

04.04.90

IVAN EDUARDO CHABU

Engenheiro Eletricista, Escola Politécnica da USP, 1978

MODELO DE REGULADORES DE TENSÃO

TIPO INDUÇÃO

Dissertação apresentada à  
Escola Politécnica da  
Universidade de São Paulo  
para obtenção do título  
de Mestre em Engenharia  
Elétrica

Orientador: Prof. Dr. AURIO GILBERTO FALCONE

São Paulo, 1989

FD.1101

## RESUMO

Este trabalho tem por objetivo apresentar o desenvolvimento de circuitos equivalentes que representam com fidelidade o funcionamento dos reguladores de tensão do tipo indução.

Tal equipamento, embora de ampla utilização dentro da técnica, não é estudado pormenorizadamente na literatura disponível. Este fato, somado a uma série de dados experimentais que vimos coletando desde 1984 com características bastante peculiares dos reguladores de indução, nos levaram a pesquisar um modelo que descrevesse teoricamente o comportamento dos mesmos.

No capítulo 1 é feita uma descrição geral dos reguladores de indução, com seu princípio de funcionamento, construção e suas aplicações típicas, inclusive seu uso como indutor variável, que até onde conhecemos, é uma aplicação inédita.

Nos capítulos 2 e 3 são desenvolvidas as equações gerais e deduzidos os circuitos equivalentes para os reguladores de indução trifásicos e monofásicos respectivamente. O método utilizado é o da análise tensorial para os casos gerais, além de um método simplificado para o estudo do regulador trifásico, que foi o primeiro obtido e posteriormente confirmado pela análise tensorial.

Nos capítulos 4 e 5 são apresentados diversos resultados experimentais para reguladores de indução e feita uma comparação com a previsão teórica, com discussão dos resultados e dos erros obtidos.

ABSTRACT

The objective of this work is to present the development of equivalent circuits that will represent with fidelity the operation of induction regulators.

Such equipment, although widely utilized in the technique, is not described with detail in the available literature. This fact, added to a series of experimental data that have been collected since 1984 with some interesting characteristics about induction regulators, conducted to the research into a model that theoretically describes the manner that it works.

In chapter 1 a general description of the induction regulator is performed, with basic principles, construction and typical applications, including its use as a variable inductor, that until we know is an unpublished application.

In chapters 2 and 3 are developed the general equations and from them deduced the equivalent circuits for the induction regulators, respectively for the three-phase and the single-phase models. Tensor calculus is the method utilised for the general study and for the three-phase induction regulators a simplified method is the first utilised and later confirmed by the tensorial analysis.

In chapters 4 and 5, are presented many experimental data about induction regulators and then a comparison is made between these data and theoretical calculations, followed by discussion on the results and errors obtained.

## AGRADECIMENTOS

Queremos aqui expressar nossos agradecimentos a todos aqueles que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho. Em particular, agradecemos:

- Ao Prof. Dr. Aurio Gilberto Falcone, nosso orientador, cuja conduta profissional, acadêmica e como pessoa humana sempre foi um exemplo a nos referenciar.
- A Equacional Elétrica e Mecânica Ltda, na pessoa de seus diretores, pelo apoio recebido no desenvolvimento e utilização de equipamentos para realização da parte experimental deste trabalho.
- Ao Sr. Kenhiti Kumassaka, técnico de extrema competência, a quem devemos muito no início de nossa carreira profissional, e que, de nosso conhecimento, primeiro teve a intuição de utilizar o regulador de indução como indutor variável.
- Aos engenheiros Antonio Luis Gomes, Marcelo G. Falcone e Roberto Citrini pelas sugestões, críticas e discussões na fase final deste trabalho.

- As Sras. Maria Julia Pinheiro, Helena M. Fukuqauchi e Avani Rudzevicius e ao Sr. Regivan de Oliveira pela presteza e boa vontade sem as quais este trabalho não seria entregue dentro do prazo.
  
- A Maria de Fátima Abrantes, minha esposa, sem cujo apoio e dedicação esta dissertação nunca teria chegado ao seu término. A ela e a nosso filho Daniel, ofereço este trabalho.

## ÍNDICE

### CAPÍTULO 1 - ASPECTOS GERAIS DO REGULADOR DE INDUÇÃO

1.1 - Introdução.....	1
1.2 - Construção e funcionamento do regulador de indução....	4
1.3 - Diagrama fasorial do regulador de indução trifásico...	7
1.4 - Conexões do regulador de indução trifásico simples....	9
1.5 - Regulador de indução duplo - Conexões.....	12
1.6 - Regulador de indução monofásico.....	14
1.7 - Aplicações dos reguladores de indução.....	17

### CAPÍTULO 2 - ESTUDO DO REGULADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

2.1 - Introdução.....	23
2.2 - Modelo simplificado direto.....	25
2.3 - Equações a partir da análise tensorial.....	32
2.4 - Impedância de curto circuito.....	41
2.5 - Circuito equivalente do regulador de indução.....	43
2.6 - Comportamento do regulador de indução trifásico como indutor variável.....	48

CAPÍTULO 3 - ESTUDO DO REGULADOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

3.1 - Introdução..... 53

3.2 - O regulador monofásico isolador..... 64

3.3 - Equações a partir da análise tensorial..... 59

3.4 - Impedância de curto circuito..... 64

3.5 - Circuito equivalente do regulador isolador..... 72

3.6 - O regulador monofásico como auto-transformador..... 76

3.7 - Impedância de curto circuito..... 80

3.8 - Circuito equivalente do regulador como auto  
transformador..... 87

3.9 - Comportamento do regulador monofásico como indutor  
variável..... 91

CAPÍTULO 4 - COMPROVAÇÃO EXPERIMENTAL

4.1 - Introdução..... 99

4.2 - Montagem experimental e equipamento utilizado..... 100

4.3 - Resultados obtidos para o regulador de indução  
trifásico..... 108

4.4 - Resultados obtidos para o regulador de indução  
monofásico..... 113

CAPÍTULO 5 - RESULTADOS FINAIS E CONCLUSÕES

5.1 - Introdução.....	123
5.2 - Comparação entre resultados <u>teóricos e experimentais</u> ..	124
5.3 - Considerações finais.....	146
<u>BIBLIOGRAFIA</u> .....	150



LISTA DE SÍMBOLOS

- a, b : relação de transformação
- $E_1, E_2$  : força eletromotriz (primário, secundário)
- $v_1, v_2$  : tensão nos terminais (primário e secundário)
- $v_p, v_s$  : tensão nos terminais (entrada e saída)
- $v_c, v_3$  : tensão no enrolamento de compensação
- $v_a, v_b$  : tensão nos enrolamentos do circuito primitivo  
(primário e secundário)
- $v_n$  : tensor de tensões primitivo
- $v_\lambda$  : tensor de tensões real
- $v_\lambda'$  : tensor de tensões transformado
- $i^1, i^2$  : corrente nos enrolamentos (primário e secundário)
- $i^p, i^s$  : correntes de entrada e saída
- $i^c, i^3$  : corrente no enrolamento de compensação
- $I_L$  : corrente de linha
- $i_0$  : corrente do ramo magnetizante
- $i^a, i^b$  : corrente nos enrolamentos do circuito primitivo
- $i^n$  : tensor de correntes primitivo
- $i^\nu$  : tensor de correntes real
- $i^{\nu'}$  : tensor de correntes transformado
- $r_1, r_a, r_2, r_b$  : resistências dos enrolamentos primário e secundário
- $r_c, r_3$  : resistência do enrolamento de compensação
- $x_1, x_a, x_2, x_b$  : reatância de dispersão (primário e secundário)
- $x_c, x_3$  : reatância de dispersão do enrolamento de compensação

$z_1, z_a, z_2, z_b, z_3, z_c$  : impedância complexa de dispersão

$Z_m$  : impedância complexa de magnetização

$Z_a, Z_b, Z_c$  : impedâncias complexas totais

$M_{ab}, M_{bc}$  : indutância mútua

$Z_{mn}$  : tensor de impedâncias complexas primitivas

$Z_{\mu\nu}$  : tensor de impedâncias complexas real

$Z_{\mu'\nu'}$  : tensor de impedâncias complexas transformada

$C_{\nu}^n, C_{\mu}^m$  : tensor de conexão real-primitivo

$C_{\nu'}^p, C_{\mu'}^q$  : tensor de transformação novo-antigo

$N_1, N_a, N_2, N_b, N_3, N_c$  : número de espiras

$k_{e_1}, k_{e_2}, k_{e_3}$  : fator de enrolamento

$N_{1ef}, N_{2ef}, N_{3ef}$  : número de espiras efetivo

$\omega$  : frequência angular

$\omega_s$  : rotação síncrona

CAPÍTULO 1

ASPECTOS GERAIS DO REGULADOR DE INDUÇÃO

1.1 - Introdução

Os equipamentos e sistemas elétricos, exigem para sua operação a possibilidade de se obter tensões variáveis ou ajustáveis a partir de valores fixos destas, tomados diretamente da rede de alimentação. Existem dentro da técnica diversos dispositivos que cumprem esta função, como os transformadores com comutadores sob carga, transformadores ajustáveis do tipo de escovas que se deslocam ao longo do enrolamento, transformadores de núcleo móvel ou de bobina móvel bem como transformadores fixos alimentados através de conversores CA-CA tiristorizados.

Os transformadores com taps comutáveis tem a desvantagem de variação discreta da tensão, e normalmente em faixas pequenas. Os transformadores com escovas apresentam um ponto extremamente delicado que é o contato entre escova e os condutores, com frequentes problemas de curto circuito entre espiras, desgaste acentuado da escova e baixa capacidade de sobrecarga. Os transformadores com núcleo ou bobina móvel apresentam [20] normalmente faixa de variação pequena, além de um mecanismo complicado de travamento e movimentação do núcleo ou bobina, que frequentemente apresenta problemas de ruídos e vibrações. Os transformadores com conversores estáticos, embora apresentem

larga faixa de variação e dimensões reduzidas, geram uma quantidade de harmônicos muito grande, que além de aumentarem as perdas joule e no ferro do transformador, ainda provocam graves distúrbios na linha de alimentação, principalmente em grandes potências.

O regulador de indução, [14; 23] usualmente reconhecido pela sigla RT, dentre todos é talvez o mais versátil e confiável dispositivo eletromecânico de ajuste ou variação de tensão alternativa. Sua construção permite obter, a partir de uma tensão de alimentação fixa, uma tensão de saída continuamente variável, sem degraus, em faixas que vão desde alguns poucos por cento na configuração de regulador propriamente dito, até faixas que vão do zero até o dobro da tensão de alimentação ou mais. Como não dispõe de peças sujeitas a desgaste ou falhas, como escovas e contatos móveis, oferece grande confiabilidade e grande capacidade de sobrecarga, sendo possível sua execução em potências desde poucos volt-ampères até da ordem de 10 MVA. Outra característica importante é que o regulador de indução não introduz distorções na forma de onda da tensão de saída, nem gera harmônicos para a linha de alimentação, além do que, por ser construído com enrolamentos distribuídos ao longo de um entreferro atua como filtro para a carga, atenuando sensivelmente distúrbios vindos da rede. Este aspecto será objeto de um estudo posterior que se pretende

desenvolver em trabalho futuro envolvendo resposta em frequência e frequências de ressonância dos RT [17; 26].

