particular três tipos de controle utilizados para o ângulo de extinção (γ): (a) Controle Preditivo, (b) Controle Preditivo com Pulsos Iguais Espaçados (P.I.E.) e (c) P.I.E.

O enfoque principal é para os controles do último tipo - P.I.E. e sua utilização nos casos onde o sistema receptor de C.A. tem baixa potência de curto circuito em relação à potência nominal do elo.



Este capítulo é preparativo ao desenvolvimento apresentado no Capítulo IV sobre o desempenho do Inversor na presença de harmônicos do lado de C.C.

CAPÍTULO III:

Discute o processo de geração de harmônicos não característicos em elos de C.C. e as condições que levam à instabilidade harmônica.

Ante a complexidade da análise, dadas as múltiplas interações possíveis no elo e sistemas de C.A. contíguos, o capítulo apresenta modelos simplificados para as várias partes do elo e em especial o modelo adotado no presente trabalho.

CAPÍTULO IV:

Mostra como o ângulo de disparo (β) do Inversor é mantido constante quando na presença de correntes senoidais do lado de C.C. e seu controle operando na modalidade de P.I.E.

CAPÍTULO V:

Trata do objetivo principal deste trabalho que é a análise do elo de C.C. quando correntes senoidais, múltiplas da frequência fundamental, estão presentes no lado de C.C. O capítulo e seus anexos AI a AV detalha todos os passos necessários a essa análise incluindo a determinação dos ângulos de disparo e de comutação do Retificador, a influência do controle de corrente no ângulo de disparo, a análise harmônica da onda de tensão no terminal do Retificador e a produção de novos harmônicos de corrente na linha de C.C.

C A P Í T U L O I

FUNCIÓNAMENTO E EQUAÇÃO BÁSICA DOS CONVERSORES

DIAGRAMAS V_d-I_d

OBJETIVO

Este Capítulo visa introduzir conhecimentos básicos sobre o funcionamento do elo de C.C., explicando a operação da ponte trifásica como retificador e inversor, apresentando as equações e os parâmetros básicos dos conversores e discutindo detalhadamente a operação do elo de C.C. mediante Diagramas V_d-I_d .

1 - Número de Pontes, Pulsos e Harmônicos Característicos

~~Praticamente todos os conversores em uso para transmissão em C.C.~~ são baseados na ponte trifásica de seis pulsos. Com base nessa ponte, pode-se construir conversores de $6K$ pulsos, onde K é o número de pontes trifásicas utilizadas. Neste caso, os transformadores trifásicos que alimentam cada ponte devem estar defasados entre si de $360^\circ/6K$ (neste caso, $K \neq 1$).

A ordem dos harmônicos característicos (da corrente ou voltagem) produzidos pelos conversores quando constituídos por K pontes com seus transformadores devidamente defasados é dada por:

$$\text{Lado C.A.} \quad 6KN \pm 1$$

$$\text{Lado C.C.} \quad 6KN$$

$$\text{Sendo } N = 1, 2, 3, \dots$$

Nota-se pelas relações acima que os harmônicos dos lados C.A. e C.C. são bandas laterais (side-band) uns dos outros. Como será visto adiante, a presença de um harmônico, qualquer que seja sua ordem, de um dos lados do conversor (C.A. ou C.C.) gera respectivas bandas laterais no outro lado, pela própria ação do conversor. Tal fato caracteriza uma importante interação que existe entre os lados de corrente contínua e alternada na geração e amplificação de harmônicos.

2 - A Ponte Trifásica

A descrição da ponte trifásica em todos seus detalhes operativos e analíticos pode ser obtida na referência (6). Este item serve apenas de referência para introduzir os princípios de funcionamento, parâmetros e equações básicos da ponte trifásica.

A Fig. 1-1 mostra as ligações das válvulas para formação do Retificador e do Inversor de uma ponte trifásica de seis pulsos.

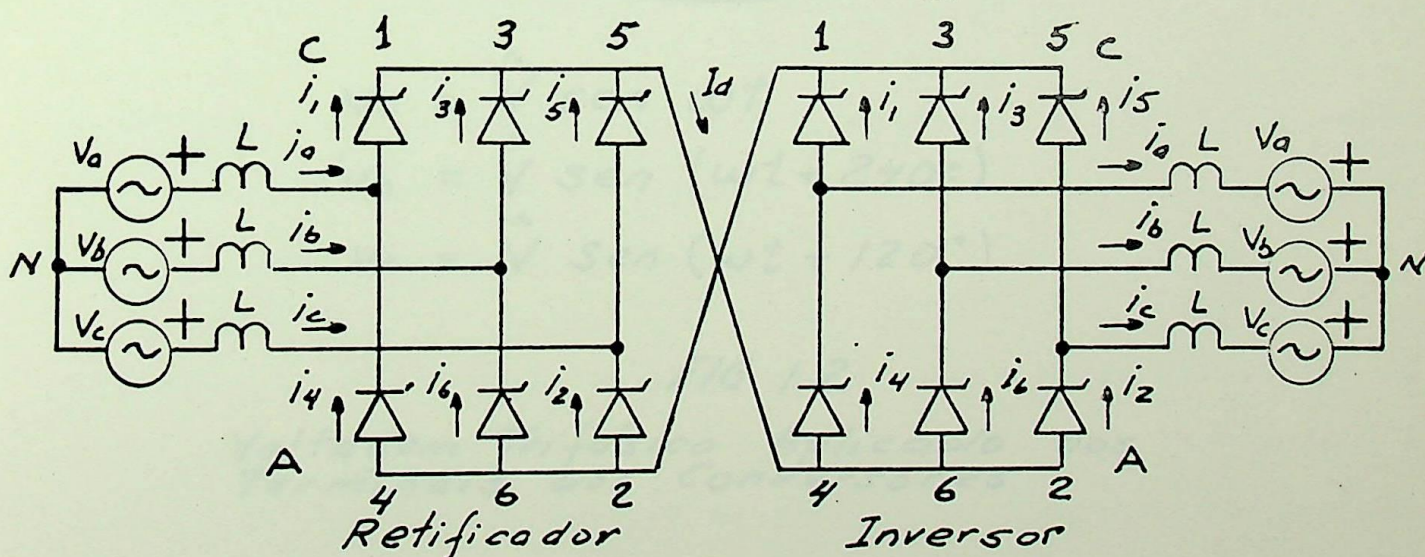
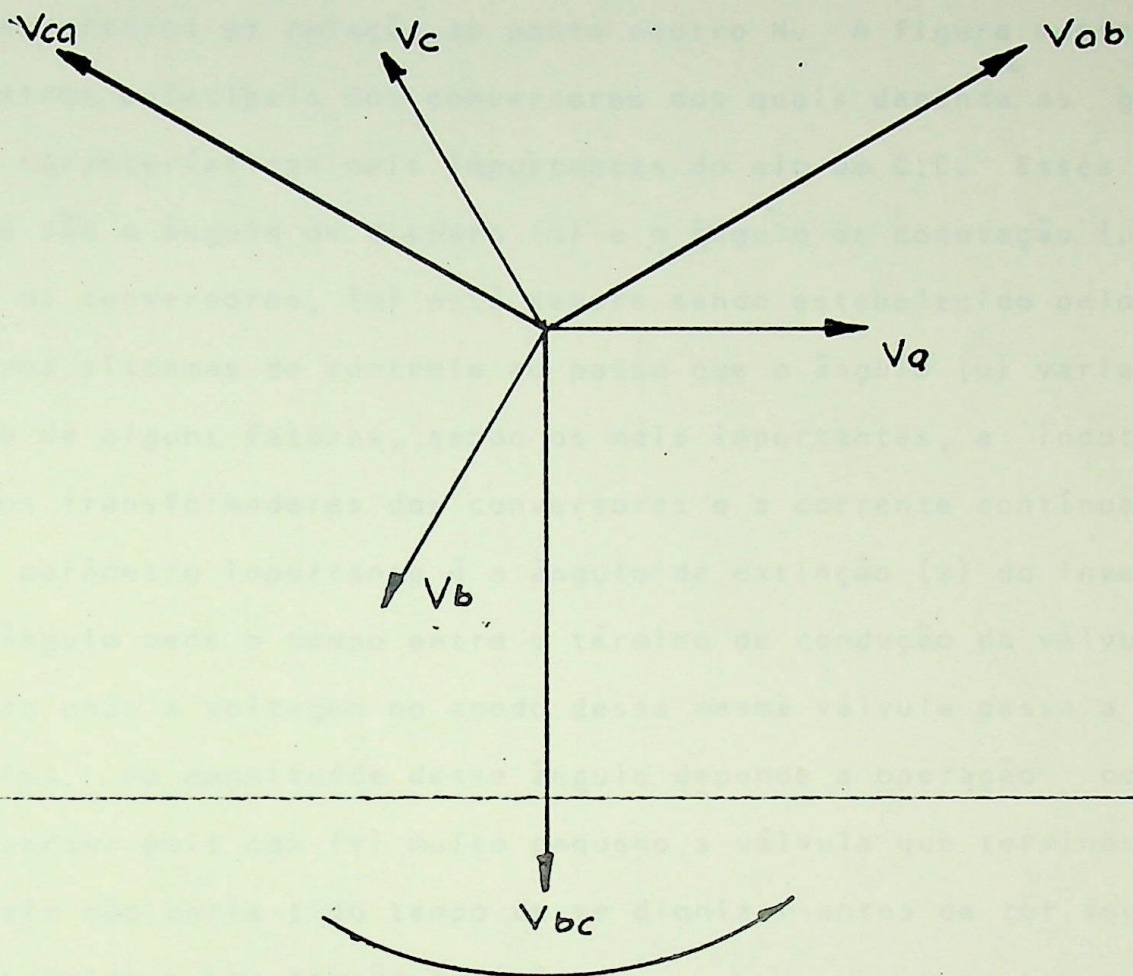


FIG 1.1
Ponte Trifásica de Seis Pulsos

As voltagens v_a , v_b e v_c que aparecem nos terminais dos conversores são dadas na Fig. 1.2.



$$V_a = \hat{V} \sin \omega t$$

$$V_b = \hat{V} \sin (\omega t + 240^\circ)$$

$$V_c = \hat{V} \sin (\omega t + 120^\circ)$$

FIG. 1.2

Voltagem Trifásica Aplicado nos
Terminais dos Conversores

A numeração das válvulas indicam a ordem em que elas são disparadas de forma a produzir a retificação e inversão das voltagens a

plicadas v_a , v_b e v_c .

A Fig. 1.3 mostra as tensões positivas e negativas nos terminais dos conversores em relação ao ponto neutro N. A figura mostra os parâmetros principais dos conversores dos quais depende as grandezas e características mais importantes do elo de C.C. Esses parâmetros são o ângulo de disparo (α) e o ângulo de comutação (μ). Em ambos os conversores, (α) está sempre sendo estabelecido pelos respectivos sistemas de controle ao passo que o ângulo (μ) varia em função de alguns fatores, sendo os mais importantes, a indutância "L" dos transformadores dos conversores e a corrente contínua I_d . Outro parâmetro importante é o ângulo de extinção (γ) do Inversor. Esse ângulo mede o tempo entre o término de condução da válvula e o ponto onde a voltagem no anodo dessa mesma válvula passa a ser positiva. Da magnitude desse ângulo depende a operação correta do Inversor pois com (γ) muito pequeno a válvula que terminou de conduzir não teria tido tempo de se dionizar antes de ter seu anodo submetido a uma tensão positiva.

A voltagem anodo-catodo da válvula 1, mostrada na Fig. 1-4, ilustra as diferentes condições de trabalho a que estão sujeitas as válvulas do retificador e do inversor.

Enquanto que no retificador o período de condução da válvula é seguido por um período de voltagem inversa de cerca de 210° onde o anodo está negativo em relação ao catodo, no inversor, o período de condução é seguido de apenas uns poucos graus ($\pm 15^\circ$) com voltagem inversa para logo em seguida a tensão no anodo passar a positiva em relação ao catodo, dando assim condições de condução. No

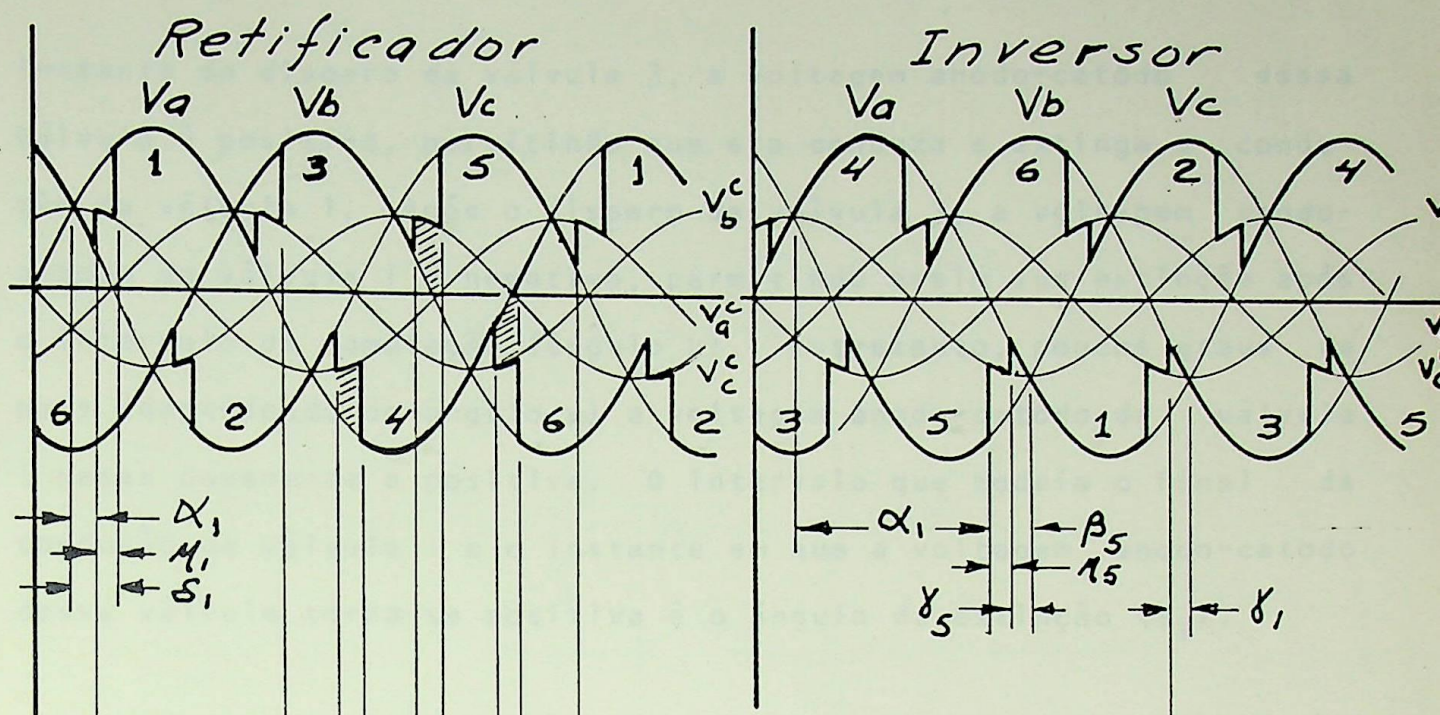


FIG. 1.3

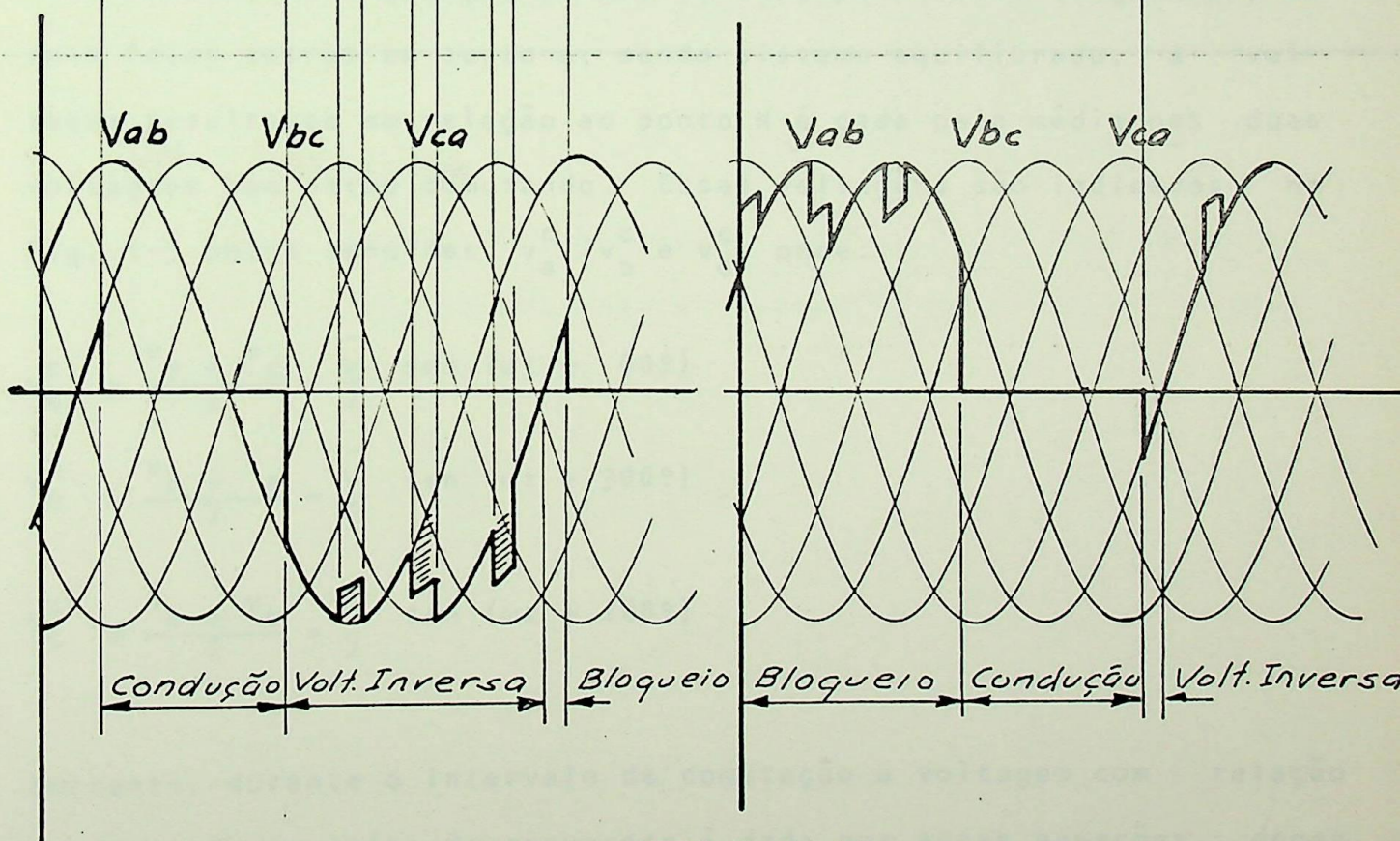


FIG 1.4

FIG.1.3 - Tensões Instantâneas nos Terminais dos Conversores em Relação a N

FIG.1.4 - Voltagem Anodo - Catodo da Valvula 1

instante de disparo da válvula 3, a voltagem anodo-catodo dessa válvula é positiva, permitindo que ela conduza e extinga a condução da válvula 1. Após o disparo da válvula 3, a voltagem anodo-catodo da válvula 1 é negativa, permitindo assim sua extinção após o intervalo de comutação (ângulo μ). Entretanto, poucos graus de pois (dependendo do ângulo μ) a voltagem anodo-catodo da válvula 1 passa novamente a positiva. O intervalo que medeia o final da condução da válvula 1 e o instante em que a voltagem anodo-catodo dessa válvula torna-se positiva é o ângulo da extinção (γ_1).

γ deve ser suficientemente grande para permitir uma extinção completa da válvula antes da inversão da tensão anodo-catodo.

No intervalo de comutação de uma válvula para outra (ângulo μ), as duas fases entram em curto e, sendo sistema equilibrado, a voltagem resultante em relação ao ponto N é dada pela média nas duas voltagens que estão comutando. Essas voltagens são indicadas na Fig. 1-3 pelas senoídes v_a^c , v_b^c e v_c^c onde:

$$v_a^c = \frac{v_a + v_c}{2} = \frac{\hat{V}}{2} \text{ sen } (\omega t + 60^\circ)$$

$$v_b^c = \frac{v_b + v_a}{2} = \frac{\hat{V}}{2} \text{ sen } (\omega t + 300^\circ)$$

$$v_c^c = \frac{v_c + v_b}{2} = \frac{\hat{V}}{2} \text{ sen } (\omega t + 180^\circ)$$

Portanto, durante o intervalo de comutação a voltagem com relação ao ponto N nos polos do conversor é dada por essas equações, dependendo da válvula que entra em condução.

3 - Equações Básicas dos Conversores

3.1 - Corrente das Válvulas durante Comutação

Durante comutação, por exemplo: da válvula 5 para a válvula 1 do retificador, o circuito equivalente nesse período é o da Fig.1-5

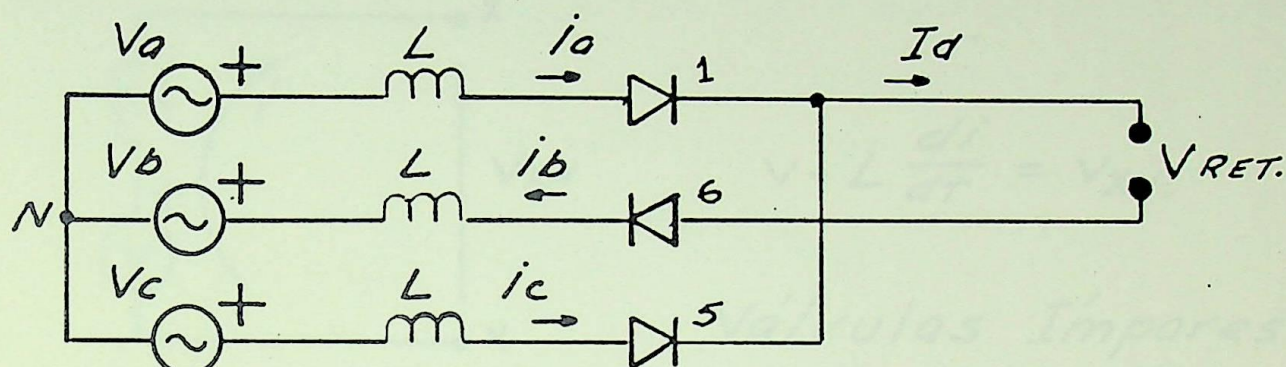


FIG. 1.5

Circuito Equivalente Durante Comutação

Para o circuito da Fig. 1-5 e considerando as polaridades indicadas na Fig. 1-6 pode-se escrever a equação da corrente de comutação da válvula 5 para a válvula 1.

$$v_{XN} = v_a - L \frac{di_a}{dt} = v_c - L \frac{di_c}{dt} \quad (1.1)$$

e

$$i_a + i_c = I_d \quad (1.2)$$

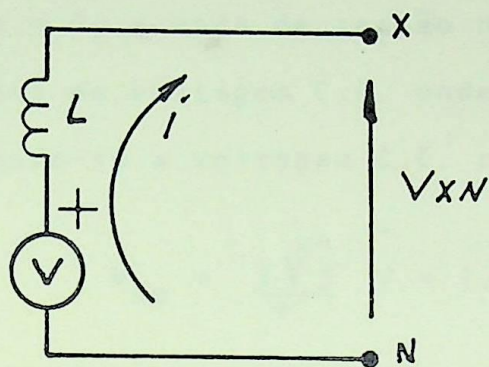
No caso das equações (1.1) e (1.2) a válvula 1 entra em condução e a válvula 5 entra em bloqueio.

Resolvendo-se as equações (1.1) e (1.2), resulta a equação da cor

rente de comutação da válvula 1:

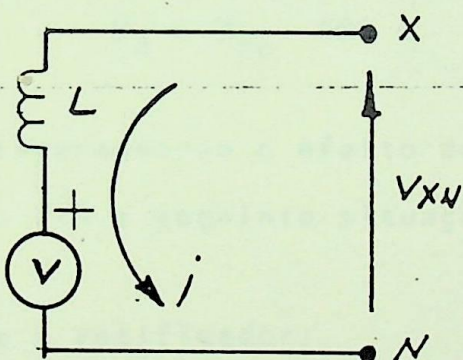
$$i_1 = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2\omega L} \left[\cos(\omega t + 150) + \cos \alpha_1 \right] \quad (1.3)$$

cuja referência é a mesma da voltagem v_a .



$$V - L \frac{di}{dt} = V_{XN}$$

Válvulas Ímpares



$$V + L \frac{di}{dt} = V_{XN}$$

Valvulas Pares

FIG 1.6

Polaridade dos Circuitos das Válvulas

Com base nas polaridades mostradas na Fig 1-6 pode-se escrever, para qualquer válvula "j" entrando em condução, do Retificador ou do Inversor, a seguinte equação para sua corrente de comutação.

$$i_j = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2\omega L} \left[\cos(\omega t + 210 - 60j) + \cos \alpha_j \right] \quad (1.4)$$

onde a referência de i_j é a mesma da tensão v_a .

A Fig. 1-7 mostra graficamente a equação (1.4) para o Retificador e para Inversor.

3.2 - Valor médio da tensão e da corrente no lado C.C.

Se $\alpha = 0$, a onda de tensão no lado C.C. é constituída por 6 partes de 60° de tensão C.A. onde o pico de cada segmento é $\sqrt{3} \hat{V}$. Determinando-se a tensão C.C. resultante, temos:

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{V} = 1,65 \hat{V} \quad (1.5)$$

Para um ângulo de disparo α , a tensão C.C. resultante é:

$$V_d = V_{do} \cos \alpha \quad (1.6)$$

Considerando-se o efeito do ângulo de comutação, verificamos pela Fig. 1-8 a seguinte situação:

Para o retificador:

$$V_d^R = V_{do} \cos \alpha^R - \Delta V_d^R \quad (1.7)$$

Para o inversor:

$$-V_d^I = V_{do} \cos \alpha^I - \Delta V_d^I \quad (1.8)$$

Onde, para o Retificador ΔV_d^R fica:

$$\begin{aligned} \Delta V_d^R &= \frac{3A_R}{\pi} = \frac{3}{\pi} \int_{\alpha^R}^{\alpha^R + \mu^R} \left(v_b - \frac{v_a + v_b}{2} \right) d\theta = \\ &= \frac{V_{do}^R}{2} (\cos \alpha^R - \cos \delta^R) \quad (1.9) \end{aligned}$$

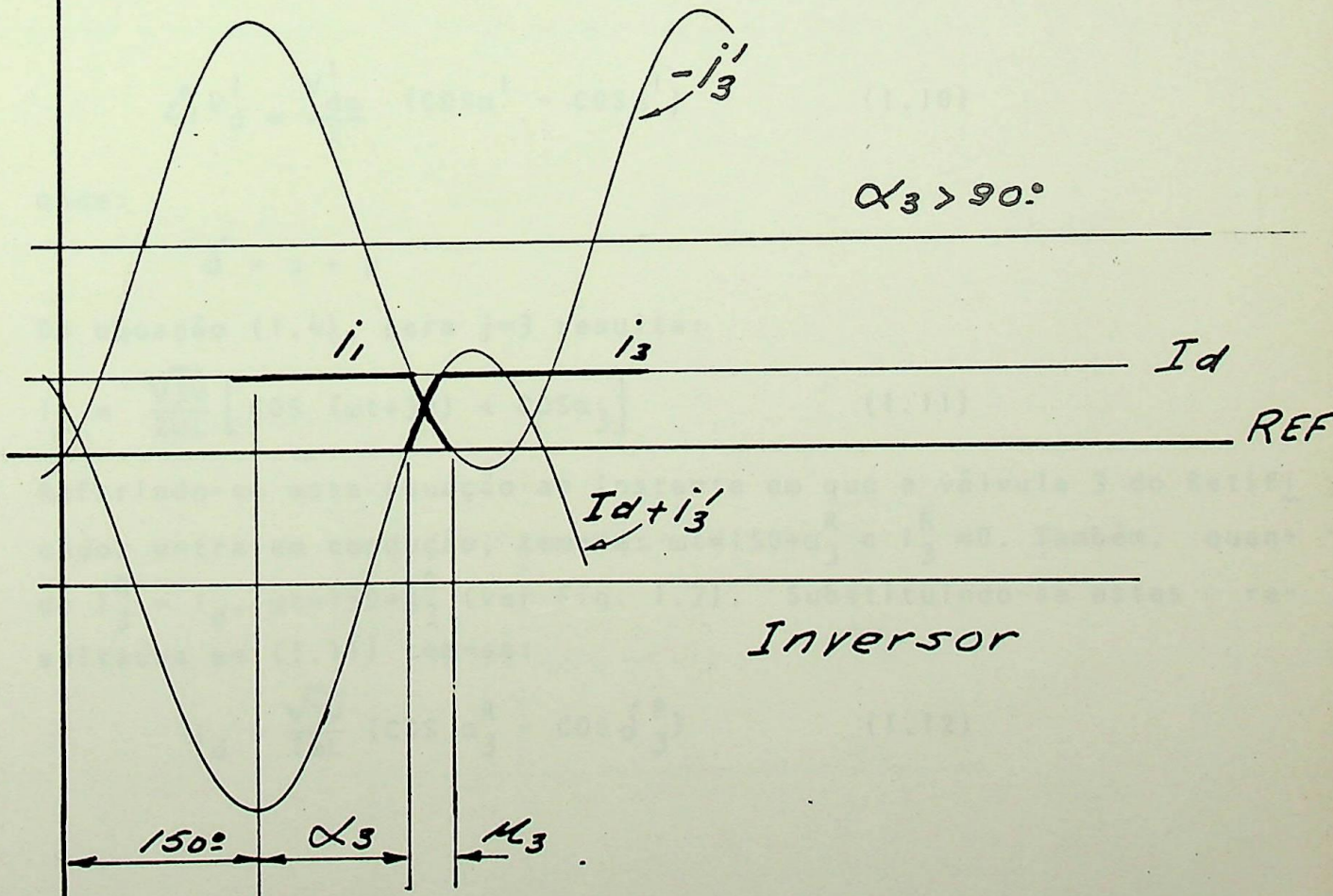
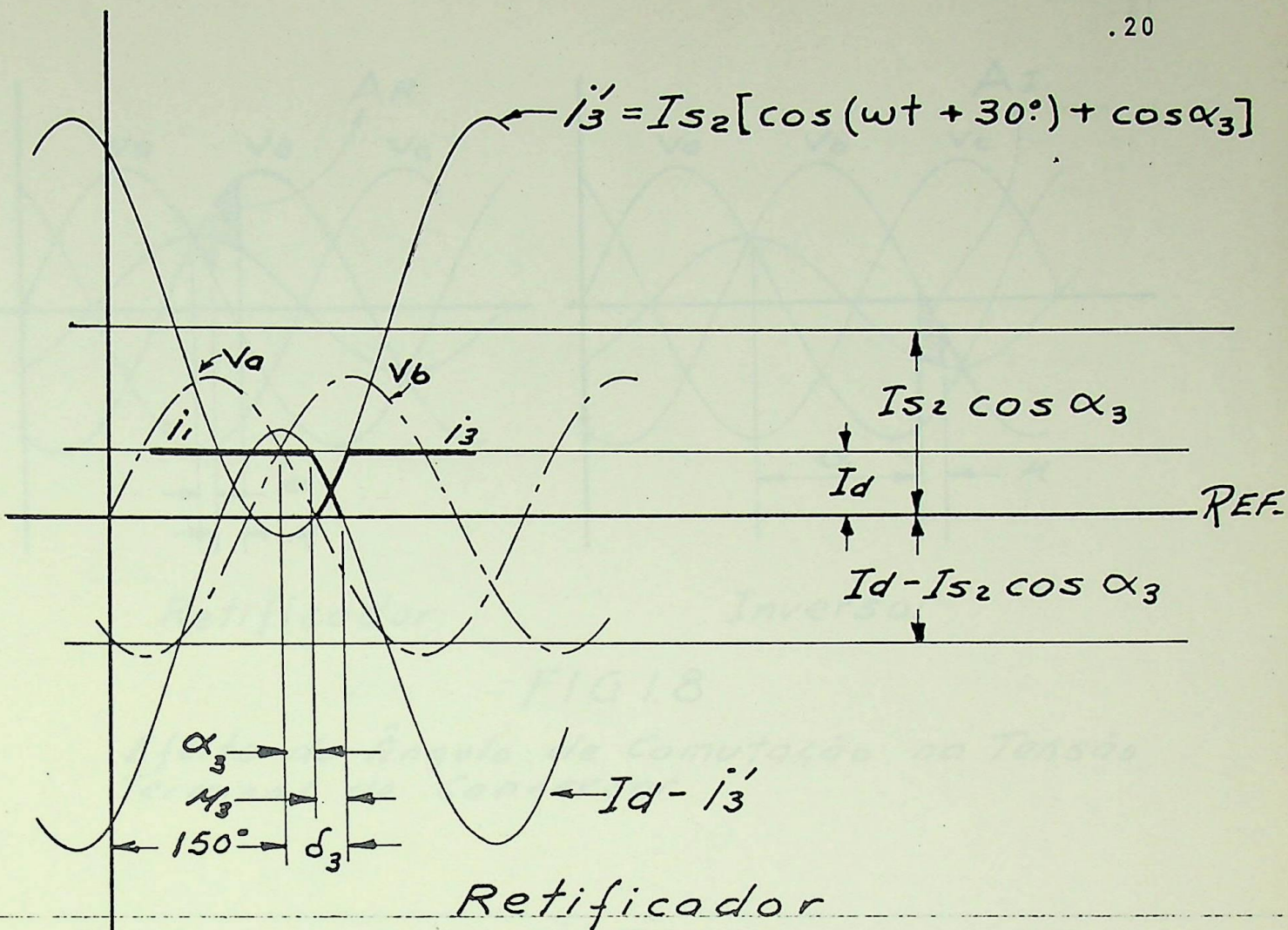


FIG 1.7

Corrente de Comutação - Válvula 1 → 3

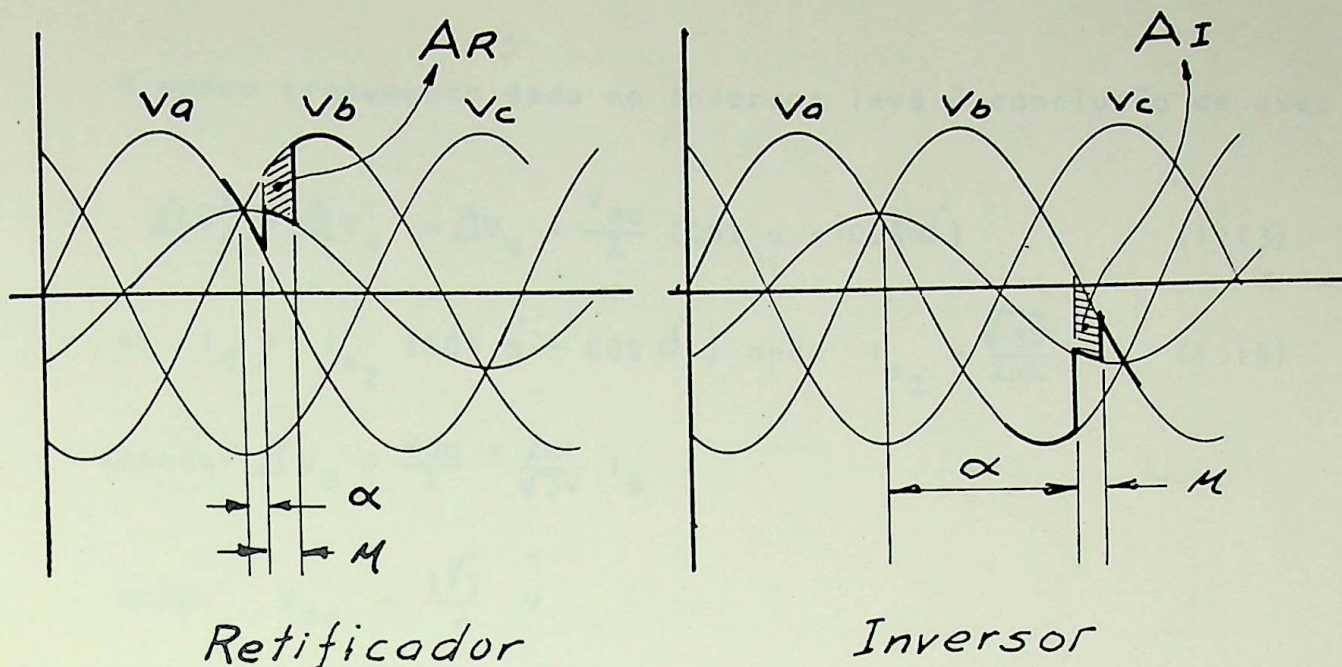


FIG 1.8

Efeito do Ângulo de Comutação na Tensão Terminal do Conversor

O mesmo cálculo para o Inversor resulta em:

$$\Delta v_d^I = \frac{V_{do}^I}{2} (\cos \alpha^I - \cos \delta^I) \quad (1.10)$$

onde:

$$\delta = \alpha + \mu$$

Da equação (1.4), para $j=3$ resulta:

$$i_3 = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2\omega L} [\cos(\omega t + 30) + \cos \alpha_3] \quad (1.11)$$

Referindo-se esta equação ao instante em que a válvula 3 do Retificador entra em condução, tem-se: $\omega t = 150 + \alpha_3^R$ e $i_3^R = 0$. Também, quando $i_3^R = I_d$, $\omega t = 150 + \delta_3^R$ (ver Fig. 1.7). Substituindo-se estes resultados em (1.11) tem-se:

$$I_d = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2\omega L} (\cos \alpha_3^R - \cos \delta_3^R) \quad (1.12)$$

O mesmo tratamento dado no Inversor leva à conclusão de que:

$$\Delta V_d^R = \Delta V_d^I = \Delta V_d = \frac{V_{do}}{2} (\cos \alpha - \cos \delta) \quad (1.13)$$

$$e: I_d = I_{s2} (\cos \alpha - \cos \delta) \quad \text{onde} \quad I_{s2} = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2\omega L} \quad (1.14)$$

$$\text{donde: } \Delta V_d = \frac{V_{do}}{2} \times \frac{2\omega L}{\sqrt{3}\hat{V}} I_d$$

$$\text{como: } V_{do} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \hat{V}$$

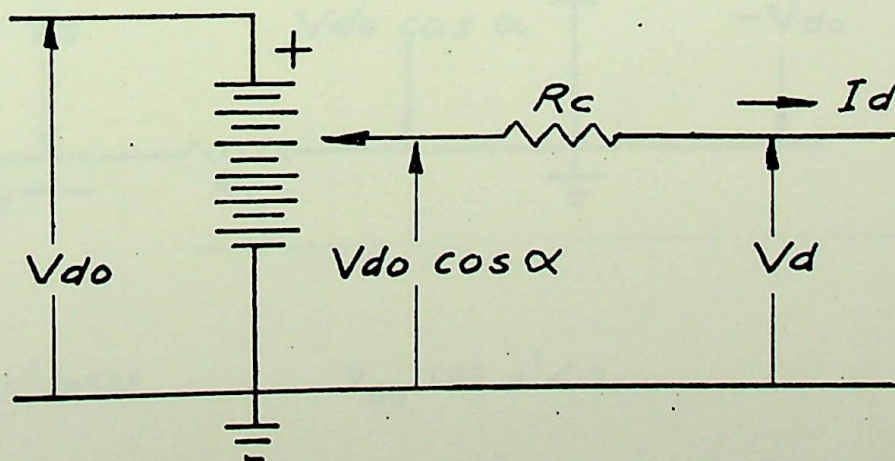
$$\Delta V_d = \frac{3\omega L}{\pi} I_d = R_c I_d$$

$$\text{onde } R_c = \frac{3\omega L}{\pi}$$

Assim as equações (1.7) e (1.8) ficam:

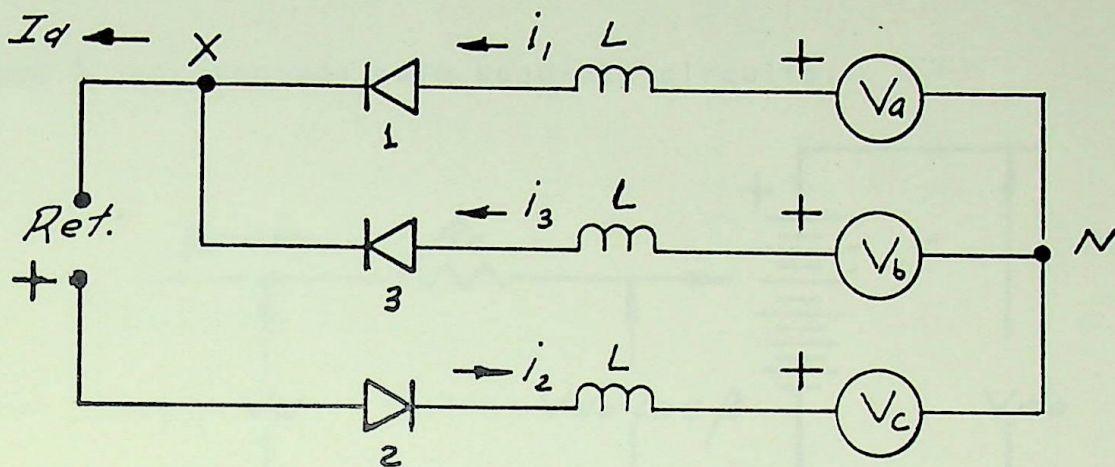
Para o Retificador:

$$V_d = V_{do} \cos \alpha^R - R_c I_d \quad (1.15)$$



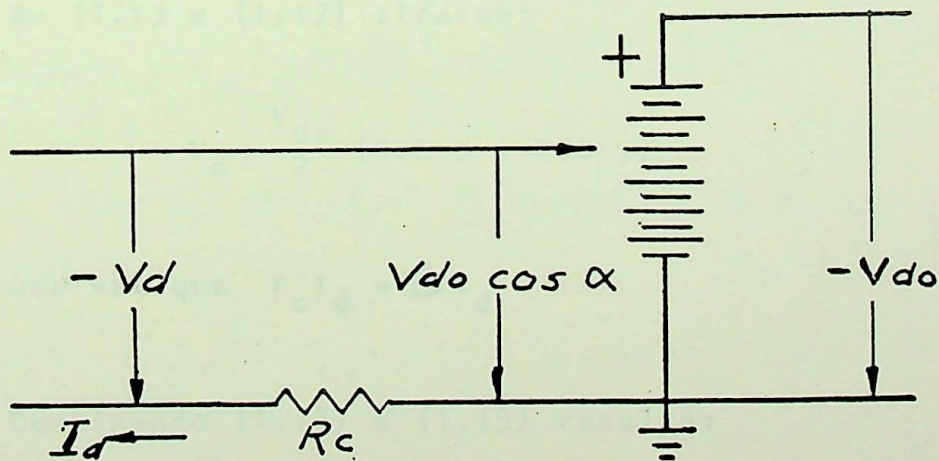
Para chegar à equação de tensão no terminal do inversor é neces

sário lembrar que o circuito equivalente utilizado na determinação da corrente de comutação (equação 1.4) é como mostra a Fig. 1-9.



A polaridade adotada neste circuito, leva à seguinte equação de V_d para o Inversor:

$$-V_d = V_{do} \cos \alpha' - R_c I_d \quad (1.16)$$



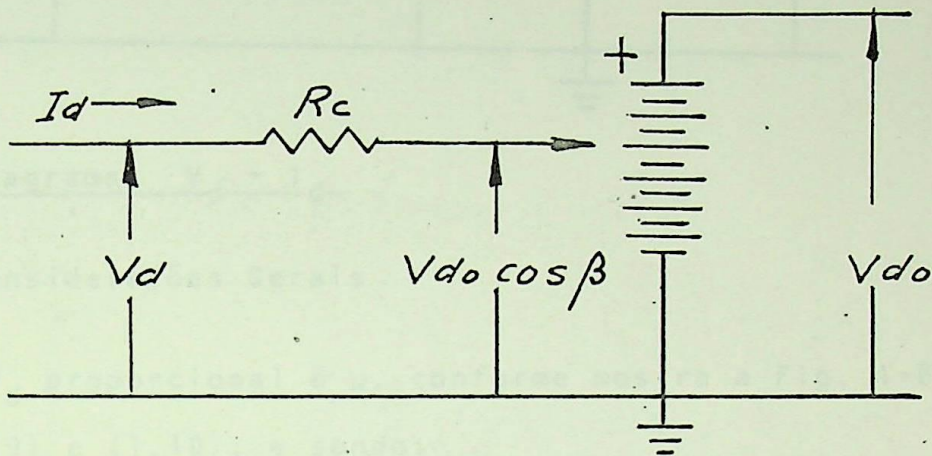
Como $\alpha' > 90^\circ$:

$$V_{do} \cos \alpha' < 0$$

Se fizermos $\beta = \pi - \alpha$ temos:

$$V_d = V_{do} \cos \beta + R_c I_d \quad (1.17)$$

que é representado pelo seguinte circuito:



Lembrando que $\beta = \pi - \alpha$ e $\gamma = \pi - \delta$, as equações (1.14) e (1.17) ficam:

$$I_d = I_{s_2} (\cos \gamma - \cos \beta) \quad (1.18)$$

De (1.13) e (1.17) tira-se:

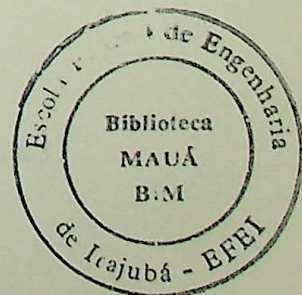
$$V_d = \frac{V_{do}}{2} (\cos \beta + \cos \gamma) \quad (1.19)$$

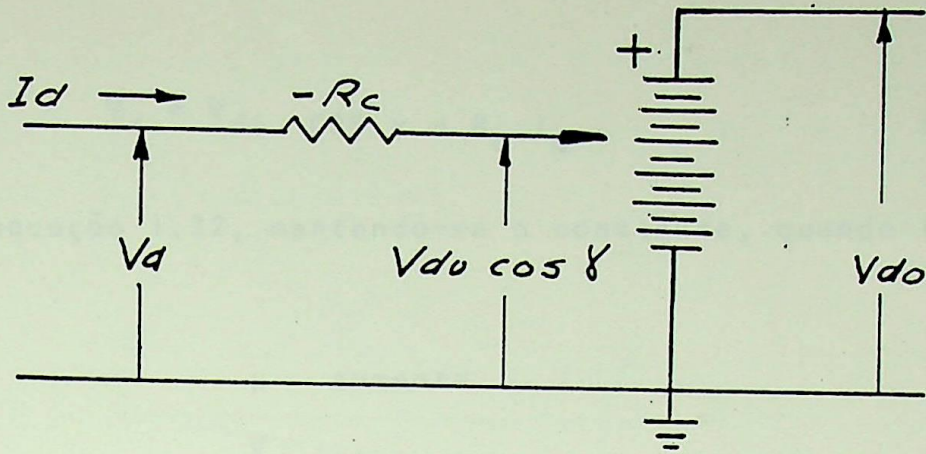
uma vez que $R_c I_d = \Delta V_d$

Combinando (1.18) e (1.19) resulta:

$$V_d = V_{do} \cos \gamma - R_c I_d \quad (1.20)$$

que pode ser representada pelo circuito:





4 - Diagramas $V_d - I_d$

4.1 - Considerações Gerais

Sendo ΔV_d proporcional a μ , conforme mostra a Fig. 1-8 e as equações (1.9) e (1.10), e sendo:

$$\Delta V_d = \frac{3\omega L}{\pi} I_d$$

pode-se escrever:

$$\mu \approx X_L I_d \quad (1.21)$$

$$\text{Como } I_d = I_{s2} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \mu)]$$

μ pode ser calculado em função X_L , α ou I_d , fixando-se dois desses parâmetros.

Repetindo aqui as equações 1.15, 1.17 e 1.20, tem-se:

Para o Retificador:

$$V_d = V_{d0} \cos \alpha - R_c I_d \quad (1.22)$$

Para o Inversor:

$$V_d = V_{d0} \cos \beta + R_c I_d \quad (1.23)$$

ou

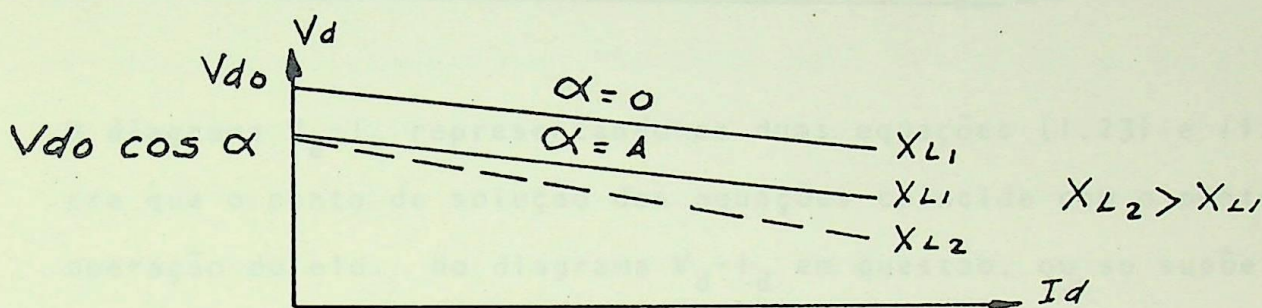
$$V_d = V_{do} \cos \gamma - R_c I_d \quad (1.24)$$

Da equação 1.22, mantendo-se α constante, quando I_d aumenta, resulta:

μ aumenta

V_d diminui

O diagrama $V_d - I_d$ do Retificador é então:

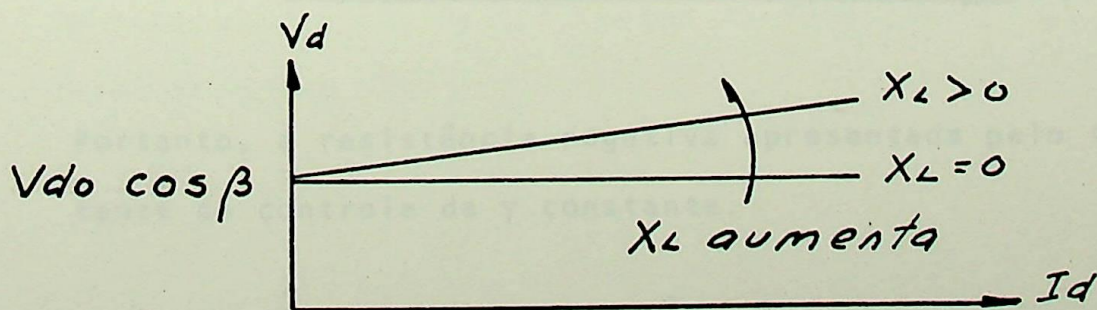


sendo que a inclinação da reta depende do valor de X_L .

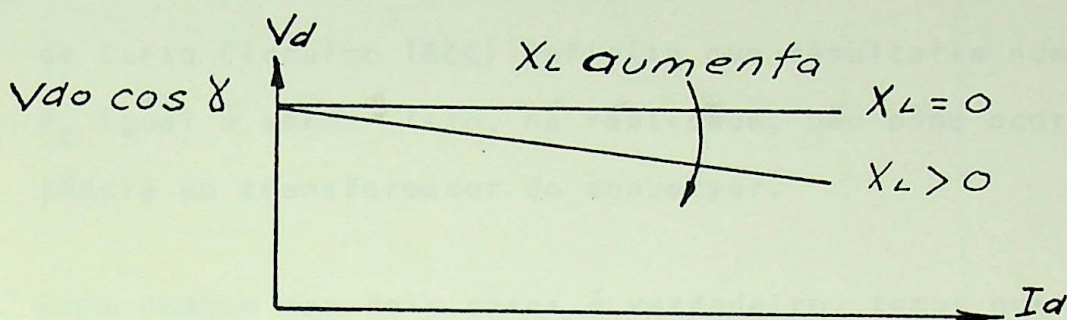
Para o Inversor, a situação é a seguinte:

a) Aplicando-se a equação (1.23) e mantendo-se β constante (α constante), V_d aumenta quando I_d aumenta. Note-se também que aumentando-se I_d , μ aumenta. Este resultado indica que o Inversor, operando com β constante, apresenta um valor de R_c positivo.

