

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO
ALIMENTADO POR GRADADOR

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

DENIZAR CRUZ MARTINS

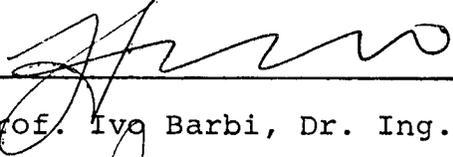
FLORIANÓPOLIS, MAIO - 1981

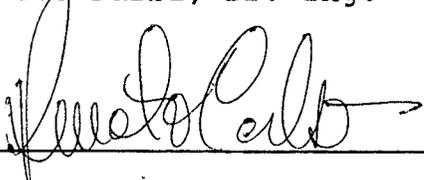
" CONTRIBUIÇÃO AO ESTUDO DO MOTOR DE INDU-
ÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO POR GRADADOR "

Esta dissertação foi julgada para obtenção do título
de

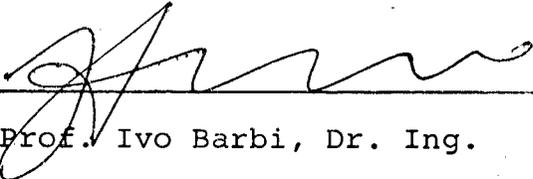
MESTRE EM ENGENHARIA

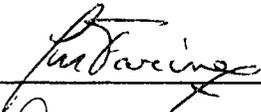
Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final
pelo Curso de Pós-Graduação.

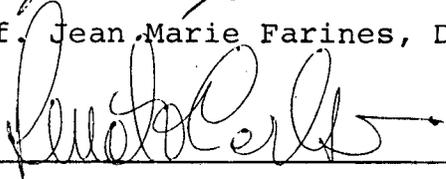

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing. - Orientador

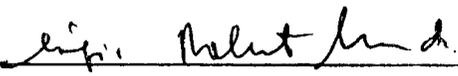

Prof. Renato Carlson - Coordenador

Apresentada perante a banca examinadora composta pelos
Professores:


Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.


Prof. Jean Marie Farines, Dr. Ing.


Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.


Prof. Sérgio Roberto Arruda, M.Sc.

Aos

Cruz Martins

A G R A D E C I M E N T O S

Ao Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing. pela orientação, inestimável ajuda e estímulos prestados durante o decorrer deste trabalho.

Aos meus colegas Arnaldo José Perin e Vilson Wronscki Ricardo pela ajuda fornecida neste trabalho.

A Rosana Alves Cruz Martins, minha esposa, pelo incentivo e apoio dados nesta tese.

Aos Profs. Ivo Barbi, Dr. Ing., Jean Marie Farines, Dr. Ing., Renato Carlson, Dr. Ing., e Sérgio Roberto Arruda, M. Sc., por fazerem parte da banca examinadora.

Aos Técnicos do Laboratório de Eletrônica de Potências e Professores, que direta ou indiretamente contribuíram para a realização desta.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica e aos funcionários pelo apoio fornecido.

R E S U M O

Neste trabalho são estudadas algumas aplicações dos gradadores.

Inicialmente é feito o estudo do comportamento do gradador monofásico associado à uma carga RL, onde são estabelecidos os âbacos destinados a facilitar o dimensionamento dos componentes da estrutura.

Em seguida é feito um estudo do gradador associado à máquina de indução sendo desenvolvidas as equações de tensão, corrente, potência e torque. Essas equações dão origem a âbacos, através dos quais é possível analisar o comportamento da máquina e do conversor.

Finalmente é apresentado o protótipo de um gradador associado à um motor trifásico de indução e os resultados obtidos em laboratórios.

A B S T R A C T

In this work some applications of AC voltage controllers are studied.

At first a behaviour study is made concerning a single phase AC voltage controller connected to an RL load, where abaci are developed in order to ease the selection of the components of the structure.

In sequence a study is performed on an AC voltage controller connected to an induction machine, with the development of the voltage, current, power and torque equations. Abaci derived from these equations allow the analysis of the behaviour of both machine and controller.

Finally the prototype of an AC voltage controller connected to a three-phase induction motor is presented and the laboratory results are analysed.

S U M Á R I O

Introdução.....	1
CAPÍTULO I - ANÁLISE DO GRADADOR ASSOCIADO A UMA CARGA PASSI <u>VA</u>	
VA RL EM REGIME PERMANENTE	3
I.1 - Introdução	3
I.2 - Carga resistiva pura	3
a) Forma de onda da tensão da fonte ($v_{(t)}$)	5
b) Forma de onda da tensão e da corrente na carga	5
c) Forma de onda da tensão no gradador	6
d) Análise matemática da corrente	7
e) Decomposição em série de Fourier	9
f) Corrente média no tiristor	12
g) Corrente eficaz no tiristor	14
I.3 - Carga RL	17
a) Cálculo da corrente de carga.....	19
Decomposição em série de Fourier da corrente de car <u>ga</u>	
ga	36
b) Corrente média nos tiristores	43
c) Corrente eficaz nos tiristores	43
I.4 - Resultados Experimentais	48
I.5 - Exemplo Numérico	50
I.6 - Comentários	53

CAPÍTULO II - ANÁLISE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO POR UM GRADADOR.....	55
II.1 - Introdução.....	55
II.2 - Controle de velocidade do motor de indução trifásico.....	55
II.3 - Controle de velocidade de motores de indução trifásico variando-se a tensão de alimentação - estatórica.....	56
II.4 - Controle do motor de indução por gradador.....	60
II.5 - Desenvolvimento do modelo do motor de indução trifásico.....	60
II.6 - Análise da corrente estatórica para motor alimentado por gradador trifásico.....	62
II.7 - Análise da potência média e do torque médio do motor de indução trifásico.....	64
II.8 - Comportamento da corrente média e eficaz nos tiristores.....	69
II.9 - Análise das curvas da máquina de indução controlada por gradador trifásico.....	70
II.10- Análise das formas de onda obtidas através do controle do MI3Ø por gradador trifásico.....	91
II.11- Comentários.....	95

CAPÍTULO III - REALIZAÇÃO DE UM PROTÓTIPO	96
III.1 - Introdução	96
III.2 - Diagrama de bloco do protótipo realizado	97
III.3 - Circuitos utilizados	98
a) Circuito de sincronização e disparo	98
b) Circuito de ligação dos tiristores	99
c) Circuito sensor de corrente	100
d) Circuito regulador de corrente	101
e) Circuito de ataque dos tiristores	103
e.1) Circuito gerador dente de serra	104
e.2) Circuito comparador de tensão	108
III.4 - Ensaio realizado com o protótipo	112
a) Teste em regime permanente - Ensaio de carga	112
b) Teste em regime transitório	115
III.5 - Comentários.....	122
CONCLUSÕES.....	123
APÊNDICE	126
a) Fluxograma para determinação do ângulo de extinção num tiristor	126
b) Fluxograma para o cálculo das correntes estatóricas, rotóricas, potência e torque num MI3Ø alimentado por gradador	127
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	129

SIMBOLOGIA

θ	- ângulo de ataque do tiristor
V_m	- tensão máxima em volts
I_m	- corrente máxima em amperes
ω	- velocidade angular em rd/s
I_{Tmed}	- corrente média no tiristor
I_{Tef}	- corrente eficaz no tiristor
β	- ângulo de extinção do tiristor
γ	- ângulo de condução do tiristor
ϕ	- ângulo do fator de potência do circuito
R	- resistência da carga
L	- indutância da carga
$v(t)$	- tensão instantânea da fonte de alimentação
$v_{L(t)}$	- tensão instantânea na carga
$i_{L(t)}$	- corrente instantânea na carga
$v_{T(t)}$	- tensão instantânea no gradador
R_1	- resistência ohmica estatórica
\dot{I}_1	- corrente eficaz estatórica fasorial
X_1	- reatância de dispersão estatórica
\dot{V}_1	- tensão eficaz estatórica fasorial
X_2	- reatância de dispersão rotórica
R_2	- resistência ohmica rotórica

- S - escorregamento
- X_m - reatância de magnetização
- \bar{R}_1 - resistência equivalente de Thevenin
- \bar{X}_1 - reatância equivalente de Thevenin
- \bar{V}_1 - tensão equivalente de Thevenin fasorial
- P_g - potência entregue ao rotor
- T_i - torque interno na máquina
- p - número de pares de polo da máquina
- ω_s - velocidade angular síncrona
- a_1 - relação de transformação da máquina
- L_1 - indutância de dispersão estatórica
- L_2 - indutância de dispersão rotórica
- M - indutância de magnetização
- $i_{1(t)}$ - corrente instantânea estatórica
- $i_{1(t)n}$ - corrente instantânea estatórica de enésima harmônica

I N T R O D U Ç Ã O

Com o desenvolvimento da Eletrônica de Potência, vem-se estudando nos últimos anos, conversores associados à máquinas elétricas, sobretudo à máquina de indução.

A necessidade de se controlar máquinas cada vez mais potentes, com o mínimo de perda possível incentivou sobremaneira o estudo desses conversores.

Os trabalhos normalmente desenvolvidos procuram desenvolver modelos matemáticos, que possam analisar o comportamento da máquina sob o ponto de vista de corrente estatórica, potência média e torque médio.

Vários estudos realizados neste campo, de ordem prática e teórica, possibilitaram um rápido avanço na tecnologia dos conversores estáticos de grande potência.

Um arranjo trifásico, incorporando três pares de tiristores, para controle de velocidade de um motor de indução trifásico com carga variável, alimentado por um sistema de tensões balanceadas é apresentado na referência [6], onde é desenvolvido um modelo matemático de análise. Esse modelo utiliza o método de técnica de estado de espaço aplicado a motores de indução trifásicos. O grande problema desse método é a obtenção do vetor condição inicial, que exige a solução de no mínimo quatro equações lineares, que deverão ser integradas durante $1/6$ de ciclo para determinação da performance em regime permanente da máquina.

Na referência [5] é feita a análise, em regime permanente, do motor de indução trifásico, sem neutro conectado, controlado por um gradador trifásico. São apresentados dois métodos: O primeiro é o mesmo método utilizado na referência [6]. O segundo método usa as componentes harmônicas para estudar o circuito equivalente do motor de indução trifásico em regime permanente. Verifica-se que o maior inconveniente é o estabelecimento das tensões de fase da máquina; devido ao fato de não haver neutro fica difícil estabelecer a tensão aplicada sobre cada fase da máquina. Além do mais, observou-se na prática, que o controle da máquina sem neutro conectado fica bastante prejudicado. Por essas razões, optou-se pela colocação do neutro. Dessa forma, em

bora sejam introduzidas componentes de sequência zero, com a colocação do neutro, temos um melhor controle da máquina, é a tensão por fase da mesma é facilmente estabelecida.

Conseqüentemente, neste trabalho apresenta-se o estudo de um gradador que alimenta uma máquina de indução trifásica com ligação ao neutro, cujas finalidades principais são a assimilação de tecnologia e o desenvolvimento de um modelo para analisar o desempenho da máquina.

Assim, o primeiro capítulo apresenta o desempenho de um circuito RL série monofásico controlado pelo ajuste do ângulo de disparo a um par de tiristores conectados em antiparalelo [1] , [10] . É feita uma análise, em regime permanente, das harmônicas de corrente na carga, e das correntes média e eficaz nos tiristores.

No segundo capítulo analisam-se as características de um motor de indução trifásico conectado em Y com neutro, controlado por um gradador e alimentado por um sistema de tensões balanceadas. As características de desempenho, em regime permanente do motor, foram obtidas numericamente a partir de implementação do modelo da máquina. Analisa-se o comportamento das correntes estatóricas, potência média e torque médio.

Aborda-se no capítulo três um protótipo do gradador trifásico, analisando principalmente o controle de corrente da estrutura. Os resultados experimentais obtidos com o protótipo são discutidos no terceiro capítulo. Com esses resultados pretende-se expandir o estudo para um gradador com regulação de velocidade, de maneira a possibilitar uma melhor aplicação da estrutura.

C A P Í T U L O I

ANÁLISE DO GRADADOR ASSOCIADO A UMA CARGA PASSIVA

RL EM REGIME PERMANENTE

I.1 - Introdução

Este capítulo analisa o comportamento de um circuito RL série monofásico alimentado por um gradador, [1] , [10] , conforme mostra a fig. (I.12).

Usa-se como técnica de análise a transformada de Laplace e a série de Fourier.

A análise realizada permitiu obter as expressões da corrente instantânea na carga, harmônicas de corrente na carga e correntes média e eficaz nos tiristores. É apresentado ainda, um âbaco estabelecendo uma relação entre os ângulos de ataque (θ), extinção (β) e fase (ϕ) [10].

Foram feitos estudos experimentais do comportamento do Gradador.

Os resultados teóricos e experimentais são comparados no final do capítulo.

I.2 - Carga resistiva pura

O gradador é basicamente constituído por dois tiristores colocados em paralelo e invertidos, conforme mostra a fig. I.1, ou por um triac, como mostra a fig. I.2.

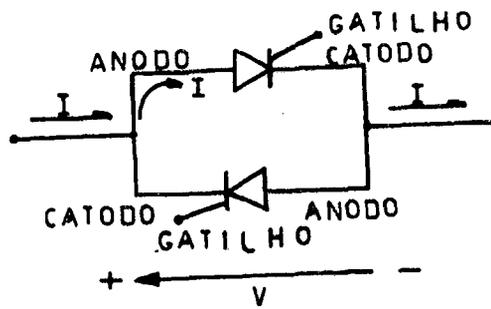


Fig. (I.1)



Fig. (I.2)

Dessa forma, através do ângulo de ataque no gatilho do triac, é possível controlar o tempo de condução do mesmo, variando com isso a tensão eficaz aplicada à carga.

Um circuito gradador alimentando uma carga resistiva pura é apresentada na fig. (I.3).

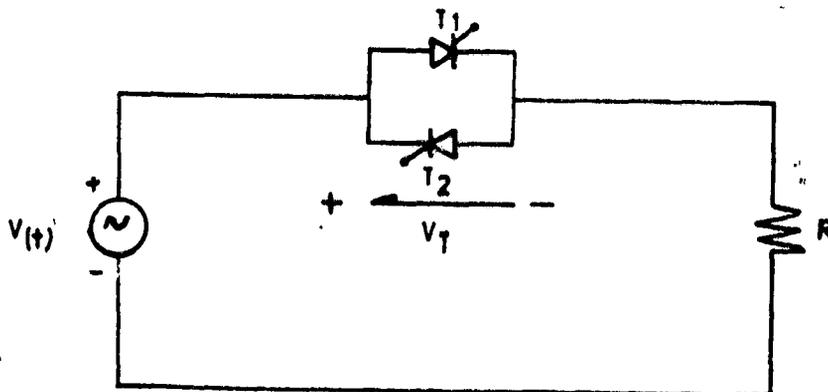


Fig. (I.3)

A seguir são apresentadas as formas de onda das tensões do circuito da fig. I.3:

a) FORMA DE ONDA DA TENSÃO DA FONTE ($v_{(t)}$)

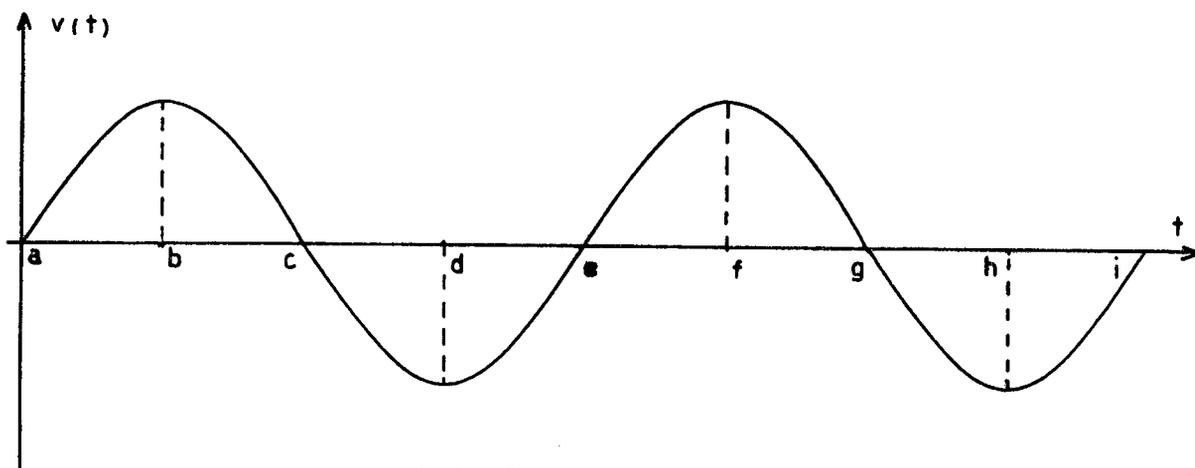


FIG. (I.4)

b) FORMA DE ONDA DA TENSÃO E DA CORRENTE NA CARGA

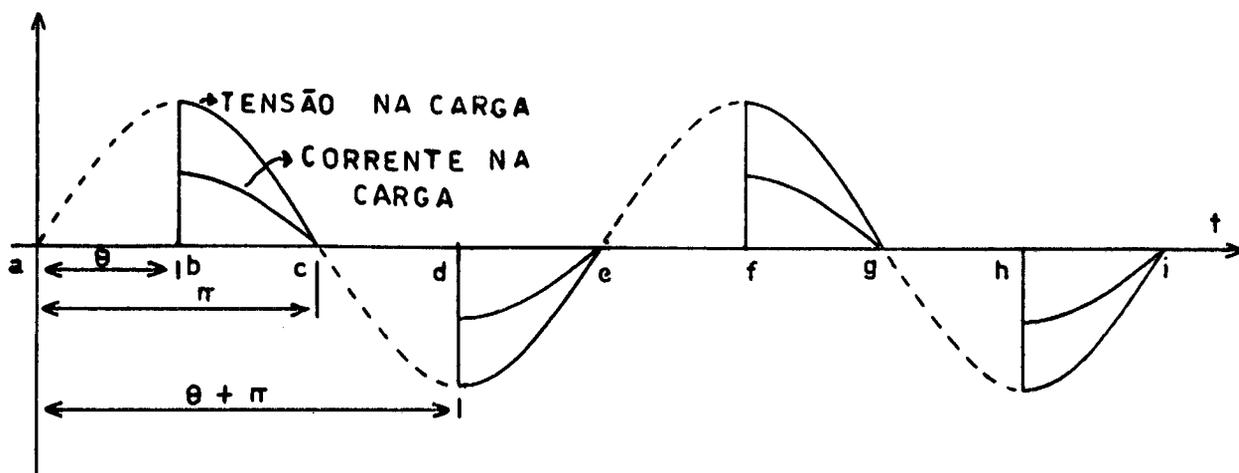


FIG. (I.5)

c) FORMA DE ONDA DA TENSÃO NO GRADADOR ($v_T(t)$)

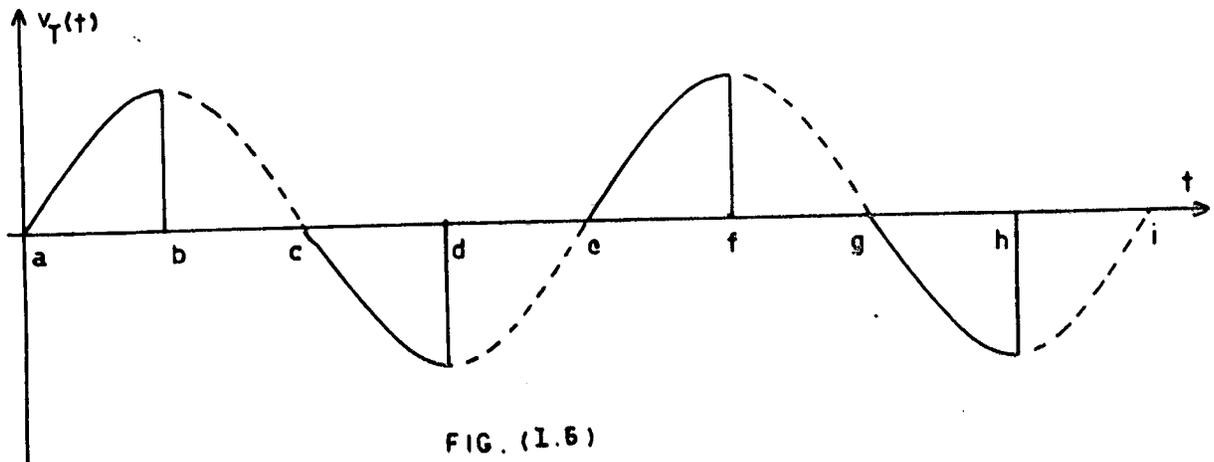


FIG. (I.6)

Analisando a fig. I.5 observa-se que no ponto b o tiristor T_1 é acionado. Conseqüentemente, inicia-se a circulação de uma corrente pela carga, ocasionando uma queda de tensão, cuja forma de onda é apresentada na fig. I.5. Atingido o ponto c a corrente se anula, provocando o bloqueio do tiristor T_1 . Durante o intervalo "c-d" da fig. I.5 a tensão na carga é nula. No ponto d o tiristor T_2 é comandado, fazendo circular pela carga uma corrente de sentido contrário à corrente anterior. Na fig. I.5 os intervalos a-b; c-d; e-f e g-h, representam situações em que o gradador não está conduzindo, ou seja, a tensão na carga é nula.

Do que foi dito até o momento, é fácil concluir que, dependendo do ângulo de ataque " θ ", é possível controlar o ângulo de condução dos tiristores, controlando com isso a tensão eficaz

aplicada à carga. Logo o gradador é, em realidade, um regulador de tensão.

d) ANÁLISE MATEMÁTICA DA CORRENTE

Na fig.(I.3), a tensão da fonte é dada pela seguinte expressão matemática:

$$v(t) = V_m \text{ sen } \omega t \quad (\text{I.1})$$

Observando a fig.(I.5), no instante $\omega t = \theta$, o tiristor T_1 é disparado, conseqüentemente o circuito da fig. (I.3) fica reduzido ao seguinte:

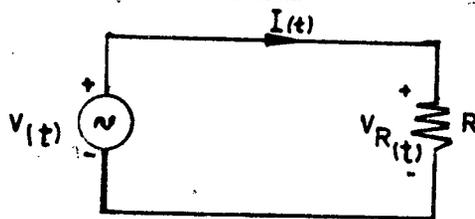


Fig. (I.7)

Logo no intervalo b-c da fig. (I-5) ($\theta < \omega t < \pi$) tem-se a seguinte equação de malha.

$$v(t) = v_R(t) \quad (\text{I.2})$$

$$V_m \text{ sen } \omega t = R i(t) \quad (\text{I.3})$$

onde:

$$i(t) = \frac{V_m}{R} \text{sen} \omega t \quad ; \quad \theta < \omega t < \pi \quad (\text{I.4})$$

chamando $I_m = \frac{V_m}{R}$, tem-se que:

$$i(t) = I_m \text{sen} \omega t \quad ; \quad \theta < \omega t < \pi \quad (\text{I.5})$$

Verificando a fig.(I.5), é visto que no ponto d, ou seja, $\omega t = \theta + \pi$, o tiristor T_2 é disparado, conseqüentemente a expressão matemática para essa corrente é a mesma apresentada pela eq. (I.4), com a diferença que é no sentido contrário. Assim, num período completo $0 < \omega t < 2\pi$, a corrente no circuito da fig.(I.3) é dada pela seguinte equação:

$$i(t) = I_m \left[\text{sen} \omega t \Big|_{\theta, \theta + \pi}^{\pi, 2\pi} \right] \quad (\text{I.6})$$

É fácil verificar que a corrente média na carga é nula. Contudo a corrente eficaz será:

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \left[(\pi - \theta) + \frac{\text{sen} 2\theta}{2} \right]^{1/2} \quad (\text{I.7})$$

É possível obter a relação entre a corrente eficaz na carga e a corrente máxima do circuito, isto é:

$$\frac{I}{I_m} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[(\pi - \theta) + \frac{\text{sen} 2\theta}{2} \right]^{1/2} \quad (\text{I.8})$$

É sabido que:

$$I_m = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{R} \quad (\text{I.9})$$

Dessa forma tem-se:

$$\frac{R \cdot I}{\sqrt{2} \cdot V} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[(\pi - \theta) + \frac{\text{sen } 2\theta}{2} \right]^{1/2} \quad (\text{I.10})$$

onde V e I são valores eficazes.

Com a equação acima, pode-se construir um âbaco, conforme mostra a fig. (I.8). Essa figura relaciona as correntes eficaz e máxima em função do ângulo de ataque.

Com o âbaco e com o ângulo de ataque pode-se obter a corrente eficaz, conhecendo-se o valor eficaz da tensão e a resistência do circuito.

e) DECOMPOSIÇÃO EM SÉRIE DE FOURIER

A série de Fourier da corrente $i_{(t)}$, na eq(I.6), tem a forma geral:

$$i_{(\omega t)} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[a_n \cos n\omega t + b_n \text{sen } n\omega t \right] \quad (\text{I.11})$$

onde:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{(\omega t)} d\omega t \quad (\text{I.12})$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{(\omega t)} \cos n\omega t d\omega t \quad (\text{I.13})$$

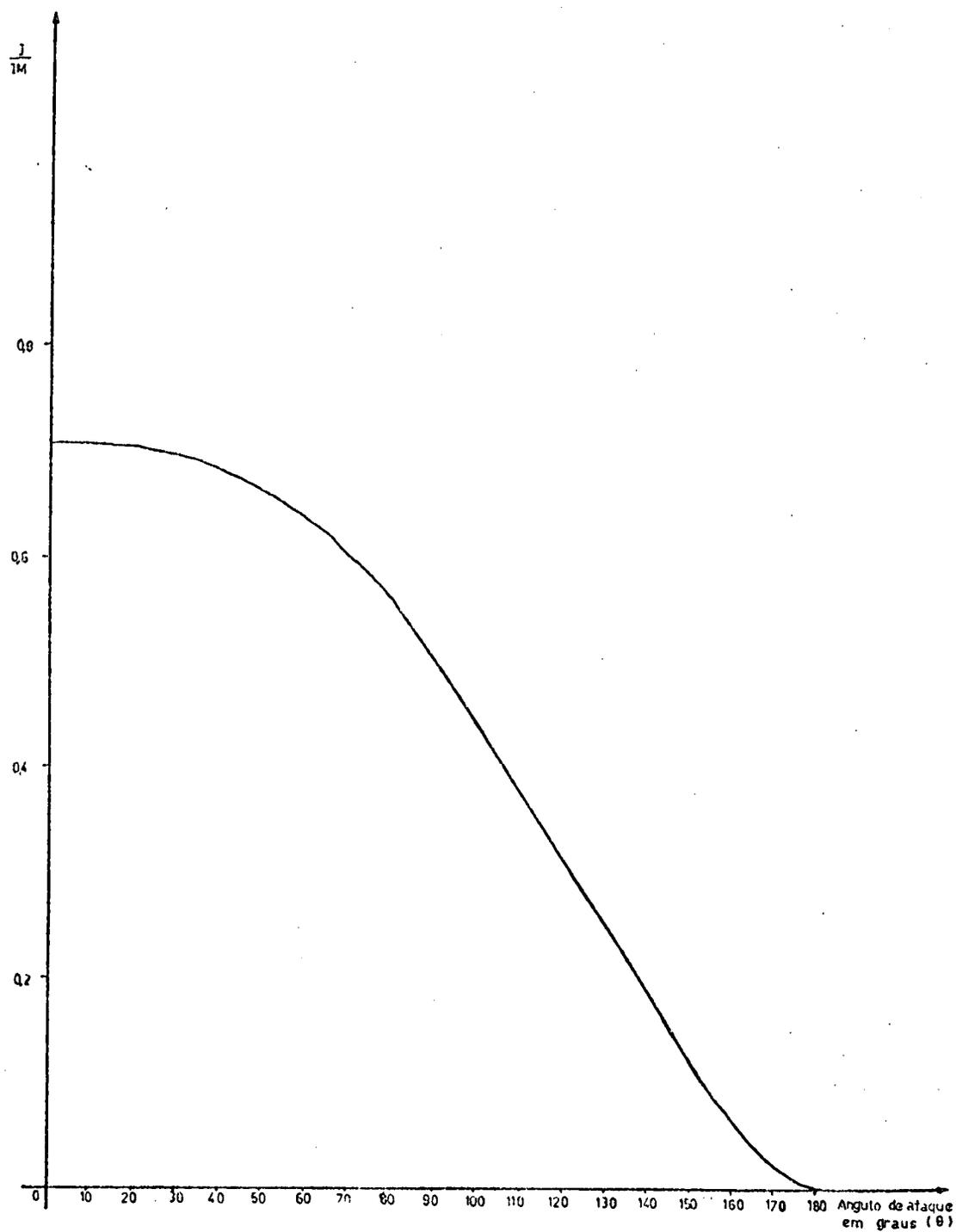


Fig. (I.8) - Relação entre a corrente eficaz na carga e a corrente máxima, para um circuito resistivo puro, em função do ângulo de ataque.

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{(\omega t)} \text{sen } n\omega t \, d\omega t \quad (\text{I.14})$$

A componente a_0 representa o valor médio da onda, que neste caso é zero, logo:

$$a_0 = \text{zero} \quad (\text{I.15})$$

As outras componentes são:

$$a_n = \frac{I_m}{\pi} \left[\frac{\cos(\theta - n\theta) - 1}{(1-n)} + \frac{\cos(\theta + n\theta) - 1}{(1+n)} \right] \quad (\text{I.16})$$

$$b_n = \frac{I_m}{\pi} \left[\frac{\text{sen}(\theta + n\theta)}{(1+n)} - \frac{\text{sen}(\theta - n\theta)}{(1-n)} \right] \quad (\text{I.17})$$

onde a_n e b_n são válidos para n ímpar.

Para $n=1$ as eqs. de a_n e b_n são indeterminadas. Levantando-se a indeterminação obtem-se:

$$a_1 = \frac{I_m}{2\pi} [\cos 2\theta - 1] \quad (\text{I.18})$$

$$b_1 = \frac{I_m}{2\pi} [\text{sen } 2\theta + 2\pi - 2\theta] \quad (\text{I.19})$$

Dessa forma a corrente $i_{(t)}$ decomposta em série de Fourier torna-se:

$$i_{(t)} = a_1 \cos \omega t + a_3 \cos 3\omega t + a_5 \cos 5\omega t + \dots + b_1 \text{sen } \omega t + b_3 \text{sen } 3\omega t + b_5 \text{sen } 5\omega t + \dots$$

$$(\text{I.20})$$

A amplitude de cada harmônica será:

$$A_n = \left[a_n^2 + b_n^2 \right]^{1/2} \quad (\text{I.21})$$

O valor eficaz será:

$$\text{ARMS}_n = \left[\frac{1}{2} (a_n^2 + b_n^2) \right]^{1/2} \quad (\text{I.22})$$

A fig. (I.9) fornece a amplitude das harmônicas de corrente em função do ângulo de ataque. Esse estudo só foi realizado até a 7^a harmônica, dando desta forma uma noção do comportamento das harmônicas em função do ângulo de ataque.

f) CORRENTE MÉDIA NO TIRISTOR

A corrente instantânea no tiristor T_1 do gradador é dada pela expressão:

$$i_{T_1}(t) = I_m \text{sen}\omega t \Big|_{\theta}^{\pi} \quad (\text{I.23})$$

O seu valor médio é definido como:

$$I_{T_1\text{med}} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{T_1}(t) dt \quad (\text{I.24})$$

ou seja:

$$I_{T_1\text{med}} = \frac{I_m}{2\pi} [\cos\theta + 1] \quad (\text{I.25})$$

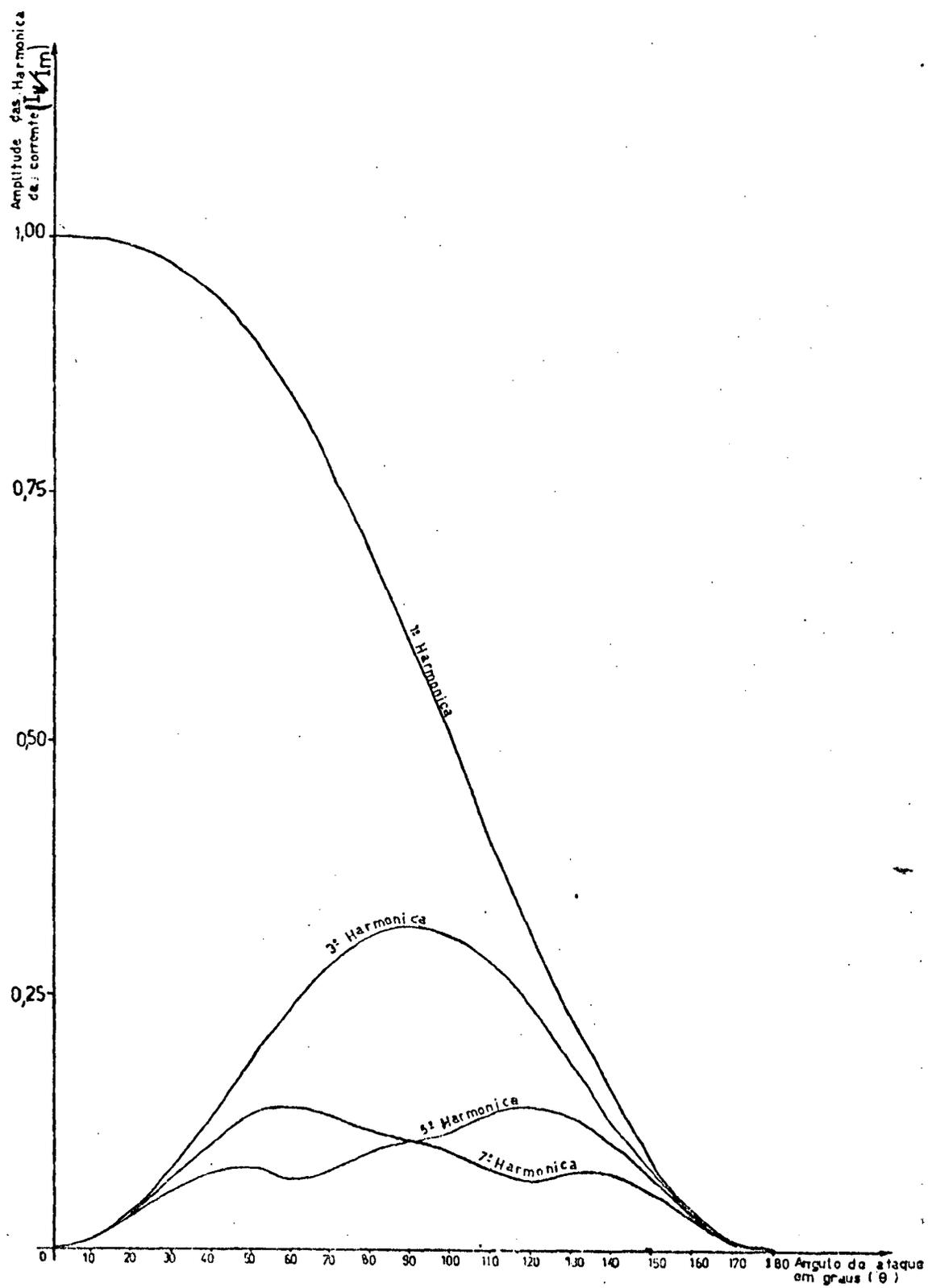


Fig. (I.9) - Amplitude das harmônicas de corrente em função do ângulo de ataque " θ ".

A fig. (I.10) apresenta um âbaco dando a relação entre a corrente média no tiristor e a corrente máxima do circuito, em função do ângulo de ataque. Assim, é possível determinar a corrente média no tiristor, entrando somente com o ângulo de ataque no âbaco e conhecendo-se o valor da tensão eficaz do circuito e a resistência do circuito, ou seja:

$$\frac{I_{T1med}}{I_m} = \frac{1}{2\pi} [\cos\theta + 1] \quad (I.26)$$

sendo $I_m = \frac{\sqrt{2} V}{R}$, tem-se:

$$\frac{R \cdot I_{T1med}}{\sqrt{2} V} = \frac{1}{2\pi} [\cos\theta + 1] \quad (I.27)$$

g) CORRENTE EFICAZ NO TIRISTOR

O valor eficaz da corrente $i_{T1(t)}$ é definido da seguinte forma:

$$I_{T1ef} = \left[\frac{1}{T} \int_0^T [i_{T1(t)}]^2 dt \right]^{1/2} \quad (I.28)$$

Logo:

$$I_{T1ef} = \frac{I_m}{2\sqrt{\pi}} \left[\frac{\text{sen } 2\theta}{2} + (\pi - \theta) \right]^{1/2} \quad (I.29)$$

Pode-se achar a relação entre a corrente eficaz no tiristor e a corrente máxima, para isto faz-se:

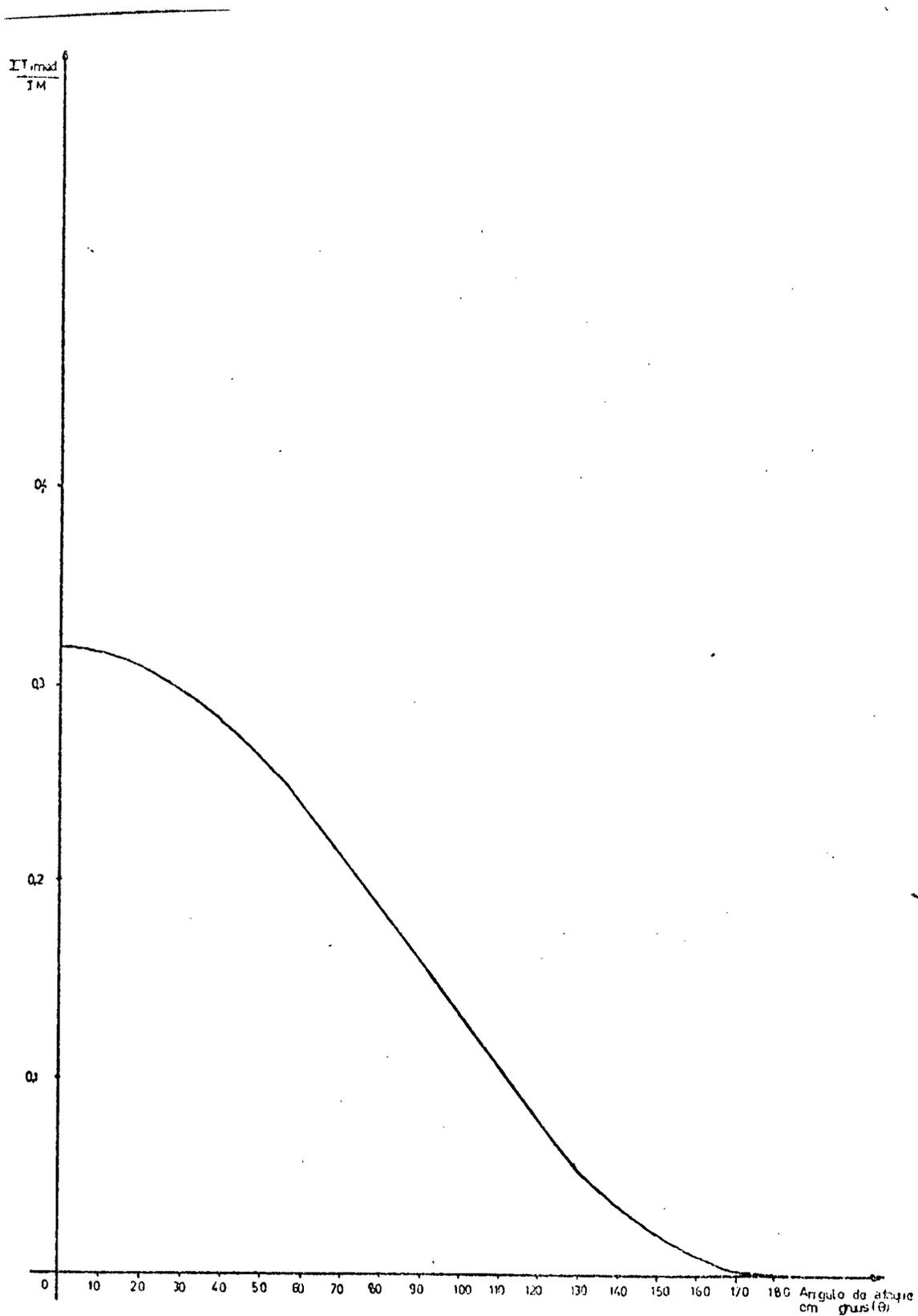


Fig. (I.10) - Relação entre a corrente média no tiristor e a corrente máxima, para um circuito resistivo puro, em função do ângulo de ataque.