Como a técnica de execução dos enrolamentos do regulador de indução é a mesma das máquinas rotativas, as tensões máximas de construção situam-se ao redor de 14 KV. Devido à existência de entreferro a potência de magnetização de regulador de indução é relativamente alta quando comparada à de um transformador, chegando até 8% a 12% para os de grande potência, e até 20% a 30% nos pequenos. A impedância de curto circuito do regulador de indução depende de vários fatores, como o tipo de conexão e valor da tensão de saída, entretanto como valor de referência podemos tomar como da ordem de 5% a 7% para os de grande potência e de 12% a 15% para os pequenos.

A fig. 1.1 mostra um corte típico de regulador de indução com resfriamento forçado em ar, e ajuste da tensão de saída motorizado.

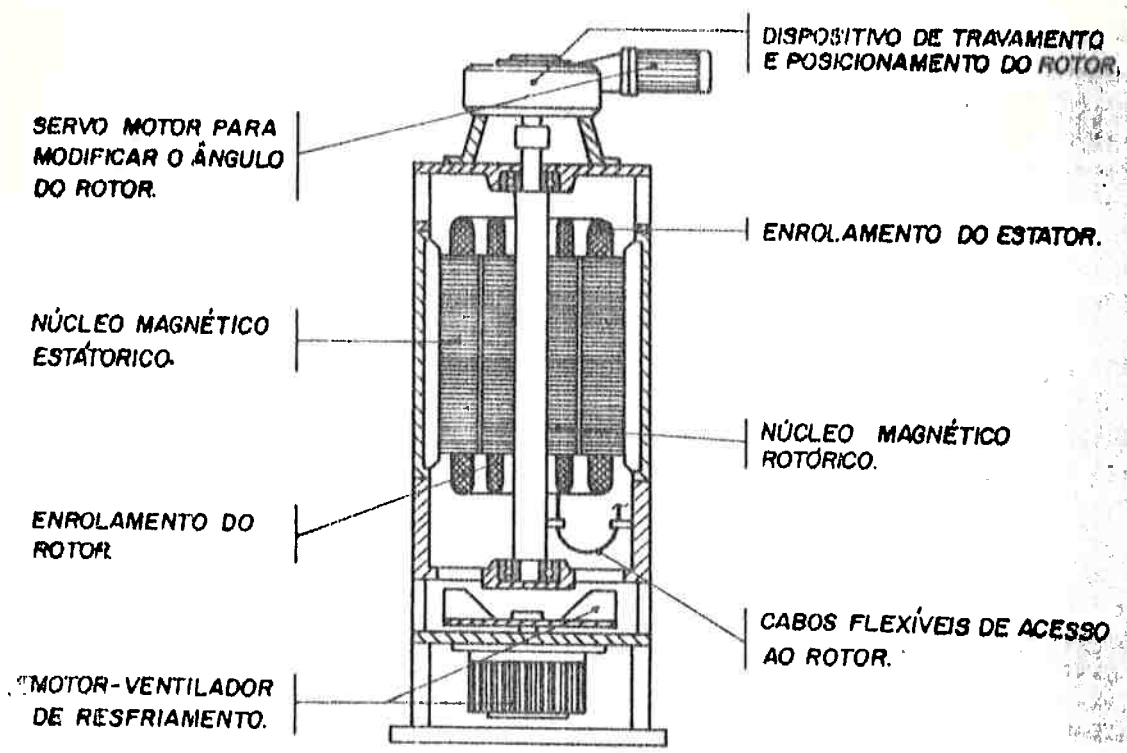


Fig. 1.1 - Desenho esquemático de um regulador de indução

1.2 - Construção e funcionamento do regulador de indução

A construção do regulador de indução é similar à de um motor de indução de rotor bobinado. O enrolamento primário pode ser localizado no rotor ou no estator conforme a conveniência, e fica ligado à linha de alimentação. O secundário, no caso mais comum, fica conectado entre a linha de alimentação e a carga como no auto-transformador (fig. 1.3.a)

No caso do regulador trifásico, ao ser alimentado o enrolamento primário com tensões trifásicas equilibradas estabelece-se no entreferro um campo magnético rotativo que induz no enrolamento secundário tensões trifásicas de módulo constante. O rotor do regulador é mantido fixo por um

sistema mecânico que permita o ajuste da posição relativa entre rotor e estator. Ao se variar esta posição relativa entre primário e secundário, varia-se a fase da tensão induzida no enrolamento secundário. Como este está conectado à linha de alimentação, a tensão induzida no secundário, embora de módulo constante, compõe-se vetorialmente com a tensão primária resultando como consequência numa variação em módulo e fase da tensão de saída do regulador

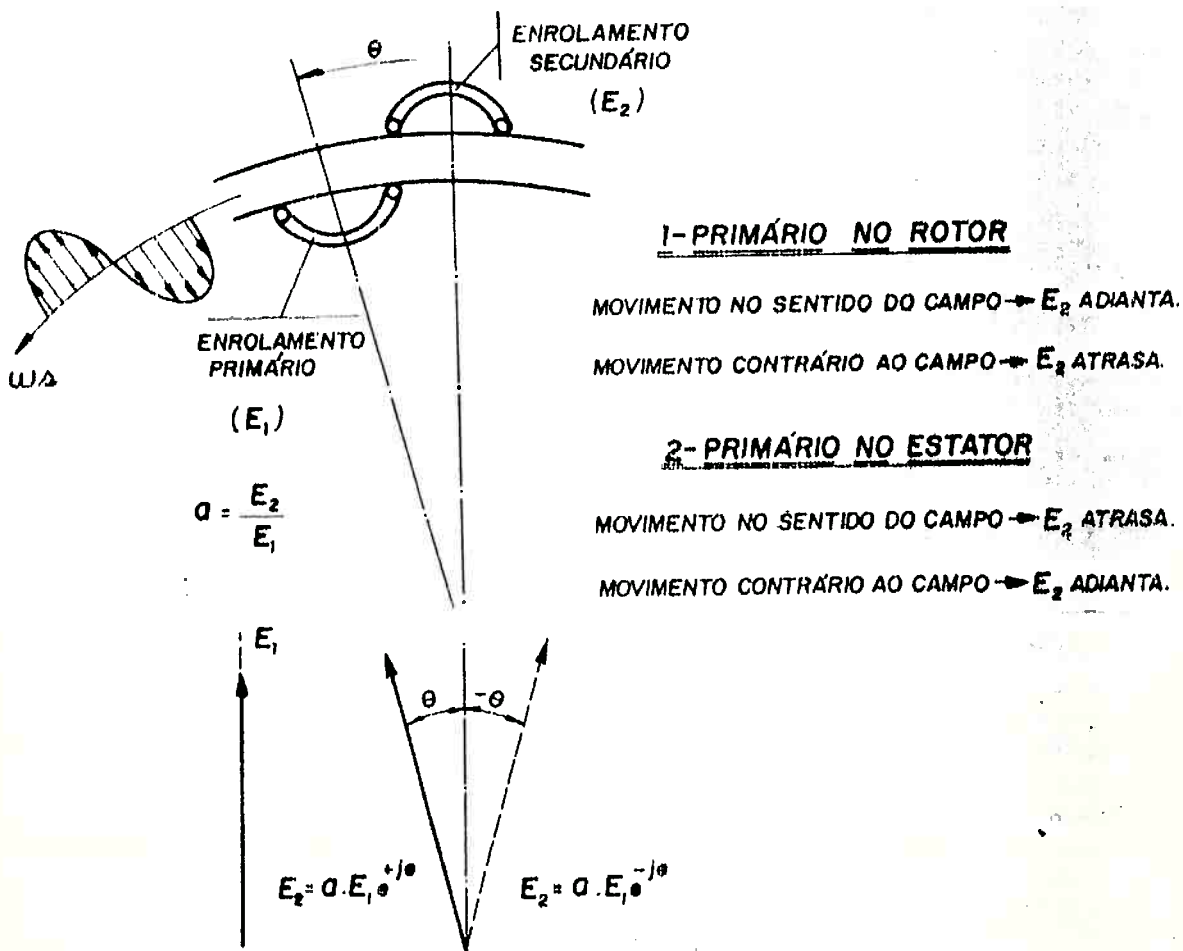


Fig. 1.2 - Variação da fase da tensão induzida no secundário

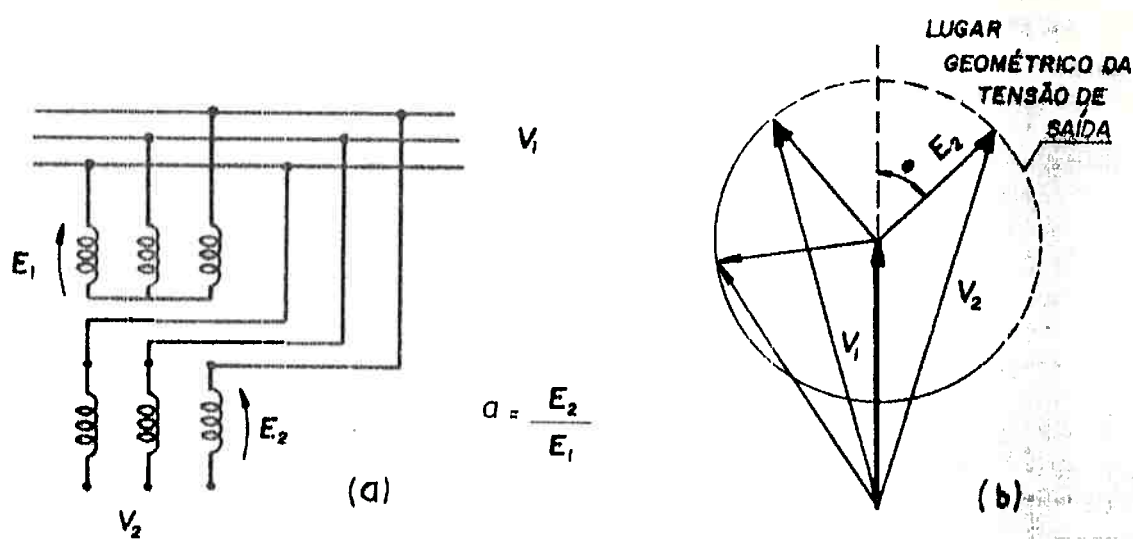


Fig. 1.3 - a) Diagrama de conexões. b) Composição vetorial das tensões primária e secundária

Note-se que a faixa de variação da tensão de saída do regulador de indução só depende da relação de transformação entre primário e secundário e o lugar geométrico da extremidade da tensão de saída é um círculo conforme fig. 1.3b.