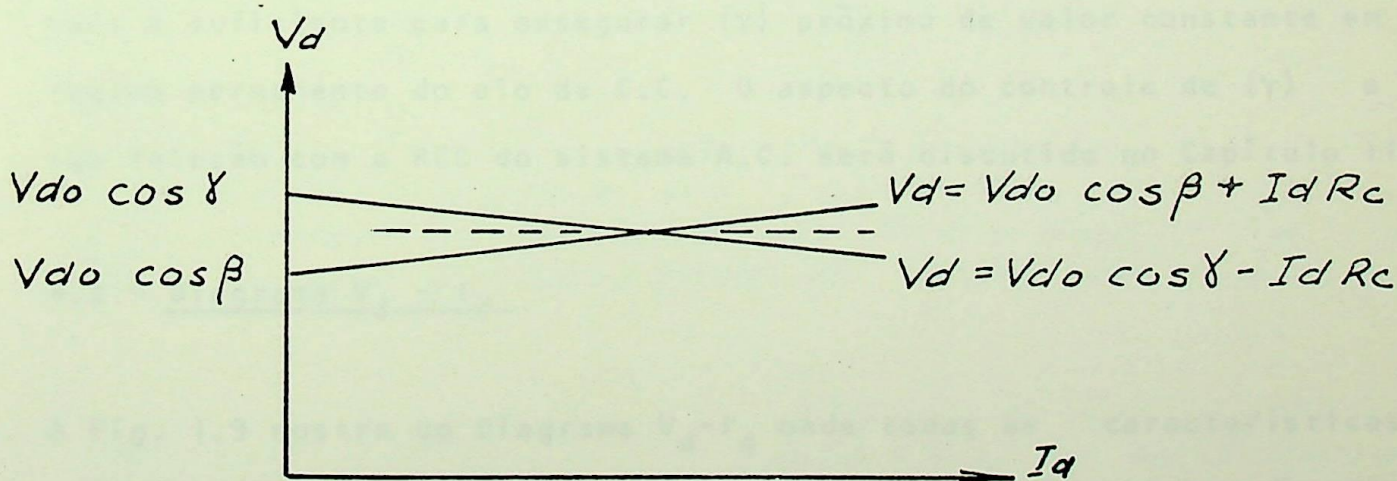
Neste caso, o diagrama $V_d - I_d$ é o seguinte:



b) Aplicando-se a equação (1.24) e mantendo-se γ constante (β ou α variável) verifica-se que o valor de R_c do Inversor é negativo e o diagrama $V_d - I_d$ passa a ser:



O diagrama $V_d - I_d$ representando as duas equações (1.23) e (1.24) mostra que o ponto de solução das equações coincide com o ponto de operação do elo. No diagrama $V_d - I_d$ em questão, ou se supõe que a resistência da linha de C.C. é igual a zero ou que o diagrama é válido para um ponto fixo da linha como por exemplo o meio da linha. Se $R_c^I = R_c^R$:



Portanto, a resistência negativa apresentada pelo Inversor é resultado do controle de γ constante.

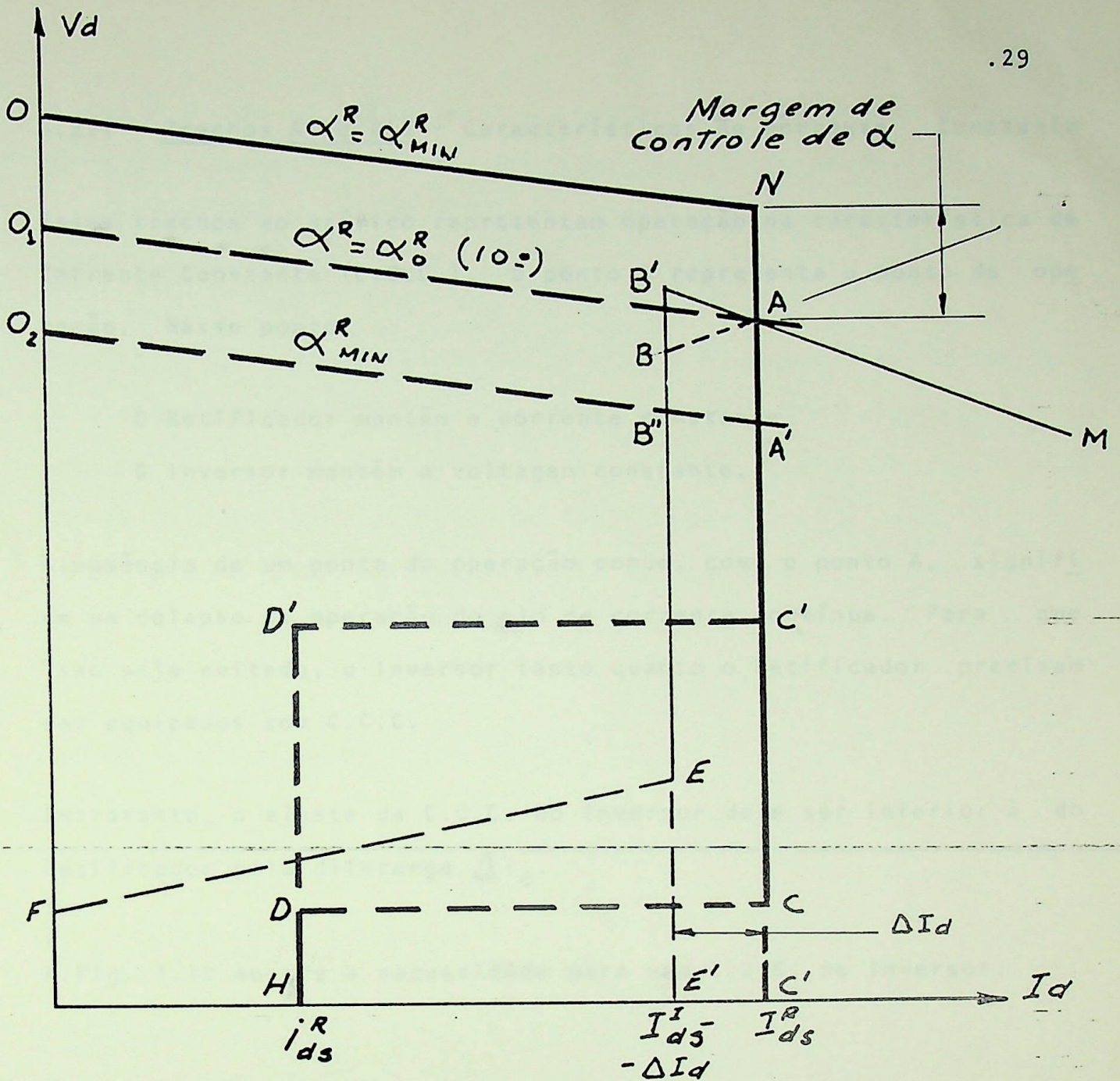
Considera-se normalmente que nos elos de C.C. o controle do ângulo (γ) é sempre no sentido de mantê-lo constante (R_c negativo). Entretanto, para isso, a resposta do sistema que controla (γ) tem que ser muito rápida ou instantânea, ou então, o sistema de corrente alternada, alimentado pelo Inversor tem que ter uma Relação de Curto Circuito (RCC) infinita que resultaria num X_L e, portanto R_c igual a zero. Isto, na realidade, não pode ocorrer dada a reatância do transformador do conversor.

Como nenhum dos dois casos é verdadeiro, temos que (γ) não pode ser considerado constante. De fato, em sistemas de baixa RCC, o sistema de controle de (γ) constante é contornado quando da ocorrência de situações transitórias no lado de C.A. ou de C.C. Este fato resulta em R_c positivo e inclusive contribui com um efeito amortecedor da situação transitória (R_c é positivo e pode ser alto).

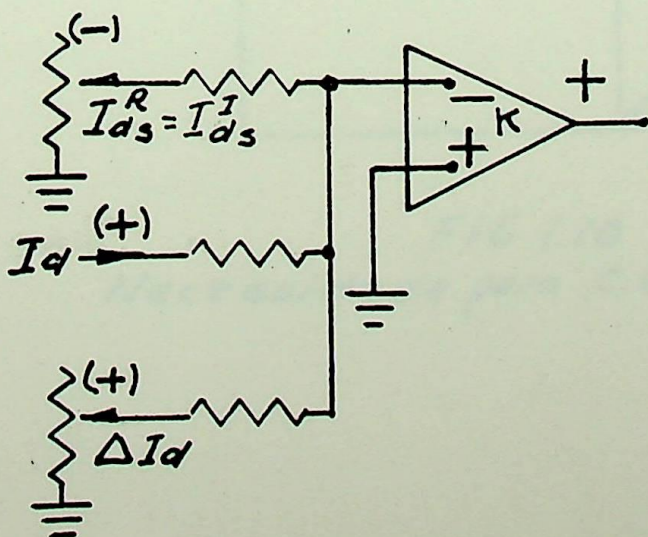
Onde o Inversor alimenta um sistema de C.A. com alta RCC ($RCC > 3,5$) o sistema de controle de (γ) com ganhos e constante de tempo normais é suficiente para assegurar (γ) próximo de valor constante em regime permanente do elo de C.C. O aspecto do controle de (γ) e sua relação com a RCC do sistema A.C. será discutido no Capítulo II.

4.2 - Diagrama $V_d - I_d$

A Fig. 1.9 mostra um Diagrama $V_d - I_d$ onde todas as características de controle do elo de C.C. estão representadas. Os trechos de reta desse diagrama são:



— Característica do Retificador
 - - - Característica do Inversor
 I_{ds}^R = Ordem de Corrente do Retificador = I_d
 I_{ds}^I = Ordem de Corrente do Inversor = I_{ds}



$\Delta I_d = 0$ no Retificador
 $\Delta I_d = +0,1 I_d$ no Inversor
 Se 5,0 Volts = 100% I_d :
 $-5,0 (I_{ds}^I) + 5,0 (I_d) +$
 $+0,5 (\Delta I_d) = +0,5 \text{ volts}$

FIG 1.9
 Diagrama $V_d - I_d$

4.2.1 - Trechos AC e B'E - Características de Corrente Constante

Esses trechos do gráfico representam operação na característica de Corrente Constante (C.C.C.). O ponto A representa o ponto de operação. Nesse ponto:

O Retificador mantém a corrente constante

O Inversor mantém a voltagem constante.

A ausência de um ponto de operação comum, como o ponto A, significa um colapso na operação do elo de corrente contínua. Para que isso seja evitado, o Inversor tanto quanto o Retificador precisam ser equipados com C.C.C.

Entretanto, o ajuste da C.C.C. do Inversor deve ser inferior à do Retificador pela diferença ΔI_d .

A Fig. 1.10 mostra a necessidade para uma C.C.C. no Inversor.

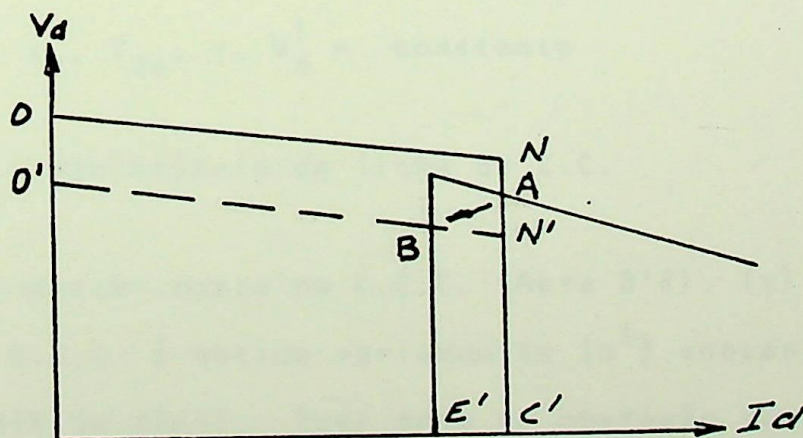


FIG 1.10
Necessidade para C.C.C. no Inversor

Se não existisse a C.C.C. para o Inversor, uma queda de tensão no Retificador representaria operação deste na característica 0'N' e o ponto B não existiria. Nessas condições a operação do elo cessaria.

No modo de operação apresentado na Fig. 1.9, o Retificador controla a corrente da linha C.C., variando o ângulo de disparo (α) (a reta ON desloca-se verticalmente para baixo, paralela a si própria, quando α aumenta) a tensão do Retificador. Neste caso, o I_nversor mantém a tensão de seu terminal mantendo (γ) constante.

Neste caso, valem as equações:

$$\text{Retificador: } V_d^R = V_{do}^R \cos \alpha^R - R_c^R I_d$$

~~$$\text{onde: } R_c^R, I_d, V_{do}^R = \text{constante}$$~~

$$\alpha^R \text{ e } V_d^R = \text{variáveis}$$

$$\text{Inversor: } V_d^I = V_{do}^I \cos \gamma + (R_l - R_c^I) I_d$$

$$\text{onde: } R_c^I, I_d, V_{do}^I, \gamma, V_d^I = \text{constante}$$

$$R_l = \text{Resistência da linha de C.C.}$$

Quando o Inversor opera na C.C.C. (Reta B'E), (γ) não é mais constante e a C.C.C. é obtida variando-se (α^I) enquanto o Retificador mantém α^R MIN (α fixo). Esse modo de operação resulta da redução de I_d causada por tensão baixa no Retificador (ou tensão alta no Inversor). O Retificador reduz (α^R) procurando assim, aumentar (ou manter) a tensão nos seus terminais até que (α^R MIN) é alcançado.

Na realidade, tanto o Retificador quanto o Inversor (operando em C.C.C.) não mantêm corrente constante. Isto somente ocorreria se o ganho K do amplificador fosse infinito. Se por exemplo, $\alpha = 10^\circ$ correspondesse a $-0,1$ volt no terminal de saída do amplificador, seria necessário manter um erro de sinal na entrada do retificador de tal forma que:

$$0,1 \text{ volt} = K (I_{d_s}^{R,1} - I_d)$$

Por este motivo as CCC's do Retificador e do Inversor são conforme mostra a Fig. 1.11 (a)

Quando α^R aumenta, também aumenta o valor de I_d em relação a $I_{d_s}^R$ Fig. 1.11 (b).

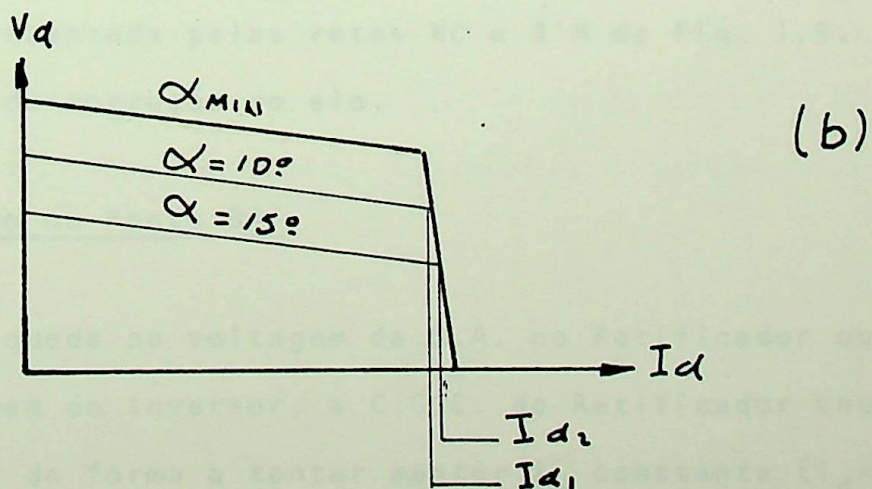
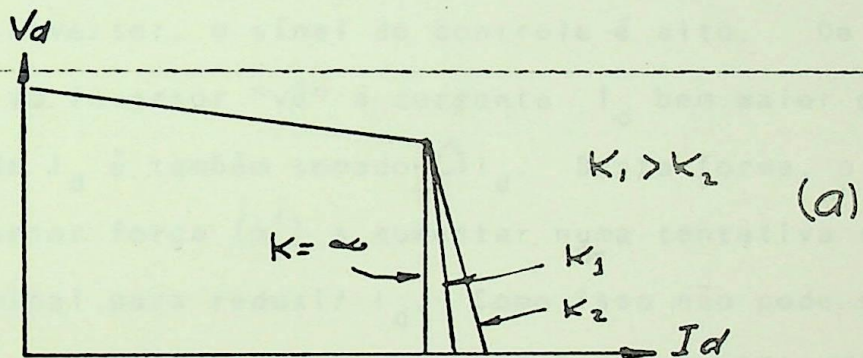


FIG 1.11

Influência do Ganho do Amplificador

A C.C.C. para o Inversor é oposto ao do Retificador e quando α^I aumenta I_d diminui.

Para todos os efeitos, como o valor de K é grande (100) as variações de I_d comparadas com o valor nominal de I_d (que também é elevado), considera-se que as C.C.C.'s são perpendiculares.

4.2.2 - Operação no Ponto A

No ponto A o Retificador controla a corrente I_d e o Inversor controla a voltagem C.C. O erro de sinal de controle (entre I_d e $I_{d_s}^R$) é pequeno no Retificador e α^R é mantido dentro do limite de operação do Retificador ($\alpha < 90^\circ$).

Entretanto, no Inversor, o sinal de controle é alto. De fato, o controle de α^I do Inversor "vê" a corrente I_d bem maior que $I_{d_s}^I$ pois ao sinal de I_d é também somado ΔI_d . Desta forma, o controle de (α^I) do Inversor força (α^I) a aumentar numa tentativa de aumentar a voltagem terminal para reduzir I_d . Como isso não pode ser conseguido pelo Inversor, dada a ação de C.C.C. do Retificador, (α^I) vai ao máximo e passa para o controle de (γ MIN) do Inversor. Esta situação é representada pelas retas NC e B'M da Fig. 1.9. O ponto A é o ponto de operação do elo.

4.2.3 - Operação no Ponto B'

Se ocorrer uma queda na voltagem da C.A. no Retificador ou um aumento de voltagem do Inversor, a C.C.C. do Retificador causará uma redução de (α^R) de forma a tentar manter I_d constante ($I_d = I_{d_s}^R$). Ao atingir (α^R MIN), se a voltagem do Retificador continuar a ser redu

zida, o valor de I_d se reduzirá até $I_{d_s}^I$ e o Inversor assumirá a função de controlar a corrente operando na C.C.C. A operação se processa no ponto B'' com a reta O_2B'' representando a característica do Retificador operando em α^R MIN e voltagem reduzida. O controle da corrente pelo Inversor é feito pelo controle de α^I .

A queda de voltagem no Retificador é considerada apenas suficiente para causar a mudança de operação do ponto A para o ponto B''. Para quedas de tensão mais acentuadas a operação passa a ser ao longo das características DH e EF que serão discutidas mais adiante. Por outro lado, a intervenção do controle dos tapes do transformador também não é considerada, dada a lentidão relativa com que ela opera e também porque no caso deseja-se focalizar a ação dos controles do Retificador e do Inversor.

4.2.4 - Variação de Tensão de C.A. nos Conversores

Este item analisa a operação do elo de C.C. quando ocorrem variações de tensão de C.A. relativamente pequenas porém permanentes. A análise leva em conta apenas a ação das características naturais e de controle dos conversores. A ação dos tapes dos transformadores não é considerada, dada sua relativa lentidão. Não obstante, quando o controle dos tapes entra em ação, o comportamento do elo de C.C. pode ser analisado com base nos mesmos diagramas que serão aqui apresentados.

A análise do comportamento do elo para variações de tensão será feita em duas partes:

1a.) Queda e aumento de tensão no Retificador e no Inver

mostrando o que ocorre logo após a variação de tensão antes da ação dos controles de α^R e γ (α^I) e a situação final após a ação dos controles:

Esta parte apresenta uma ANÁLISE SUMÁRIA da variação de tensão.

2a.) A segunda parte apresenta uma ANÁLISE DETALHADA do elo da C.C. para variação da tensão em um dos conversores.

1A. PARTE - ANÁLISE SUMÁRIA

a) Queda de Tensão no Retificador

Esta situação é apresentada na Fig. 1.12 onde os pontos de operação 0, 1 e 2 são definidos a seguir:

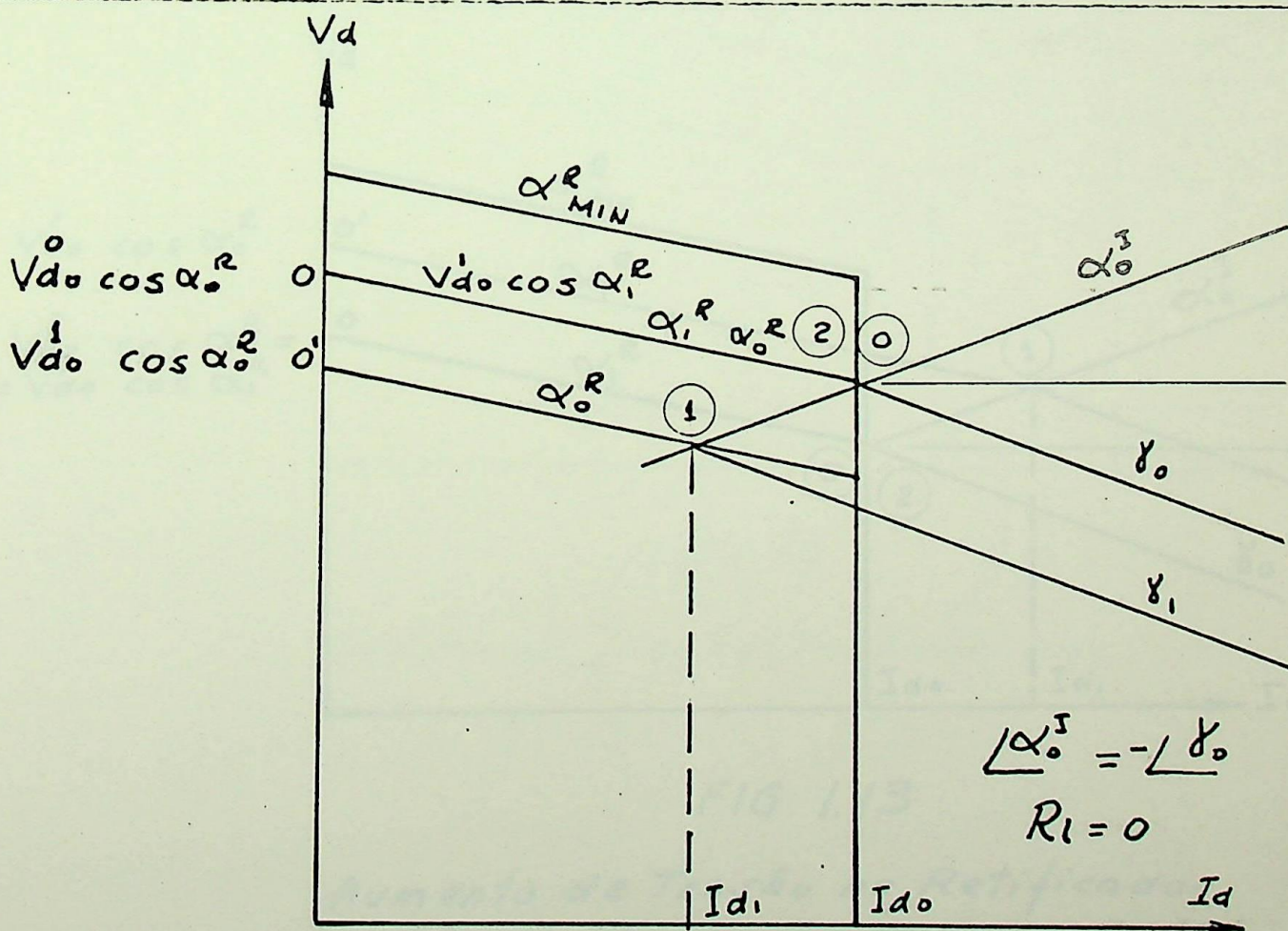


FIG 1.12

Queda de Tensão no Retificador

Ponto 0 - Operação original

Ponto 1 - Operação após queda de tensão mas sem ação dos controles de α^R ou γ .

Ponto 2 - Operação final, após ação dos controles de α^R e γ .

$$V_{do}^1 < V_{do}^0 ; \alpha_1^R < \alpha_0^R$$

$$V_{do}^1 \cos \alpha_1^R = V_{do}^0 \cos \alpha_0^R$$

$$\gamma_1 > \gamma_0 \text{ uma vez que } \mu_1^1 < \mu_0^1$$

As características iniciais e finais são idênticas e Ponto 2 \equiv Ponto 0.

b) Aumento de Tensão no Retificador

Ver Fig. 1-13

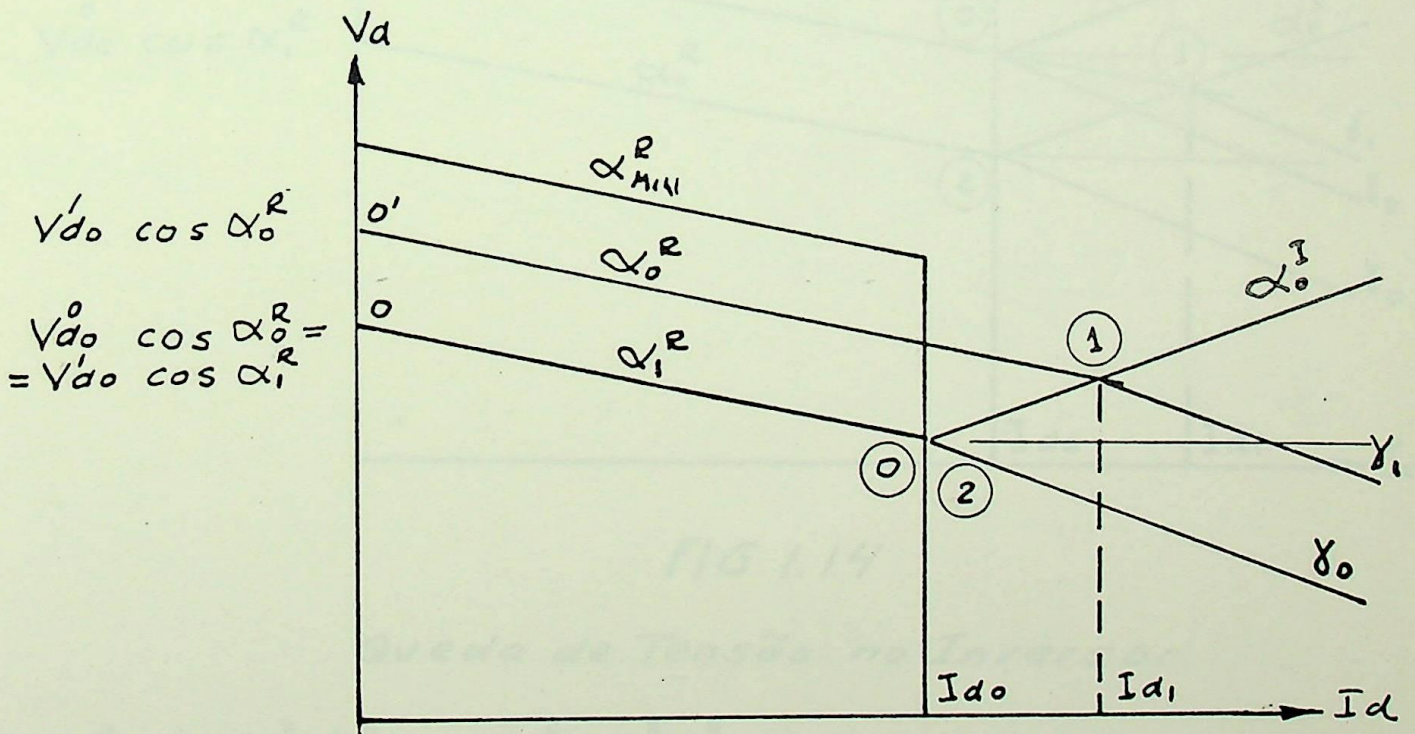


FIG 1.13

Aumento de Tensão no Retificador

$$V_{do}^1 > V_{do}^0 ; \alpha_1^R > \alpha_0^R$$

$$V_{do}^1 \cos \alpha_1^R = V_{do}^0 \cos \alpha_0^R$$

$$\gamma_1 < \gamma_0 \text{ uma vez que } \mu_1^I > \mu_0^I$$

As características iniciais e finais são idênticas, isto é:

Ponto 2 = Ponto 0

c) Queda de Tensão no Inversor

Ver Fig. 1-14

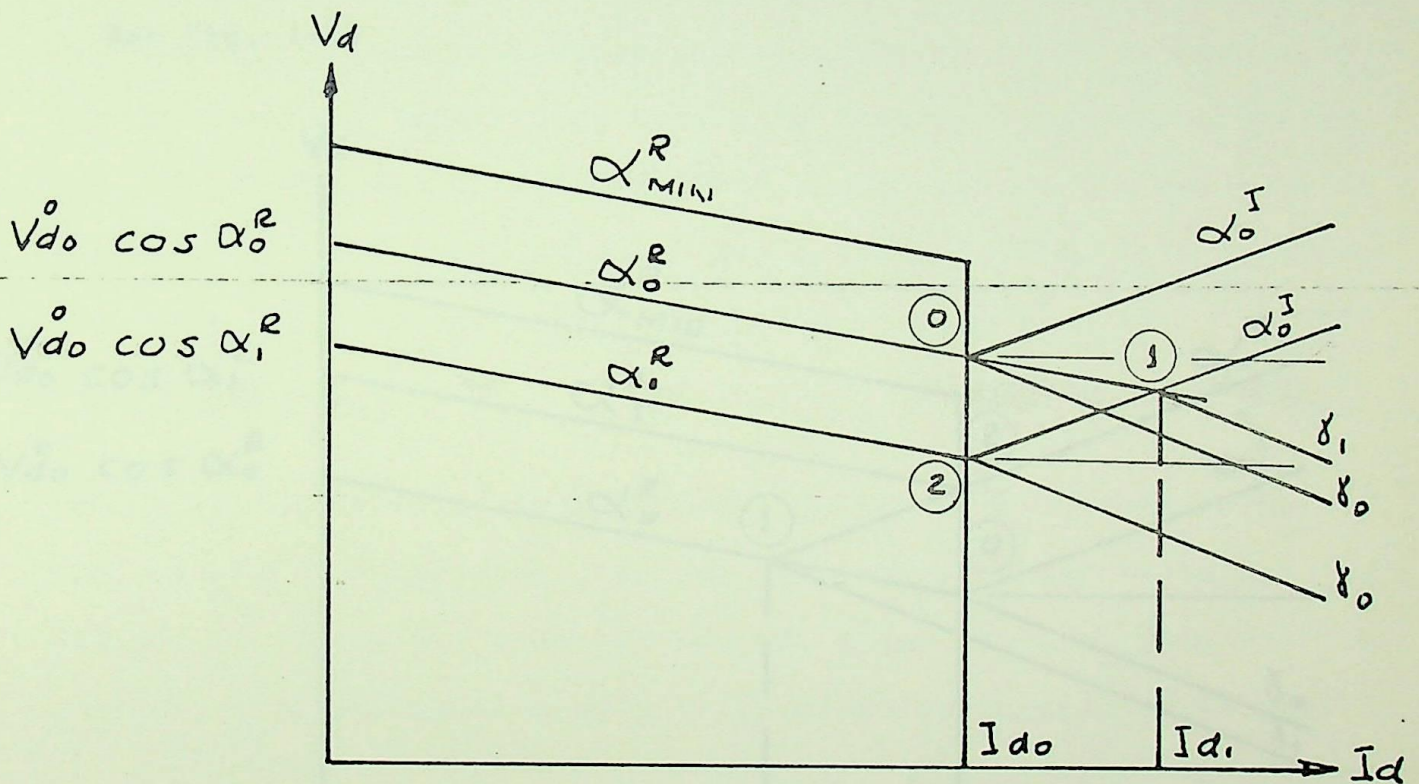


FIG 1.14

Queda de Tensão no Inversor

$$V_{do}^0 \cos \alpha_1^R < V_{do}^0 \cos \alpha_0^R \quad \alpha_1^R > \alpha_0^R$$

$$\gamma_1 < \gamma_0 \quad \mu_1^I > \mu_0^I$$

O ponto original de operação (ponto 0) passa ao Ponto 2 que é o ponto final da operação. A voltagem do elo de C.C. muda para um valor mais baixo, uma vez que a voltagem do Inversor não pode ser restabelecida e o Retificador precisa reduzir sua voltagem para manter $I_d = I_{do}$.

O Inversor está no caso operando em γ_0 mínimo, o que não permite um aumento de V_{do} do lado do Inversor, pois isto implicaria em aumentar α^I reduzindo γ para menos de γ_{MIN} .

d) Aumento de Tensão no Inversor

Ver Fig. 1-15

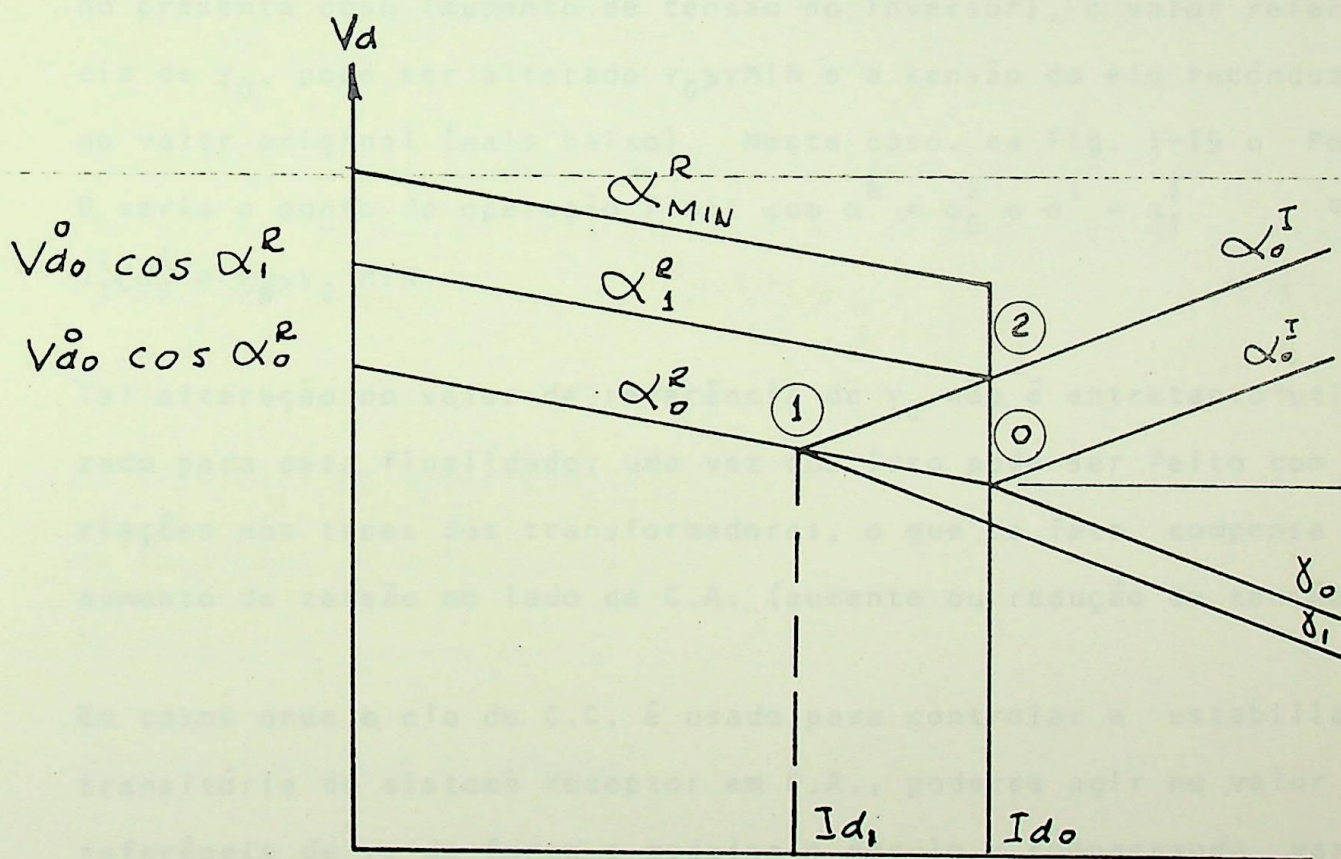


FIG 1.15

Aumento de Tensão no Inversor

$$V_{do}^0 \cos \alpha_1^R > V_{do}^0 \cos \alpha_0^R \quad \alpha_1^R < \alpha_0^R$$

$$\gamma_1 > \gamma_0$$

$$\mu_1^I < \mu_0^I$$

O ponto original de operação (Ponto 0) passa para o Ponto 2 que é o ponto final da operação, com o elo operando em tensão mais elevada que a tensão original.

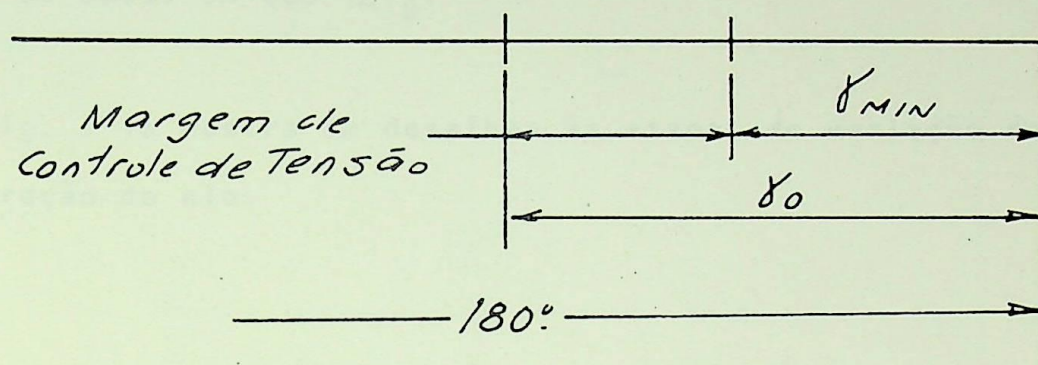
Enquanto que no caso anterior (queda de tensão no Inversor) o elo opera em tensão reduzida e não pode aumentá-la, pois γ_0 já está no mínimo permitido para operação sem risco de falha de comutação, no presente caso (aumento de tensão no Inversor), o valor referência de γ_0 , pode ser alterado $\gamma_0 > \gamma_{MIN}$ e a tensão do elo reconduzida ao valor original (mais baixo). Neste caso, na Fig. 1-15 o Ponto 0 seria o ponto de operação final com $\alpha^R = \alpha_0^R$ e $\alpha^I = \alpha_1^I$ onde $\alpha_1^I < \alpha_0^I$ e $\gamma_0 > \gamma_0 MIN$.

Tal alteração no valor de referência de γ_0 não é entretanto utilizado para esta finalidade, uma vez que isto pode ser feito com variações nos tapes dos transformadores, o que de fato compensa o aumento de tensão no lado de C.A. (aumento ou redução de tensão).

Em casos onde o elo de C.C. é usado para controlar a estabilidade transitória do sistema receptor em C.A., pode-se agir no valor de referência de γ_0 de forma a modular o ângulo γ compensando variações de tensão na barra de C.A.

Desta forma, quando a tensão em C.A. aumenta, o valor de γ_0 é aumentado, reduzindo-se α^I e aumentando o reativo absorvido pelo Inversor. Esta ação força uma queda de tensão no lado C.A., compen

sando o aumento originalmente ocorrido. Na situação oposta (queda de tensão) a ação de γ_0 referência é também no sentido oposto. Para esse tipo de controle, no entanto, o valor de referência de γ_0 não pode ser o valor para γ_{MIN} , uma vez que precisa haver uma margem de controle para mais e para menos de γ_0 sem entrar na região de γ_{MIN} . (ver gráfico seguinte).



Na análise anterior, deve ser considerada a relação de μ^I (e também μ^R) em função dos demais parâmetros do elo. Assim, o ângulo μ é função de:

- 1) Magnitude da corrente C.C. I_d
- 2) Reatância de comutação X_c
- 3) Magnitude da voltagem de C.A.
- 4) Ângulo de disparo α .

2A.FASE - ANÁLISE DETALHADA

Para esta ANÁLISE DETALHADA das características natural e de controle dos conversores, quando ocorre uma variação de tensão em C.A. em um dos terminais no elo, será analisada a QUEDA DE TENSÃO NO INVERSOR. Para esta análise assume-se que:

- a - Variação de μ^I em função de α^I e da voltagem de C.A. é desprezada.
- b - Velocidades dos controles de α^R e γ são finitas. Assim, esses controles somente agem após ocorrerem variações de tensão e de corrente I_d .
- c - Controle de α^R é mais rápido que controle de γ a não ser para os casos em que $\gamma < \gamma_0$.

A Fig. 1-16 mostra em detalhes as etapas de variação dos pontos de operação do elo.

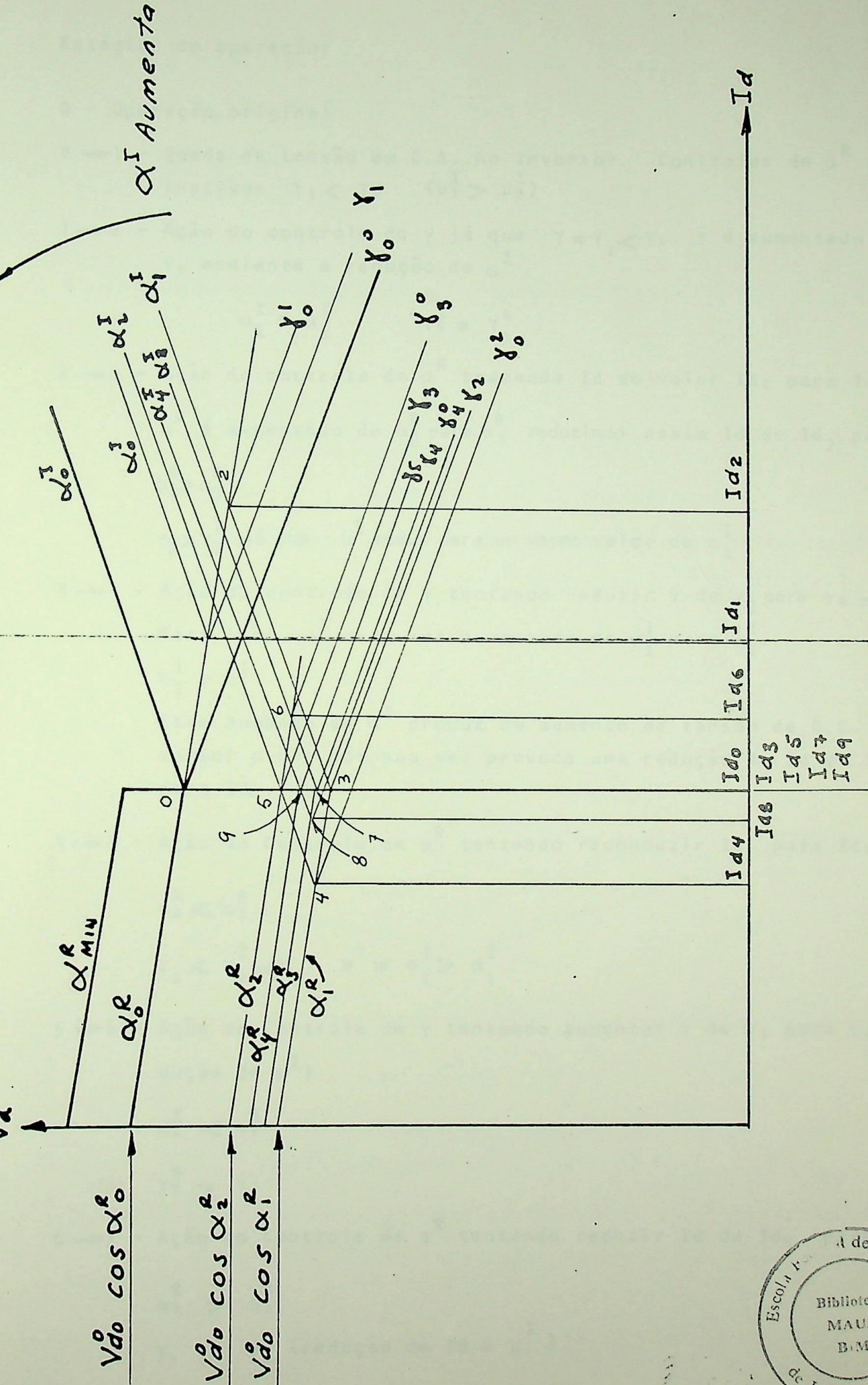
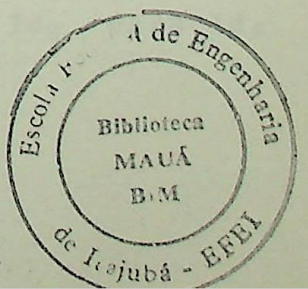


FIG. 1.16

Queda de Tensão no Inversor - Análise Detalhada



Estágios de operação:

0 - Operação original

0 → 1 - Queda de tensão em C.A. no Inversor. Controles de α^R e γ inativos $\gamma_1 < \gamma_0$ ($\mu_1^I > \mu_0^I$)

1 → 2 - Ação do controle de γ já que $\gamma = \gamma_1 < \gamma_0$. γ é aumentado para γ_0 mediante a redução de α^I .

$$\alpha_1^I < \alpha_0^I \quad \gamma_0^1 = \gamma_0^0$$

2 → 3 - Ação do controle de α^R trazendo Id do valor Id_2 para Id_0 .

α^R é aumentado de α_0^R para α_1^R reduzindo assim Id de Id_2 para Id_0

$$\alpha_1^R > \alpha_0^R$$

$\gamma_2 > \gamma_0^1$ já que μ^I reduz para um mesmo valor de α_1^I

3 → 4 - Ação do controle de γ tentando reduzir γ de γ_2 para $\gamma_0^2 = \gamma_0^0$.

Para isso, α^I deve ser aumentado de α_1^I para α_2^I .

$$\alpha_2^I > \alpha_1^I$$

Este aumento de α^I produz um aumento da tensão de C.C. do inversor o que por sua vez provoca uma redução de Id de $Id_3 = Id_0$ para Id_4 .

4 → 5 - Ação do Controle de α^R tentando reconduzir Id_4 para Id_0 .

$$\alpha_2^R < \alpha_1^R$$

$$\gamma_3 < \gamma_0^2 = \gamma_0 \quad \alpha^I = \alpha_2^I > \alpha_1^I$$

5 → 6 - Ação do Controle de γ tentando aumentar γ de γ_3 para γ_0 (redução de α^I)

$$\alpha_3^I < \alpha_2^I$$

$$\gamma_0^3 = \gamma_0$$

6 → 7 - Ação do Controle de α^R tentando reduzir Id de Id_6 para Id_0

$$\alpha_3^R > \alpha_2^R$$

$$\gamma_4 > \gamma_0 \text{ (redução de Id e } \mu^I \text{)}$$

7 → 8 - Ação de controle de γ tentando reduzir γ de γ_4 para γ_0 (aumento de α^I de α_3^I para α_4^I).

$$\alpha_4^I > \alpha_3^I$$

$$\gamma = \gamma_0 = \gamma_0$$

8 → 9 - Ação do controle de α^R tentando aumentar I_d de I_{d_0} para I_{d_0}

$$\alpha_4^R < \alpha_3^R$$

$$\gamma = \gamma_5 < \gamma_0$$

e assim sucessivamente, por um processo iterativo (e iterativo) entre o controle de α^R no Retificador e o controle de γ no Inversor. O ponto de convergência do processo são as características de α^R e α^I próximas a α_4^I e α_4^I que resulte em $I_d = I_{d_0}$ e $\gamma = \gamma_0$.

O processo de convergência é ilustrado abaixo (Fig. 1.17)

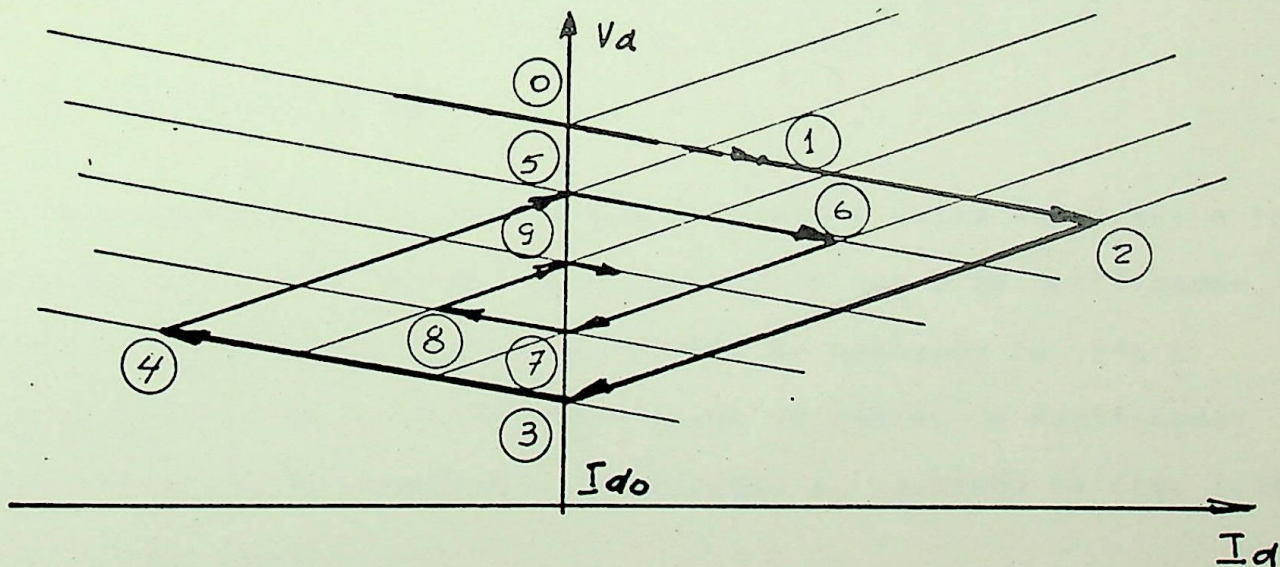


FIG 1.17

Processo de Convergência do Controle do Elo de C.C.

É interessante notar que os controles de α^R (Retificador) e γ (Inversor) são independentes um do outro, não havendo ne-

cessidades de nenhuma ligação coordenando a ação desses dois controles que estão muitas vezes centenas de quilômetros aparte. Os dois controles agem independentemente, sendo a interação entre eles assegurada por I_d , que é comum a ambos os controles. I_d age diretamente no controle de α^R e através da variação de μ^I no controle de γ .

A convergência dos controles de α^R e γ é assegurada pela:

1. Indutância da linha de C.C. acrescida de indutância do reator de alizamento.
2. Reatância X_c no lado do conversor que reflete no valor de μ^I .

Nas análises acima, o valor da resistência de linha de C.C. (R_c) foi assumido igual a zero de maneira que o diagrama $V_d - I_d$ vale para os terminais do Retificador e do Inversor.

Prosseguindo a análise da característica de $V_d - I_d$ da Fig. 1.9

4.2.5 Trechos AB' e AB

Nos casos onde a R.C.C. do sistema receptor é baixa (alto X_c) a inclinação da característica do Inversor é maior que a do Retificador. Desta forma, haveria dois pontos possíveis de operação do elo e até três pontos, se houver suficiente queda de tensão no Retificador (aumento de tensão no Inversor). Este ponto é ilustrado na Fig. 1.18.