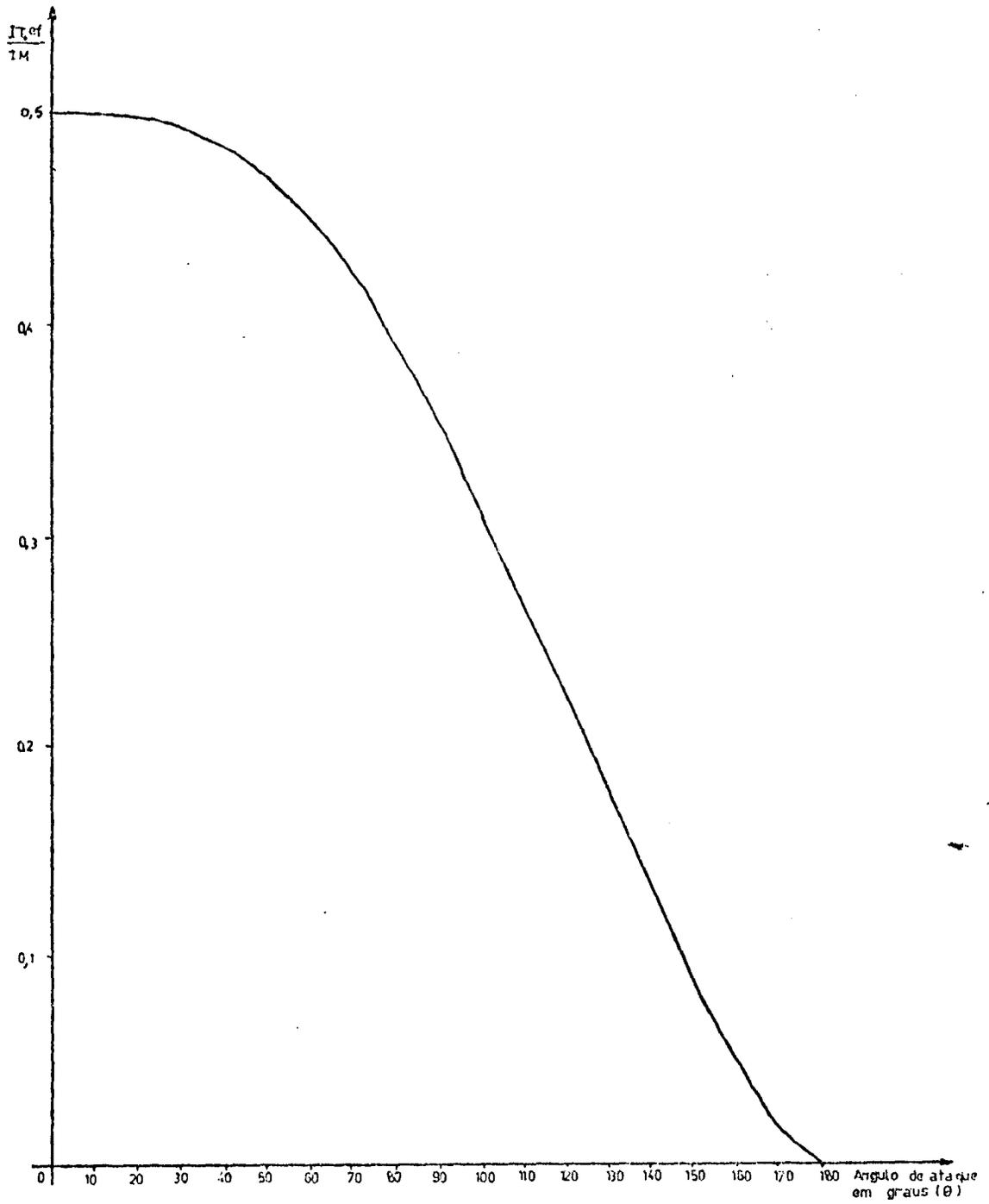


Fig. (I.11) - Relação entre a corrente eficaz no tiristor e a corrente máxima para um circuito resistivo puro, em função do ângulo de ataque.

$$\frac{I_{T1ef}}{I_m} = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} \left[\frac{\text{sen}2\theta}{2} + (\pi - \theta) \right]^{1/2} \quad (\text{I.30})$$

Observa-se que a relação entre as correntes é função da variável θ (ângulo de ataque). Conseqüentemente fica fácil encontrar um ábaco que possa determinar com facilidade a corrente eficaz no tiristor. A fig. (I.11) apresenta um ábaco, no qual, entrando com o ângulo de ataque θ e conhecendo-se a tensão eficaz e a resistência do circuito possibilita a determinação da corrente eficaz no tiristor.

I.3 - Carga RL

No caso anterior, verificou-se que o tiristor em condução se bloqueia quando a tensão da fonte passa por zero, por ser a carga resistiva.

No entanto, quando a carga é indutiva, os fenômenos que ocorrem no momento do bloqueio dos tiristores são mais complexos, como será visto a seguir.

Seja a seguinte estrutura:

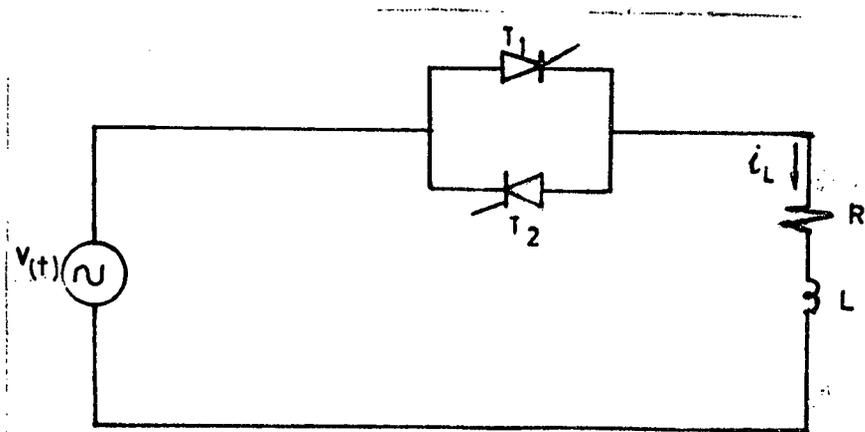


Fig. (I.12)

Neste circuito a tensão e a corrente não estão em fase, ou seja, quando a tensão chegar a zero, isto não significa que a corrente também chega a zero. Dessa forma, pode-se ter tensão inversa na carga, com tiristor ainda em condução, isto se a corrente através do mesmo ainda não cessou, pois é a anulação da corrente, que interrompe a condução do tiristor.

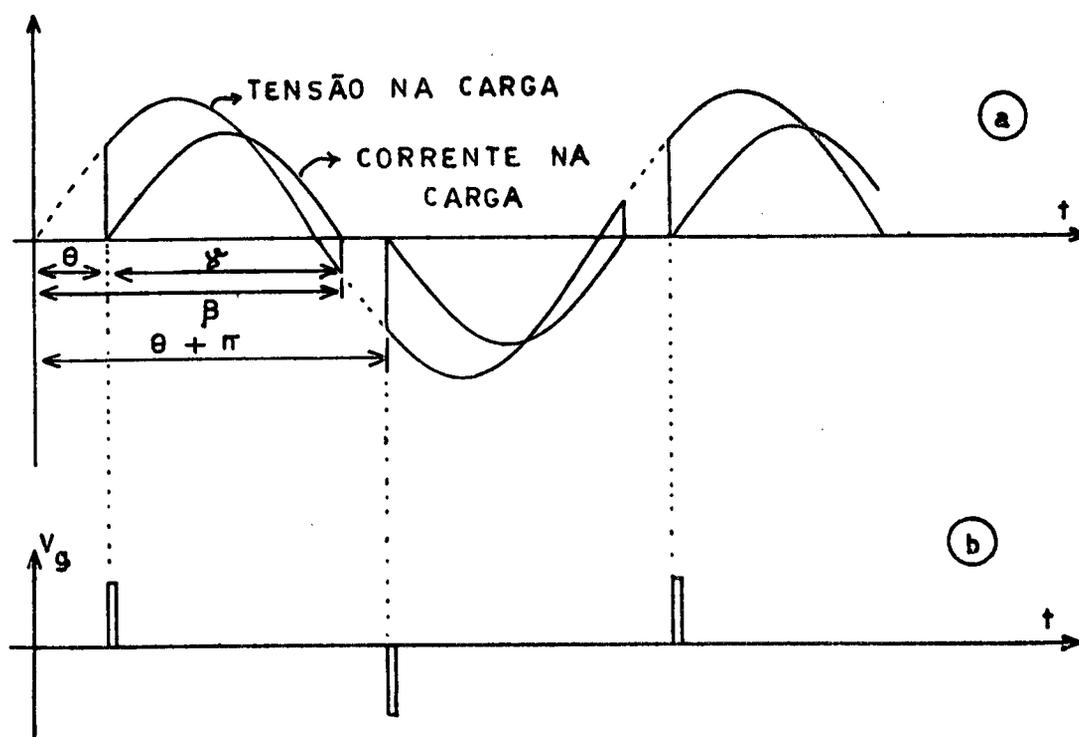


FIG. (I.13)

Conclui-se então, que o ângulo de ataque do tiristor " θ " (fig.I.13.a), pode ser controlado. No entanto, não é possível controlar o ângulo de extinção " β ".

a) CÁLCULO DA CORRENTE DE CARGA

O circuito original é o seguinte:

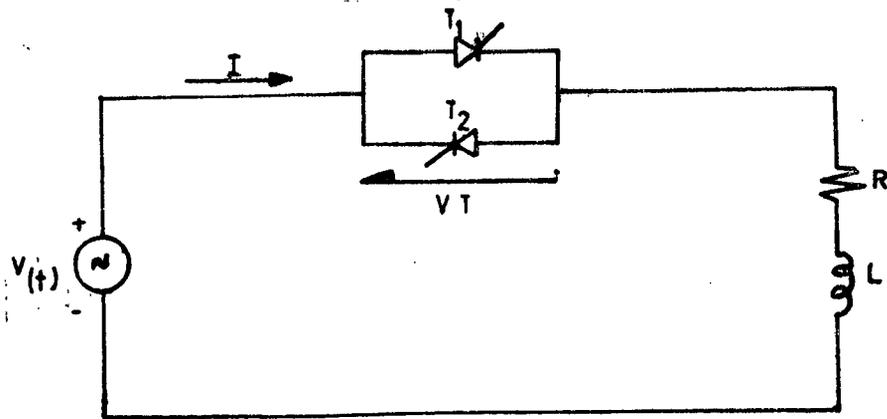


Fig. (I.14)

onde os tiristores T_1 e T_2 são considerados interruptores ideais. A tensão $v(t)$, tem a seguinte forma de onda:

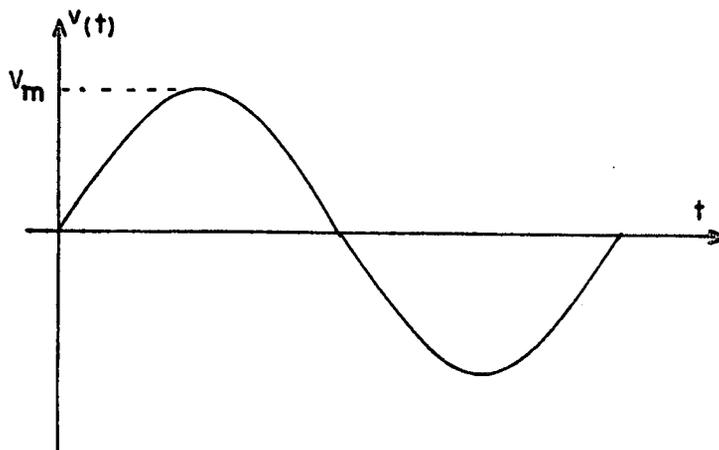


Fig. (I.15)

A lei de variação da tensão para o caso da fig.(I.15) será:

$$v(t) = V_m \text{ sen } \omega t \quad (\text{I.31})$$

Admitindo-se que a carga RL série tenha um fator de potência igual ao $\cos\phi$, onde:

$$\phi = \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad (\text{I.32})$$

Alimentando-se a carga RL série diretamente com a tensão $v(t)$, sem o controle pelos tiristores as formas de onda de tensão e corrente seriam:

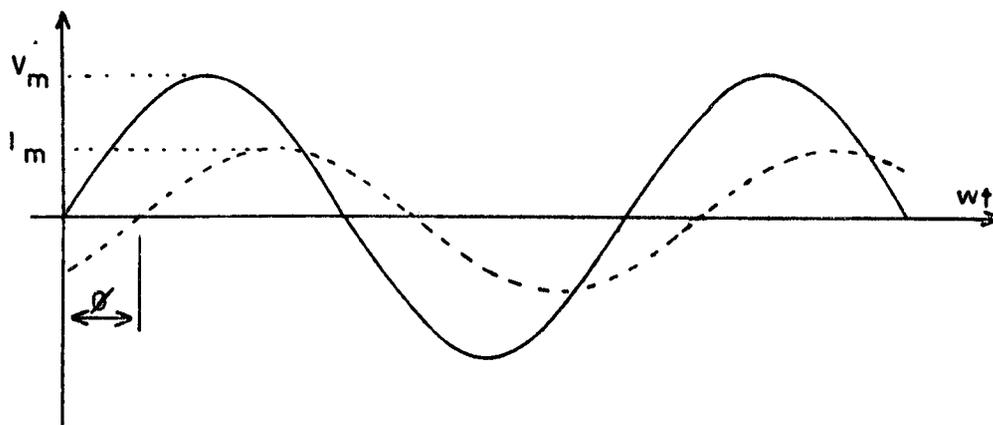


Fig. (I.16)

Contudo o circuito da fig.(I.14), não se comporta assim, pois dependendo do ângulo de ataque aos tiristores, a forma de onda da tensão na carga terá uma configuração diferente da ilustrada na fig.(I.16). Então, analisando o comportamento da corrente de carga (i_L), quando o tiristor T_1 é fechado com um â

gulo de ataque θ (é evidente que o resultado encontrado para T_1 será o mesmo de T_2 , não necessitando então analisar este último). Estando-se ciente do que foi explicado, é possível redesenhar o circuito da fig. (I.14), conforme mostra a fig. (I.17),

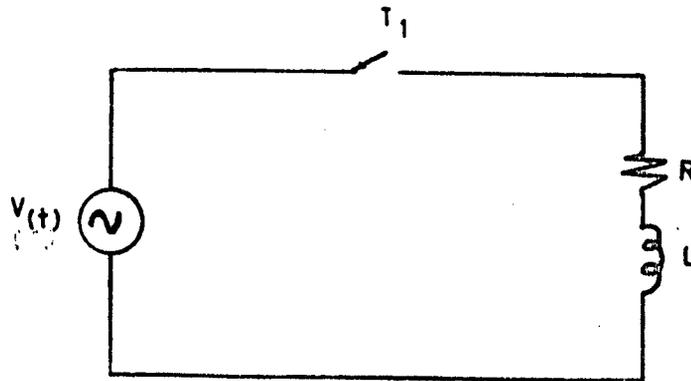


Fig. (I.17)

onde o fator de potência do circuito da fig. (I.17), é dado por:

$$\cos\phi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \quad (\text{I.33})$$

Supõe-se que a fonte tenha impedância desprezível em relação à carga.

Admite-se, que o ângulo de ataque θ do tiristor T_1 seja maior que o ângulo " ϕ " do fator de potência da carga RL série, conforme mostra a fig. (I.18):

Para facilitar o tratamento matemático foi mudada a referência da fig. (I.17) para θ (fig. I.19)

Com a mudança de referência apresentada na fig.(I.19), a expressão matemática para a tensão $v_{(t)}$ será:

$$v(t) = V_m \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (\text{I.34})$$

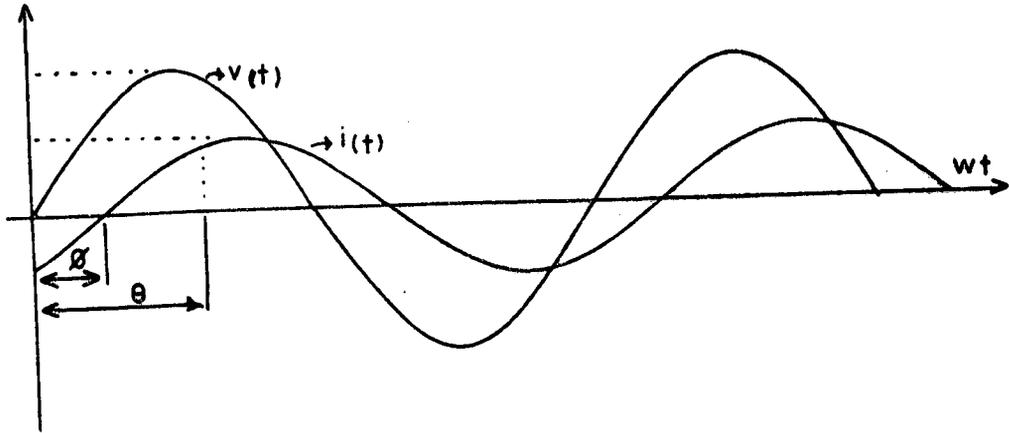


Fig. (I.18)

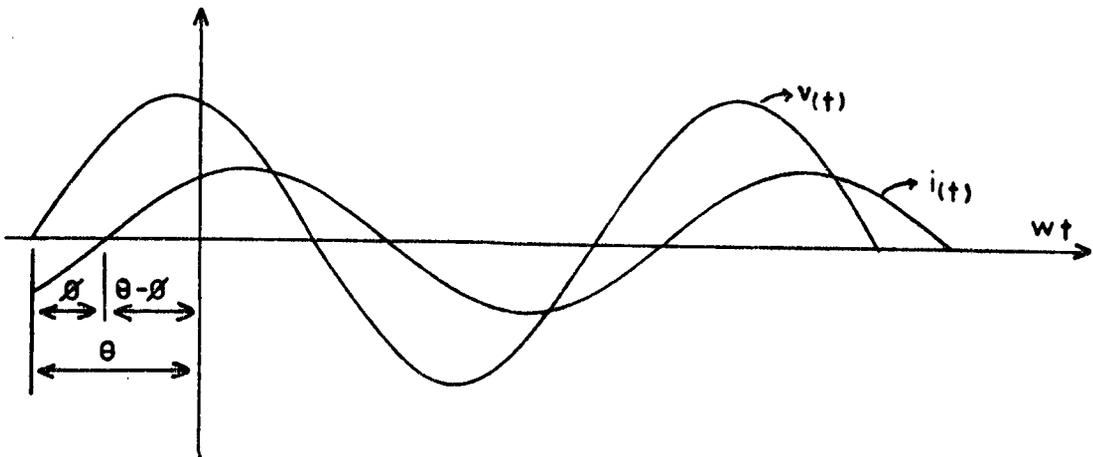


Fig. (I.19)

Na realidade o ângulo de ataque θ , permite o fechamento do tiristor em qualquer instante do ciclo de tensão (desde que sejam respeitadas todas as condições de fechamento do tiristor).

Quando o tiristor T_1 fecha (conduz), a equação diferencial do circuito da fig. (I.17) será:

$$Ri_{L(t)} + L \frac{di_{L(t)}}{dt} = V_m \text{sen}(\omega t + \theta) \quad (\text{I.35})$$

Se o tiristor T_1 , ficar permanentemente fechado, é de se esperar que a corrente i_L , tenha um módulo igual a V/Z , quando atingir o regime permanente, e que se atrase de V de um ângulo ϕ dado na eq. (I.32). Contudo, como o circuito é indutivo, a corrente não poderá atingir esse valor instantaneamente, devendo esta iniciar de zero. Dessa forma, então, deverá aparecer uma componente transitória de corrente, que levará a corrente $i_{L(t)}$, de uma maneira suave e contínua, até o seu valor de regime e, por causa da natureza do circuito (fig. (I.17)), essa componente deverá cair exponencialmente da forma $e^{-(R/L)t}$.

A eq. (I.35) pode ser colocada da seguinte maneira:

$$Ri_{L(t)} + L \frac{di_{L(t)}}{dt} = V_m (\text{sen}\omega t \cos \theta + \cos\omega t \text{sen} \theta) \quad (\text{I.36})$$

de onde resulta que:

$$i_{L(t)} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}} \left[\text{sen}(\omega t + \theta - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\alpha t} \right] \quad (\text{I.37})$$

Sabendo que: $I_m = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (\omega L)^2}}$, tem-se

$$i_{L(t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t + \theta - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\alpha t} \right] \quad (\text{I.38})$$

Sendo esta a expressão da corrente para o circuito da fig.(I.17). Graficamente, o comportamento dessa corrente, considerando a referência conforme mostra a fig.(I.19), será:

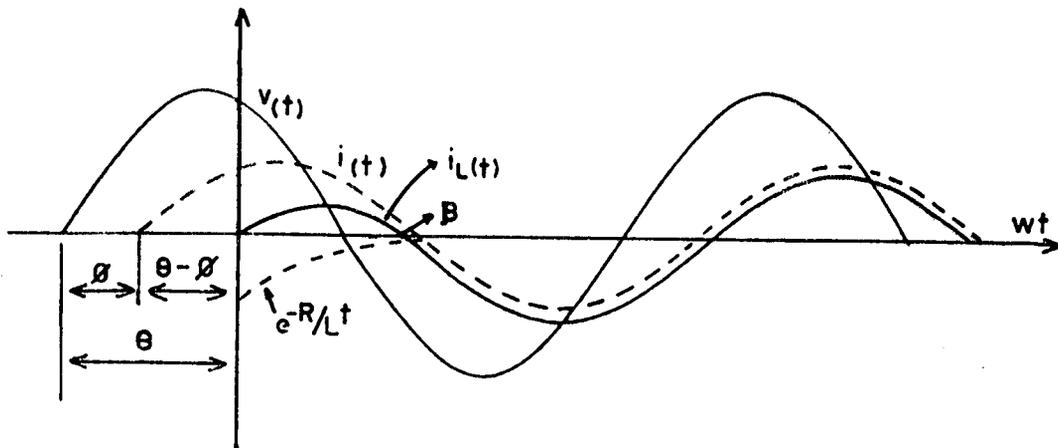


Fig. (I.20)

OBSERVAÇÕES SOBRE A EQ. (I.38) E A FIG. (I.20)

- 1) O 1º termo da eq. (I.38) é o valor de regime permanente, com amplitude V_m/Z , e com ângulo de fase " $-\phi$ " em relação a tensão.
- 2) O 2º termo é o transitório, que envolve $e^{-R/Lt}$, e que, em $t=0$, faz com que $I(0) = 0$.
- 3) No caso muito especial em que a chave fecha em $\theta=\phi$ a corrente será senoidal.
- 4) Na fig. (I.20), a partir do ponto β , percebe-se que a corrente i_L é negativa. Contudo, sabe-se que no circuito da fig. (I.17), a chave T_1 é um tiristor, e este não permite circulação de corrente negativa. Assim que, a condução só se fará até o ponto β .

ANÁLISE DAS FORMAS DE ONDAS OBTIDAS NO CIRCUITO DA FIG. (I.17)

Levando em consideração a observação 4, e escalonando o eixo das abscissa em termos de ωt e não de t , 2 casos serão analisados:

2º CASO → REFERÊNCIA INÍCIO DA TENSÃO $v_{(t)}$ [10]

Para este caso tem-se um novo ωt , que é denominado por $\omega t'$; onde:

$$\omega t' = \omega t - \theta \quad (\text{I.42})$$

Para obter-se as expressões matemáticas das equações anteriores, para esta nova condição ($\omega t'$), basta substituir o valor de $\omega t'$ nas equações do 1º caso, assim tem-se:

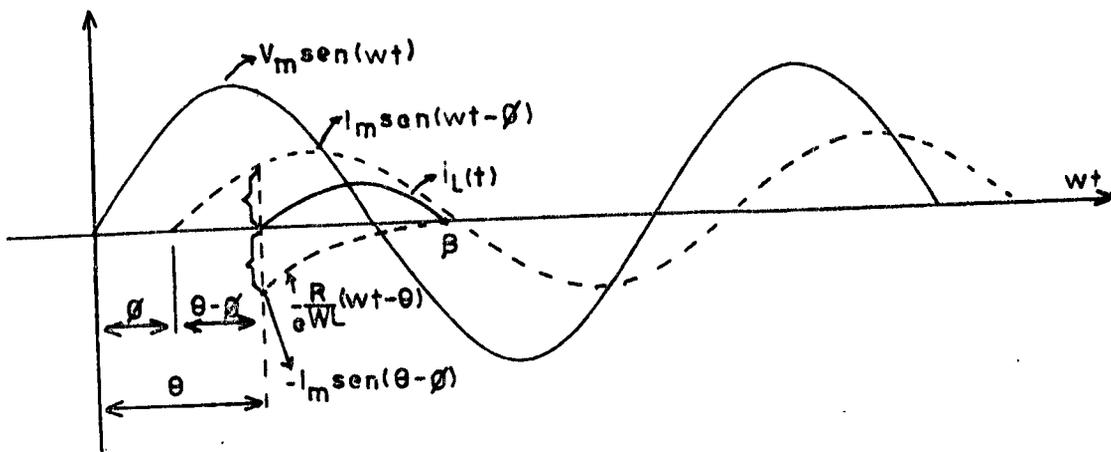


Fig. (I.22)

neste caso:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \sin(\omega t - \phi) - I_m \sin(\theta - \phi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \theta)} \quad (\text{I.43})$$

$$p/ \quad \omega t = \theta \Rightarrow i_L = 0 \quad (\text{I.44})$$

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \theta)} \right] \quad (\text{I.45})$$

Sabendo que $\text{tg } \phi = \frac{\omega L}{R}$, obtem-se:

$$\text{cotg } \phi = \frac{R}{\omega L} \quad (\text{I.46})$$

Substituindo a eq.(I.46) em (I.45):

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\text{cotg } \phi (\omega t - \theta)} \right] \quad (\text{I.47})$$

Analisando a fig. (I.22), observa-se que:

$$\text{p/ } \omega t = \beta \Rightarrow i_{L(t)} = 0, \text{ logo:}$$

$$i_{L(\beta)} = I_m \left[\text{sen}(\beta - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\text{cotg } \phi (\beta - \theta)} \right] = 0 \quad (\text{I.48})$$

De tudo que foi feito até o momento, fica fácil concluir que a equação da corrente $i_{L(t)}$, nos trechos de $\theta < \omega t < \beta$, é descrita pela eq.(I.47) [10].

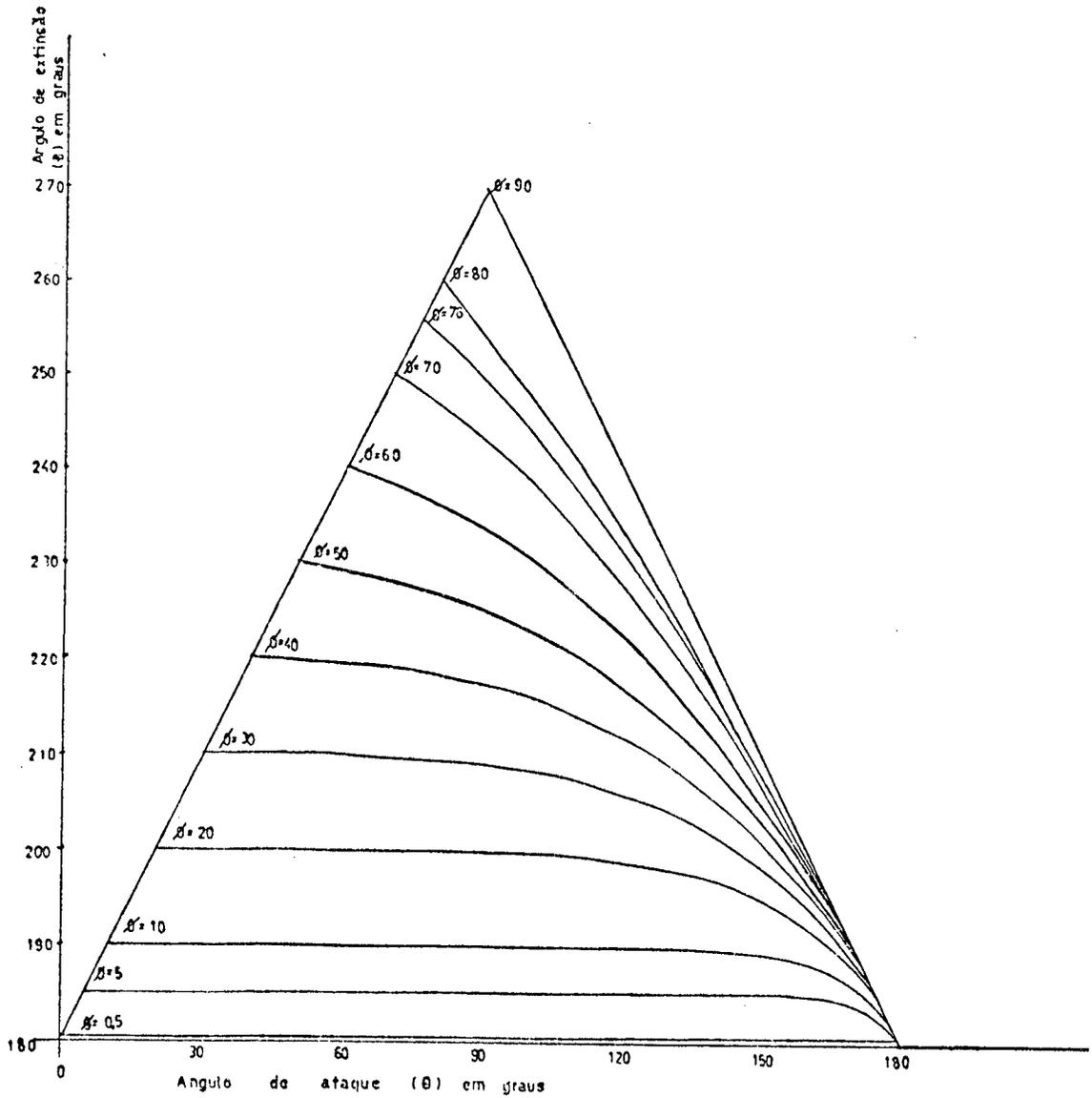


Fig. (I.23) - Ábaco do ângulo de extinção " β " em função do ângulo de ataque " θ ", tendo o ângulo de fase " ϕ " como parâmetro [10]

Essa expressão traduz a corrente no circuito da fig.(I.24) abaixo:

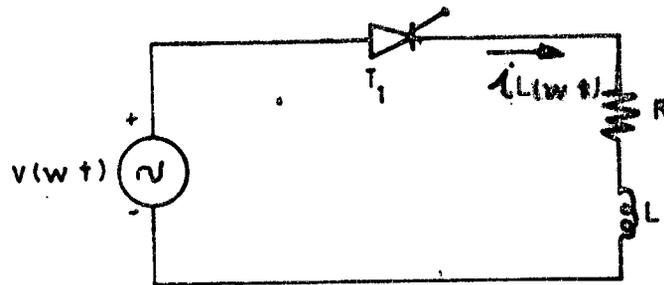


Fig. (I.24)

O valor do ângulo de extinção " β ", definido na eq. (I.49), é função do ângulo de fase ϕ e do ângulo de ataque θ . A través da eq. (I.49), é possível construir um ábaco, que relaciona essas tres grandezas [10].

$$\text{sen}(\beta - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cot \phi (\beta - \theta)} = 0 \quad (\text{I.49})$$

Analisando a equação, observa-se que sendo dados θ e ϕ pode-se facilmente determinar " β " por iteração. Tal operação sendo realizada possibilita a obtenção do ábaco da fig.(I.23). O ábaco apresenta no eixo das abscissa o ângulo de ataque θ , e no eixo das ordenadas o ângulo de extinção " β ". Assim para cada ângulo de fase " ϕ ", há uma relação entre o ângulo θ e o ângulo " β ". É possível, dessa forma, encontrar o ângulo de extinção " β " de qualquer circuito com muita facilidade, conhecendo-se somente o

ângulo de ataque θ do tiristor e o ângulo de fase ϕ do circuito.

Contudo é sabido que o circuito original é apresentado na fig.(I.14). E como pode-se perceber esse circuito é composto por dois tiristores (T_1 e T_2), de maneira que, quando T_1 bloqueia, T_2 fica em condições de disparar, e isso é feito para um ângulo de $\theta+\pi$. Dessa forma, se apenas o tiristor T_2 existisse, e se o mesmo fosse disparado num ângulo de $\theta+\pi$, a dedução da corrente i_L seria a mesma já deduzida para T_1 , somente que o ângulo θ encontrado na eq.(I.47) teria que ser substituído pelo novo θ , ou seja:

$$\theta_N = (\theta+\pi) \quad (I.50)$$

Assim:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\theta + \pi - \phi) e^{-\cot \phi (\omega t - (\theta + \pi))} \right] \quad (I.51)$$

Logo:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) + \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cot \phi (\omega t - \theta - \pi)} \right] \quad (I.52)$$

Essa é a expressão da corrente na carga quando T_2 estiver conduzindo, para um ângulo de ataque igual a $\theta+\pi$. É evidente que o ângulo de extinção de T_2 será $\beta+\pi$.

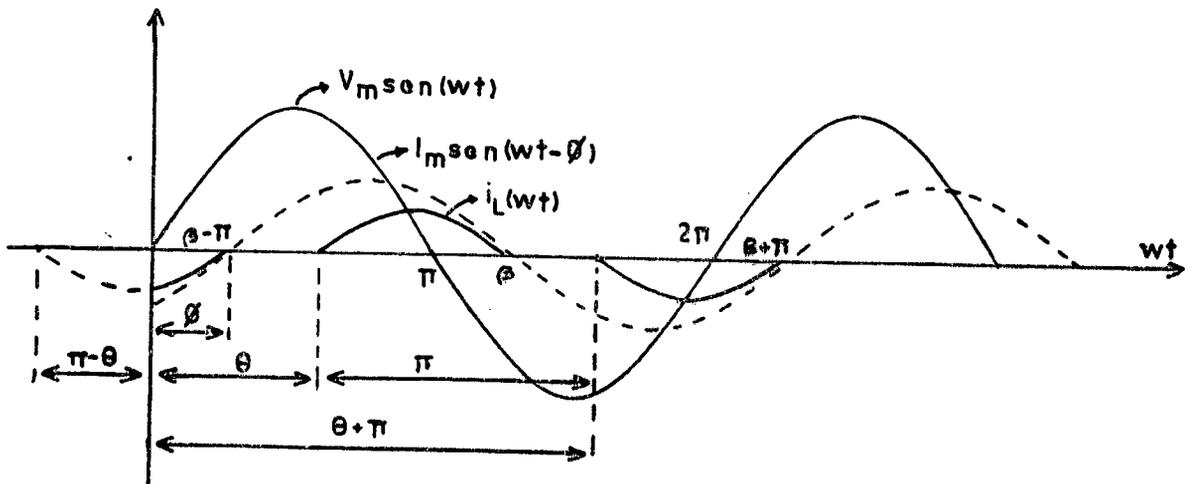


Fig. (I. 26)

$$19) 0 < \omega t < \beta - \pi$$

Para este trecho o ângulo de ataque seria dado por:

$$\theta' = \theta - \pi \quad (I.53)$$

Logo para obter-se a expressão de $i_{L(\omega t)}$ neste trabalho, basta substituir θ da eq. (I. 47) por θ' . Então:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\sin(\omega t - \phi) - \sin(\theta - \pi - \phi) e^{-\cotg \phi (\omega t - (\theta - \pi))} \right] \quad (I.54)$$

ou seja:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) + \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cot \phi (\omega t + \pi - \theta)} \right] \quad (\text{I.55})$$

$$2\varphi) \quad \beta - \pi \leq \omega t \leq \theta$$

Observando a fig.(I.26), para este trecho, é fácil concluir que:

$$i_L = 0 \quad (\text{I.56})$$

$$3\varphi) \quad \theta \leq \omega t \leq \beta$$

Neste trecho é obtida a corrente $i_{L(\omega t)}$, tal como foi deduzida na eq.(I.47):

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cot \phi (\omega t - \theta)} \right] \quad (\text{I.57})$$

$$4\varphi) \quad \beta \leq \omega t \leq \theta + \pi$$

Para este trecho a fig.(I.26) mostra que:

$$i_L = 0 \quad (\text{I.58})$$

$$5\varphi) \quad \theta + \pi < \omega t < 2\pi$$

Analisando a fig.(I.26), observa-se que neste intervalo o ângulo de ataque é descrito por:

$$\theta' = \theta + \pi \quad (\text{I.59})$$

Conseqüentemente, para obter a expressão da corrente $i_{L(\omega t)}$ basta substituir a eq.(I.58) na eq.(I.48), isto é:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\theta + \pi - \phi) e^{-\cotg\phi(\omega t - \theta - \pi)} \right] \quad (\text{I.60})$$

Assim:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) + \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cotg\phi(\omega t - \theta - \pi)} \right] \quad (\text{I.61})$$

Analisando o que foi realizado até aqui, é possível afirmar que a corrente total i_L na carga, num período descrito por $0 \leq \omega t \leq 2\pi$, é dada por:

$$i_{L(\omega t)} = I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) \Big|_{0, \theta, \theta + \pi}^{\beta - \pi, \beta, 2\pi} + \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cotg\phi(\omega t + \pi - \theta)} \Big|_0^{\beta - \pi} - \right. \\ \left. - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cotg\phi(\omega t - \theta)} \Big|_{\theta}^{\beta} + \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cotg\phi(\omega t - \theta - \pi)} \Big|_{\theta + \pi}^{2\pi} \right] \quad (\text{I.62})$$

sendo β definido na eq.(I.49) [10].

Analisando a fig.(I.26) é fácil perceber que a corrente média na carga é nula. A corrente eficaz na mesma fig. é dada por:

$$\begin{aligned}
I = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \left\{ (\beta - \theta) + \frac{\text{sen}2(\theta-\phi) - \text{sen}2(\beta-\phi)}{2} + \frac{2\text{sen}(\theta-\phi)\cos\phi}{\cotg^2\phi+1} \left[e^{\cotg\phi(\theta-\beta)} (\cotg\phi\text{sen}\beta + \cos\beta) - \right. \right. \\
\left. \left. - (\cotg\phi\text{sen}\theta + \cos\theta) \right] - \frac{2\text{sen}(\theta-\phi)\text{sen}\phi}{\cotg^2\phi+1} \left[e^{\cotg\phi(\theta-\beta)} (\cotg\phi\cos\beta - \text{sen}\beta) - \right. \right. \\
\left. \left. - (\cotg\phi\cos\theta - \text{sen}\theta) \right] + \frac{\text{sen}^2(\theta-\phi)}{\cotg\phi} \left[1 - e^{2\cotg\phi(\theta-\beta)} \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{I.63})
\end{aligned}$$

DECOMPOSIÇÃO EM SÉRIE DE FOURIER DA CORRENTE DE CARGA DA EQ. (I.62)

A série de Fourier da corrente $i_{L(\omega t)}$ tem a forma geral:

$$i_{L(\omega t)} = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t + b_n \text{sen } n\omega t \quad (\text{I.64})$$

onde:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{L(\omega t)} d\omega t \quad (\text{I.65})$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{L(\omega t)} \cos n\omega t d\omega t \quad (\text{I.66})$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{L(\omega t)} \text{sen } n\omega t d\omega t \quad (\text{I.67})$$

O valor de a_0 representa o valor médio da função i_L (eq. (I.62)), e como já foi dito o valor médio da corrente de carga $i_{L(\omega t)}$ é nulo; logo:

$$a_0 = \text{zero} \quad (\text{I.68})$$

OBS. - Analisando bem a função i_L (eq.(I.62)- Fig.(I.26)), nota-se que essa função possui simetria de meia onda, ou seja,

$$i_{L(\omega t)} = -i_{L(\omega t + T/2)}$$

onde T é o período (neste caso $T = \frac{2\pi}{\omega}$). Sabe-se que toda função com simetria de meia onda, possui apenas harmônicas ímpares. Contudo, a_n e b_n são nulos para $n = 2, 4, 6, 8, \dots$ em toda forma de onda que possua simetria de meia onda. Tendo isso em mente, sabe-se que n só pode assumir os valores $n = 1, 3, 5, 7, \dots$. Dessa maneira resolvendo as eqs.(I.66) e (I.67), foram encontrados os seguintes valores:

$$\begin{aligned}
 a_n = \frac{I_m}{\pi} & \left\{ \frac{\cos \phi}{(1-n)} [\cos(1-n)\theta - \cos(1-n)\beta] + \frac{\cos \phi}{(1+n)} [\cos(1+n)\theta - \cos(1+n)\beta] + \right. \\
 & + \frac{\sin \phi}{(1-n)} [\sin(1-n)\theta - \sin(1-n)\beta] + \frac{\sin \phi}{(1+n)} [\sin(1+n)\theta - \sin(1+n)\beta] + \\
 & \left. + \frac{2\sin(\theta-\phi)}{\cot^2 \phi + n^2} \left[e^{\cot \phi (\theta-\beta)} (\cot \phi \cos n \beta - n \sin n \beta) - (\cot \phi \cos n \theta - n \sin n \theta) \right] \right\}
 \end{aligned}$$

(I.69)

$$\begin{aligned}
 b_n = \frac{I_m}{\pi} & \left\{ \frac{\cos \phi}{(1-n)} [\sin(1-n)\beta - \sin(1-n)\theta] + \frac{\cos \phi}{(1+n)} [\sin(1+n)\theta - \sin(1+n)\beta] + \right. \\
 & + \frac{\sin \phi}{(n-1)} [\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\theta] + \frac{\sin \phi}{(n+1)} [\cos(n+1)\beta - \cos(n+1)\theta] + \\
 & \left. + \frac{2\sin(\theta-\phi)}{\cot^2 \phi + n^2} \left[e^{\cot \phi (\theta-\beta)} (\cot \phi \sin n \beta + n \cos n \beta) - (\cot \phi \sin n \theta + n \cos n \theta) \right] \right\}
 \end{aligned}$$

(I.70)

Analisando as eq.(I.69) e (I.70), foi observado que os coeficientes a_n e b_n são indeterminados para $n=1$. Consequentemente esses coeficientes (a_1 e b_1), deverão ser determinados separadamente. Levantando a indeterminação dos coeficientes a_1 e b_1 , foram obtidos os seguintes resultados:

$$a_1 = \frac{I_m}{2\pi} \left\{ \cos\phi (\cos 2\theta - \cos 2\beta) - \sin\phi (2\beta - 2\theta + \sin 2\beta - \sin 2\theta) + \frac{4\sin(\theta - \phi)}{\cot^2\phi + 1} \left[e^{\cot\phi(\theta - \beta)} (\cot\phi \cos\beta - \sin\beta) - (\cot\phi \cos\theta - \sin\theta) \right] \right\} \quad (I.71)$$

$$b_1 = \frac{I_m}{2\pi} \left\{ \cos\phi (2\beta - 2\theta + \sin 2\theta - \sin 2\beta) - \sin\phi (\cos 2\theta - \cos 2\beta) + \frac{4\sin(\theta - \phi)}{\cot^2\phi + 1} \left[e^{\cot\phi(\theta - \beta)} (\cot\phi \sin\beta + \cos\beta) - (\cot\phi \sin\theta + \cos\theta) \right] \right\} \quad (I.72)$$

A fig.(I.27) mostra as componentes fundamentais da corrente de carga como função do ângulo de ataque " θ ", tendo o ângulo de fase " ϕ " como parâmetro.