A variação máxima de tensão ocorre para um movimento relativo entre primário e secundário de  $180^\circ$  elétricos ou seja, um passo polar da máquina. Sendo a construção mais usual para o regulador de indução a de 4 polos, obtém-se a máxima excursão da tensão de saída para um movimento do rotor em relação ao estator de  $90^\circ$  geométricos. Com isso, devido à pequena amplitude do movimento não há necessidade de uso de anéis coletores e



escovas no rotor, sendo a conexão deste feita por meio de cabos flexíveis.

### 1.3 - Diagrama fasorial do regulador de indução trifásico.

A forma mais simples e mais usual de um regulador de indução trifásico é a de núcleo único ou simples, ligado como auto transformador com o secundário diretamente conectado entre a rede de alimentação e a carga. Como a estrutura magnética do regulador é simétrica, tanto no rotor como no estator, o circuito bem como o diagrama fasorial é representado por fase.

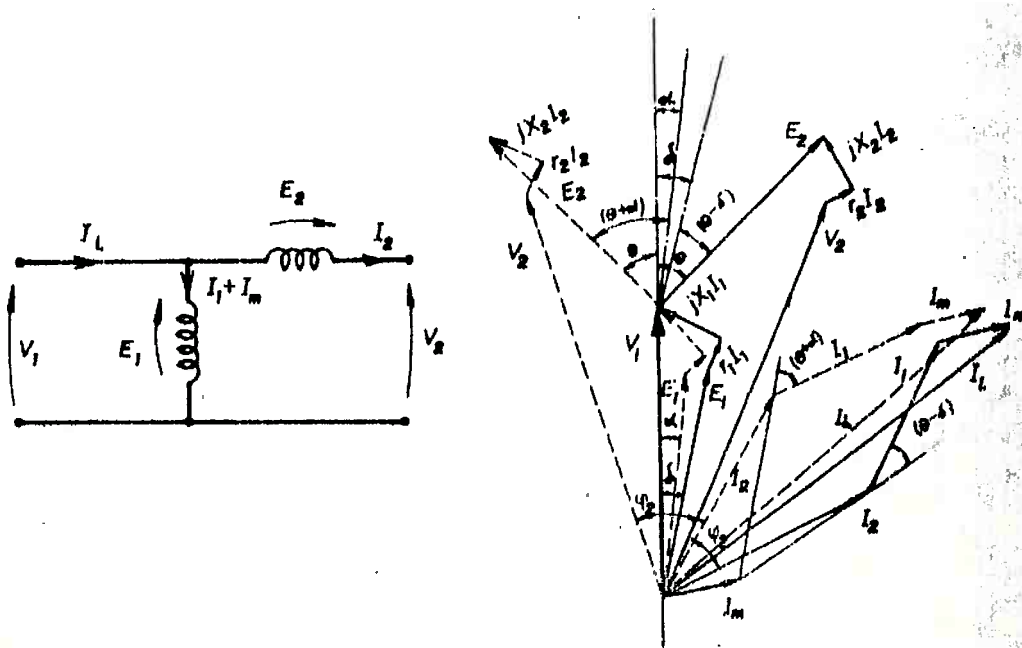


Fig. 1.4 - Diagrama fasorial do regulador de indução trifásico.

A construção do diagrama está baseada no fato de que estando a tensão induzida no enrolamento secundário

atrasada em relação à f.e.m. do enrolamento primário, a corrente deste estará adiantada em relação à corrente secundária e vice-versa. [22; 23].

Tal fato ocorre pois as correntes primárias que resultam da reação às correntes secundárias se dão por equilíbrio de forças magnetomotrizes cuja distribuição senoidal ao longo do entreferro é rotativa. Assim sendo, se por exemplo tivermos um regulador de indução com enrolamento primário localizado no rotor e este sofrer um deslocamento angular  $\theta$  no sentido contrário ao campo girante, a tensão induzida no secundário estará atrasada em relação à f.e.m. primária,  $E_2 = aE_1 e^{-j\theta}$ . Nestas condições, ao circular em correntes pelas 3 fases do enrolamento secundário estas criarão uma distribuição de forças magnetomotrizes rotativa no entreferro e para que haja o equilíbrio dessas f.m.m. com a consequente conservação do fluxo, o enrolamento primário deverá criar também uma distribuição de f.m.m. rotativa que se manterá constantemente em oposição à primeira. Como o enrolamento primário está deslocado no sentido contrário ao campo girante, as correntes deste enrolamento estarão necessariamente adiantadas em relação às do secundário,  $I_1 = aI_2 e^{+j\theta}$ .

Note-se também que se  $E_2$  estiver adiantada em relação a  $E_1$ , obtem-se praticamente a mesma tensão de saída resultante  $V_2$ , aproximadamente a mesma corrente total na

linha de alimentação  $I_L$ , no entanto a corrente do enrolamento primário,  $I_1 + I_m$  será maior agora do que no caso anterior, fato este devido à diferente composição entre a corrente magnetizante  $I_m$  e a corrente refletida do secundário  $I'_2 = I_1$ .

A potência mecânica no eixo do regulador de indução é nula, no entanto existe conjugado que deve ser resistido pelo sistema mecânico de fixação do rotor, e deve ser vencido pelo mesmo para modificar o posicionamento relativo entre primário e secundário e portanto modificar a tensão de saída. O conjugado depende da corrente e do fator de potência da carga, bem como da posição relativa entre primário e secundário [22].

$$C = \frac{m E_2 I_2 \cos \psi_2}{2 \pi n_s}$$

onde:  $m$  - número de fases

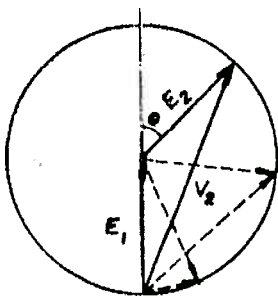
$\psi_2$  - ângulo entre  $E_2$  e  $I_2$ , que é função de  $\theta$

$n_s$  - velocidade síncrona do campo girante.

#### 1.4 - Conexões do regulador de indução trifásico simples

A conexão do regulador trifásico como exposto anteriormente é a mais usual, só alterando-se a relação de transformação "a" para se ampliar ou reduzir a faixa de regulação. Além disso, naquela conexão o regulador não promove isolamento galvânica entre o lado do primário e o lado

do secundário. Serão expostas a seguir as conexões normalmente utilizadas fazendo uso de transformadores intermediários, que além de tornarem o dispositivo dotado de isolamento galvânica ainda adequam o regulador para a melhor condição da utilização.

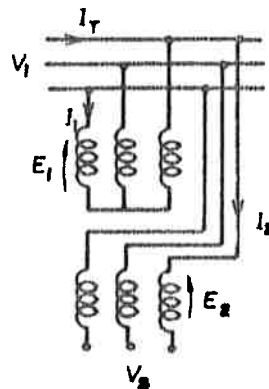


$$a = \frac{E_2}{E_1} = 2 = \frac{I_1}{I_2}$$

$$\text{FAIXA: } \begin{cases} V_2 = 0 (\text{min}) \\ V_2 = 2V_1 (\text{max}) \end{cases}$$

$$S_1 = V_1 I_1 ; S_2 = 2V_1 I_2$$

$$\text{POT. TRANSFERIDA: } S_{tr} = \frac{1}{2} S_2$$



$$a = \frac{E_2}{E_1} = 0,5 = \frac{I_1}{I_2}$$

$$\text{FAIXA: } \begin{cases} V_2 = 0,5V_1 (\text{min}) \\ V_2 = 1,5V_1 (\text{max}) \end{cases}$$

$$S_1 = V_1 I_1 ; S_2 = 1,5V_1 I_2$$

$$\text{POT. TRANSFERIDA: } S_{tr} = \frac{1}{3} S_2$$

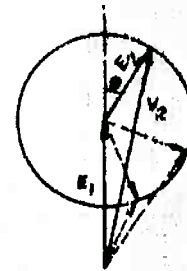


Fig. 1.5 - Potência transferida em função de "a"

Na conexão do regulador como auto transformador uma parte da potência consumida pela carga passa através do campo magnético e é a potência transferida pelo regulador e outra parte passa diretamente pela conexão elétrica entre a

carça e a rede de alimentação. Assim, como ilustra a fig. 1.5 a potência transferida, que é o que determina o dimensionamento do regulador, é dada por:

$$S_{tr} = \frac{a}{1+a} \cdot S_2 \quad ; \quad a = \frac{E_2}{E_1}$$

o que significa que para uma dada potência da carga  $S_2$ , quanto menor for a faixa de variação da tensão de saída, tanto menor será a potência transferida e portanto menor será o regulador.

Note-se ainda que o regulador de indução é um equipamento essencialmente a corrente secundária  $I_2$ , constante, visto que é esta que determina o dimensionamento elétrico do regulador. O dimensionamento magnético é determinado pela tensão induzida no enrolamento secundário,  $E_2$ . Assim, para uma determinada potência construtiva por fase do regulador  $S_{tr} = E_2 I_2$ , a máxima potência disponível para a carga será, por fase,  $S_2 = V_2 \cdot I_2$  onde  $V_2 = E_1 + E_2$  será a máxima tensão na carga. A mínima tensão na carga será  $E_1 - E_2$  e conclui-se assim que a condição de utilização ótima do regulador de indução para uma dada faixa de variação é aquela em que a tensão da linha de entrada está no centro da faixa de variação da tensão de saída. Quando isto não ocorre

o regulador fica sub-utilizado, o que se pode corrigir com o uso de transformadores intermediários.