No caso de tensões normais nos conversores, os pontos A e A' seriam pontos de possível operação do elo. A corrente I_d ficaria variando periodicamente entre os valores I_{d0} e I_{d0}^I com uma frequência igual a frequência natural da linha de C.C.

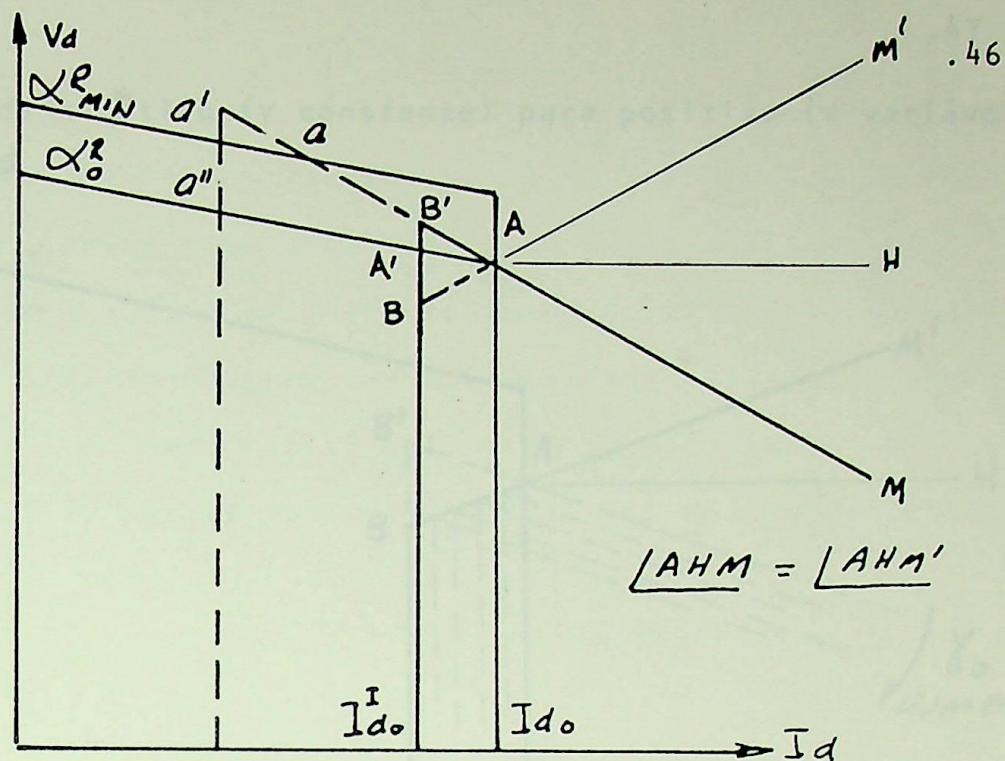


FIG. 1.18

No caso onde existe uma modificação na tensão relativa dos conversores de forma que $\alpha^R = \alpha^R_{MIN}$, três pontos seriam possíveis: A, a e a'. Neste caso I_d também assumiria periodicamente os três valores correspondentes aos três pontos.

Para evitar essa situação, a característica V_d-I_d se processa mediante a reta AB e não $AB'-B'B$. Essa modificação de característica é feita mediante um aumento automático na referência de γ_0 proporcional à queda de corrente I_d , abaixo do ponto I_{d0} . Como aumento de γ_0 equivale à redução de α^l e portanto redução da tensão terminal do Inversor o controle, para evitar a instabilidade dos três pontos (A, a, a'), na realidade, faz o Inversor operar de acordo com a expressão:

$$V_d^l = A + K I_d$$

ou seja conforme a reta B-A-M' na Fig. 1.19, que é semelhante à reta da característica natural do Inversor.

$$V_d^l = V_{d0}^l \cos \beta + R_c I_d$$

para γ variável. Em outras palavras, o controle muda o sinal de

Rc do Inversor de negativo (γ constante) para positivo (γ variável).

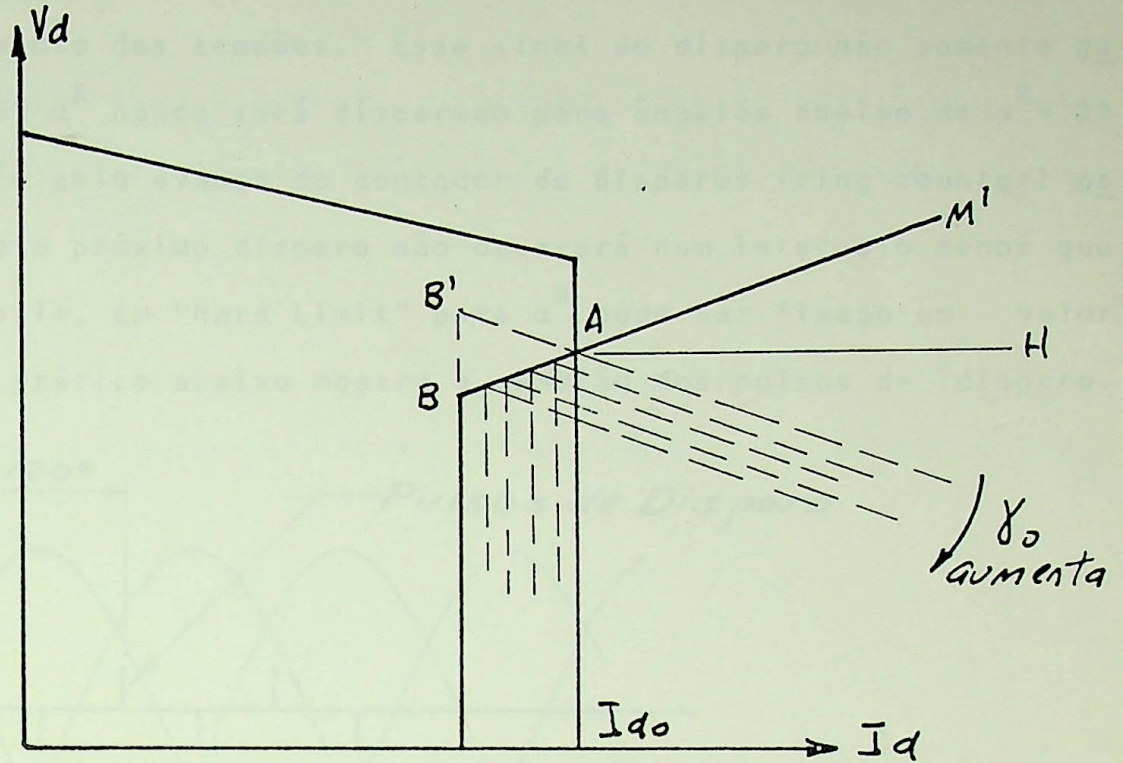


FIG 1.19

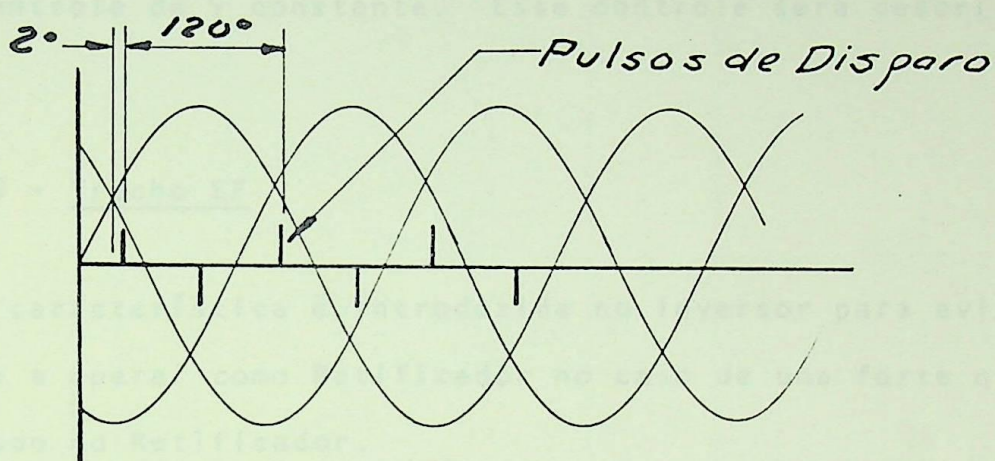
A característica B-A-M na realidade significa que para $I_d > I_{d0}$ o Inversor funciona com controle de γ constante (R_c negativo) e para $I_d < I_{d0}$ como β (α^I) constante (R_c positiva).

Como será visto mais adiante, nos sistemas com baixa RCC, γ não é mantido constante durante variações em I_{d0} ou μ^I que torne $\gamma < \gamma_0$, ou seja, para $I_d > I_{d0}$ e portanto a tendência nesses casos é operar ao longo da reta B-A-M^I da Fig. 1.19.

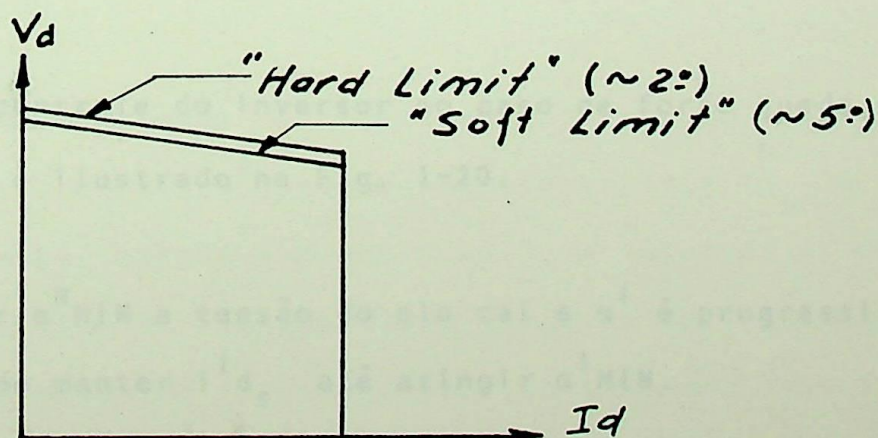
4.2.6 - Trecho ON

Para assegurar o disparo por igual de todos os tiristores de uma válvula, é importante que exista através da mesma uma voltagem mínima. Para isso, deve-se garantir que o disparo da válvula se dê alguns graus além do ponto de cruzamento das voltagens de C.A. Normalmente impõem-se ao ângulo de disparo α^R do Retificador dois limites mínimos:

- 1 - "Hard Limit" pelo qual um sinal de disparo é derivado do ponto de cruzamento das tensões. Esse sinal de disparo não somente garante que α^R nunca será disparado para ângulos abaixo de $\alpha^R = 0^\circ$ mas também pelo avanço do contador de disparos (ring counter) garante que o próximo disparo não ocorrerá num intervalo menor que 120° . Assim, em "Hard Limit" para α^R pode ser fixado um valor $\geq 2^\circ$. O gráfico abaixo mostra a geração dos pulsos de disparo.



- 2 - "Soft Limit" é utilizado para disparar a válvula com $\alpha^R_{MIN} \cong 5^\circ$. Esse limite é obtido pela aplicação de um sinal de referência na saída do amplificador de α o que força α a aumentar toda vez que essa referência é atingida. No diagrama V_d-I_d , esses limites de α^R aparecem:



4.2.7 - Trecho B'M

Este trecho representa a característica do Inversor para γ constante. Essa característica, como já foi visto, é dada pela equação:

$$V_d = V_{d0} \cos \gamma - R_c I_d$$

O controle do Inversor para manter esta característica está ligado ao controle de γ constante. Esse controle será descrito no CAPÍTULO 11.

4.2.8 - Trecho EF

Esta característica é introduzida no Inversor para evitar que este passe a operar como Retificador no caso de uma forte queda de tensão no lado do Retificador.

Inicialmente o Inversor tenderá a manter a corrente do elo ao longo da reta BE (I_{d_s}) pela redução de α^I , na medida em que a tensão V_d for caindo. Ao atingir α^I_{MIN} , em torno de 110° ($\alpha^I_{MIN} \text{ LIMITE}$), representado no gráfico V_d-I_d pelo ponto E, o controle do Inversor cessaria e a queda de corrente se processaria ao longo da reta EF (α^I constante).

O processo de controle do Inversor no caso de forte queda de tensão no Retificador é ilustrado na Fig. 1-20.

Após α^R atingir α^R_{MIN} a tensão do elo cai e α^I é progressivamente reduzido, tentando manter I_{d_s} até atingir α^I_{MIN} .

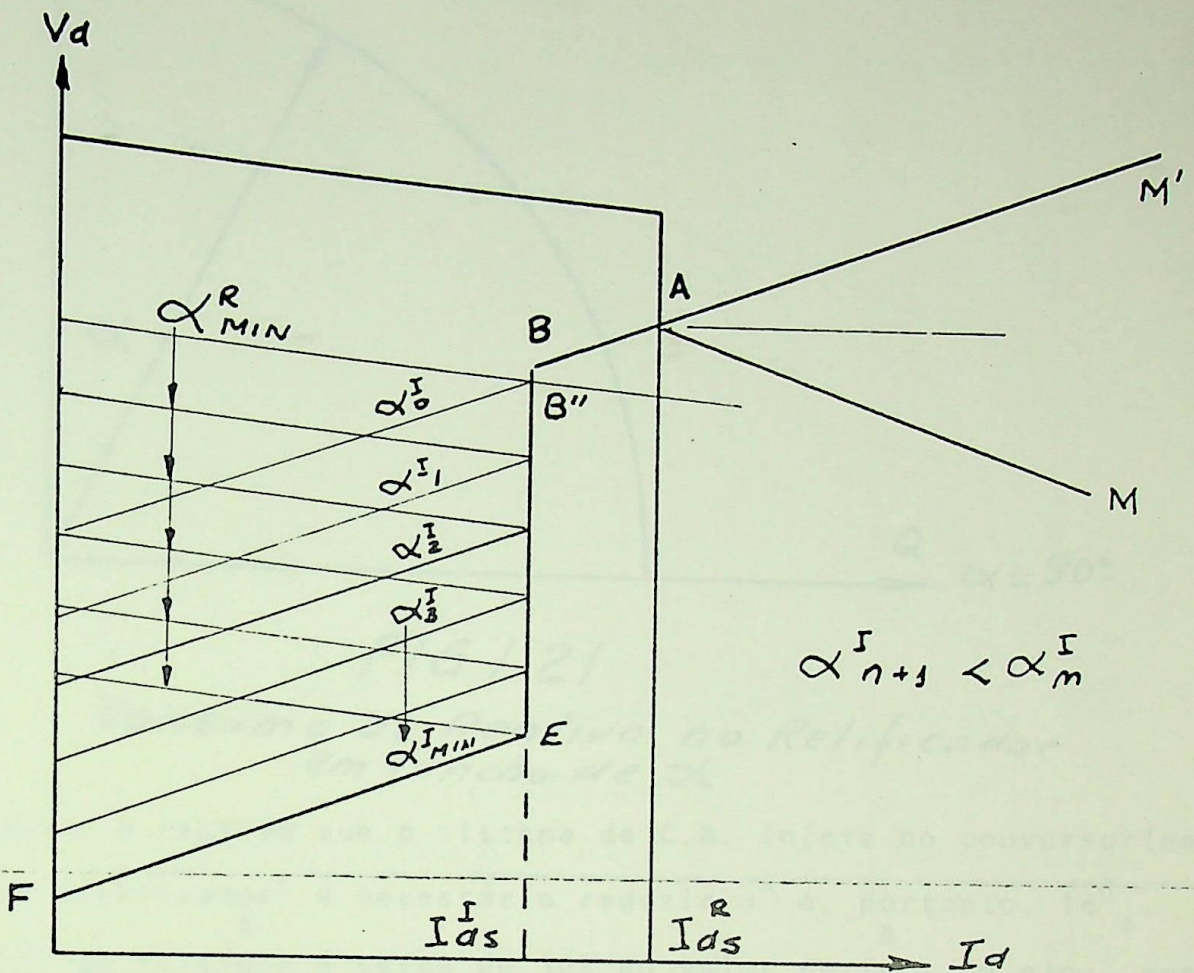


FIG 1.20

Resposta do Inversor para Forte Queda de Tensão no Retificador

4.2.9 - Trecho DH

Se ocorre uma queda grande de tensão no Inversor, o controle de I_d no Retificador aumentará α^R procurando manter $I_d = I_{d_s}^R$. A operação do elo pode estabilizar-se num ponto para um valor de α^R alto o que implica em o sistema de C.A. supridor (lado do Retificador) fornecer grande quantidade de reativo para o Retificador. (ver Fig.1.21)

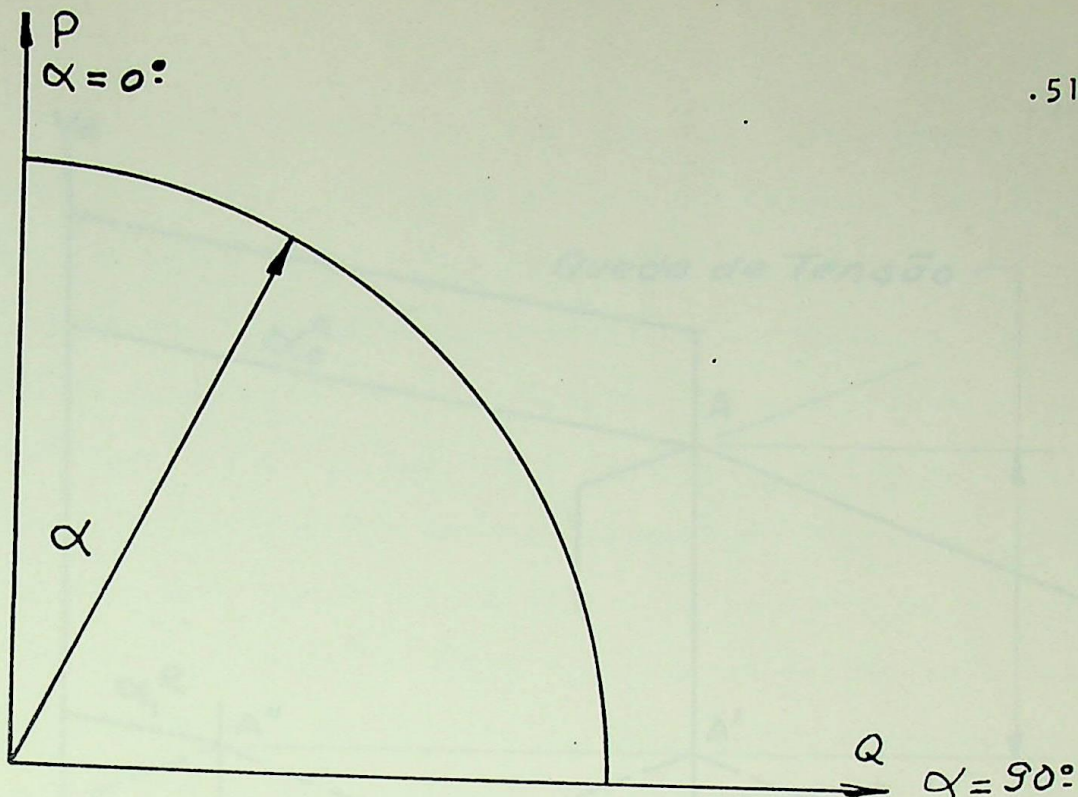


FIG 1.21
Consumo de Reativo no Retificador
em Função de α

Para reduzir o reativo que o sistema de C.A. injeta no conversor (nesse caso o Retificador) é necessário reduzir α^R e, portanto, I_d^R . O novo valor de I_d (I_{d_s}) é cerca de 30% do valor de $I_{d_s}^R$. O elo passa então a operar ao longo da reta DH. Note-se que a altura da reta DH é variável (ver p.ex. HD' e CC') e que não há interferência com a reta EF pois ambas as condições não podem coexistir no elo de corrente contínua.

Essa característica do controle do elo é conhecida como "Current Clamp" de baixa voltagem.

A Fig. 1.22 mostra graficamente a operação do elo.

O ângulo α_1^R na Fig 1.22 pode ser igual a α_0^R ou pouco maior, dependendo do valor de $I_{d_s}^R$ e da magnitude da queda de voltagem no Inversor.

A'' é o novo ponto de operação do elo de C.C.

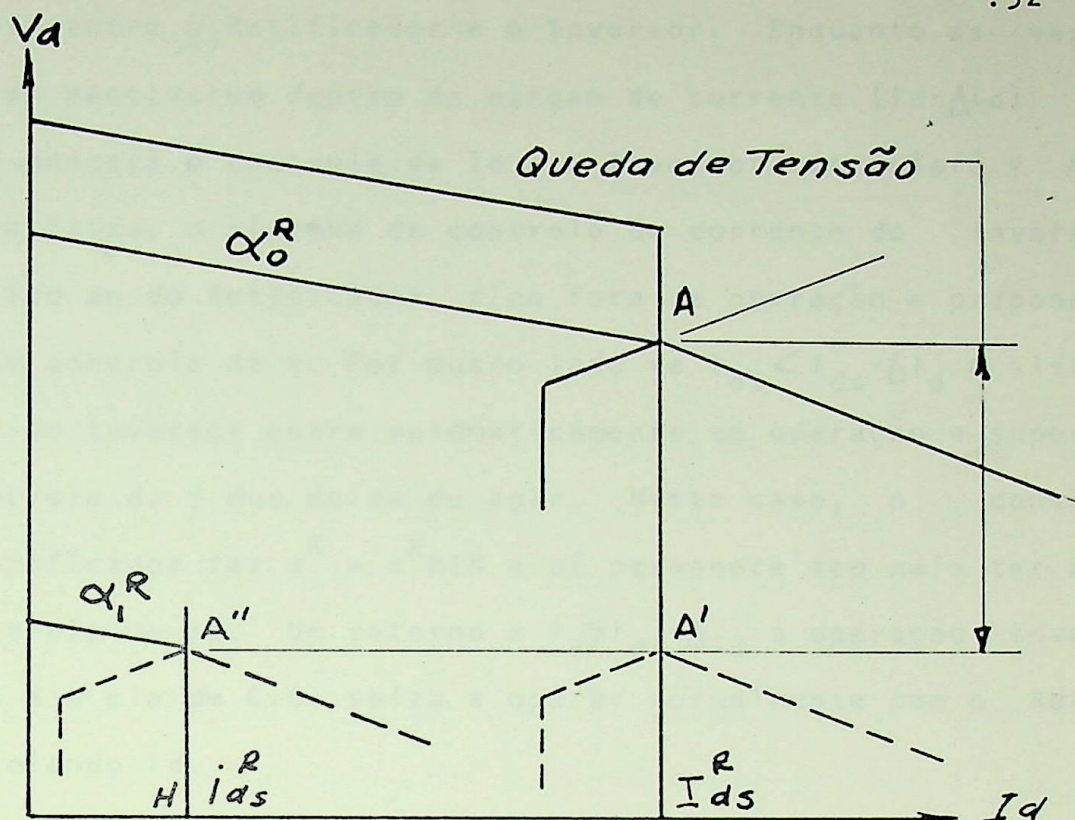


FIG 1.22

Operação do Elo de C.C. com Baixa Tensão

4.2.10 - Avanço Forçado de α^R

Esta é uma ação importante do controle do Retificador que não aparece no diagrama V_d-I_d .

Quando da ocorrência de uma falha de comutação (no Inversor) ou uma falha no isolamento da linha C.C. um sinal proporcional a dI_d/dt mais outro sinal dado por dV_d/dt que, juntos caracterizam uma falha no elo de C.C. (falha de comutação ou de isolamento) forçam o ângulo α^R até 122° , fazendo o Retificador operar como Inversor e provocando a paralização do elo de C.C. até que a falha seja iluminada.

4.2.11 - Controle de Corrente

Uma vez ajustados os valores de I_{d_s} e I_d , o elo de corrente contínua opera mantendo corrente constante sem necessidade de um canal de

tele-controle entre o Retificador e o Inversor. Enquanto as variações de I_d se mantiverem dentro da margem de corrente ($I_d - \Delta I_d$) o Retificador manterá o controle de I_d e o Inversor controlará γ MIN. Dentro desta faixa, o sistema de controle de corrente do Inversor, que é idêntico ao do Retificador, fica fora de operação e prepondera o sistema de controle de γ . Por outro lado se $I_{ds} < I_{ds} - \Delta I_d$ o sistema de controle do Inversor entra automaticamente em operação e supera o sistema controle de γ que deixa de agir. Neste caso, o controle de α^R no Retificador faz $\alpha^R = \alpha^R_{MIN}$ e aí permanece sem mais ter ação sobre o controle de I_d . Um retorno a $I_d > I_{ds} - \Delta I_d$ a operação inversa se processa e o elo de C.C. volta a operar normalmente com o Retificador controlando I_d .

4.2.12 - Controle de Potência

O elo de C.C. pode ser controlado para transmitir potência constante. Neste caso, alterações de I_d para compensar variações de V_d são feitas mediante mudanças em I_{ds} .

Quando se deseja controlar a potência transmitida pelo elo de C.C. (P_d) e variá-la de forma que as variações de I_d superem a faixa ΔI_d , as mudanças de I_{ds} devem obedecer uma seqüência certa. Para aumentar P_d , aumenta-se primeiro I_{ds}^R e depois I_{ds}^I . Para que P_d possa ser variada rapidamente (dentro do limite de constante de tempo da linha de C.C. e dos reatores de C.C.) deve existir um elo de telecomando entre o Retificador e o Inversor.

Variações rápidas em P_d podem ser realizadas e utilizadas para atenuar oscilações de potência nos sistemas de C.A. quer o elo de C.C. esteja inserido em paralelo nos sistemas de C.A. quer o alimente de maneira radial.

C A P Í T U L O I ICONTROLE DO RETIFICADOR E DO INVERSOROBJETIVO

Este capítulo apresenta os principais sistemas de controle do Retificador e do Inversor, utilizados na prática. Em especial é discutido o tipo de controle de Pulsos Iguamente Espaçados (P.I.E.) utilizado no controle do ângulo de disparo do Retificador e do Inversor e discute como, no caso do Inversor, esse tipo de controle é utilizado no caso de sistema de C.A. receptores com baixa potência de curto circuito (alta impedância). Este capítulo é preparativo ao desenvolvimento apresentado no Capítulo IV que discute o ~~desempenho do Inversor na presença de harmônicos do lado de C.C.~~

1 - INTRODUÇÃO

O Retificador e o Inversor operam controlando o ângulo de disparo das válvulas, α^R e α^I respectivamente. O controle dos ângulos de disparo estabelece os níveis de tensão nos terminais dos Conversores e, mantendo-se uma diferença entre as tensões dos terminais do Retificador e do Inversor, controla-se a corrente na linha de C.C. Isto é feito procurando estabelecer no Inversor um ângulo de disparo α^I que mantenha o ângulo de extinção γ próximo ao seu valor mínimo (γ_{MIN}) e, em decorrência, mantendo uma tensão constante nesse terminal enquanto que o ângulo de disparo α^R do Retificador é variado, de forma a estabelecer uma tensão em seu terminal que controle a corrente na linha de C.C.

Como em regime permanente as tensões em ambos os sistemas de C.A. (transmissor e receptor) são senoidais e equilibradas pode-se prever corretamente o valor de $\gamma = \gamma_{\text{MIN}}$ e, conseqüentemente α^I no Inversor. O controle de corrente no Retificador estabelece então α^R que resulte na corrente I_{d0} desejada. Desta forma, os sistemas de controle para os conversores podem ser formulados nas equações (1.22), (1.23) e (1.24), a informação para o disparo das válvulas obtidas das tensões dos barramentos de C.A. e o instante de inversão de voltagem (cross-over voltage) determinado. A partir desse instante, os ângulos de disparo dos conversores (α^R e α^I) podem então ser medidos.

Os sistemas de controle que utilizam esse método (conhecido como controle individual) não apresentam desempenho satisfatório quando a tensão C.A. sofre desequilíbrios ou distorções harmônicas. Tais anomalias nas ondas de tensão alteram o instante de inversão de voltagem provocando disparos assimétricos de α_j ($j=1$ a 6). A assimetria em α por sua vez gera harmônicos não característicos de tensão e corrente do lado de C.C. que realimentam as distorções do lado de C.A. podendo, em sistemas de alta impedância, resultar numa amplificação contínua das distorções que deram início ao processo, tornando o elo de C.C. inoperante (1). Esse fenômeno de amplificação de harmônicos nos elos de C.C. é conhecido como instabilidade harmônica e será objeto de uma apresentação mais detalhada no Capítulo III.

Os modernos sistemas de controle minimizam esse processo de realimentação positiva de harmônicos mediante um controle de α que não depende das ondas de tensão dos sistemas de C.A. O controle

A voltagem resultante V_0 , na saída do oscilador é mostrada na FIG.2.2

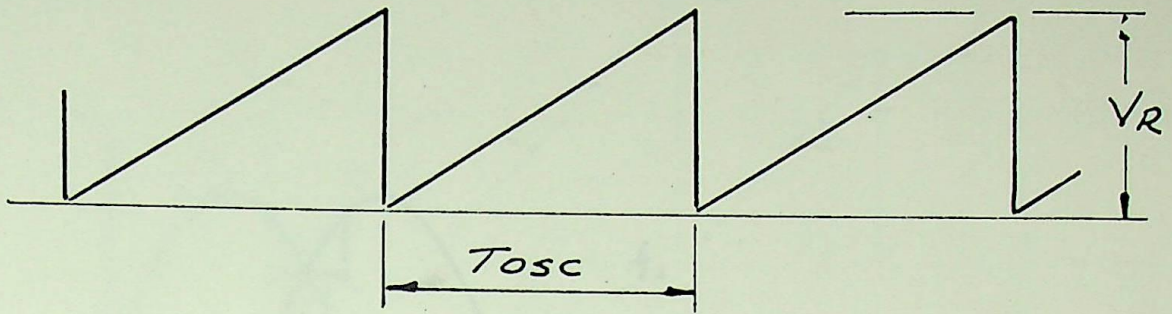


FIG. 2.2

Voltagem V_0 do Oscilador

O período TOSC da onda é dado por:

$$T_{OSC} = \frac{V_R R_2 C_2}{V_L} = \frac{6,0 \times 16,6 \times 10^3 \times 0,1 \times 10^{-6}}{3,0}$$

$$T_{OSC} = 0,00333 \text{ seg} = \frac{1}{6} \times \frac{1}{50} \text{ seg}$$

que é o tempo equivalente a 1/6 do período da frequência de 50 Hz.

Para $I_d \neq I_{ds}$, um sinal aparece no VCO que subtraído do sinal de V_L modifica a rampa e, portanto, TOSC para mais ou menos, alterando assim o tempo de disparo de α . Assim, se I_d aumenta, o sinal que se subtrai de V_L torna a rampa (TOSC) mais longa, o que produz um aumento de α .

Por outro lado, qualquer variação de α produz um reajuste de TOSC de forma a manter I_d constante. Por exemplo, um aumento de frequência do lado de C.A. do Retificador produz um aumento de α (ver Fig. 2.3) que por sua vez reduz V_d e I_d . Aqui entra outra vez a ação do VCO reduzindo α e trazendo I_d de volta ao seu valor original.

Assim, qualquer desvio de I_d do valor programado I_{d_s} produz uma variação em TOSC que corrige o valor de I_d .

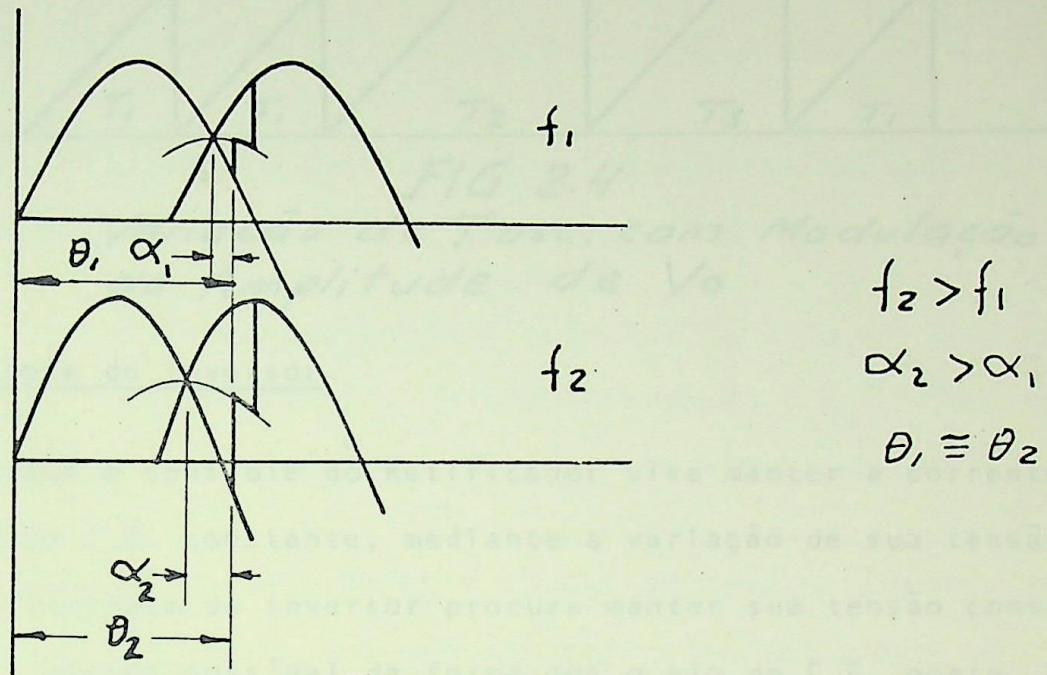


FIG 2.3

Variação de α com a Frequência

NOTA: É interessante notar que a variação de frequência no sistema de C.A. produz uma reação do elo de C.C. justamente oposta àquela que ocorre no sistema de C.A. Assim, um aumento de frequência reduz I_d que por sua vez reduz P_d o que tenderia a provocar novos aumentos da frequência. Isto levaria a uma situação instável, não fosse a constante de tempo relativamente alta do elo de corrente contínua (linha mais reatores) e a rapidez com que o controle de I_d funciona.

Outros esquemas de controle de α usam modular a amplitude de saída da VCO, em vez da sua frequência, para fazer variar TOSC, com

O mesmo resultado que o esquema anterior. Ver Fig. 2.4

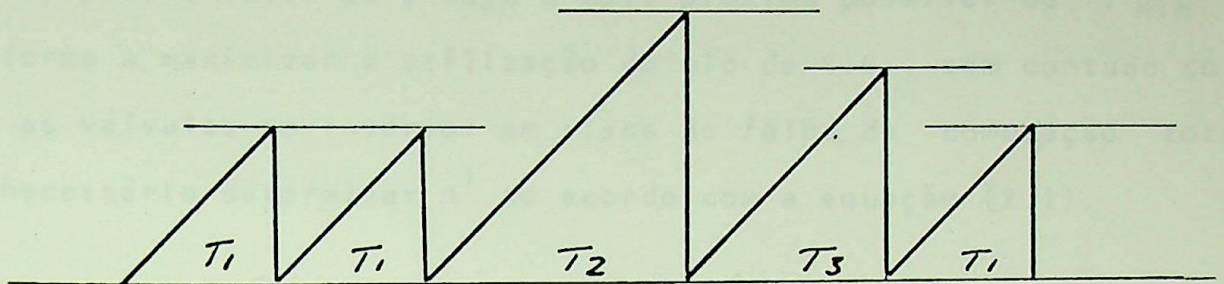


FIG 2.4
Variação de T_{osc} com Modulação da Amplitude de V_o

3 - Controle do Inversor

Enquanto que o controle do Retificador visa manter a corrente I_d na linha de C.C. constante, mediante a variação de sua tensão terminal, o controle do Inversor procura manter sua tensão constante, num valor máximo possível de forma que o elo de C.C. opere no máximo de sua capacidade de transmissão e com uma absorção mínima de reativo do sistema de C.A.

Nestas condições, o Inversor deve operar com seu ângulo de disparo α^I o mais próximo possível de 180° permitindo, ao mesmo tempo, um período suficiente para comutação e desionização da válvula que terminou seu período de condução. Desta forma, a magnitude de α^I é dada por:

$$\alpha^I = \pi \pm \varepsilon_v - \gamma_{MIN} - \mu^I \quad (2.1)$$

onde:

ε_v = variação no instante de inversão de voltagem resultante de distorções nas ondas de tensão em C.A.

γ_{MIN} = valor mínimo permitido ao ângulo de extinção - valor do projeto.

μ^I = ângulo de comutação do Inversor

Assim, para o valor de γ seja o mais próximo possível de γ_{MIN} de forma a maximizar a utilização do elo de C.C., sem contudo colocar as válvulas do Inversor em risco de falha de comutação torna-se necessário determinar α^I de acordo com a equação (2.1).

A equação (2.1) contém dois aspectos importantes, que se constituem nas características básicas do controle do Inversor:

- a - a determinação de α^I é feita "a priori" do instante da inversão de tensão (instante $\pi \pm \epsilon_v$) e não "a posteriori" desse instante como é o caso de α^R .
- b - os valores de ϵ_v e μ^I variam aleatoriamente. O valor de ϵ_v depende das condições das ondas de tensão no sistema de C.A., enquanto que o valor de μ^I depende das variações de corrente na linha de C.C.

Desta forma, se o objetivo do controle é manter γ o mais próximo possível de γ_{MIN} , ele tem que satisfazer a condição de previsibilidade do item "a", sujeita aos erros de previsão do item "b".

Em vista desses aspectos, três tipos básicos de controle de γ são propostos:

- a₁ - Controle puramente "preditivo" onde os sistemas de C.A. são considerados estáveis (alta Relação de Curto Circuito - R.C.C.) com $\epsilon_v \cong 0$ e com variações de I_d (e, portanto, de μ^I) ocorrendo de forma relativamente lenta.

b_1 - Controle "preditivo" com medição contínua de γ REAL (APÓS decorrido o intervalo de tempo correspondente a γ REAL) para comparação com γ MIN e estabelecer um sinal de erro para correção do próximo ângulo de disparo α^1 .

c_1 - Controle com P.I.E. e medição contínua de γ REAL de forma que quando γ REAL $<$ γ MIN o próximo valor de α^1 é reduzido e mantido constante durante os próximos cinco pulsos até que γ REAL = γ MIN.

Os tipos de controle " a_1 " e " b_1 " são baseados no princípio do controle individual, requerendo para seu funcionamento informação sobre as ondas de tensão dos sistemas C.A. Como visto, controles baseados nesse princípio realimenta positivamente e tende a amplificar os harmônicos não característicos em sistemas de baixa R.C.C com o agravante, no caso do Inversor, da necessidade de determinação "a priori" de α^1 .

Ao tentar manter γ REAL o mais próximo possível de γ MIN, o tipo de controle " a_1 ", por não medir γ REAL, pode contribuir para falha de comutação enquanto que o tipo de controle " b_1 ", visando refinar o controle do tipo " a_1 " pode levar sistemas com baixa R.C.C. à instabilidade harmônica por excessivas correções de α^1 .

Os controles do tipo " c_1 " dão margem para variação de γ acima de γ MIN, procurando fixar α^1 , variando-o o mínimo possível. Neste tipo de controle, α^1 não é determinado "a priori" (condição de previsibilidade) mas sim "a posteriori", pela determinação de γ REAL, comparação com γ MIN e correção de α^1 , que permanecesse constante pelos

próximos cinco pulsos, a menos que, nesse ínterim, $\gamma_{\text{REAL}} < \gamma_{\text{MIN}}$, onde então α^1 é outra vez reduzido, permanecendo fixo durante os cinco pulsos subsequentes. O processo de aumento de α^1 até que $\gamma_{\text{REAL}} = \gamma_{\text{MIN}}$ se faz de forma semelhante.

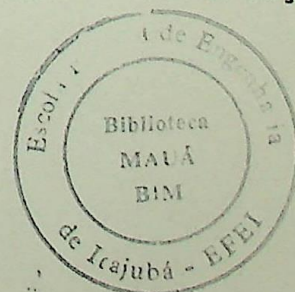
Dadas essas características, o controle do tipo "c₁" apresenta as seguintes vantagens sobre os dois outros tipos:

- Não usa informação das ondas de tensão de C.A. para determinar α^1 . Essa informação só é usada para medir γ_{REAL} .
 - Não introduz realimentação positiva dos harmônicos não característicos.
 - Produz o mínimo número de variações em α^1 contribuindo assim para a estabilidade harmônica do elo de C.C.
-
- Em regime estável de tensão C.A. e corrente na linha de C.C. ou em sistemas de alta R.C.C. o controle mantém $\gamma_{\text{REAL}} = \gamma_{\text{MIN}}$.

Os próximos itens descrevem o funcionamento de cada um dos três tipos de controles apresentados acima, enfocando a aplicação comercial dos tipos b₁ e c₁.

3.1 - Controle Preditivo

Este método de controle, sugerido por Hingorari (4), baseia-se na determinação do momento de disparo da válvula do Inversor (α^1 ou β) de tal forma que o ângulo de extinção γ_0 seja mantido. Para isso, o sistema de controle precisa ser alimentado com informações



de voltagem de C.A. e de corrente I_d . O sistema de controle determina o instante de disparo para cada válvula e é portanto, um método individual de controle.

Das fórmulas (1.17) e (1.20)

$$V_d = V_{do} \cos \beta + R_c I_d$$

$$V_d = V_{do} \cos \gamma - R_c I_d$$

donde:

$$V_{do} \cos \beta - V_{do} \cos \gamma + 2R_c I_d = 0 \quad (2.2)$$

como $V_{do} = \frac{3\sqrt{3}\hat{V}}{\pi}$ e $R_c = \frac{3\omega L}{\pi}$

e fazendo $\hat{V}_\theta = \sqrt{3}\hat{V}$ resulta:

$$\hat{V}_\theta \cos \beta - \hat{V}_\theta \cos \gamma + 2\omega L I_d = 0 \quad (2.3)$$

para $\alpha^I = \omega t = \pi - \beta$, a equação (2.3) fica:

$$- \hat{V}_\theta \cos \omega t - \hat{V}_\theta \cos \gamma + 2\omega L I_d = 0 \quad (2.4)$$

A equação (2.4) permite estabelecer α^I de form que o valor de γ seja igual a um valor pré-fixado, γ_{MIN} , conhecendo-se, por medição direta, o valor de I_d .

Os dois primeiros termos da equação (2.4) são representados na Fig. 2.5(A) e seus três termos na Fig. 2.5 (B).

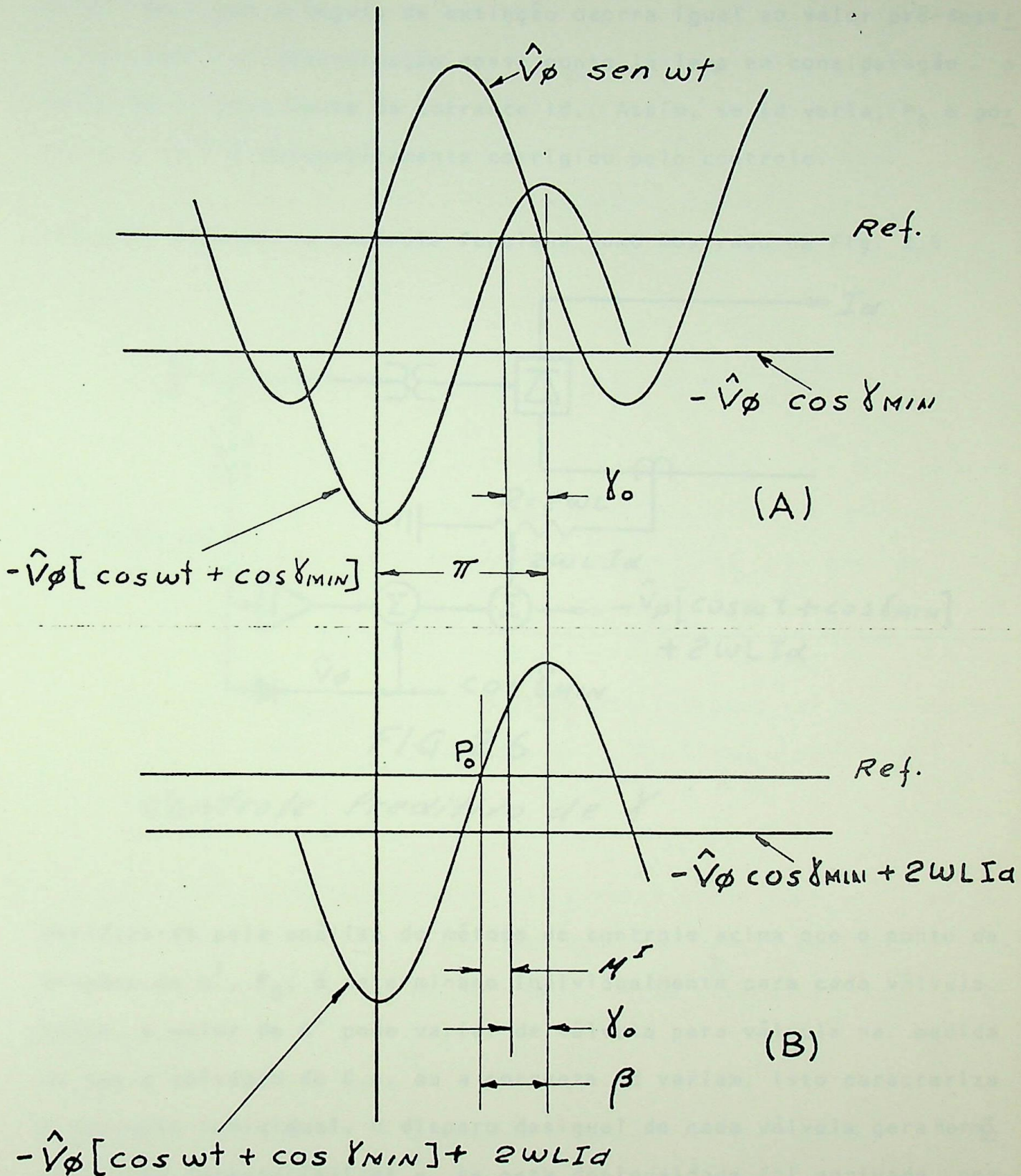


FIG 2.5

Determinação de β pelo Método Preditivo

O ponto P_0 na Fig. 2.5 (B) é o ponto de disparo da válvula no I_n versor para que o ângulo de extinção ocorra igual ao valor pré-determinado (γ_0). A determinação desse ponto já leva em consideração o valor de μ^1 resultante da corrente I_d . Assim, se I_d varia, P_0 e portanto β (α^1) é automaticamente corrigido pelo controle.

Esquemáticamente, o controle funciona como mostrado na Fig. 2.6

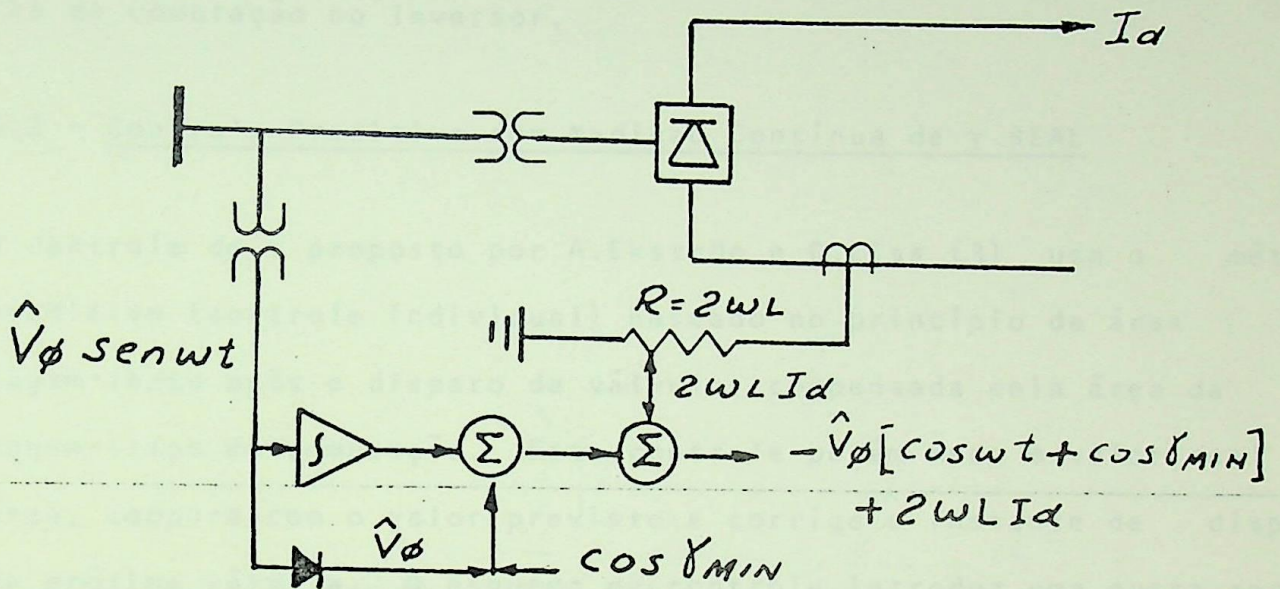


FIG 2.6

Controle Preditivo de γ

Verifica-se pela análise do método de controle acima que o ponto de disparo de α^1 , P_0 , é determinado individualmente para cada válvula. Assim, o valor de α^1 pode variar de válvula para válvula na medida em que a voltagem de C.A. ou a corrente I_d variam. Isto caracteriza o controle individual. O disparo desigual de cada válvula gera harmônicos não característicos e, se esta desigualdade foi motivada por distorções na voltagem de C.A. ou harmônicos na linha de C.C. os harmônicos gerados pelo controle individual podem reforçar a distorção original ligando o elo de C.C. a uma instabilidade harmônica.

O Controle Preditivo descrito acima pressupõe um valor fixo da inversão de voltagem após a comutação, que é aquele produzido por uma tensão senoidal sem distorções. Qualquer variação desse ponto no instante, produzida por desequilíbrio de fases ou por harmônicos de voltagem modifica o valor do ângulo γ REAL. Como o método não permite uma medida de γ REAL, não pode haver correção para o disparo da próxima válvula, podendo, nestas circunstâncias, causar falha de comutação no Inversor.

3.2 - Controle Preditivo com Medição Contínua de γ REAL

O controle de γ proposto por A.Ekström e G.Liss (3) usa o método preditivo (controle individual) baseado no princípio da área voltagem-tempo após o disparo da válvula, compensada pela área da voltagem-tempo de comutação. Este controle porém mede o valor real da área, compara com o valor previsto e corrige o instante de disparo da próxima válvula. O esquema de controle introduz uma outra característica que, como será visto adiante, transforma o controle de individual para P.I.E.

O controle preditivo funciona de tal maneira que a área de voltagem-tempo ainda disponível para comutação com margem extinção de γ_0 é CONTINUAMENTE medida por uma aproximação triangular da senoide de tensão.