A fig.(I.28) apresenta as componentes da corrente de carga até a 5^a harmônica, para um ângulo de fase $\phi = 60^\circ$, em função do ângulo de ataque " θ ". O objetivo da fig.(I.27), é dar uma noção do comportamento da corrente de carga, em função da ordem da harmônica.

A fig.(I.29) apresenta as componentes de 3^a harmônica da corrente de carga em função do ângulo de ataque, tendo o ângulo de fase como parâmetro. Dessa forma é possível determinar, dependendo do ângulo de fase, qual o ataque que proporciona maior

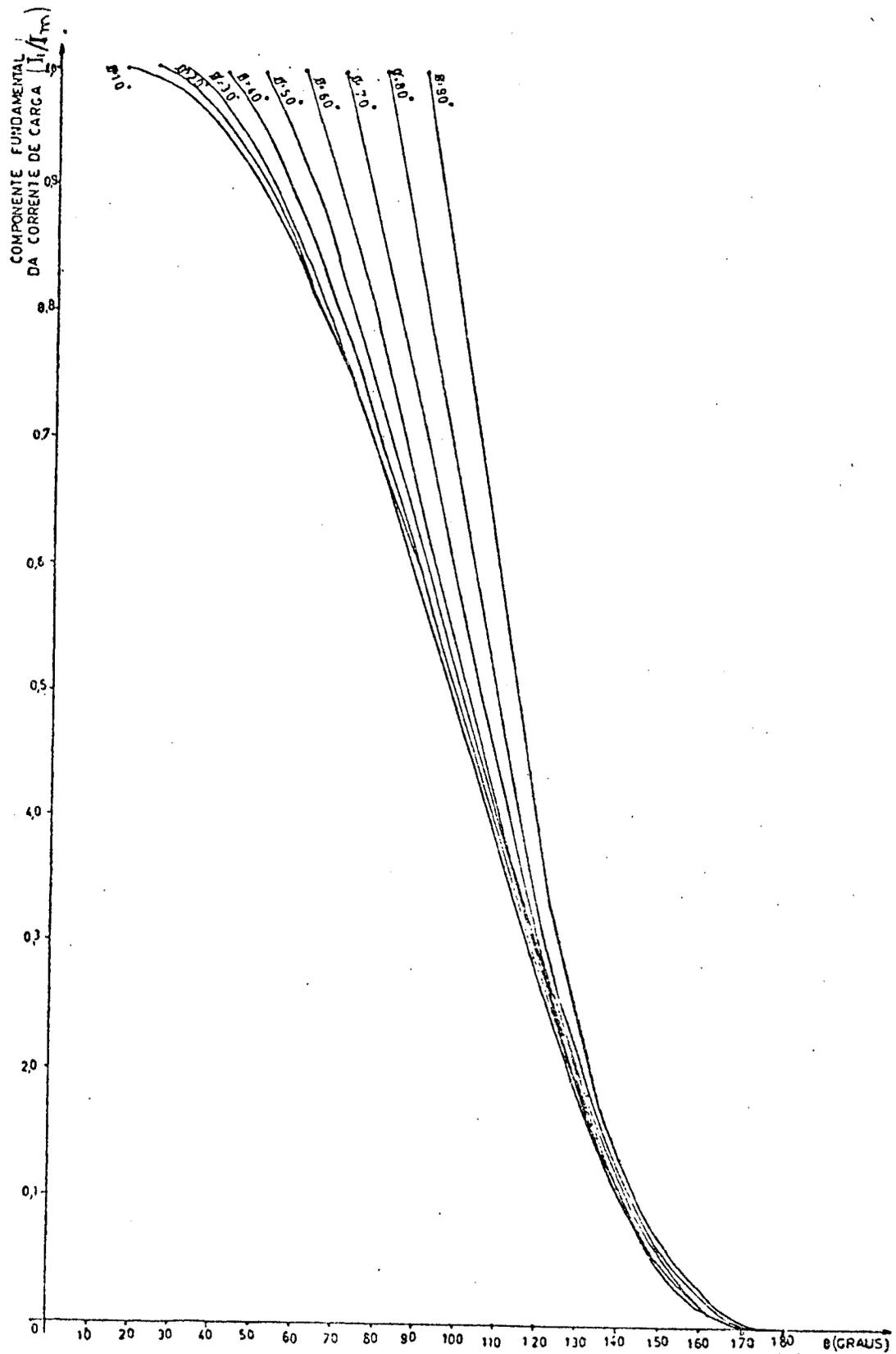


Fig. (I.27) - Componente fundamental da corrente de carga em função do ângulo de ataque θ , tendo o ângulo de fase " ϕ " como parâmetro.

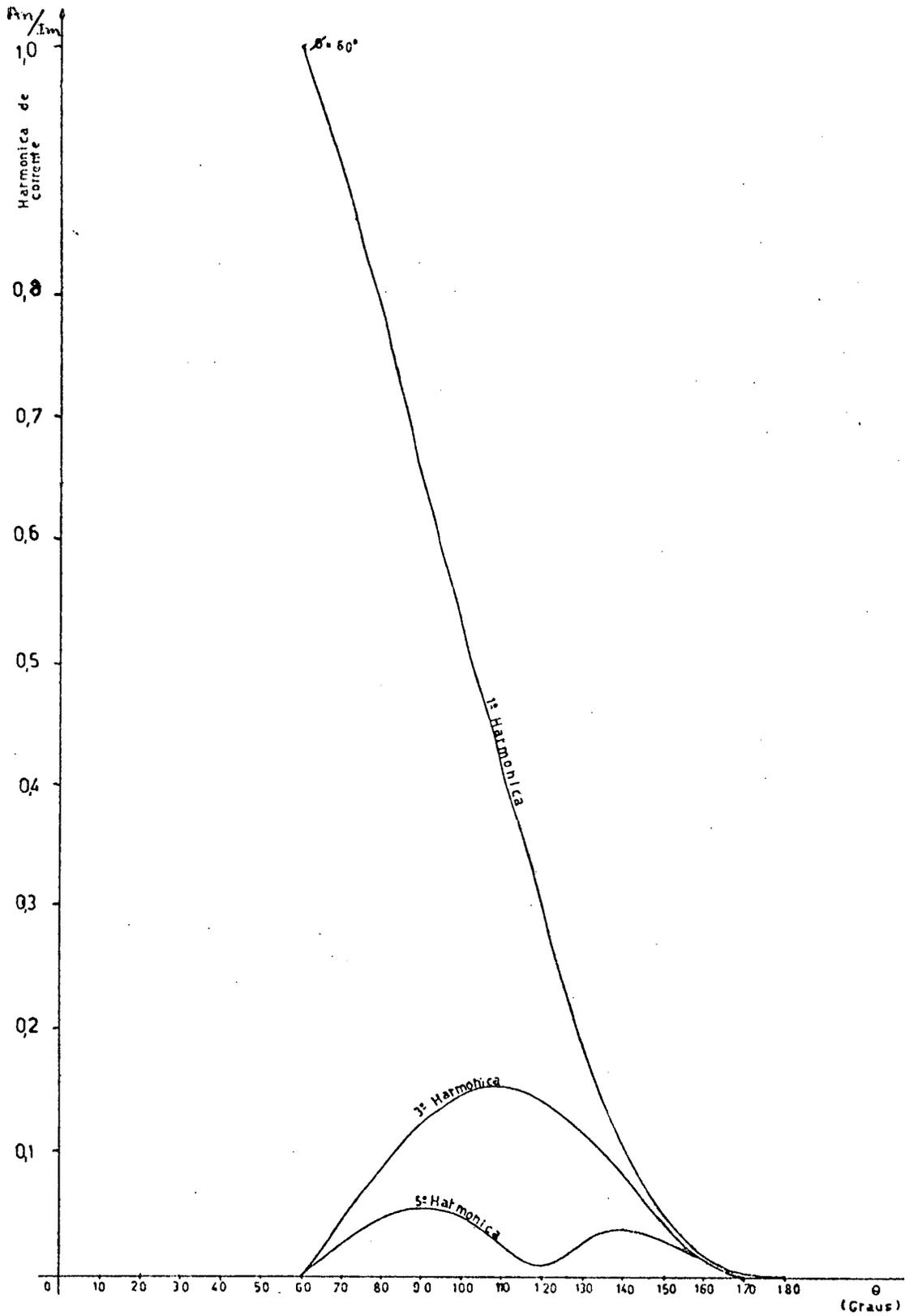


Fig. (I.28) - Harmônicas de corrente de carga em função do ângulo " ϕ " de 60° .

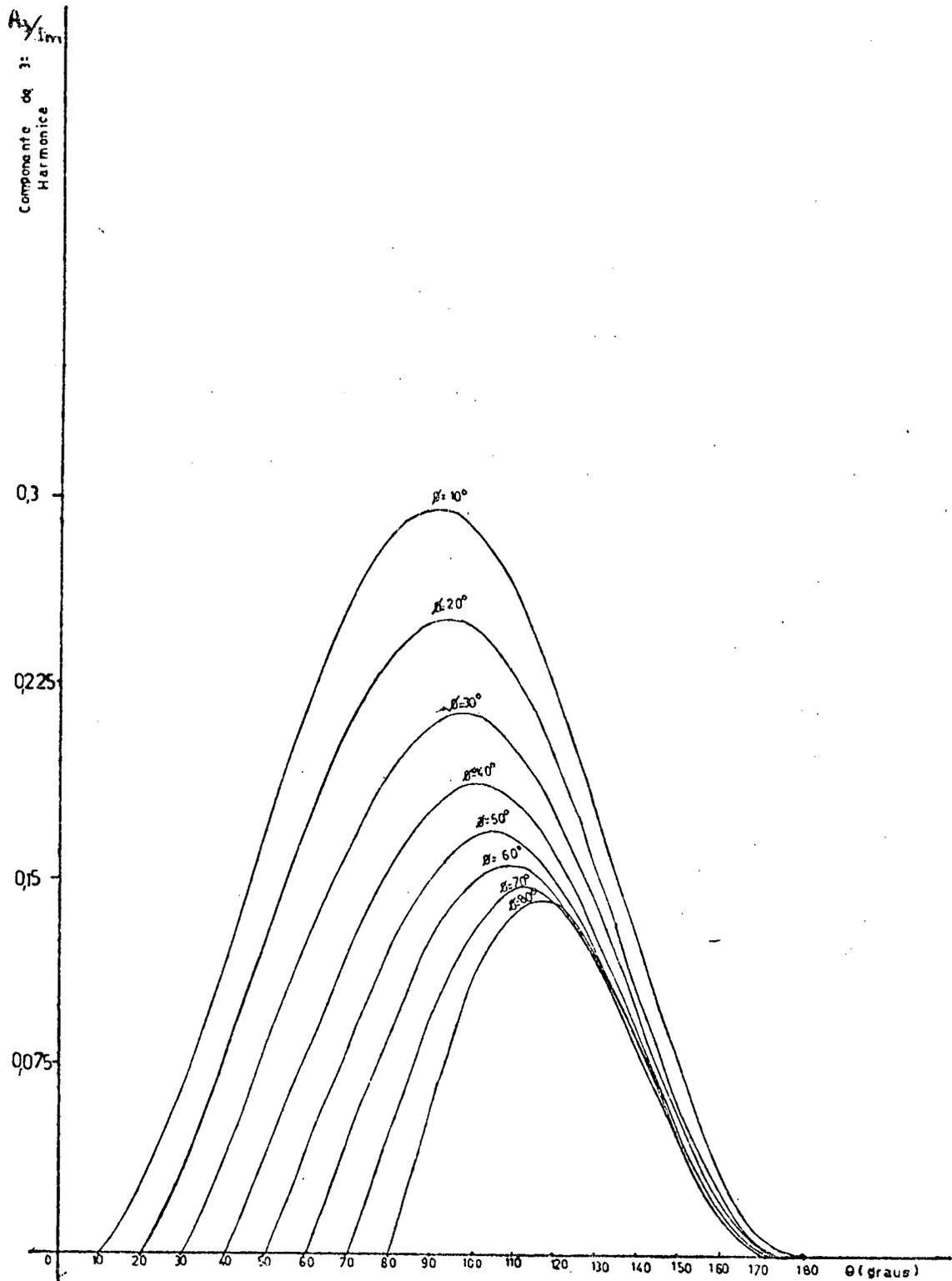


Fig. (I.29) - Componente da 3^a harmônica da corrente de carga em função do ângulo de ataque, para cada ângulo de fase.

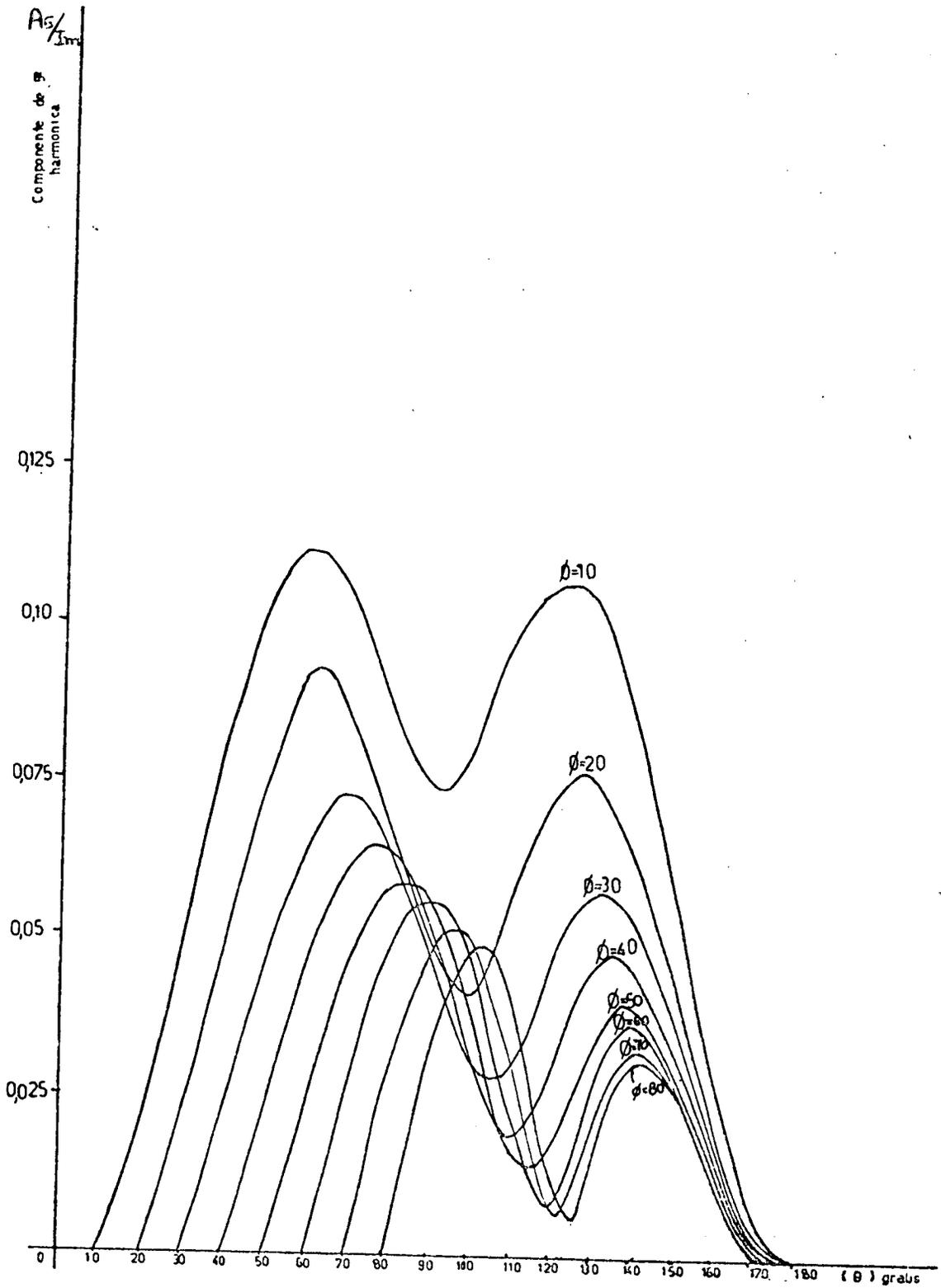


Fig. (I.30) - Componente da 5ª harmônica da corrente de carga em função do ângulo de ataque, para cada ângulo de fase.

ou menor aumento na amplitude da componente de 3^a harmônica.

Na fig.(I.30) é apresentada as componentes de 5^a harmônica da corrente de carga, para as mesmas condições e finalidades da fig.(I.29).

b) CORRENTE MÉDIA NOS TIRISTORES

Analisando as figs.(I.14) e (I.26), observa-se que o tiristor T_1 é percorrido pela corrente $i_{L(\omega t)}$ no intervalo de θ até β , durante o período 2π . Sabendo a expressão matemática de i_L em função do tempo torna-se, simples calcular a corrente média no tiristor T_1 , que será a mesma no tiristor T_2 . Dessa forma tem-se:

$$I_{\text{med}} = \frac{I_m}{2\pi} \left\{ \cos(\theta - \phi) - \cos(\beta - \phi) + \frac{\text{sen}(\theta - \phi)}{\text{cotg}\phi} [e^{\text{cotg}\phi(\theta - \beta)} - 1] \right\} \quad (\text{I.73})$$

c) CORRENTE EFICAZ NOS TIRISTORES

Para este cálculo é utilizado o mesmo procedimento e as mesmas considerações do cálculo da corrente média. Logo:

$$I_{\text{Tef}} = \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\beta} \left[I_m \left[\text{sen}(\omega t - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\text{cotg}\phi(\omega t - \theta)} \right] \right]^2 d\omega t \right\}^{1/2} \quad (\text{I.74})$$

como resultado vem que:

$$\begin{aligned}
I_{T_{ef}} = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} & \left\{ \frac{\beta-\theta}{2} + \frac{\text{sen}2(\theta-\phi) - \text{sen}2(\beta-\phi)}{4} + \frac{2\text{sen}(\theta-\phi)\cos\phi}{\cotg^2\phi + 1} \left[e^{\cotg\phi(\theta-\beta)} (\cotg\phi\text{sen}\beta + \cos\beta) - \right. \right. \\
& \left. \left. - (\cotg\phi\text{sen}\theta + \cos\theta) \right] - \frac{2\text{sen}(\theta-\phi)\text{sen}\phi}{\cotg^2\phi + 1} \left[e^{\cotg\phi(\theta-\beta)} (\cotg\phi\cos\beta - \text{sen}\beta) - \right. \right. \\
& \left. \left. - (\cotg\phi\cos\theta - \text{sen}\theta) \right] + \frac{\text{sen}^2(\theta-\phi)}{2\cotg\phi} \left[1 - e^{2\cotg\phi(\theta-\beta)} \right] \right\}^{1/2} \quad (I.75)
\end{aligned}$$

A fig.(I.31) mostra o relacionamento entre a corrente média no tiristor e a corrente máxima na carga, para determinados ângulos de fase " ϕ ", em função do ângulo de ataque " θ ". Analisando a eq.(I. 73), observa-se que a relação entre a corrente média no tiristor e a corrente máxima do circuito dá como resultado o seguinte:

$$\frac{I_{T_{med}}}{I_m} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \cos(\theta-\phi) - \cos(\beta-\phi) + \frac{\text{sen}(\theta-\phi)}{\cotg\phi} \left[e^{-\cotg\phi(\theta-\beta)} - 1 \right] \right\} \quad (I.76)$$

Sabendo que:

$$I_m = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{Z} \quad (I.77)$$

sendo V o valor eficaz da tensão da fonte, tem-se que:

$$\frac{Z \cdot I_{T_{med}}}{\sqrt{2} \cdot V} = \frac{1}{2\pi} \left\{ \cos(\theta-\phi) - \cos(\beta-\phi) + \frac{\text{sen}(\theta-\phi)}{\cotg\phi} \left[e^{-\cotg\phi(\theta-\beta)} - 1 \right] \right\} \quad (I.78)$$

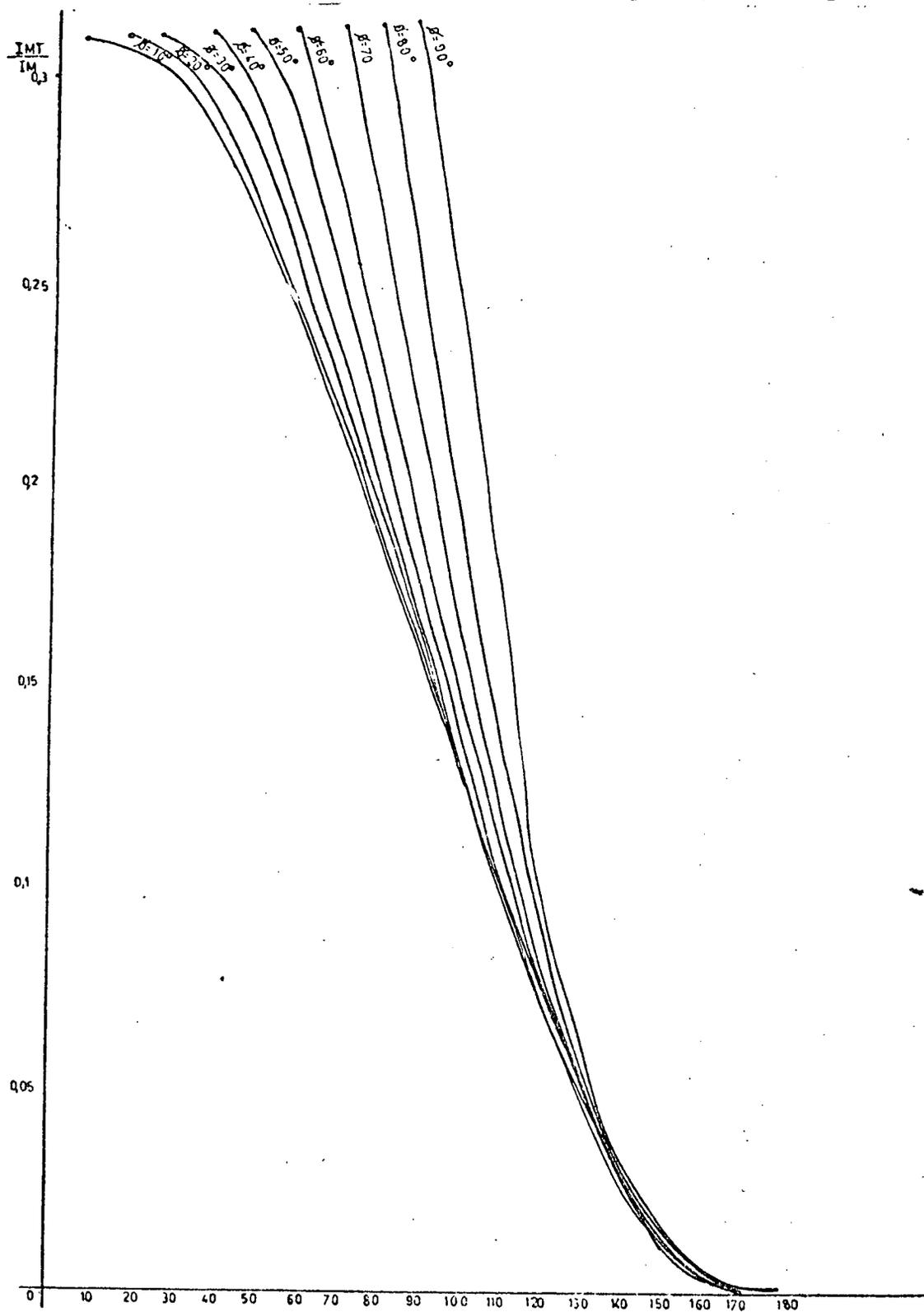


Fig. (I.31) - Relação entre a corrente média no tiristor e a corrente máxima da carga, para determinados ângulos de fase ϕ , em função do ângulo de ataque θ .

Dessa forma, através do âbaco da fig.(I.31), e com o conhecimento da tensão da fonte e dos parâmetros do circuito, é possível determinar a corrente média no tiristor.

Na fig.(I.32) é apresentado um âbaco que relaciona a corrente eficaz no tiristor e a corrente máxima do circuito, em função do ângulo de ataque " θ ", para alguns ângulos de fase " ϕ ". A relação entre a corrente eficaz no tiristor e a corrente máxima é dada pela seguinte expressão matemática:

$$\frac{I_{Tef}}{I_m} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left\{ \frac{\beta - \theta}{2} + \frac{\text{sen}2(\theta - \phi) - \text{sen}2(\beta - \phi)}{4} + \frac{2\text{sen}(\theta - \phi)\cos\phi}{\cotg^2\phi + 1} \left[e^{\cotg\phi(\theta - \beta)} (\cotg\phi\text{sen}\beta + \cos\beta) - \right. \right. \\ \left. \left. - (\cotg\phi\text{sen}\theta + \cos\theta) \right] - \frac{2\text{sen}(\theta - \phi)\text{sen}\phi}{\cotg^2\phi + 1} \left[e^{\cotg\phi(\theta - \beta)} (\cotg\phi\cos\beta - \text{sen}\beta) - \right. \right. \\ \left. \left. - (\cotg\phi\cos\theta - \text{sen}\theta) \right] + \frac{\text{sen}^2(\theta - \phi)}{2\cotg\phi} \left[1 - e^{2\cotg\phi(\theta - \beta)} \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{I.79})$$

sendo que:

$$I_m = \frac{\sqrt{2} \cdot V}{Z} \quad (\text{I.80})$$

onde V é o valor eficaz da tensão da fonte, e Z o módulo da impedância.

Logo, com o âbaco, tendo-se a tensão da fonte e os parâmetros do circuito, fica fácil determinar a corrente eficaz no tiristor.

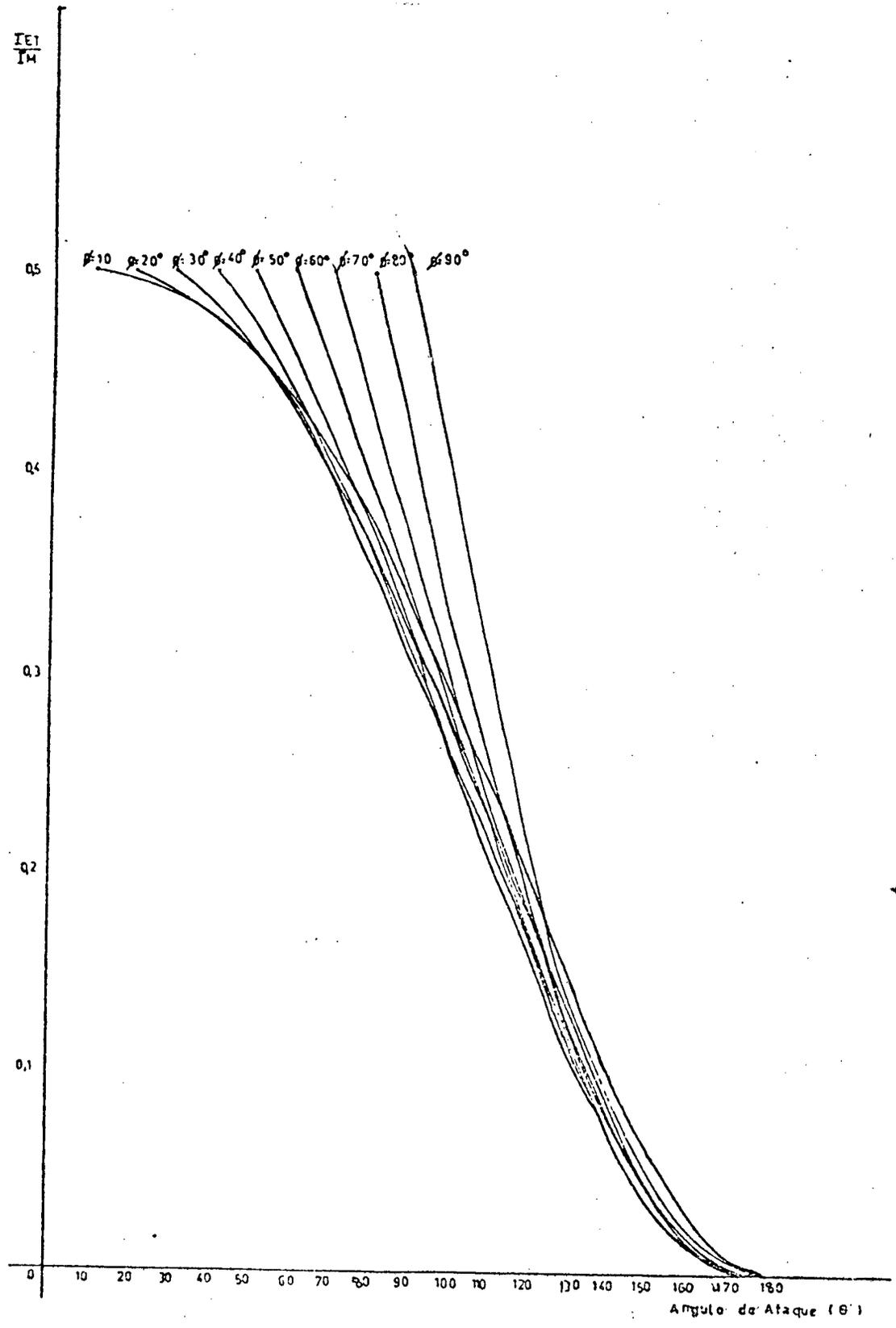


Fig. (I.32) - Relação entre a corrente eficaz no tiristor e a corrente máxima na carga, em função do ângulo de ataque " θ ", para alguns ângulos de fase " ϕ ".

I.4 - Resultados experimentais

A fig.(I.34), apresenta as curvas de tensão e corrente para uma carga passiva, cujo esquema é apresentado na fig.(I.33)

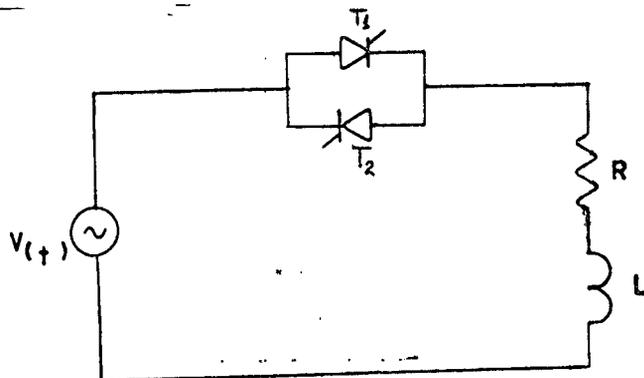


Fig. (I.33)

Para o caso específico da fig.(I.34), os valores dos parâmetros do circuito na fig.(I.33) são:

$$R = 50\Omega$$

$$L = 0,108H$$

Na leitura o osciloscópio apresentava o seguinte escalonamento:

Tensão \rightarrow 100 volts/div.

Corrente \rightarrow 2 Amperes/div.

Tempo \rightarrow 2ms/div.

Onde a frequência é de 60Hz. O fator de potência do circuito R_L série em questão será:

$$\text{tg}\phi = \frac{\omega L}{R} = 0,814$$

$$\phi = 39,1^{\circ}$$

$$\cos\phi = 0,775$$

Na fig.(I.34) o ângulo de ataque é de " $\theta = 77,7^{\circ}$ ". Sendo $\phi = 39,1^{\circ}$ fica fácil determinar o valor do ângulo de extinção " β " através do âbaco da fig.(I.23), ou seja, $\beta = 217,5^{\circ}$. Analisando a fig.(I.34) encontra-se um ângulo de extinção de $\beta = 215,8^{\circ}$. Conclui-se então, que os resultados teóricos estão bem próximos dos resultados experimentais.

A fig.(I.35) mostra as curvas de tensão e corrente para o mesmo circuito da fig.(I.33), sendo neste caso $\theta = 99,3^{\circ}$. Dessa forma há uma diminuição na corrente eficaz que percorre a carga.

Foram medidas, para esta situação, a tensão eficaz e a corrente eficaz na carga, cujos valores são respectivamente:

$$V = 75 \text{ Volts}$$

$$I = 1,48 \text{ Amperes}$$

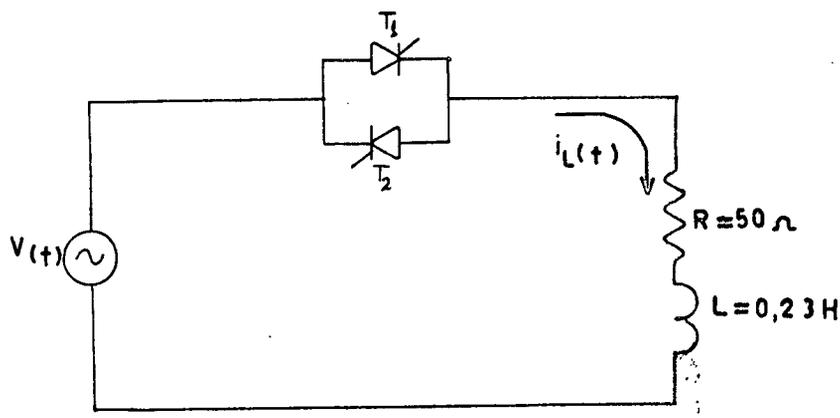
Na fig.(I.36), a indutância do circuito da fig.(I.33) foi diminuída para $L = 0,054$ Henrys, mantendo-se um ângulo de ataque $\theta = 99,3^{\circ}$. Comparando as figs.(I.35) e (I.36), percebe-se um aumento da corrente na fig.(I.36). Este fato é confirmado, mediante medição dos valores eficazes de tensão e corrente, cujos resultados são:

$$V = 77 \text{ Volts}$$

$$I = 2,0 \text{ Amperes}$$

1.5 - Exemplo Numérico

Seja a seguinte estrutura:



Para este caso tem-se um ângulo de fase de:

$$\phi = 60^\circ$$

Supondo-se um ângulo de ataque $\theta = 100^\circ$ e uma tensão máxima $V_m = 311,12$ Volts, tem-se:

- a) Ângulo de extinção $\beta = 230^\circ \rightarrow$ Ábaco fig.(I.23)
- b) Componente fundamental da corrente de carga
 $I_{1a} = 1,63A \rightarrow$ Ábaco fig.(I.27)
- c) Componente de 3^a harmônica da corrente de carga
 $I_{3a} = 0,46A \rightarrow$ Ábaco fig.(I.29)
- d) Componente de 5^a harmônica da corrente de carga
 $I_{5a} = 0,15A \rightarrow$ Ábaco fig.(I.30)

- e) Corrente eficaz na carga $I = 1,69A \rightarrow \text{eq. (I.63)}$
- f) Corrente média nos tiristores $I_{mT} = 0,47A \rightarrow \text{Ábaco fig. (I.31)}$
- g) Corrente eficaz nos tiristores $I_{efT} = 0,85A \rightarrow \text{Ábaco fig. (I.32)}$



FIG. (I.34)

Tensão = 100 V/div.

Corrente = 2 A/div.

Tempo = 2 ms/div.

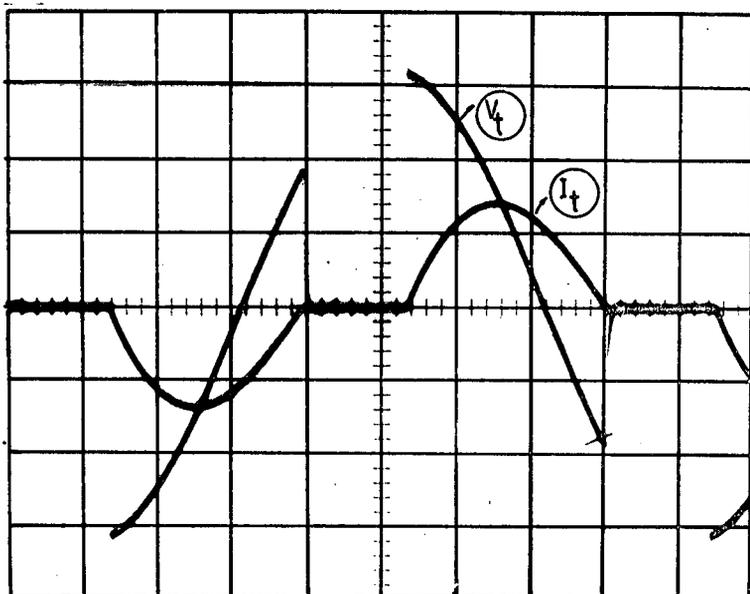


FIG. (I.35)

Tensão = 100 V/div.

Corrente = 2 A/div.

Tempo = 2 ms/div.

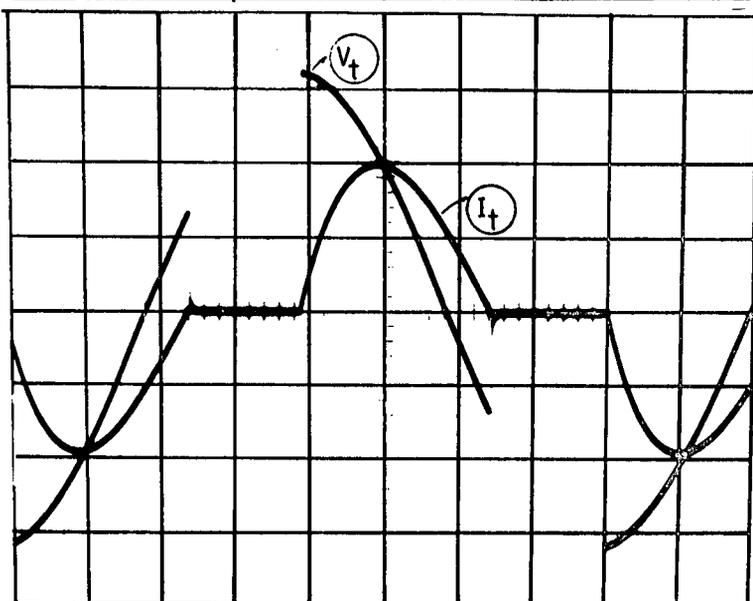


FIG. (I.36)

Tensão = 100 V/div.

Corrente = 2 A/div.

Tempo = 2 ms/div.

1.6 - Comentários

- 1 - As formas de onda da tensão e da corrente numa carga R_L série, controlada através de um gradador não são senoidais, para $\theta > \phi$.
- 2 - A forma de onda da corrente no circuito da fig.(I.12), é equivalente a soma algébrica de uma senoide e uma exponencial decrescente.
- 3 - Para os casos em que $\theta > \phi$, ocorre uma série de fatos interessantes com a corrente de carga i_L :
 - A corrente i_L não é senoidal
 - O início de i_L , coincide com o ângulo de ataque θ
 - A corrente i_L vai a zero, um pouco antes da corrente senoidal atingir o zero.

Para os dados em que $\theta < \phi$, a corrente de carga comporta-se como se não houvesse tiristores.
- 4 - Os âbacos obtidos tem como finalidade auxiliar no proje-
to do conversor facilitando o equacionamento matemático.
- 5 - Dependendo do ângulo de ataque no gatilho dos tiristores, pode-se controlar o tempo de condução dos mesmos, variando com isso a tensão média aplicada à carga. Logo, o gradador pode ser entendido como um variador de tensão.

6 - A análise matemática realizada para a corrente de carga, por meio da série de Fourier, apresentou resultados teóricos bem próximos dos resultados experimentais.

C A P Í T U L O I I

ANÁLISE DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO ALIMENTADO POR UM GRADADOR

II.1 - Introdução

O presente capítulo, tem como finalidade apresentar o controle de velocidade de um motor de indução trifásico por meio de um gradador trifásico; fazer uma análise das correntes estatísticas da máquina alimentada pelo dito sistema e apresentar algoritmos para o cálculo do torque médio, torque instantâneo e potência média em função do escorregamento para determinados ângulos de condução.