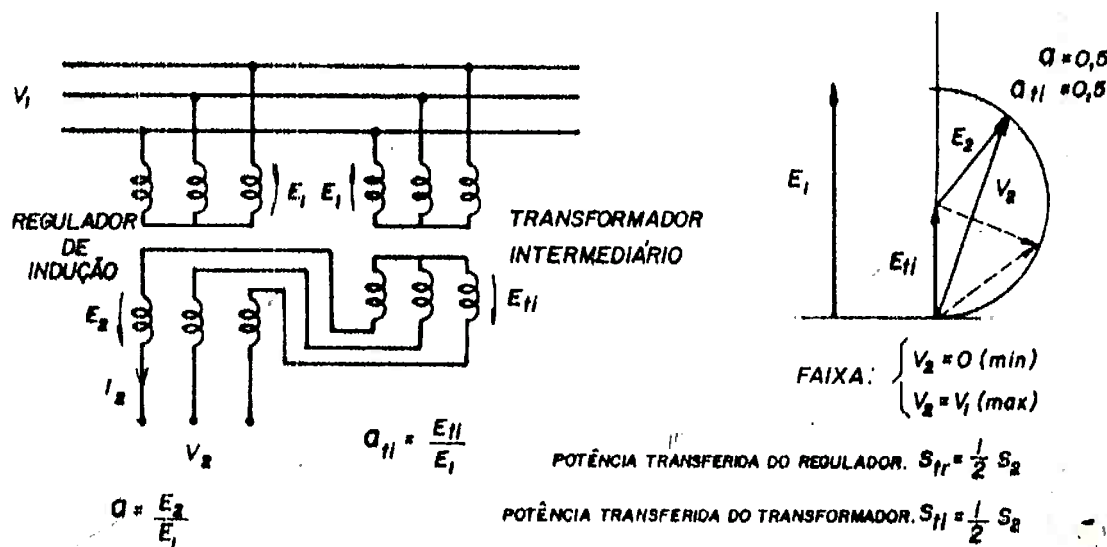


Fig. 1.6 - Regulador de indução com transformador intermediário.

Com este recurso, independentemente da tensão de entrada, injeta-se no secundário do regulador uma tensão cujo valor é o centro da faixa desejada, obtida por meio de um transformador auxiliar, recuperando a condição de utilização ótima do regulador. Além disso, se o transformador auxiliar for isolador, obtém-se isolamento galvânica entre primário e secundário.

### 1.5 - Regulador de indução duplo-conexões usuais

Como foi visto nas seções anteriores o regulador simples apresenta uma diferença de fase entre a tensão de alimentação e a tensão de saída, que é função do valor desta

última (função do ângulo  $\theta$ ). Em algumas aplicações onde esta defasagem não é permitida utiliza-se o regulador de corpo duplo que é constituído por dois reguladores simples com os secundários conectados em série e os primários em paralelo [22]. A configuração mais comum é aquela em que os reguladores tem eixo único e alimentam-se os enrolamentos primários com sequência de fases invertida. Assim, ao se movimentar o eixo, as tensões em cada secundário terão valor constante em módulo, porém o avanço da fase de uma tensão em relação à f.e.m. primária é igual ao atraso de fase da outra, de forma que a resultante tensão de saída permanece em fase com a tensão de entrada.

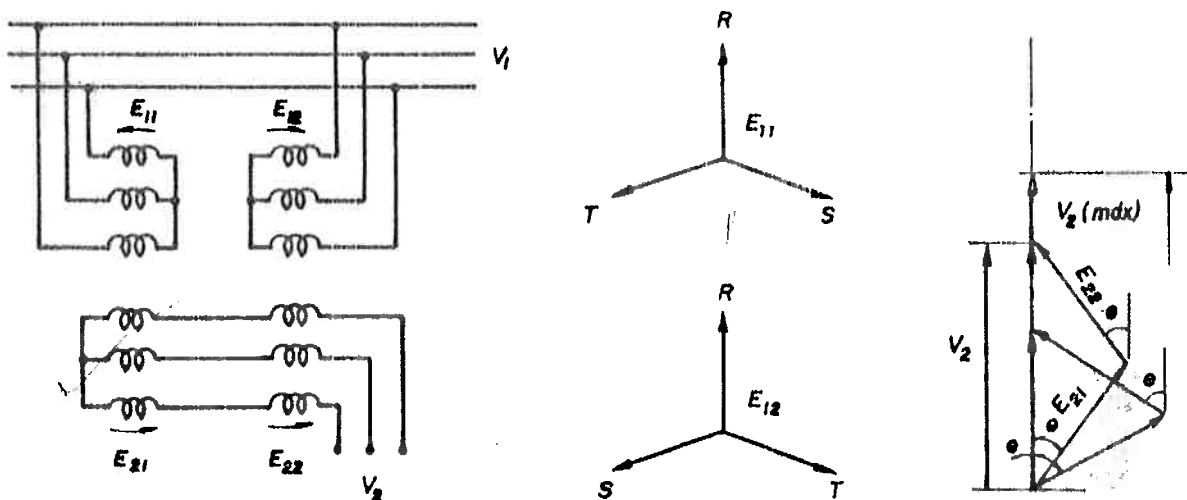


Fig. 1.7 - Regulador de indução duplo.

Na fig. 1.7 vê-se o regulador duplo na configuração de primário e secundário isolados. Pode-se também conectá-lo como auto-transformador, o que dá um melhor aproveitamento do regulador quanto à disponibilidade de potência para a carga. Valem aqui também, as mesmas

considerações já feitas quanto à condição ótima de utilização e a faixa de tensão de saída.

O regulador de indução duplo pode ainda ser executado numa configuração especial, chamado regulador polarizado, [13] onde as tensões induzidas em cada um dos secundários são diferentes. Neste caso a extremidade da tensão resultante de saída descreverá um lugar geométrico em forma de elipse, cuja relação de aspecto pode ser alterada conforme os valores de tensão induzida de cada secundário.

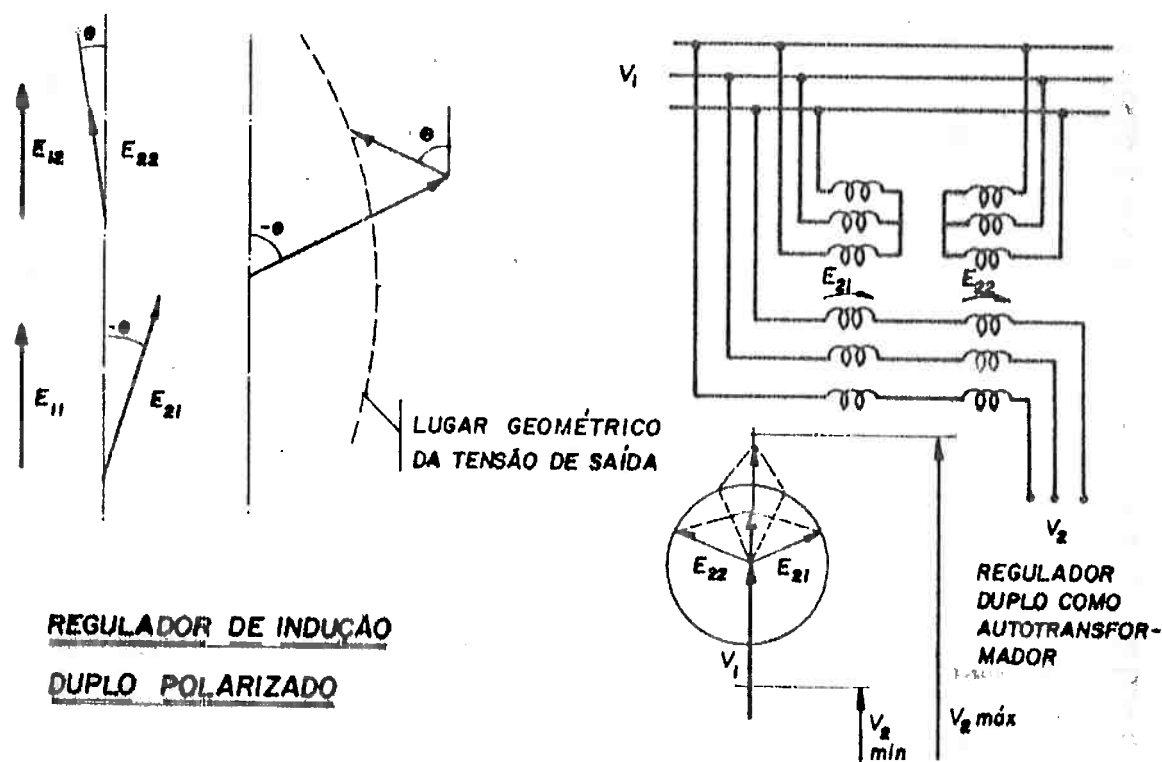


Fig. 1.8 - Regulador duplo em conexões especiais.

### 1.6 - Regulador de indução monofásico

Diferentemente do regulador de indução trifásico, no regulador monofásico não se estabelece campo rotativo,



mas campo magnético pulsante com eixo fixo e alinhado com o enrolamento primário. Assim sendo, variando-se o alinhamento entre este enrolamento e o enrolamento secundário, varia-se a concatenação de fluxo e portanto a tensão induzida. Aqui a tensão secundária tem módulo variável e fase fixa.

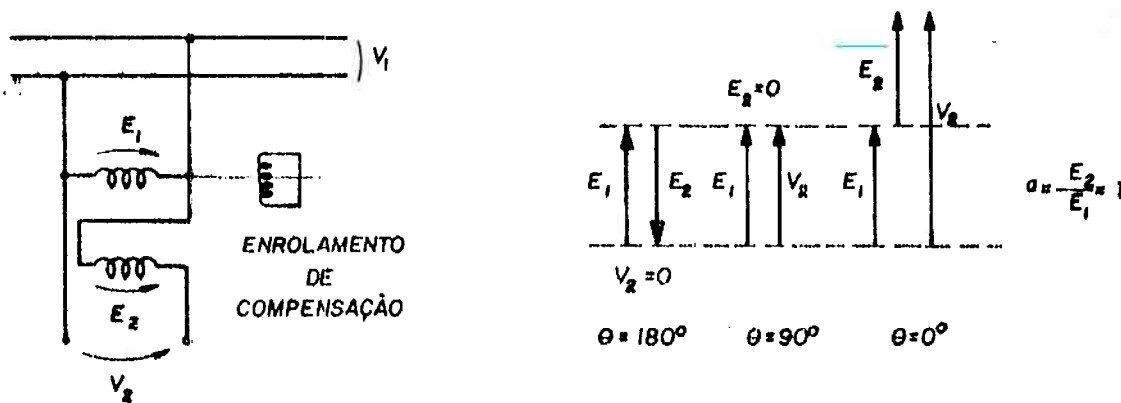


Fig. 1.9 - Regulador de indução monofásico

Na fig. 1.9 é mostrado um esquema básico do regulador monofásico conectado como auto-transformador, onde se vê que a excursão total de tensão de saída ocorre para uma variação da posição relativa entre primário e secundário de  $180^\circ$  elétricos. Valem aqui também as considerações feitas anteriormente quanto à condição de utilização ótima do regulador e da faixa de variação de tensão de saída.

Note-se que como no regulador monofásico ocorre uma variação do módulo da tensão induzida no secundário, obtém-se para a posição de ortogonalidade entre primário e secundário, sempre tensão induzida nula neste último. Isto permite que o regulador monofásico funcione como isolador

sem necessidade de transformador auxiliar e sem necessidade de uso de corpo duplo, além de sua utilização com uma faixa de tensão de saída desvinculada da tensão primária. Nesta configuração do regulador monofásico como isolador, a máxima excursão da tensão no secundário ocorre para uma variação da posição entre rotor e estator de apenas  $90^\circ$  elétricos, e a potência disponível para a carga é sempre a potência transferida através do campo magnético.