Partindo da equação (2.3) e somando e subtraindo \hat{V}_θ resulta

$$(\hat{V}_\theta - \hat{V}_\theta \cos \beta) - (\hat{V}_\theta - \hat{V}_\theta \cos \gamma) - 2 \omega L I_d = 0$$

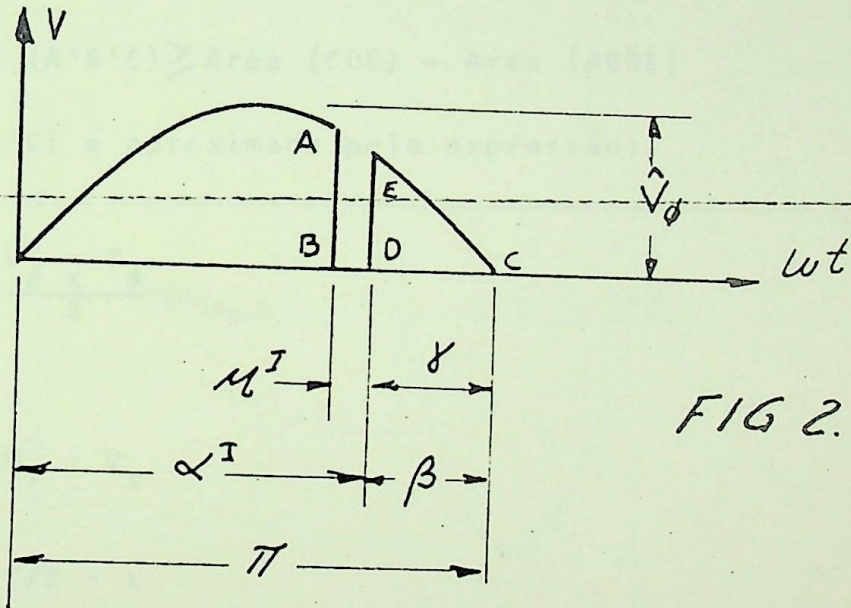
onde:

$$(\hat{V}_\theta - \hat{V}_\theta \cos \beta) = \int_{\pi-\beta}^{\pi} \hat{V}_\theta \sin \omega t \, dt$$

e:

$$(\hat{V}_\theta - \hat{V}_\theta \cos \gamma) = \int_{\pi-\beta}^{\pi} \hat{V}_\theta \sin \omega t \, dt$$

ou seja, referindo-se à Fig. 2.7



$$(\hat{V}_\theta - \hat{V}_\theta \cos \beta) = \text{AREA (ABC)}$$

$$(\hat{V}_\theta - \hat{V}_\theta \cos \gamma) = \text{AREA (CDE)}$$

de forma que:

$$2\omega L I_d = \text{AREA (ABDE)}$$

Assim,

AREA (ABC) = área disponível para comutação e deionização

AREA (CDE) = área disponível para deionização (γ MIN)

AREA (ABDE) = área disponível para comutação (μ I)

Referindo-se à Fig. 2.8, para um tempo qualquer "t", contado a partir do instante zero da voltagem v_{bc} , a área ainda disponível para comutação e deionização da válvula 3 é a Area (A'B'C).

No instante de tempo "t":

$$\text{Area (A'B'C)} \geq \text{Area (CDE)} + \text{Area (ABDE)}$$

A Area (A'B'C) é aproximada pela expressão:

$$A_t = \frac{V_d \times T_d}{2}$$

Onde:

$$V_d = V_T - V_t$$

$$e: T_d = T/2 - t$$

V_T e V_t são produzidos por uma rampa de tensão que se inicia em $t=0$, coincidente com o instante $v_{bc} = 0$, e atinge o valor V_T no intervalo de tempo $T/2$, onde T é o período da onda de tensão de C.A.

O controle produz um sinal proporcional a:

$$A_s = A_t - 2\omega L I_d$$

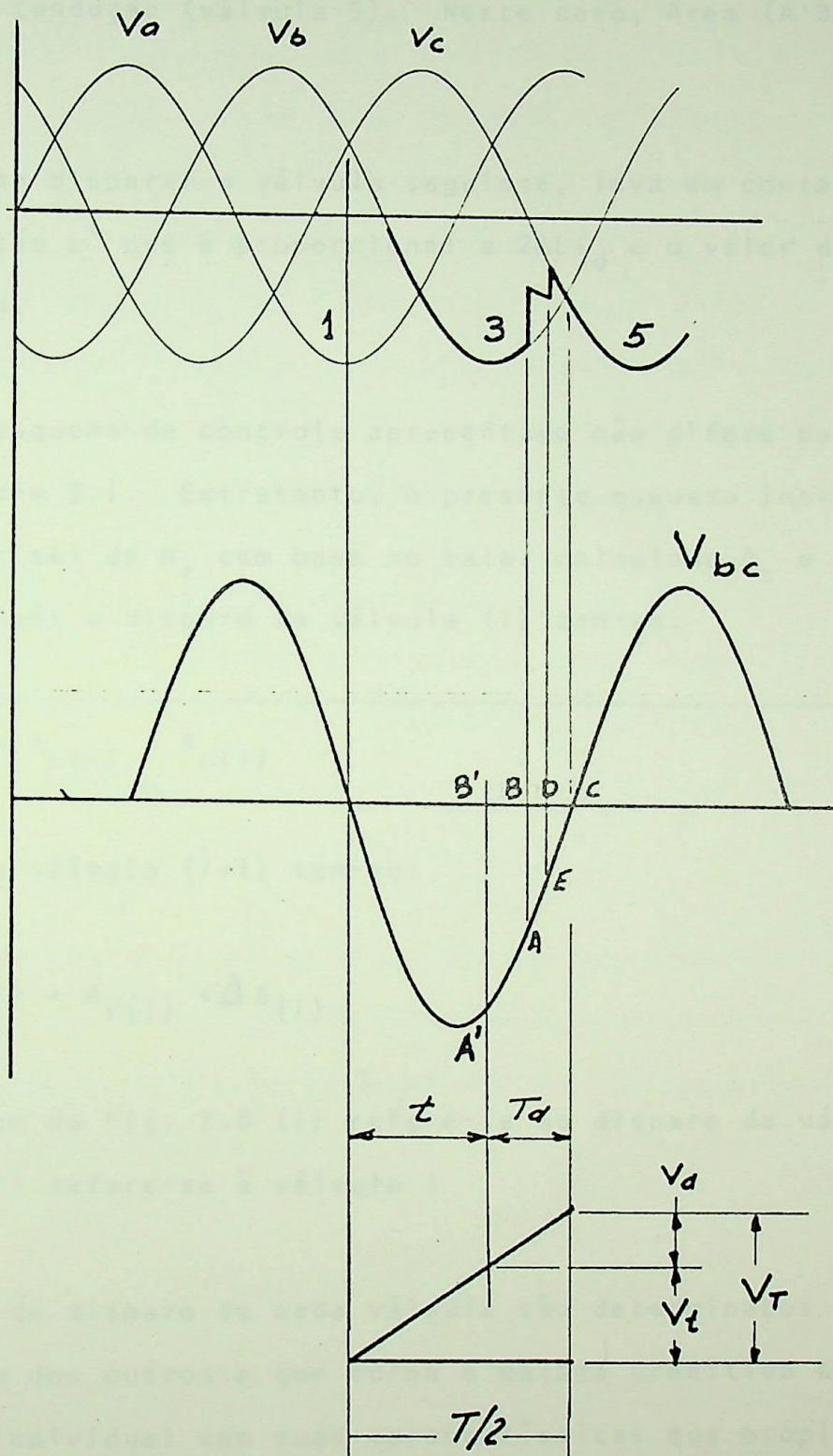


FIG 2.8

que é constantemente comparado com um sinal A_r proporcional a Area (CDE) que corresponde a γ MIN já que a Area (ABDE) corresponde a $2\omega L I_d$. Quando $A_s = A_r$ ocorre o disparo da próxima válvula que Entra em condução (válvula 5). Neste caso, Area (A'B'C) = AREA (ABC).

O controle, ao disparar a válvula seguinte, leva em conta o ângulo de comutação μ^1 que é proporcional a $2\omega L I_d$ e o valor de projeto de γ MIN.

Até aqui, o esquema de controle apresentado não difere basicamente daquele do item 3.1. Entretanto, o presente esquema introduz uma correção do sinal de A_r com base no valor calculado A_s e o valor medido A_m . Após o disparo da válvula (i) tem-se:

$$\Delta A_{(i)} = A_s(i) - A_m(i)$$

No disparo da válvula (i+1) tem-se:

$$A_r(i+1) = A_r(i) + \Delta A_{(i)}$$

Nota: No caso da Fig. 2.8 (i) refere-se ao disparo da válvula 5 e (i+1) refere-se à válvula 1 .

Os instantes de disparo de cada válvula são determinados independentemente um dos outros o que torna o método preditivo um método de controle individual com suas características que propiciam a ampliação de harmônicos não característicos em sistema de baixa Relação de Curto Circuito (R.C.C.).

Para contornar essa deficiência do método preditivo, o sistema do controle apresentado introduz uma mudança para o controle de P.I.E. que supera o controle preditivo.

No modo de controle P.I.E. após o disparo de válvula (i), as cinco (5) válvulas seguintes serão disparadas em intervalos equidistantes (mesmo α^1) dados por $A_{r(i)}$ desde que nenhuma das 5 válvulas em questão tenha um valor de $A_{r(k)}$, determinado um período antes, que seja maior do que $A_{r(i)}$. Caso contrário, o valor de $A_{r(k)}$ prevalece para aquela válvula e para as próximas 5 válvulas. Em outras palavras, a válvula mais crítica determina o ângulo de disparo (α^1) das 5 válvulas subsequentes.

Embora os métodos de medição de γ e os circuitos de controle sejam diferentes, o método P.I.E. apresentado a seguir no item 3.3 é basicamente o mesmo deste aqui apresentado. Portanto, a descrição detalhada do método no item 3.3 servirá para um bom entendimento método de P.I.E. do presente esquema.

O ponto importante a observar é que em sistemas de baixa R.C.C. mesmo os métodos preditivos abandonam esse tipo de controle em favor do de P.I.E. dado seu melhor desempenho face o aparecimento de harmônicos não característicos.

3.3 - P.I.E.

Este método de controle de γ , introduzido por J.D. Ainsworth utiliza unicamente o P.I.E. produzido pelo "phase-locked oscillator" (P.L.O.).

Assim, o controle do Retificador e do Inversor são basicamente o mesmo. Ambos os controles são realimentados. A correção de γ^I sempre é feita com base no valor real de γ que é medido em cada válvula e comparado com o valor de referência.

A Fig. 2.9 mostra o esquema básico comum ao Retificador e Inversor.

A Fig. 2.10 mostra como γ é medido e comparado com γ_0 e o resultado aplicado para o controle de α^I .

O esquema apresentado na Fig. 2.9 aplica-se ao Retificador e ao Inversor, com exceção do ajuste de ΔI_d que é igual a zero e a $0,1 I_d$ para o Retificador e o Inversor, respectivamente.

Operação do elo de C.C. no Ponto "A" (ver Fig. 1.9) significa que o Retificador controla a corrente I_d e o Inversor controla a tensão (V_d^I) do elo.

Analisando agora a operação do Inversor conforme Fig. 2.9 verifica-se que o erro de corrente ΔI_d aparece como um sinal positivo de alta intensidade no terminal do amplificador A. Esse sinal resulta numa saída positiva $V\alpha$ que eventualmente, dada sua constância, satura o Amplificador de α . Antes, porém, esse sinal obrigou o ângulo α^I a se deslocar para próximo de 180° numa tentativa de aumentar V_d^I e reduzir I_d . Com α^I próximo a 180° o Inversor está dentro da região de controle de γ . Assim, o erro de γ em relação a γ_0 torna-se pequeno permitindo ao Amplificador de γ sair de saturação e assumir o controle de γ .

Se agora ocorrer uma queda de tensão no Retificador, I_d tende a reduzir. Quando $I_d = I_{ds}^I - \Delta I_d$, o sinal de erro do Amplificador de α no Inversor se torna próximo de zero, tirando-o de saturação e pas

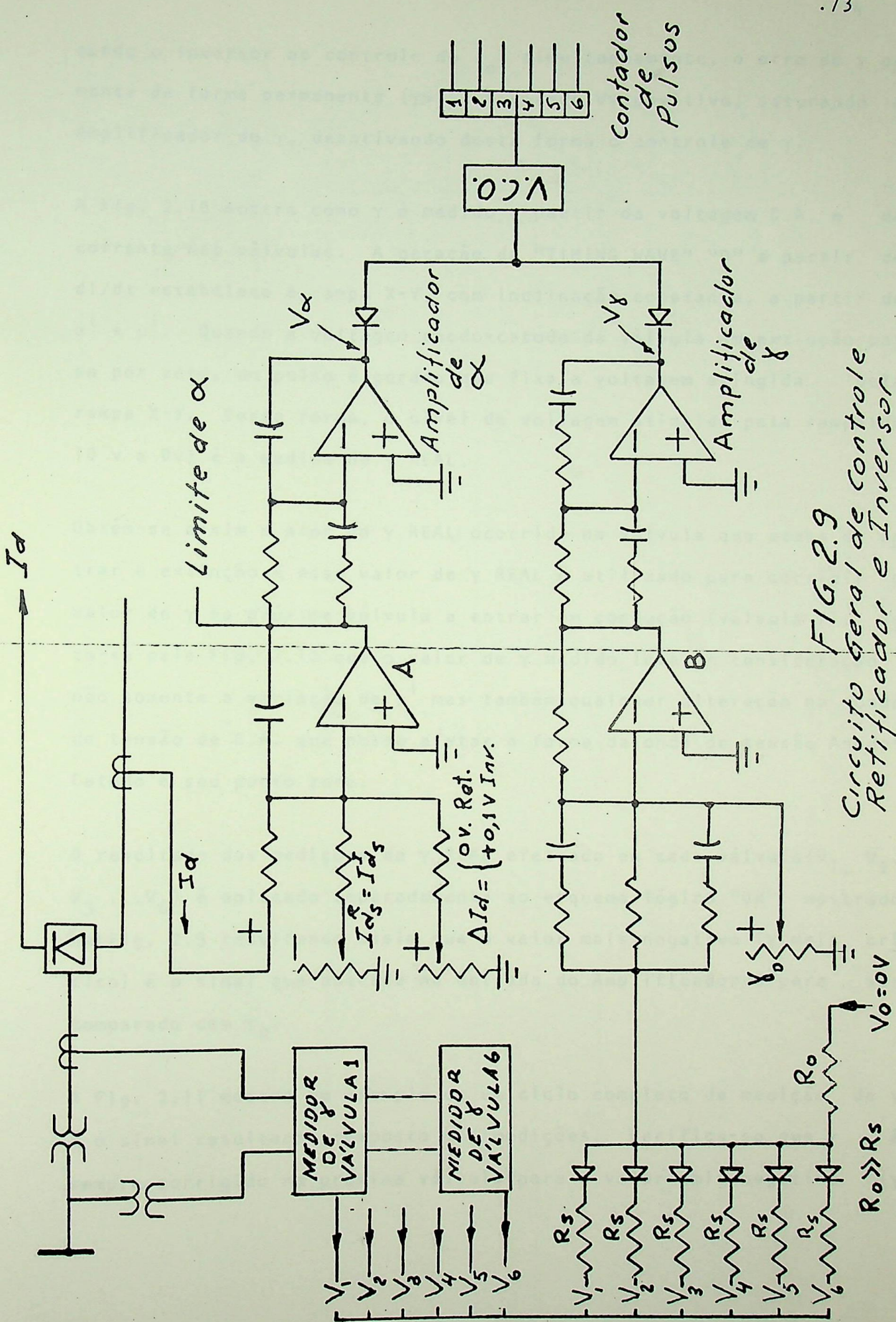


FIG. 2.9
 Circuito Geral de Controle
 Retificador e Inversor

sendo o Inversor ao controle de I_d , simultaneamente, o erro de γ aumenta de forma permanente ($\gamma > \gamma_0$) tornando V_γ positivo, saturando o Amplificador de γ , desativando desta forma o controle de γ .

A Fig. 2.10 mostra como γ é medido a partir da voltagem C.A. e da corrente nas válvulas. A geração da "TIMING WAVE" "D" a partir de di/dt estabelece a rampa X-Y, com inclinação constante, a partir de $\alpha^1 + \mu^1$. Quando a voltagem anodo-catodo da válvula em extinção passa por zero, um pulso é gerado que fixa a voltagem atingida pela rampa X-Y. Desta forma, o nível de voltagem atingido pela rampa (de 10 v a 0v) é a medida de γ REAL.

Obtêm-se assim o valor da γ REAL ocorrido na válvula que acaba de entrar e extinção e esse valor de γ REAL é utilizado para corrigir o valor de γ na próxima válvula a entrar em condução (válvula 2). Nota-se pela Fig. 2.10 que o valor de γ medido leva em consideração não somente a variação de μ^1 mas também qualquer alteração na onda de tensão de C.A. que possa afetar a forma da onda de tensão Anodo-Catodo e seu ponto zero.

O resultado das medições de γ REAL efetuada em cada válvula ($V_1, V_2, V_3 \dots V_6$) é aplicado separadamente ao esquema lógico "OR" mostrado na Fig. 2.9 resultando assim que o valor mais negativo (γ mais crítico) é o sinal que aparece na entrada do Amplificador B para ser comparado com γ_0 .

A Fig. 2.11 mostra um exemplo de um ciclo completo de medição de γ e o sinal resultante composto das medições. Verifica-se que γ é sempre corrigido na próxima válvula para o valor mais negativo (γ

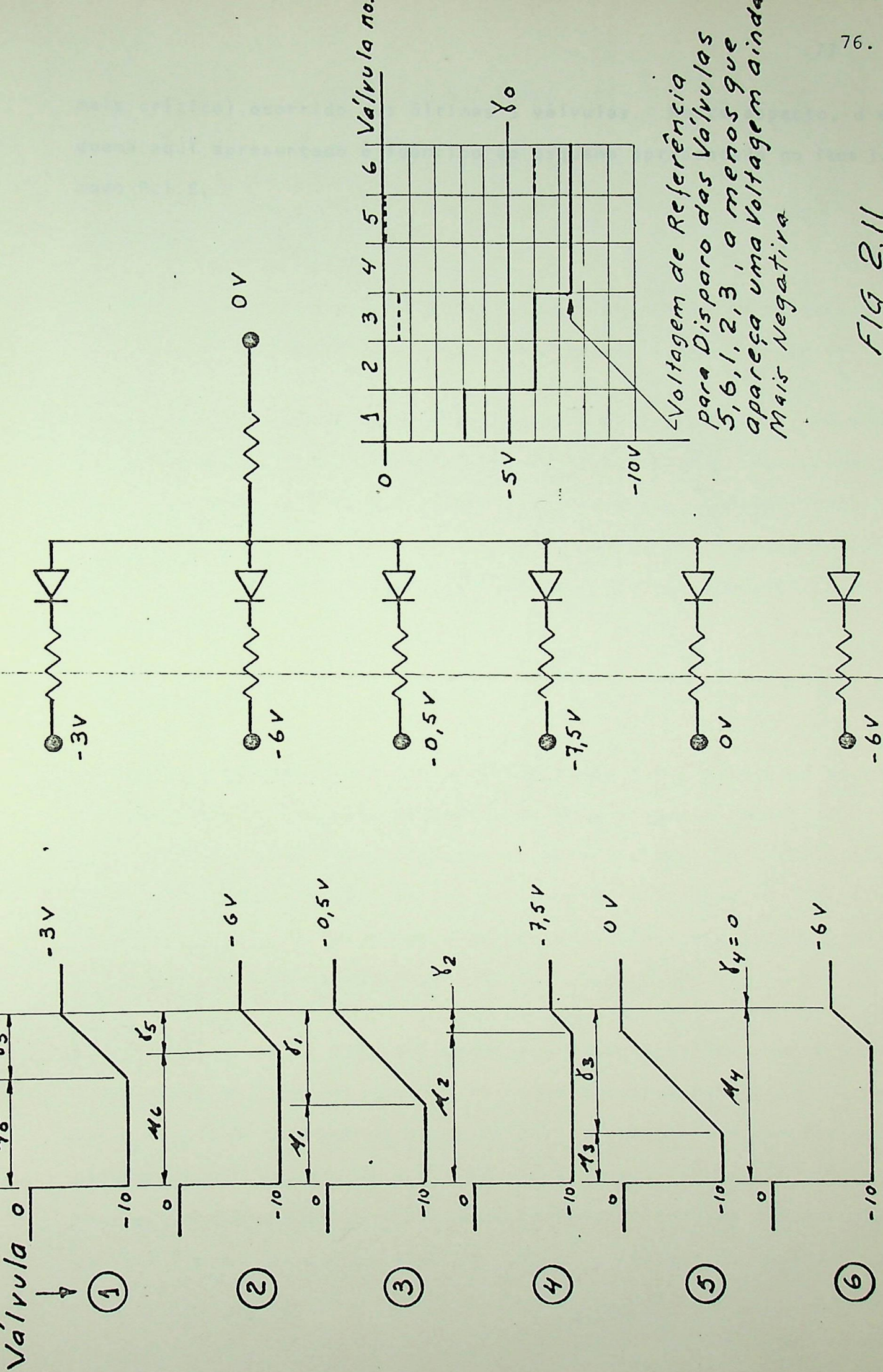


FIG 2.11

mais crítico) ocorrido nas últimas 5 válvulas. Neste aspecto, o esquema aqui apresentado é idêntico ao esquema apresentado no item 3.2 modo P.I.E.

C A P Í T U L O I I II N S T A B I L I D A D E H A R M Ô N I C AOBJETIVO

Descrever o processo de geração de harmônicos não característicos em elos de C.C. e as condições que levam à instabilidade harmônica.

Ante à complexidade da análise do processo de instabilidade harmônica, dada as múltiplas interações possíveis entre todos os elementos que constituem o elo de C.C., este capítulo sugere modelos simplificados para as várias partes do elo de forma a viabilizar a análise do problema. O capítulo apresenta especificamente o modelo adotado neste trabalho.

1 - I N T R O D U Ç Ã O

Em regime permanente, uma ponte trifásica de 6 pulsos produz em seu terminal de C.C. uma onda de tensão de seis segmentos idênticos da qual resultam harmônicos, chamados característicos, de ordem $6K$ ($K=1, 2, \dots, n$). Estes harmônicos são devidamente filtrados no terminal da linha de C.C. de forma que a corrente contínua resultante é praticamente livre de harmônicos.

Entretanto, o elo de C.C. é inerentemente uma fonte de outros harmônicos, chamados não característicos, que são produzidos toda vez que existe qualquer assimetria entre os seis segmentos que constituem a onda de tensão do lado de C.C. As causas dessa assimetria são várias e têm sua origem no sistema de corrente alternada (elementos passivos e fontes ativas), no lado de C.C. e no sistema de controle que

regula o disparo das válvulas dos conversores.

Por outro lado, ao produzir harmônicos de tensão do lado de C.C., o conversor também produz correntes do lado de C.A. cujas frequências são as frequências laterais dos harmônicos que aparecem do lado de C.C. Assim, para os harmônicos característicos de tensão do lado de C.C. aparecem harmônicos característicos de corrente do lado de corrente alternada de ordem $6K \pm 1$. Em regime permanente esses harmônicos de corrente são devidamente filtrados no barramento de C.A. que alimenta o conversor e seus efeitos no sistema de C.A. praticamente eliminados. Não somente para os harmônicos característicos, o aparecimento de qualquer harmônico de frequência de ordem K (tensão ou corrente) no lado de C.A. gera harmônicos de frequência de ordem $K \pm 1$ no lado de C.C. e vice-versa.

Dada a relativa imprevisibilidade do aparecimento de harmônicos não característicos e a impraticabilidade de se providenciar filtragem adequada para os mesmos, eles podem permanecer no sistema de C.A. e no elo de C.C. enquanto a causa da assimetria da onda de voltagem de C.C. existir.

Inúmeros casos ocorrem em que os harmônicos não característicos interagem com os elementos dos sistemas de C.A. e de C.C. e com o sistema de controle do elo, resultando na amplificação desses harmônicos e na geração de outros harmônicos, mesmo após a eliminação da causa que os deu origem. Nestes casos, as sobretensões causadas no sistema C.A. e C.C. e a assimetria da onda de tensão pode ser de tal ordem que resulta na inoperância do elo. Tal ocorrência é conhecida como Instabilidade Harmônica.

2. Origens dos Harmônicos Não Característicos

Os harmônicos não característicos aparecem toda vez que ocorre assimetria na onda de tensão no terminal de C.C. do conversor. A ocorrência dessa assimetria resulta de:

- a. Desigualdade entre os ângulos de disparo de cada uma das válvulas da ponte trifásica.
- b. Desigualdade entre os ângulos de comutação entre válvulas.
- c. Desequilíbrio ou distorções harmônicas nas ondas de tensão de C.A.

Ao mesmo tempo em que cada uma dessas variações pode ocorrer independentemente, elas, em geral, ocorrem simultaneamente e, além disso, são interdependentes. Por exemplo, um desequilíbrio de tensão C.A. ~~provoca diferenças em ângulos de disparo α que por sua vez faz~~ variar o ângulo de comutação μ ($\mu = f(\alpha)$)

2.2 Causas de Assimetria

a. Originárias do lado de C.A.

a1. Tensão desequilibrada - Contribui para assimetria dos itens a, b e c. Assim, a existência de tensão de sequência negativa (equivalente ao 2º harmônico) provoca tensão fundamental e 3º harmônico do lado de C.C.

a2. Tensão contendo harmônicos - Produz os mesmos resultados que o item anterior, mas gera harmônicos de ordem $K \pm 1$, onde "K" é a ordem do harmônico na tensão C.A.

a3. Impedância desequilibrada - Afeta o ângulo μ mas também, por produzir tensão desequilibrada, conduz aos mesmos resultados que os do item a₁.

a4. Variação da frequência fundamental - Altera o ângulo α e por consequência o ângulo μ . As partes senoidais da onda de tensão são, também, desiguais. Na prática, como variações de frequência ocorrem à uma razão bem menor comparada com um período da fundamental, esse efeito é desprezível.

b. Originárias do lado de C.C.

Variações de C.C. (I_d) - Afeta o ângulo de disparo α (através do controle de I_d) e o ângulo de comutação μ .

~~c. Originárias do Sistema de Controle~~

Salvo mau funcionamento do sistema de controle, existem harmônicos causados por erros no disparo de α ($\pm 0,1^\circ$) que são inerentes em qualquer dos métodos de controle.

Embora a produção de harmônicos não característicos possa ter sua origem em uma das causas acima, existe sempre a interação SISTEMA DE C.A. - LINHA DE C.C. - SISTEMA DE CONTROLE - RETIFICADOR/INVERSOR que faz com que todas as causas apontadas acima atuem de maneira a propagar a causa original.

Como se vê, a geração de harmônicos não característicos envolve toda a instalação, desde o sistema de C.A. até o sistema de controle e, como já foi dito, em condições favoráveis da instalação esses harmônicos tendem a desaparecer logo que desapareça a causa que lhes deu origem.

Por outro lado, se os parâmetros do sistema de C.A. ou da linha de C.C. apresentarem resposta desfavorável a um ou mais desses harmônicos, fica então estabelecido um processo de amplificação dos mesmos, levando à Instabilidade Harmônica.

3. Condições que Predispõem o elo de C.C. à Instabilidade Harmônica

- a. Baixa Relação de Curto Circuito (RCC) do sistema de corrente alternada ligada ao conversor.
- b. Parâmetros da linha de C.C. que apresentem ressonância com harmônicos não característicos de baixa ordem.
- c. Possibilidade de saturação dos transformadores dos conversores.

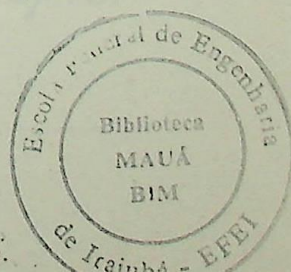
Essas condições podem ainda ser agravadas pelos seguintes fatores:

- d. Sistema de controle do elo, com realimentação positiva. São estes os controles baseados na obtenção de informação das ondas de tensão C.A. inclusive o método Preditivo de Controle do Inversor.
- e. Existência de condições de ressonância para harmônicos de baixa ordem resultantes de alta impedância do sistema de C.A.

4. Análise da Instabilidade Harmônica - Metodologia Geral

Uma análise da instabilidade harmônica somente pode ser feita se todos os elementos que constituem o elo de C.C. são considerados em conjunto, uma vez que a interação entre esses elementos contribui para propagação e ampliação de harmônicos não característicos.

Assim, o elo de C.C. completo, mostrado na Fig. 3.1 deve incorporar os seguintes elementos:



- a. Impedância que os sistemas de C.A. apresentam para ca da harmônico.
- b. Parâmetros dos filtros e equipamentos de correção de fator de potência ligadas ao barramento de C.A.
- c. Condições das tensões de C.A. incluindo desequilíbrios e conteúdos de harmônicos.
- d. Representação do transformador do conversor se este po de apresentar condição de saturação (existência de C.C. do lado de C.A.).
- e. Parâmetros da linha de corrente contínua incluindo reatores de alizamento e filtros.
- f. Representação do sistema de controle do elo.
- g. Ação do conversor na outra extremidade do elo às variações de corrente contínua.

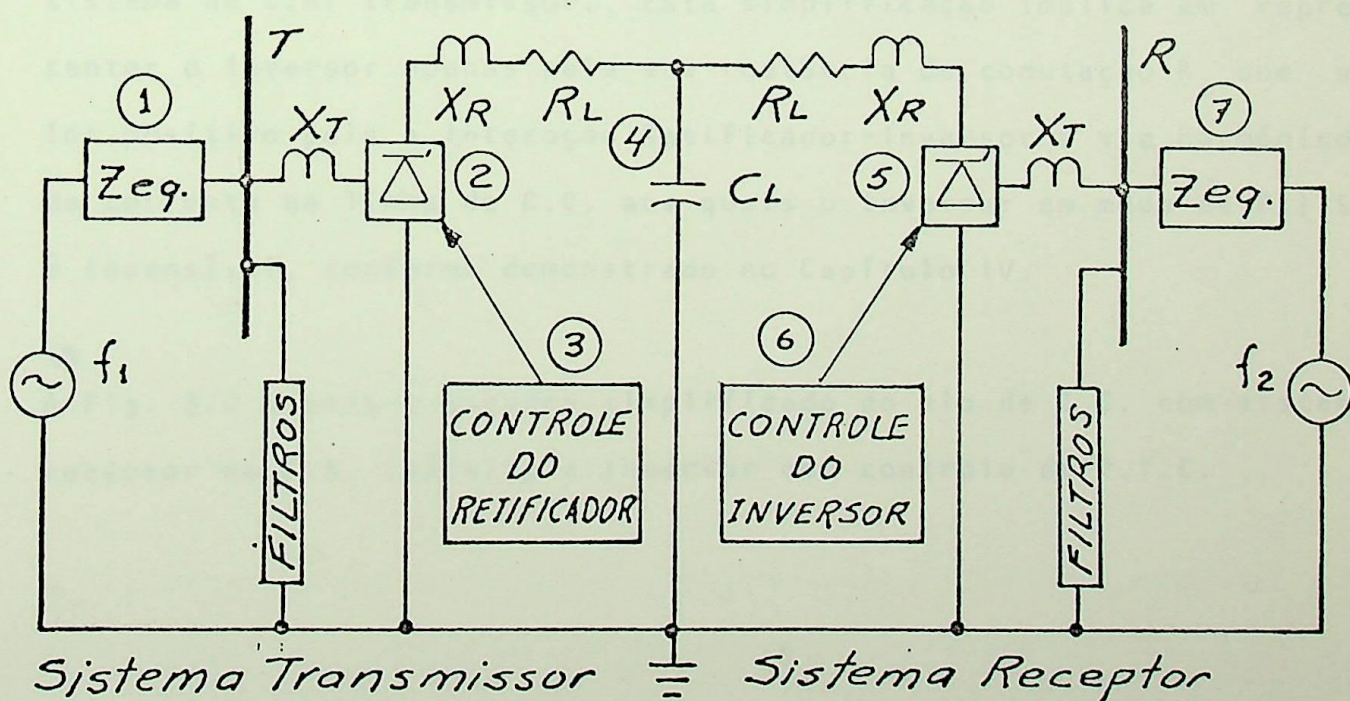


FIG. 3.1

O estudo de harmônicos no elo de C.C. como um todo, considerando a interação entre todos seus elementos (sete na Fig. 3.1) e especialmente a ação simultânea do Retificador e o Inversor na geração e amplificação de harmônicos apresenta uma grande complexidade, de difícil tratamento analítico. Essa dificuldade tem sido contornada pelo tratamento de partes circunscritas do elo, supondo que as partes não inscritas mantêm suas ondas de tensão inalteradas e, portanto, não contribuem ao processo interativo.

A simplificação básica que deve ser feita é isolar a interação dos sistemas de C.A. transmissor e receptor, admitindo que as frequências dos dois sistemas são iguais e que pelo menos um deles pode ser considerado como um sistema infinito.

Assim, admitindo-se um sistema receptor de C.A. infinito e considerando que o Inversor pode na prática operar com controle de P.I.E., pode-se proceder à análise dos harmônicos do lado do Retificador e sistema de C.A. transmissor. Esta simplificação implica em representar o Inversor apenas pela sua reatância de comutação R_c com valor positivo pois a interação Retificador-Inversor é via harmônicos de corrente na linha de C.C. aos quais o Inversor em modo de P.I.E. é insensível, conforme demonstrado no Capítulo IV.

A Fig. 3.2 mostra o esquema simplificado do elo de C.C. com sistema receptor de C.A. infinito e Inversor com controle de P.I.E.

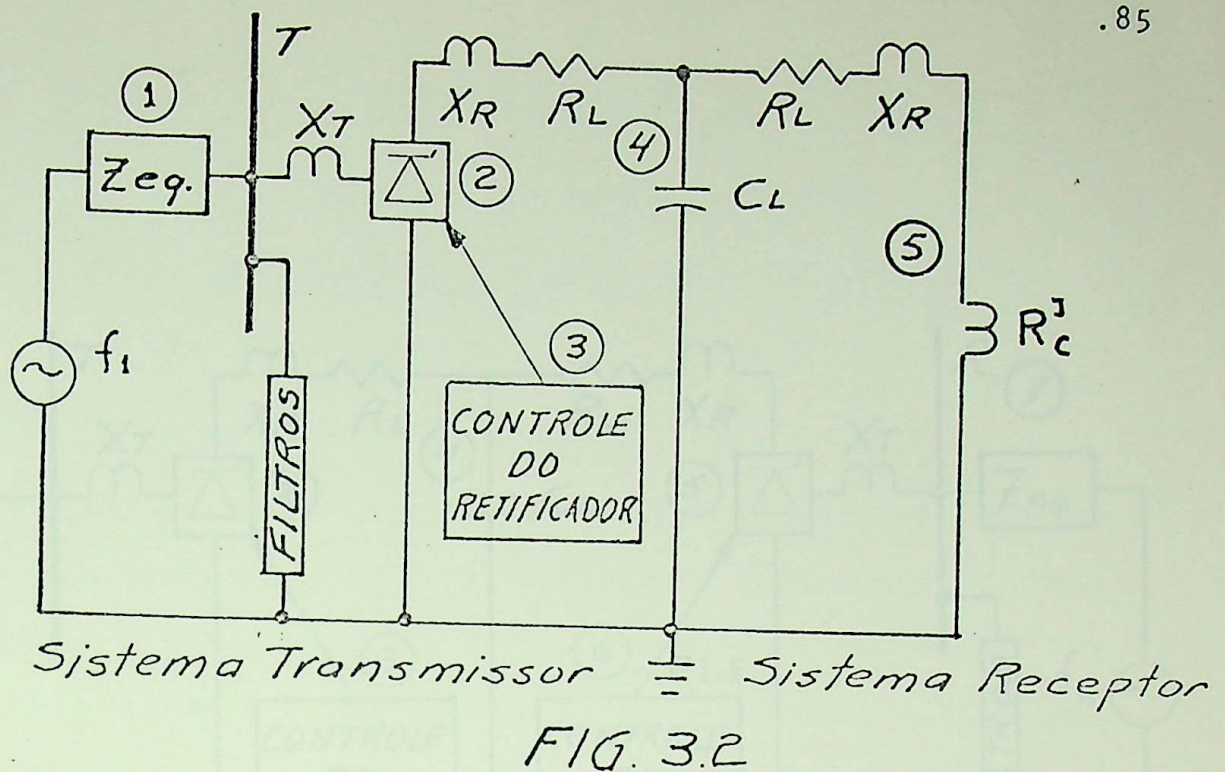


FIG. 3.2

A análise harmônica do esquema da Fig. 3.2 foi apresentada em detalhe em (11) e (12) por R. Iacimini e J.C.Oliveira.

Como já foi mencionado, o controle de P.I.E. no Inversor o torna insensível às variações harmônicas de corrente na linha de C.C. Este fato evita a interação entre Retificador e Inversor e permite a simplificação da Fig. 3.2. Entretanto, o elo visto do lado do Inversor, com sistema receptor de C.A. finito, não se presta a tal simplificação pois o controle do Retificador sempre reage às variações de corrente na linha de C.C. e portanto mantém a interação Retificador-Inversor.

Neste caso, a análise harmônica seria bem mais complexa pois a parte do elo a ser analisada se resumiria no mínimo ao da Fig. 3.3

O Retificador não poderia ter sua ação simplificadora como no caso do Inversor, o que levaria a uma análise simultânea de ambos os conversores com a resultante interação dos dois extremos do elo de C.C.

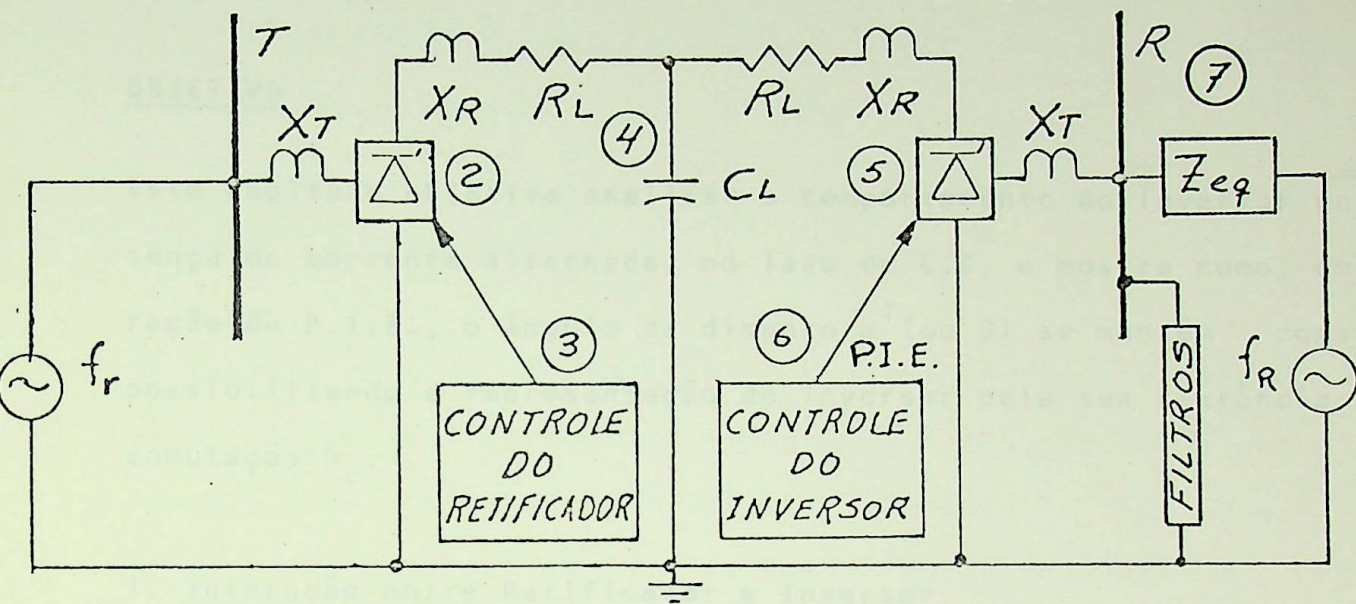


FIG. 3.3

Tal análise, por sua complexidade, deve ser objeto de estudo posterior, além do objetivo deste trabalho.

Este trabalho analisa a instabilidade harmônica do lado da corrente contínua, investigando a interação do Retificador, seu controle e a linha de corrente contínua. O modelo utilizado na análise é o da Fig. 3.2 simplificado para o caso em que o sistema transmissor é infinito. Este modelo é equivalente ao modelo mostrado na

uma vez que o controle de P.I.E. no Inversor o torna insensível às variações senoidais de corrente no lado de C.C. (ver Capítulo IV).

C A P Í T U L O I VAÇÃO DO INVERSOR NA PRESENÇADE CORRENTE ALTERNADA NA LINHA DE C.A.OBJETIVO

Este capítulo objetiva analisar o comportamento do Inversor na presença de corrente alternada, no lado de C.C. e mostra como, em operação de P.l.E., o ângulo de disparo α^1 (ou β) se mantém constante possibilitando a representação do Inversor pela sua reatância de comutação R_c .

1. Interação entre Retificador e Inversor

A interação que existe entre os lados de C.A. e C.C. de um conversor, conforme mencionado no Capítulo III, permite que um harmônico não característico do lado de C.A. do Retificador introduza harmônicos no lado de C.C. que, pelo mesmo processo de interação entre os lados de C.C. e de C.A. do Inversor, resulte em harmônicos não-característicos do lado de C.A. do Inversor.

A interação harmônica entre os sistemas transmissor e receptor de C.A. ligados aos conversores se faz mediante harmônicos de corrente que são introduzidas na linha de C.C. Um distúrbio harmônico ou um desequilíbrio de tensão do lado de C.A. transmissor se introduz na linha de C.C. que vai interagir com o Inversor no outro extremo do elo. A propagação desses harmônicos, através do Inversor, ao siste

ma de C.A. receptor resulta das seguintes causas:

- a. Variação do ângulo de disparo α^I no sentido de manter γ o mais próximo possível de seu valor de referência (γ MIN)
- b. Variação do ângulo de comutação μ^I com a variação da corrente na linha.
- c. Penetração dos harmônicos de corrente no sistema de C.A. receptor na operação das válvulas.

As causas "a" e "b" influenciam a simetria da onda de tensão no terminal de C.C. do Inversor no aspecto de desigualdade de ângulos de disparo e comutação de cada válvula. A causa "c" influencia a forma da parte senoidal da onda se houver queda de tensão no sistema de C.A. produzido por esses harmônicos. Como, porém, essas três causas ocorrem simultaneamente, todas elas se interagem, injetando harmônicos de corrente no sistema de C.A. receptor que resultam em quedas de tensão de magnitudes proporcionais às impedâncias oferecidas pelo sistema de C.A. a cada harmônico.

O sentido oposto de propagação de harmônicos, isto é, sistema receptor para o sistema transmissor se processa da mesma forma. Neste caso, porém, a variação de α^R é feita no sentido de manter constante a corrente I_d da linha de C.C.

Este capítulo procura demonstrar como, no caso de Inversor operando com controle de P.I.E. para controle de γ , a causa descrita em "a" é eliminada pois α^I se mantém constante.

Sendo α^I constante, e admitindo que as variações senoidais de corrente na linha de C.C. não são suficientes para provocar grandes va

riações em μ^I em quedas de tensão significativas do lado de C.A., pode-se considerar o Inversor como um limite para os harmônicos originários do lado transmissor de corrente alternada. Neste caso, o Inversor aparece apenas como sua reatância de comutação R_c , com valor positivo.

Como já mencionado, o fato do Retificador controlar α^R para manter I_d constante, implica em variações constantes desse ângulo quando da existência de correntes senoidais do lado de C.C. As variações de α^R na realidade ocorrem para a frequência fundamental e harmônicos de baixa ordem. Assim sendo, não há possibilidade de se reduzir o Retificador a um modelo simplificado e a propagação de harmônicos do sistema receptor para o sistema transmissor não encontra um limite no Retificador.

2. Operação do Controle P.I.E. com Distorção de Corrente

A Fig. 4.1 mostra graficamente a ação do controle de γ quando uma onda fundamental de corrente é sobreposta na corrente da linha de C.C. O controle de γ age para compensar mudanças em γ causadas por mudanças no ângulo de comutação μ^I .

A título de simplificação considera-se que:

- a. valores normais de μ^I e γ para valor nominal da corrente da linha C.C. são 25° e 15° respectivamente.
- b. há uma variação de $\pm 3^\circ$ em μ^I quando a corrente varia de $\pm 3\%$.
- c. dada a pequena variação em α^I, μ^I foi considerado independente de α^I .

Conforme mostra a Fig. 4.1 o método da P.I.E. para controle do Inversor controla o ângulo de disparo a partir do menor valor de γ medido, i.e., somente o erro de sinal mais negativo determina o ângulo de disparo α^1 . Este sinal (vontagem) permanece fixo durante os seis consecutivos intervalos de disparo a menos que um novo sinal de erro igual ou mais negativo apareça antes que o intervalo termine. Se isto acontecer, o novo sinal de erro permanece fixo pelos próximos seis intervalos consecutivos de disparo. O resultado no ângulo de disparo α^1 é que uma vez reduzido, em virtude de um valor γ medido, menor que γ_0 , ele somente pode outra vez ser aumentado para seu valor original depois de um período de pelo menos um ciclo da frequência fundamental.

Num sistema com baixa R.C.C. (sistema de alta impedância) o enfoque a ser dado quanto ao controle de γ é o de produzir o mínimo de variação possível no ângulo de disparo α durante o período de um ciclo de frequência fundamental. O valor de γ mínimo (γ_0) somente ocorre em uma válvula por ciclo; as demais válvulas operam com α^1 constante (γ variável). Assim a mudança em α^1 , que pode ocorrer no máximo uma vez por ciclo, representa um efeito, na voltagem terminal do Inversor, de segunda ordem.

A resposta ao controle de gama mostrado na Fig. 4.1 à uma variação senoidal da corrente C.C. em frequência fundamental aplica-se também às frequências mais altas. Acima do terceiro harmônico, entretanto, uma vez que α^1 é reduzido, ele permanece nesse valor até que o harmônico seja alterado em sua amplitude ou eliminado. A resposta do controle do segundo harmônico aparece na Fig. 4.2.

Embora a análise acima fosse feita para uma velocidade infinita do controle de gama, a situação prática do controle não altera em nada a conclusão, uma vez que α^1 mudaria com menos frequência que em apenas um ciclo de fundamental. Na prática, uma variação de γ seria compensada em 3 ou 4 comutações.

Concluindo, as variações senoidais de corrente na linha de C.C. afetam a voltagem terminal do Inversor somente em virtude das variações do ângulo de comutação μ^1 . Como resultado, o Inversor apresenta à essas variações uma resistência positiva igual a $(3\omega L)/\pi$ e não uma resistência negativa que ocorreria com γ constante.

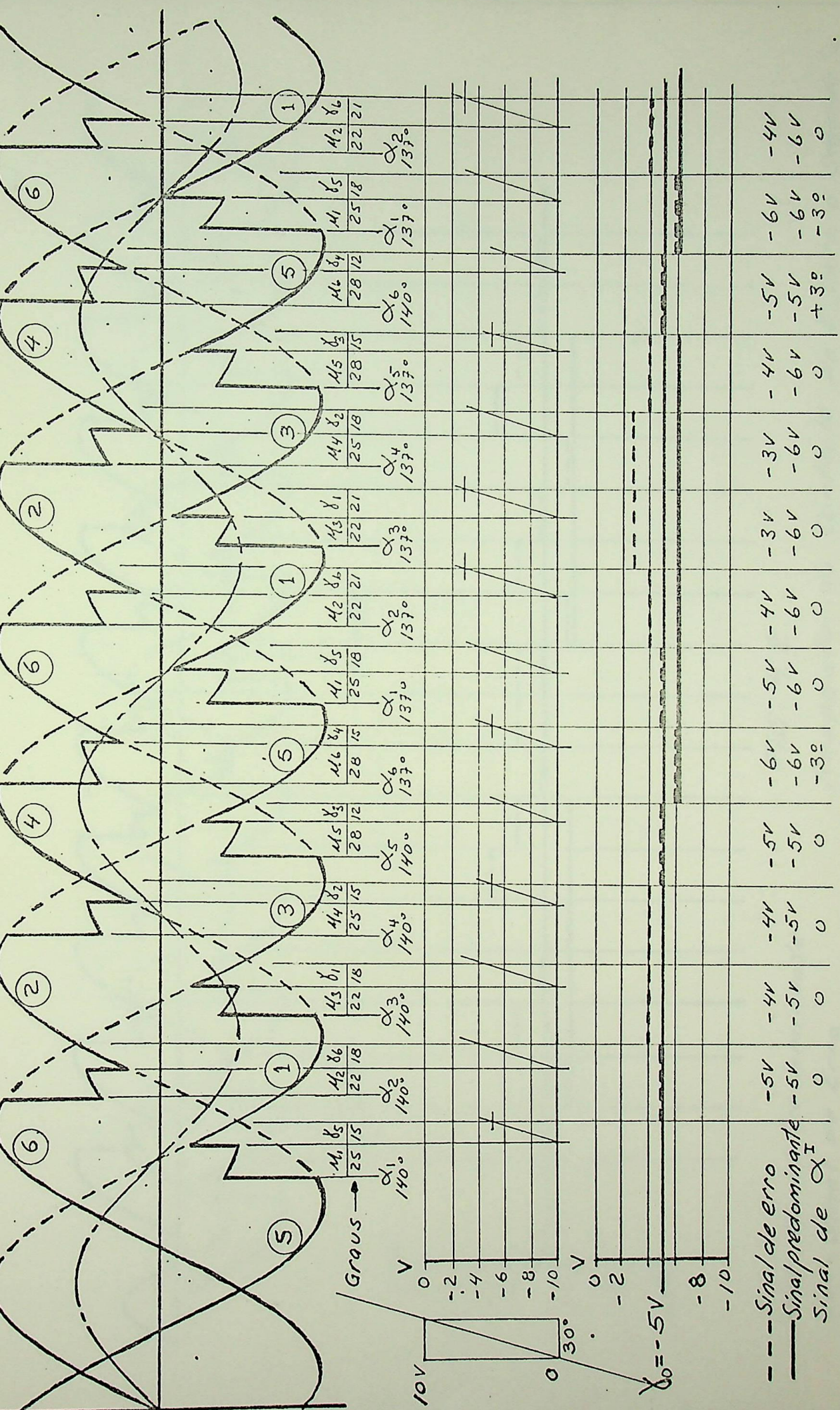


FIG 4.1
Resposta do Controle de δ para Corrente de Frequência Fundamental do Lado de C.C.