É também feita uma análise para determinar o comportamento da corrente média e eficaz nos tiristores, que vai possibilitar o dimensionamento do conversor.

II.2 - Controle de velocidade do motor de indução trifásico

Os métodos convencionalmente usados para controle de velocidade do motor de indução trifásico são:

- a) Variação da tensão de alimentação estatórica
- b) Variação da frequência de alimentação estatórica
- c) Variação da resistência do circuito rotórico
- d) Alimentação do circuito rotórico por frequências adequadas.

Apesar dos diversos tipos de controles de velocidade apresentados, estaremos realmente interessados no tipo indicados no ítem (a), que será estudado neste capítulo.

II.3 - Controle de velocidade de motores de indução trifásico variando-se a tensão de alimentação estatórica

O circuito equivalente da máquina de indução por fase pode ser representado pela fig (II.1).

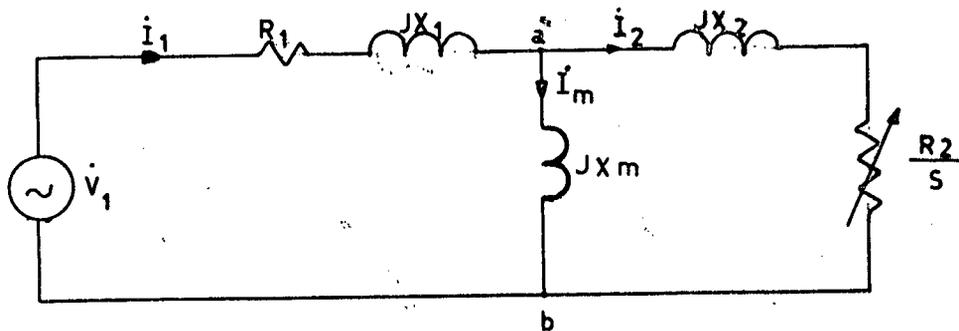


Fig. (II.1)

Aplicando o teorema de thevemin entre os pontos a e b obtem-se:

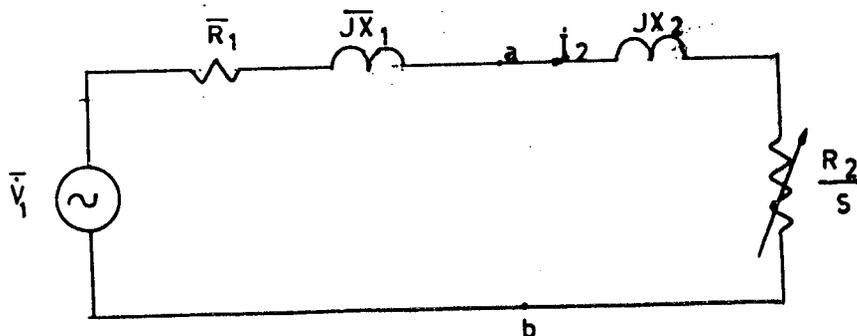


Fig. (II.2)

onde:

$$\bar{V}_1 = \frac{\dot{V}_1 \cdot jX_m}{R_1 + j(X_1 + X_m)} \quad (\text{II.1})$$

$$\bar{Z}_{th} = \frac{(R_1 + jX_1) \cdot jX_m}{R_1 + j(X_1 + X_m)} = \bar{R}_1 + j\bar{X}_1 \quad (\text{II.2})$$

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{V}_1}{(\bar{R}_1 + R_2/s) + j(\bar{X}_1 + X_2)} \quad (\text{II.3})$$

$$|\bar{I}_2| = \frac{|\bar{V}_1|}{\left[(\bar{R}_1 + R_2/s)^2 + (\bar{X}_1 + X_2)^2 \right]^{1/2}} \quad (\text{II.4})$$

a potência entregue ao rotor é dada por:

$$P_g = 3 \cdot |\bar{I}_2|^2 \cdot \frac{R_2}{s} \quad (\text{II.5})$$

$$P_g = \frac{3 \cdot R_2/s \cdot |\bar{V}_1|^2}{\left[(\bar{R}_1 + R_2/s)^2 + (\bar{X}_1 + X_2)^2 \right]} \quad (\text{II.6})$$

o torque interno desenvolvido na máquina será:

$$T_i = P \cdot \frac{P_g}{\omega_s} \quad (\text{II.7})$$

logo:

$$T_i = \frac{3 \cdot R_2/s \cdot |\dot{V}_1|^2 \cdot p}{[(\bar{R}_1 + R_2/s)^2 + (\bar{X}_1 + X_2)^2] \omega_s} \quad (\text{II.8})$$

onde "p" é o nº de pares de polo

Analisando as eqs (II.8) e (II.1), observamos que a redução da tensão de alimentação estatórica implica numa redução quadrática do torque.

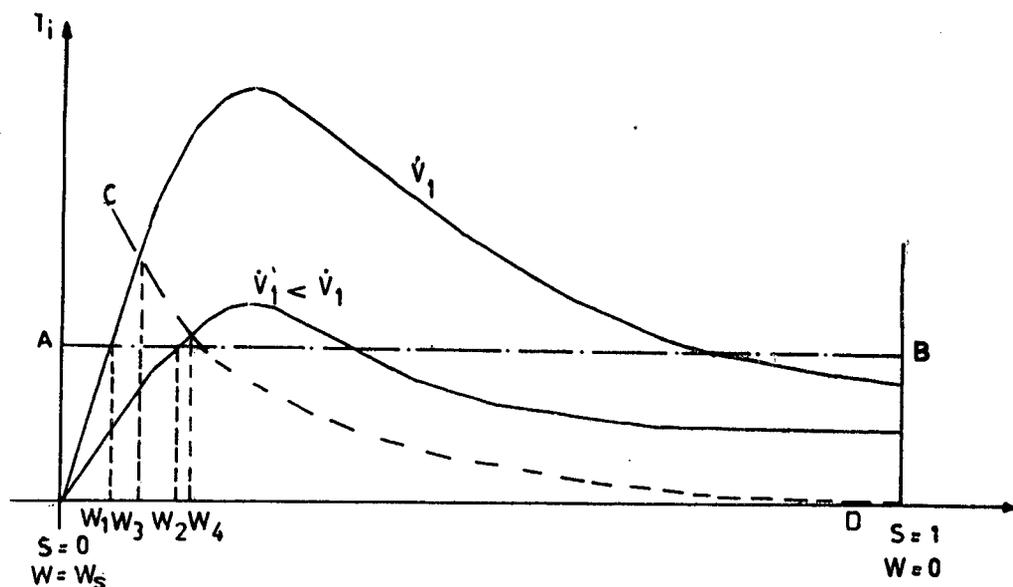


Fig. (II.3)

Se a máquina estiver operando com uma carga constante (torque linha AB-FIG II.3), a redução da tensão de alimentação de \dot{V}_1 provocará uma queda na velocidade da máquina de ω_1 para ω_2 .

O controle de velocidade por variação da tensão de alimentação é aconselhável para cargas cuja característica de torque diminuem consideravelmente com a velocidade, seria por exemplo o caso do torque de carga variar exponencialmente com a velocidade (torque linha CD-Fig II.3). Na prática, é muitas vezes ne

cessário uma alta resistência rotórica, dando com isso maior estabilidade à máquina e uma maior faixa de controle de velocidade (veja Fig II.4).

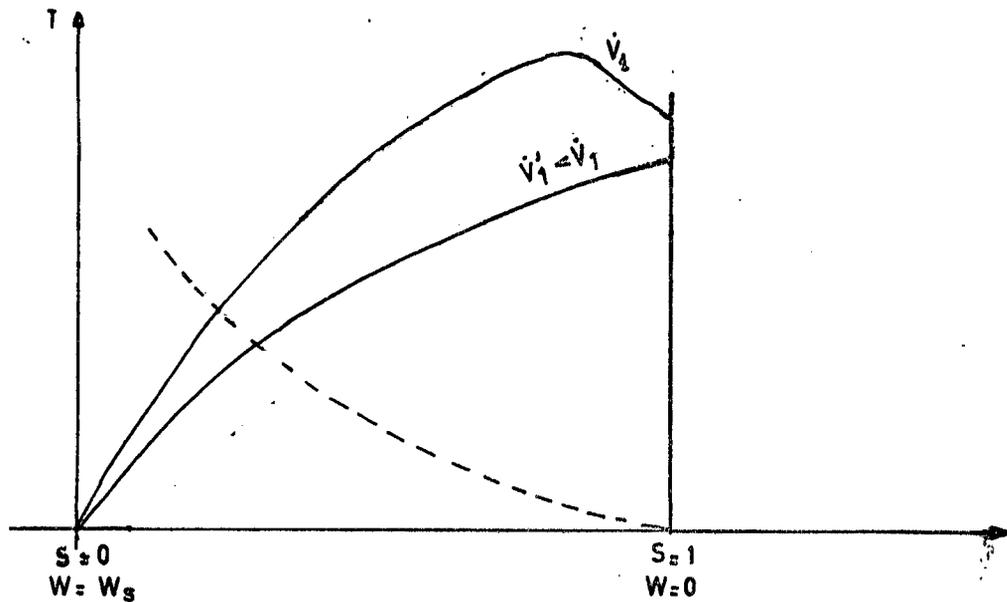


Fig.(II.4)

Este método de controle é normalmente usado em motores de indução com rotor em gaiola que acionam ventiladores, bombas d'água, etc..., cuja característica de torque da carga é compatível com o método.

O controle da tensão aplicada à máquina pode ser feito por meio de um auto-transformador trifásico com relação de transformação variável no secundário (veja Fig. II.5).

A técnica mais moderna para se controlar a tensão de alimentação de um motor de indução trifásico emprega dispositivos semicondutores, por ser estes últimos mais rápidos comparados com os dispositivos antigos [8] e [9].

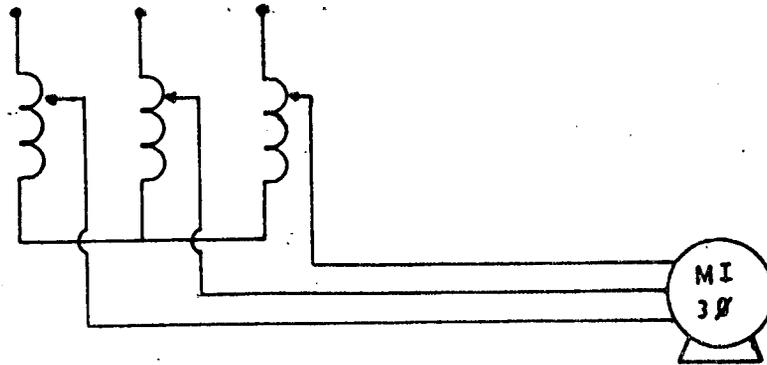


Fig. (II.5)

II.4 - Controle do motor de indução por gradador

Os gradadores oferecem um método simples de controle de velocidade, por meio da variação da tensão, além de serem disponíveis em unidades compactas.

O motor de indução considerado, possui o estator ligado em estrela com neutro conectado, conforme mostra a fig. II.6.

Os tiristores são atacados por meio de pulsos proveniente de um circuito de ataque apresentado no cap. III (não mostrado na fig. II.6). Os tiristores comutam naturalmente quando a corrente cai abaixo de um determinado valor.

II.5 - Desenvolvimento do modelo do motor de indução trifásico

No desenvolvimento da análise matemática da máquina

as seguintes considerações são feitas[9]:

1. A inércia total do rotor e a carga conectada são suficientemente grandes para manter constante a velocidade em regime permanente.
2. A distribuição da f.m.m é considerada senoidal.
3. A queda de tensão nos tiristores é desprezada.
4. Os tempos de abertura e fechamento dos tiristores também são desprezados.
5. O motor tem entreferro constante.
6. Os efeitos de saturação são desprezados.

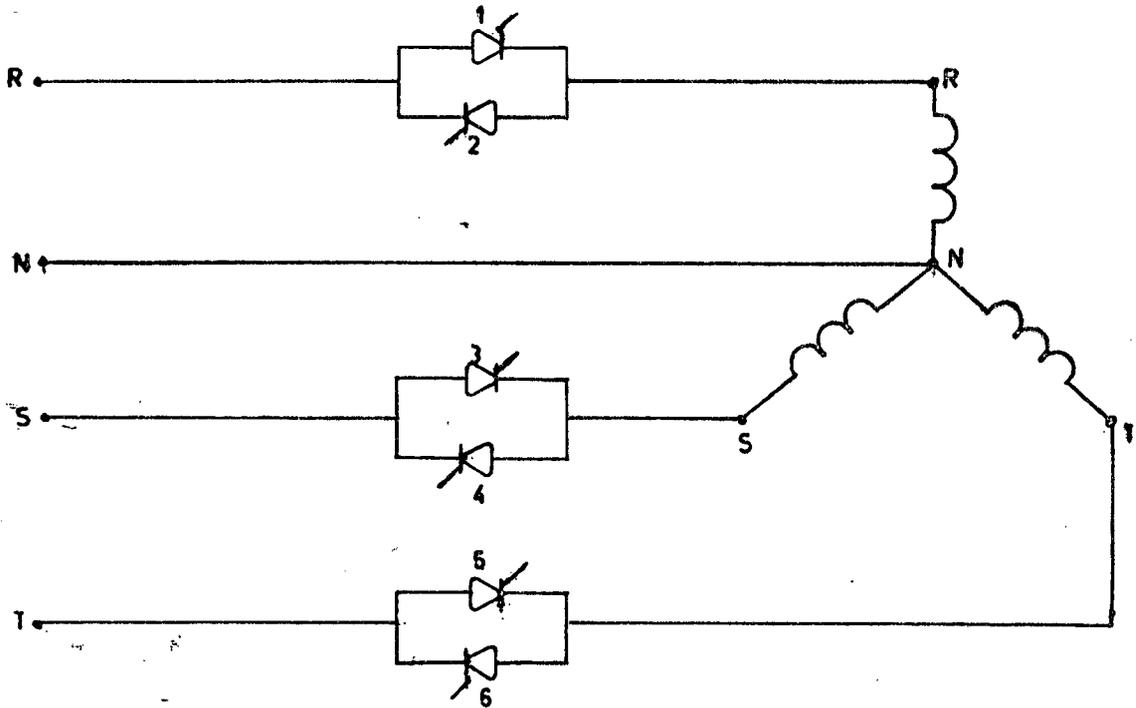


Fig. (II.6)

O modelo utilizado na determinação do comportamento de um motor de indução trifásico é o circuito equivalente por fase apresentado na fig. (II.7), cujo circuito do rotor é referido ao estator. A obtenção dos parâmetros do circuito equivalente da fig. (II.7), é feita através dos ensaios normais de curto-circui

to e a vazio, conforme mostram as teorias clássicas de máquinas elétricas. As perdas rotacionais também são obtidas por meio dos testes.

Admite-se que as perdas rotacionais, perdas por atrito, ventilação e perdas suplementares se mantêm constante, com a velocidade.

II.6 - Análise da corrente estatórica para motor alimentado por gradador trifásico

O motor é representado por uma impedância estática para um dado escorregamento, usando o circuito equivalente por fase (fig. II.7).

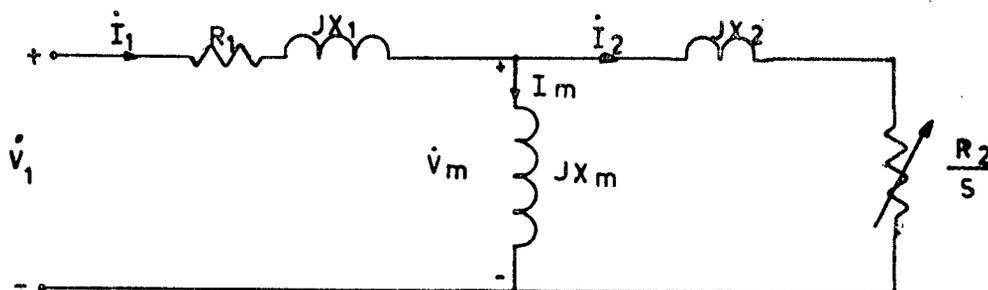


Fig. (II.7)

A impedância do rotor para um escorregamento \underline{S} é dada por:

$$Z_2 = \frac{R_2}{S} + j X_2 \quad (\text{II.9})$$

Admite-se que $X_1 = X_2$. O valor de R_2 é dado por:

$$R_2 = a_1^2 \cdot R_2' \quad (\text{II.10})$$

sendo que: a_1 relação entre as espiras do estator e do rotor (relação de transformação da máquina)

R_2' resistência ôhmica do circuito do rotor por fase.

Desta maneira, a impedância total do motor, para um determinado escorregamento S , pode ser escrita como:

$$Z = R + j X \quad (\text{II.11})$$

sendo que:

$$R = R_1 + S R_2 X_m^2 / D_r \quad (\text{II.12})$$

$$X = X_1 + X_m (R_2^2 + S^2 X_2 (X_2 + X_m)) / D_r \quad (\text{II.13})$$

$$D_r = R_2^2 + S^2 (X_2 + X_m)^2 \quad (\text{II.14})$$

Segundo referência [6], a equação diferencial do motor para uma fase, no intervalo de condução, pode ser escrita da seguinte maneira:

$$R i(t) + L \frac{d}{dt} i(t) = V_M \sin \omega_s t ; \text{ onde } L = \frac{X}{\omega_s} \quad (\text{II.15})$$

A utilização da eq. (II.15), como uma aproximação, levou a resultados práticos satisfatórios.

A solução da equação (II.15), será:

$$i_1(t) = I_m [\text{sen}(\omega_s t - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cot \phi (\omega_s t - \theta)}] \quad (\text{II.16})$$

onde $\phi = \text{arc tg}(X/R)$ (II.17)

$\theta \rightarrow$ ângulo de ataque aos tiristores

Fazendo $i_1(t) = 0$, na eq. (II.16), tem-se que:

$$\text{sen}(\beta - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cot \phi (\beta - \theta)} = 0 \quad (\text{II.18})$$

onde " β " é o ângulo de extinção da corrente.

Essa equação é facilmente resolvida no computador, com o fluxograma apresentado no apêndice. O ângulo de extinção " β ", definido na eq. (II.18), é função do ângulo de fase " ϕ ", e conseqüentemente do escorregamento " s ", e do ângulo de ataque " θ ". O gráfico da fig. (I.23), apresenta os valores de " β " como uma função de θ para determinados valores de " ϕ ".

II.7 - Análise da potência média e do torque médio do motor de indução trifásico

No parágrafo II.6 foi mostrado que:

$$i_1(t) = I_m [\text{sen}(\omega_s t - \phi) - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cot \phi (\omega_s t - \theta)}] \quad (\text{II-19})$$

Conforme o que foi visto no capítulo I (eq. I.63), a equação matemática da corrente estatórica $i_1(t)$ acima, originada pe

la alimentação de um gradador num período descrito por $0 < \omega t < 2\pi$, pode também ser representada por:

$$i_1(t) = I_m \left[\text{sen}(\omega_s t - \phi) \Big|_{0, \theta, \theta + \pi}^{\beta - \pi, \beta, 2\pi} + \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cotg \phi (\omega_s t + \pi - \theta)} \Big|_{\beta - \pi}^{\beta} - \right. \\ \left. - \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cotg \phi (\omega_s t - \theta)} \Big|_{\theta}^{\beta} + \text{sen}(\theta - \phi) e^{-\cotg \phi (\omega_s t - \theta - \pi)} \Big|_{\theta + \pi}^{2\pi} \right] \quad (\text{II.20})$$

Tal corrente decomposta em série de Fourier assume a seguinte forma:

$$i_1(t)_n = a_{1(1)} \cos \omega_s t + a_{1(3)} \cos 3\omega_s t + a_{1(5)} \cos 5\omega_s t + \dots + b_{1(1)} \text{sen} \omega_s t + b_{1(3)} \text{sen} 3\omega_s t + \\ + b_{1(5)} \text{sen} 5\omega_s t + \dots \quad (\text{II.21})$$

onde os coeficientes $a_{1(n)}$ e $b_{1(n)}$ são dados por

$$a_{1(n)} = \frac{I_m}{\pi} \left\{ \frac{\cos \phi}{(1-n)} \left[\cos(1-n)\theta - \cos(1-n)\beta \right] + \frac{\cos \phi}{(1+n)} \left[\cos(1+n)\theta - \cos(1+n)\beta \right] + \right. \\ \left. + \frac{\text{sen} \phi}{(1-n)} \left[\text{sen}(1-n)\theta - \text{sen}(1-n)\beta \right] + \frac{\text{sen} \phi}{(1+n)} \left[\text{sen}(1-n)\theta - \text{sen}(1+n)\beta \right] + \right. \\ \left. + \frac{2\text{sen}(\theta - \phi)}{\cotg^2 \phi + n^2} \left[e^{\cotg \phi (\theta - \beta)} (\cotg \phi \cos n\beta - n \text{sen} n\beta) - (\cotg \phi \cos n\theta - n \text{sen} n\theta) \right] \right\}$$

(II.22)

$$\begin{aligned}
b_{1(n)} = & \frac{I_m}{\pi} \left\{ \frac{\cos\phi}{(1-n)} [\text{sen}(1-n)\beta - \text{sen}(1-n)\theta] + \frac{\cos\phi}{(1+n)} [\text{sen}(1+n)\theta - \text{sen}(1+n)\beta] + \right. \\
& + \frac{\text{sen}\phi}{(n-1)} [\cos(n-1)\beta - \cos(n-1)\theta] + \frac{\text{sen}\phi}{(n+1)} [\cos(n+1)\beta - \cos(n+1)\theta] + \\
& \left. + \frac{2\text{sen}(\theta-\phi)}{\cotg^2\phi+n^2} \left[e^{\cotg\phi(\theta-\beta)} (\cotg\phi\text{sen } n\beta + n\cos n\beta) - (\cotg\phi\text{sen } n\theta + n\cos n\theta) \right] \right\} \\
& \text{(II.23)}
\end{aligned}$$

sendo $n = 3, 5, 7, 11, \dots$

Para $n=1$, $a_{1(n)}$ e $b_{1(n)}$ são indeterminados. Levantando se a indeterminação obtém-se

$$\begin{aligned}
a_{1(1)} = & \frac{I_m}{2\pi} \left\{ \cos\phi (\cos 2\theta - \cos 2\beta) - \text{sen}\phi (2\beta - 2\theta + \text{sen} 2\beta - \text{sen} 2\theta) + \right. \\
& \left. + \frac{4\text{sen}(\theta-\phi)}{\cotg^2\phi+1} \left[e^{\cotg\phi(\theta-\beta)} (\cotg\phi\cos\beta - \text{sen}\beta) - (\cotg\phi\cos\theta - \text{sen}\theta) \right] \right\} \quad \text{(II.24)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
b_{1(1)} = & \frac{I_m}{2\pi} \left\{ \cos\phi (2\beta - 2\theta + \text{sen} 2\theta - \text{sen} 2\beta) - \text{sen}\phi (\cos 2\theta - \cos 2\beta) + \right. \\
& \left. + \frac{4\text{sen}(\theta-\phi)}{\cotg^2\phi+1} \left[e^{\cotg\phi(\theta-\beta)} (\cotg\phi\text{sen}\beta + \cos\beta) - (\cotg\phi\text{sen}\theta + \cos\theta) \right] \right\} \quad \text{(II.25)}
\end{aligned}$$

Com isso a corrente do estator fica determinada. Contudo, o interesse maior está na corrente do rotor, pois, tanto a potência média como o torque médio são funções dela. A análise da fig. II.7, possibilita a determinação da corrente do rotor $i_{2(t)}$, cu

jo valor, para uma harmônica de ordem "n" será:

$$\dot{i}_{2(n)} = \frac{j\omega_{s(n)}^M}{\frac{R_2}{S_{(n)}} + j\omega_{s(n)}(M+L_2)} \cdot \dot{i}_{1(n)} \quad (\text{II.26})$$

onde $S_{(n)} = 1 - \frac{\omega_m}{n \cdot \omega_s}$

* Para a componente fundamental (n=1), a corrente estatórica assume o seguinte valor:

$$i_{1(t)1} = a_{1(1)} \cos \omega s t + b_{1(1)} \text{sen} \omega s t \quad (\text{II.20})$$

O circuito equivalente será dado por:

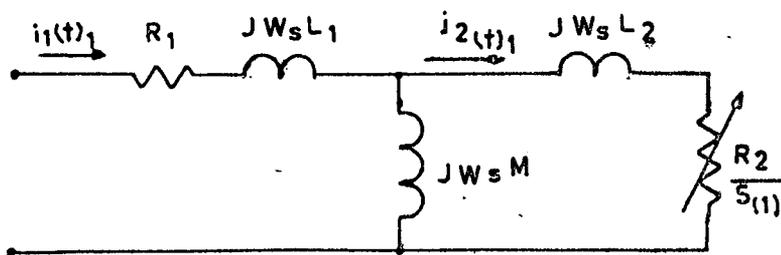


Fig. (II. 8)

É sabido que:

$$\dot{i}_{2(n)} = \dot{z}_{(n)}'' \cdot \dot{i}_{1(n)} \quad (\text{II.28})$$

onde para a primeira harmonica tem-se:

$$\dot{z}''_{(1)} = A_{(1)} + jB_{(1)} = \frac{\omega_s^2 \cdot M(M+L_2)}{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + [\omega_s(M+L_2)]^2} + j \frac{\omega_s \cdot M \cdot R_2 / S}{\left(\frac{R_2}{S}\right)^2 + [\omega_s(M+L_2)]^2} \quad (\text{II.29})$$

O valor $\dot{z}''_{(1)}$ pode ser escrito como:

$$\dot{z}''_{(1)} = \left| \dot{z}''_{(1)} \right| \angle -\psi''_1 \quad (\text{II.30})$$

Então:

$$i_{2(t)_1} = \left| \dot{z}''_{(1)} \right| \cdot a_{1(1)} \cos(\omega_s t - \psi''_{(1)}) + \left| \dot{z}''_{(1)} \right| \cdot b_{1(1)} \text{sen}(\omega_s t - \psi''_{(1)}) \quad (\text{II.31})$$

onde $\left| \dot{z}''_{(1)} \right| \cdot a_{1(1)}$ é o termo $\underline{a_1}$ da corrente $\underline{i_2}$; e $\left| \dot{z}''_{(1)} \right| \cdot b_{1(1)}$ é o termo $\underline{b_1}$ da corrente $\underline{i_2}$, ou seja:

$$a_{2(1)} = \left| \dot{z}''_{(1)} \right| \cdot a_{1(1)}$$

$$b_{2(1)} = \left| \dot{z}''_{(1)} \right| \cdot b_{1(1)}$$

Logo:

$$i_{2(t)1} = a_{2(1)} \cos(\omega st - \Psi''_{(1)}) + b_{2(1)} \text{sen}(\omega st - \Psi''_{(1)}) \quad (\text{II.32})$$

A corrente eficaz rotórica para a 1^a harmônica será:

$$I_{2(1)} = \left[\frac{1}{2} a_{2(1)}^2 + \frac{1}{2} b_{2(1)}^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (\text{II.33})$$

A potência média e o torque médio para esta 1^a harmônica serão:

$$P_{g(1)} = 3 \cdot R_{2/S(1)} \cdot I_{2(1)}^2 \quad (\text{II.34})$$

$$T_{i(1)} = p \cdot P_{g(1)} / \omega S \quad (\text{II.35})$$

onde "p" é o nº de pares de polo da máquina em questão.

Para as harmônicas superiores (5,7,...), verificou-se que as mesmas causam pouca influência no torque médio da máquina, conforme é mostrado na referência [2]. Assim foram desprezadas as harmônicas superiores a 5.

II.8 - Comportamento da corrente média e eficaz nos tiristores

Esta análise é importante, pois vai possibilitar o

dimensionamento dos componentes do gradador. As Figs (II.10 e II.11) apresentam, respectivamente o comportamento das correntes média e eficaz como função do ângulo de ataque aos tiristores θ , tendo o escorregamento \underline{s} como parâmetro. As expressões matemáticas das correntes média e eficaz são respectivamente as seguintes:

$$I_{Tmed} = \frac{I_m}{2\pi} \left\{ \cos(\theta - \phi) - \cos(\beta - \phi) + \frac{\text{sen}(\theta - \phi)}{\text{cotg}\phi} \left[e^{\text{cotg}\phi(\theta - \beta)} - 1 \right] \right\} \quad (\text{II. 36})$$

$$I_{tef} = \frac{I_m}{\sqrt{2\pi}} \left\{ \frac{\beta - \theta}{2} + \frac{\text{sen}2(\theta - \phi) - \text{sen}2(\beta - \phi)}{4} + \frac{2\text{sen}(\theta - \phi)\cos\phi}{\text{cotg}^2\phi + 1} \left[e^{\text{cotg}\phi(\theta - \beta)} (\text{cotg}\phi\text{sen}\beta + \cos\beta) - (\text{cotg}\phi\text{sen}\theta + \cos\theta) \right] - \frac{2\text{sen}(\theta - \phi)\text{sen}\phi}{\text{cotg}^2\phi + 1} \left[e^{\text{cotg}\phi(\theta - \beta)} (\text{cotg}\phi\cos\beta - \text{sen}\beta) - (\text{cotg}\phi\cos\theta - \text{sen}\theta) \right] + \frac{\text{sen}^2(\theta - \phi)}{2\text{cotg}\phi} \left[1 - e^{2\text{cotg}\phi(\theta - \beta)} \right] \right\}^{1/2} \quad (\text{II. 37})$$

A corrente média nos tiristores não é nula e o seu valor deve ser conhecido, para um correto dimensionamento.

II.9 - Análise das curvas da máquina de indução controlada por gradador trifásico

Os métodos desenvolvidos nos itens II.7 e II.8 são válidos para qualquer tipo de máquina. Contudo, os resultados apresentados foram obtidos para uma máquina particular, cujas características são mostradas a seguir:

MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

FAB. ANEL

V_{LIG}	220/380	$\Delta \Delta/\lambda\lambda$	A 8,8/5,1
KW	- 2,25		fase 3 Hz 60
F_p	- 0,82		rend. 0,82 Isol A
RPM	- 1700		$\Delta T^{\circ}C$ 50 Norma ASA
Secund.	77 λ V - A 20,2		Reg. Cont.

A mencionada máquina possui o seguinte circuito equivalente por fase:

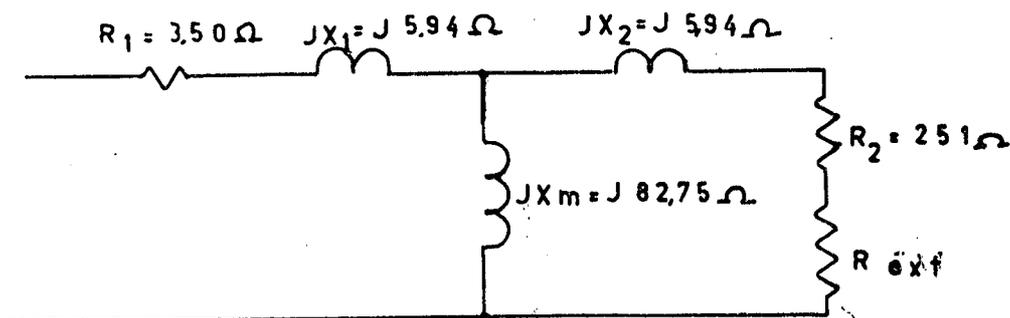


Fig. (II. 9)

onde a resistência externa rotória (R_{ext}), foi variada no decorrer dos testes de performance da máquina, entre os valores $80,21 \Omega$; $17,83 \Omega$; e zero ohms.

Inicialmente serão analisadas as curvas de torque em função do escorregamento, tendo-se como parâmetro o ângulo de condução. Essas curvas são apresentadas nas figs (II.12); (II.13)

e (II.14). *Na fig (II.12), a máquina foi ensaiada com uma alta resistência externa inserida no rotor, cujo valor era de $R_{ext} = 80,21 \Omega$. Como pode-se observar a máquina torna-se bastante estável. Foram realizados alguns testes práticos e verificou-se que eles se aproximam bastante dos resultados teóricos, comprovando a eficácia do método empregado. *Na fig (II.13), a resistência externa foi diminuída de 77,8% em relação à resistência externa da fig (II.12) ($R_{ext} = 17,83 \Omega$). Observa-se ainda a estabilidade da máquina para qualquer escorregamento. *Já na fig (II.14), a máquina não possui nenhuma resistência externa, tendo somente a resistência ôhmica dos enrolamentos do rotor. Neste caso a máquina apresenta alguns pontos de instabilidade a partir de um escorregamento de 25%. Em todos os casos, as curvas foram tiradas para ângulos de condução de 180° ; 150° ; 120° e 90° . É fácil verificar que para ângulos de condução menores, menor será a característica torque-escorregamento do motor de indução trifásico, como era de se esperar.

Analisando a fig (II.15), esta apresenta as curvas da potência transferida ao rotor (P_g) e da potência mecânica interna (P_i) como função do escorregamento, tendo o ângulo de condução como parâmetro, para uma resistência externa acoplada ao rotor de $R_{ext} = 80,21 \Omega$. Observa-se que quanto menor o ângulo de condução menor será a potência transferida ao rotor para um determinado escorregamento. Mais uma vez percebe-se que os resultados teóricos e experimentais estão de acordo. Já as figs. (II.16) e (II.17), apresentam as mesmas curvas para resistências externas no circuito rotórico de $17,83 \Omega$ e zero ohms respectivamente.

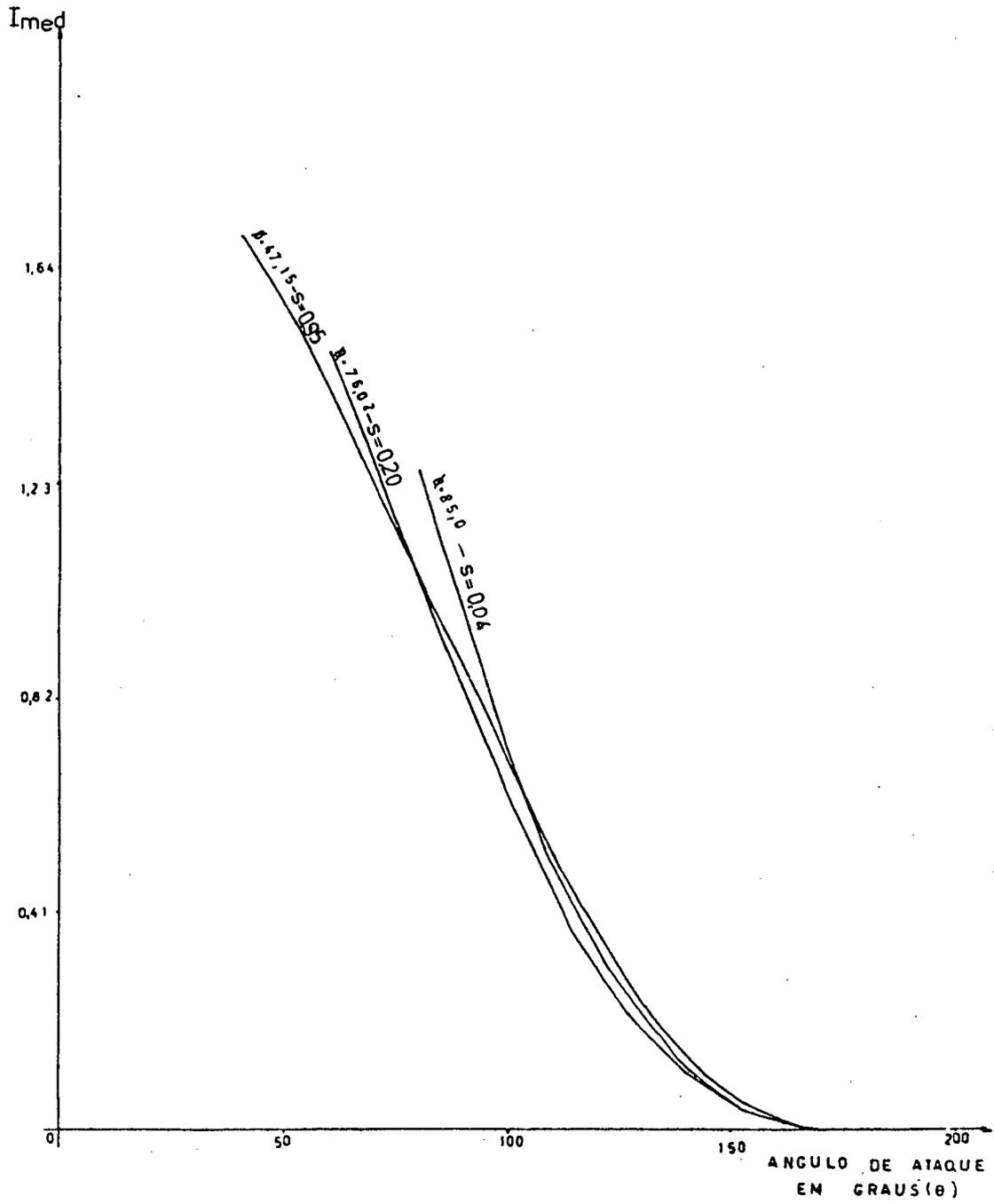


Fig.(II.10) - Corrente média no tiristor em função do ângulo de ataque θ , para alguns escorregamentos.

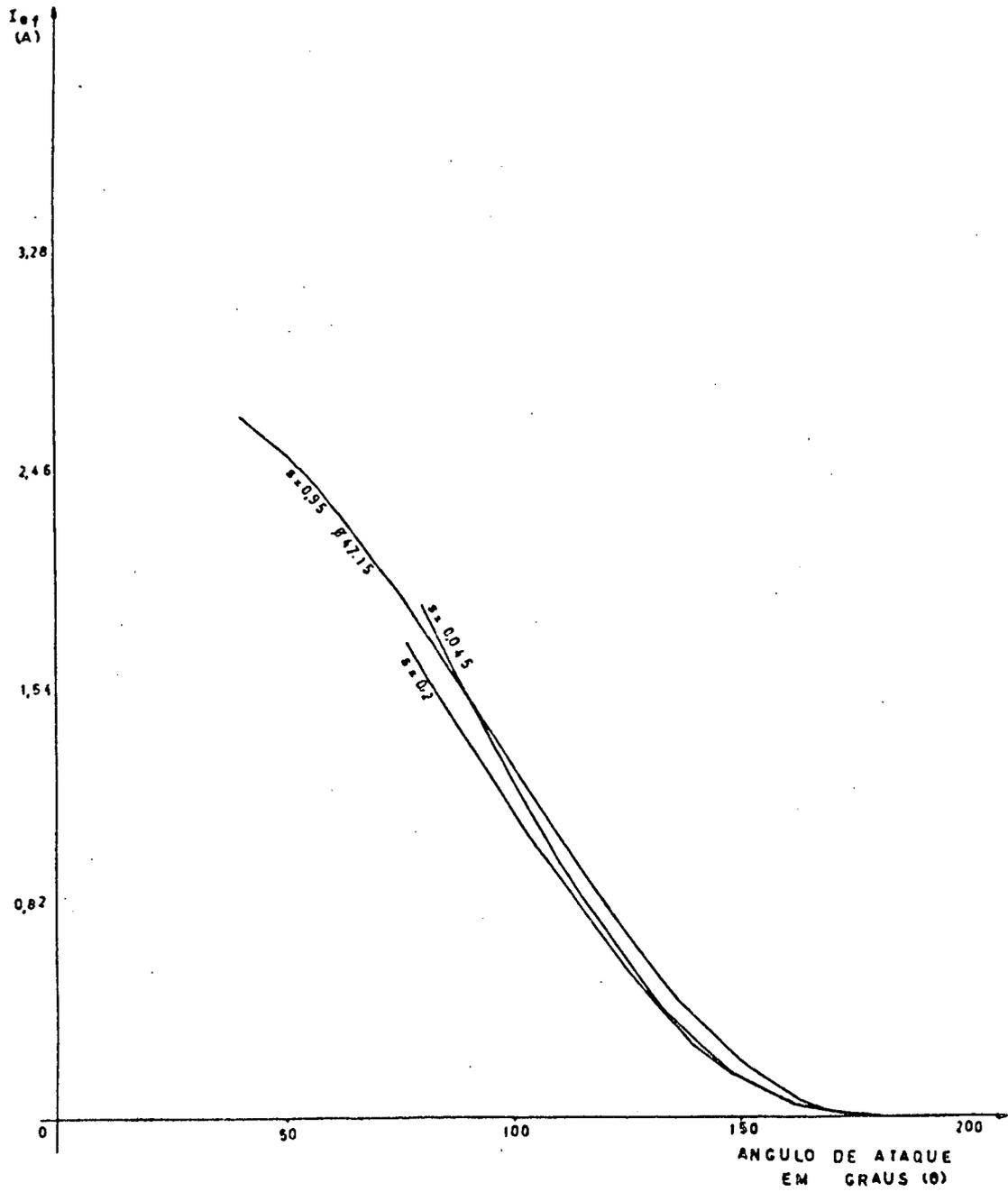


Fig.(II.11) - Corrente eficaz no tiristor em função do ângulo de ataque, para alguns escorregamentos.