Cabe ressaltar aqui que como existe mudança na posição relativa dos enrolamentos com campo pulsante e não girante, na posição de ortogonalidade ou qualquer outra fora de alinhamento entre primário e secundário não há concatenação completa de fluxo e portanto não há reação de f.m.m. do primário para equilibrar totalmente a f.m.m. do secundário devido à corrente de carga. Com isso o regulador monofásico apresenta uma reatância série muito alta para a carga o que aumenta sobremaneira a regulação da tensão secundária tanto na configuração de isolador como na de auto transformador.

Para corrigir este detalhe, é colocado um terceiro enrolamento fechado em curto circuito e chamado enrolamento de compensação, no mesmo lado em que está alojado o enrolamento primário e ortogonal a este. Assim, qualquer que seja a posição relativa entre primário e secundário haverá equilíbrio de f.m.m. do secundário, seja pelo enrolamento

primário, pelo enrolamento de compensação ou parcialmente por ambos.

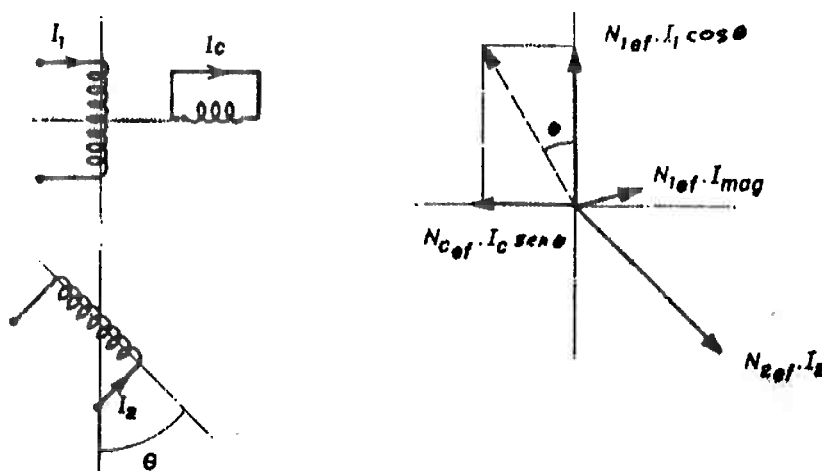


Fig. 1.10 - Efeito do enrolamento de compensação

### 1.7 - Aplicação dos reguladores de indução

A gama de utilização dos reguladores de indução é muito ampla podendo ser utilizado onde quer que haja necessidade de variação de tensão. No entanto seu uso se tornou consagrado naquelas aplicações onde a necessidade de uma regulagem contínua da tensão em amplas faixas e principalmente a grande confiabilidade são fatores imperativos.

Em sistemas de distribuição de energia uma aplicação típica em que se utilizou o regulador de indução foi na regulação de tensão de ramais alimentadores e principalmente no fechamento de sistemas de distribuição em anel com duas alimentações. [4]. Neste caso um regulador trifásico de corpo duplo permite a melhor divisão de carga entre os alimentadores devido à sua capacidade de regulagem

continua sem degraus. Atualmente encontra-se com frequência o regulador de indução dotado de sistema servo-motor e controlador de tensão utilizado para estabilização da tensão de instalações industriais, ou partes destas que sejam dotadas de cargas sensíveis a flutuação da tensão de alimentação, e onde as correções frequentes e de pequena amplitude exigidas inviabilizam o uso de transformadores com taps comutáveis sob carga.

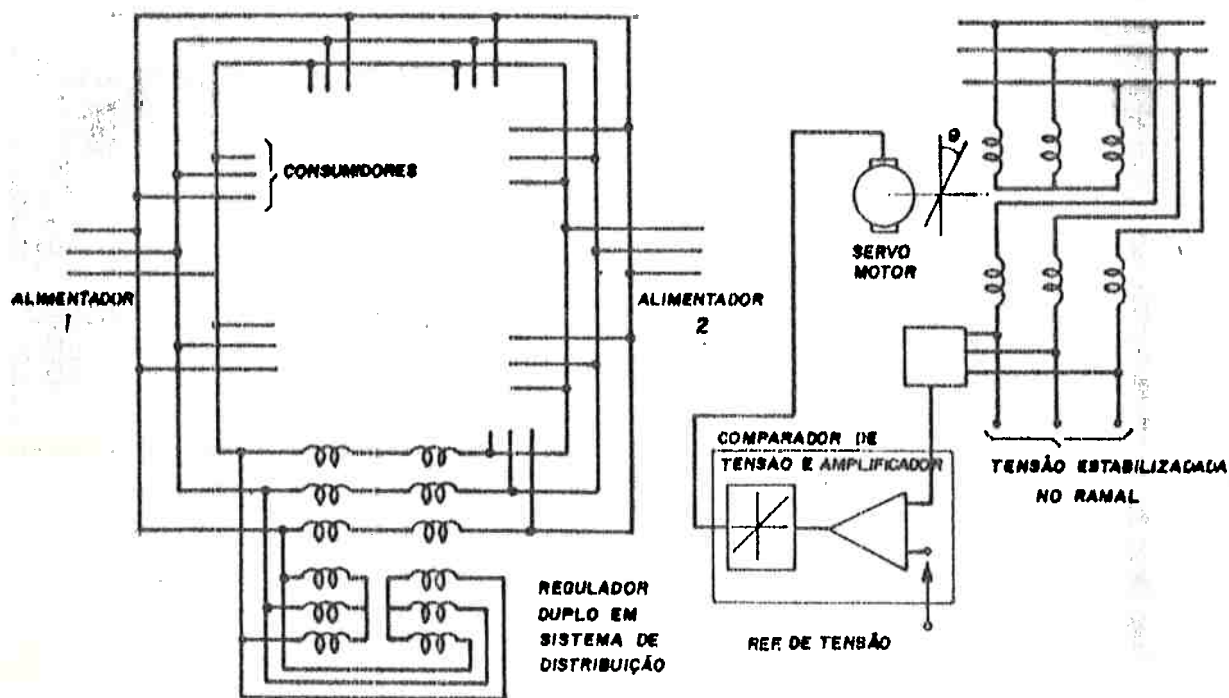


Fig. 1.11 - Regulador de indução utilizado em circuitos alimentadores.

Na técnica de acionamentos com velocidade variável, até o advento dos semicondutores de potência, um tipo de motor largamente empregado foi o motor do comutador de corrente alternada que utilizava a capacidade do

regulador de indução de produzir uma tensão continuamente variável em larga faixa para promover uma variação contínua da velocidade, [25] também em larga faixa. O regulador utilizado era o de corpo duplo polarizado, pois com este se injetava no secundário do motor uma tensão variável com uma pequena componente em quadratura, o que melhora o fator de potência do motor principalmente em baixa velocidade. Atualmente é muito difundido o acionamento de motores de corrente contínua através de um regulador de indução simples e um retificador de diodos não controlado. Tal configuração se constitui numa solução mais simples e mais robusta que os conversores tiristorizados permitindo largas faixas de variação de velocidade e muito boa estabilidade em baixas rotações. Tal solução é amplamente utilizada em máquinas têxteis, máquinas gráficas e em linhas contínuas em geral, como bobinadeiras, trefilas e pequenos laminadores.

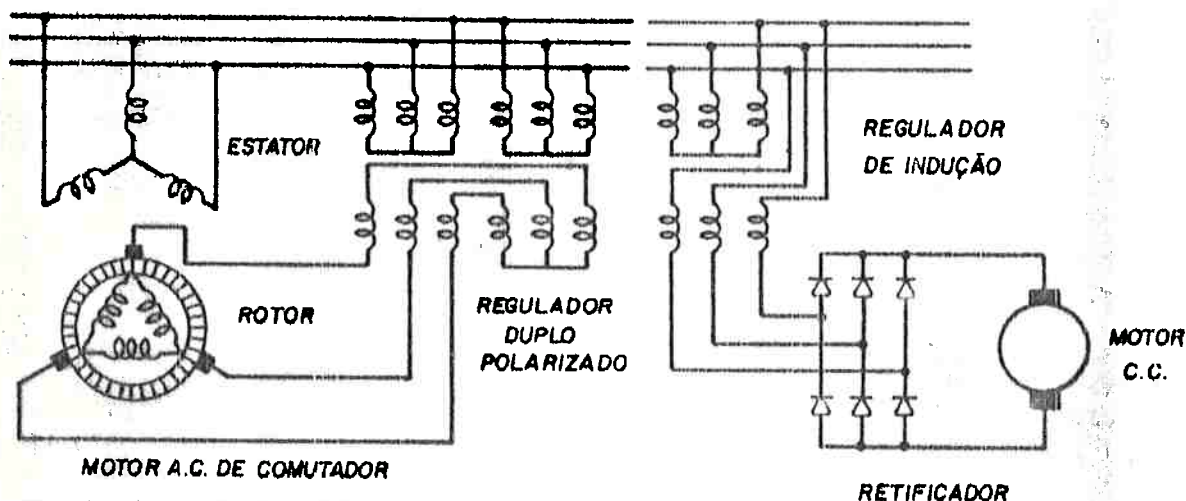


Fig. 1.12 - Regulador de indução utilizado em acionamentos de velocidade variável

Outra aplicação atual muito difundida do regulador de indução é na alimentação de fornos de refino, especialmente na indústria de vidro, devido à possibilidade de ajuste muito fino da tensão e da não introdução de harmônicos na rede de alimentação para grandes potências. Pelas mesmas razões se encontra o regulador de indução aplicado a instalações de eletrólise e gaseificação, onde na saída é conectado um transformador abaixador e banco de retificadores, possibilitando o ajuste de correntes contínuas de grande intensidade.