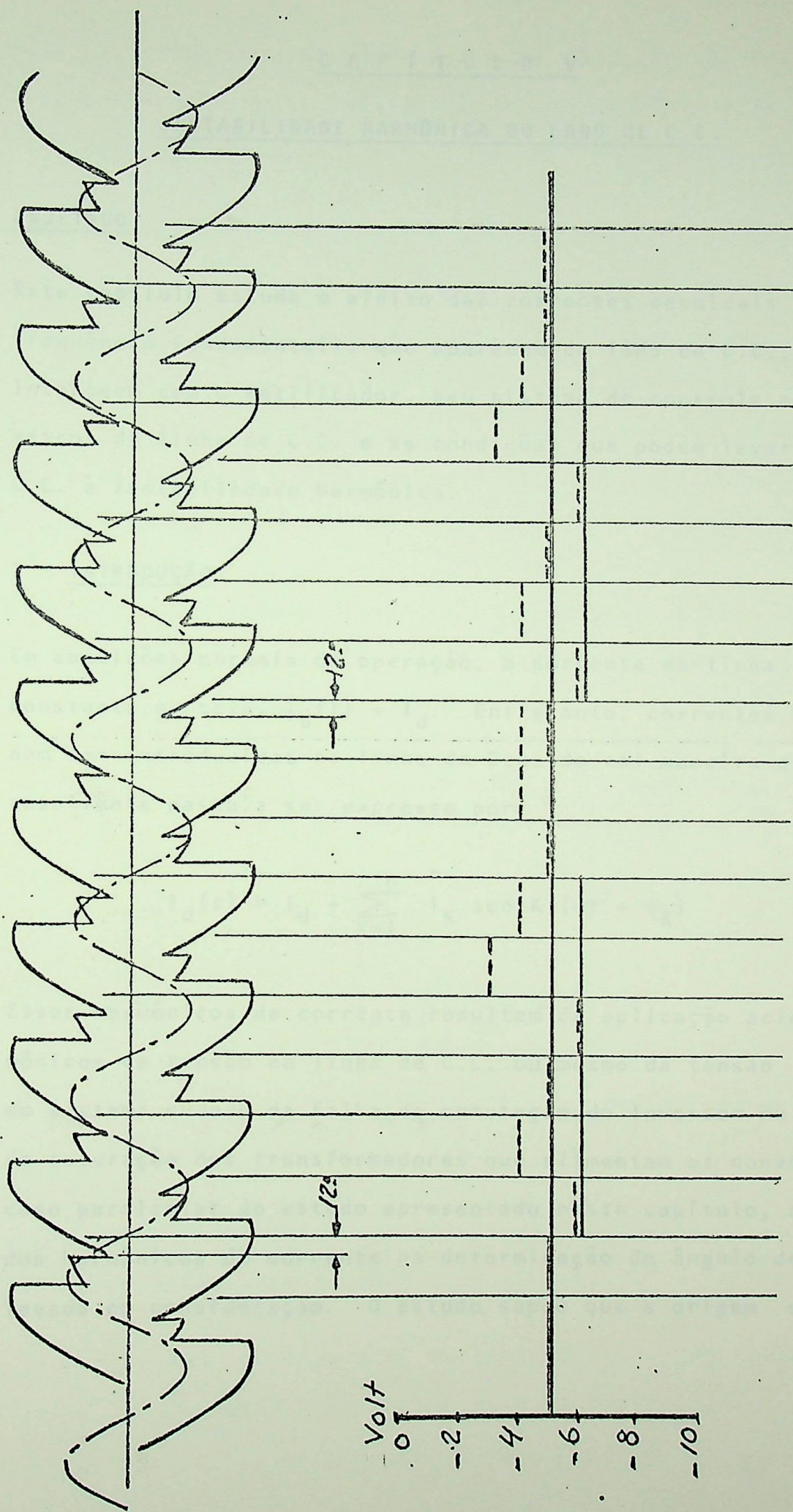


FIG. 4.2

— Sinal Predominante

--- Sinal de Erro

Resposta do Controle de δ para o Segundo Harmonico de Corrente no Lado de C.C. 93

C A P Í T U L O V

INSTABILIDADE HARMÔNICA DO LADO DE C.C.

OBJETIVO

Este capítulo estuda o efeito das correntes senoidais (múltiplos da frequência fundamental), que aparecem do lado de C.C., quando estas interagem com o Retificador, seu sistema de controle e com os parâmetros da linha de C.C. e as condições que podem levar o elo de C.C. à instabilidade harmônica.

1 - INTRODUÇÃO

Em condições normais de operação, a corrente na linha C.C. é constante ou seja, $i_d(t) = I_d$. Entretanto, correntes harmônicas podem ser introduzidas na linha de C.C. de tal maneira que a corrente resultante passa a ser expressa por:

$$i_d(t) = I_d + \sum_{K=1}^n \hat{I}_K \text{ sen } K (\omega t + \phi_K) \quad (5.1)$$

Esses harmônicos de corrente resultam da aplicação acidental de harmônicos de tensão na linha de C.C. ou mesmo da tensão fundamental do sistema quando da falha de comutação do Inversor ou resultante de saturação dos transformadores que alimentam os conversores. No caso particular do estudo apresentado neste capítulo, a influência dos harmônicos de corrente na determinação do ângulo de comutação é levada em consideração. O estudo supõe que a origem da assimetria

está na corrente da linha de C.C. que não é constante, e considera a ação do controle do Retificador e dos parâmetros da linha de C.C. para determinar as condições de Instabilidade Harmônica.

Conforme foi visto no Capítulo IV o Inversor, pela ação de seu controle de γ , tem efeito desprezível sobre os harmônicos de corrente do lado de C.C. Assim, para esses harmônicos, ele pode ser representado por sua reatância interna R_c que, comparada com a reatância total da linha de C.C. pode inclusive ser desprezada. Por isso, neste estudo, o Inversor será curto-circuitado para os harmônicos de corrente.

Considerando a ação do Inversor e as demais condições assumidas para o elo de C.C.; descritas na METODOLOGIA deste trabalho, a parte do elo circunscrita ao estudo é mostrado na Fig. 5.1

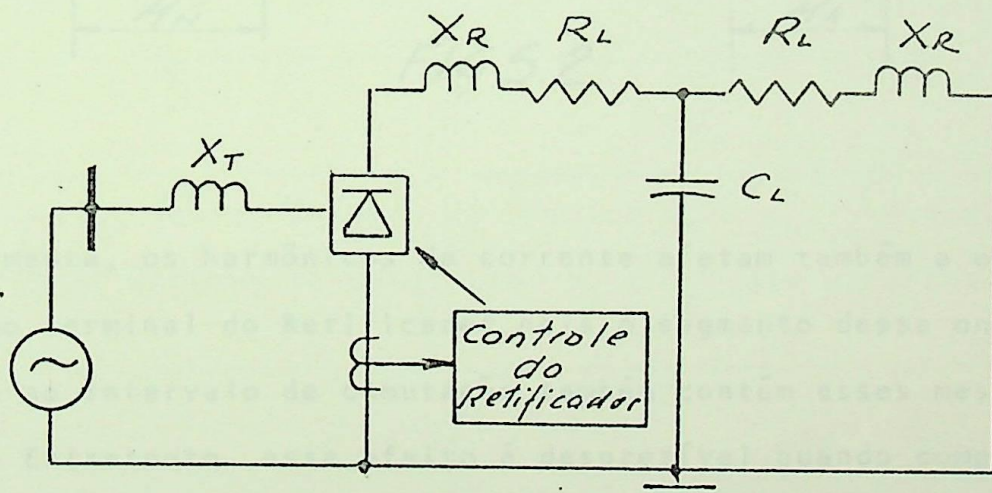


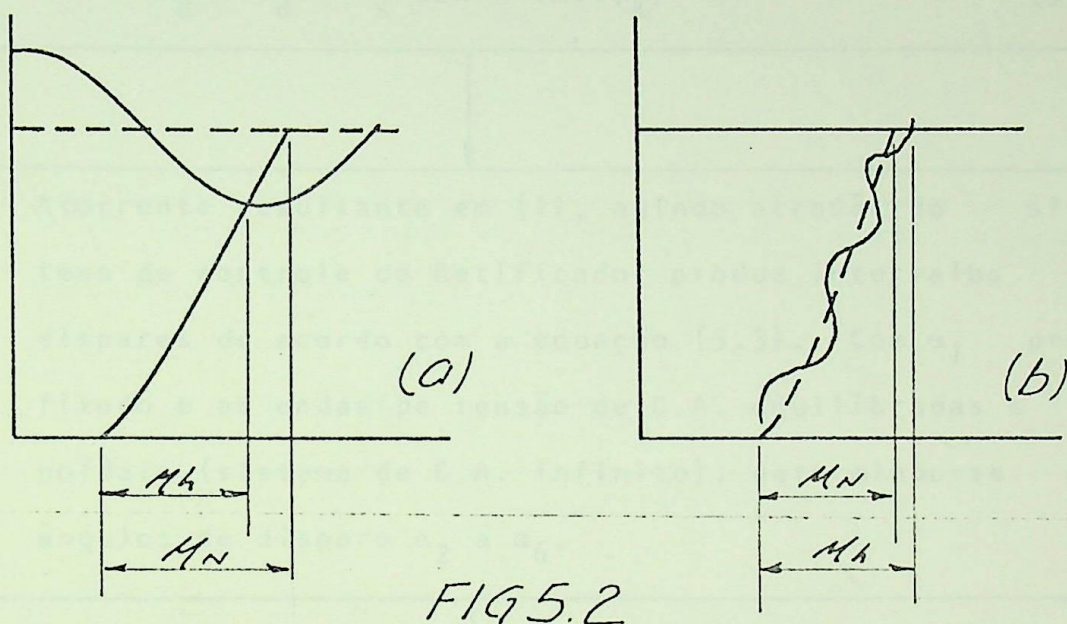
FIG.5.1

Os harmônicos de corrente na linha de C.C. afetam a operação do Retificador produzindo os seguintes efeitos:

- a - A variação de corrente afeta a magnitude do ângulo α pela ação do controle de corrente.

b - O ângulo de comutação é afetado pela variação da corrente conforme mostrado na Fig. 5.2 (a).

c - O ângulo de comutação também é afetado pelas correntes harmônicas presentes na corrente de comutação Fig. 5.2 (b).



Finalmente, os harmônicos de corrente afetam também a onda de tensão no terminal do Retificador pois o segmento dessa onda correspondente ao intervalo de comutação também contém esses mesmos harmônicos. Entretanto esse efeito é desprezível quando comparado à assimetria produzida pela variação de α e μ . Assim, neste estudo, apenas os efeitos descritos nos itens "a", "b" e "c" acima serão considerados.

Havendo desequilíbrio ou distorção harmônica nas ondas de tensão C.A. essa condição também afeta a onda de tensão C.C. Entretanto, o sistema que alimenta o Retificador é considerado infinito, o que supõe ondas de tensão equilibradas e sem harmônicos.

A análise dos harmônicos é realizada nas seguintes etapas:

Início

- (1) Introdução de uma corrente senoidal no lado de C.C. de tal forma que a corrente resultante passe a ser:

$$i_d = I_d + \hat{I}_K \text{ sen } K (\omega t + \phi_K) \quad (5.2)$$

- (2) A corrente resultante em (1), agindo através do sistema de controle do Retificador produz intervalos de disparos de acordo com a equação (5.3). Com α_1 pré-fixado e as ondas de tensão de C.A. equilibradas e senoidais (sistema de C.A. infinito), determinou-se os ângulos de disparo α_2 a α_6 .

- (3) Conhecidos os ângulos de disparo α_1 a α_6 , determinam-se os ângulos de comutação μ_1 a μ_6 pela equação (5.5)

- (4) Pelas equações (5.6) e (5.7) que representam a onda de tensão no terminal do Retificador, respectivamente durante a comutação e durante a condução e, conhecidos os ângulos α_1 a α_6 e μ_1 a μ_6 determina-se a onda de tensão no terminal do Retificador

A

A

(5) A onda de tensão, determinada em (4) e analisada por Fourier pelas equações (5.11) a (5.15) resulta nos harmônicos de tensão no terminal do Retificador.

(6) Utilizando-se a equação (5.16) determinam-se todos os harmônicos de corrente na linha C.C.

(7) A corrente resultante na linha de C.C. passa agora a ser dada pela equação (5.17):

$$i_{dH} = I_d + \sum_{R=1}^n \hat{I}_K \text{ sen } K (\omega t + \phi_K)$$

(8) A corrente da linha C.C. obtida em (7) é agora utilizada em (2) para reiniciar-se o processo iterativo.

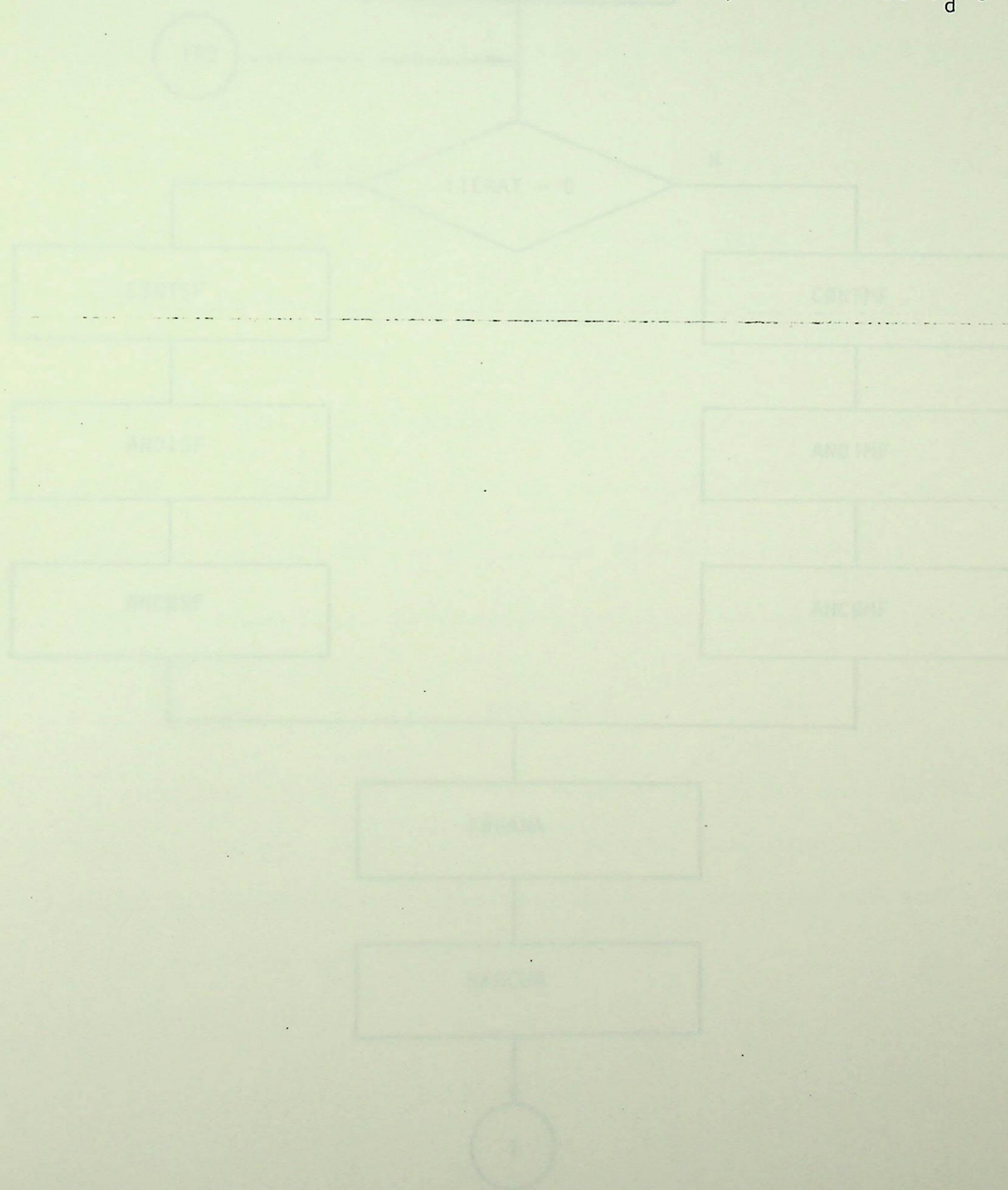
Etapa (2)

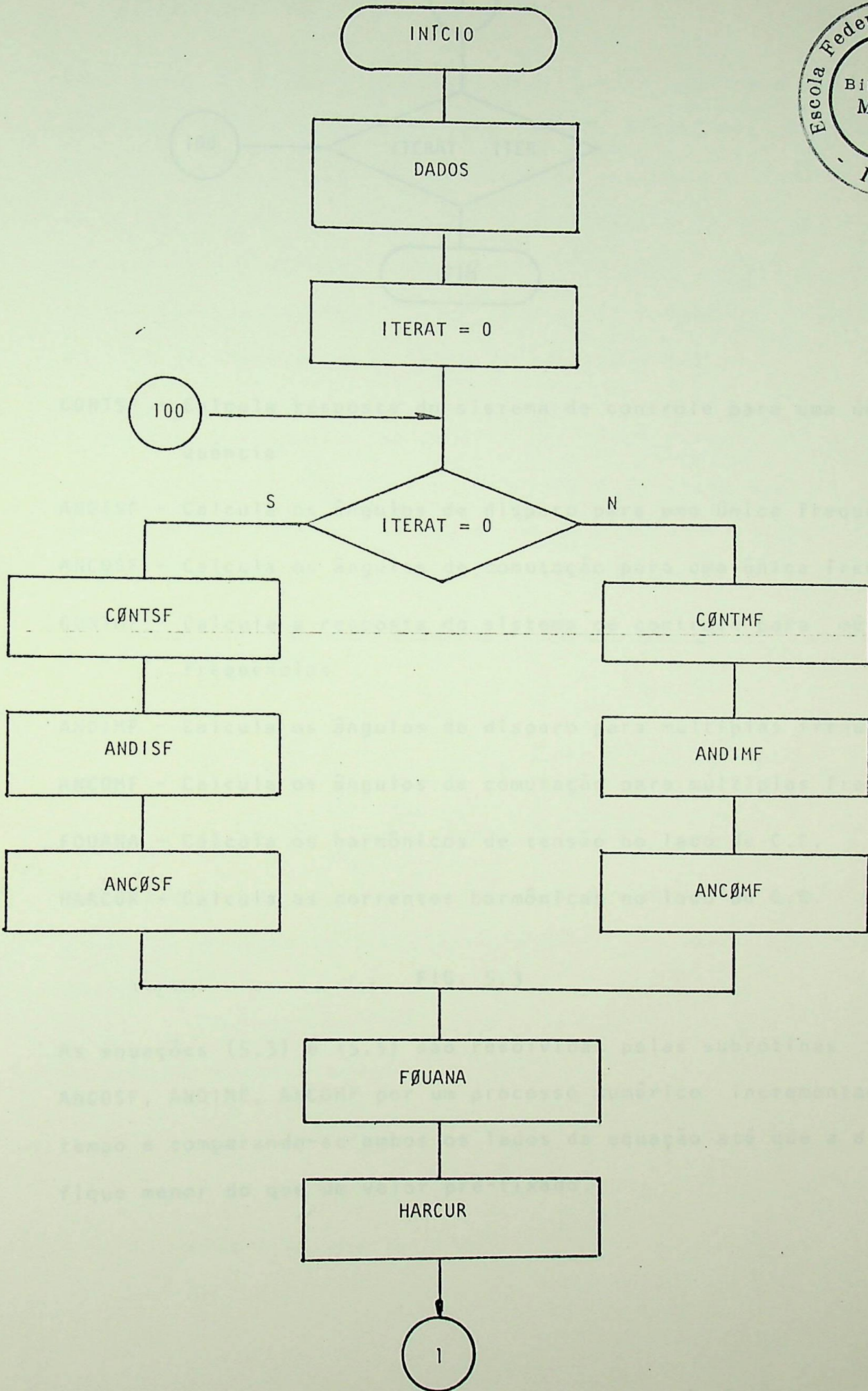
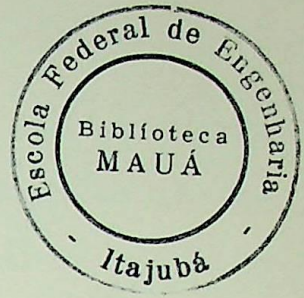
A interação acima é repetida até que se estabeleça ou não um processo de amplificação dos harmônicos na linha C.C.

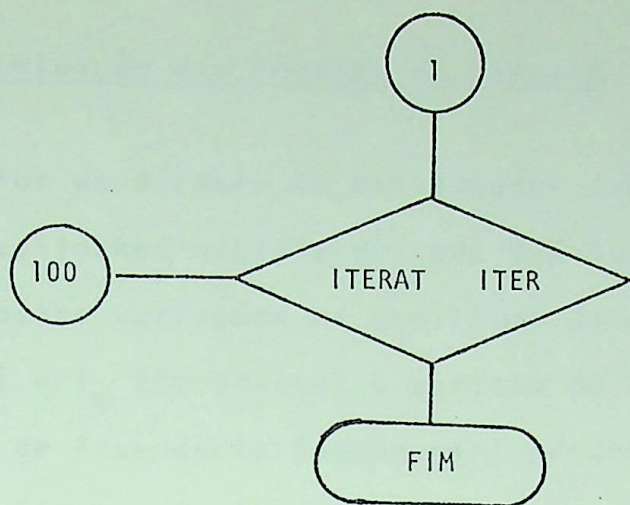
A análise dos harmônicos foi feita para vários parâmetros da linha de corrente contínua-Etapa (6) e também com o sistema de controle

do Retificador ativo e inativo - Etapa (2). Com essas escolhas, procurou-se investigar a influência dos parâmetros da linha e do sistema de controle na amplificação dos harmônicos.

A Fig. 5.3 mostra o fluxograma do programa de computador utilizado no cálculo dos harmônicos de corrente. Os dados de entrada do programa são as tensões em C.A., indutância do transformador, parâmetros do controle e da linha de C.C., o valor de I_d e de α_1 .







CONTSF - Calcula resposta do sistema de controle para uma única frequência

ANDISF - Calcula os ângulos de disparo para uma única frequência

ANCOSF - Calcula os ângulos de comutação para uma única frequência

CONTMF - Calcula a resposta do sistema de controle para múltiplas frequências

ANDIMF - Calcula os ângulos de disparo para múltiplas frequências

ANCOMF - Calcula os ângulos de comutação para múltiplas frequências

FOUANA - Calcula os harmônicos de tensão no lado de C.C.

HARCUR - Calcula as correntes harmônicas no lado de C.C.

FIG. 5.3

As equações (5.3) e (5.5) são resolvidas pelas subrotinas ANDISF, ANCOSF, ANDIME, ANCOMF por um processo numérico incrementando-se o tempo e comparando-se ambos os lados da equação até que a diferença fique menor do que um valor pré-fixado.

2. Determinação dos Ângulos de Disparo

Os ângulos de disparo do Retificador (α) são determinados pela ação do "phase-locked oscillator" que tem sua frequência de oscilação modulada pelas variações de amplitude da corrente do lado de C.C. Para $i_d(t) = i_d$ (constante) o período de oscilação é igual a 1/6 do período de frequência fundamental produzindo assim pulsos de disparo das válvulas do Retificador igualmente espaçados, resultando em ângulos de disparo iguais para as seis válvulas.

O esquema de circuito que poderia ser usado para o controle de corrente aparece na Fig. A4.1 do Apêndice AIV. Esse apêndice mostra todo o desenvolvimento da expressão utilizada na obtenção dos períodos que definem os intervalos entre disparos.

A tensão de crescimento da rampa do oscilador (v_R) é dada por:

$$v_R = \frac{V_L}{RC} t + \frac{1}{RC} \sum_{k=1}^m \frac{\hat{V}_k}{k\omega} \cos k(\omega t + \omega T T_j + \rho_k) - \frac{1}{RC} \sum_{k=1}^m \frac{\hat{V}_k}{k\omega} \cos k(\omega T T_j + \rho_k) \quad 5.3$$

No início do processo iterativo, quando apenas um harmônico está presente na linha de C.C., a expressão a ser usada não inclui o somatório.

No esquema apresentado na Fig. A4.1,

$$v_R = 6 \text{ volts}$$

$$v_L = 3 \text{ volts}$$

$$RC = 16,6 \times 10^{-4} \text{ seg.}$$

Além desses parâmetros, α_1 é conhecido, o que torna T_{T1} , início da primeira rampa, também conhecido.

O tempo da rampa T_j pode então, ser determinado achando-se o valor de "t" na expressão 5.3 de forma que ela iguale 6 volts.

Conforme a Fig. A4.3 do Apêndice IV, os tempo T_j são os intervalos entre disparos das válvulas. Esses tempos referidos à origem e aos pontos de cruzamento das voltagens V_{a-n} , V_{b-n} , V_{c-n} determinam j.

Com o objetivo de verificar a influência da ausência do controle de corrente na geração de harmônicos pelo Retificador, a função de transferência do controle, dada pela expressão A4.1, Apêndice IV, será também substituída pela expressão:

$$G(j\omega) = 1 + j_0$$

e o resultado comparado com os obtidos usando-se a função de transferência normal da expressão A4.1. Neste caso:

$$\hat{V}_K = \hat{I}_K$$

$$\rho_K = \phi_K$$

3. Determinação dos Ângulos de Comutação

A determinação dos ângulos de comutação consiste em igualar a expressão que define a corrente de comutação àquela que define a corrente na linha de C.C. e achar o valor do tempo.

O Desenvolvimento de uma expressão geral para a corrente de comutação levando em conta desequilíbrio e distorções do lado de C.A. foi objeto do trabalho mencionado na Referência (11) (12). A expressão

ali desenvolvida considera a corrente na linha de C.C. constante. Para a finalidade deste trabalho, as variações de corrente na linha devem ser levadas em conta e daí a necessidade de se modificar a expressão anterior.

A equação geral, incluindo variações do lado de C.C. parte das seguintes condições:

a - Corrente do lado de C.C. dada pela expressão:

$$I_{dH} = I_d + \sum_{K=1}^n I_K \text{ sen } K (\omega t + \phi_K)$$

b - Voltagens do lado de C.A. dadas pela expressão:

$$V_{\text{fase-neutro}} = \sum_{M=1}^n \hat{V}_M \text{ sen } M (\omega t + \phi_M)$$

$$V_{Ma} \neq V_{Mb} \neq V_{Mc}$$

c - Impedâncias do lado de A.C.

$$R_i \neq R_j$$

$$L_i \neq L_j$$

A equação generalizada da corrente de comutação da válvula "j" desenvolvida no APÊNDICE AI, é a seguinte:

$$i_j = \frac{R_i I_d}{R_{ij}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{ij}}} \right) + \quad (5.4)$$

$$+ \sum_{M=1}^n \frac{1}{L_{ij}} \left[\frac{M \omega A_{Mj} - \left(\frac{B_{Mj}}{T_{ij}} \right)}{M^2 \omega^2 + 1/T_{ij}^2} e^{-\frac{t}{T_{ij}}} + \frac{\sqrt{A_{Mj}^2 + B_{Mj}^2} \text{ sen } (M \omega t + \beta_{Mj})}{\sqrt{M^2 \omega^2 + 1/T_{ij}^2}} \right]$$

$$+ \sum_{K=1}^n \frac{R_i H_k}{L_{ij}} \left[\frac{C_k - 1/T_{ij}}{K^2 \omega^2 + 1/T_{ij}^2} e^{-\frac{t}{T_{ij}}} + \frac{T_{ij}}{K \omega} \frac{\sqrt{C_k^2 + K^2 \omega^2} \text{ sen } (K \omega t + \beta_{Kj})}{\sqrt{1 + K^2 \omega^2 T_{ij}^2}} \right]$$

$$+ \sum_{K=1}^n \frac{L_i N_k}{L_{ij}} \left[\frac{T_{ik} - 1/T_{ij}}{K^2 \omega^2 + 1/T_{ij}^2} e^{-\frac{t}{T_{ij}}} + \frac{T_{ij}}{K \omega} \frac{\sqrt{T_{ik}^2 + K^2 \omega^2} \text{ sen } (K \omega t + \beta_{Kj})}{\sqrt{1 + K^2 \omega^2 T_{ij}^2}} \right]$$

onde:

$$\beta_{mj} = \tan^{-1} \frac{B_m - M_w A_m T_{ij}}{A_m + M_w B_m T_{ij}}$$

$$\beta_{kj} = \tan^{-1} \frac{k_w (1 - c_k T_{ij})}{c_k + k^2 w^2 T_{ij}}$$

$$\beta_{kj} = \tan^{-1} \frac{k_w (1 - T_k T_{ij})}{T_k + k^2 w^2 T_{ij}}$$

$$R_{ij} = R_i + R_j$$

$$L_{ij} = L_i + L_j$$

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

$$A_{mj} = \hat{V}_{jm} \cos m (\psi_{jm} + \theta_j) - \hat{V}_{im} \cos (\psi_{im} + \theta_j)$$

$$B_{mj} = \hat{V}_{jm} \sin (\psi_{jm} + \theta_j) - \hat{V}_{im} \sin (\psi_{im} + \theta_j)$$

$$A_{mj} > 0 \quad \text{e} \quad B_{mj} > 0 \quad \text{para } j \text{ par}$$

$$A_{mj} < 0 \quad \text{e} \quad B_{mj} < 0 \quad \text{para } j \text{ impar}$$

$$H_k = \hat{I}_k \sin k (\phi_k + \theta_j)$$

$$N_k = k_w \hat{I}_k \cos k (\phi_k + \theta_j)$$

$$C_k = k_w \operatorname{ctg} k (\phi_k + \theta_j)$$

$$T_k = -k_w \tan k (\phi_k + \theta_j)$$

A equação acima, que se aplica ao modelo da Fig. 3.2, pg. 85, representa a corrente de comutação para qualquer condição de harmônico que possa existir nos lados C.A. e/ou C.C. e para qualquer situação de desequilíbrio de voltagem e/ou impedância do lado de A.C. O caso em estudo, entretanto, pressupõe um barramento infinito alimentando o Retificador. Neste caso valem as seguintes condições:

$$R_i = R_j = 0$$

$$L_i = L_j = L$$

$$M = 1$$

$$\hat{V}_{1j} = \hat{V}_{1i} = \hat{V}$$

$$v_{ij} = \hat{V} \sin(\omega t + \psi_j)$$

$$v_{li} = \hat{V} \sin(\omega t + \psi_i)$$

$$\psi_j = (j-1) \times 120^\circ$$

$$\psi_i = \psi_j + 120^\circ$$

$$\theta_j = \alpha_j + 30^\circ (2j-1)$$

Introduzindo-se estas condições na equação (5.4) a corrente de comutação da válvula "j" resulta:

$$i_j = \frac{\sqrt{3} \hat{V}}{2\omega L} \left[\cos \alpha_j - \cos(\omega t + \alpha_j) \right] + \quad (5.5)$$

$$+ \sum_{k=1}^n \frac{\hat{I}_k}{2} \left[\sin k(\omega t + \phi_k + \theta_j) - \sin k(\phi_k + \theta_j) \right]$$

Nesta equação $t=0$ aplica-se ao início da condução da válvula "j".

Igualando-se as expressões (5.5) e (5.17), isto é, quando

$$i_j = i_{dH} = I_d + \sum_{K=1}^M \hat{I}_K \sin K(\omega t + \phi_K)$$

e resolvendo-se a equação resultante para "t", determina-se o tempo e portanto o ângulo de comutação " μ_j ".

Nota-se pela expressão (5.5) que a corrente de comutação contém do dos os harmônicos existente na linha de C.C. o que é esperado.

4. Voltagem no Terminal do Retificador

Uma vez definidos os ângulos de disparo (α_j) e de comutação (μ_j) e conhecidas as ondas de tensão de C.A. e as correntes de comutação "ij" pode-se determinar as ondas de tensão nos terminais do Retificador e então, por Fourier, determinar todos os componentes harmônicos dessa tensão.

A Fig. A3.1 do APÊNDICE AIII mostra que a onda de tensão divide-se em seis segmentos de comutação e seis segmentos onde a condução é normal (parte de senoide).

Conforme desenvolvido no APÊNDICE A.III a expressão que representa a tensão nos segmentos de comutação é dada por (5.6) e aquela para os segmentos de condução normal é dada por (5.7).

$$V_{cj} = \frac{3}{2} \hat{V} \operatorname{sen}(\omega t + \alpha_1 - 60j + 150^\circ) - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{k\omega L \hat{I}_k}{2} \cos k(\omega t + \phi_k + \alpha_1 + 30^\circ) \quad (5.6)$$

$$V_{pj} = \sqrt{3} \hat{V} \operatorname{sen}(\omega t + \alpha_1 - 60j + 120^\circ) \quad (5.7)$$

Verifica-se pela expressão (5.6) que os mesmos harmônicos de corrente estão presentes na onda de tensão durante o período de comutação. O efeito desses harmônicos de tensão na produção de novos harmônicos de corrente é secundário em relação à produção de harmônicos pela variação de " α " e " μ ". Na realidade, os harmônicos de tensão não somente ocorrem nos períodos de comutação mais o pico desses harmônicos são da ordem de apenas uns 160 volts (*) para a fundamental enquanto que

(*) para:

$$L = 0,01, \hat{I}_k = 5\% I_d, I_d = 2000, \omega = 2\pi 50, \frac{k\omega L \hat{I}_k}{2} = 157 \text{ volts}$$

$3/2 V$ é de ordem de 100 a 200 kV. Por este motivo é que apenas o efeito da variação de α e μ são levados em consideração.

O harmônico de voltagem de ordem "h" é dado por:

$$v_h(\theta) = a_h \cos h\theta + b_h \sin h\theta \quad (5.8)$$

Onde

$$a_h = \sum_{j=1}^6 \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} N_{cj}(\theta) \cos h\theta d\theta + \int_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} N_{pj}(\theta) \cos h\theta d\theta \right] \quad (5.9)$$

$$b_h = \sum_{j=1}^6 \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} N_{cj}(\theta) \sin h\theta d\theta + \int_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} N_{pj}(\theta) \sin h\theta d\theta \right] \quad (5.10)$$

O desenvolvimento dessas integrais estão apresentados no APÊNDICE AV. Desprezando-se os termos que contêm os harmônicos de tensão durante comutação causados por harmônicos de corrente no lado C.C., as expressões para os coeficientes do coseno e ao seno são:

Para $h \neq 1$

$$a_h = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 \left\{ -AA_j \left[AC_h \right]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} + BB_j \left[AS_h \right]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} - \right. \\ \left. - A_j \left[AC_h \right]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} + B_j \left[AS_h \right]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} \right\} \quad (5.11)$$

Para $h = 1$

$$a_1 = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 \left\{ -AA_j [AC_1]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} + BB_j [AS_1]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} - \right. \\ \left. - AA_j [AC_1]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} + BB_j [AS_1]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} \right\} \quad (5.12)$$

COEFICIENTE DO SENO:

Para $h \neq 1$

$$b_h = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 \left\{ AA_j [BS_h]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} - BB_j [BC_h]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} + \right. \\ \left. + AA_j [BS_h]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} - BB_j [BC_h]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} \right\} \quad (5.13)$$

Para $h = 1$

$$b_1 = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 \left\{ AA_j [BS_1]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} - BB_j [BC_1]_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} + \right. \\ \left. + AA_j [BS_1]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} - BB_j [BC_1]_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} \right\} \quad (5.14)$$

onde:

$$AA_j = \frac{3V}{2} \cos(\alpha_1 - 60j + 150)$$

$$BB_j = \frac{3V}{2} \sin(\alpha_1 - 60j + 150)$$

$$A_j = \sqrt{3}V \cos(\alpha_1 - 60j + 120)$$

$$B_j = \sqrt{3}V \sin(\alpha_1 - 60j + 120)$$

$$A_{ch} = \frac{\cos(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\cos(1-h)\theta}{1-h}$$

$$A_{sh} = \frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h}$$

$$A_{C1} = \frac{\cos 2\theta}{2}$$

$$A_{S1} = \frac{\text{sen } 2\theta}{2} + \theta_{rd}$$

$$B_{sh} = -\frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h}$$

$$B_{ch} = \frac{\cos(h+1)\theta}{h+1} + \frac{\cos(h-1)\theta}{h-1}$$

$$B_{S1} = -\frac{\text{sen } 2\theta}{2} + \theta_{rd}$$

$$B_{C1} = \frac{\cos 2\theta}{2}$$

θ_{1i} = limite inferior da voltagem de comutação

θ_{1s} = limite superior da voltagem de comutação

θ_{2i} = limite inferior da voltagem fase-fase

θ_{2s} = limite superior da voltagem fase-fase

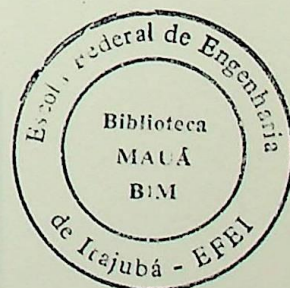
$\theta_{1s} = \theta_{2i}$

O harmônico de voltagem de ordem "h" é dado por:

$$v_h(\theta) = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \text{ sen}(h\theta \pm \Delta h)$$

onde:

$$\Delta h = \tan^{-1} \frac{a_h}{b_h}$$



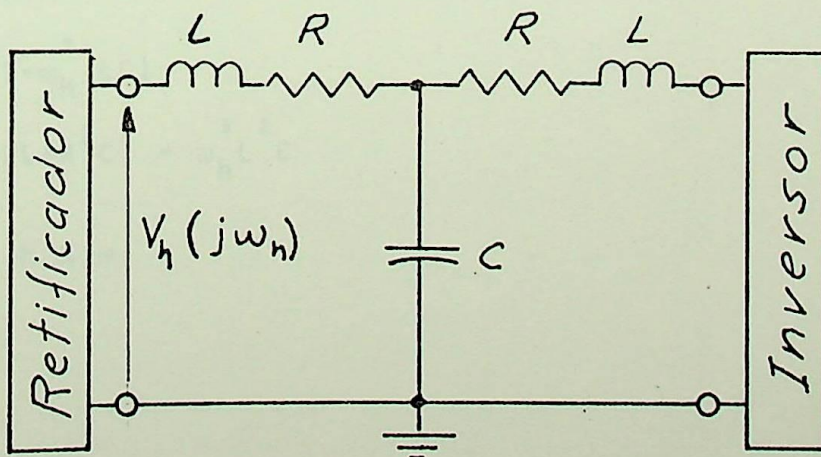
5. Componentes Harmônicos de Corrente do Lado de C.C.

A partir das tensões harmônicas $v_h(\theta)$ calculadas no item 4. As correntes harmônicas na linha de C.C. podem ser determinadas a partir

do circuito equivalente da linha de C.C. Admitindo-se que apenas os harmônicos de baixa ordem são considerados neste estudo, os parâmetros da linha de C.C. são tidos como lineares e, portanto, a eles pode ser aplicado o princípio de super posição, calculando-se a corrente harmônica i_h para valor harmônico v_h e tomando-se esses harmônicos, em amplitude a fase para se obter a corrente resultante i_d da linha.

Como foi demonstrado no capítulo anterior, o Inversor pode ser representado por sua reatância equivalente R_c que, para variável como é o caso, é positiva. Assim, R_c passa a ser incorporado normalmente na reatância da linha C.C.

Os parâmetros da linha de C.C. serão aqui representados como parâmetros concentrados. A rigor, eles deveriam ser considerados como parâmetros distribuídos, uma vez que a voltagem v_h é senoidal. Entretanto, para simplificar os cálculos e, uma vez que o objetivo de análise não fica prejudicada, a linha de C.C. será representada, para harmônicos de baixa ordem ($h \leq 4$), pelo seguinte circuito equivalente:



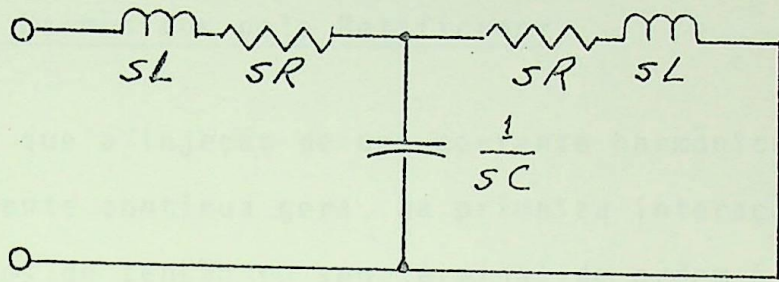
L = Indutância do reator de alizamento mais a indutância da linha

R = Resistência da linha mais R_C

C = Capacitância para terra (R_s - a resistência shunt não é considerada)

$$I_h(j\omega_h) = Y_h(j\omega_h) v_h(j\omega_h) \quad (5.16)$$

No domínio de frequência o circuito acima fica:



onde $S = j\omega_h$

A admitância desse circuito é:

$$Y(j\omega_h) = \mathcal{R}_h + j\mathcal{I}_h$$

onde:

$$\mathcal{R}_h = \frac{A_h D_h + E_h B_h}{D_h^2 + E_h^2}$$

$$\mathcal{I}_h = \frac{B_h D_h - A_h E_h}{D_h^2 + E_h^2}$$

$$A_h = 1 - \omega_h^2 LC$$

$$B_h = \omega_h RC$$

$$D_h = 2R (1 - \omega_h^2 LC)$$

$$E_h = \omega_h (2L + R^2 C) - \omega_h^3 L^2 C$$

$$\omega_h = h \times \omega$$

$h =$ ordem do harmônico de tensão

A corrente resultante na linha de C.C. fica:

$$i_{dH} = I_d + \sum_{K=1}^n \hat{I}_K \text{ sen } K(\omega t + \varphi_K) \quad (5.17)$$

onde, neste caso, $K = h$

6. Geração de Harmônicos pelo Retificador

Foi observado que a injeção de uma corrente harmônica de ordem "K" na linha de corrente contínua gera, na primeira interação com o Retificador, harmônicos de tensão no seu terminal de ordem $6 \pm nK$ onde:

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots, (6/K - 1), \frac{6}{K}$$

Assim:

$$\underline{\underline{K = 1}}$$

$$n = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

e os harmônicos de tensão são da ordem:

$$0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12$$

$$\underline{\underline{K = 2}}$$

$$n = 0, 1, 2, 3$$

e os harmônicos de tensão são da ordem:

$$0, 2, 4, 6, 8, 10, 12$$

$$\underline{\underline{k = 3}}$$

$$n = 0, 1, 2$$

e os harmônicos são de ordem:

$$0, 3, 6, 9, 12$$

$$\underline{\underline{K = 4}}$$

$$n = 0, 1, \frac{1}{2}, \frac{3}{4}, 1, 2$$

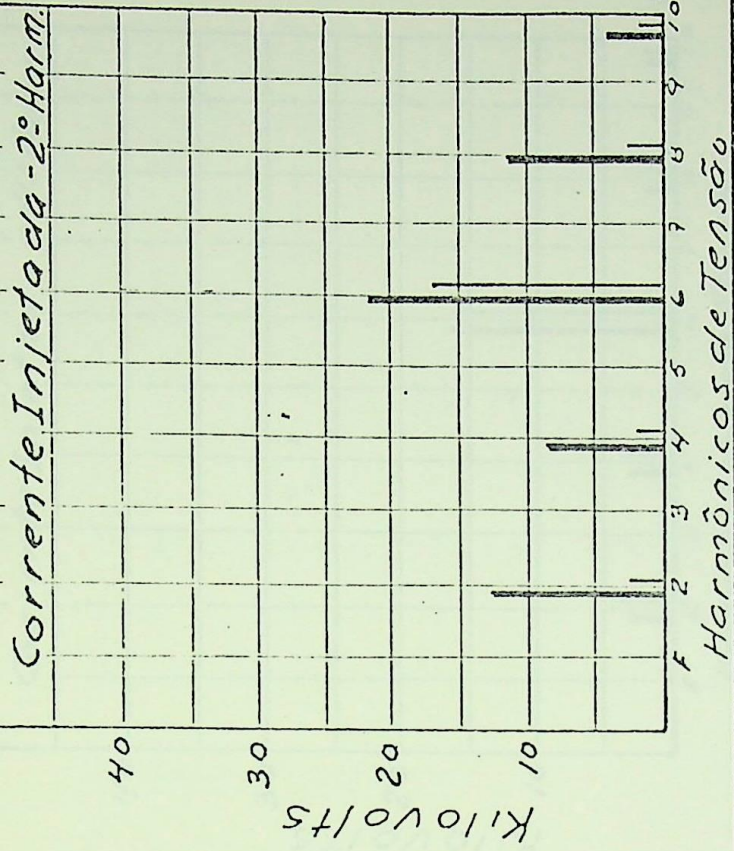
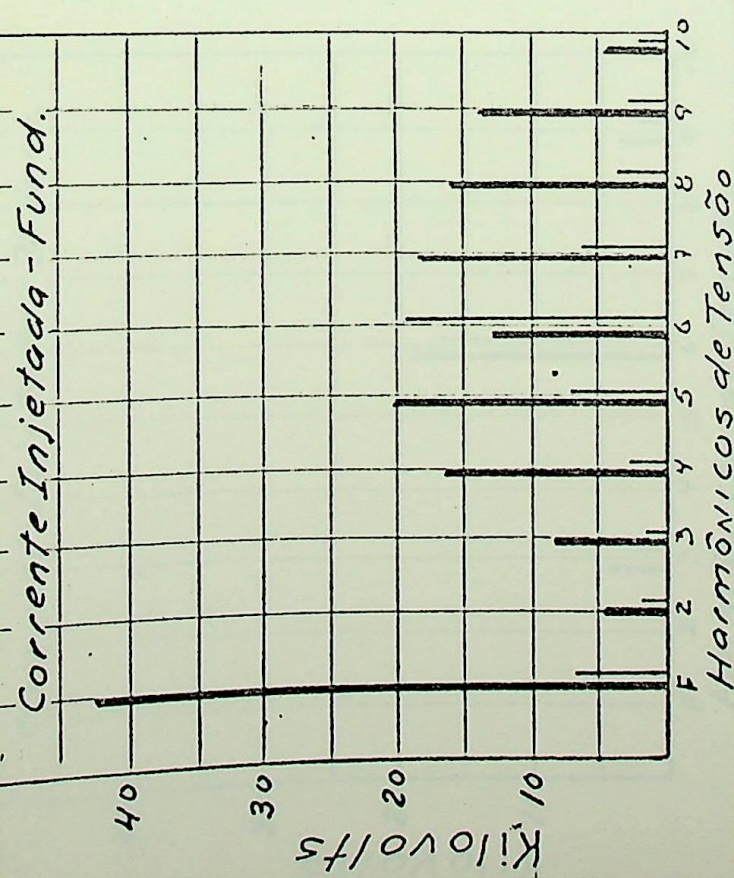


FIG 5.3(A)



— Controle Ativo
 — Controle Inativo

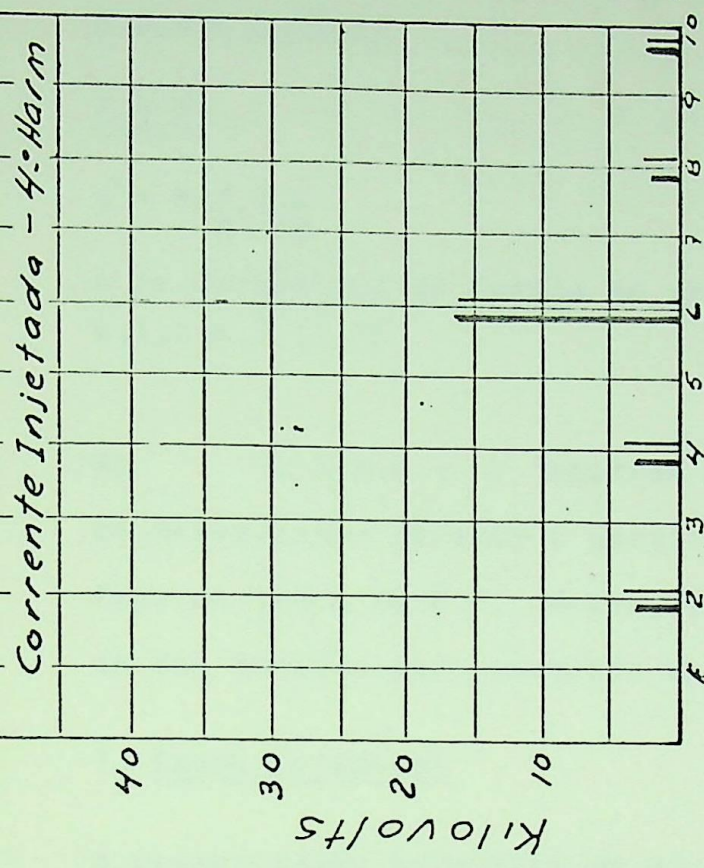
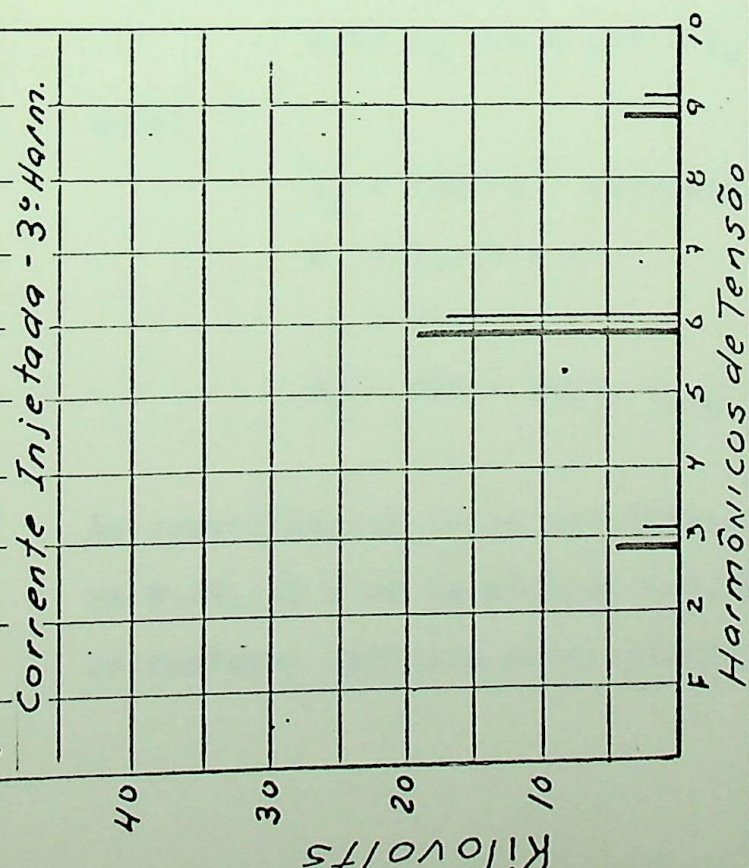


FIG 5.3(C)

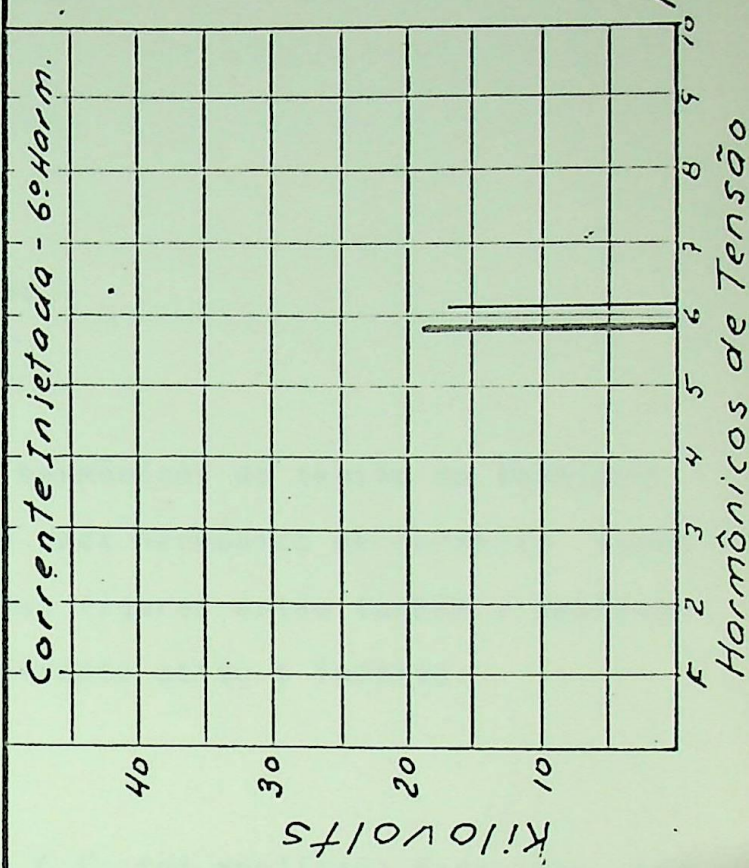
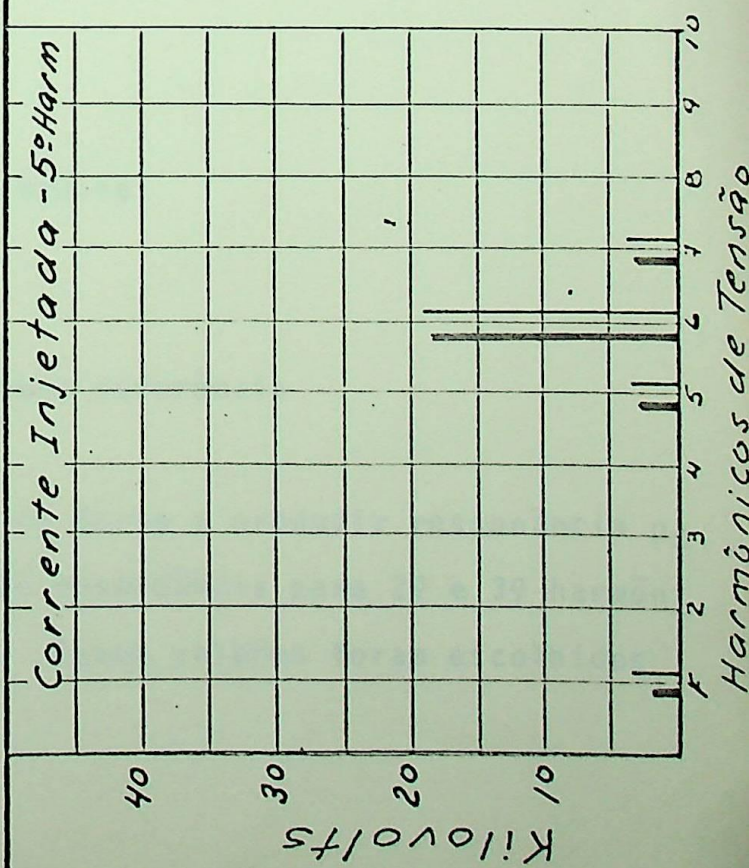


FIG 5.3(C)

e os harmônicos de tensão são de ordem:
0,2,4,6,8,10,12

$$\underline{\underline{K = 5}}$$

$$n = 0, \frac{1}{5}, \frac{1}{5}, \frac{6}{5}$$

e os harmônicos de tensão de ordem:
0,1,5,6,7,11,12

As 5.3-A,B e C mostram os harmônicos de tensão no terminal do Retificador gerados a partir de cada harmônico de corrente injetada na linha de C.C. Mostradas nas figuras estão também a amplitude das tensões para controle de corrente ativo e inativo.