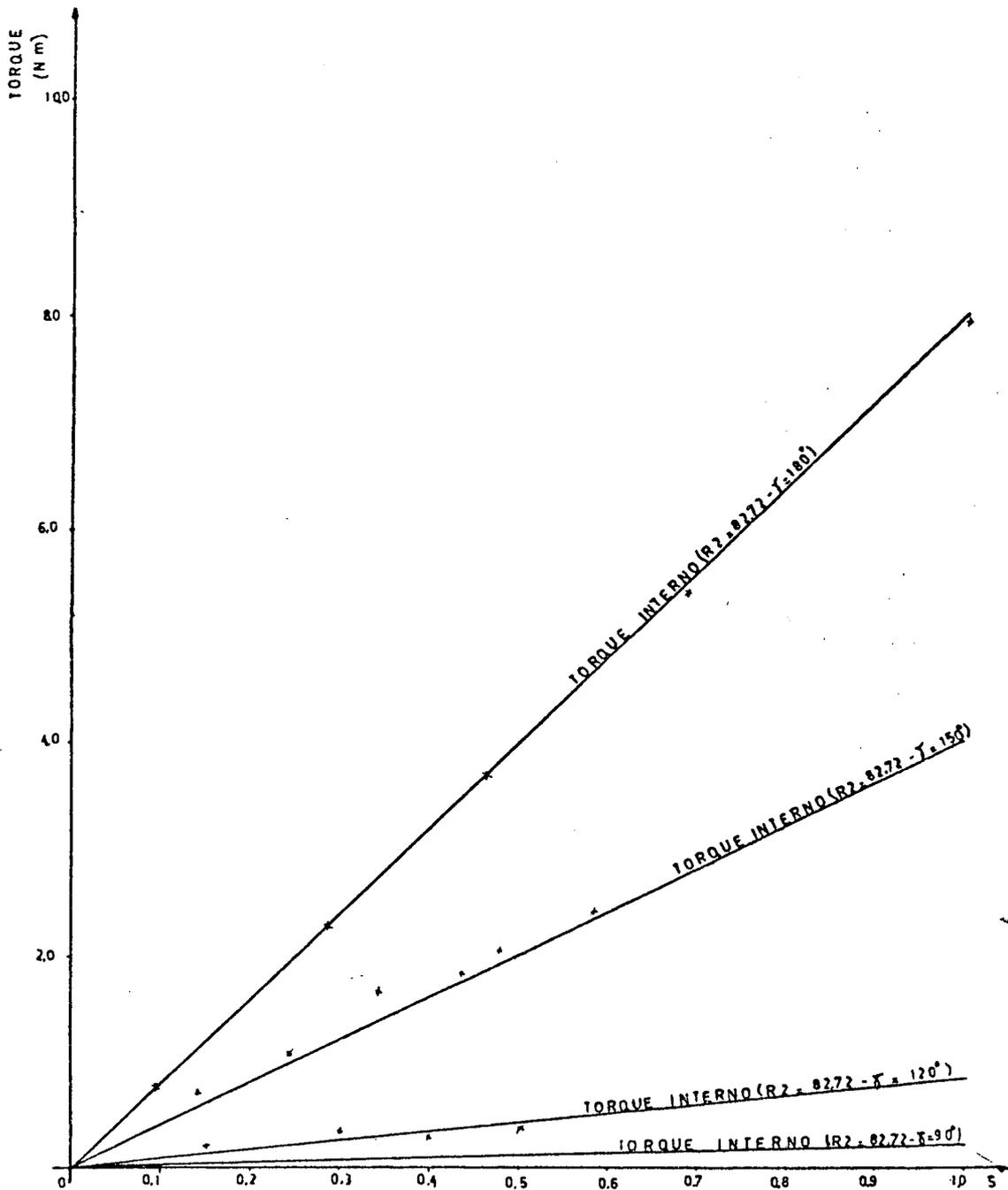


Fig. (II.12) - Torque interno em função do escorregamento, tendo o ângulo de condução " γ ", dos tiristores, como parâmetro, usando uma resistência externa no rotor de $82,72 \Omega$.

— curva teórica

*** curva prática

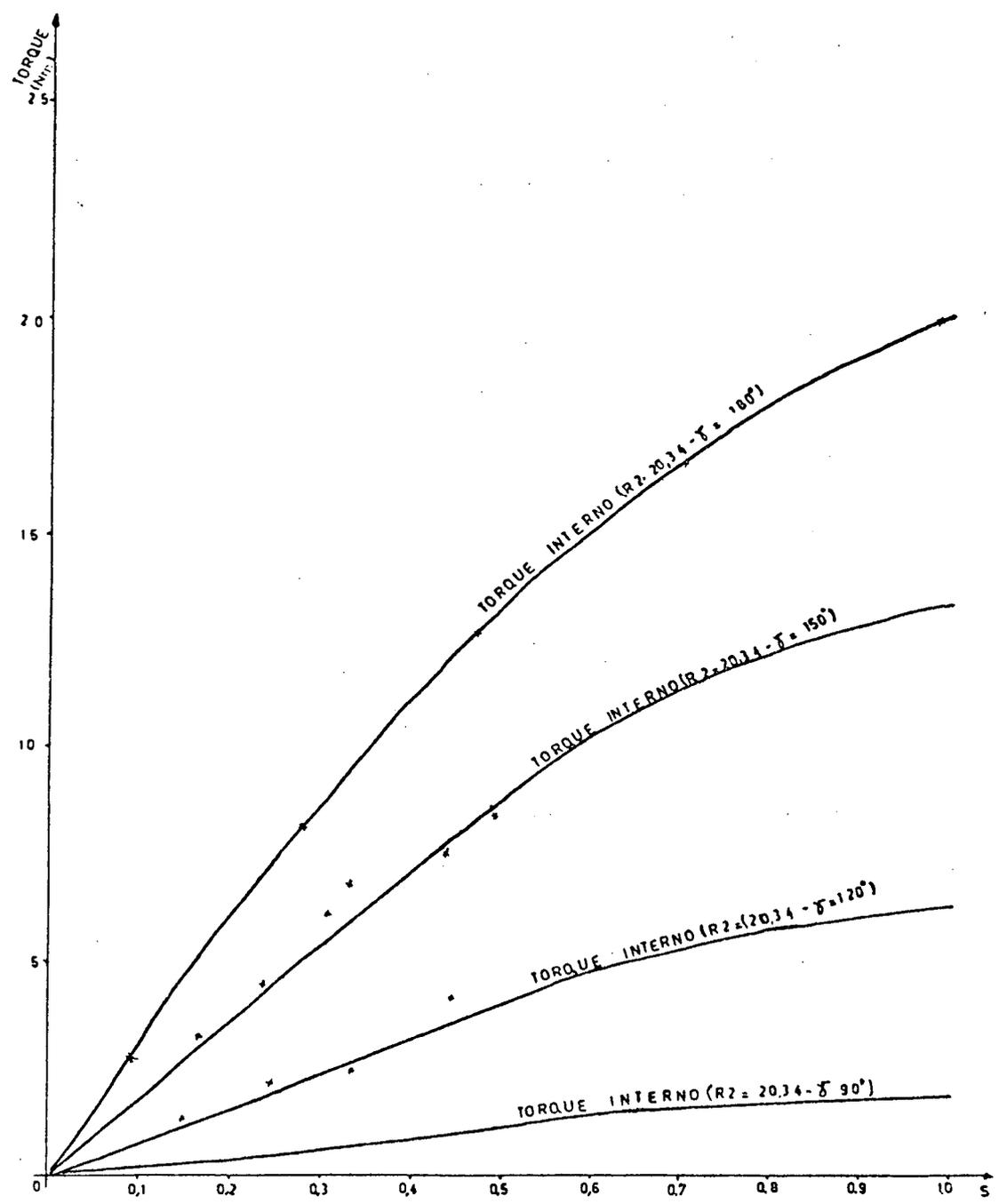


Fig.(II.13) - Torque interno em função do escorregamento tendo como parâmetro o ângulo de condução, para uma resistência externa no rotor de 20,34 Ω .

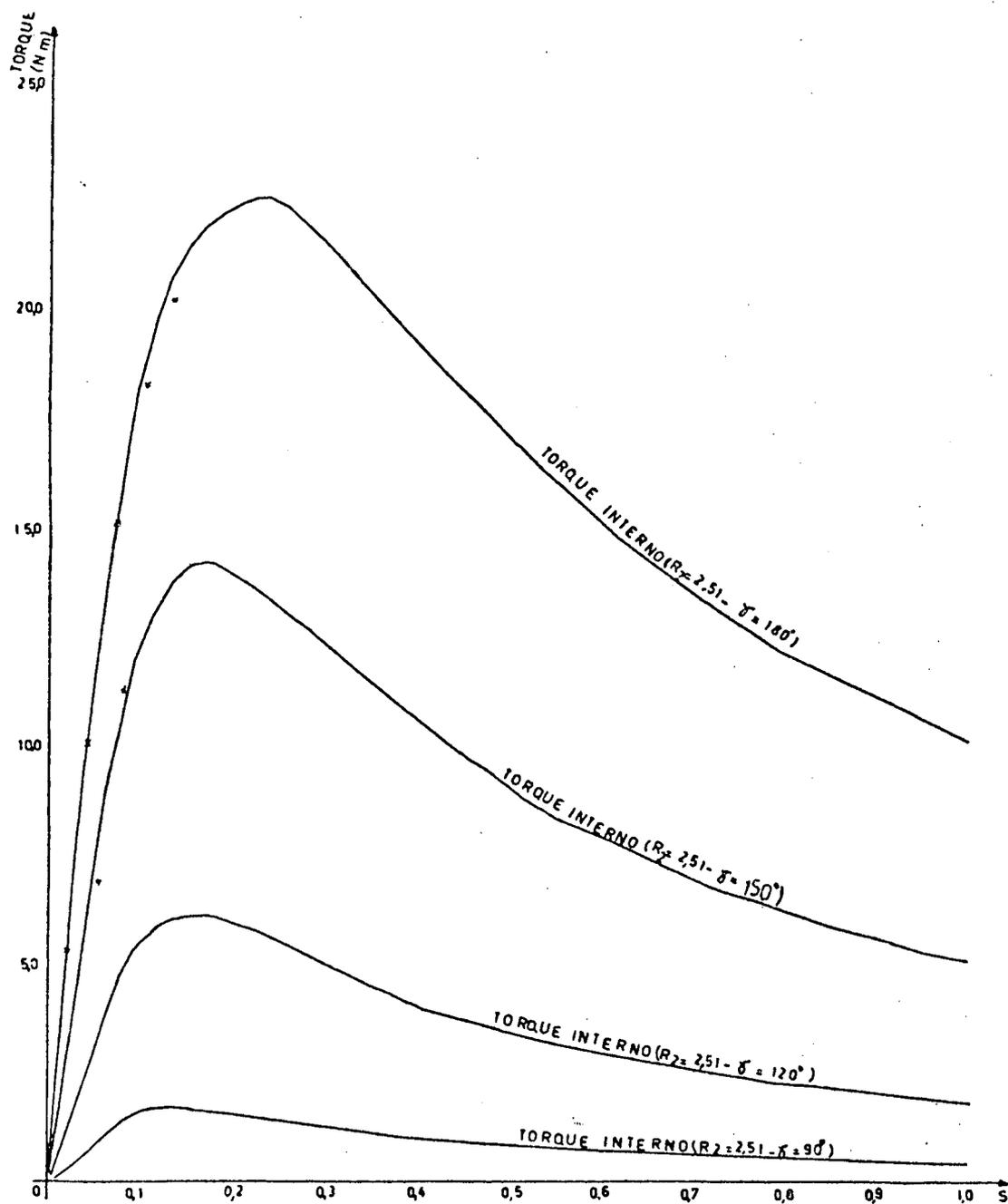


Fig.(II.14) - Torque interno em função do escorregamento, para alguns ângulos de condução, tendo apenas a resistência ôhmica do circuito rotórico.

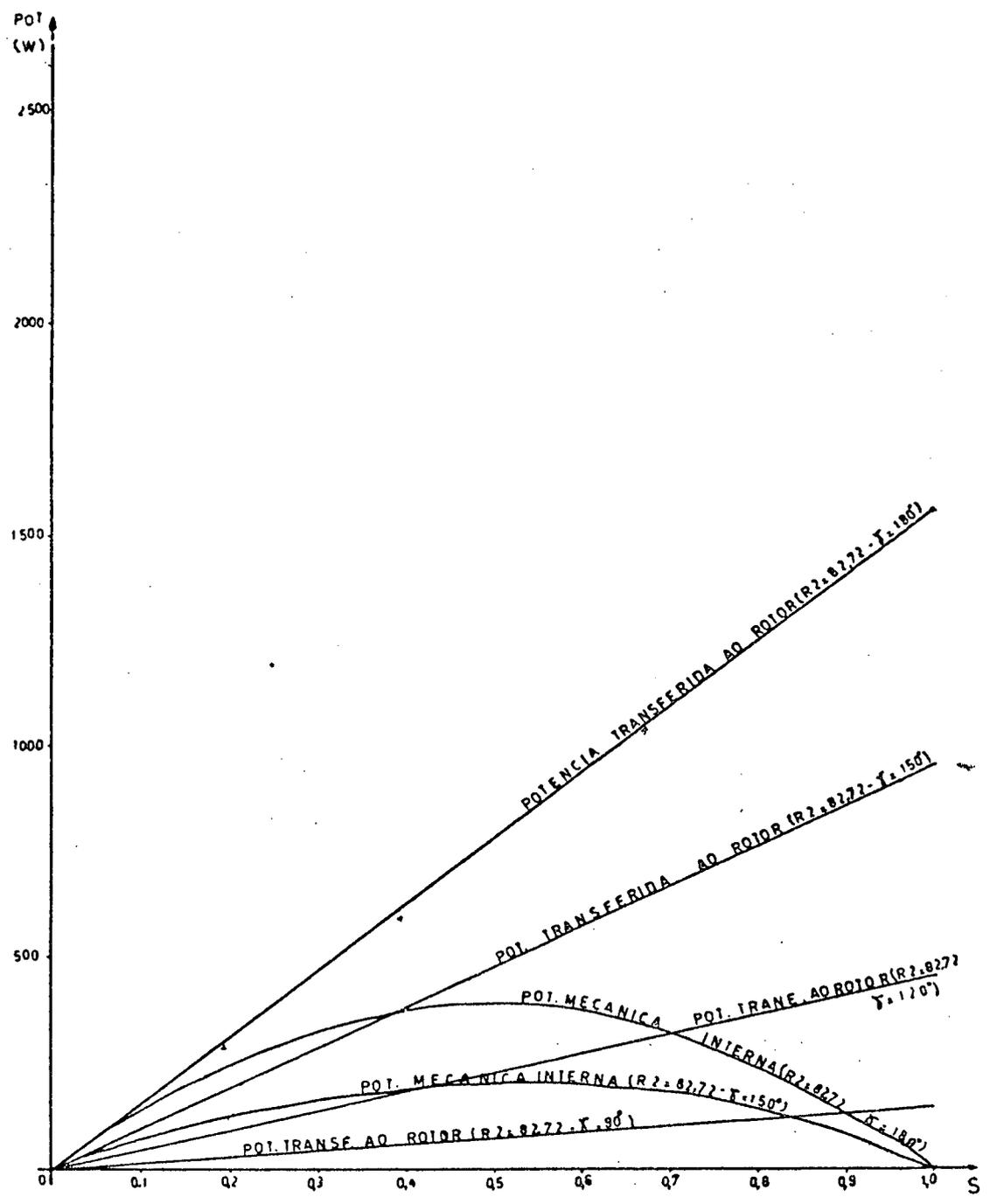


Fig. (II.15) - Potência transferida ao rotor e Potência mecânica interna em função do escorregamento, tendo como parâmetro o ângulo de condução. Resistência externa no circuito rotórico igual a 82, 72 Ω .

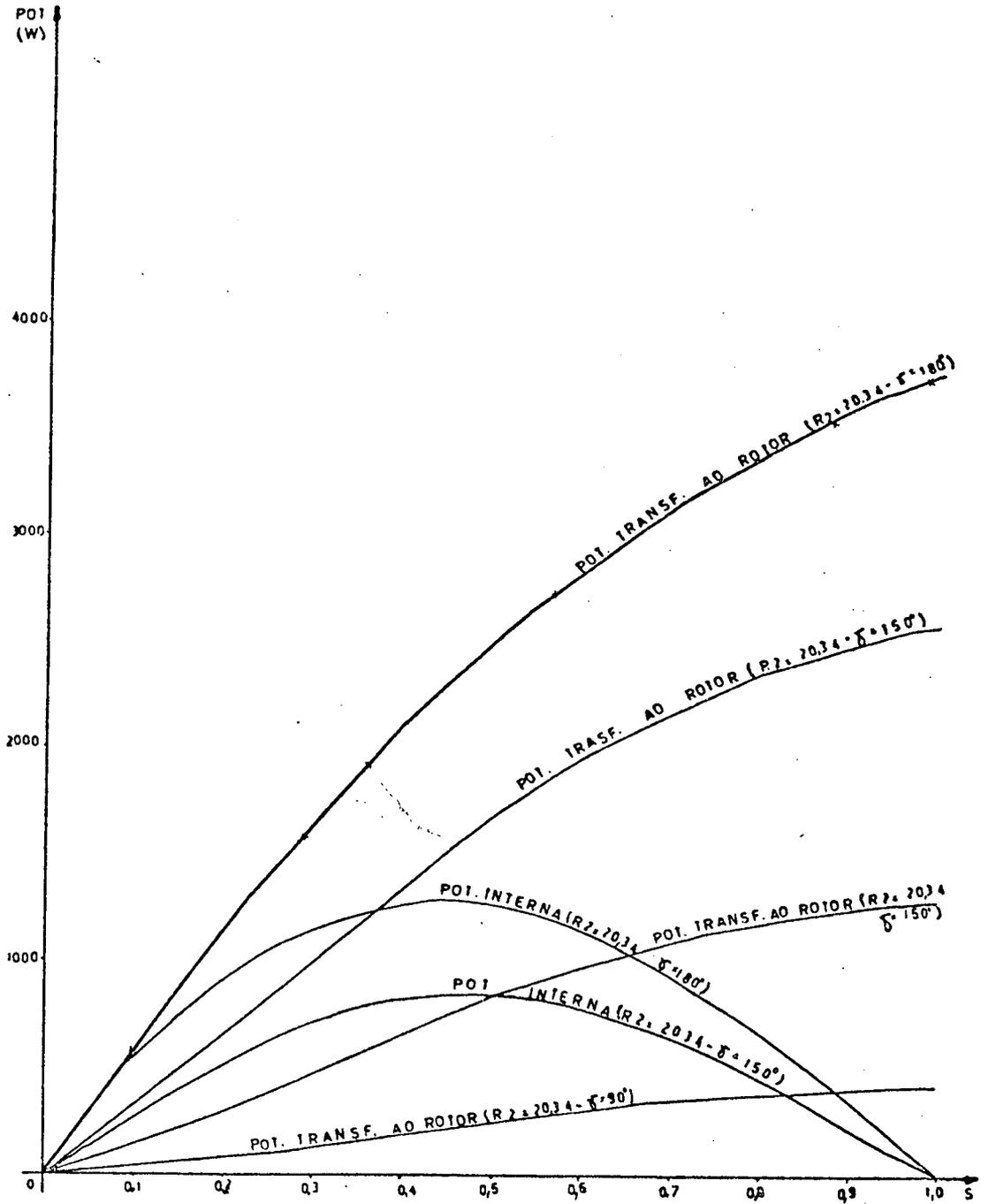


Fig. (II.16) - Potência transferida ao rotor e Potência mecânica interna em função do escorregamento, para alguns ângulos de condução. Resistência externa do rotor igual a 20, 34 Ω .

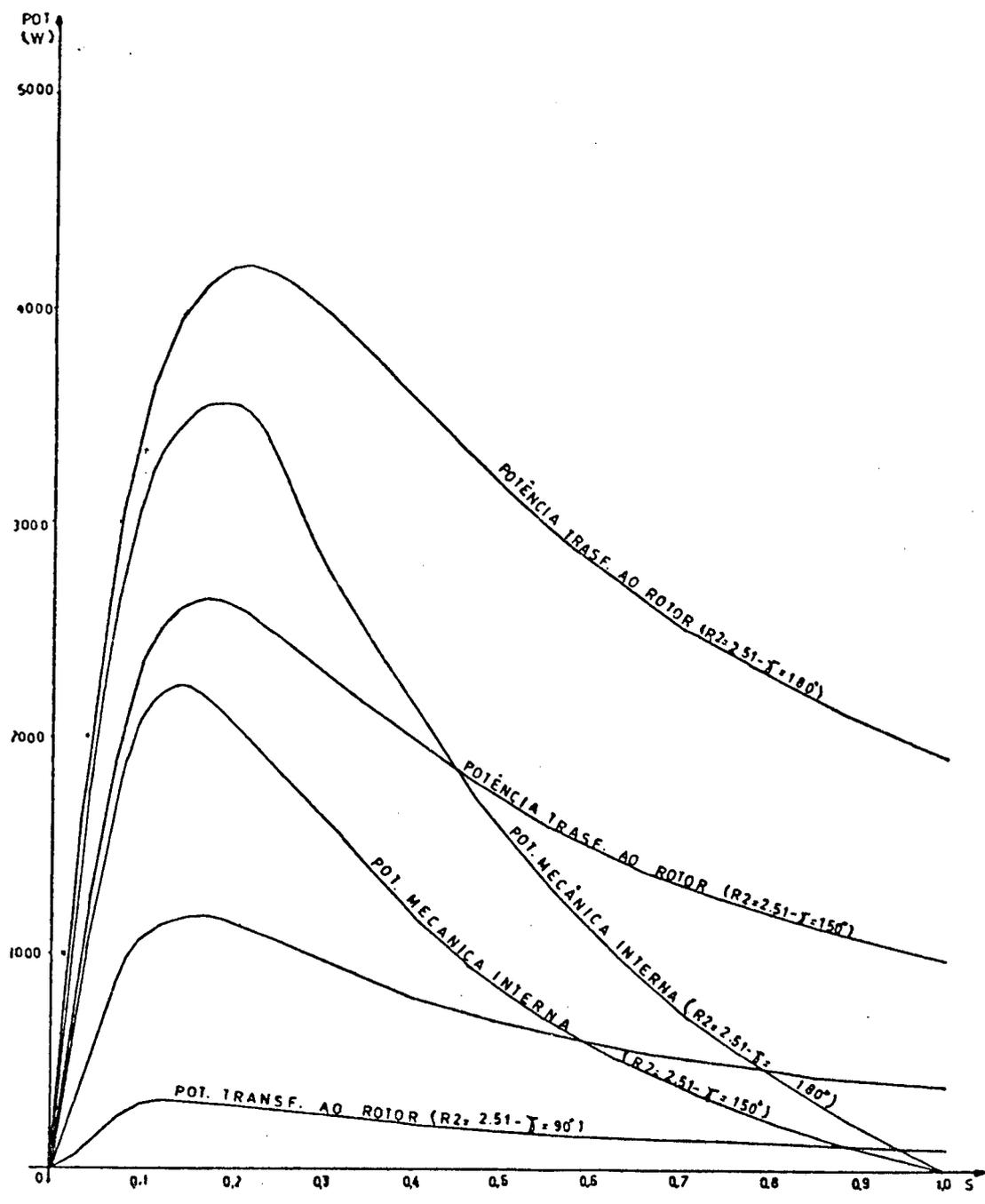


Fig. (II.17) - Potência transferida ao rotor e Potência mecânica interna em função do escorregamento, para alguns ângulos de condução. Sem resistência externa no circuito rotórico.

As figs (II.18), (II.19) e (II.20), apresentam as componentes harmônicas da corrente estatórica em função do escorregamento para alguns ângulos de condução. A análise é feita até a 5^a harmônica. Também é apresentada a corrente total estatórica. É sabido, que a medida que o ângulo de condução " γ " diminui o conteúdo de harmônicas aumenta consideravelmente. Dessa forma para um ângulo de condução = 180° , o conteúdo de harmônicas é nulo, ou seja, a corrente real é a própria corrente da componente fundamental. Contudo, quando diminuimos o ângulo de condução, há um aumento no conteúdo de harmônicas, que vai aumentando a medida que " γ " diminui. Observando a fig (II.18.a), verifica-se que para um ângulo de condução de 150° o valor da componente de 3^a harmônica é cerca de 14,3% do valor da componente fundamental. Na fig (II.18.b), o ângulo de condução é de 120° , neste caso o valor da componente de 3^a harmônica é cerca de 35% do valor da componente fundamental. Já na fig (II.18.c), com um ângulo de condução = 90° , o valor da componente de 3^a harmônica é cerca de 58% da componente fundamental. Como pode ser observado, a medida que o ângulo de condução diminui o valor das componentes harmônicas aumentam em percentagem em relação ao valor da componente fundamental. Para as figs (II.19) e (II.20), o mesmo acontece, mantendo inclusive a mesma diferença percentual já mencionada (Esse estudo foi feito para um escorregamento $S = 100\%$).

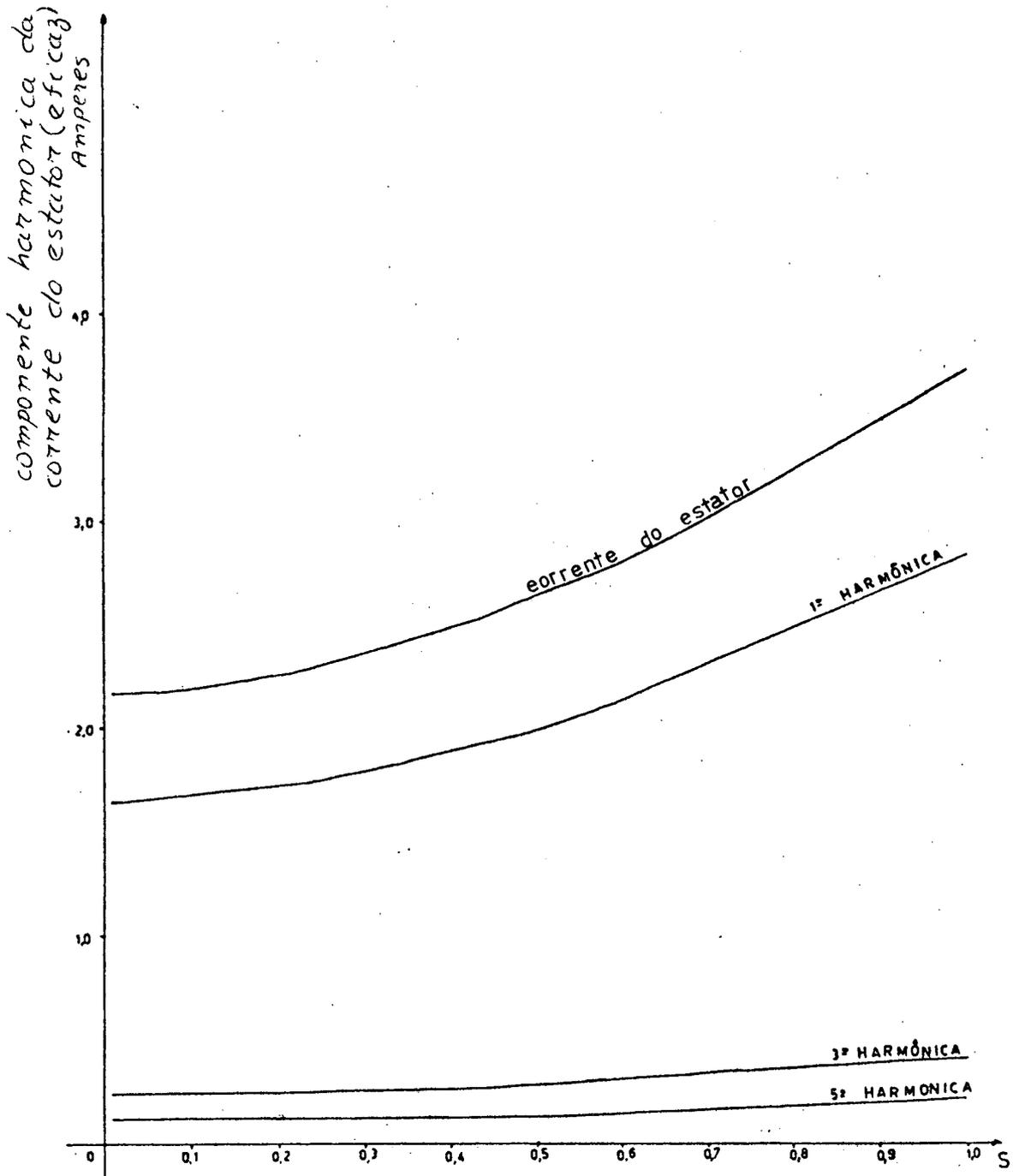


Fig. (II.18.a) - Componente harmônica eficaz da corrente do estator em função do escorregamento

$$R_2 = 82,72 \Omega - \gamma = 150^\circ$$

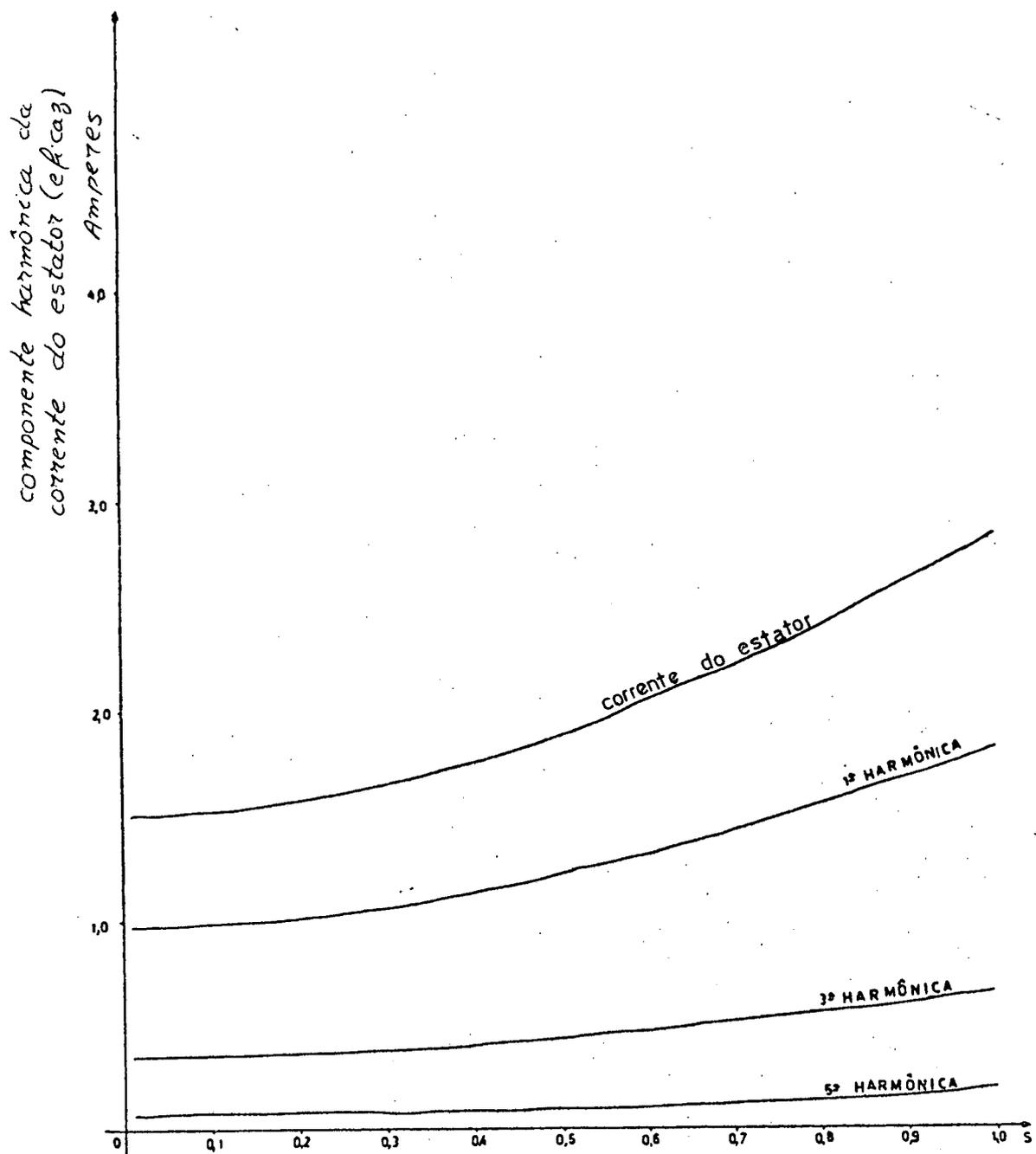


Fig. (II.18.a) - Componente harmônica eficaz da corrente do estator em função do escorregamento.

$$R_2 = 82,72 \Omega - \gamma = 120^\circ$$

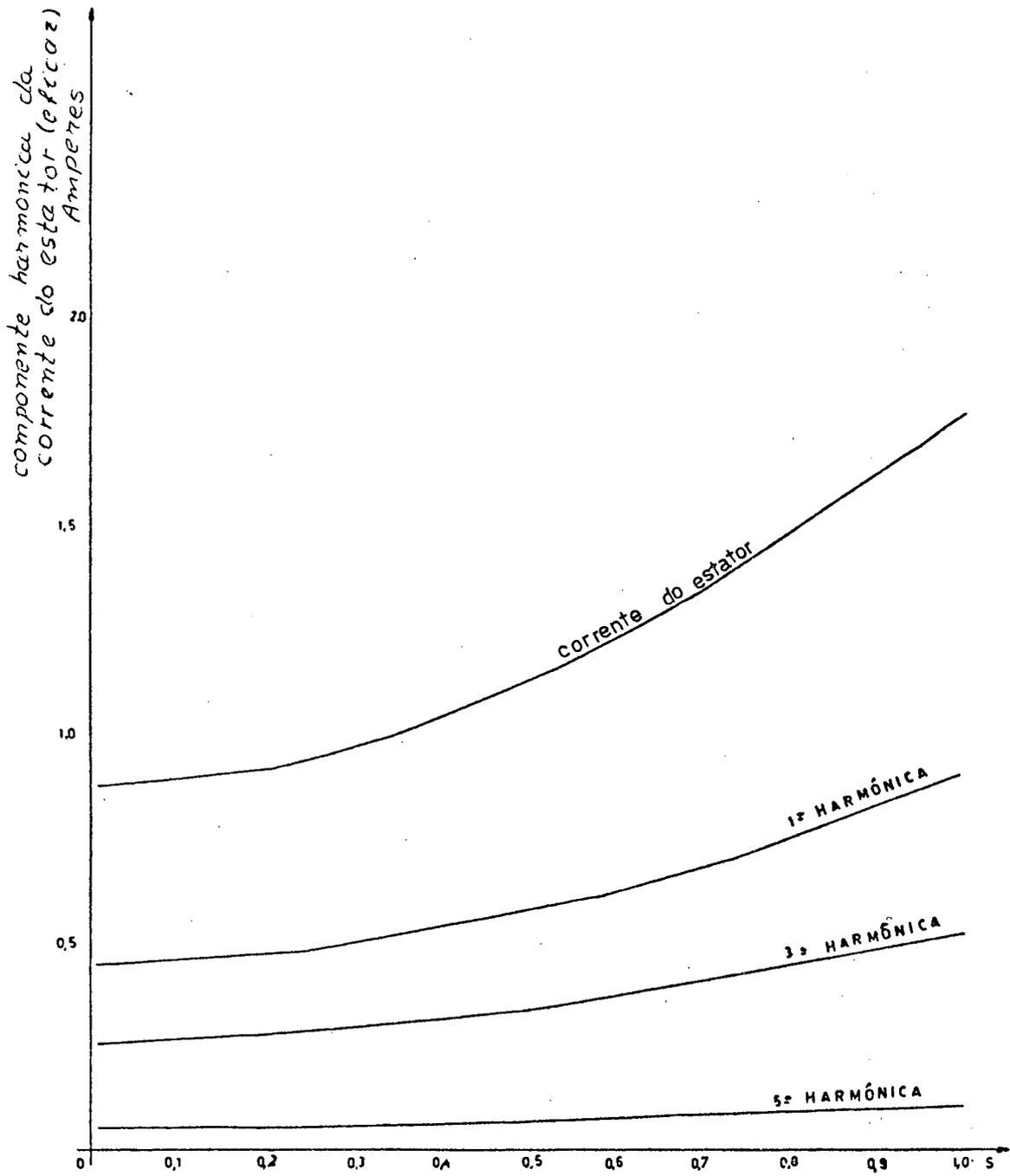


Fig.(II.18.c) - Componente harmônica eficaz do estator em função do escorregamento

$$R_2 = 82,72 \Omega - \gamma = 90^\circ$$

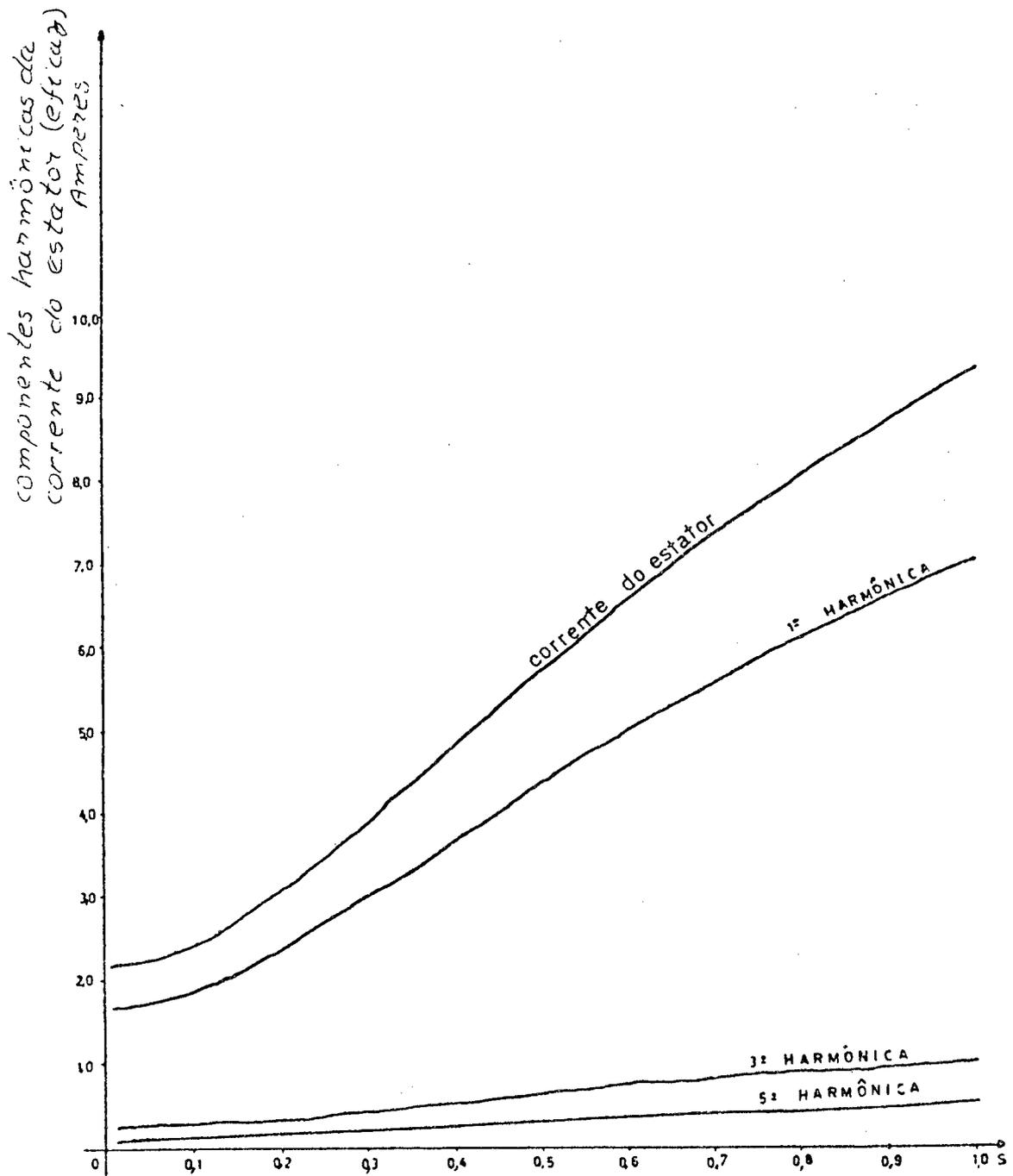


Fig. (II.19.a) - Componente harmônica eficaz de corrente do estator em função do escorregamento