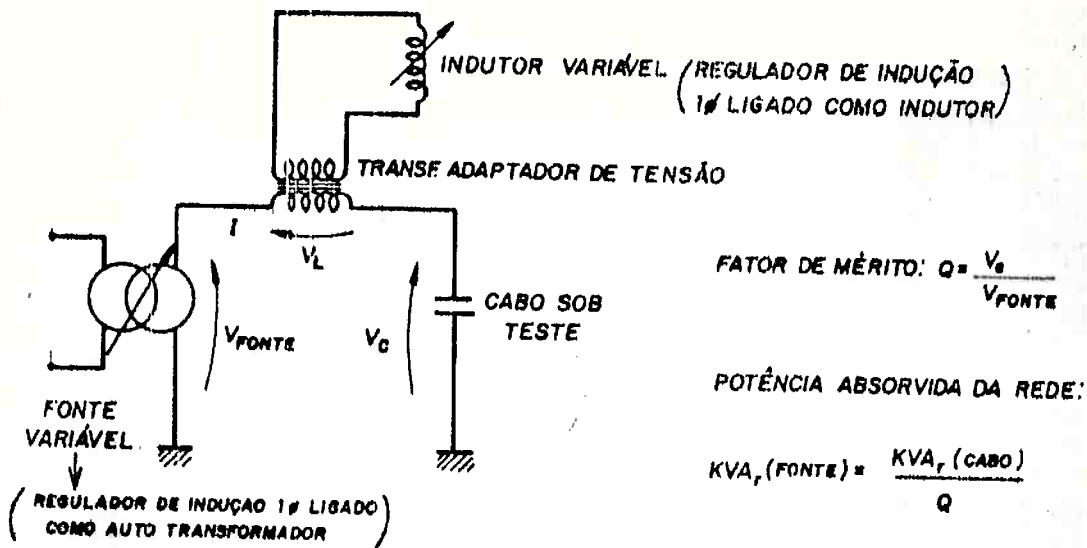
Uma aplicação onde o regulador de indução é amplamente utilizado e é praticamente insubstituível é em laboratórios de ensaios elétricos de máquinas, transformadores e cabos de alta tensão, onde funciona principalmente como fonte de tensão ajustável numa larga faixa e com grande capacidade de sobrecarga.

Numa configuração do regulador de indução trifásico um pouco modificada, onde o primário e secundário são isolados e conectados numa ligação padrão triângulo ou estrela, obtém-se o chamado regulador de fase. [8; 14; 19] Neste, a tensão secundária é fixa e só se varia sua fase em relação à tensão primária, tal dispositivo sendo aplicado no ajuste e calibração de reles que utilizem diferença de fase para funcionar, como reles de fator de potência, reles de

inversão do fluxo de potência e até mesmo para medição do ângulo de fase entre duas grandezas elétricas.

Uma aplicação pouco conhecida que não se encontrou descrita na literatura e é aqui proposta é o uso do regulador de indução como indutor continuamente variável. Deixando-se em aberto o primário e alimentando-se pelo lado do secundário o regulador de indução conectado como autotransformador, este apresenta à fonte uma indutância praticamente pura, com uma reatância indutiva continuamente ajustável numa faixa muito grande, da ordem de 1:30 ou maior. Tal comportamento é muito útil no ensaio de transformadores e principalmente geradores onde se pode fazer com extrema facilidade levantamento de características em carga com fator de potência nulo.

Também como indutor ajustável pode ser utilizado no ensaio de cabos de alta tensão como ressonador, onde devido à possibilidade de ajuste fino da indutância pode-se com um circuito adequado, sintonizá-lo com a capacitância do cabo sob teste, poupando a linha de alimentação de ter que fornecer a totalidade da potência aparente que pode chegar em alguns casos, até da ordem de alguns MVA.



### RESSONÂNCIA SÉRIE

Fig. 1.13 - Regulador de indução utilizado como indutor variável





## CAPÍTULO 2

### ESTUDO DO REGULADOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

#### 2.1 - Introdução

Apesar do regulador de indução ser um equipamento já utilizado há algumas décadas não se encontrou, após exaustiva pesquisa, na bibliografia técnica trabalhos específicos sobre tal equipamento. Apenas um artigo, o de JHA, [13] trata especificamente do regulador como máquina elétrica, e dois outros, como CARR, [4] e SCHWARZ, [25] tratam do mesmo em aplicações particulares. Os livros clássicos de máquinas elétricas, como SAY [24], LIWSCHITZ [16], KOSTENKO [14] e RICHTER [22] dentre outros dedicam ao assunto apenas algumas poucas páginas. As técnicas de execução e de análise, acredita-se, são de domínio dos fabricantes de tal equipamento, que não são mais do que 8 a 10 em todo o mundo.

Como o circuito equivalente é um modelo poderoso e fundamental de qualquer equipamento elétrico, tanto para o projetista como para o usuário, sente-se a necessidade do desenvolvimento de um circuito para uma análise direta do regulador de indução. O artigo de FALCONE & CHABU, [8] apresenta um circuito equivalente simples e preciso criado para esta finalidade.

Será estudado aqui o regulador de indução trifásico simples conectado como auto-transformador visto ser este o modelo mais comumente utilizado.

Devido à conexão direta do enrolamento secundário à rede de alimentação bem como a variação da fase da tensão secundária em relação à primária, os modelos usuais de circuito equivalente de transformadores não se aplicam diretamente. Assim, a primeira abordagem do problema será feita por um processo de inspeção do circuito elétrico do regulador, e derivação das equações e de um circuito equivalente simplificado.

O tratamento geral será feito com a utilização de análise tensorial, de onde se derivam as equações gerais do comportamento do regulador de indução, bem como o circuito equivalente completo.

O estudo pela teoria geral de máquinas elétricas conduz ao circuito real do regulador a partir de um circuito primitivo através de uma transformação de variáveis (tensões e correntes). Como a potência é invariante, a transformação a que se chega é a mesma transformação utilizada na análise tensorial [1].

## 2.2 - Modelo simplificado direto

O objetivo básico aqui é a construção de um circuito aproximado que represente o regulador de indução e a determinação de sua reatância de curto circuito.

Considere-se assim o esquema por fase de um regulador de indução:

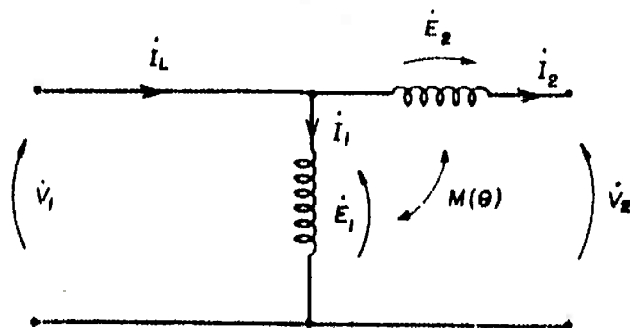


Fig. 2.1 - Esquema por fase de um regulador conectado como autotransformador

Tanto o enrolamento primário como o secundário tem resistência e reatância, sendo:

$r_1, x_1$  : resistência e reatância de dispersão do primário

$r_2, x_2$  : resistência e reatância de dispersão do secundário

$R_p, X_m$  : resistência equivalente de perdas no ferro e reatância de magnetização.

Estes parâmetros serão considerados aqui como aqueles que o regulador apresentaria na ligação como

transformador isolador, ou o que vale dizer, como motor de indução.

Pode-se representar o regulador pelo seguinte circuito elétrico:

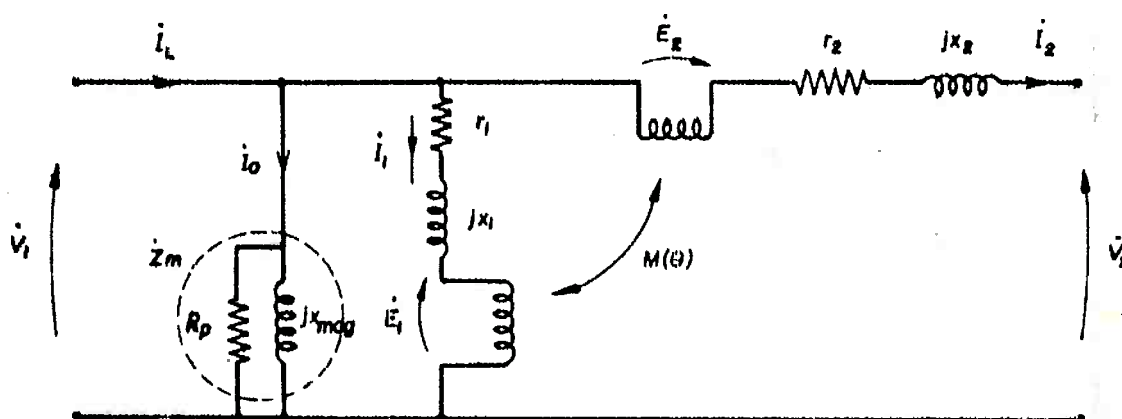


Fig. 2.2 - Circuito elétrico representativo de regulador de indução

A colocação do ramo magnetizante em separado, sem ser afetado pela impedância primária, é uma aproximação que será aqui admitida visto que a execução dos reguladores de indução é usualmente em 4 polos e têm entreferro pequeno, o que resulta em corrente magnetizante relativamente baixa.

Sendo a relação de transformação entre secundário e primário definida por:

$$a = \frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2 K_{e2}}{N_1 K_{e1}} = \frac{N_{2ef}}{N_{1ef}}$$

onde: N - número de espiras por fase

$K_e$  - fator de enrolamento

$N_{ef}$  - número de espiras efetivo

vem:

$$\dot{I}_L = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_0 \quad (2.1)$$

$$\dot{E}_2 = a \cdot e^{j\theta} \dot{E}_1 \quad (2.2)$$

$$\dot{I}_1 = a \cdot e^{j\theta} \dot{I}_2 \quad (2.3)$$

Escrevendo as equações de malha para o circuito da figura 2.2, tem-se:

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + \dot{E}_2 - (r_2 + jx_2) \dot{I}_2$$

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + a e^{j\theta} \dot{E}_1 - (r_2 + jx_2) \dot{I}_2 \quad (2.4)$$

sendo

$$\dot{E}_1 = \dot{V}_1 - (r_1 + jx_1) \dot{I}_1$$

substituindo na equação (2.4) e desenvolvendo,

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + a e^{-j\theta} \dot{V}_1 - a^2 (r_1 + jx_1) \dot{I}_2 - (r_2 + jx_2) \dot{I}_2 \quad (2.5)$$

A expressão acima sugere um circuito equivalente dotado de tensão de entrada  $\dot{V}_1 + a e^{-j\theta} \dot{V}_1$  e impedância total  $(a^2 r_1 + r_2) + j(a^2 x_1 + x_2)$ , que nada mais é do que a reatância

total do regulador visto como transformador isolador referida ao lado do secundário. A corrente referida ao primário é dada diretamente pela equação (2.3) e pode ser representada por uma fonte de corrente vinculada.

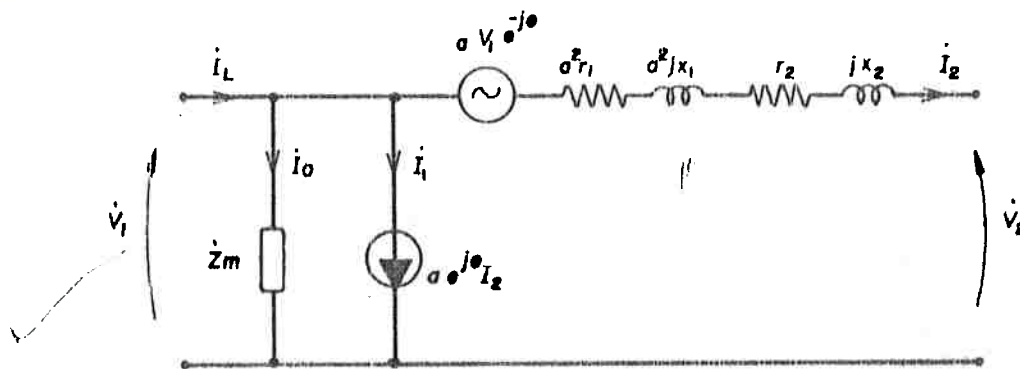


Fig. 2.3 - Circuito equivalente do regulador de indução.