7. Casos Estudados

A estabilidade harmônica do elo de C.C. foi analisada para seis (6) diferentes valores de capacitância da linha de C.C. (C_L), correspondendo a cada valor de C_L um Caso de Estudo. Cada caso considerou o controle de corrente do Retificador no estado Ativo e Inativo e correntes harmônicas injetadas iguais a:

$$0,05 I_d \text{ sen } K (\omega t + \theta_K)$$

onde:

$$I_d = 1200 \text{ A - corrente nominal}$$

$$K = 1,2,3 \text{ e } 4$$

$$\omega = 314,16$$

$$\theta_K = 30^\circ - \text{tendo } v_{a-n} \text{ como referência}$$

As capacitâncias foram escolhidas de forma a produzir ressonância para o 2º, 3º e 4º harmônicos e quase ressonância para 2º e 3º harmônico conforme indicado mais adiante. Esses valores foram escolhidos

porque uma linha de C.C. como a de Itaipu tem seus parâmetros, inclusive reator de C.C. que podem produzir ressonância nessa gama de frequências. As frequências de ressonância (f_r) são expressas em relação à frequência fundamental (f_f).

Os resultados obtidos para cada caso são mostrados graficamente nos GRÁFICOS de 1 a 6 e discutidos a seguir:

CASO 1 - GRÁFICOS 1A e 1B

$$C_L = 8,180 \quad f$$

$$f_r = 2,00 \quad f_F$$

O elo apresenta forte tendência à instabilidade para correntes injetadas de frequência fundamental, 2ª e 4ª harmônicas.

Para o 3ª harmônico, o elo se apresenta ainda instável com o controle Ativo e com pouca tendência a instabilidade com controle Inativo. Isto se deve ao fato de correntes de 3ª harmônico injetadas na linha produzirem harmônicos de tensão que são sempre múltiplos de 3, dificultando assim o aparecimento de 2ª harmônicos que é a frequência ressonante.

CASO 2 - GRÁFICOS 2A e 2B

$$C_L = 7,750 \quad f$$

$$f_r = 2,05 \quad f_F$$

Este é um caso em que a linha de C.C. está apenas próxima à ressonância para o 2ª harmônico.

Neste caso, o elo é instável apenas para a frequência fundamental e o 2º harmônico, e assim mesmo somente para o estado de controle Ativo. Para todos os demais harmônicos o elo é estável.

Este caso indica aparentemente que um pequeno desvio da frequência de ressonância já é suficiente para melhorar a estabilidade do elo.

CASO 3 - GRÁFICOS 3A e 3B

$$C_L = 3,635$$

$$f_r = 3,00 f_F$$

O caso é instável para os casos de injeção de Fundamental com controle Ativo e Inativo e para injeção de 3º harmônico com controle Ativo somente. ~~Para os demais harmônicos (2º e 4º) o elo é sempre estável.~~

CASO 4 - GRÁFICOS 4A e 4B

$$C_L = 3,600 f$$

$$f_r = 3,01 \times f_F$$

O elo é instável para todos os harmônicos quando o controle está no estado Ativo e estável para todos os harmônicos quando o controle está no estado Inativo.

CASO 5 - GRÁFICOS 5A e 5B

$$C_L = 2,045 f$$

$$f_r = 4,00 f_F$$

O elo é estável em todas as condições exceto com injeção da fundamenen

tal e 2º harmônico com controle Ativo.

Nota-se que o elo é sempre estável para injeção do 4º harmônico, embora essa seja a frequência ressonante da linha. Isto se deve à reduzida amplitude dos harmônicos de tensão de 4ª ordem produzidos (ver FIG. 5.3-B).

CASO 6 - GRÁFICOS 6A e 6B

$$C_L = 1,500 \quad f$$

$$f_r = 4,67 \quad f_F$$

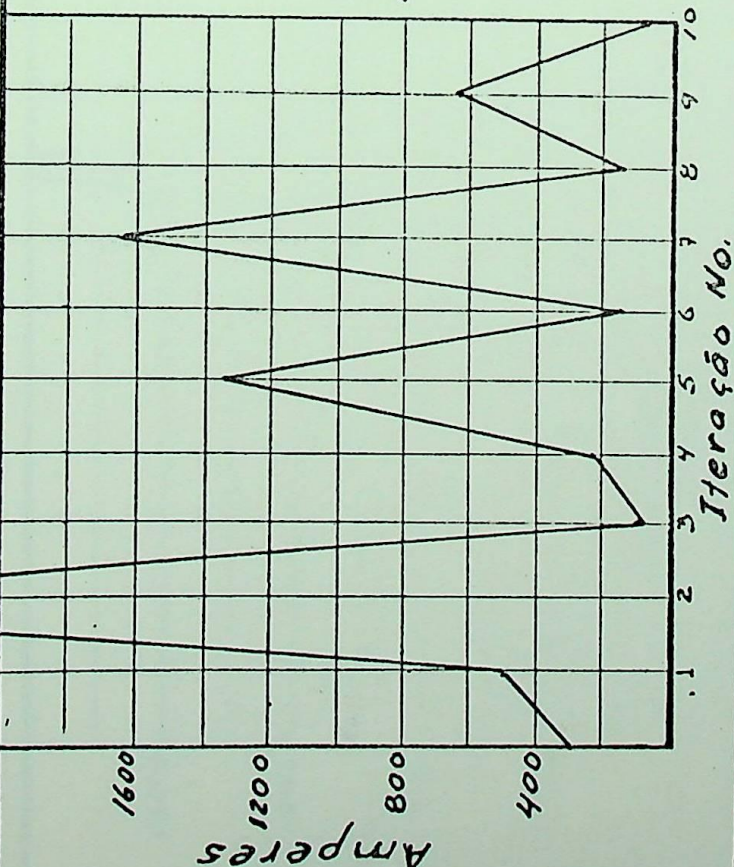
O elo é estável em todas as condições. A geração de harmônicos de tensão pelo harmônico de corrente pode ser notado observando-se os gráficos deste caso.

Observa-se nos 6 casos apresentados acima que a estabilidade do elo é simplesmente melhorada por um pequeno desvio da frequência de ressonância da linha ou pela eliminação do controle de corrente (estado Inativo).

Observa-se também que nos casos de instabilidade, a amplificação de um harmônico de corrente é seguida por uma redução de níveis abaixo do limite considerado como instável (10% de I_d). Isto se deve ao fato da limitação imposta a $\alpha_{MIN} = 5^\circ$. Ocorrendo altos valores de corrente, α se mantém constante em 5° eliminando assim boa parte da assimetria da onda de tensão. Essa limitação equivale a tornar o controle de corrente Inativo.