$$R_2 = 20,34 \Omega - \gamma = 150^\circ$$

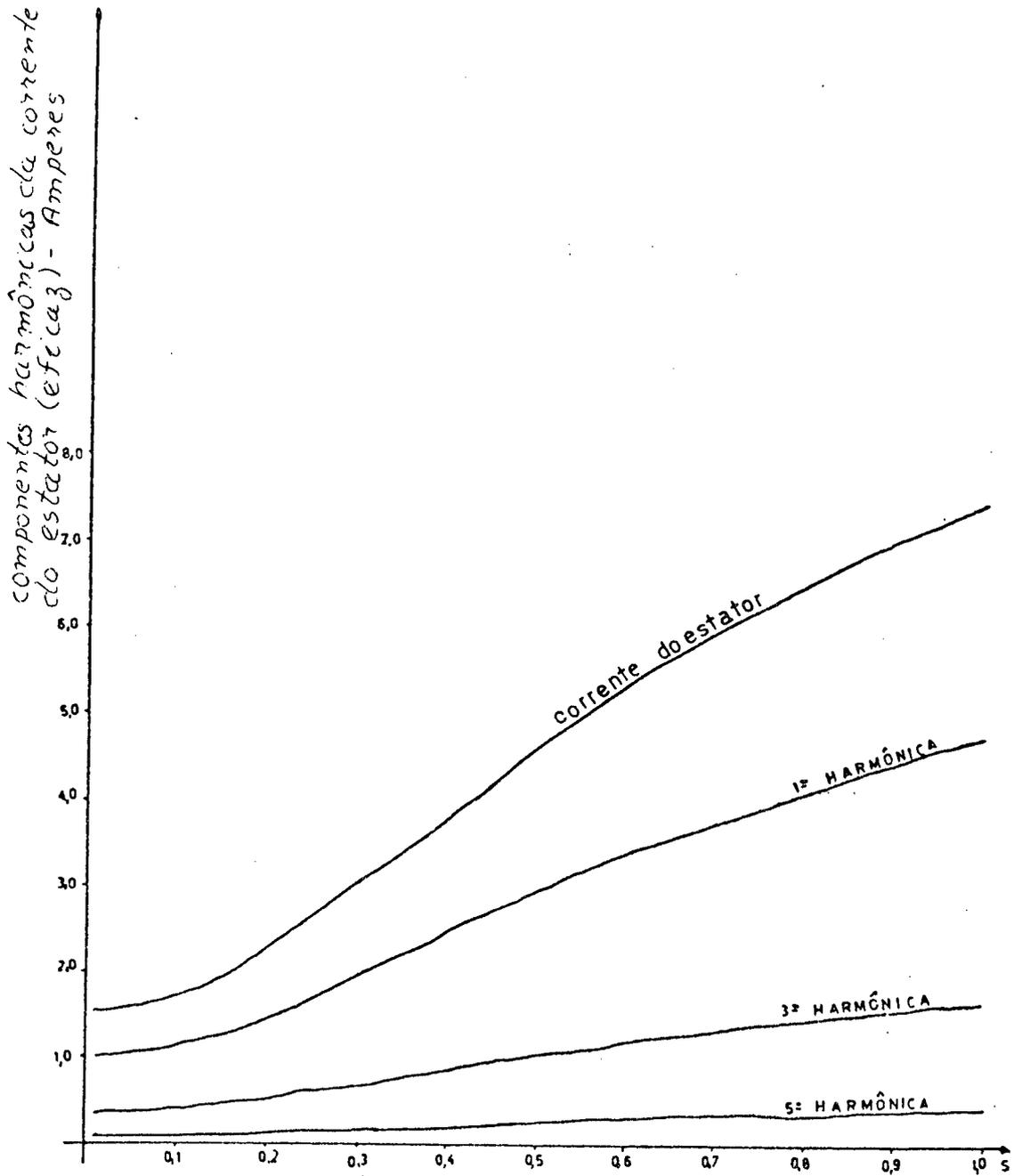


Fig. (II.19.b) - Componente harmônica eficaz da corrente do estator em função do escorregamento

$$R_2 = 20,34 \Omega - \gamma = 120^\circ$$

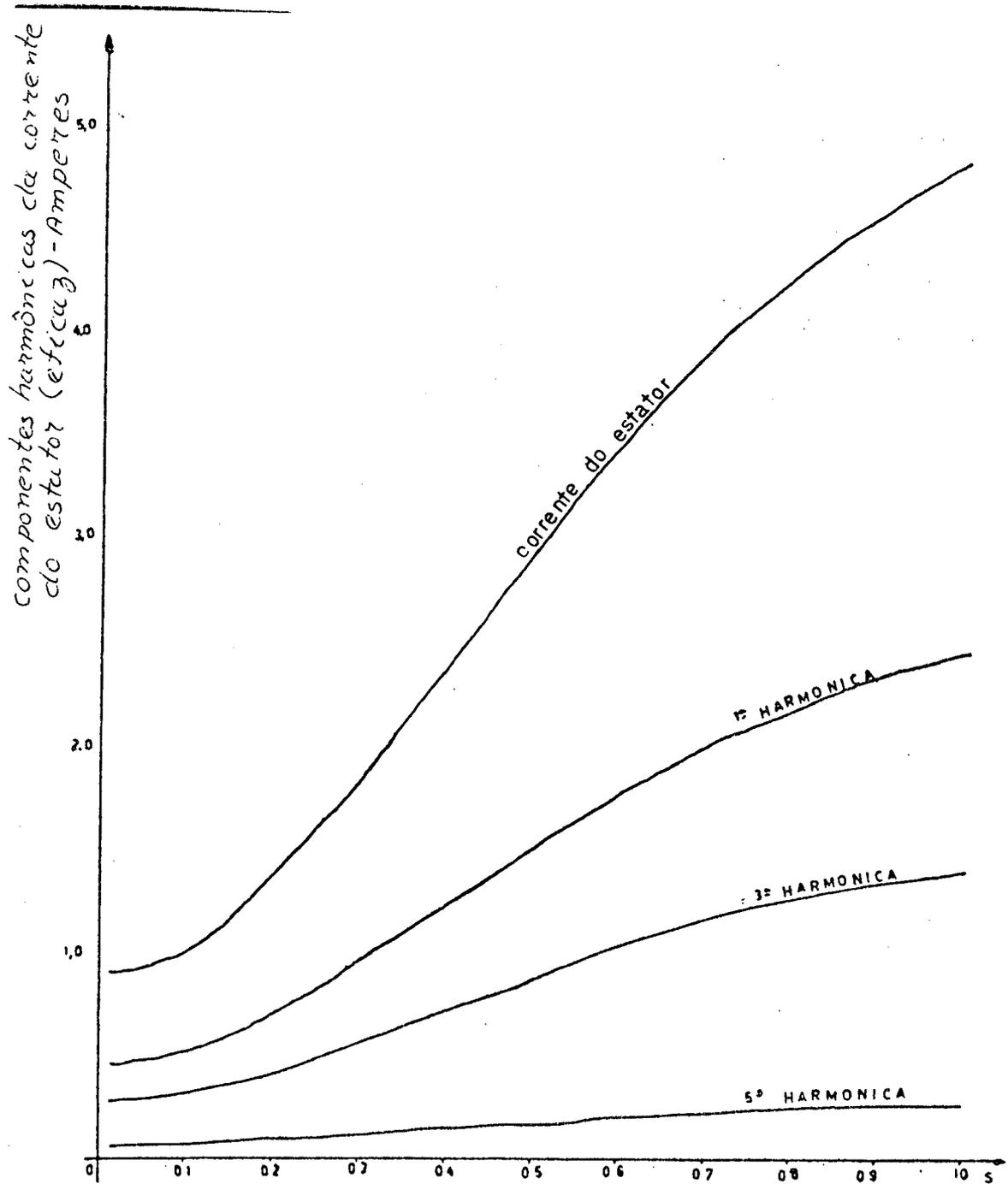


Fig. (II.19.c) - Componente harmônica eficaz da corrente do estator em função do escorregamento

$$R_2 = 20,34 \, \Omega - \gamma = 90^\circ$$

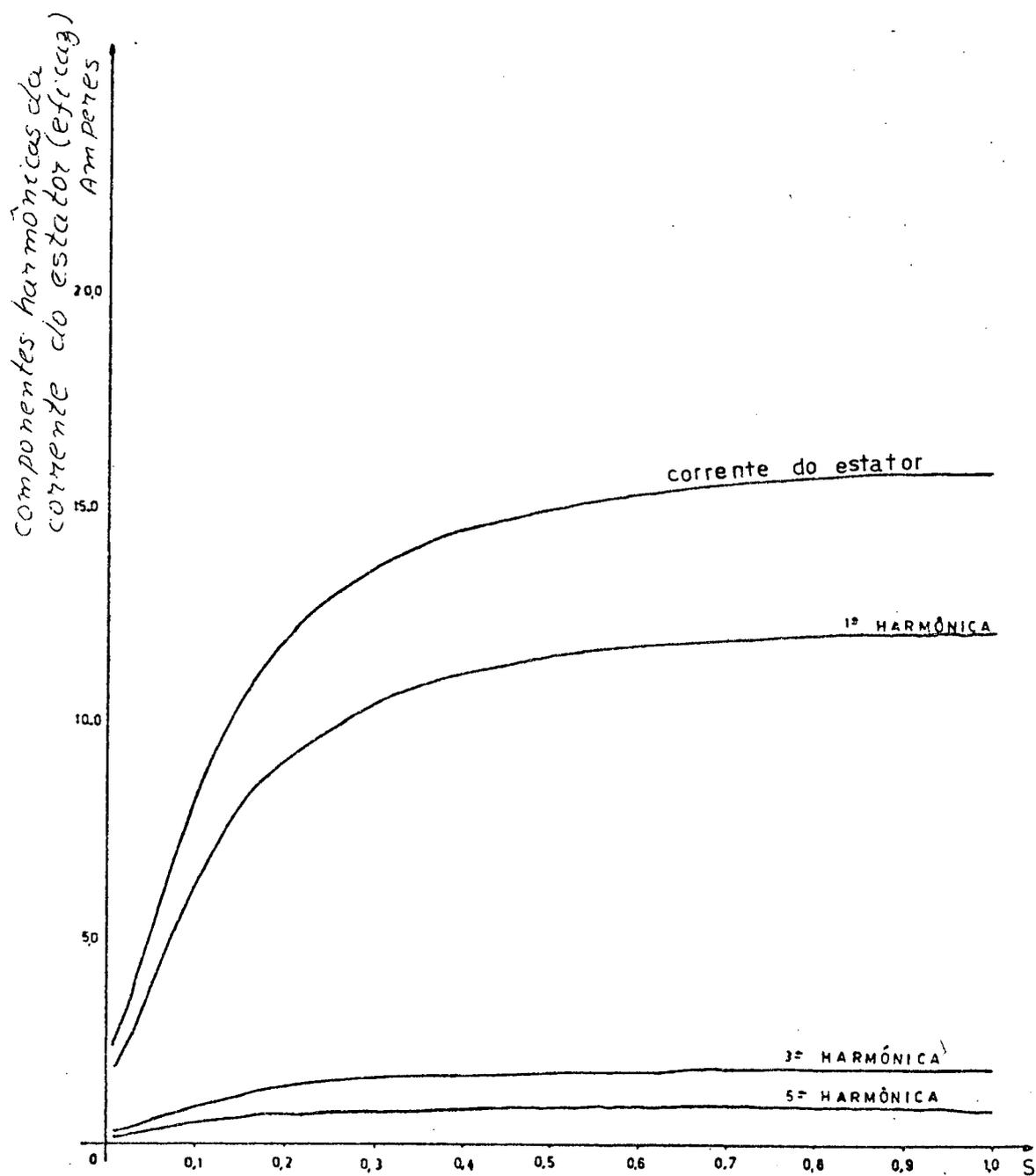


Fig. (II.20.a) - Componente harmônica eficaz da corrente do estator em função do escorregamento

$$R_2 = 2,51 \Omega - \gamma = 150^\circ$$

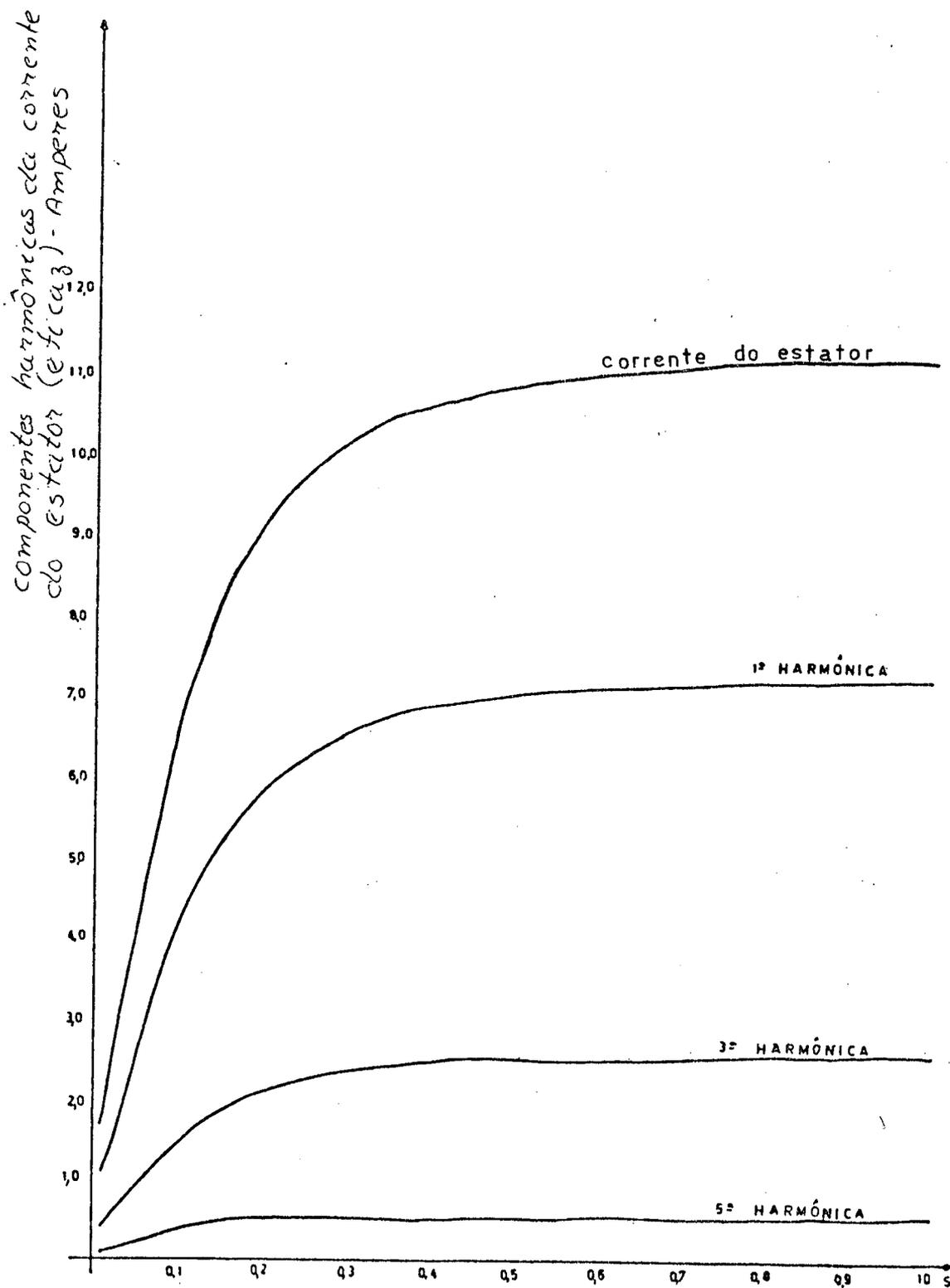


Fig.(II.20.b) - Componente harmônica eficaz da corrente do estator em função do escorregamento

$$R_2 = 2,51 \Omega - \gamma = 120^\circ$$

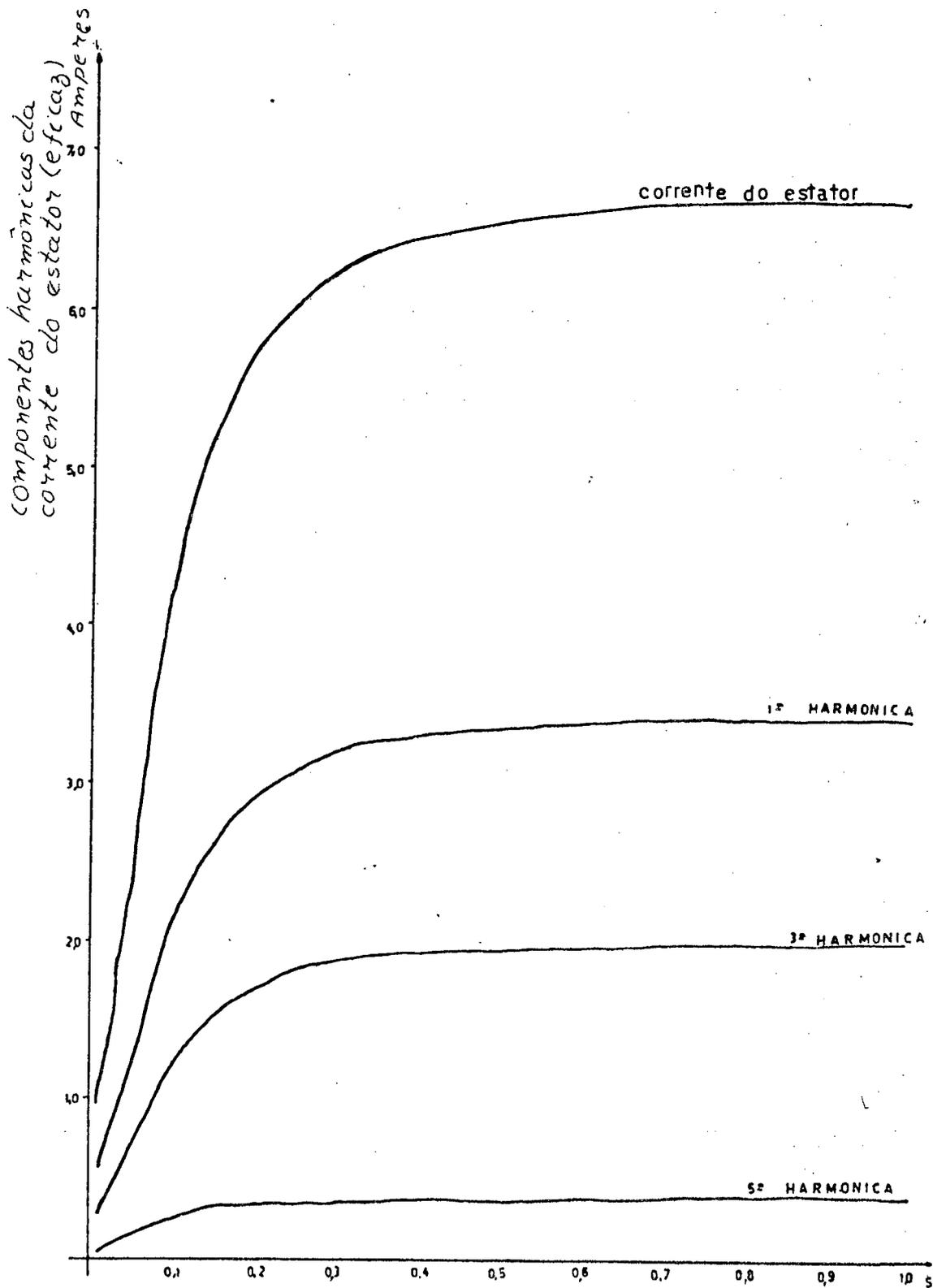


Fig.(II.20.c) - Componente harmônica eficaz da corrente do estator em função do escorregamento
 $R_2 = 2,51 \Omega - \gamma = 90^\circ$

II.10 - Análise das formas de onda obtidas através do controle do MI3 ϕ por gradador trifásico

A fig (II.21) apresenta as formas de onda de tensão e corrente para uma máquina de indução trifásica alimentada por um gradador trifásico. O circuito equivalente da máquina ensaiada é apresentado na fig (II.9). Para este caso, a máquina estava com um escorregamento de 90%, e uma elevada resistência inserida no circuito do rotor, cujo valor era cerca de 82,72 Ω . Nessas condições o fator de potência da máquina por fase era de $\cos\phi = 0,669$; que corresponde a um ângulo de fase $\phi = 48^\circ$. O escalonamento na tela do osciloscópio apresentava os seguintes resultados:

Tensão \rightarrow 100 volts/div.

Corrente \rightarrow 2 Amperes/div.

Tempo \rightarrow 2 ms/div.

Pela curva de tensão nota-se que em meio período tem-se 4,17 div., com a escala de tempo tem-se um período de 16,67 ms, correspondendo a uma frequência fundamental de 60 Hz. Sabendo-se que 4,17 div. correspondem a um meio período, ou seja 180° , fica fácil determinar o ângulo de ataque " θ " aos tiristores, que no caso da fig (II.28) será $\theta = 125^\circ$. Com o conhecimento de $\theta = 125^\circ$ e $\phi = 48^\circ$, e o auxílio do âbaco da fig (I.23), pode-se determinar o ângulo de extinção dos tiristores, que nesta situação será $\beta = 214^\circ$. Como pode ser observado, esse resultado foi obtido através do âbaco. Contudo, inspecionando a fig (II.21), encontrar-se-a um $\beta = 211,5^\circ$. Verifica-se dessa forma que os resultados teóricos e experimentais estão bem próximos, confirmando a eficiência do modelo utilizado.

Na fig (II.22) a máquina estava a uma velocidade de 1350 rpm, que corresponde a um escorregamento $S = 25\%$, para esse escorregamento o ângulo de fase da máquina $\phi = 73,2^\circ$. Analisando a dita fig. obtêm-se um ângulo de ataque $\theta = 95^\circ$. Com esses valores o ábaco da fig (I.23), fornece um ângulo de extinção $\beta = 243$. Calculando-se esse ângulo por meio da fig (II.22), encontra-se $\beta = 233^\circ$. Verifica-se mais uma vez que os resultados estão bem próximos.

A fig (II.23) apresenta apenas a curva de tensão da máquina. Já a fig (II.24), mostra as curva de tensão e corrente sobrepostas, estando a máquina de indução nas mesmas condições da fig (II.22).

A fig (II.25) apresenta as curvas de tensão e correntes sobrepostas, estando a máquina numa velocidade de 1140 rpm, sendo o escorregamento $S = 37\%$ e o ângulo de fase $\phi = 41^\circ$.

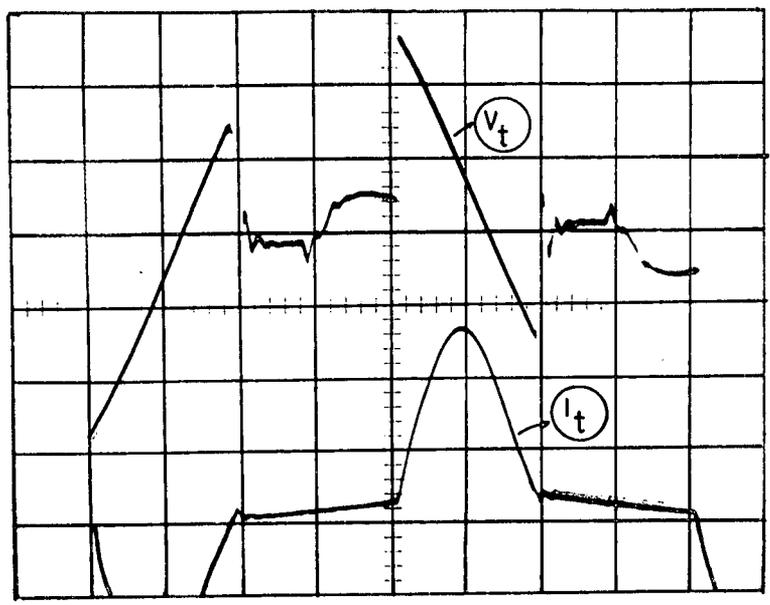


FIG. (II.21)
 Tensão = 100 Volts/div.
 Corrente = 2 A./div.
 Tempo = 2 ms/div.
 freq = 60 Hz
 $\phi = 48^\circ$
 $\theta = 125^\circ$
 $\beta = 211,5^\circ$
 $S = 90\%$

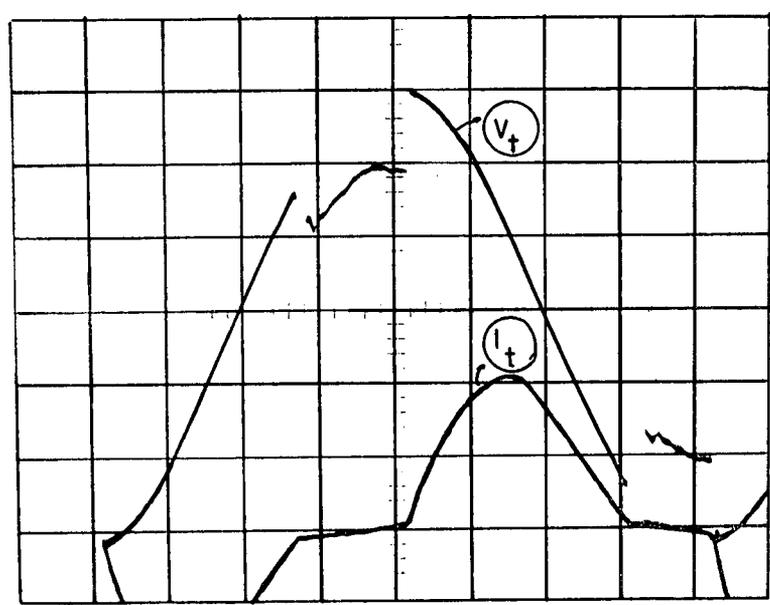


FIG. (II.22)
 Tensão = 100 Volts/div.
 Corrente = 2 A./div.
 Tempo = 2 ms/div.
 $S = 25\%$
 freq. = 60 Hz
 $\phi = 73,2^\circ$
 $\theta = 95^\circ$
 $\beta = 233^\circ$

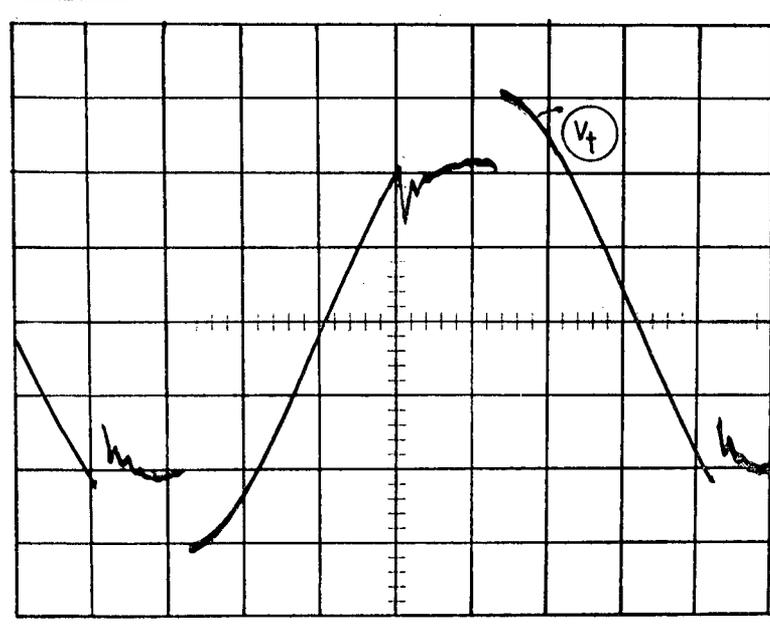


FIG. (II.23)
 Tensão = 100 Volts/div.
 Corrente = 2 A./div.
 Tempo = 2 ms/div.

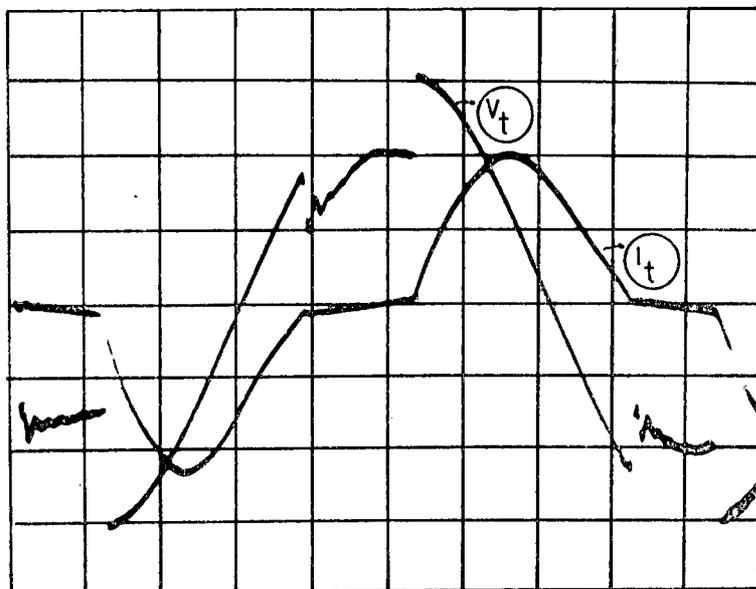


FIG. (II.24)

Tensão = 100 Volts/div.

Corrente = 2 A./div.

Tempo = 2 ms/div.

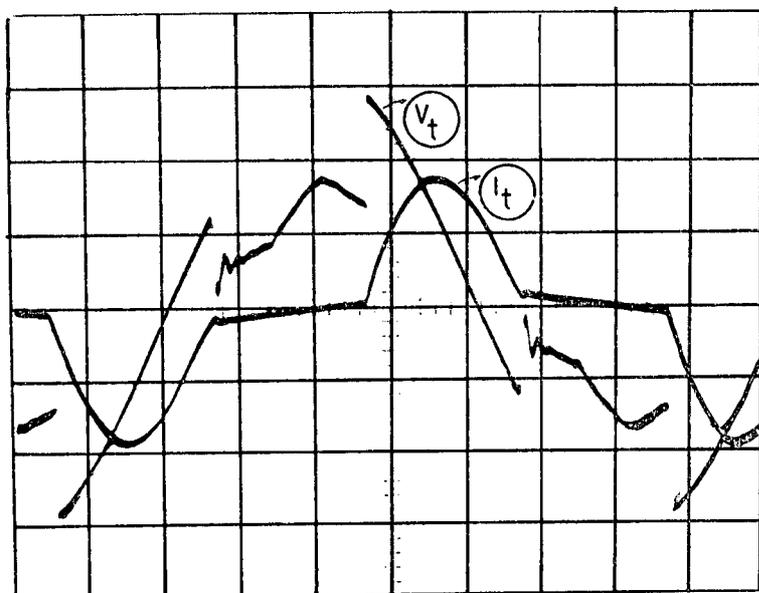
 $\phi = 60^\circ$ $\theta = 104^\circ$ $\beta = 224^\circ$ 

FIG. (II.25)

Tensão = 100 Volts/div.

Corrente = 2 A./div.

Tempo = 2 ms/div.

 $\phi = 41^\circ$ $\theta = 123^\circ$ $\beta = 211^\circ$

II.11 - Comentários

De acordo com o que foi apresentado neste capítulo, podem estabelecer os seguintes comentários.

1. Agindo sobre a tensão de um sistema trifásico pode-se obter um controle de velocidade do motor de indução trifásico. A preocupação inicial é encontrar uma curva torque-velocidade que satisfaça plenamente a característica torque-velocidade da carga.
2. Os gradadores oferecem um método simples de controle de velocidade, através da variação da tensão, sendo estes disponíveis em unidades compactas e totalmente autônomas.
3. Um motor de indução trifásico, alimentado por um sistema de controle de tensão, como o da fig (II.1), pode ser representado por tres circuitos equivalentes por fase. Para qualquer velocidade, cada circuito por fase poderá ser reduzido a uma carga RL.
4. O modelo utilizado na determinação do comportamento de um motor de indução trifásico é o circuito equivalente por fase, apresentado na fig (II.7).

C A P Í T U L O I I I

REALIZAÇÃO DE UM PROTÓTIPO

III.1 - Introdução

Este capítulo tem como objetivo principal, focar a realização e experiências feitas com um gradador trifásico que alimenta um motor de indução trifásico, ligado em estrela, com neutro conectado, conforme mostra a referência [9].

O protótipo colocado neste capítulo, apresenta um controle de velocidade em malha aberta, ou seja, a montagem é de velocidade variável com a tensão adaptando-se a carga. Observa-se então, que a estrutura é utilizada para cargas variáveis que possibilitem velocidades variáveis. O protótipo apresenta ainda, um controle de corrente, que atua de modo a impedir que a corrente da máquina ultrapasse o seu valor nominal seja qual for a carga.

A fig. (III.1) apresenta o diagrama de blocos do protótipo realizado no laboratório. São destacados quatro blocos, cujos desempenhos no circuito são descritos a seguir:

O bloco (1), denominado gradador trifásico, é constituído de três pares de tiristores associados em anti-paralelo, apresentando um total de seis tiristores.

O bloco (2) é formado pelos circuitos de comando dos tiristores do bloco (1).

O bloco (3) representa o sensor de corrente.

O bloco (4) apresenta o controlador de corrente.

III.2 - DIAGRAMA DE BLOCO DO PROTÓTIPO REALIZADO

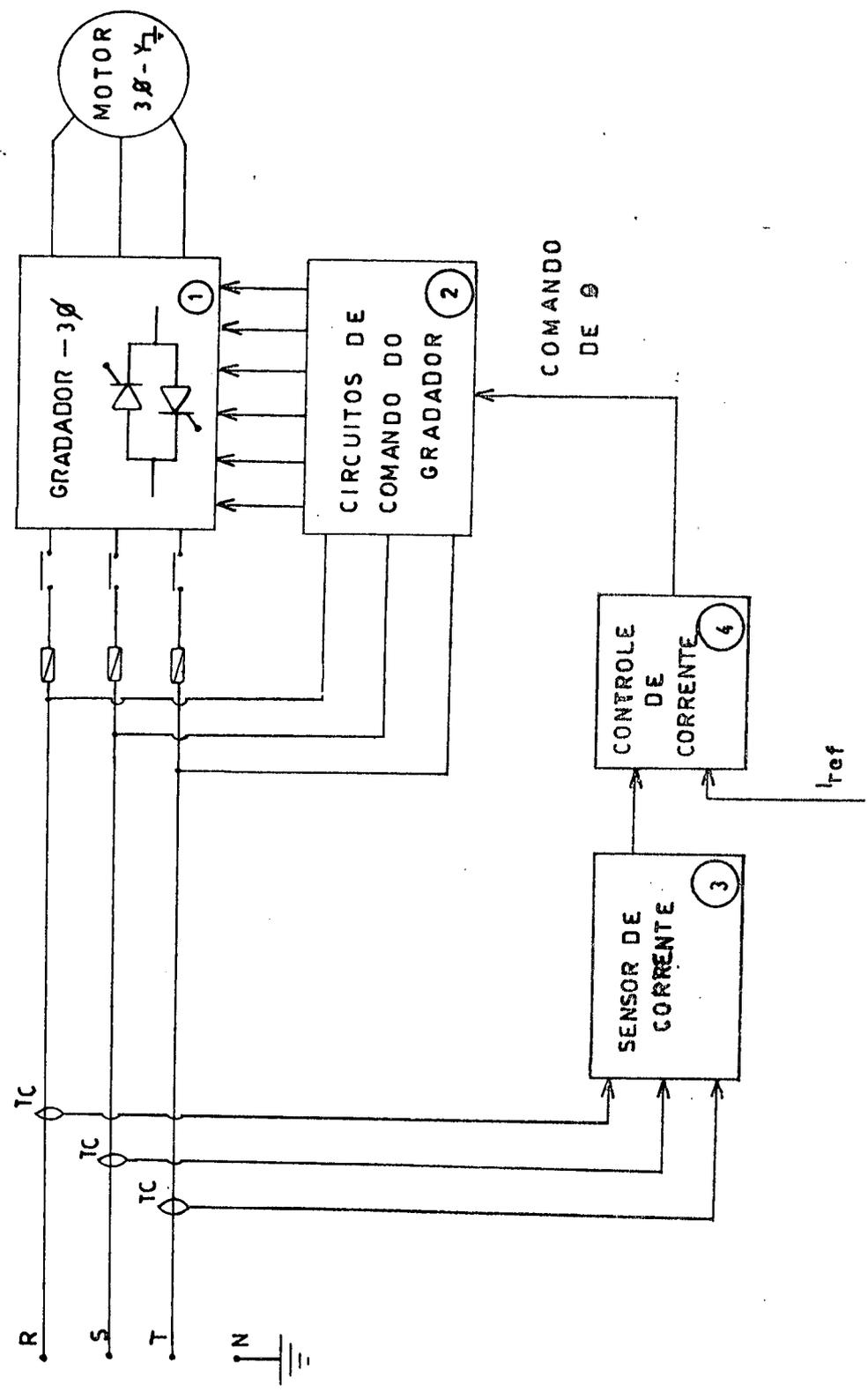


Fig. (III.1)

III.3 - CIRCUITOS UTILIZADOS

a) Circuito de sincronização e disparo.

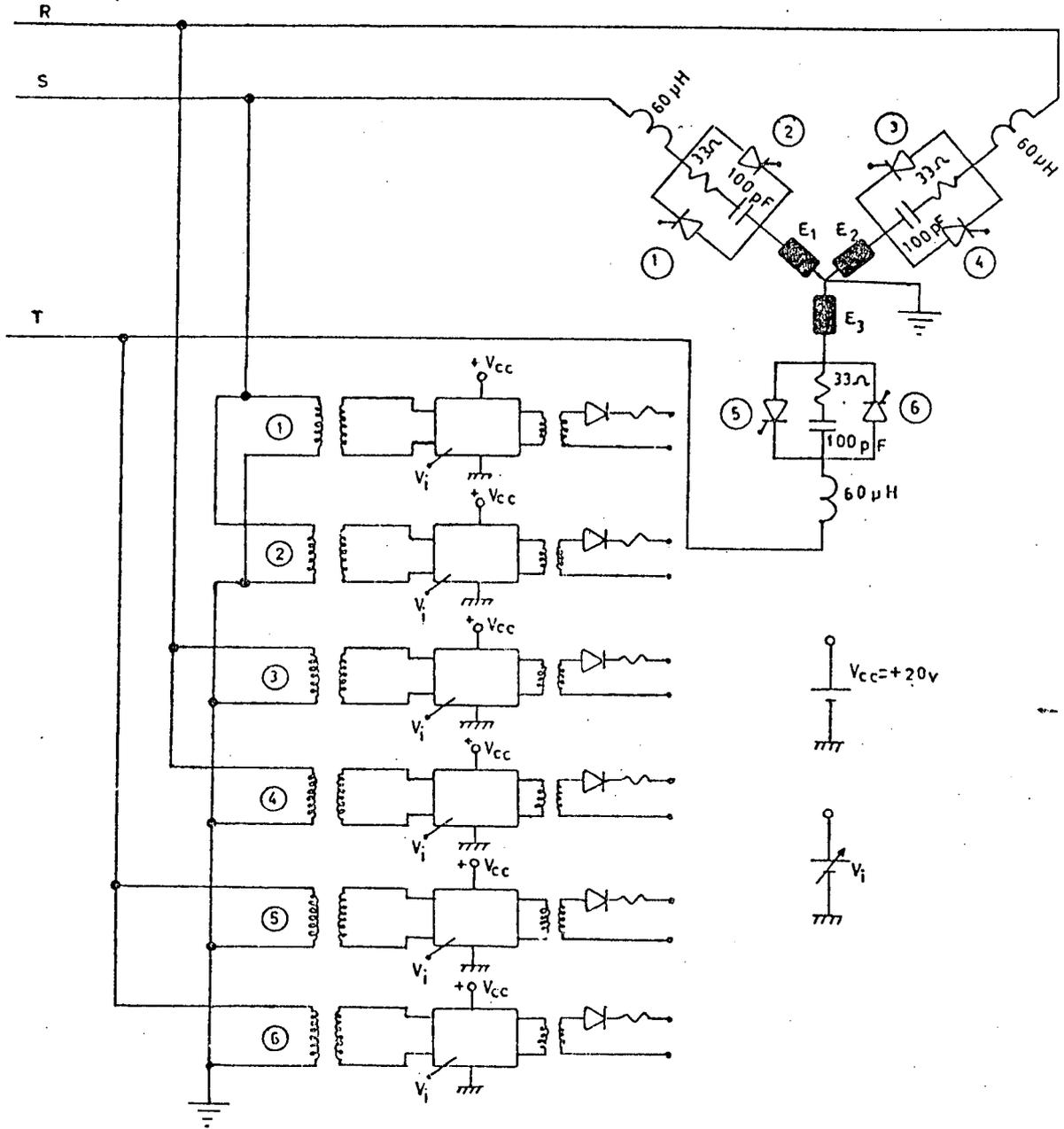


Fig. (III.2)

O circuito da fig.(III.2), apresenta os detalhes de ligação dos tiristores e da máquina de indução. Observa-se que os tiristores, junto com os enrolamentos da máquina, foram dispostos de maneira a formarem um circuito ligado em estrela com neutro conectado.