O circuito equivalente da fig. 2.3 descreve o funcionamento do regulador de indução. O diagrama de fasores correspondente pode ser construído como na fig. 2.4.

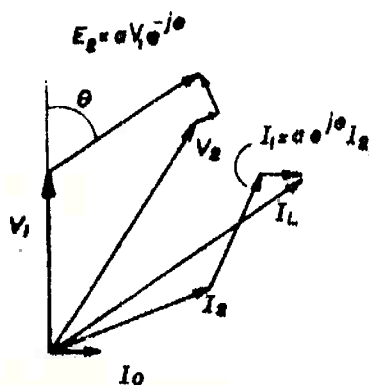


Fig. 2.4 - Diagrama de fasores correspondente ao circuito equivalente do regulador de indução.

Determinando-se agora a impedância de curto circuito vista pela linha de alimentação, vem:

$$\dot{Z}_{cc} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{I}_L}$$

impedância de curto  
vista pela linha

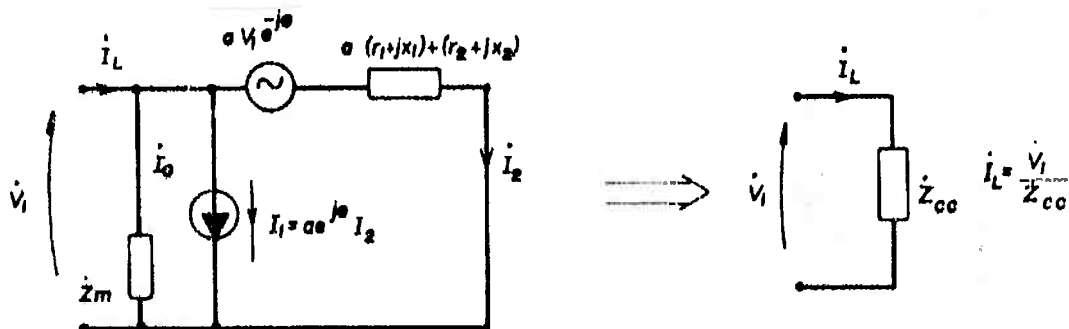


Fig. 2.5 - Impedância equivalente do regulador em curto-circuito.

Da equação (2.5) temos:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_1 + ae^{-j\theta} \dot{V}_1}{a^2(r_1 + jx_1) + (r_2 + jx_2)}$$

da equação (2.3) vem:

$$\dot{I}_1 = ae^{j\theta} \dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_1 + ae^{-j\theta} \dot{V}_1}{a^2(r_1 + jx_1) + (r_2 + jx_2)} \cdot ae^{j\theta}$$

Desprezando-se por ora a corrente do ramo magnetizante,  $I_0$ , deixando para ser considerada no final, vem:

$$\dot{I}_L = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \frac{\dot{V}_1 [1 + a^2 + a(e^{j\theta} + e^{-j\theta})]}{a^2(r_1 + jx_1) + (r_2 + jx_2)}$$

Como  $\frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} = \cos \theta$  vem:

$$\dot{i}_L = \frac{\dot{V}_1 (1 + a^2 + 2a \cos \theta)}{a^2 (r_1 + jx_1) + (r_2 + jx_2)}$$

portanto  $\dot{Z}_{cc} = \frac{a^2 (r_1 + jx_1) + (r_2 + jx_2)}{1 + a^2 + 2a \cos \theta}$  (2.6)

Como na realidade existe ainda a impedância do ramo magnetizante, esta pode ser incorporada à impedância de curto circuito.

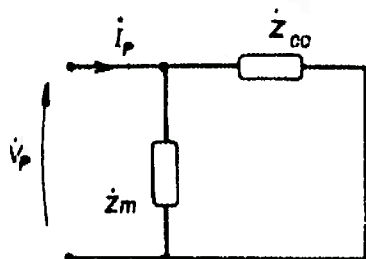


Fig.2.6 - Incorporação do ramo magnetizante à impedância equivalente de curto circuito

chamando

$$r_1 + jx_1 = z_1$$

$$e \quad r_2 + jx_2 = z_2$$

e chamando as grandezas de entrada da linha como grandezas do primário, vem:

$$\dot{Z}_p = \frac{\dot{V}_p}{\dot{i}_p} = \frac{\dot{V}_1}{\dot{i}_L} = \frac{\dot{Z}_m \cdot \dot{Z}_{cc}}{\dot{Z}_m + \dot{Z}_{cc}}$$

ou seja,

$$\dot{Z}_p = \frac{\dot{Z}_m (a^2 z_1 + z_2)}{a^2 z_1 + z_2 + \dot{Z}_m (1 + a^2 + 2a \cos \theta)}$$



Como  $a^2 \cdot z_1 + z_2$  é a impedância de dispersão total referida ao secundário, tem-se:

$$z_{2cc}' = a^2 z_1 + z_2$$

e portanto:

$$Z_p = \frac{Z_m \cdot z_{2cc}'}{z_{2cc}' + Z_m (1 + a^2 + 2 a \cos \theta)} \quad (2.7)$$

Nota-se pela equação (2.7) que a impedância de curto-circuito do regulador de indução vista pela linha é função da posição relativa entre primário e secundário e portanto função da tensão de saída. É mínima para  $\theta = 0^\circ$ , posição de máxima tensão de saída, e máxima para  $\theta = 180^\circ$ , posição de mínima tensão de saída.

A fig. 2.7 a seguir mostra a variação da impedância de curto vista pela linha,  $Z_p$  em função do ângulo " $\theta$ ". Os parâmetros  $z_1 = z_2 = 0,1$  p.u e  $Z_m = 4$  p.u. são valores típicos para reguladores de indução de potência média (aproximadamente entre 100 e 400 KVA)

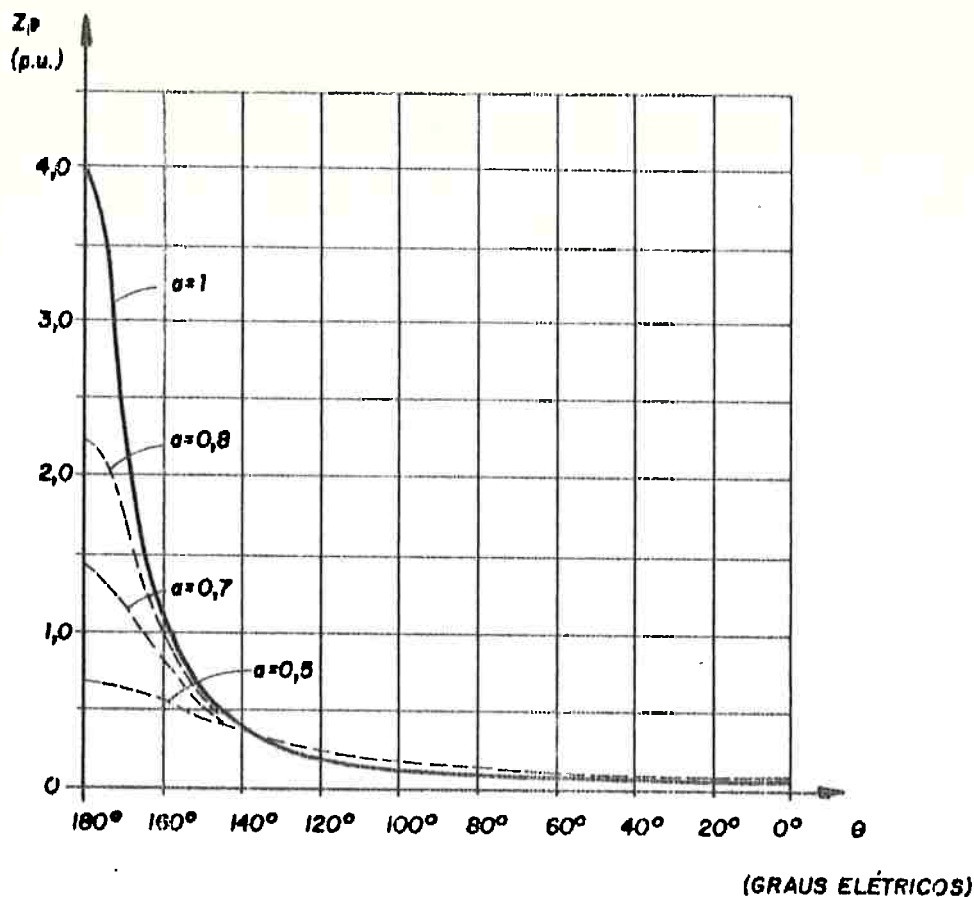


Fig.2.7 - Comportamento da impedância de curto  $Z_p = f(\theta)$

Mais à frente, no capítulo 4, será feita a verificação experimental a fim de comprovar a validade deste circuito equivalente.

### 2.3 - Equações a partir da análise tensorial

O uso da análise tensorial permite uma determinação mais geral das equações representativas do regulador de indução.

A partir das relações entre as variáveis do primário e secundário dos circuitos real e primitivo do regulador, descritos pelos tensores de conexão, determina-se o tensor de impedância do circuito real a partir da tensor

de impedância primitivo [3; 9]. Transformando-se a estrutura de referência de variáveis do primário e secundário para valores de entrada e saída, como um quadripolo, obtém-se as equações referentes ao regulador de indução conectado como auto-transformador.

O regulador de indução será tratado aqui como um transformador, dotado de resistências, indutâncias próprias e mútuas.

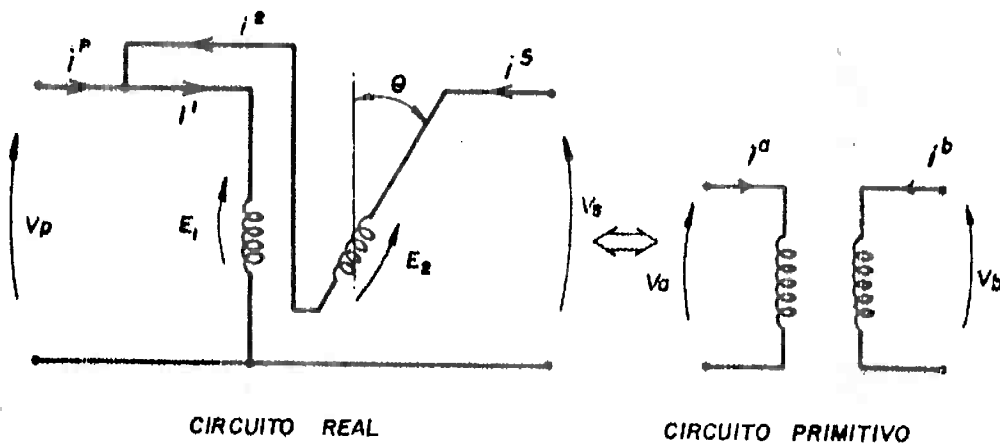


Fig.2.8 - Circuitos real e primitivo por fase do regulador de indução.