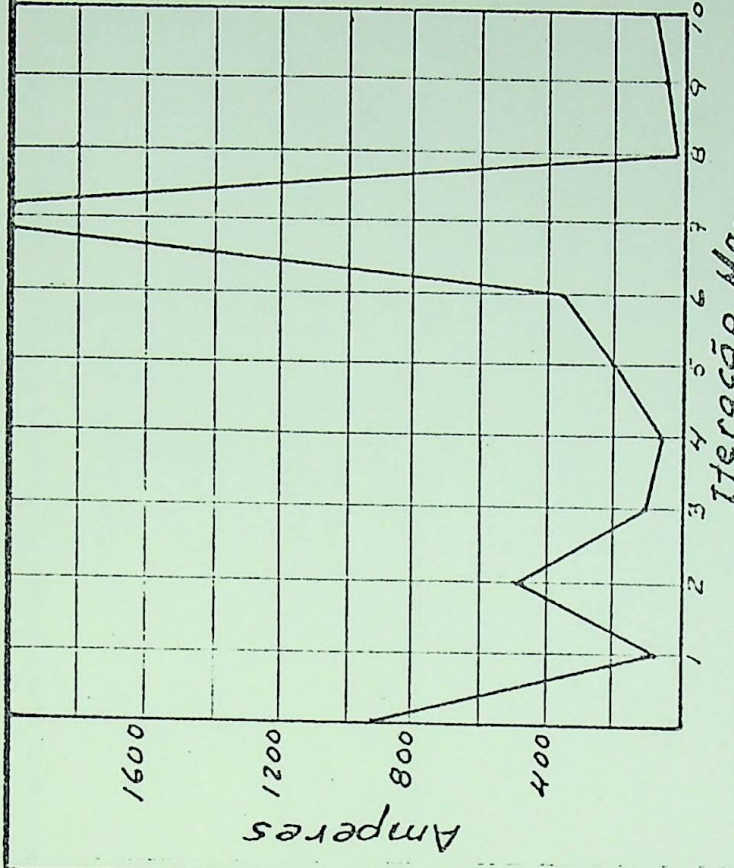
Controle Ativo

Fundamental



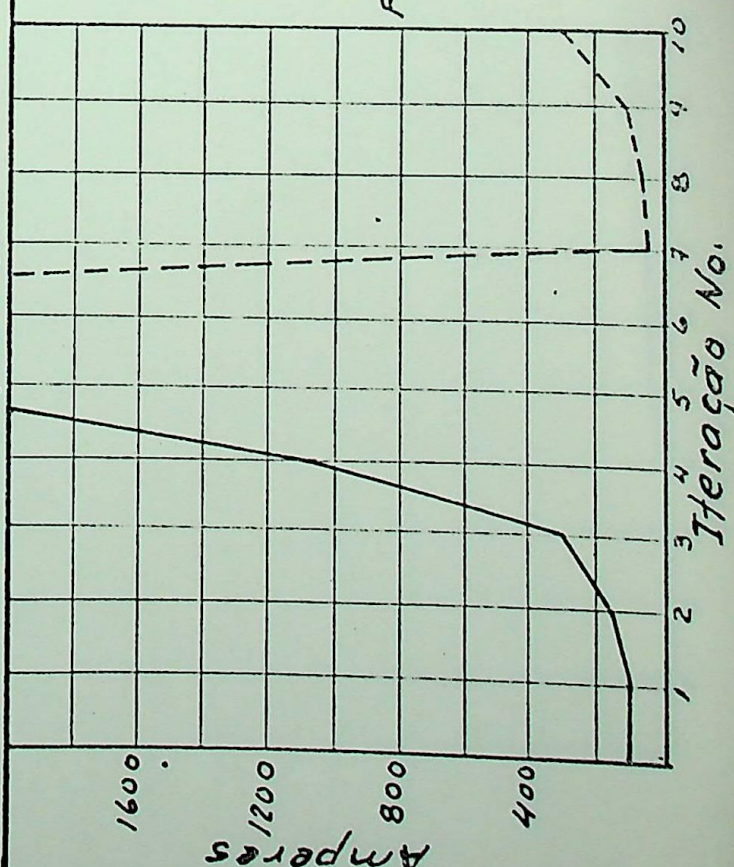
Controle Ativo

2º Harmon



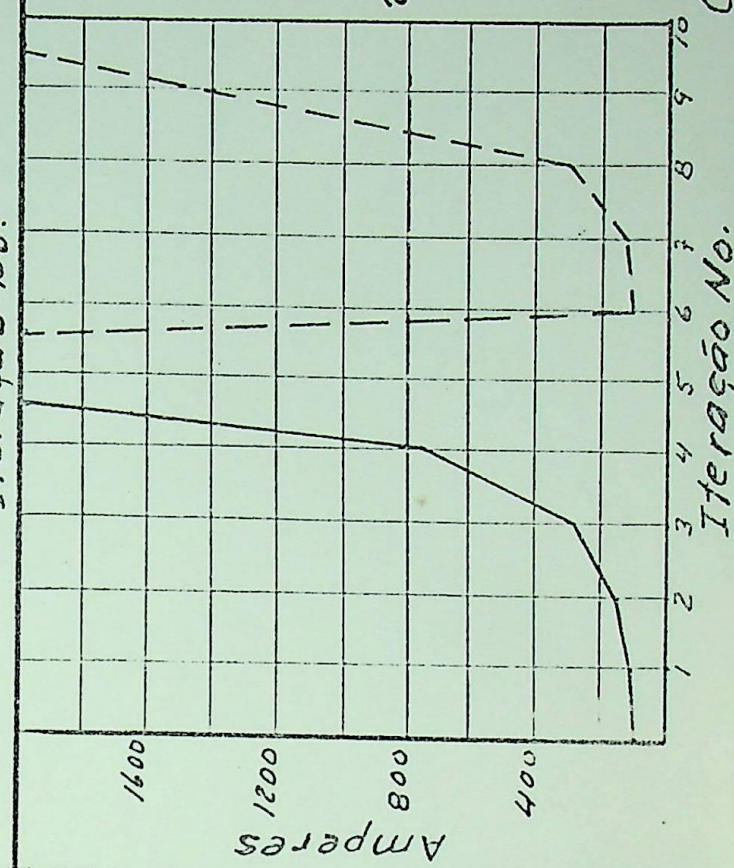
Controle Inativo

Fundamental



Controle Inativo

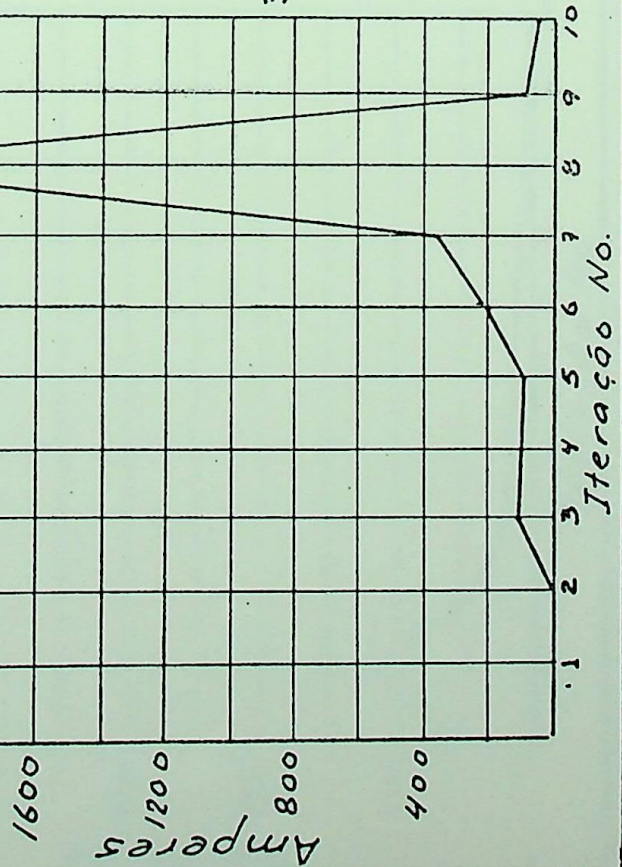
2º Harmon



Caso 1 Gráfico JA

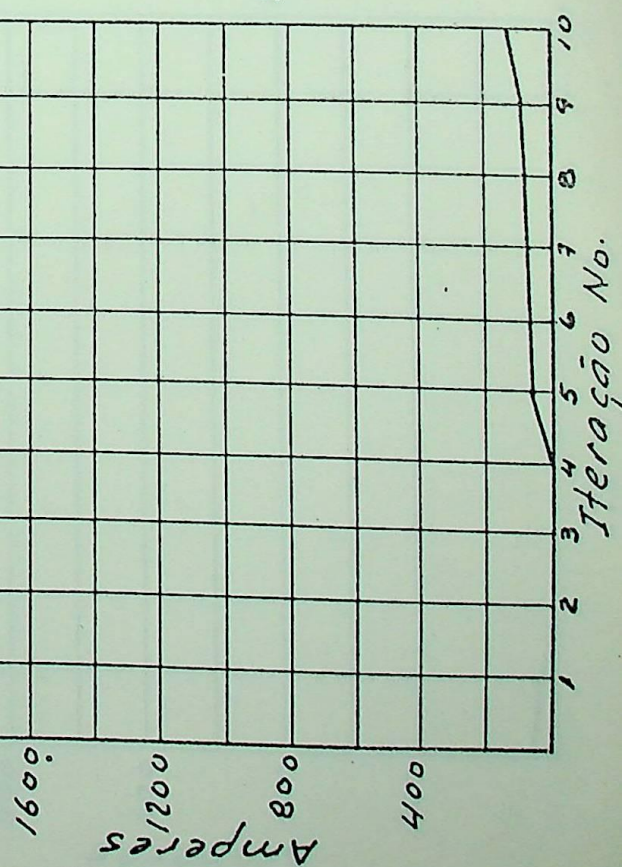
Controle Ativo

3º Harmônico



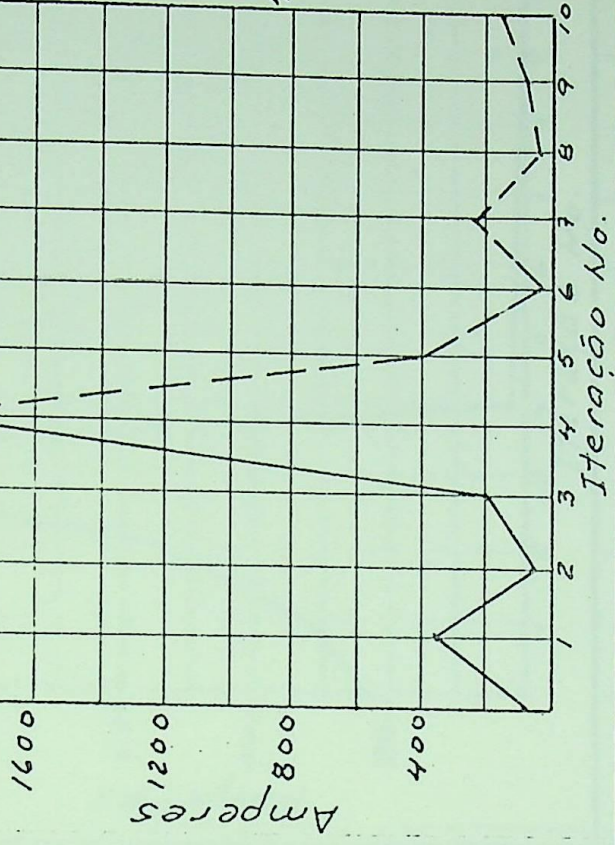
Controle Inativo

3º Harmônico



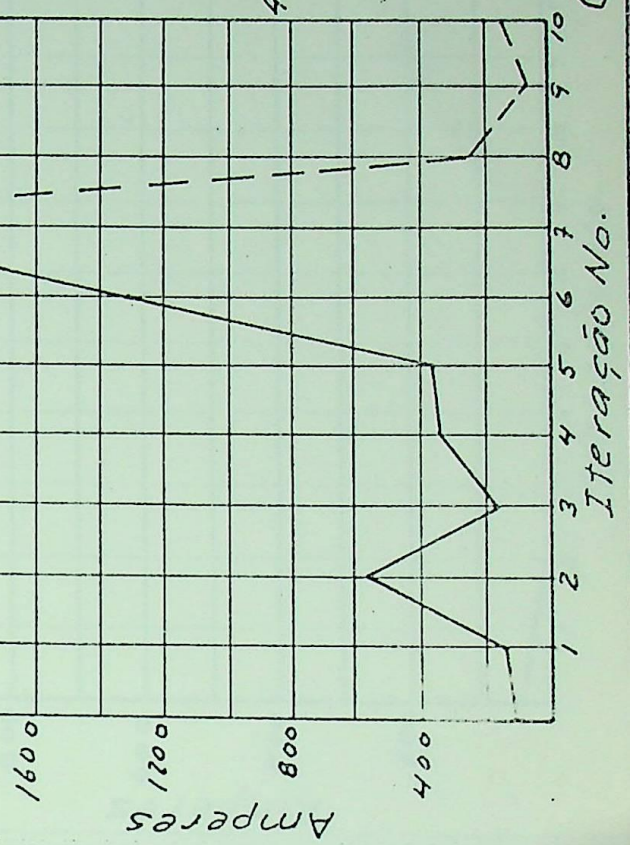
Controle Ativo

4º Harmônico



Controle Inativo

4º Harmônico

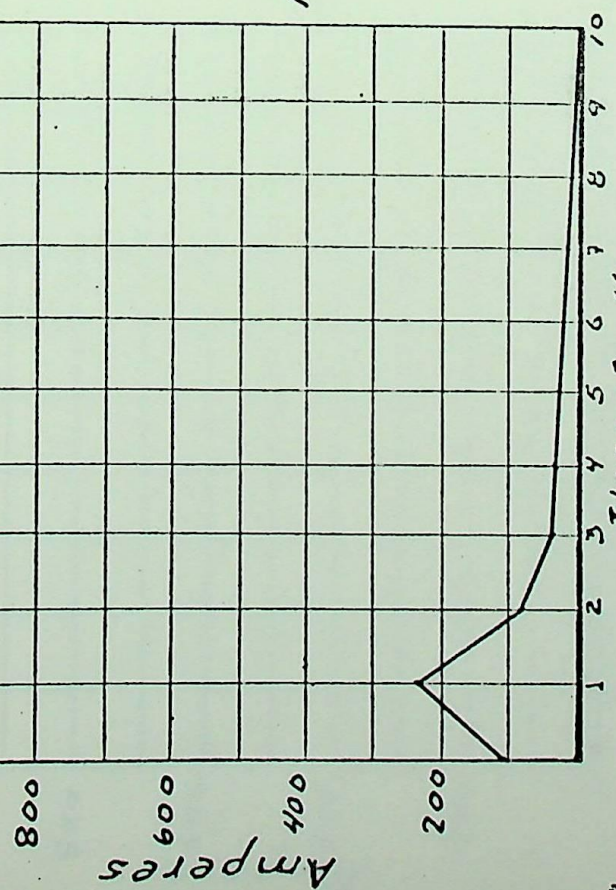


Caso 1

Gráfico 18

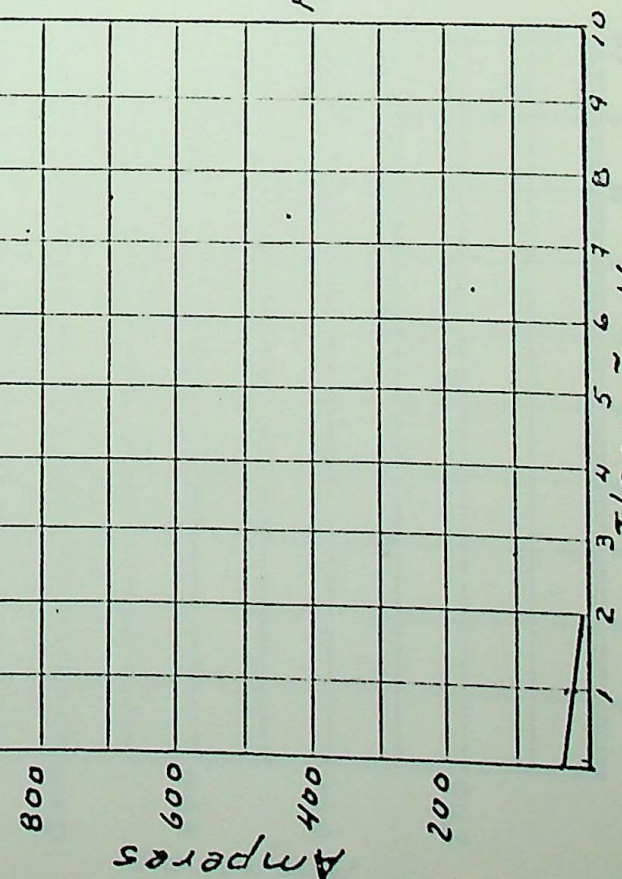
Controle Ativo

Fundamental



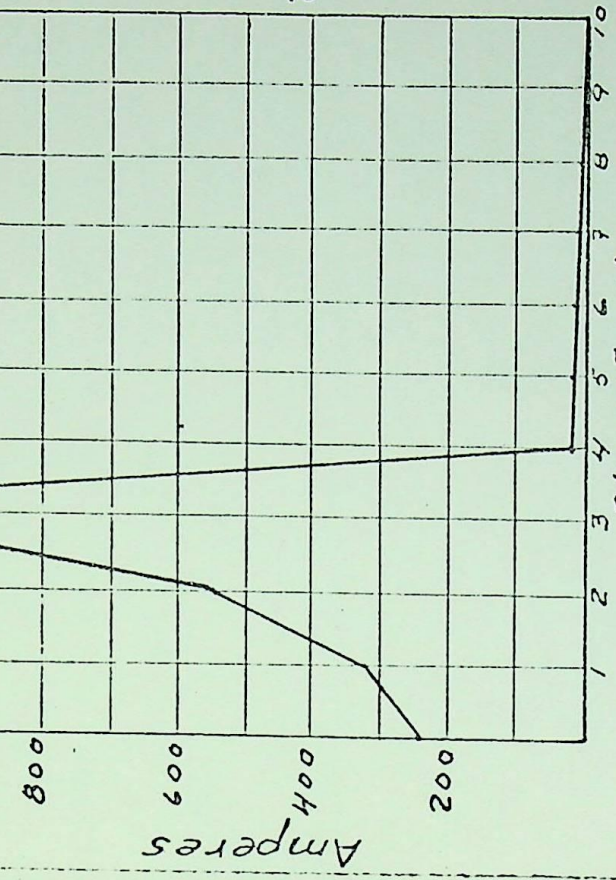
Controle Inativo

Fundamental



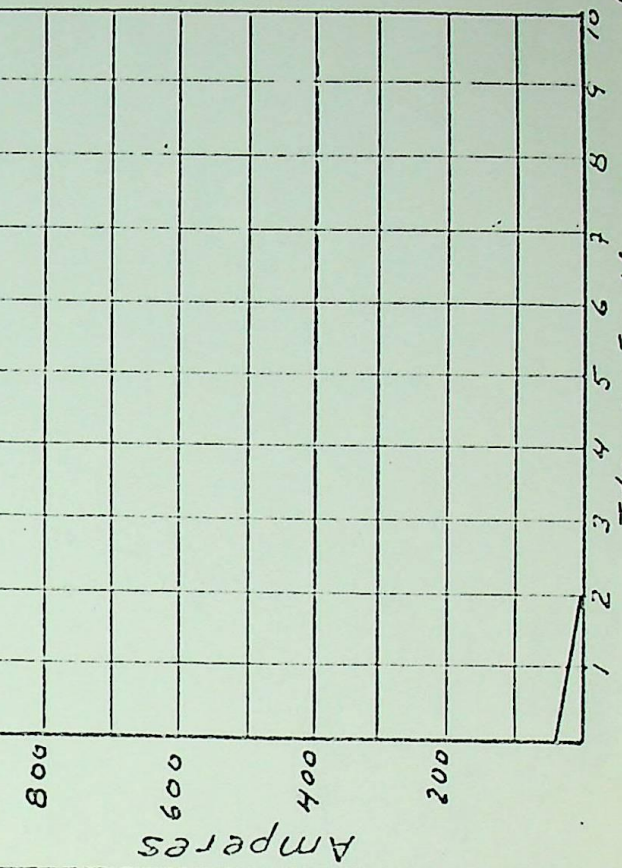
Controle Ativo

2º Harmôn



Controle Inativo

2º Harmôn

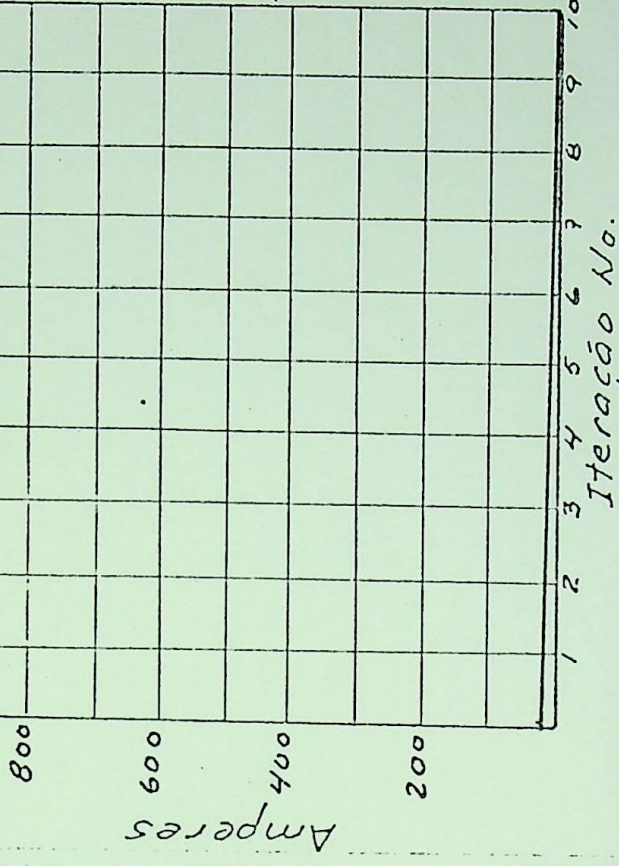


Caso 2

Gráfico 2

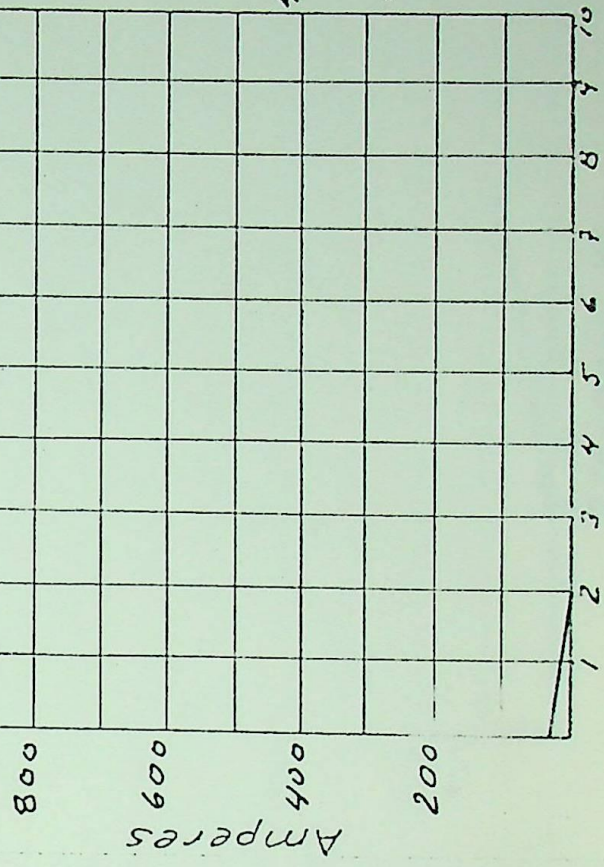
Controle Ativo

4º Harmônico



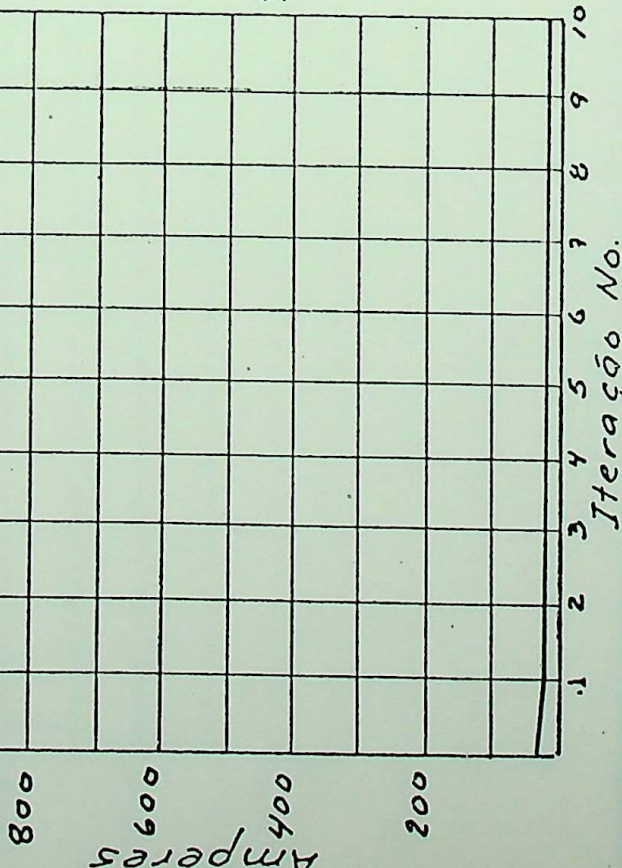
Controle Inativo

4º Harmônico



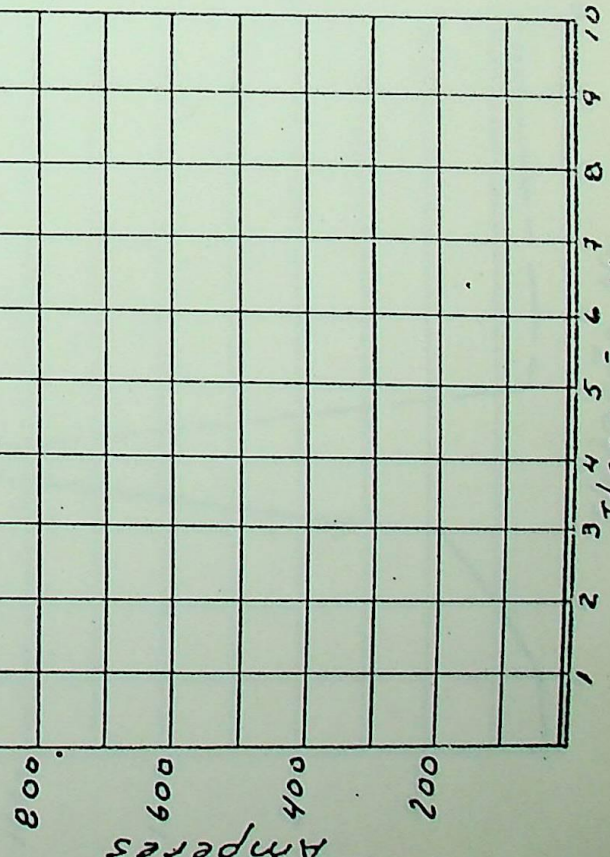
Controle Ativo

3º Harmônico



Controle Inativo

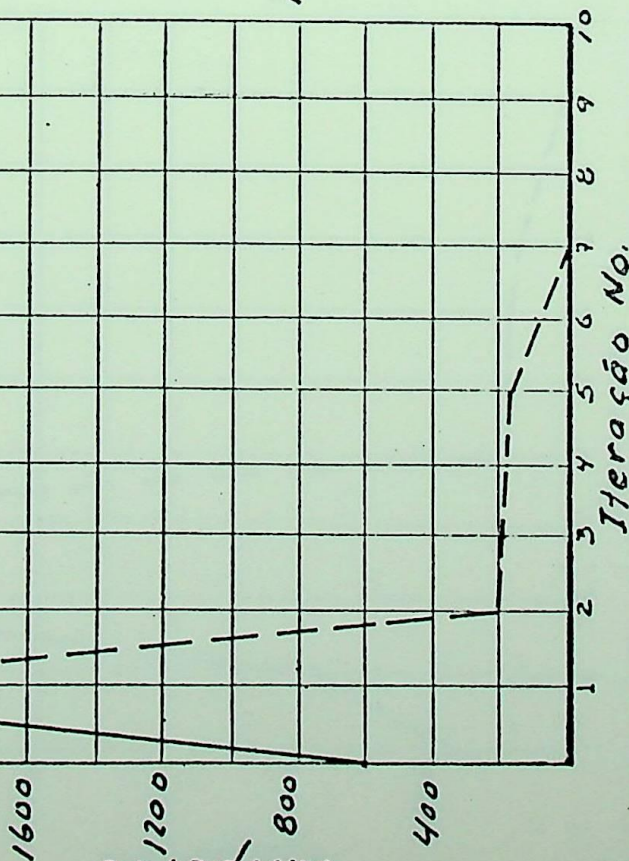
3º Harmônico



Caso 2

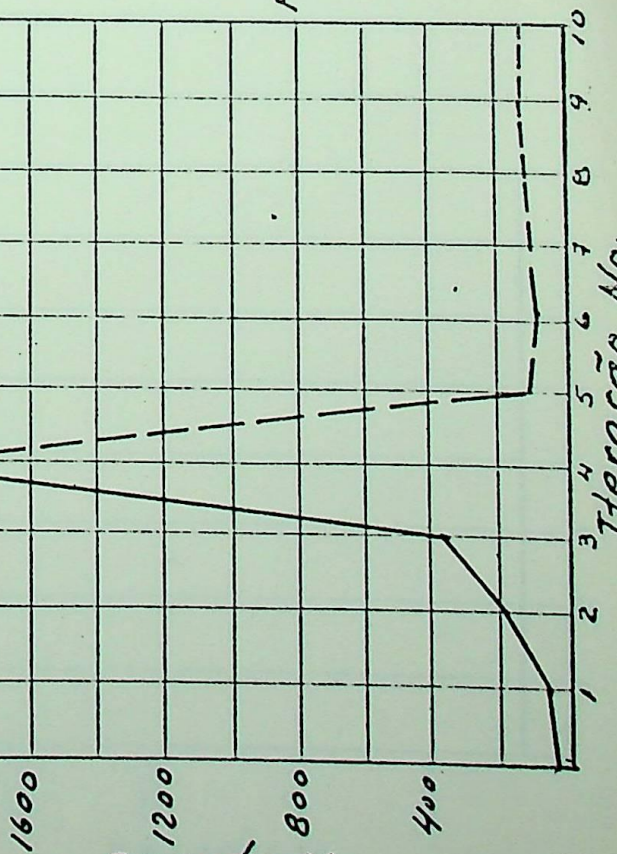
Controle Ativo

Fundamental



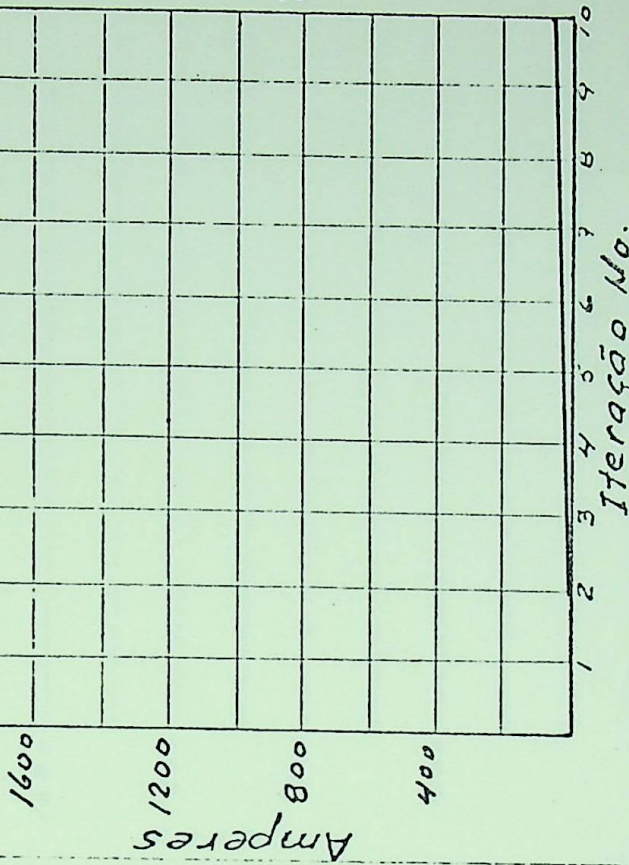
Controle Inativo

Fundamental



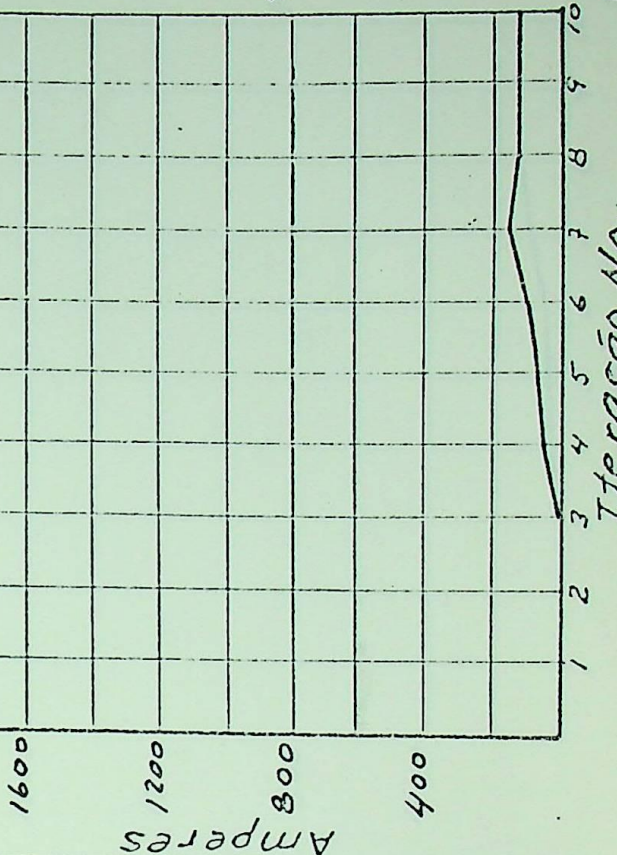
Controle Ativo

2º Harmon



Controle Inativo

2º Harmon

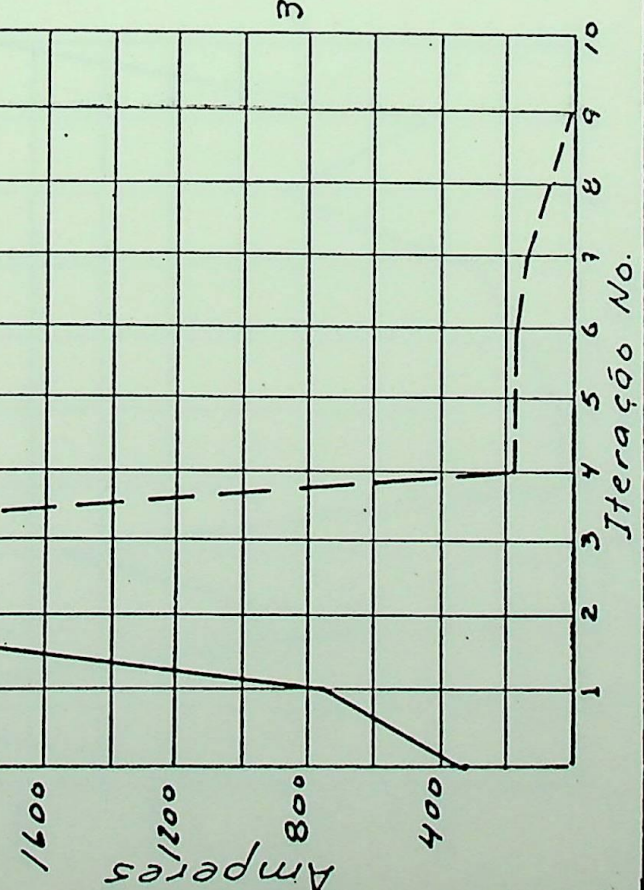


Caso 3

Gráfico 3

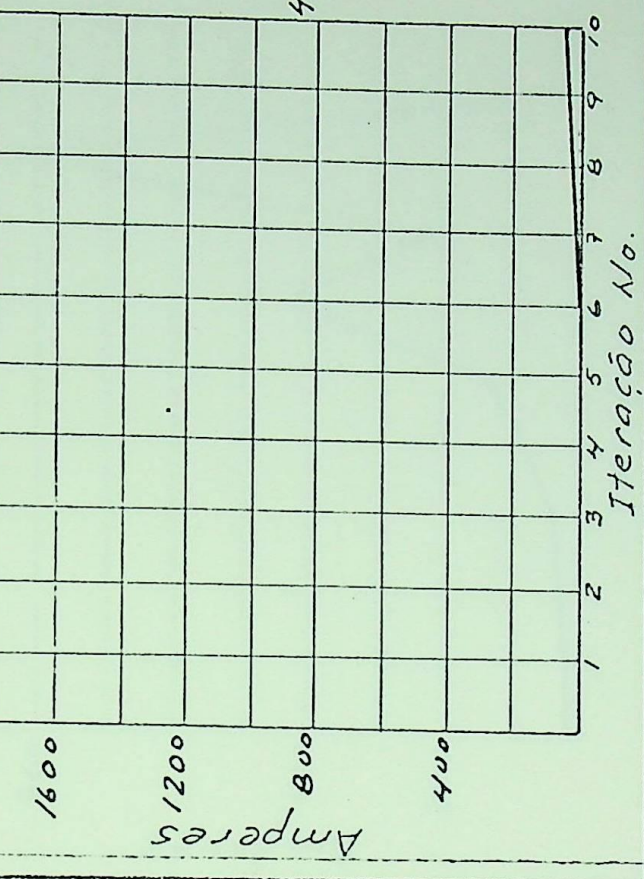
Controle Ativo

3º Harmônico



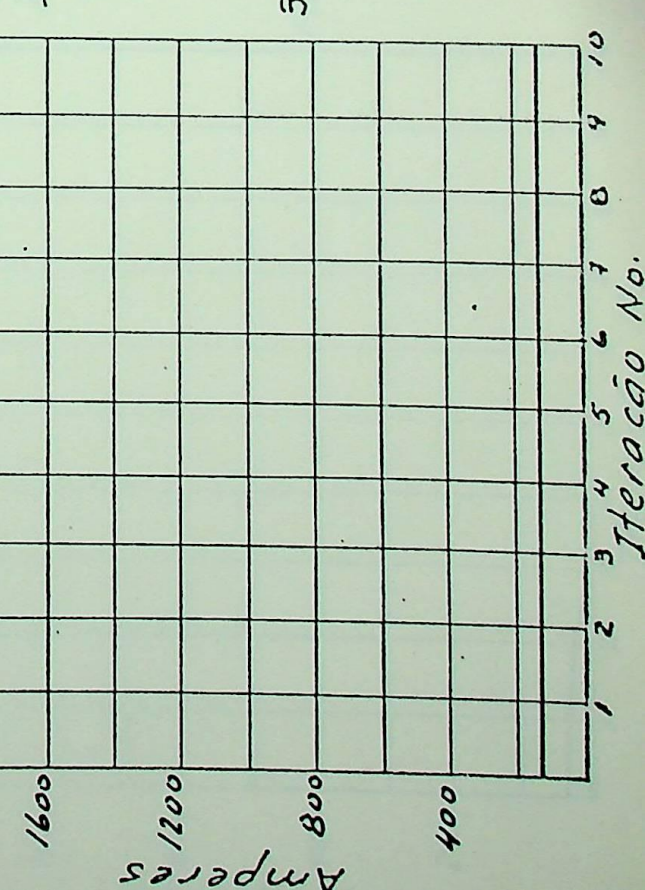
Controle Ativo

4º Harmônico



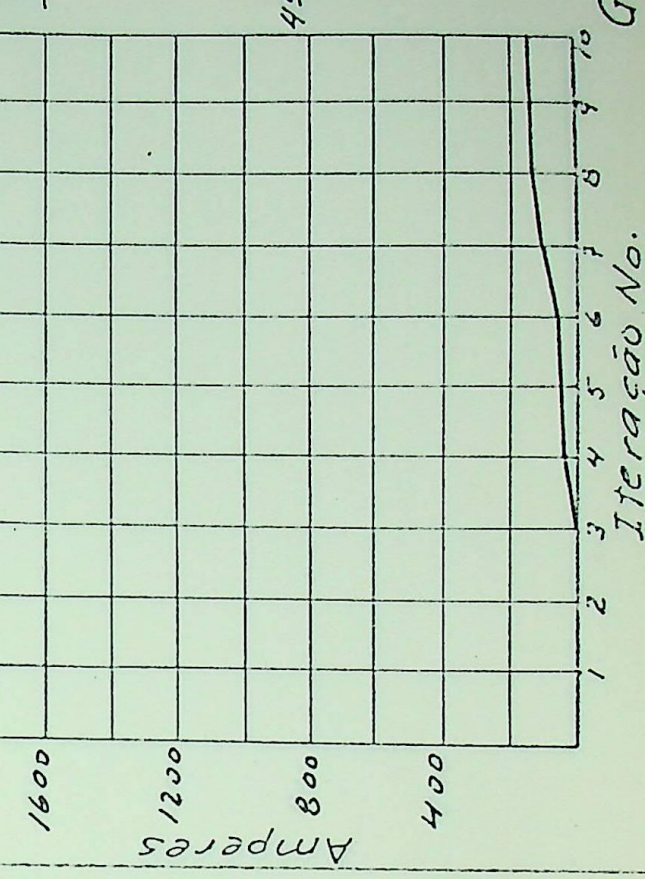
Controle Inativo

3º Harmônico



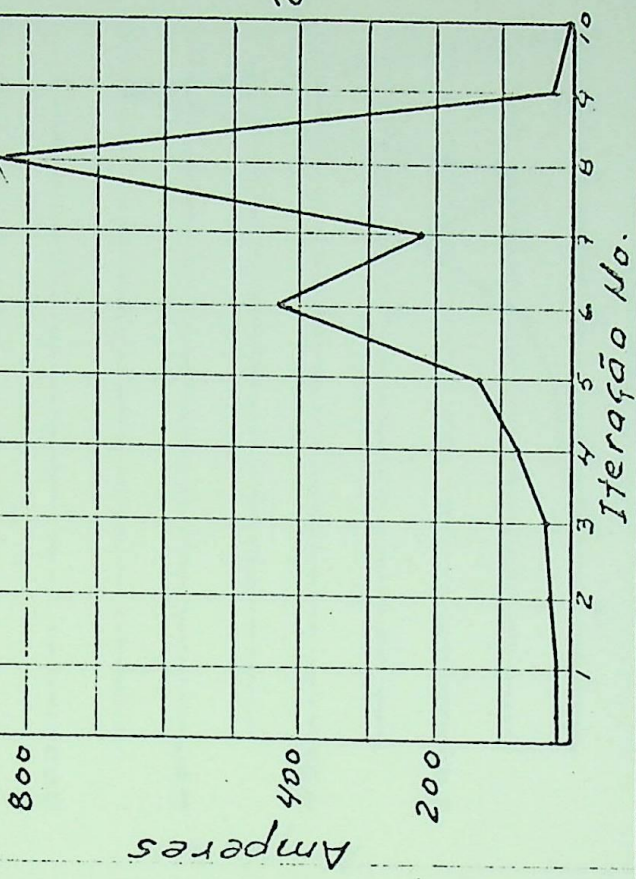
Controle Inativo

4º Harmônico



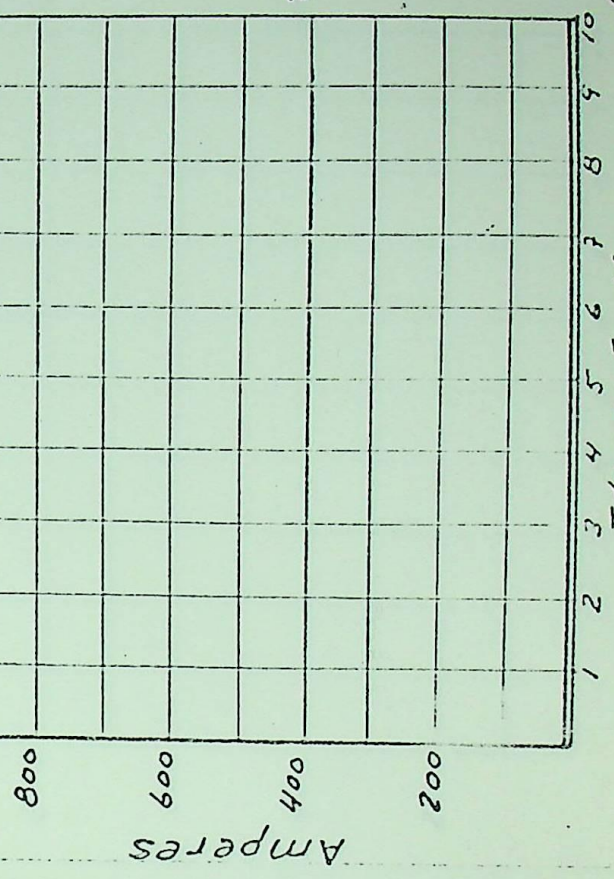
Controle Ativo

2º Harmon



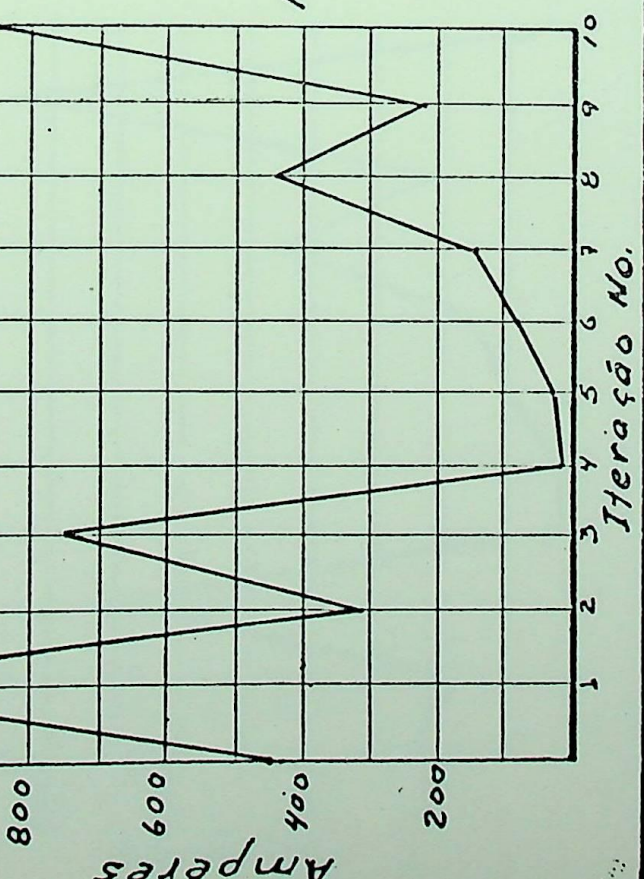
Controle Inativo

2º Harmon



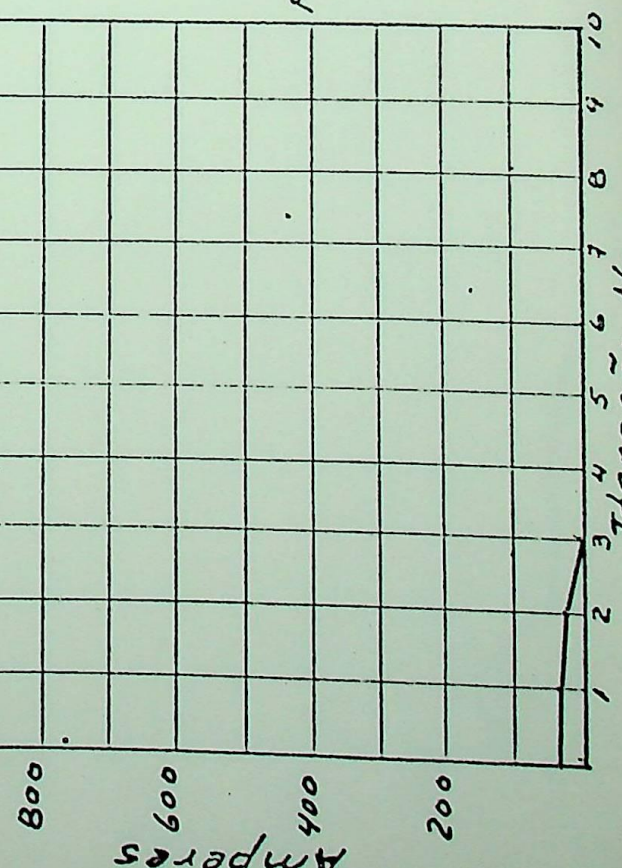
Controle Ativo

Fundamental



Controle Inativo

Fundamental

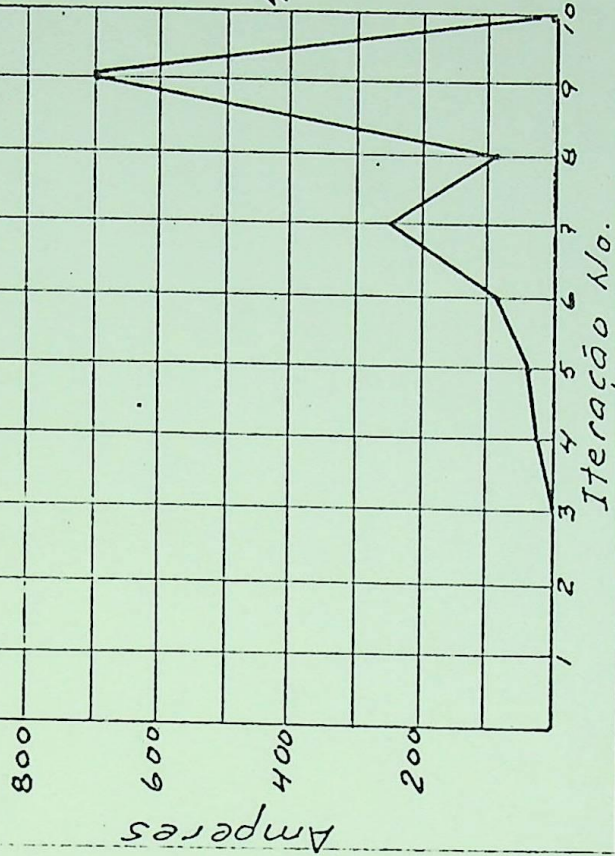


Caso 4

Gráfico 4

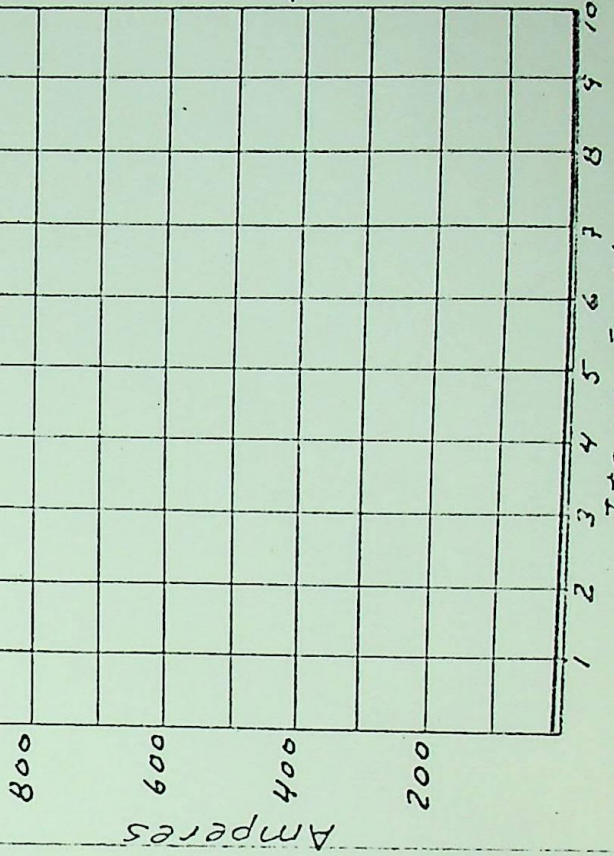
Controle Ativo

4º Harmônico



Controle Inativo

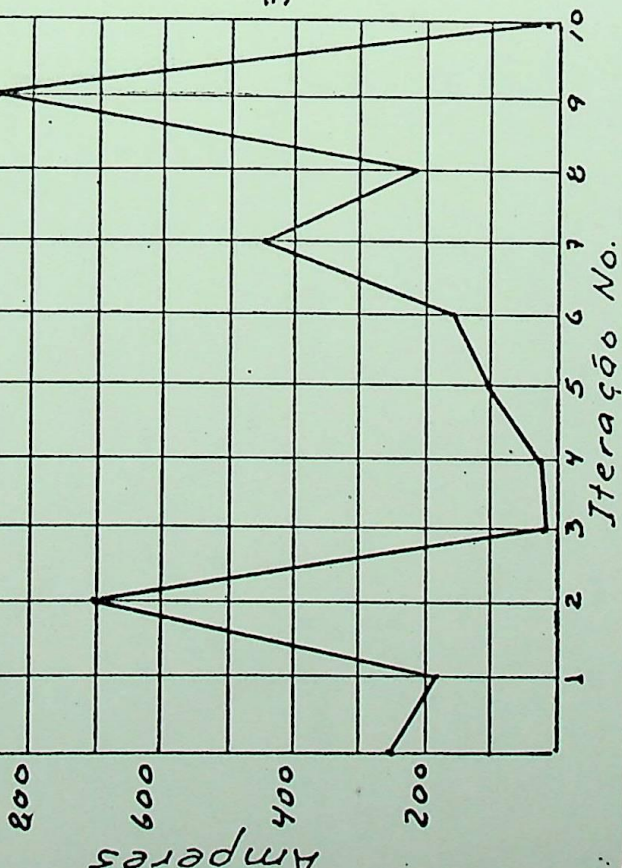
4º Harmônico



Caso 4

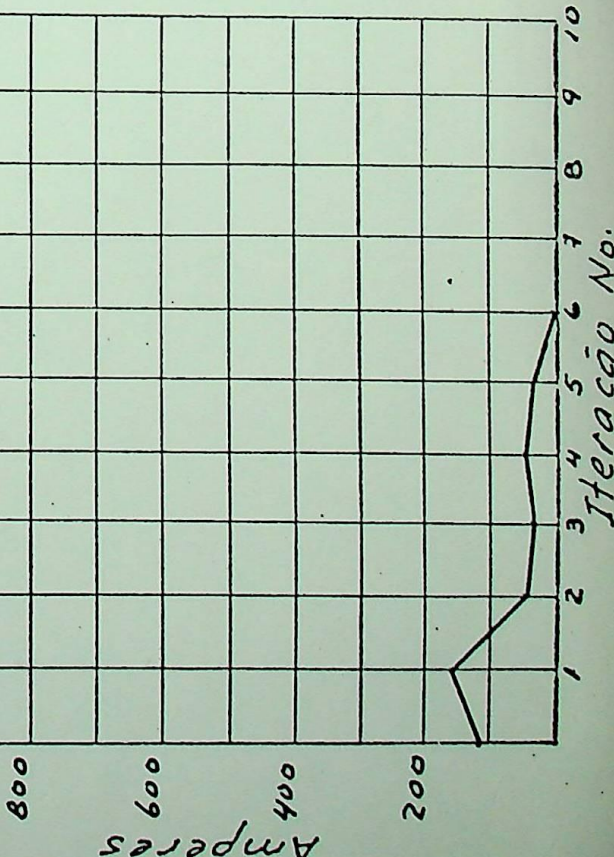
Controle Ativo

3º Harmônico



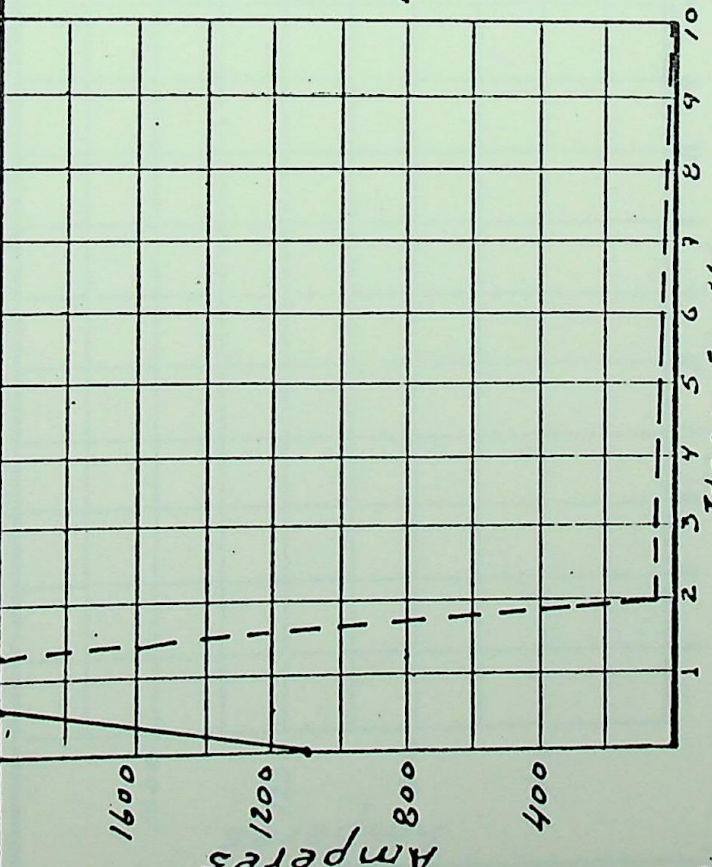
Controle Inativo

3º Harmônico



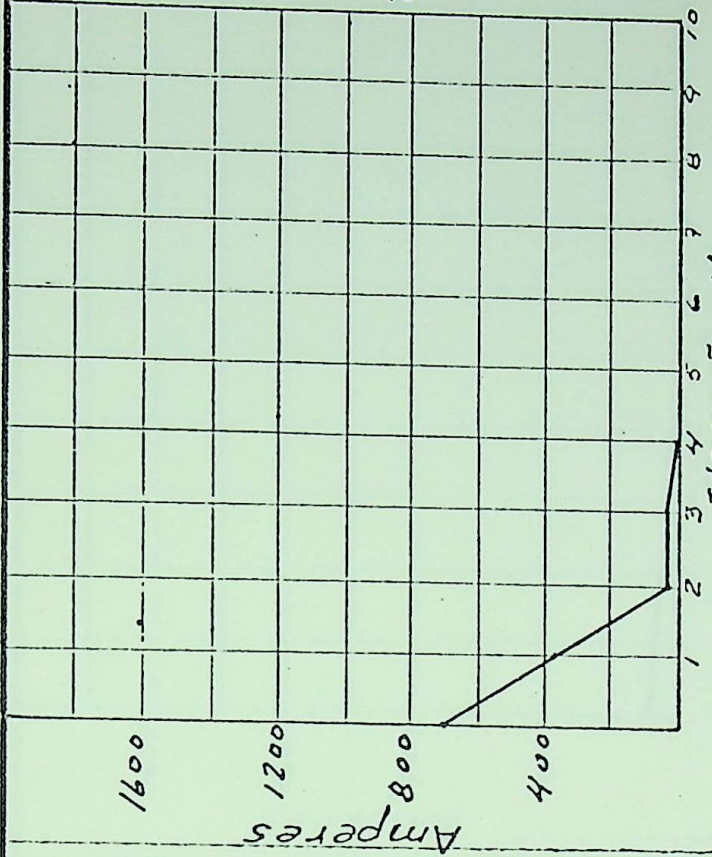
Controle Ativo

Fundamental



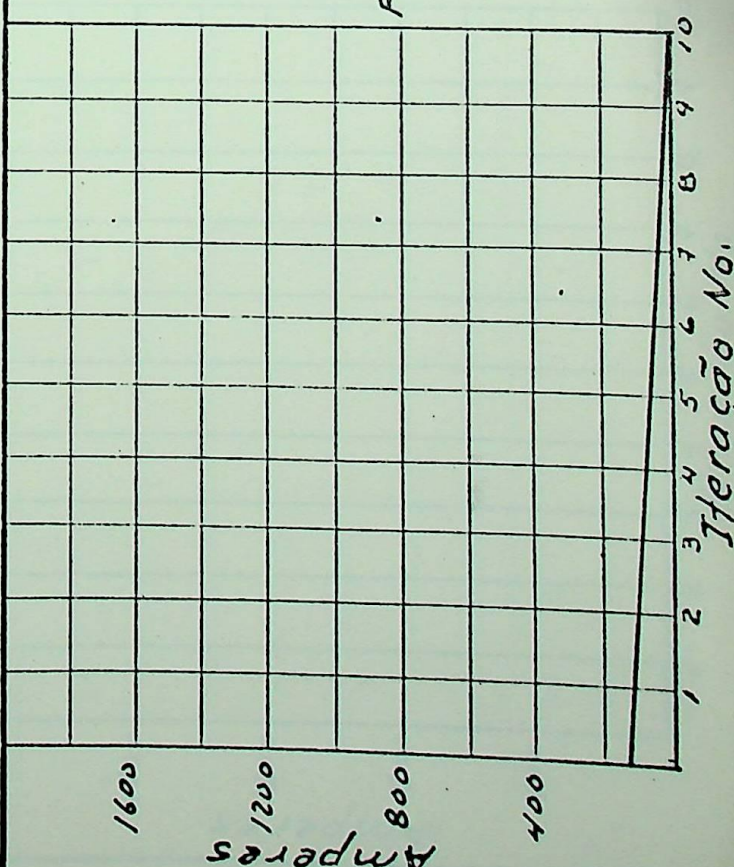
Controle Ativo

2º Harmônico



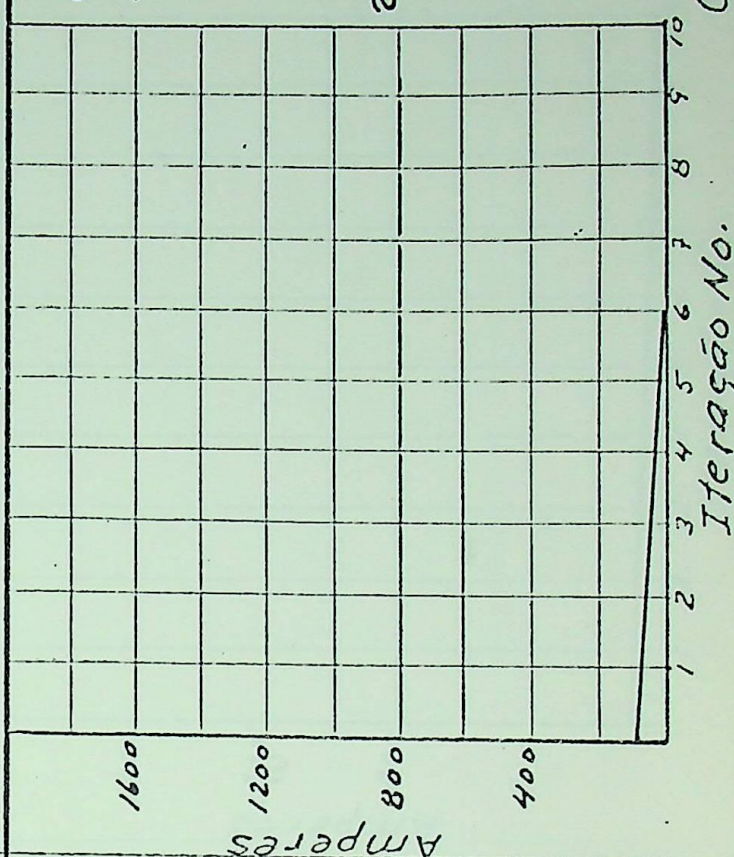
Controle Inativo

Fundamental



Controle Inativo

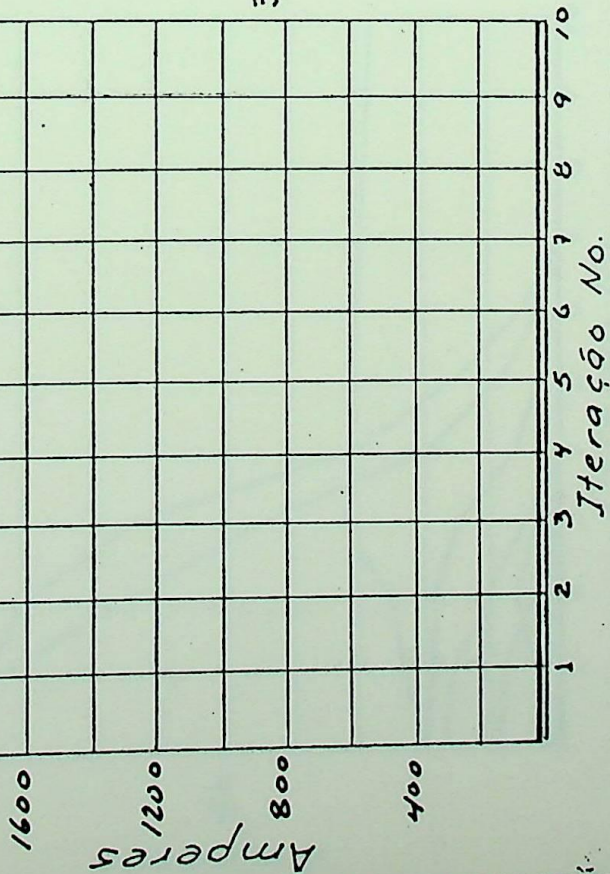
2º Harmônico



Caso 5 Gráficos A

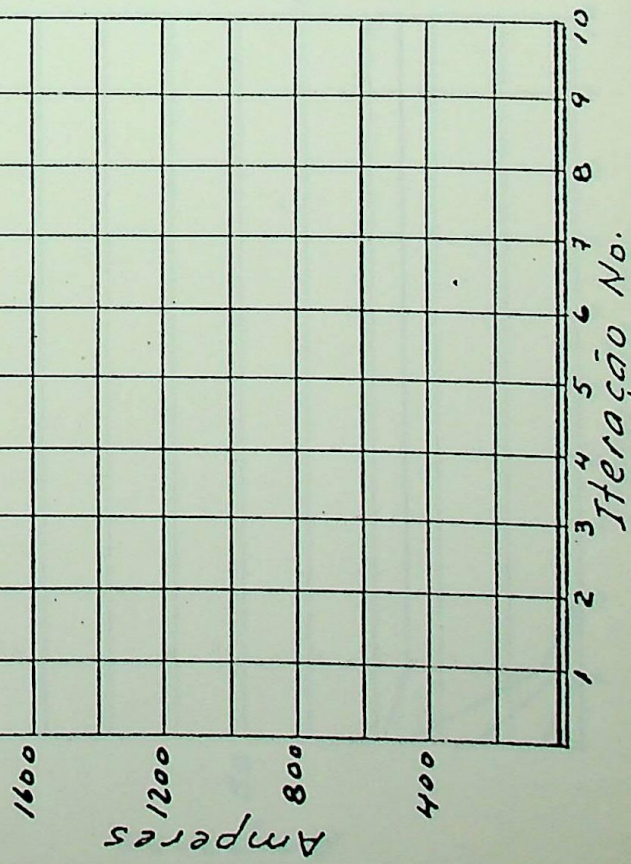
Controle Ativo

3º Harmônico



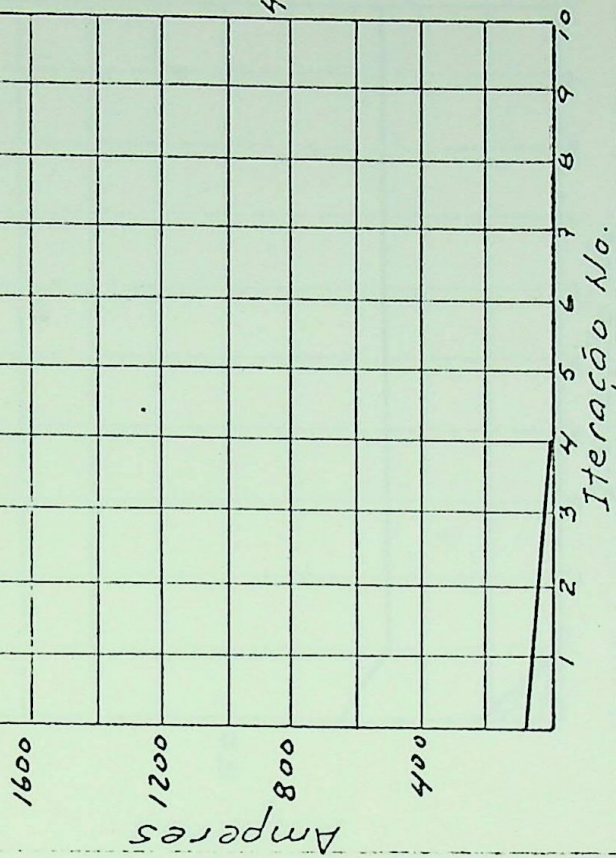
Controle Inativo

3º Harmônico



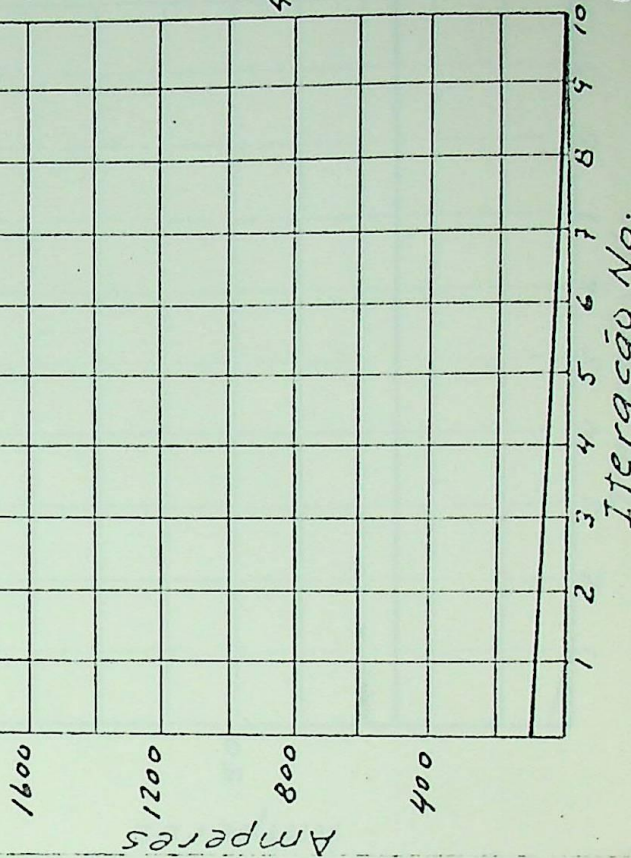
Controle Ativo

4º Harmônico



Controle Inativo

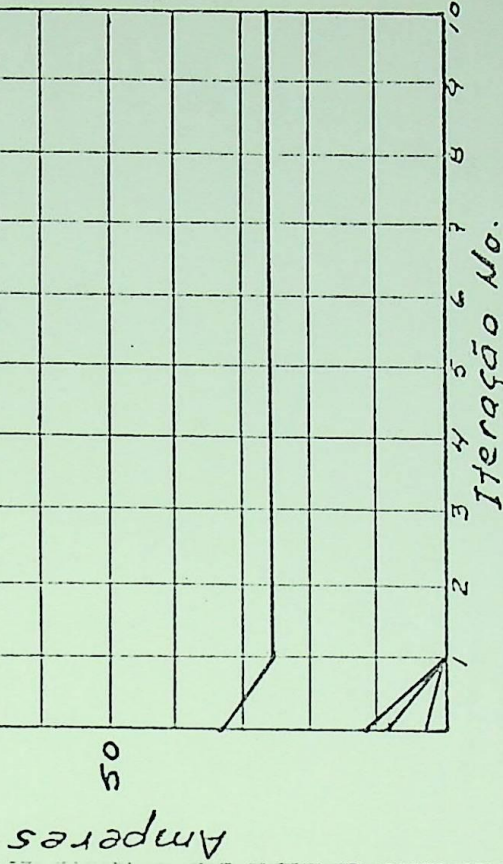
4º Harmônico



Caso 3 Gráficos

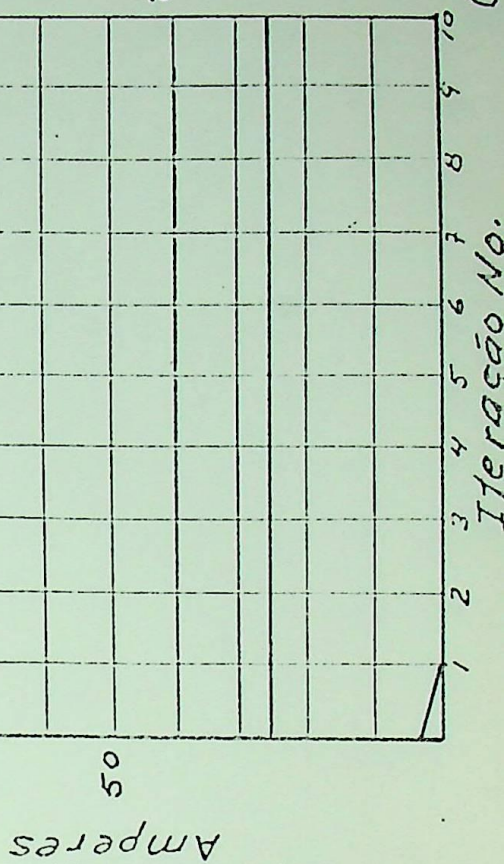
Controle Ativo

2º Harmô



Controle Inativo

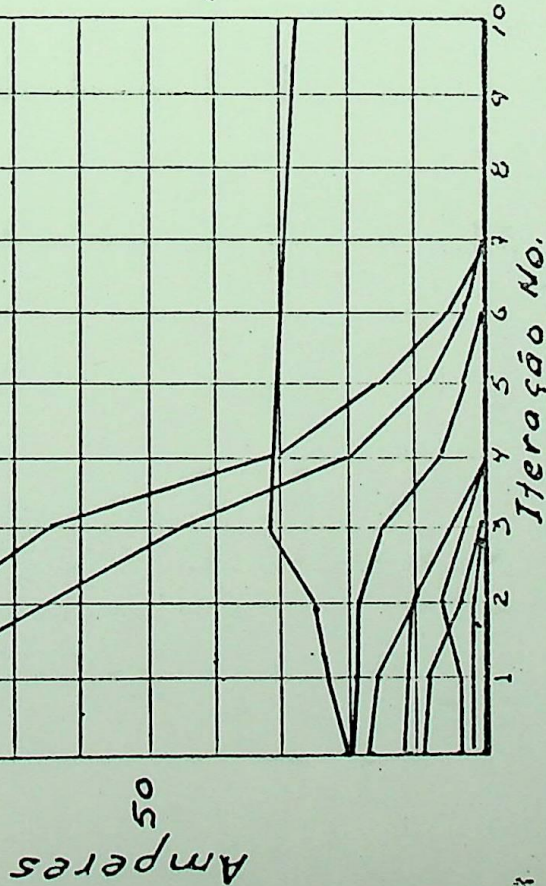
2º Harmô



Caso 6 Gráfico 6

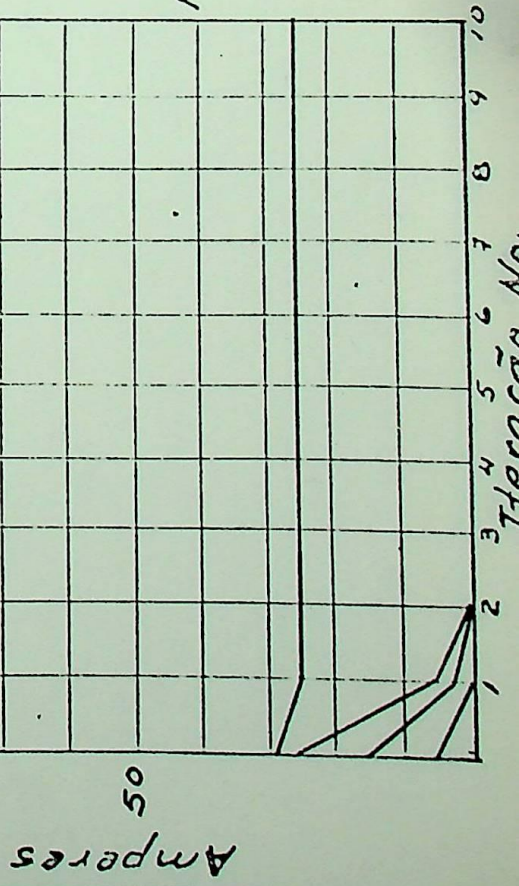
Controle Ativo

Fundamental



Controle Inativo

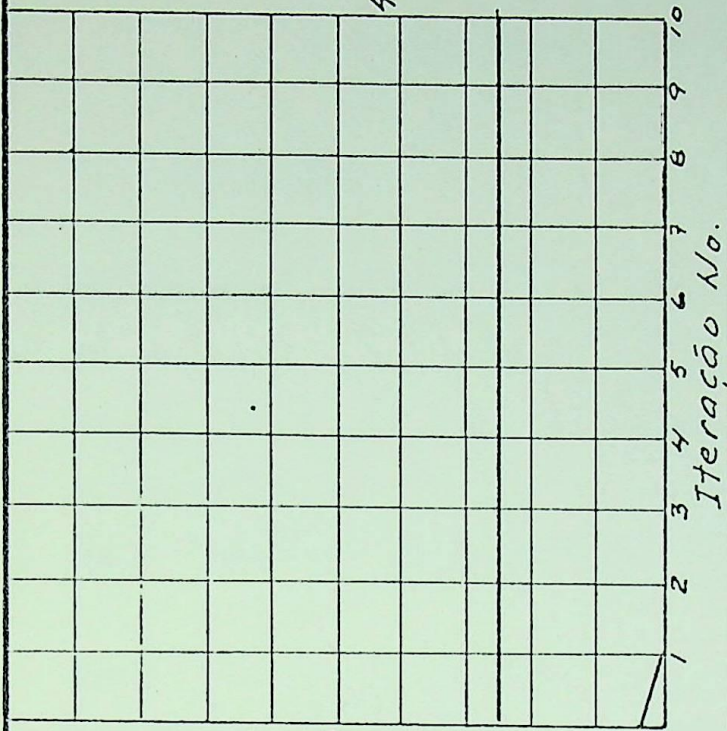
Fundamental



Iteração No.

Controle Ativo

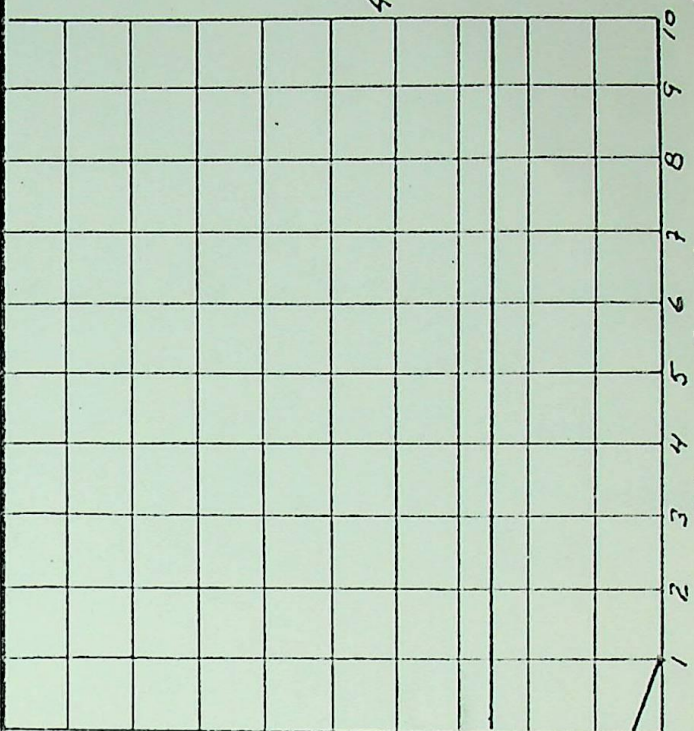
4º Harmônico



Amperes
50

Controle Inativo

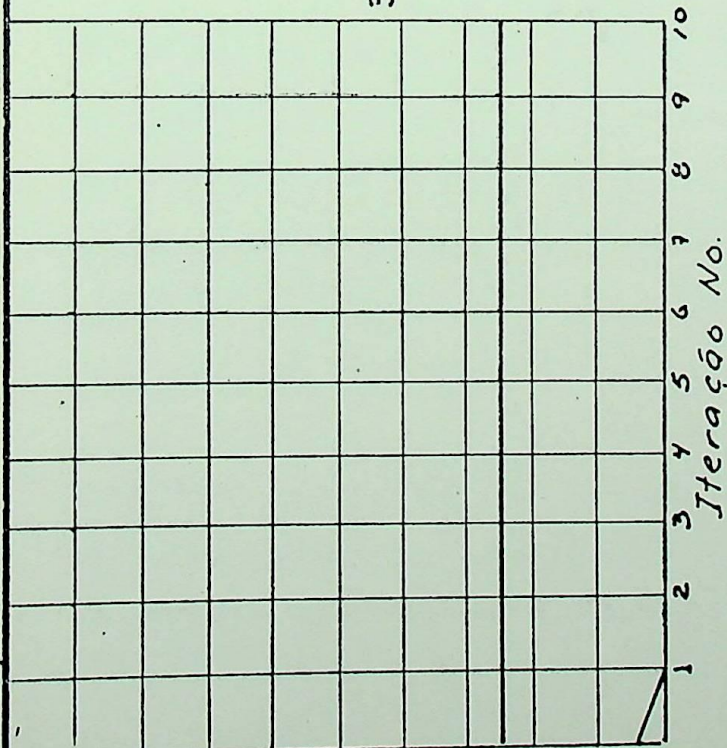
4º Harmônico



Amperes
50

Controle Ativo

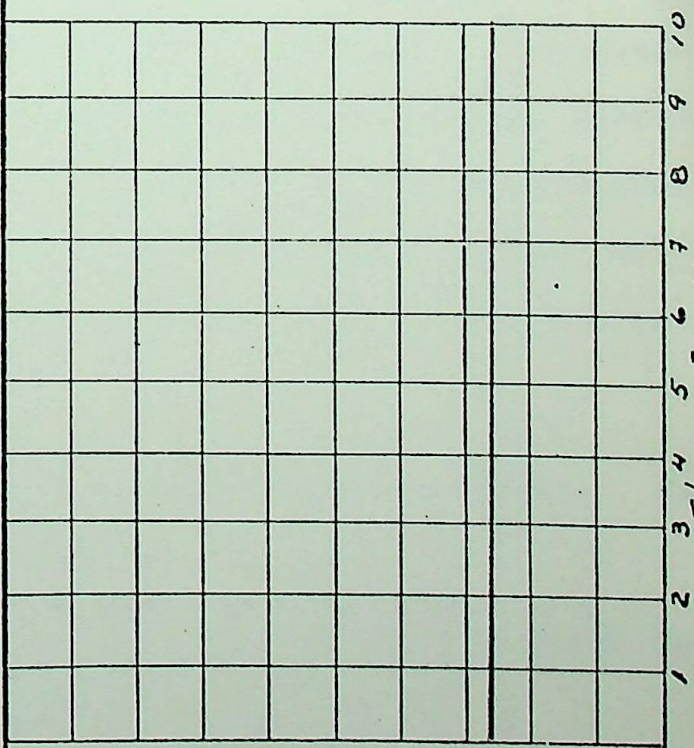
3º Harmônico



Amperes
50

Controle Inativo

3º Harmônico



Amperes
50

Caso 6
Gráfico 6

Iteração No.

Iteração No.

C A P Í T U L O VICONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES1. Conclusões

Em vista das múltiplas interações que existem entre as várias partes de um elo de C.C., inclusive seus controles, o estudo analítico de harmônicos no elo somente é viável a nível deste trabalho, mediante a limitação da ação desses harmônicos às partes do elo que não requeram o tratamento simultâneo da ação do Retificador e do Inversor.

Desta forma, este trabalho procurou circunscrever o elo de C.C. ao seu terminal transmissor, mostrando como o Inversor pode ser representado por sua reatância equivalente, uma vez que o controle de γ pode ser efetuado, na prática, com P.I.E. e α constante. Para justificar ainda mais esse modelo do Inversor, foi necessário admitir que as variações senoidais de corrente na linha de C.C. não afetam a forma de onda de tensão de C.A. no lado receptor.

Referindo-se ainda à questão de modelagem do elo de C.C., mencionou-se a dificuldade que existiria em circunscrever o elo ao seu terminal receptor com sistema de C.A. finito. Neste caso, o Retificador teria que ser representado com seu controle de corrente, o que obrigaria um tratamento da ação simultânea do Retificador e do Inversor inclusive sistema de C.A. receptor.

A análise dos harmônicos do lado de C.C. utilizando-se o modelo da Fig. 5.1 conduz aos seguintes resultados:

1.1 Qualquer harmônico de corrente que é acidentalmente injetado na

linha de C.C. se reproduz no Retificador gerando correntes de ordem de $6 \pm nK$, onde K é a ordem do harmônico injetado e "n" é dado por:

$$n = 0, 1, 2, \dots, \left(\frac{6}{K} - 1\right), \frac{6}{K}$$

1.2 Como resultado do item 1.1 acima, um único harmônico da corrente injetado na linha resulta em múltiplos harmônicos de corrente que por sua vez interagem com o controle e com os parâmetros da linha de C.C.

1.3 Se os parâmetros da linha de C.C., incluindo o reator de C.C., apresentar ressonância para algum dos harmônicos, gerados pelo Retificador, o elo se torna harmonicamente instável.

1.4 A instabilidade harmônica pode, entretanto, ser evitada, bastando para isso uma alteração de seus parâmetros de forma que a ressonância não ocorra para harmônicos inteiros. O método de análise aqui apresentado pode ser utilizado para dimensionar os parâmetros de forma a evitar ressonância.

1.5 O resultado da análise do Retificador mostrou que a instabilidade harmônica é agravada pela ação do controle. Ou seja, a estabilidade do elo é tão mais assegurada quanto menos variação existir nos intervalos entre pulsos.

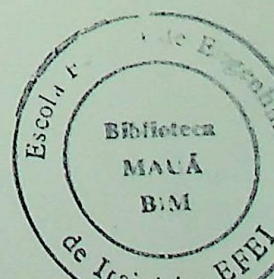
2. Recomendações

2.1 Desenvolver um método analítico para o estudo de harmônicos utilizando o modelo do elo de C.C. apresentado na Fig. 3.3. Esse método permitiria investigar o comportamento harmônico do elo a partir do lado receptor incluindo seu sistema de C.A. finito.

2.2 Considerando a ação do controle do Retificador no agravamento da instabilidade harmônica, deve-se investigar a utilização de filtros de harmônicos no circuito de controle de corrente de forma a inibir ou até mesmo eliminar o controle quando correntes harmônicas não características se fazem presentes na linha de C.C. Neste caso, o controle reagiria apenas às variações não senoidais de I_d .

2.3 Pode-se ainda considerar o bloqueio de α num valor fixo (como por exemplo o último valor) durando seis pulsos (1 ciclo). Com α constante, grande parte da assimetria é eliminada e os h.m.c. atenuados (ver casos onde α é bloqueado em $5^\circ - \alpha \text{ MIN}$).

A P E N D I C E S



EQUAÇÃO GERAL DE COMUTAÇÃO

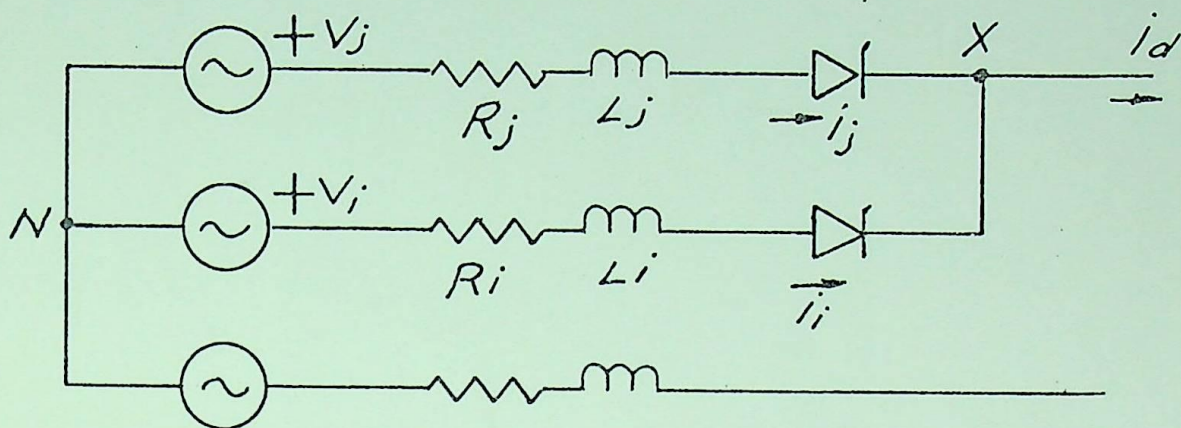


FIG A1.1

j = Válvula iniciando comutação

i = Válvula terminando comutação

θ_j = Ângulo de disparo da válvula "j" medido em termos fundamentais e em relação à tensão de referência

v_{a-n} = tensão de referência

As tensões de comutação referidas ao instante de comutação são:

$$v_j = \sum_{M=1}^m \hat{V}_{jM} \text{sen } M (\omega_t + \psi_{jM} + \theta_j) \quad (A1.1)$$

$$v_i = \sum_{M=1}^m \hat{V}_{iM} \text{sen } M (\omega_t + \psi_{iM} + \theta_i) \quad (A1.2)$$

As polaridades das equações de corrente de comutação são aquelas mostradas na Fig. 1.6.

Assim temos:

Para as válvulas pares:

$$\begin{aligned} v_{XN} &= v_j + R_j \times i_j + L_j \frac{d i_j}{d t} = \quad \quad \quad (A1.3) \\ &= v_i + R_i \times i_i + L_i \frac{d i_i}{d t} \end{aligned}$$

Para as válvulas ímpares:

$$\begin{aligned} v_{XN} &= v_j - R_j \times i_j - L_j \frac{d i_j}{d t} = \quad \quad \quad (A1.4) \\ &= v_i - R_i \times i_i - L_i \frac{d i_i}{d t} \end{aligned}$$

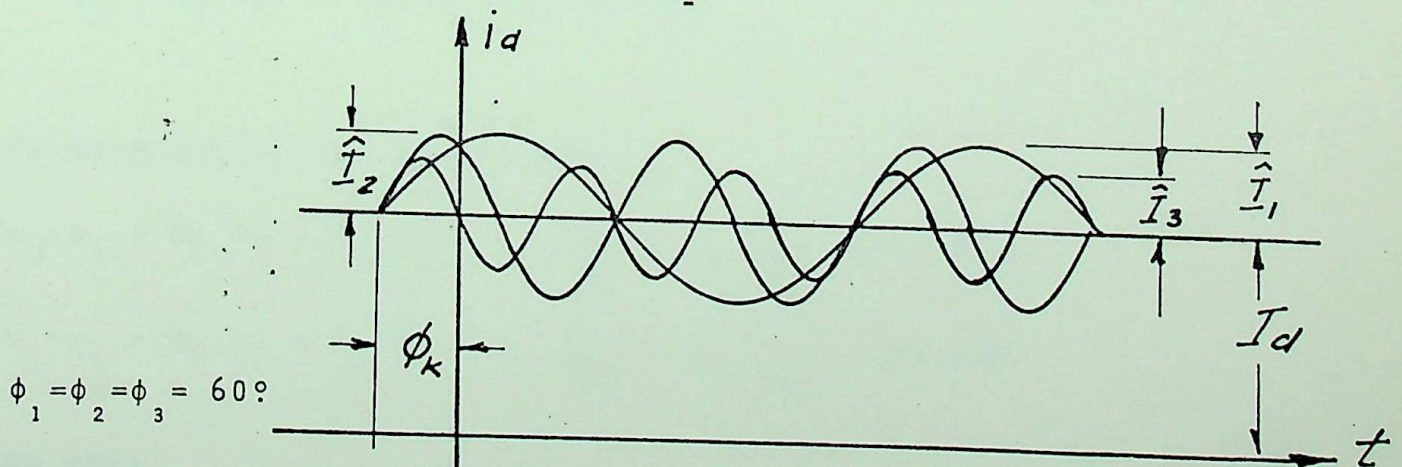
A corrente do lado de C.C. com componentes harmônicos, referida ao instante do início de comutação é:

$$i_d = I_d + \sum_{K=1}^n \hat{I}_K \text{sen } K (\omega t + \phi_K + \theta_j) \quad (A1.5)$$

$$i_j + i_i = i_d$$

$$\frac{d i_j}{d t} + \frac{d i_i}{d t} = K \omega \hat{I}_K \cos K (\omega t + \phi_K + \theta_j) \quad (A1.6)$$

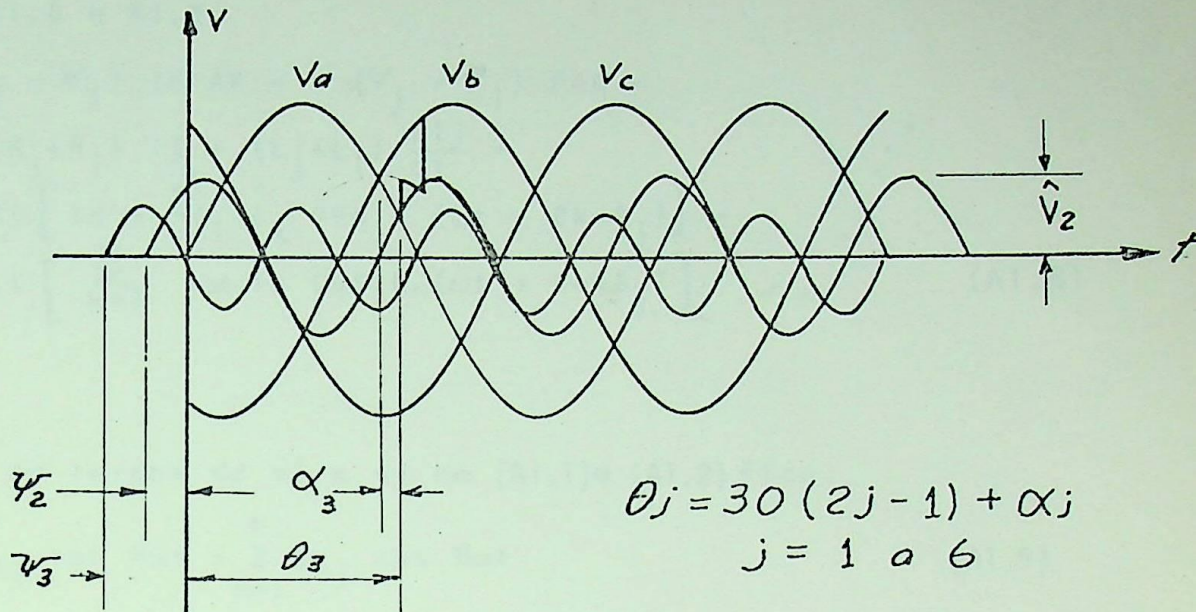
NOTA: REFERÊNCIAS ANGULARES



Correntes harmônicas na linha C.C.