São apresentadas ainda, as ligações dos transformadores que alimentam as placas de comando dos tiristores. Observa-se que o comando dos tiristores é sincronizado com a rede de alimentação.

b) CIRCUITO DE LIGAÇÃO DOS TIRISTORES
(Detalhes dos transformadores de pulso)

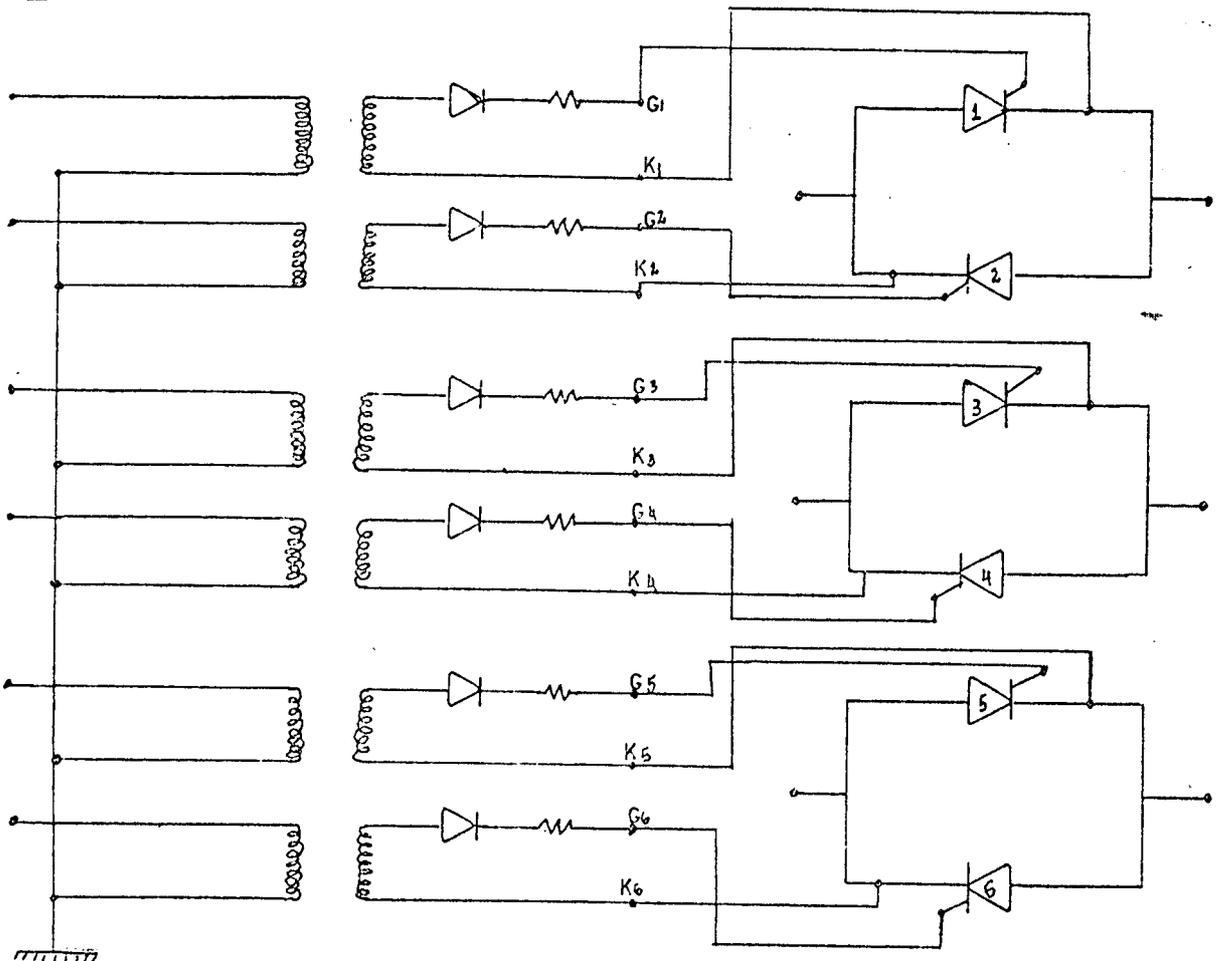


Fig. (III.3)

c) CIRCUITO SENSOR DE CORRENTE

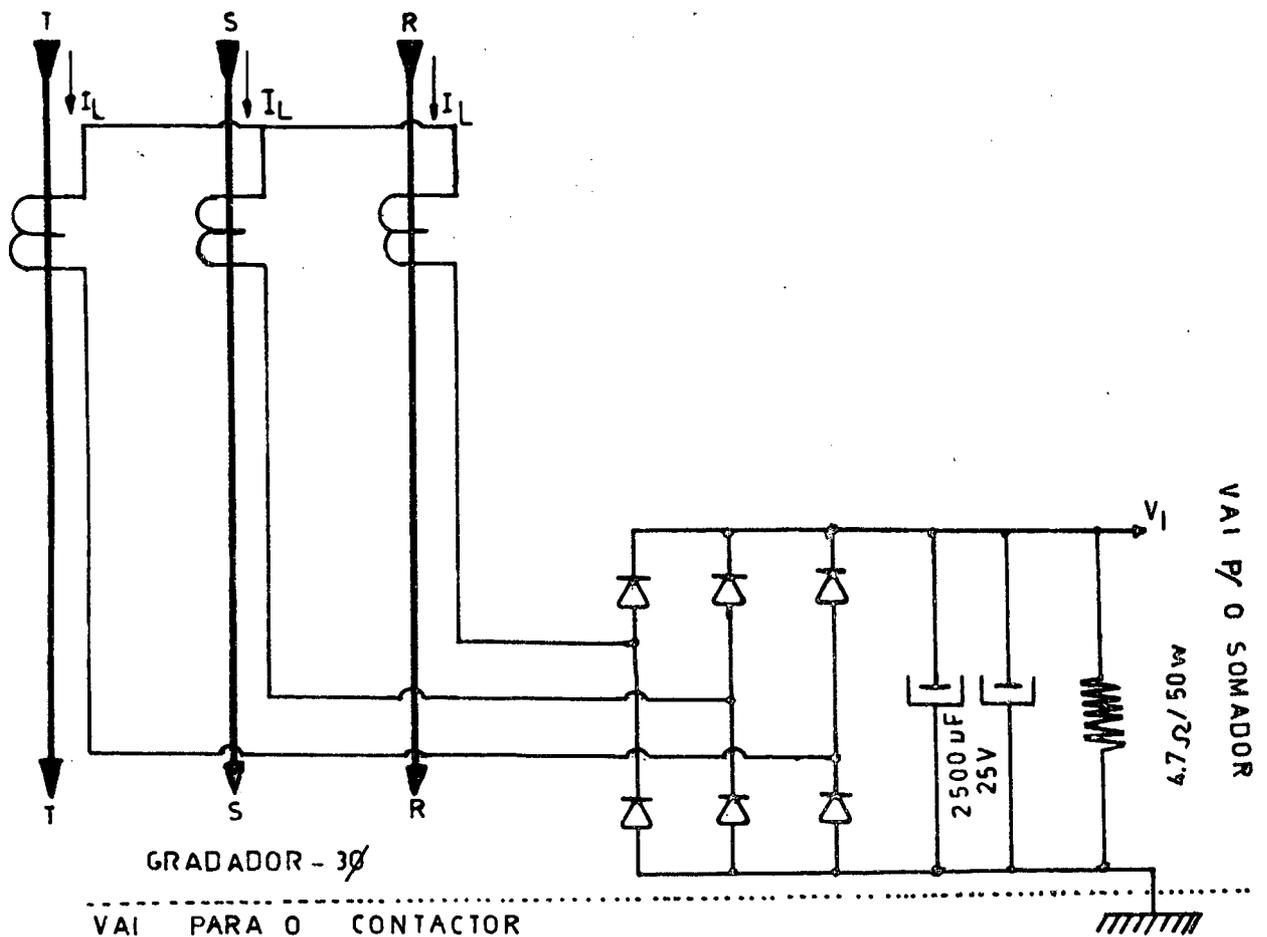


Fig. (III.4)

O objetivo do circuito sensor de corrente é obter um sinal que seja a imagem da corrente de linha.

A corrente obtida nos secundários dos TC's (I_s) , é o reflexo da corrente de linha (I_L) da máquina de indução. Esta corrente I_s é injetada num retificador trifásico de onda completa, e é filtrada por meio de um capacitor C. Dessa forma obtem-se o sinal contínuo V_I , originado pela queda de tensão sobre o resistor de $4,7 \Omega$, que é a imagem da corrente de linha da máquina. O sinal V_I será le

vado até um somador inversor, para controle da mencionada corrente de linha.

d) CIRCUITO REGULADOR DE CORRENTE

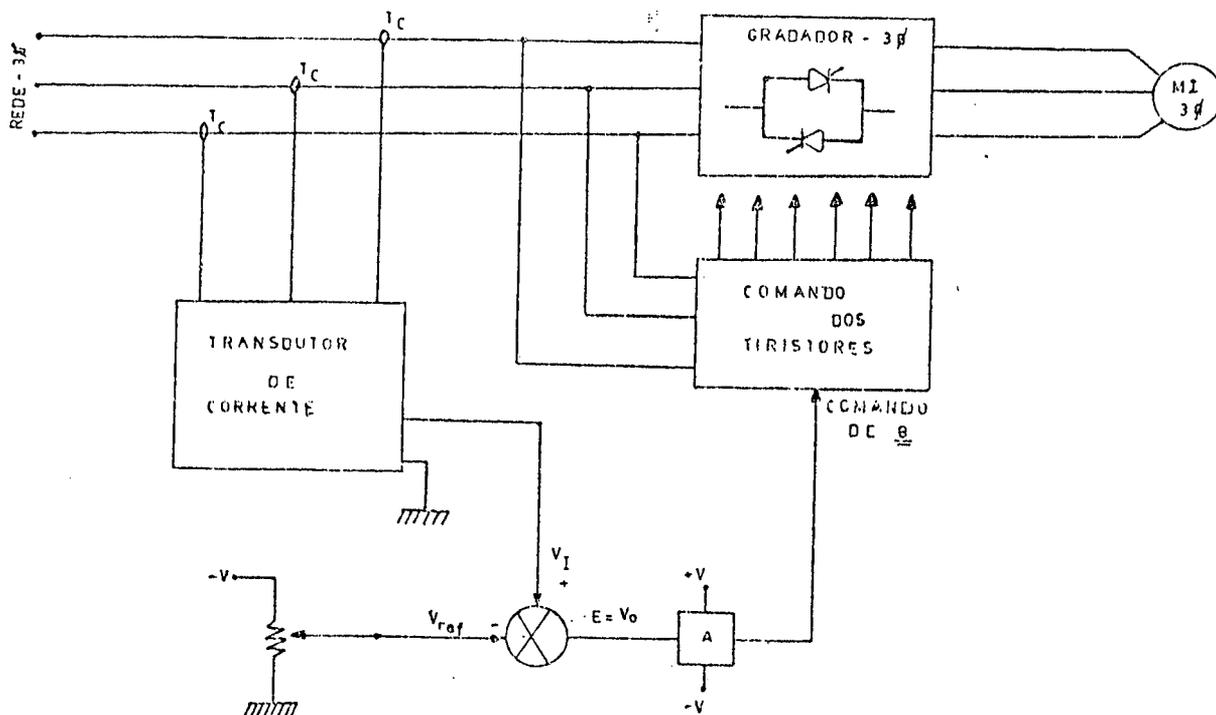


Fig. (III.5)

O circuito regulador de corrente tem como finalidade controlar a corrente de linha que alimenta o motor de indução. A partir de um sinal de referência (V_{ref}), e do sinal V_I (imagem da corrente de linha da máquina), entra-se num somador inversor, de maneira que ambos os sinais sejam comparados. Dessa forma, na saída do somador inversor ter-se-á um sinal (V_0), que será a diferença entre os dois sinais de entrada. Esse sinal V_0 , será injetado na placa de comando dos tiristores, na forma de uma tensão variável

vel. Com isto é possível controlar o ângulo de condução dos tiristores.

O circuito contendo a soma do inversor com todos os seus componentes é apresentado a seguir [11]:

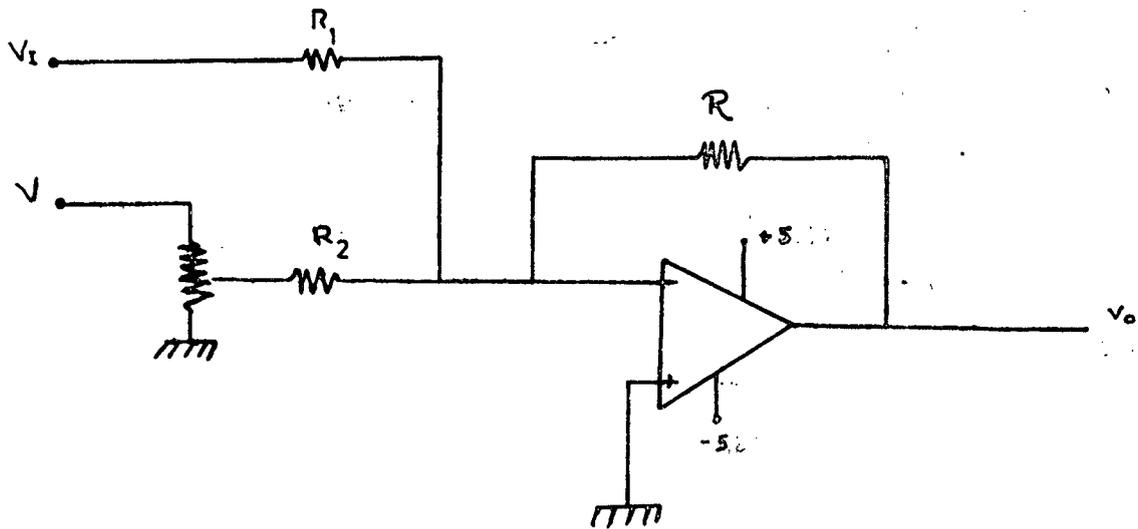


Fig. (III.6)

onde: $R = 65 \text{ K}\Omega$

$R_1 = 3,3 \text{ K}\Omega$

$R_2 = 22 \text{ K}\Omega$

Amplificador Operacional \rightarrow 741 CN

O amplificador operacional alimenta a base de um transistor PNP que é utilizado para variar a corrente de carga do capacitor.

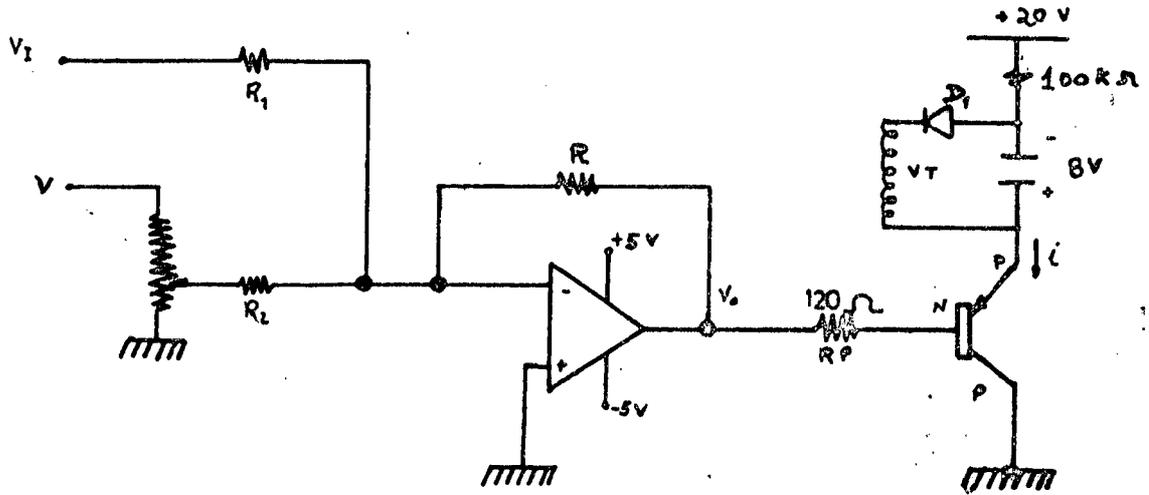


Fig. (III.7)

e) CIRCUITO DE ATAQUE DOS TIRISTORES

O circuito de comando é constituído basicamente dos seguintes blocos:

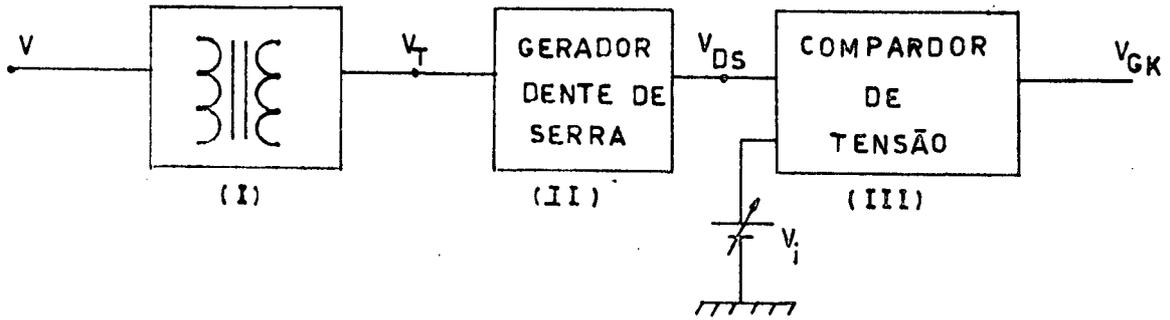


Fig. (III.8)

O bloco (I) faz a redução da tensão da rede V , para uma tensão V_T , que será aplicada no bloco (II).

O bloco (II) é um gerador dente de serra, cujo fun

cionamento será visto a seguir. A tensão dente de serra, será jogada no bloco (III).

O bloco (III) é um comparador de tensão, que a partir de uma tensão contínua variável V_I , eleva o nível da tensão dente de serra, a fim de polarizar positivamente a base de um transistor, sendo este usado como uma chave, que acionará um circuito de oscilação que atacará a junção gatilho-catodo do tiristor.

A seguir será feita uma análise detalhada dos diversos estágios que compõe o circuito de ataque dos tiristores:

e.1) CIRCUITO GERADOR DENTE DE SERRA

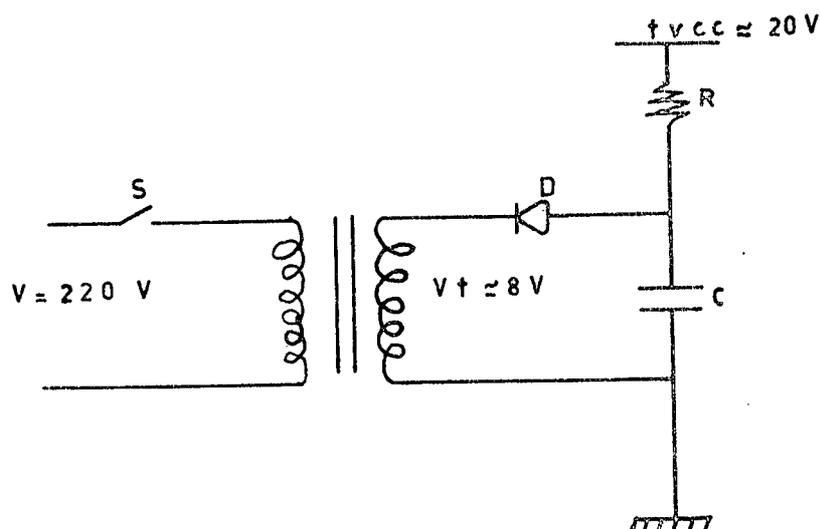


Fig. (III.9)

Admite-se que a chave S é fechada no momento que a tensão V_T passa por zero (pto. a da fig. III.10).

Na fig. III.10 a evolução da tensão do pto. a até o pto c , polariza o diodo D negativamente impedindo a circulação de corrente pela malha da fig. III.9. A partir do pto. c , o diodo é polarizado positivamente possibilitando a passagem de uma corrente,

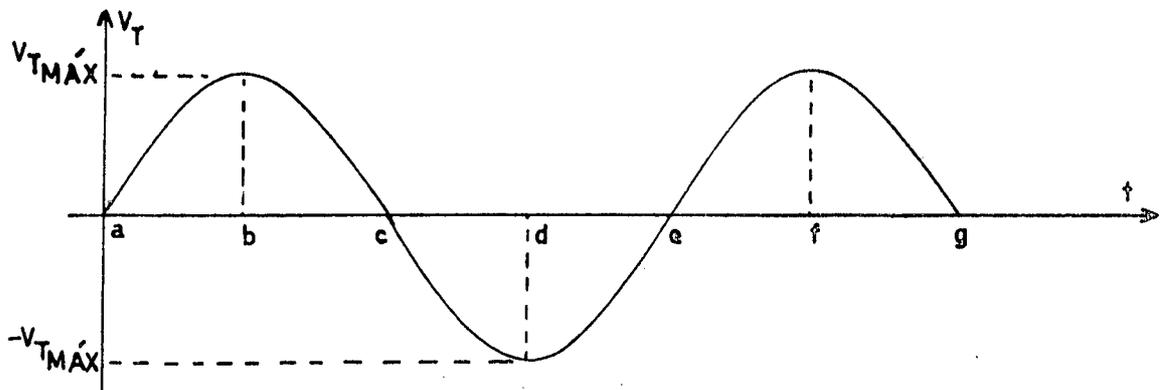


Fig. (III.10)

de maneira que o capacitor C possa ser carregado. Atingindo o pto. d (fig. III.10), o capacitor esta com uma tensão máxima de $-V_{T\text{max}}$. A partir desse momento o capacitor C vai descarregando fazendo circular uma corrente em direção a terra, imposta pela tensão $+V_{cc}$ (figura III.11.a).

Deseja-se que a descarga do capacitor seja o mais linear possível, a fim de se obter uma perfeita tensão dente de serra.

O projeto adequado da resistência R e do capacitor C (fig. III.9), faz com que o capacitor se descarregue completamente quando atingido o ponto "g", isto é apresentado na fig.(III.11).

Na fig. (III.11) é colocada uma fonte de tensão contínua variável, cuja finalidade é elevar o nível da tensão dente de serra, conforme mostra a fig. (III.12) a seguir:

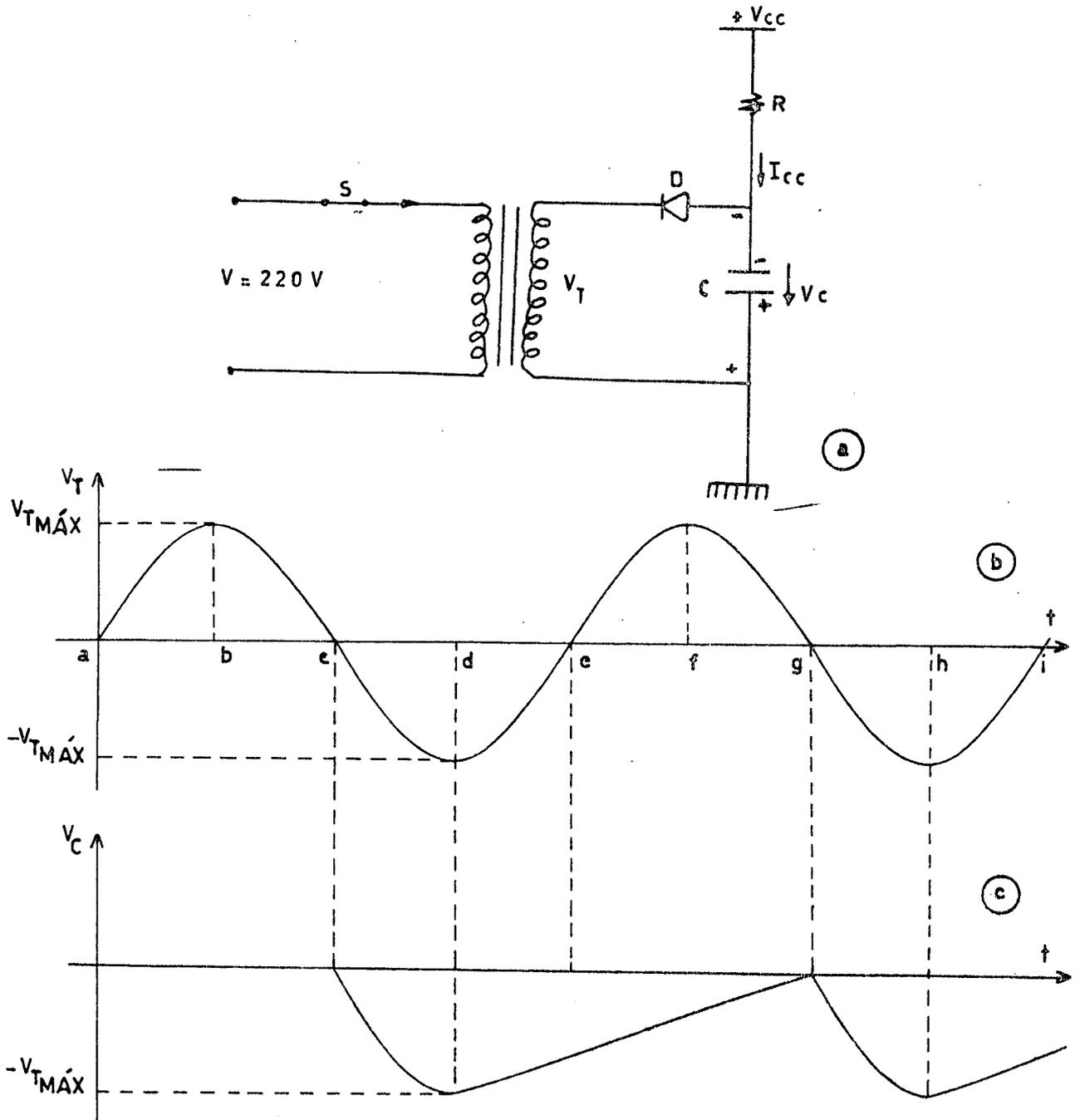


Fig. (III.11)

A fig.(III.12) caracteriza o circuito gerador de tensão dente de serra.

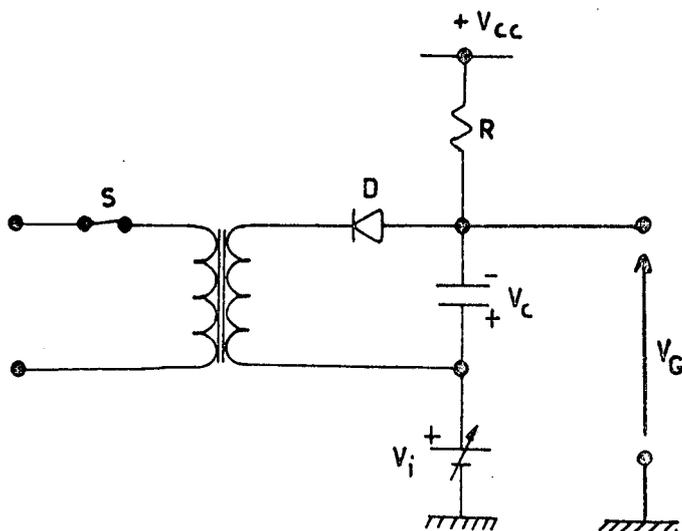


Fig. (III.12)

A ação de V_i sobre V_c dá como resultado a tensão V_G , ou seja:

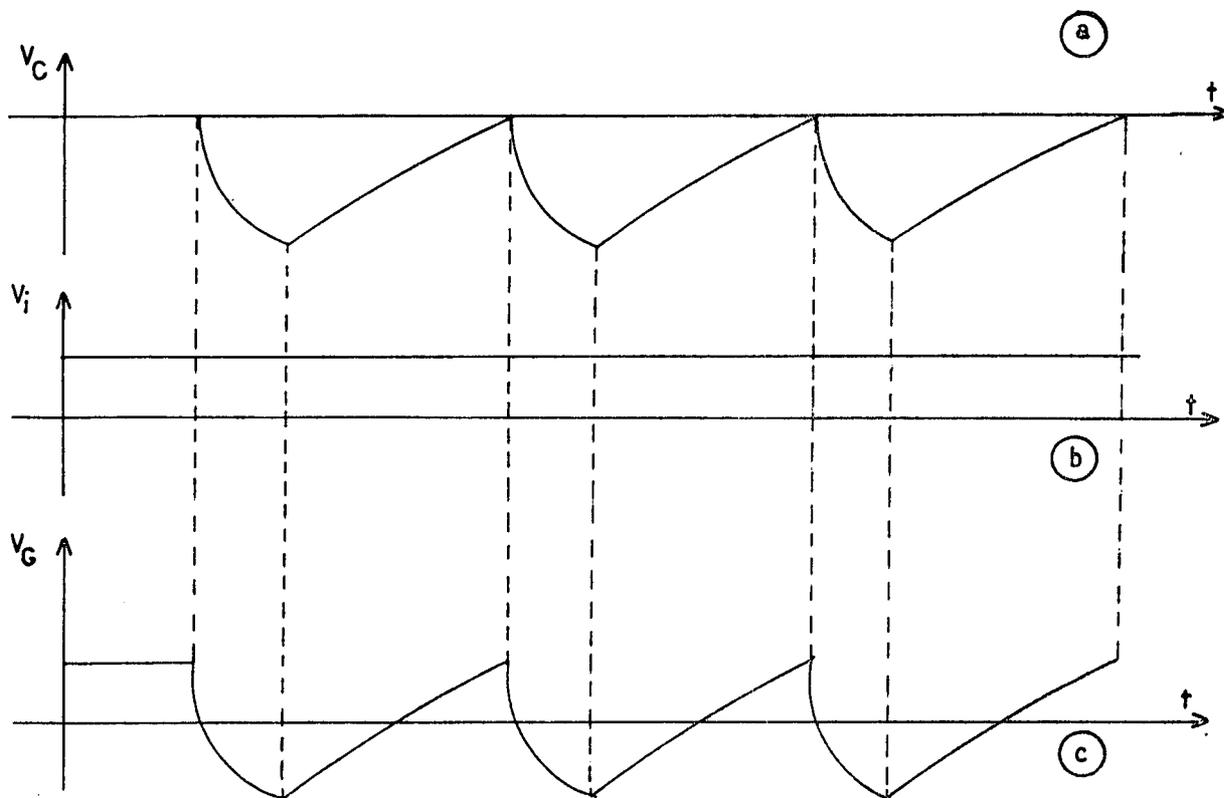


Fig. (III.13)

e.2) CIRCUITO COMPARADOR DE TENSÃO

A tensão V_G é aplicada na base de um transistor, conforme mostra a fig. (III.14).

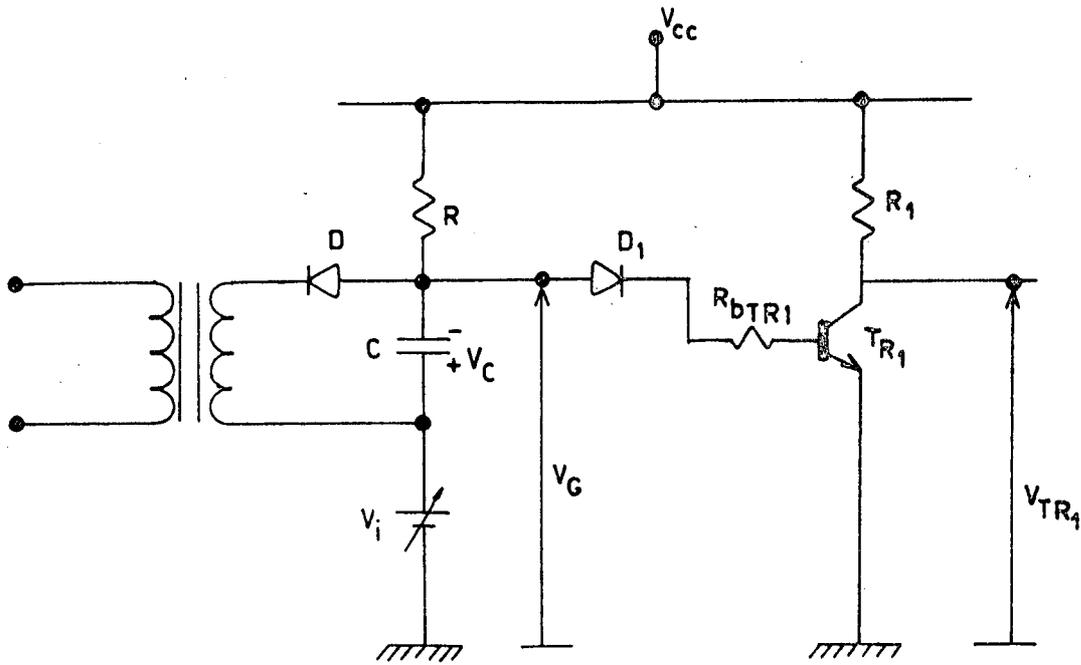


Fig. (III.14)

A forma de onda da tensão na saída do transistor T_{R_1}

será:

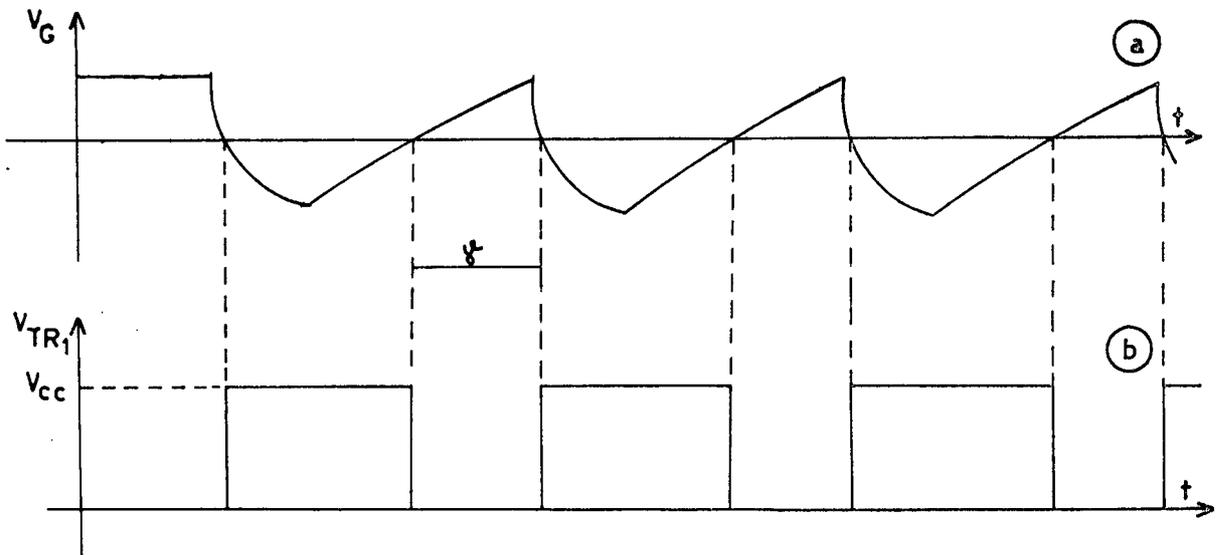


Fig. (III.15)

OBS: - (1) $V_G > 0 \Rightarrow V_{TR_1} = 0 \rightarrow$ transistor em condução
 $V_G < 0 \Rightarrow V_{TR_1} = V_{cc} \rightarrow$ transistor bloqueado

(2) O diodo D_1 , tem como finalidade evitar uma tensão negativa na junção base-emissor do transistor.

(3) " γ " é o ângulo de condução do transistor.

Na fig. (III.14) é acrescentado mais um transistor, dando como origem a fig.(III.16).

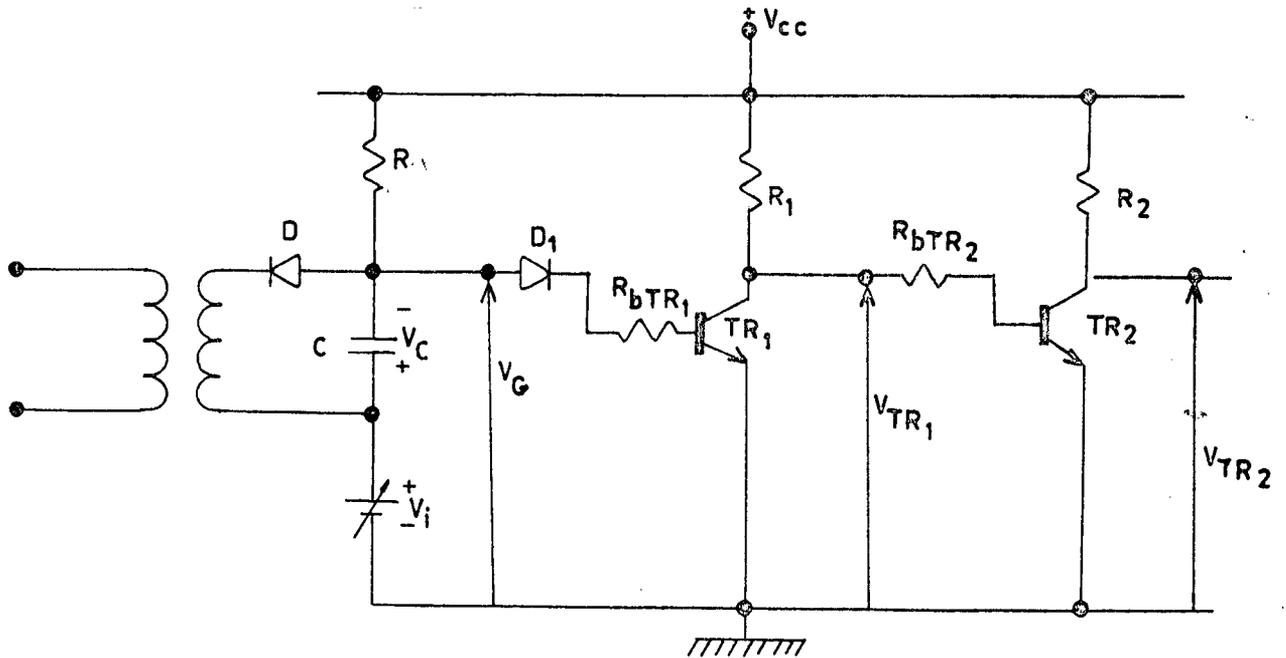


Fig. (III.16)

Na base do transistor T_{R_2} é aplicada a tensão V_{TR_1} .
 Conseqüentemente a forma de onda da tensão V_{TR_2} será:

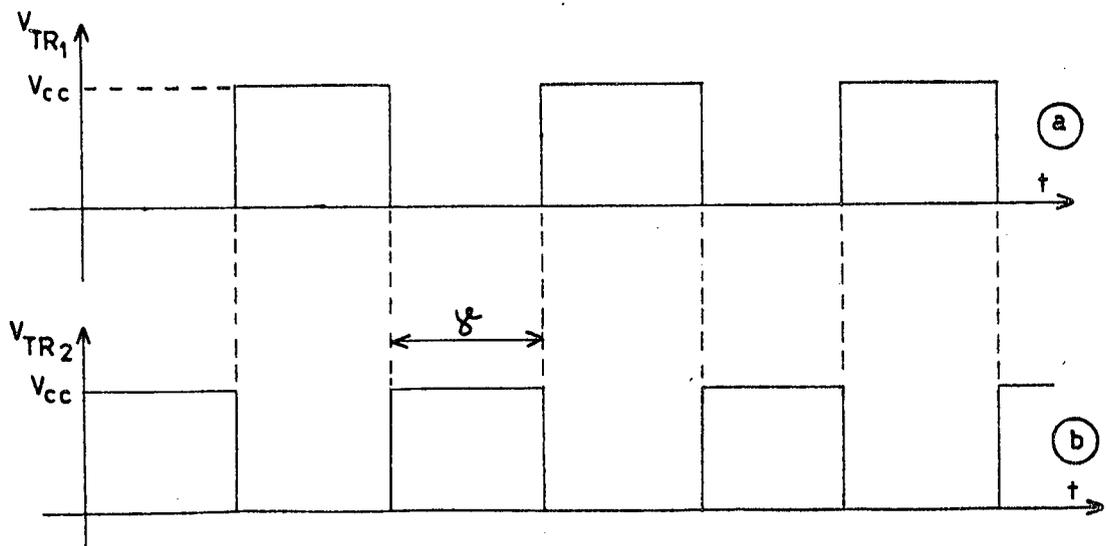


Fig. (III.17)

A tensão entre coletor-emisor do transistor T_{R2} é aplicada sobre um circuito oscilador, contendo um transistor unijunção, conforme é apresentado na fig.(III.18)

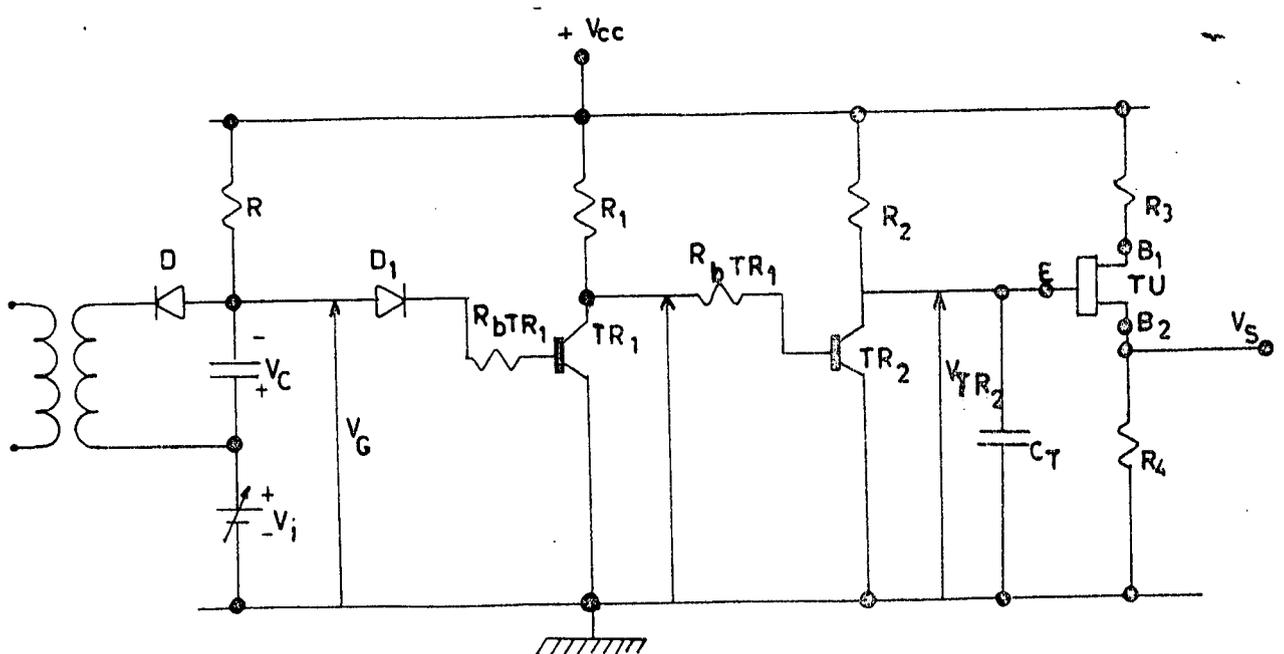


Fig. (III.18)

Analisando a fig.(III.18), observa-se que a tensão V_{TR_2} é aplicada sobre o capacitor C_T carregando-o, até que ele a tinja um determinado nível de tensão. Nesse momento, o emissor do transistor unijunção, conduz uma corrente que circula em direção a base B_2 para a massa, passando pela resistência R_4 . Assim o capacitor se descarrega, e o emissor do transistor unijunção volta a cortar a corrente. Contudo, o transistor T_{R_2} volta a aplicar a tensão V_{TR_2} sobre o capacitor C_T , carregando-o novamente, e este por sua vez provoca um novo disparo no transistor unijunção, e assim sucessivamente.

Assim a tensão de saída do transistor unijunção " V_s " é oscilante.

O ajuste conveniente em R_2 e C_T , possibilita a obtenção de uma frequência de oscilação adequada na tensão de saída do transistor unijunção. A forma de onda dessa tensão é apresentada a seguir:

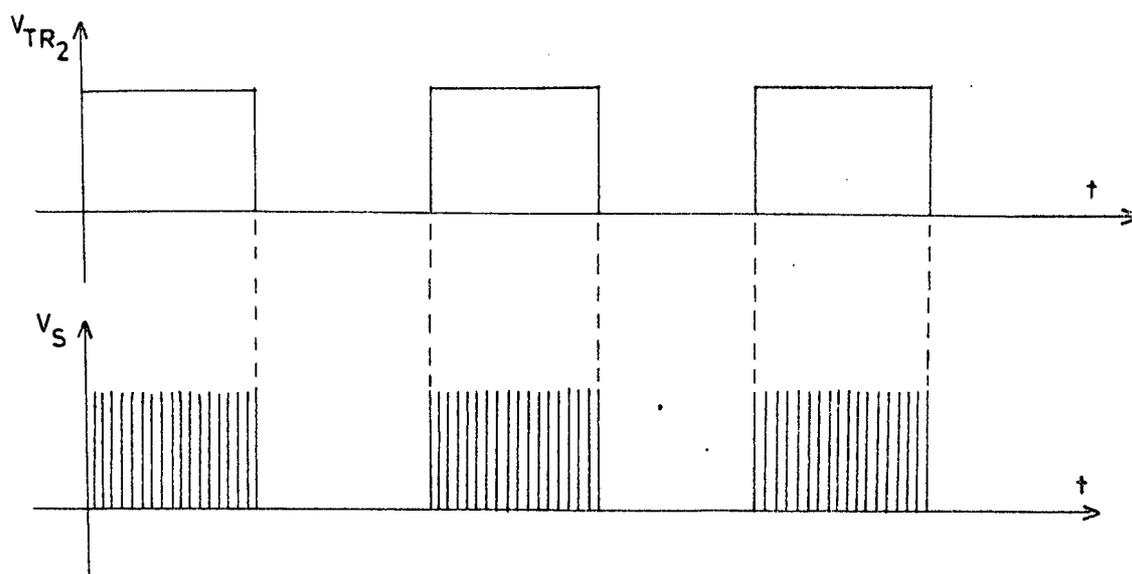


Fig. (III.19)

Na saída do transistor unijunção é colocado um transformador de pulso, cujo objetivo é isolar o circuito de ataque do tiristor.

A fig.(III.20) mostra todo o circuito de ataque dos tiristores, incluindo o transformador de pulso.

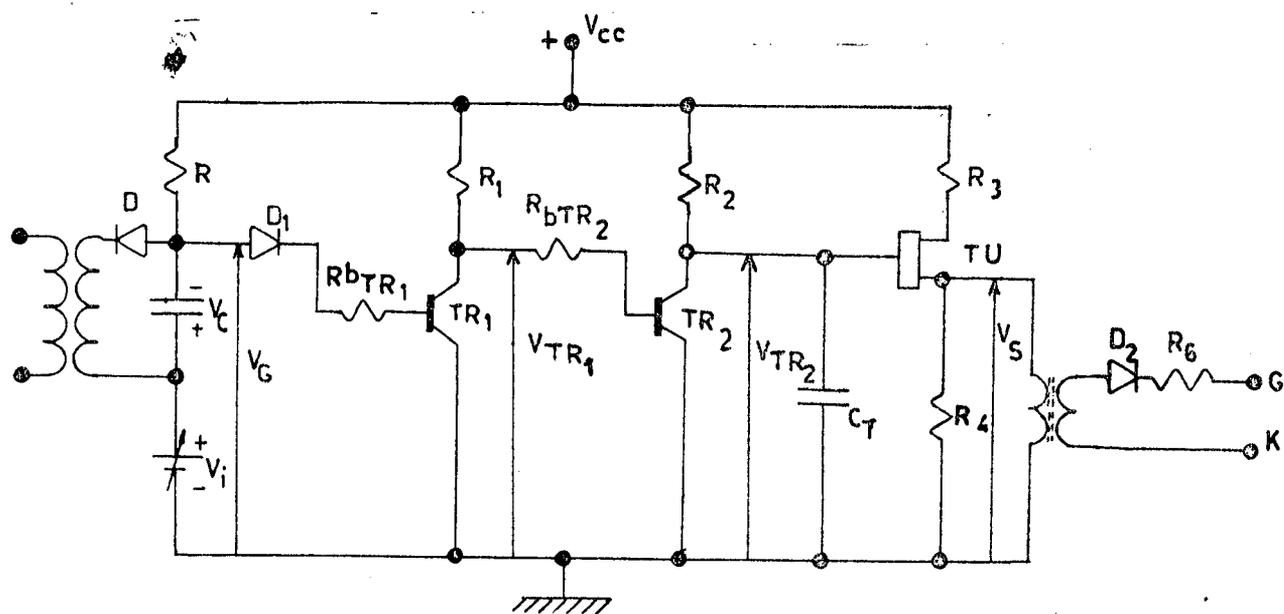


Fig. (III.20)

III.4 - Ensaio realizado com o protótipo

a) **TESTE EM REGIME PERMANENTE - ENSAIO DE CARGA**

O primeiro ensaio com a máquina de indução, é o ensaio de carga. A experiência é realizada mantendo a tensão da rede constante, e aumentando-se gradativamente a carga na máquina. Conforme o controle realizado, a tensão sobre a máquina deve diminuir com o aumento

da carga, mantendo a corrente de linha constante.

Neste teste, tem-se como ponto fundamental analisar, o comportamento da máquina, sob o ponto de vista de velocidade e corrente absorvida.

Após o ensaio foi feita uma curva da corrente de linha absorvida em função da velocidade (fig.III.21). Neste ensaio a tensão de referência " V_{ref} ", deve permanecer constante.

DADOS OBTIDOS DO ENSAIO DE CARGA

Corrente de linha (A)	Tensão da rede por fase (V)	Tensão na máq. por fase(V)	Tensão de ref. V_{ref} (V)	Tensão na saída do filtro V_I (V)	Velocidade (RPM)
2,90	220	220	-4,33	0,12	1460
3,00	220	220	-4,33	0,13	1380
3,15	220	220	-4,33	0,14	1300
3,30	220	220	-4,33	0,16	1220
3,50	220	220	-4,33	0,17	1150
3,65	220	220	-4,33	0,18	1070
3,85	220	220	-4,33	0,21	1010
4,30	220	219	-4,33	0,30	900
4,50	220	218	-4,32	0,33	830
4,60	220	218	-4,32	0,33	780
4,60	220	218	-4,32	0,33	770
4,60	220	217	-4,32	0,36	720
4,70	219	217	-4,32	0,38	670
4,80	219	216	-4,32	0,40	680
4,85	219	216	-4,32	0,40	595
4,95	219	216	-4,32	0,41	525
5,05	220	216	-4,32	0,42	460
5,10	220	216	-4,32	0,43	435
5,10	220	216	-4,32	0,43	405
5,10	220	214	-4,32	0,44	385
4,90	220	209	-4,31	0,44	350
4,95	219	208	-4,31	0,45	295
5,20	219	190	-4,32	0,48	Bloqueado

Analisando a fig.(III.21), observa-se que abaixo da velocidade de 460 rpm, o regulador de corrente da montagem começa a atuar, e apesar da carga estar aumentando, a corrente absorvida pela máquina mantém-se praticamente inalterada. Verifica-se ainda, observando a tabela de dados, que a tensão sobre a máquina decresce rapidamente.

b) TESTE EM REGIME TRANSITÓRIO

Os resultados deste teste são mostrados nas figuras que se seguem.

b.1) Na fig.(III.22.a), é apresentada a curva da corrente de linha absorvida pela máquina em função do tempo, estando a máquina com carga nominal. Nesse ensaio, foi aplicada bruscamente tensão nominal nos terminais do motor, mantendo o mesmo carregado. Observa-se que a corrente de partida tem praticamente o mesmo valor da corrente de regime permanente, mostrando que o regulador de corrente atuou de maneira que a corrente de partida fosse limitada. Quando a máquina entrou em regime foram realizadas as seguintes medidas:

Corrente de linha $\rightarrow I_L = 5,45$ Amperes

Tensão da rede por fase $\rightarrow V_f = 220$ Volts

Analisando a fig.(III.22.a) observa-se que a corrente atinge o regime permanente em aproximadamente dois segundos.

b.2) A fig.(III.22.b), apresenta a mesma curva corrente em função do tempo, contudo neste caso a máquina esta a vazio. O procedimento experimental foi o mesmo do item anterior. Os resultados de tensão e corrente em regime permanente foram:

Corrente de linha $\rightarrow I_L = 2,90$ Amperes

Tensão da rede por fase $\rightarrow V_f = 220$ Volts

b.3) A fig.(III.22.c) mostra a curva velocidade x tempo, estando a máquina com carga nominal. Também neste caso foi aplicada subitamente tensão nominal na máquina, mantendo a mesma carregada. Os dados obtidos em regime permanente são apresentados a seguir:

Corrente de linha $\rightarrow I_L = 5,45$ Amperes

Tensão da rede por fase $\rightarrow V_f = 220$ Volts

Velocidade da máquina $\rightarrow Vel = 310$ rpm

Conforme as escalas do osciloscópio a máquina atingiu o regime permanente em aproximadamente cinco segundos.

b.4) A fig.(III.23.a) apresenta a mesma curva da fig.(III.22.c), com a diferença que agora a máquina esta a vazio. Este ensaio foi realizado da mesma forma que o ensaio anterior. Os valores medidos em regime permanente foram:

Corrente de linha $\rightarrow I_L = 2,95$ Amperes

Tensão da rede por fase $\rightarrow V_f = 220$ Volts

Velocidade da máquina $\rightarrow Vel = 1530$ rpm

A máquina atingiu o regime permanente em aproximadamente quatro segundos.

b.5) Na fig. (III.23.b), é apresentada a curva corrente de linha em função da velocidade, com a máquina a vazio. Da mesma forma que nos ensaios anteriores, foi aplicada subitamente tensão nominal nos terminais da máquina. Observa-se mais uma vez a eficiência do regulador de corrente, limitando a corrente de partida. Os resultados medidos em regime permanente foram:

Corrente de linha $\rightarrow I_L = 2,95$ Amperes

Tensão da rede por fase $\rightarrow V_f = 220$ Volts

Velocidade da máquina $\rightarrow \text{Vel} = 1530$ rpm.

b.6) A fig. (III.24.a), apresenta a curva corrente de linha em função da velocidade da máquina, estando esta com carga nominal. Nesse ensaio, também foi aplicada subitamente tensão nominal nos terminais da máquina. Os resultados obtidos em regime permanente foram:

Corrente de linha $\rightarrow I_L = 5,70$ Amperes

Tensão da rede por fase $\rightarrow V_f = 220$ Volts

Velocidade da máquina $\rightarrow \text{Vel} = 345$ rpm.

b.8) A fig. (III.24.b), mostra novamente a curva corrente de linha em função da velocidade, com a máquina carregada. Neste teste levou-se a máquina ao bloqueio, a fim de se observar a corrente máxima absorvida pela máquina, e a

performance do regulador de corrente. Verifica-se que o regulador de corrente está agindo conforme o esperado, limitando a corrente de bloqueio da máquina. Os resultados obtidos em regime permanente foram:

Corrente em linha $\rightarrow I_L = 5,30$ Amperes

Corrente de bloqueio $\rightarrow I_{LB} = 5,80$ Amperes

Tensão da rede por fase $\rightarrow V_f = 220$ Volts

{ Corrente $\rightarrow 1,09$ A/div.
{ Velocidade $\rightarrow 35$ rpm/div.

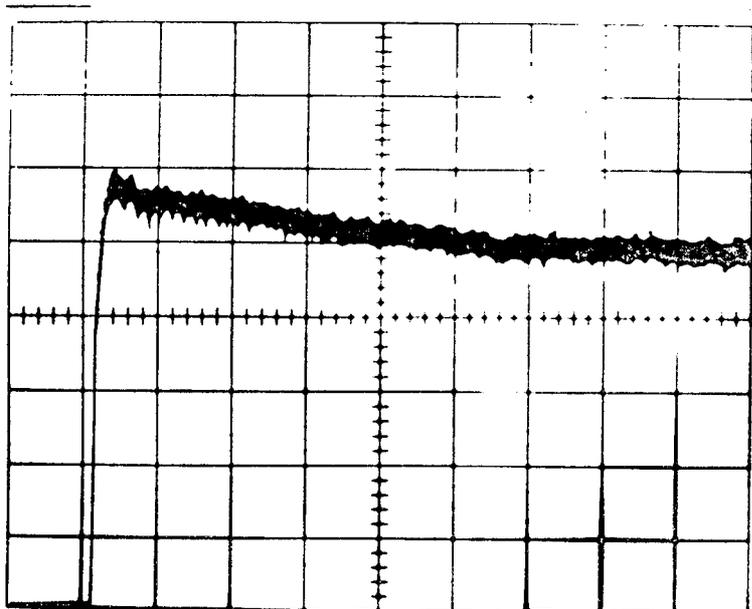


FIG. (III.22.a)

Corrente=1,09 A/div.
Tempo = 0,5 s/div.

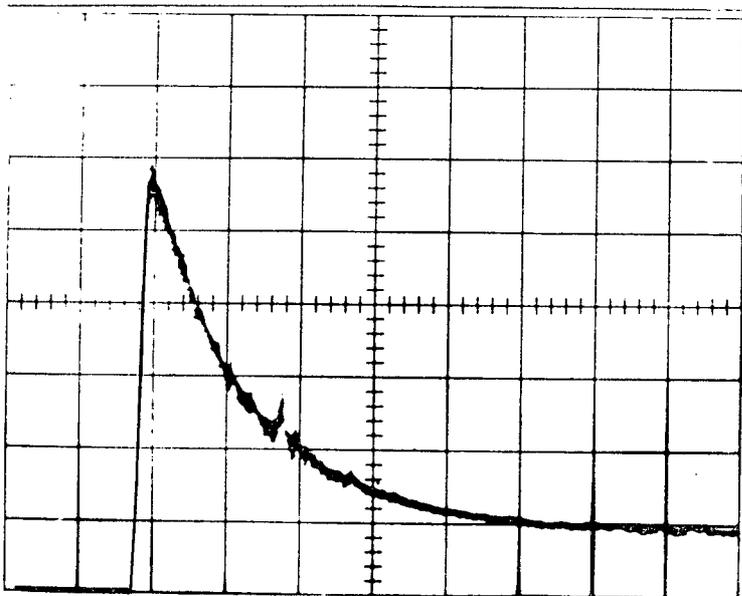


FIG. (III.22.b)

Corrente = 1,09 A/div.
Tempo = 0,5 s/div.

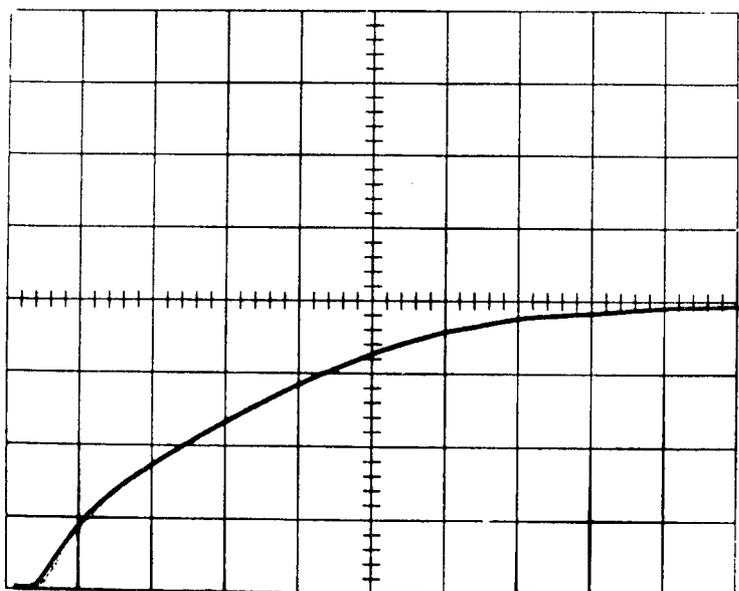


FIG. (III.22.c)

Velocidade=77,5 rpm/div.
Tempo = 0,5 s/div.

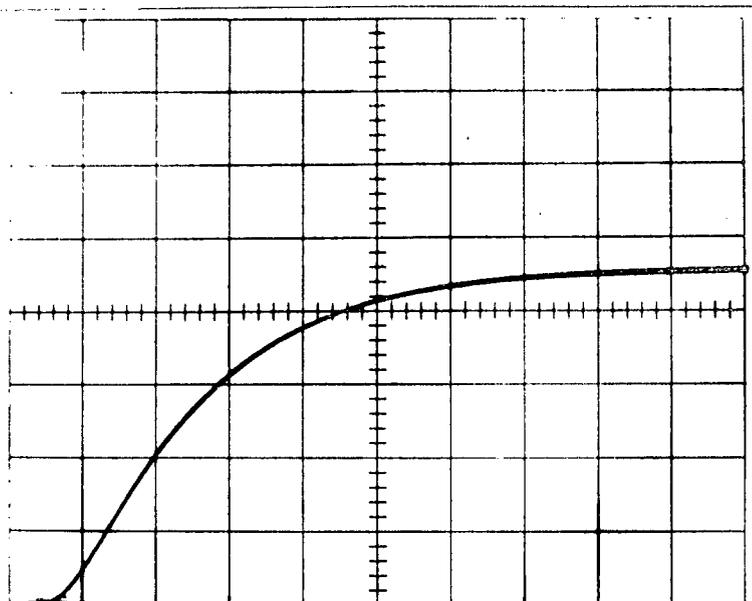


FIG. (III.23.a)

Velocidade = 340rpm/div.

Tempo = 0,5 s/div.

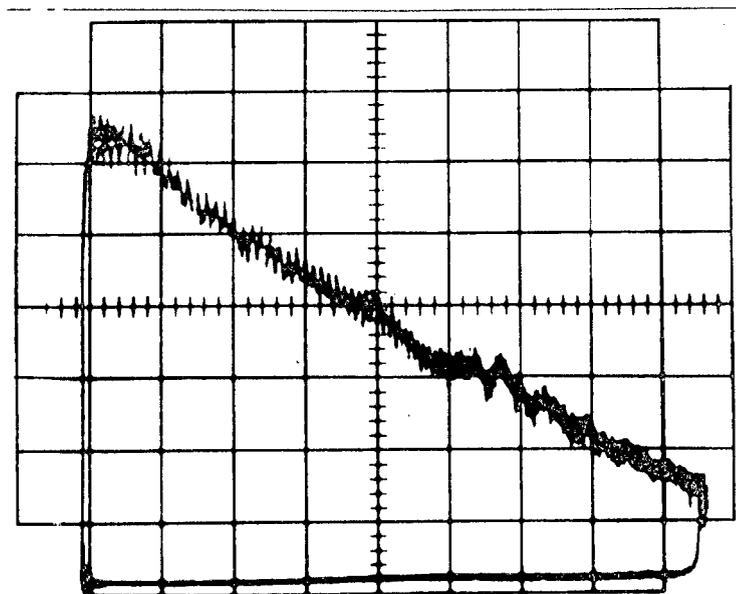


FIG. (III.23.b)

eixo vertical:

$I_L = 1,09 \text{ A/div.}$

eixo horizontal:

Velocidade=180rpm/div

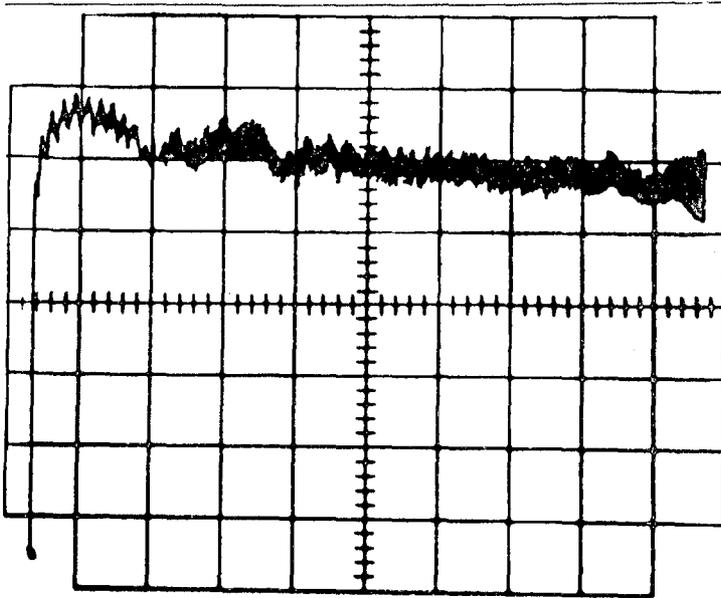


FIG. (III.24.a)

Eixo vertical:

$$I_L = 1,09A/div.$$

Eixo horizontal:

$$Velocidade = 35rpm/div.$$

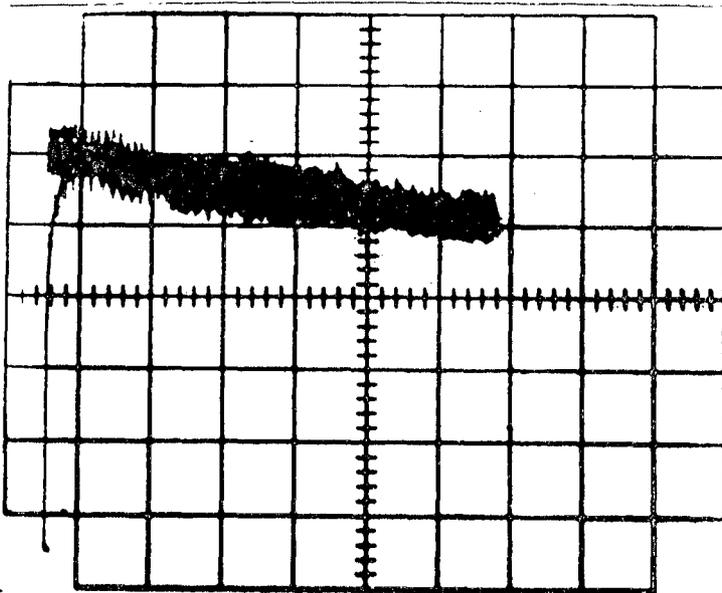


FIG. (III.24.b)

Eixo vertical:

$$I_L = 1,09 A/div.$$

Eixo horizontal:

$$Velocidade = 35rpm/div.$$

III.5 - Comentários

Os resultados experimentais apresentados neste capítulo mostraram que o conversor construído encontra-se em condições de ser empregado industrialmente.

Como continuação do presente estudo, sugerimos a implementação de um regulador de velocidade. Tal regulador, que exigirá um sensor de velocidade, deverá aumentar ainda mais a soma de aplicações possíveis da presente montagem.

C O N C L U S Õ E S

Foi estudado o gradador monofásico alimentando uma carga RL série, onde desenvolveu-se vários ábacos que possibilitam a análise do conversor associado à carga. O maior interesse dos ábacos é o fato de se poder fazer toda a análise da estrutura sem nenhum equacionamento matemático. Dessa forma, para se dimensionar a estrutura necessita-se das correntes média e eficaz nos tiristores. Logo, conhecendo-se o ângulo de ataque θ , e o ângulo de fase ϕ , pode-se determinar a relação entre a corrente média ou eficaz no tiristor e a corrente máxima, sabendo-se o valor eficaz da tensão de alimentação e o módulo da impedância, determina-se facilmente a corrente média ou eficaz no tiristor. E assim pode ser feito com as componentes harmônicas (até 5ª ordem).

Analisando as componentes harmônicas de corrente até a 5ª ordem em função do ângulo de ataque θ , pode-se tirar algumas conclusões: Como por exemplo, a componente fundamental da corrente de carga, para um determinado ângulo de fase ϕ , decresce com o aumento do ângulo de ataque. Já a componente de 3ª harmônica aumenta com o aumento de θ até um determinado nível a partir do qual há uma diminuição até chegar a zero.

Foi estudado também o gradador trifásico alimentando uma máquina de indução trifásica, onde uma das análises realizadas foram as harmônicas de corrente. Observando-se estas percebe-se que a medida que o ângulo de condução aumenta tem-se um menor conteúdo de harmônicas. Para um determinado ângulo de condução, quanto menor a resistência externa inserida no circuito rotórico, menor será a influência do escorregamento na am

plitude da harmônica (essa influência diminui ainda mais quanto menor a ordem da harmônica). Outra análise realizada é quanto a influência da resistência externa rotórica e do ângulo de condução sobre a potência média e sobre o torque médio. Pode-se observar, que a medida que a resistência externa rotórica aumenta tem-se uma maior estabilidade da máquina; contudo, haverá maiores perdas ocasionando um menor rendimento e uma característica de torque menor. Observa-se ainda, que para um dado escorregamento e uma certa resistência rotórica tem-se uma diminuição na característica de torque a medida que o ângulo de condução γ diminui. Analisando as curvas do torque médio e da potência médias, verifica-se que estas foram tiradas para várias resistências externas inseridas no circuito do rotor. O objetivo de se variar a resistência rotórica, é verificar a influência que esta apresenta no desempenho do torque médio e da potência média, pois não é evidente que a característica de torque e potência tenham o mesmo comportamento para qualquer resistência inserida no rotor, uma vez que, variando-se a resistência externa rotórica varia-se o ângulo de condução do conversor. Dessa forma, sempre que a resistência externa do circuito do rotor for alterada terá que se fazer nova simulação.

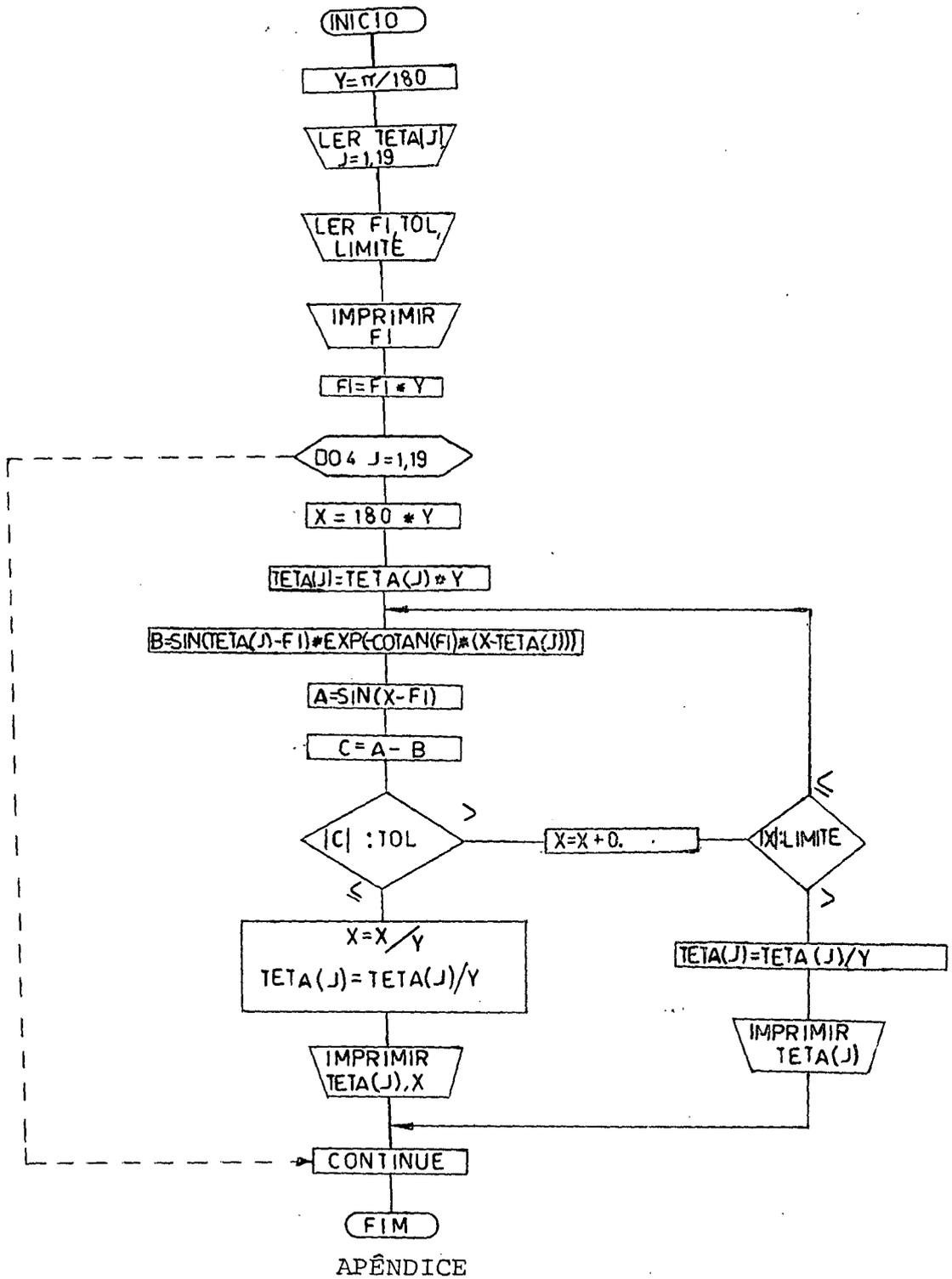
Apresentou-se ainda um protótipo de um gradador trifásico que alimenta uma máquina trifásica de indução. Foram realizados vários testes com a montagem, principalmente para verificar o desempenho do controlador de corrente. Verifica-se que este tipo de montagem é muito eficiente na partida de motores de indução de grande potência, uma vez que é mantida a corrente nominal durante a partida, limitada por uma dada referência, ga

rantando um bom torque de partida. Foram estabelecidas várias curvas, em regime transitório e em regime permanente, que possibilitam verificar a ação do controlador de corrente.

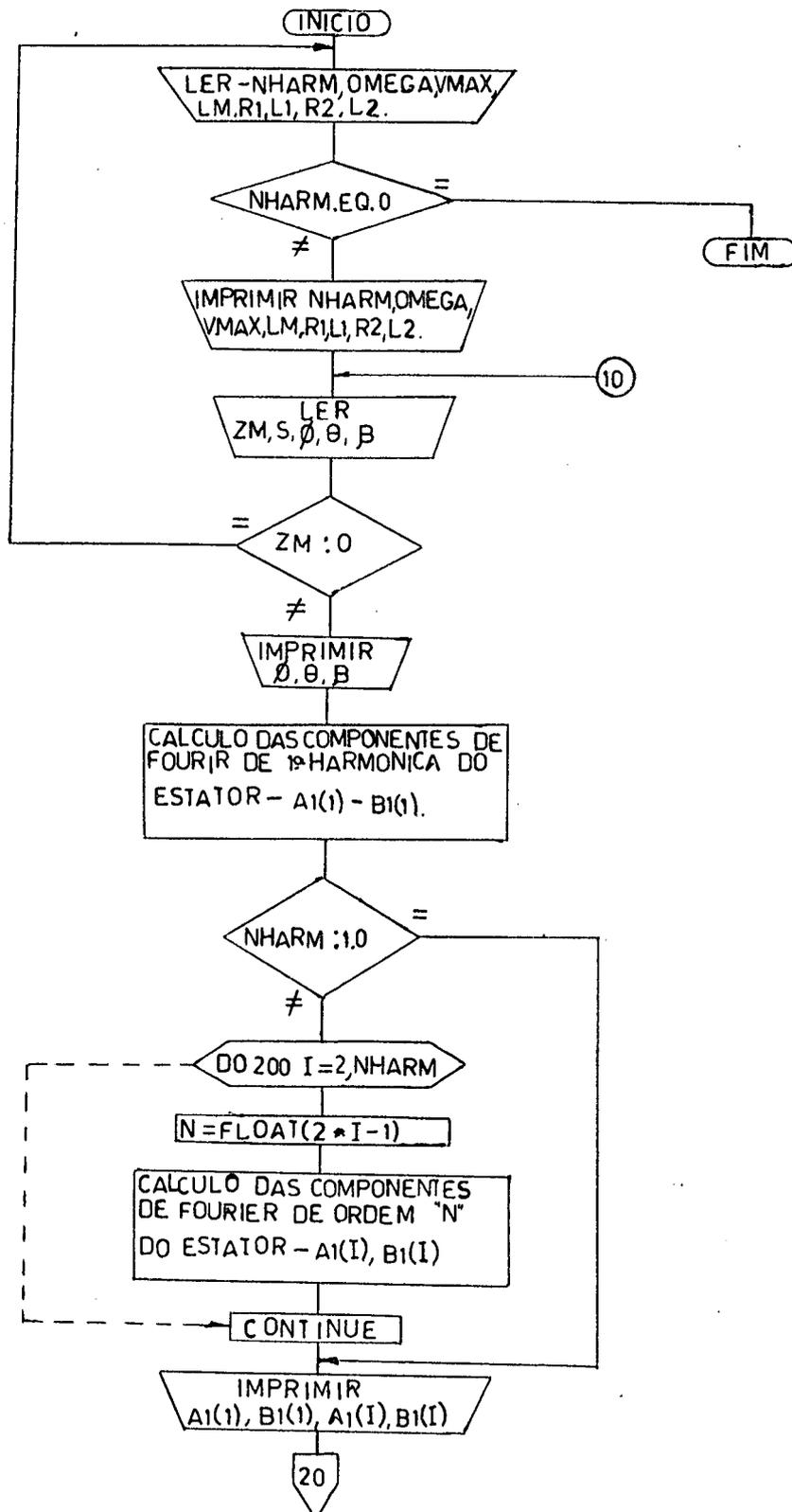
Além do controle de velocidade dos motores de indução trifásicos, os gradadores podem ser vantajosamente empregados em outras técnicas de acionamento nas aplicações industriais, como por exemplo: equipamento para solda, sistema de aquecimento, sistema de iluminação, etc..

O trabalho realizado nos possibilitou testar e implementar um modelo matemático aplicado experimentalmente no laboratório. Os ensaios obtidos com o protótipo estudado e projetado, forneceram, após axaustivos testes, resultados satisfatórios.

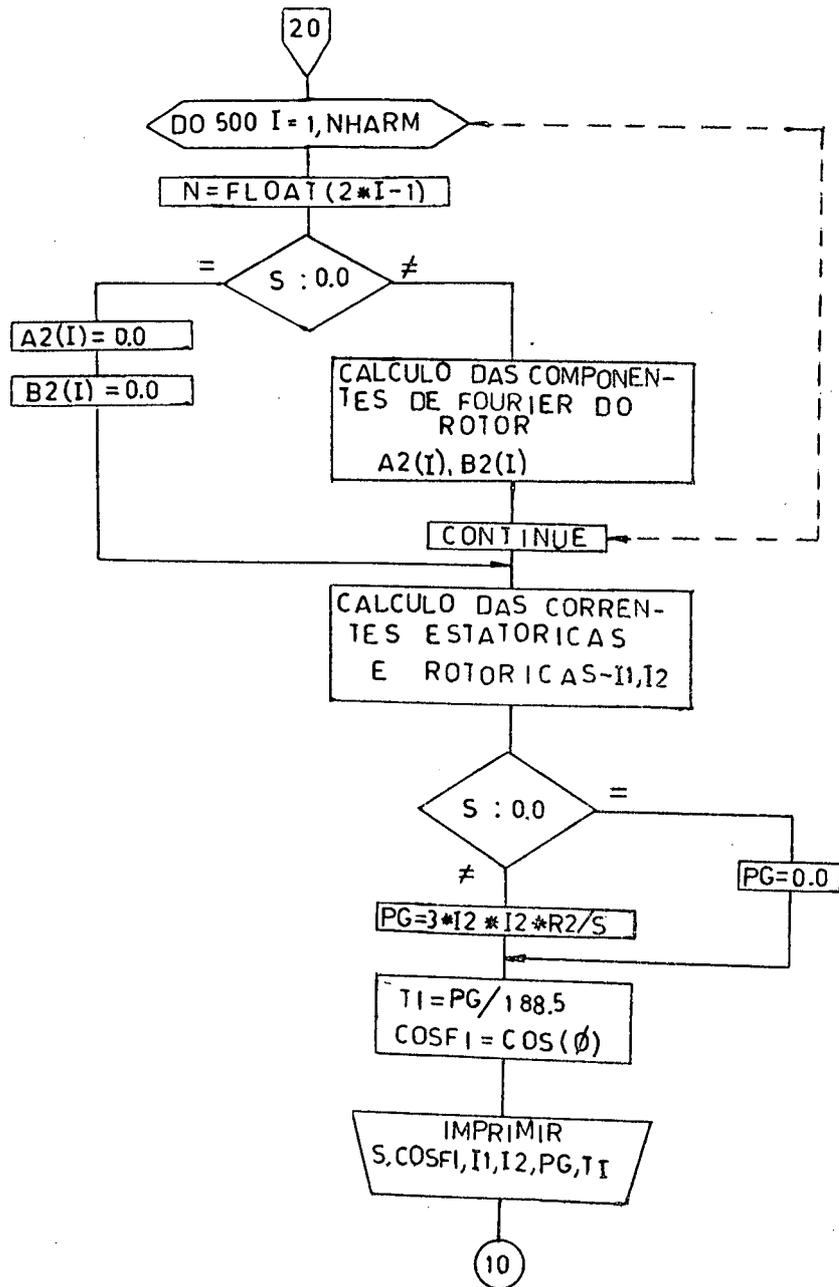
A P Ê N D I C E



a) Fluxograma para determinação do ângulo de extinção num tiristor.



b) Fluxograma para o cálculo das correntes estatóricas, rotóricas, potência e torque num MI30 alimentado por gradador.



REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- /1/ - BLAND, Tony G. - Steady-State Analysis of the Series Resistance-Inductance Circuit with Controlled Switches -1976.
- /2/ - CHAUPRADE, Robert - Commande Electronique des Moteurs à Courant Continu et Alternatif - Paris, Eyrolles, 1975.
- /3/ - CHUTE, George M. & CHUTE, Robert D. - Electronics in Industry - McGraw - Hill Book Company, 1975.
- /4/ - DEWAN, S.B. & STRAUGHEN, A. - Power Semiconductor Circuits A Wiley-Interscience Publication John Wiley & Sons, Toronto, Canadá, 1975.
- /5/ - FERREE, H. et alli - SCR Designers' Handbook Westinghouse, 2ª edição, setembro de 1970.
- /6/ - KUSKO, A. - Solid State de Motor Drives.
- /7/ - MAZDA, F.F. - Thyristor Control. - Newnes-Butterworths, London, 1973.
- /8/ - M. RAMAMOORTY and MARK F.SAMEK, "Steady-State analysis of Phase Controlled Induction Motor with Isolated Neutral", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, pp. 178-184, May 1976.
- /9/ - M. RAMAMOORTY and B.I.LANGO, "Steady-State analysis of thyristor controlled three phase induction motors using state space techniques", IEEE transactions PAS, pp. 1165-1173, 1974.
- /10/ - SHEPHERD, Willian "Steady-State analysis of the series resistance-inductance circuit controlled by silicon controlled rectifiers, "IEEE Transactions on Industry and General Applications, pp. 259-265, 1965.

/11/ - WAIT, John V. - Introduction to Operational Amplifier
Theory and Applications - McGraw-Hill Kogkuska, 1975.