ϕ_K é medida em termos da fundamental

$$i_d = I_K + \hat{I}_1 \text{sen } (\omega t + \phi_1) + \hat{I}_2 \text{sen } 2 (\omega t + \phi_K) + \hat{I}_3 \text{sen } 3 (\omega t + \phi_K) \quad (\text{Ref-va-n})$$



$$i_d = I_K + \hat{I}_1 \sin(\omega t + \phi_1 + \theta_3) + \hat{I}_2 \sin 2(\omega t + \phi_2 + \theta_3) + \hat{I}_3 \sin 3(\omega t + \phi_3 + \theta_3) \quad (\text{Ref} - \theta_3)$$

$$v_2 = \hat{V}_2 \sin 2(\omega t + \psi_2) - (\text{Ref } v_a - n)$$

$$v_2 = \hat{V}_2 \sin 2(\omega t + \psi_2 + \theta_3) (\text{Ref} - \theta_3)$$

As equações (A1.3) e (A1.4) ficam:

$$v_j - v_i = R_i i_i - R_j i_j + L_i \frac{d i_i}{d t} - L_j \frac{d i_j}{d t} \quad (\text{Pares})$$

$$v_j - v_i = R_i i_i + R_j i_j - L_i \frac{d i_i}{d t} + L_j \frac{d i_j}{d t} \quad (\text{Ímpares})$$

ou seja:

$$(v_j - v_i)_{\text{Ímpares}} = - (v_j - v_i)_{\text{Pares}}$$

Usando A1.5, A1.6 e A1.7:

$$\begin{aligned}
 (V_j - V_i)_{\text{IMPAR}} &= - (V_j - V_i)_{\text{PAR}} = \\
 &= (R_j + R_i) i_j + (L_j + L_i) \frac{di_j}{dt} - \\
 &- R_i \left[I_d + \sum_{k=1}^n \hat{I}_k \text{SEN } k (\omega t + \theta_k + \theta_j) \right] - \\
 &- L_i \left[\sum_{k=1}^n k \omega \hat{I}_k \text{COS } k (\omega t + \theta_k + \theta_j) \right]
 \end{aligned} \tag{A1.8}$$

Esta equação em termos de v_i e v_j em (A1.1) e (A1.2) fica:

$$v_j - v_i = \sum_{M=1}^n A_{Mj} \text{sen } M\omega t + \sum_{M=1}^n B_{Mj} \text{cos } M\omega t \tag{A1.9}$$

onde:

$$\left. \begin{aligned}
 A_{Mj} &= \hat{V}_{jM} \text{cos } M (\psi_{jM} + \theta_j) - \hat{V}_{iM} \text{cos } (\psi_{iM} + \theta_j) \\
 B_{Mj} &= \hat{V}_{jM} \text{sen } M (\psi_{jM} + \theta_j) - \hat{V}_{iM} \text{sen } (\psi_{iM} + \theta_j)
 \end{aligned} \right\} \tag{A1.10}$$

$$\left. \begin{aligned}
 (A_{Mj})_{\text{PAR}} &= - A_{Mj} & (A_{MJ})_{\text{IMPAR}} &= A_{MJ} \\
 (B_{Mj})_{\text{PAR}} &= - B_{Mj} & (B_{MJ})_{\text{IMPAR}} &= B_{MJ}
 \end{aligned} \right\} \tag{A1.11}$$

Combinando as equações A1.8 e A1.9 e fazendo:

$$\begin{aligned}
 R_{ij} &= R_i + R_j \\
 L_{ij} &= L_i + L_j \\
 T_{ij} &= \frac{L_{ij}}{R_{ij}}
 \end{aligned}$$

tem-se:

$$\begin{aligned}
 & \frac{di_j}{dt} + \frac{1}{T_{ij}} i_j - \frac{R_i}{L_{ij}} I_d - \\
 & - \frac{R_i}{L_{ij}} \left[\sum_{k=1}^n \hat{I}_k \operatorname{sen} k(\omega t + \phi_k + \theta_j) \right] - \\
 & - \frac{L_i}{L_{ij}} \left[\sum_{k=1}^n k\omega \hat{I}_k \cos(\omega t + \phi_k + \theta_j) \right] - \\
 & - \frac{1}{L_{ij}} \left[\sum_{M=1}^n (A_{Mj} \operatorname{sen} M\omega t - B_{Mj} \cos M\omega t) \right] = 0
 \end{aligned}$$

(A1.12)

Tomando-se a transformada de Laplace de (A1.12) e notando que para $t=0$, $i_j=0$ uma vez que a equação (A1.12) está referida ao instante do disparo da válvula "j" tem-se:

$$\begin{aligned}
 i_j(s) &= \sum_{M=1}^n \frac{B_{Mj}}{L_{ij}} \times \frac{G_M + S}{(s^2 + M^2\omega^2)(s + 1/T_{ij})} + \\
 &+ \frac{R_i I_d}{L_{ij}} \times \frac{1}{s(s + 1/T_{ij})} + \\
 &+ \sum_{k=1}^n \frac{R_i H_k}{L_{ij}} \times \frac{C_k + S}{(s^2 + k^2\omega^2)(s + 1/T_{ij})} + \\
 &+ \sum_{k=1}^n \frac{L_i N_k}{L_{ij}} \times \frac{T_k + S}{(s^2 + k^2\omega^2)(s + 1/T_{ij})}
 \end{aligned}$$

(A1.13)

onde:

$$GM_j = M\omega \frac{AM_j}{BM_j}$$

$$H_k = \hat{I}_k \text{ sen } K (\phi_k + \theta_j)$$

$$N_k = K\omega \hat{I}_k \text{ cos } K (\phi_k + \theta_j)$$

$$C_k = K\omega \text{ ctg } K (\phi_k + \theta_j)$$

$$T_k = K\omega \text{ tan } K (\phi_k + \theta_j)$$

\mathcal{L}^{-1} da equação A1.13 resulta na corrente de comutação da válvula "j"
 $i_j(t)$

$$\begin{aligned}
 i_j(t) = & \frac{R_i I_a}{R_{ij}} \left(1 - e^{-\frac{t}{T_{ij}}} \right) + \\
 & + \sum_{M=1}^n \frac{1}{L_{ij}} \left[\frac{M\omega A_{Mj} - B_{Mj} / T_{ij}}{M^2 \omega^2 + 1/T_{ij}^2} e^{-\frac{t}{T_{ij}}} + \right. \\
 & \left. + \sqrt{\frac{A_{Mj}^2 + B_{Mj}^2}{M^2 \omega^2 + 1/T_{ij}^2}} \text{ sen}(M\omega t + \beta_{Mj}) \right] + \\
 & + \sum_{K=1}^n \frac{R_i H_k}{L_{ij}} \left[\frac{C_k - 1/T_{ij}}{K^2 \omega^2 + 1/T_{ij}^2} e^{-\frac{t}{T_{ij}}} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{K\omega} \sqrt{\frac{(C_k^2 + K^2 \omega^2) T_{ij}^2}{1 + K^2 \omega^2 T_{ij}^2}} \text{ sen}(K\omega t + \delta_{Kj}) \right] + \\
 & + \sum_{K=1}^n \frac{L_i N_k}{L_{ij}} \left[\frac{T_k - 1/T_{ij}}{K^2 \omega^2 - 1/T_{ij}^2} e^{-\frac{t}{T_{ij}}} + \right. \\
 & \left. + \frac{1}{K\omega} \sqrt{\frac{(T_k^2 + K^2 \omega^2) T_{ij}^2}{1 + K^2 \omega^2 T_{ij}^2}} \text{ sen}(K\omega t + \delta_{Kj}) \right]
 \end{aligned}$$

(A1.14)

onde:

$$\beta_{mj} = \tan^{-1} \frac{B_m - MW A_m T_{ij}}{A_m + MW B_m T_{ij}}$$

$$\zeta_{kj} = \tan^{-1} \frac{K\omega(1 - C_k T_{ij})}{C_k + K^2\omega^2 T_{ij}}$$

$$s_{kj} = \tan^{-1} \frac{K\omega(1 - T_k T_{ij})}{T_k + K^2\omega^2 T_{ij}}$$

A P E N D I C E A-11EQUAÇÃO DE COMUTAÇÃO COM BARRAMENTODA C.A. INFINITO

Considerando o barramento de C.A. infinito:

$$M=1$$

$$\widehat{V}_{1j} = \widehat{V}_{1i} = \widehat{V}$$

$$L_i = L_j = L \text{ (indutância do transformador)}$$

$$R_i = R_j = 0$$

De onde resulta:

$$v_{1j} = \widehat{V} \text{ sen } (\omega t + \psi_j)$$

$$v_{1i} = \widehat{V} \text{ sen } (\omega t + \psi_i)$$

$$A_{1j} = \widehat{V} \cos (\psi_j + \theta_j) - \widehat{V} \cos (\psi_i + \theta_j)$$

$$B_{1j} = \widehat{V} \text{ sen } (\psi_j + \theta_j) - \widehat{V} \text{ sen } (\psi_i + \theta_j)$$

$$\psi_j = (j-1) \times 120^\circ$$

$$\psi_i = \psi_j + 120^\circ$$

$$\theta_j = \alpha_j + 30^\circ (2j-1)$$

uma vez que as voltagens C.A. são senoidais e equilibradas.

$$\beta_{1j} = \tan^{-1} - \frac{A_{1j}}{B_{1j}}$$

$$\delta_{Kj} = K (\phi_K + \theta_j)$$

$$e \sqrt{A_{1j}^2 + B_{1j}^2} = \sqrt{3} \widehat{V}$$

Assim, a equação geral de comutação, equação AI.14 resulta:

$$i_j = \frac{1}{2\omega L} \left[A_{1j} + \sqrt{3} \bar{V} \text{sen} (\omega t + \beta_{1j}) + \sum_{K=1}^N \frac{\hat{i}_k}{2} \left[\text{sen } K (\omega t + \phi_K + \theta_j) - \text{sen } K (\phi_K + \theta_j) \right] \right] \quad (\text{A2.1})$$

Desenvolvendo-se as seis equações de comutação para $j=1-6$ e tendo em conta as relações (A1.11) do APÊNDICE I tem-se:

$$A_{1j} = \sqrt{3}\hat{V} \cos \alpha_j$$

$$B_{1j} = \sqrt{3}\hat{V} \text{sen} \alpha_j$$

$$\text{sen} (\omega t + \beta_{1j}) = -\cos (\omega t + \alpha_j)$$

A equação (A2.1) fica:

$$i_j = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2\omega L} \left[\cos \alpha_j - \cos (\omega t + \alpha_j) + \sum_{K=1}^N \frac{\hat{i}_k}{2} \left[\text{sen } K (\omega t + \phi_K + \theta_j) - \text{sen } K (\phi_K + \theta_j) \right] \right] \quad (\text{A.2.2})$$

Onde:

$$\theta_j = \alpha_j + 30 (2j - 1)$$

Nesta equação, $t=0$ aplica-se ao início de condução (comutação) da válvula "j".

A P E N D I C E A I I I

EQUAÇÕES DE VOLTAGEM NO TERMINAL

DO RETIFICADOR

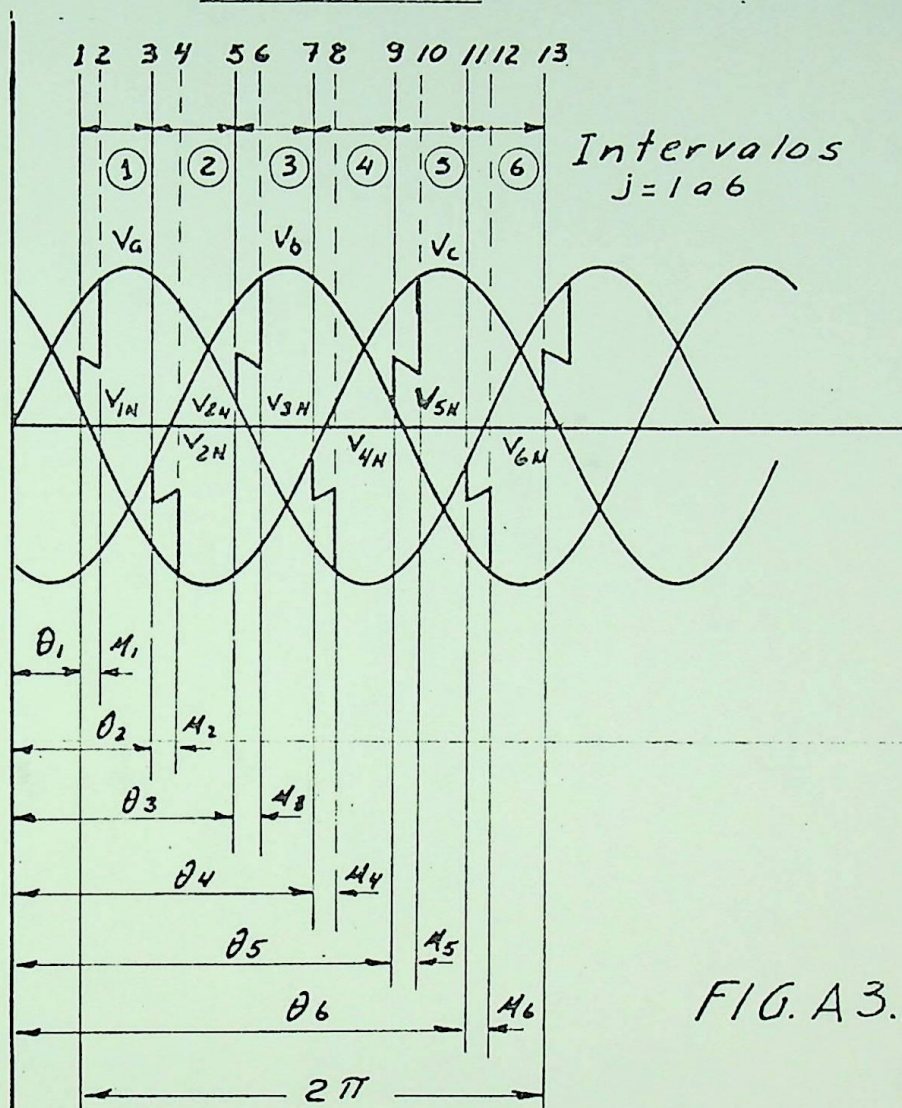


FIG. A3.1

1 a 6 são os intervalos da onda de tensão relativo às respectivas válvulas em condução. $j=1$ a 6 correspondem às válvulas 1 a 6.

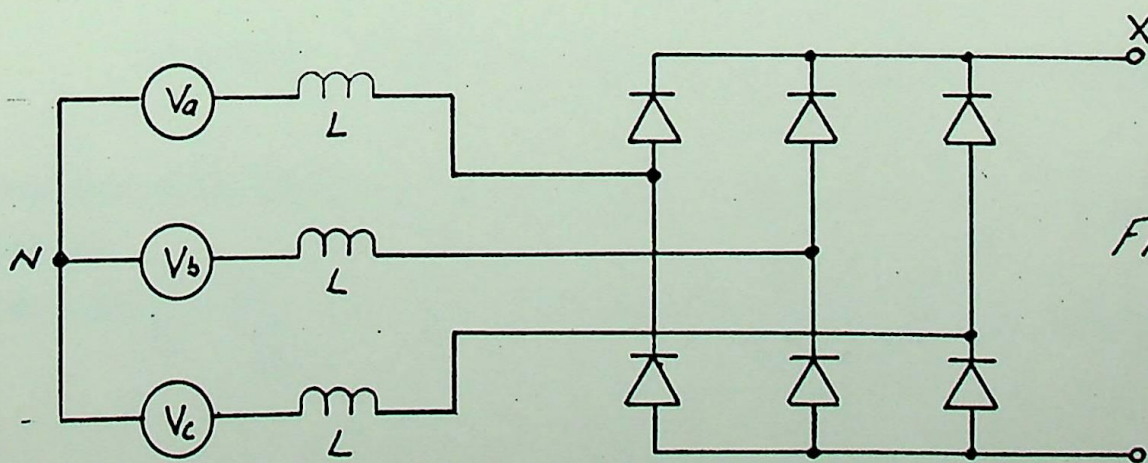


FIG A3.2

A determinação das equações da tensão nos terminais do retificador exige que a referência para essas equações seja tomada em θ_1 , isto é, o instante de ignição da válvula 1. Isto é necessário para que todos os seis intervalos de comutação fiquem incluídos em 2π .

Referindo-se à Fig. A 3.1 verifica-se que cada intervalo de comutação 1 a 6 é composto de duas partes. Uma onde ocorre a comutação e outra onde a tensão é senoidal.

As tensões de comutação v_{cj} para os seis intervalos são (ver Fig. A3.

$$v_{c1} = v_{1N} - v_b = v_a - v_b - L \frac{d_{i1}}{dt}$$

$$v_{c2} = v_a - v_{2N} = v_a - v_c - L \frac{d_{i2}}{dt}$$

$$v_{c3} = v_{3N} - v_c = v_b - v_c - L \frac{d_{i3}}{dt}$$

$$v_{c4} = v_b - v_{4N} = v_b - v_a - L \frac{d_{i5}}{dt}$$

$$v_{c5} = v_{5N} - v_a = v_c - v_a - L \frac{d_{i5}}{dt}$$

$$v_{c6} = v_c - v_{6N} = v_c - v_b - L \frac{d_{i6}}{dt}$$

Genericamente temos:

$$v_{cj} = \sqrt{3}\hat{V} \operatorname{sen} \left[\omega t + 30(3-2j) \right] - L \frac{d_{ij}}{dt} \quad (\text{A3.1})$$

Referindo-se essa equação a θ_1 temos:

$$v_{cj} = \sqrt{3}\hat{V} \operatorname{sen} (\omega t + \alpha_1 - 60j + 120) - L (d_{ij}/dt)_{\theta_1} \quad (\text{A3.2})$$

onde:

$$(d_{ij}/dt)_{\theta_j} = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2L} \operatorname{sen} (\omega t + \alpha_j) + \sum_{K=1}^n \frac{K\omega \hat{I}_K}{2} \cos K(\omega t + \phi_K + \theta_j) \quad (\text{A3.3})$$

Para determinar $(d_{ij}/dt)_{\theta_1}$ soma-se θ_1 e subtrai-se θ_j a ωt na equação (A3.3)

$$(d_{ij}/dt)_{\theta_1} = \frac{\sqrt{3}\hat{V}}{2L} \operatorname{sen} (\omega t + \alpha_1 - 60j + 60) + \sum_{K=1}^n \frac{K\omega \hat{I}_K}{2} \cos K(\omega t + \phi_K + \theta_1) \quad (\text{A3.4})$$

Combinando-se (A3.2) e (A3.4) Obtêm-se:

$$V_{cj} = \frac{3}{2} \hat{V} \operatorname{sen}(wt + \alpha_1 - 60j + 150^\circ) - \sum_{k=1}^n \frac{k\omega L \hat{I}_k}{2} \cos k(wt + \phi_k + \alpha_1 + 30^\circ) \quad (A3.5)$$

A equação (A3.5) é a equação geral para a voltagem de comutação da válvula "j".

A equação para os intervalos sem comutação já referida ao instante θ_1 é:

$$V_{pj} = \sqrt{3} \hat{V} \operatorname{sen}(wt + \alpha_1 - 60j + 120^\circ) \quad (A3.6)$$

que é a voltagem fase-fase no intervalo "j".

A P E N D I C E A - VDETERMINAÇÃO DOS ÂNGULOS DE DISPARO
DO RETIFICADOR

O circuito de controle da corrente do Retificador pode ser aproximado pelo esquema mostrado na Fig. A4.1.

As funções de transferência para esses circuitos são:

$$G_1(s) = -1$$

$$G_2(s) = -\frac{SC_1 R_f}{1+SR_1 C_1} = -\frac{S 0,024}{1+S 0,001}$$

$$G_3(s) = -\frac{1}{SR_2 C_2} = -\frac{1}{S 0,044}$$

$$G_4(s) = -\frac{1}{R_2 C_4} \times \frac{1+SC_3(R_2+R_3)}{S(1+SC_3 R_3)} = -128 \frac{1+S 0,04}{S(1+S 0,001)}$$

Para $I_d = I_0$, $V_0 = 0$. Neste caso o período da onda serrilhada é exatamente igual a $1/300$ segundos ($1/6$ do período de uma onda de 50Hz).

Nestas condições:

$$v_r = \int_0^{TOSC} \frac{V_L}{R_C} t dt = \frac{V_L}{R_C} TOSC$$

Para $V_L = 3,0$ v e $V_R = 6,0$ v

$$R = 16,6 \text{ K e } C = 0,1 \times 10^{-6} \text{ f}$$

$$TOSC = 0,00333 \text{ seg} = \frac{1}{6} \times \frac{1}{50}$$

Como as variações de i_d são periódicas e podem ser decompostas em harm

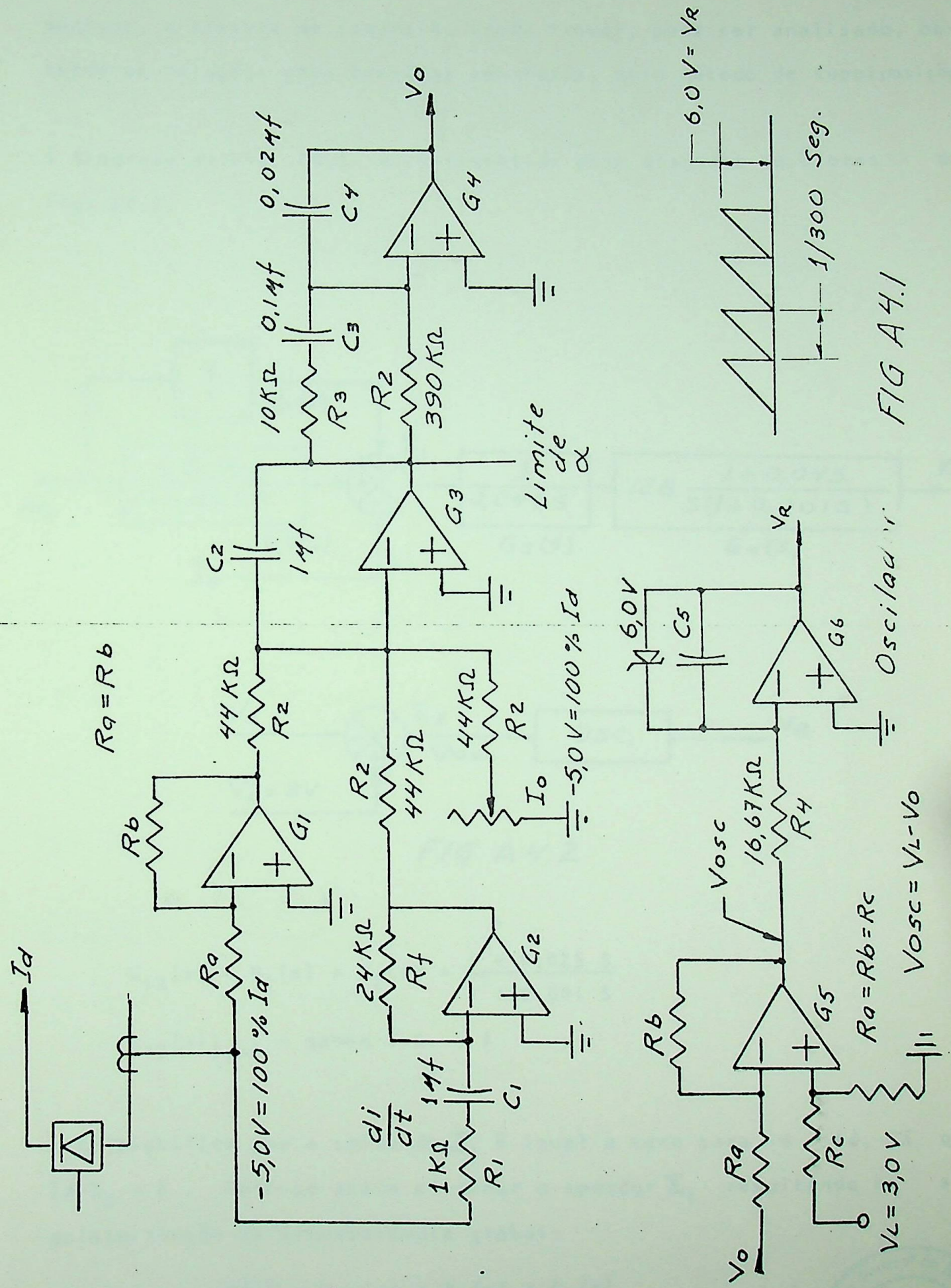
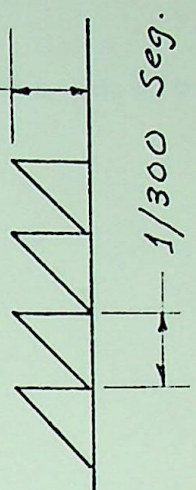


FIG A4.1



mônicos, o sistema de controle, sendo linear, pode ser analisado, obtendo-se soluções para entradas senoidais, pelo método de superposição.

O diagrama da Fig. A4.1 é representado pelo diagrama de blocos da Fig. A4.2.

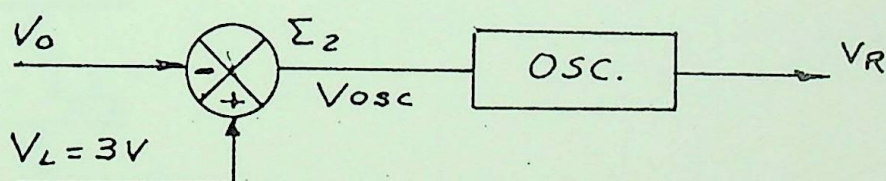
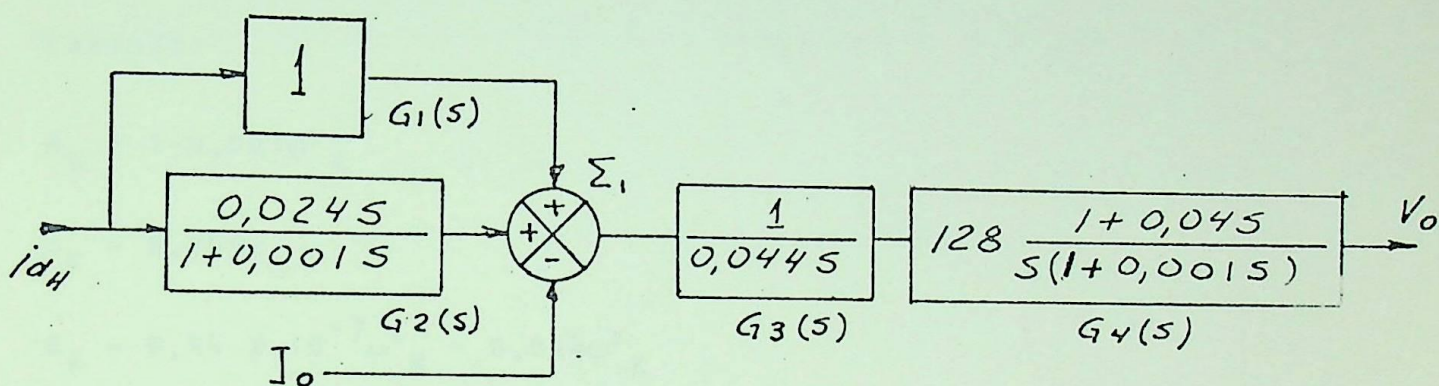


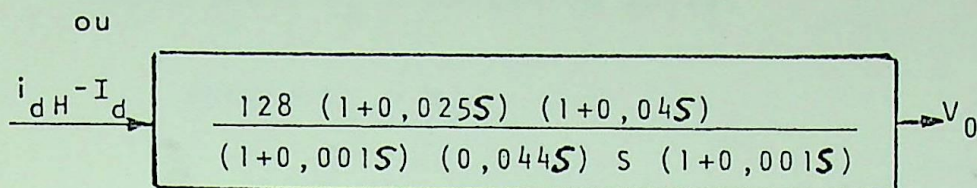
FIG A 4.2

$$G_{12}(s) = G_1(s) + G_2(s) = \frac{1 + 0,025 s}{1 + 0,001 s}$$

$$G_{12}(s) \Big|_{s=0} = \text{ganho C.C.} = 1$$

Isto significa que a saída de Σ_1 é igual a zero para $i_d = I_d$, já que $I_d - I_0 = 0$. Pode-se assim eliminar o somador Σ_1 , resultando na seguinte função de transferência global:

$$G(s) = G_{12}(s) \times G_3(s) \times G_4(s)$$



$$G(s) \Big|_{s=j\omega_K} = \text{Real} + j \text{Imag.}$$

$$G(j\omega_K) = 128 \frac{1 - 0,001\omega_K^2 + j 0,065\omega_K}{0,44 \times 10^{-7}\omega_K^4 - 0,044\omega_K^2 - j 0,88 \times 10^{-4}\omega_K^3}$$

Fazendo:

$$A_K = 1 - 0,001\omega_K^2$$

$$B_K = 0,065\omega_K$$

$$C_K = 0,44 \times 10^{-7}\omega_K^4 - 0,044\omega_K^2$$

$$D_K = 0,88 \times 10^{-4}\omega_K^3$$

$$\text{Real} = \frac{A_K C_K - B_K D_K}{C_K^2 + D_K^2}$$

$$\text{Imag} = \frac{B_K C_K + A_K D_K}{C_K^2 + D_K^2}$$

$$|G(j\omega_K)| = \sqrt{\text{Real}^2 + \text{Imag}^2} \quad (\text{A4.1})$$

$$\angle G(j\omega_K) = \tan^{-1} \frac{\text{Imag}}{\text{Real}}$$

$$i_{dH} - I_d = \sum_{K=1}^n \hat{I}_K \text{ sen } K (\omega t + \phi_K)$$

$$V_0 = \sum_{K=1}^n \hat{V}_K \text{ sen } K (\omega t + \rho_K)$$

onde:

$$\hat{V}_K = |G(j\omega_K)| \hat{I}_K \text{ volts}$$

$$\rho_K = \phi_K + \angle G(j\omega_K)$$

Neste caso, \hat{I}_K é também em volts.

$$V_{OSC} = V_L - V_0$$

$$v_R = \frac{1}{R_4 C_5} \int_0^t V_{OSC} dt = \frac{1}{R_4 C_5} \int_0^t (V_L - V_0) dt$$

Esta última equação deve ser referida ao início de cada rampa, uma vez que o tempo "t" começa a ser contado a partir desse instante a fim de comparar a voltagem da Rampa com a voltagem VL.

Assim, referindo-se à Fig. A4.3, se TTj for o tempo total a partir da referência (va-n) até o início da rampa "j".

$$TTj = \sum_{j=1}^6 Tj$$

TTj será somado a "t" na expressão para V_0 .

$$v_R = \frac{1}{R_4 C_5} \int V_L dt - \frac{1}{R_4 C_5} \int_0^t \sum_{k=1}^n \hat{V}_k \text{sen} k [\omega (t + TTj) + \rho_k] dt$$

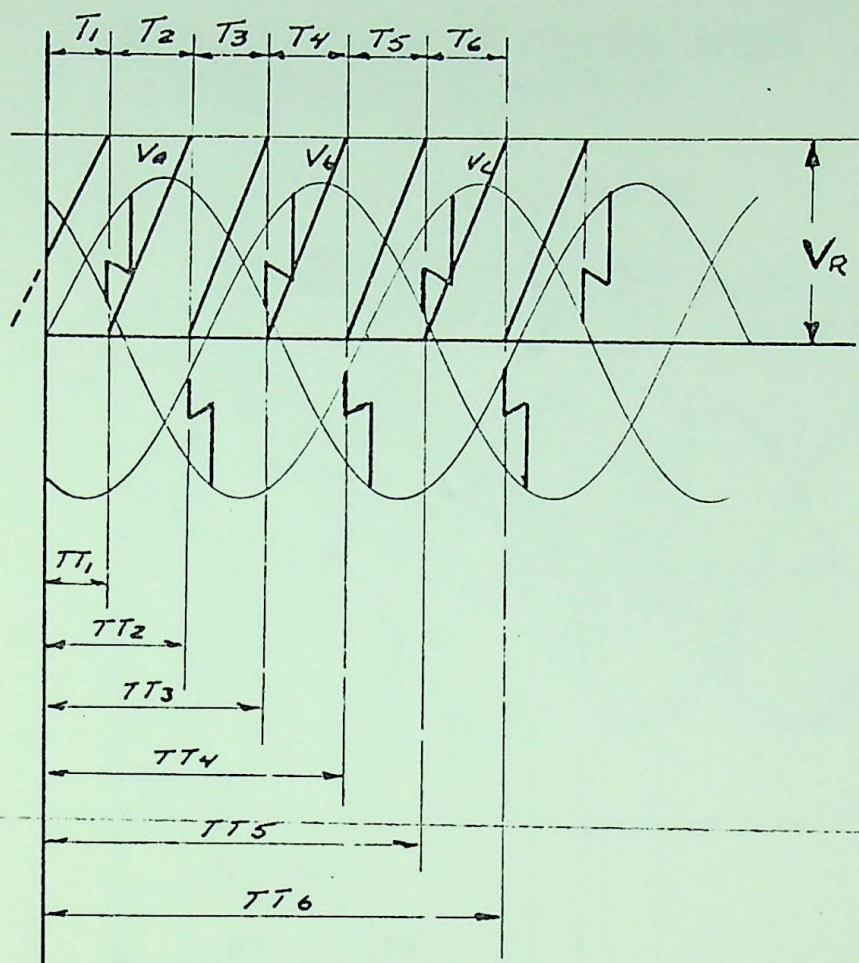
donde:

$$v_R = \frac{V_L}{R_4 C_5} t + \frac{1}{R_4 C_5} \sum_{k=1}^n \frac{\hat{V}_k}{k\omega} \cos k (\omega t + \omega TTj + \rho_k) - \frac{1}{R_4 C_5} \sum_{k=1}^n \frac{\hat{V}_k}{k\omega} \cos k (\omega TTj + \rho_k) \quad (A4.2)$$

onde k tem como referência Va-n

Como $V_R = 6,0$ volts, o tempo "t" de duração de cada rampa pode ser determinado pela equação (A4.2). Esse tempo, Tj, é o intervalo entre

dois disparos. Chega-se assim à determinação de α_j .



$$TT_j = \theta_j \frac{\pi}{180} \times \frac{1}{2\pi f}$$

$$\theta_j = \alpha_j + 30 (2j-1)$$

$$\theta_j = TT_j \times 18000 \text{ (para } f=50\text{Hz)}$$

Fig. A4.3

A P Ê N D I C E A - V

ANÁLISE DE FOURIER DA ONDA DE TENSÃO
NO TERMINAL DO RETIFICADOR

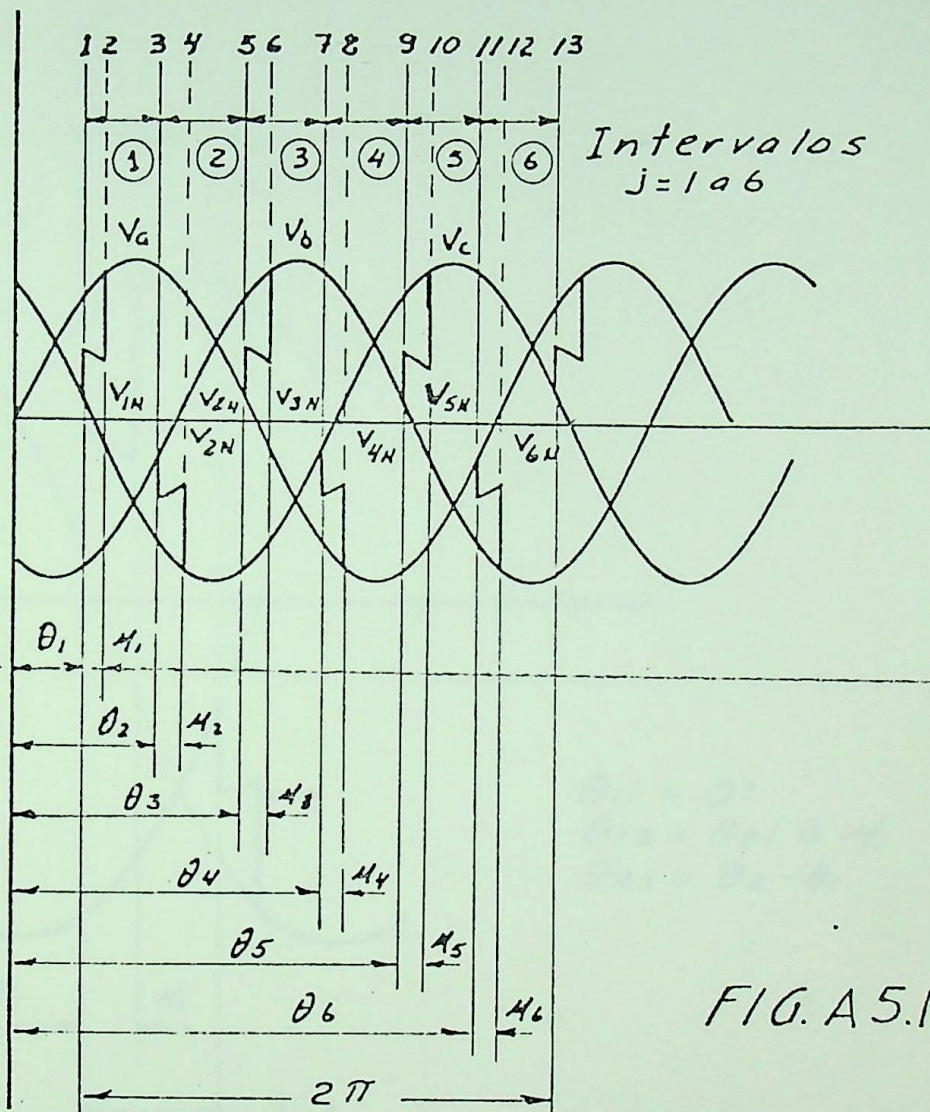
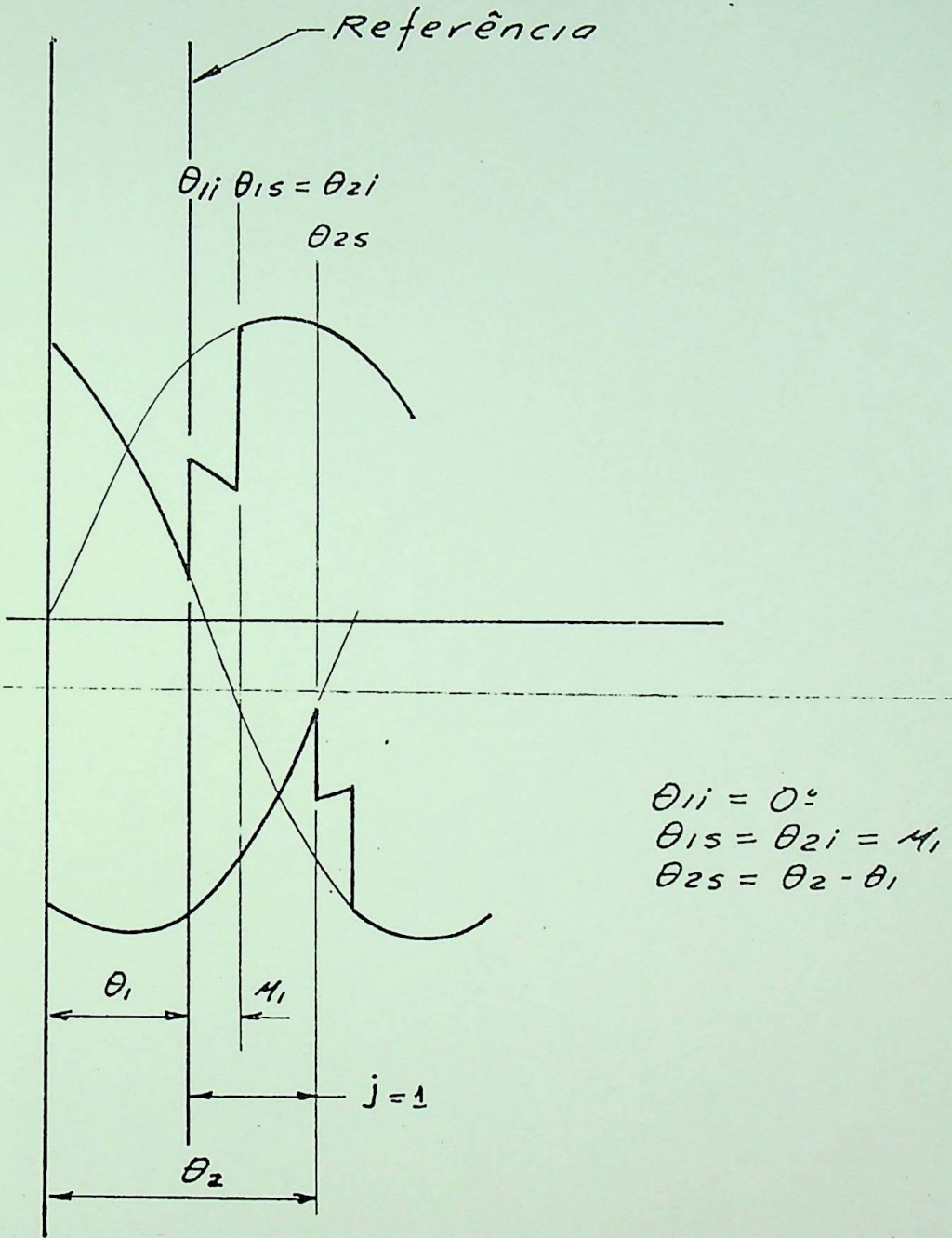


FIG. A5.1

Limites de Integração

Os limites de integração são dados pelos ângulos α e μ . Cada intervalo $j = 1$ a 6 é dividido em dois sub intervalos correspondendo ao período de comutação e ao período de condução normal. Conforme mencionado no APENDICE A III, o período da onda é definido de θ_1 a $\theta_1 + 2\pi$ de maneira que o limite inferior de integração do 1º intervalo corresponde a θ_1 .

Os símbolos utilizados para definir os intervalos de integração são mostrados na Fig. A5.2



Límites de Integração.

Fig. A5.2

O harmônico de tensão de ordem h é dado por:

$$v_h(\theta) = a_h \cosh h\theta + b_h \sen h\theta$$

Onde:

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(\theta) \cosh h\theta d\theta$$

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} v(\theta) \sen h\theta d\theta$$

$$v_h(\theta) = \sqrt{a_h^2 + b_h^2} \sen(h\theta \pm \Delta h)$$

$$\Delta h = \tan^{-1} \frac{a_h}{b_h}$$

$v(\theta)$ é definido por v_{cj} e v_{pj} , constantes do APÊNDICE III. Então:

$$a_h = \sum_{j=1}^6 \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} v_{cj}(\theta) \cosh h\theta d\theta + \int_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} v_{pj}(\theta) \cosh h\theta d\theta \right]$$

$$b_h = \sum_{j=1}^6 \frac{1}{\pi} \left[\int_{\theta_{1i}}^{\theta_{1s}} v_{cj}(\theta) \sen h\theta d\theta + \int_{\theta_{2i}}^{\theta_{2s}} v_{pj}(\theta) \sen h\theta d\theta \right]$$

Pode-se então escrever:

$$N_{cj} = AA_j \operatorname{sen} \theta + BB_j \operatorname{cos} \theta - A_k \operatorname{cos} k\theta + B_k \operatorname{sen} k\theta$$

$$AA_j = \frac{3\hat{V}}{2} \operatorname{cos} (\alpha_1 - 60j + 150)$$

$$BB_j = \frac{3\hat{V}}{2} \operatorname{sen} (\alpha_1 - 60j + 150)$$

$$A_k = \sum_{k=1}^n \frac{k\omega L \hat{I}_k}{2} \operatorname{cos} k (\phi_k + \alpha_1 + 30)$$

$$B_k = \sum_{k=1}^n \frac{k\omega L \hat{I}_k}{2} \operatorname{sen} k (\phi_k + \alpha_1 + 30)$$

$$N_{pj} = A_j \operatorname{sen} \theta + B_j \operatorname{cos} \theta$$

$$A_j = \sqrt{3} \hat{V} \operatorname{cos} (\alpha_1 - 60j + 120)$$

$$B_j = \sqrt{3} \hat{V} \operatorname{sen} (\alpha_1 - 60j + 120)$$

Efetuada-se as integrações indicadas, tomando-se primeiro o cuidado de verificar os casos onde $h=1$ e $h=k$, obtem-se as seguintes expressões para os coeficientes do coseno (ah) e do seno (bh):

Coeficientes do coseno (ah)

1) Para $h \neq k \neq 1$

$$\begin{aligned}
 a_h = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^n \left\{ -AA_j \left[\frac{\cos(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\cos(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} + \right. \\
 + BB_j \left[\frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} - \\
 - A_k \left[\frac{\text{sen}(k+h)\theta}{k+h} + \frac{\cos(k-h)\theta}{k-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} - \\
 - B_k \left[\frac{\cos(k+h)\theta}{k+h} + \frac{\cos(k-h)\theta}{k-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} - \\
 - A_j \left[\frac{\cos(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\cos(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} + \\
 \left. + B_j \left[\frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \right\}
 \end{aligned}$$

Para $h = k = 1$

$$\begin{aligned}
 a_h = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^n \left\{ -AA_j \left[\frac{\cos 2\theta}{2} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} + BB_j \left[\frac{\text{sen} 2\theta}{2} + \theta_{ra} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} - \right. \\
 - A_k \left[\frac{\text{sen} 2\theta}{2} + \theta_{ra} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} - B_k \left[\frac{\cos 2\theta}{2} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} - \\
 \left. - A_j \left[\frac{\cos 2\theta}{2} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} + B_j \left[\frac{\text{sen} 2\theta}{2} + \theta_{ra} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \right\}
 \end{aligned}$$

Para $h=K$

$$\begin{aligned}
 a_h = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 & \left\{ -A_j \left[\frac{\cos(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\cos(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} + \right. \\
 & + B_j \left[\frac{\sin(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\sin(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} \\
 & - A_K \left[\frac{\sin(K+h)\theta}{K+h} + \theta_{ra} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} \\
 & - B_K \left[\frac{\cos(K+h)\theta}{K+h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} \\
 & - A_j \left[\frac{\cos(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\cos(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \\
 & \left. + B_j \left[\frac{\sin(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\sin(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \right\}
 \end{aligned}$$

Os termos em A_k e B_k representam harmônicos de tensão que existem apenas nos intervalos de comutação e são causados pelos harmônicos de corrente na linha de C.C. Os efeitos desses harmônicos são secundários aos efeitos produzidos por variações de α e μ e são por isso desprezados. Assim, os resultados acima simplificam-se para:

Para $h \neq 1$

$$\begin{aligned}
 a_h = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 \left\{ & -AA_j \left[\frac{\cos(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\cos(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} + \\
 & + BB_j \left[\frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} \\
 & - A_j \left[\frac{\cos(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\cos(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \\
 & + B_j \left[\frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \left. \vphantom{\sum} \right\}
 \end{aligned}$$

Para $h = 1$

$$\begin{aligned}
 a_1 = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^n \left\{ & -AA_j \left[\frac{\cos 2\theta}{2} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} + \\
 & + BB_j \left[\frac{\text{sen} 2\theta}{2} + \theta_{rd} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ \theta_{1i} \end{matrix} - \\
 & - A_j \left[\frac{\cos 2\theta}{2} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \\
 & + B_j \left[\frac{\text{sen} 2\theta}{2} + \theta_{rd} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ \theta_{2i} \end{matrix} \left. \vphantom{\sum} \right\}
 \end{aligned}$$

Para os coeficientes do seno tem-se, analogamente:

Para $h \neq 1$

$$\begin{aligned}
 b_h = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 & \left\{ AA_j \left[-\frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ - \\ \theta_{1i} \end{matrix} \right. \\
 & - BB_j \left[\frac{\text{cos}(h+1)\theta}{h+1} + \frac{\text{cos}(h-1)\theta}{h-1} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ + \\ \theta_{1i} \end{matrix} \\
 & + A_j \left[-\frac{\text{sen}(1+h)\theta}{1+h} + \frac{\text{sen}(1-h)\theta}{1-h} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ - \\ \theta_{2i} \end{matrix} \\
 & \left. - B_j \left[\frac{\text{cos}(h+1)\theta}{h+1} + \frac{\text{cos}(h-1)\theta}{h-1} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ - \\ \theta_{2i} \end{matrix} \right\}
 \end{aligned}$$

Para $h=1$

$$\begin{aligned}
 b_1 = \frac{1}{2\pi} \sum_{j=1}^6 & \left\{ AA_j \left[-\frac{\text{sen } 2\theta}{2} + \theta_{ra} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ - \\ \theta_{1i} \end{matrix} \right. \\
 & - BB_j \left[\frac{\text{cos } 2\theta}{2} \right] \begin{matrix} \theta_{1s} \\ + \\ \theta_{1i} \end{matrix} \\
 & + A_j \left[-\frac{\text{sen } 2\theta}{2} + \theta_{ra} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ - \\ \theta_{2i} \end{matrix} \\
 & \left. - B_j \left[\frac{\text{cos } 2\theta}{2} \right] \begin{matrix} \theta_{2s} \\ - \\ \theta_{2i} \end{matrix} \right\}
 \end{aligned}$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. AINSWORTH, J.D; "Harmonic Instability Between Controlled Static Convertors and A.C. Networks". Proc.IEE , Vol.114,Nº7, Julho 1967, pp 949-957
2. AINSWORTH, J.D.; "The Phase-Locked Oscillator - A New Control System for Controlled Static Convertors". IEEE Summer Power Meeting, Julho 1967
3. EKSTROM, A. e LISS, A.; "A Refired HVOC Control System". Trans. IEEE, Vol. PAS-80, Nº 5/6, Maio/Junho 1970, pp 723-732
4. HINGORANI, N.A. e CHADWICK, P.; "A New Constant Extintiom Angle Control for AC/DC/AC Static Convertors". Trans. IEEE, vOT. PAS-87, Nº 3, Março 1968, pp. 866-868
5. JOTTEN, R et all; "Control In HVDC Systems - The State of the Art" - Part 1: Two Terminal Systems. CIGRE Report, Study Committee nº 14, 1978 Session.
6. KIMBARK, E.W.; "Direct Current Transmission" Livro, Wiley-Interscience.
7. REEVE, J. e KRISHNAYA, P.C.S.; "Unusual Current Harmonics Arising from High-Voltage DC Transmission". Trans. IEEE, Vol.PAS-87,Nº3, Março 1968, pp 883-893
8. YACAMINI, R. e FERREIRA, A.; "Inverter Controls and their Effect on Alternating Currents in the D.C. Line". Terceira Conferência Internacional on Fontes e Efeitos de Distúrbios em Sistemas de Potência; Londres, Maio 1982

9. YACAMANI, R. e OLIVEIRA, J.C.; "Harmonics Produced by Direct Current in Converter Transformers". Proc. IEE, Vol 125, Nº9, Setembro 1975, pp. 373-378
 10. YACAMANI, R. e OLIVEIRA, J.C.; "Core Saturation Transients Caused by Converter Firing Unbalance". Proc. IEE, Vol. 126, Nº 3, Março 1979, pp 233-238
 11. YACAMANI, R e OLIVEIRA, J.C.; "Harmonics in Multiple Converter Systems: A Generalised Approach". Proc. IEE, VOL 127, Pt.B., Nº 2, Março 1980, pp 96-106
 12. YACAMANI, R. e OLIVEIRA, J.C.; "Instability at Low-Order Integer Harmonics". Proc. IEE, Vol.127, Pt.C, Nº 3, Maio 1980, pp. 174-188
-