A fig. 2.8 mostra os circuitos real, onde o aparecem a interligação como auto-transformador e a fase variável da tensão induzida no secundário e o circuito primitivo, que é a estrutura mais simples do dispositivo em questão.

O tensor de impedância primitiva é dado por:

$$Z_{mn} = \begin{bmatrix} r_a + jX_a & | & j\omega M_{ab} \\ j\omega M_{ab} & | & r_b + jX_b \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Sendo  $a = \frac{N_{2ef}}{N_{1ef}} = \frac{E_2}{E_1}$ , vem que:

$$\begin{aligned} \omega M_{ab} &= a X_m \\ X_a &= x_a + X_m \\ X_b &= x_b + a^2 X_m \end{aligned} \quad (2.9)$$

onde:

$r_a, r_b$ : resistências do primário e secundário respectivamente.

$x_a, x_b$ : reatâncias de dispersão do primário e secundário respectivamente.

$X_m$ : reatância de magnetização do primário.

portanto,

$$Z_{mn} = \begin{bmatrix} r_a + jx_a & | & ja X_m \\ ja X_m & | & r_b + jx_b \end{bmatrix}$$

Por inspeção dos circuitos real e primitivo da fig.2.8, determina-se o tensor de conexão entre eles.

Variáveis do circuito primitivo (a,b)	Variáveis do circuito real (1,2)
$i^a$	$i^1$
$i^b$	$i^2 e^{j\theta}$

onde :

$i^a$  ,  $i^b$  : Correntes primária e secundária do circuito primitivo

$i^1$  ,  $i^2$  : correntes primária e secundária do circuito real.

Sendo a equação tensorial de conexão dada por:

$$i^n = C_{\gamma}^n \cdot i^{\gamma} \quad (2.10)$$

onde o índice "n" refere-se às variáveis primitivas (a,b) e o índice "γ" refere-se às variáveis reais (1; 2)

têm-se:

$$\begin{bmatrix} i^a \\ i^b \end{bmatrix} = C_{\gamma}^n \cdot \begin{bmatrix} i^1 \\ i^2 \end{bmatrix}$$

e portanto:

$$C_{\gamma}^n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{bmatrix}$$

cujo conjugado transposto é:

$$C_{\mu}^{m*} = {}^{\mu} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix}$$

Da análise tensorial [9] demonstra-se que, de posse do tensor de impedâncias primitivo e do tensor de conexão, obtem-se o tensor de impedâncias para o circuito real pela equação:

$$Z_{\mu\nu} = C_{\mu}^{m*} \cdot Z_{mn} C_{\nu}^n \quad (2.11)$$

Assim,

$$Z_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_a + jX_a & jaX_m \\ jaX_m & r_b + jX_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta} \end{bmatrix}$$

Resolvendo-se o produto acima, resulta:

$$Z_{\mu\nu} = {}^{\mu} \begin{bmatrix} r_a + jX_a & jaX_m e^{j\theta} \\ jaX_m e^{-j\theta} & r_b + jX_b \end{bmatrix}^{\nu}$$

Escrevendo-se:

$$\begin{aligned} r_a + jX_a &= Z_a \\ r_b + jX_b &= Z_b \\ jX_m &= Z_m \end{aligned} \quad (2.12)$$

o tensor de impedâncias reduz-se a:

$$Z_{\mu\nu} = {}^{\mu} \begin{bmatrix} Z_a & a Z_m e^{j\theta} \\ a Z_m e^{-j\theta} & Z_b \end{bmatrix}^{\nu} \quad (2.13)$$

Até este ponto obteve-se o tensor de impedâncias por fase do regulador de indução em função de seus parâmetros referentes ao primário e secundário. Note-se que como o regulador é conectado como auto-transformador, a corrente que circula no enrolamento primário tem interesse menor do que aquela que é absorvida da rede de alimentação, que está relacionada ao comportamento global do regulador.

Assim há a necessidade de se passar para uma descrição relacionada com os valores de entrada e saída, como um quadripolo, ao invés da descrição obtida relacionada com os valores de primário e secundário. Será feita então, de acordo com a análise tensorial, uma mudança da estrutura de referência [9; 13].

referência antiga (1;2) ligada às variáveis de primário e secundário	referência nova (p;s) ligada às variáveis de entrada e saída
$i^1$	$i^p + i^s$
$i^2$	$i^s$

onde:

$i^1$  ;  $i^2$  : correntes do enrolamento primário e do enrolamento secundário como já visto.

$i^p$  ;  $i^s$  : correntes de entrada e saída.

A equação de transformação, fica:

$$i^{\nu} = C_{\nu'}^{\nu} i^{\nu'}$$

aplicada ao caso:

$$\begin{bmatrix} i^1 \\ i^2 \end{bmatrix} = C_{\nu'}^{\nu} \begin{bmatrix} i^{\nu'} \\ i^{\nu'} \end{bmatrix}$$

e portanto obtém-se os tensores de transformação

$$C_{\nu'}^{\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

e seu conjugado transposto,

$$C_{\mu'}^{\mu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

O tensor de impedâncias para a nova estrutura de referência fica:

$$Z_{\mu'\nu'} = C_{\mu'}^{\mu} \cdot Z_{\mu\nu} \cdot C_{\nu'}^{\nu} \quad (2.14)$$

Substituindo a equação (2.11) em (2.12) obtém-se:

$$Z_{\mu'\nu'} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_a & a Z_m e^{j\theta} \\ a Z_m e^{-j\theta} & Z_b \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Cujo produto resulta em:

$$Z_{\mu'\nu'} = \begin{bmatrix} Z_a & Z_a + a Z_m e^{j\theta} \\ Z_a + a Z_m e^{-j\theta} & Z_a + Z_b + 2a Z_m \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.15)$$



Os tensores de tensão e corrente para a nova estrutura de referência são dados por:

$$V_{p'} = \begin{bmatrix} V_p \\ V_b \end{bmatrix} ; \quad i^{p'} = \begin{bmatrix} i^p \\ i^b \end{bmatrix}$$

e a equação tensorial que descreve o regulador de indução é:

$$V_{p'} = Z_{p'} i^{p'} \quad (2.16)$$

Resolvendo o sistema de equações acima, resulta:

$$V_p = Z_0 i^p + (Z_0 + \alpha Z_m e^{j\theta}) i^b \quad (2.17)$$

$$V_b = (Z_0 + \alpha Z_m e^{-j\theta}) i^p + (Z_0 + Z_b + 2\alpha Z_m \cos \theta) i^b \quad (2.18)$$

As equações (2.17) e (2.18) descrevem o comportamento completo do regulador de indução trifásico.

Retomando-se as equações (2.9) e (2.12), e incorporando ainda no ramo magnetizante uma resistência equivalente de perdas no ferro de tal forma que  $Z_m = R_m + jX_m$ , obtém-se:

$$Z_0 = r_0 + jx_0 + R_m + jX_m = z_0 + Z_m \quad (2.19)$$

$$Z_b = r_b + jx_b + \alpha^2 R_m + j\alpha^2 X_m = z_b + \alpha^2 Z_m$$

O processo dedutivo através do cálculo tensorial envolve equações complexas e trabalhosas. Por esse motivo os desenvolvimentos intermediários não serão apresentados, visto que, além de desnecessários, o seu acompanhamento seria extremamente cansativo ao leitor. Todas as grandezas consideradas, como tensões, correntes e impedâncias são complexas.

Para o regulador de indução em vazio, substitui-se nas equações (2.17) e (2.18)  $i^s = 0$ , o que resulta:

$$\frac{V_p}{i_p} = Z_0 = z_0 + Z_m \quad (2.20)$$

$$V_s = \left(1 + a \frac{Z_m}{Z_0} e^{-j\theta}\right) V_p = \left(1 + a \frac{Z_m}{z_0 + Z_m} e^{-j\theta}\right) V_p \quad (2.21)$$

A equação (2.20) mostra que a impedância vista pela linha de alimentação com o regulador em vazio é a impedância de magnetização somada à impedância de dispersão primária, o que já era um resultado esperado.

A equação (2.21) mostra que a tensão de saída tem somada à tensão da rede,  $V_p$ , uma componente função do ângulo  $\theta$ , que é justamente a tensão induzida no secundário,

$$E_2 = a \frac{Z_m}{z_0 + Z_m} e^{-j\theta} V_p$$

pois  $z_0 \ll Z_m$ , tem-se:

$$E_2 \approx a e^{-j\theta} V_p \approx a e^{-j\theta} E_1$$

#### 2.4 - Impedância de curto-circuito

Para determinação da impedância de curto-circuito vista pela linha de alimentação, deve-se impor  $v_s = 0$  nas equações (2.17) e (2.18), o que resulta:

$$v_p = Z_o i^p + (Z_a + a Z_m e^{j\theta}) i^s \quad (2.22)$$

$$0 = (Z_o + a Z_m e^{-j\theta}) i^p + (Z_o + Z_b + 2a Z_m \cos \theta) i^s \quad (2.23)$$

Logo,

$$i^s = - \frac{(Z_o + a Z_m e^{-j\theta})}{(Z_o + Z_b + 2a Z_m \cos \theta)} i^p$$

que substituída em (2.22) resulta:

$$\frac{v_p}{i^p} = \frac{Z_o Z_b - a^2 Z_m^2}{Z_o + Z_b + 2a Z_m \cos \theta} \quad (2.24)$$

Substituindo os valores de  $Z_a$  e  $Z_b$  por seus componentes conforme a equação (2.19), resulta para a impedância de curto circuito:

$$Z_p = \frac{v_p}{i^p} = \frac{Z_o Z_b + Z_m Z'_{2cc}}{Z_o + Z_b + Z_m (1 + a^2 + 2a \cos \theta)} \quad (2.25)$$

Observe-se que este resultado é similar ao obtido pelo circuito simplificado, equação (2.7), a diferença ficando por conta da aproximação feita naquele caso onde o ramo magnetizante é colocado em separado. Aqui, como a análise é mais geral esta aproximação não é usada, ficando

implícita na formulação a influência da reatância de dispersão do enrolamento primário sobre o ramo magnetizante.

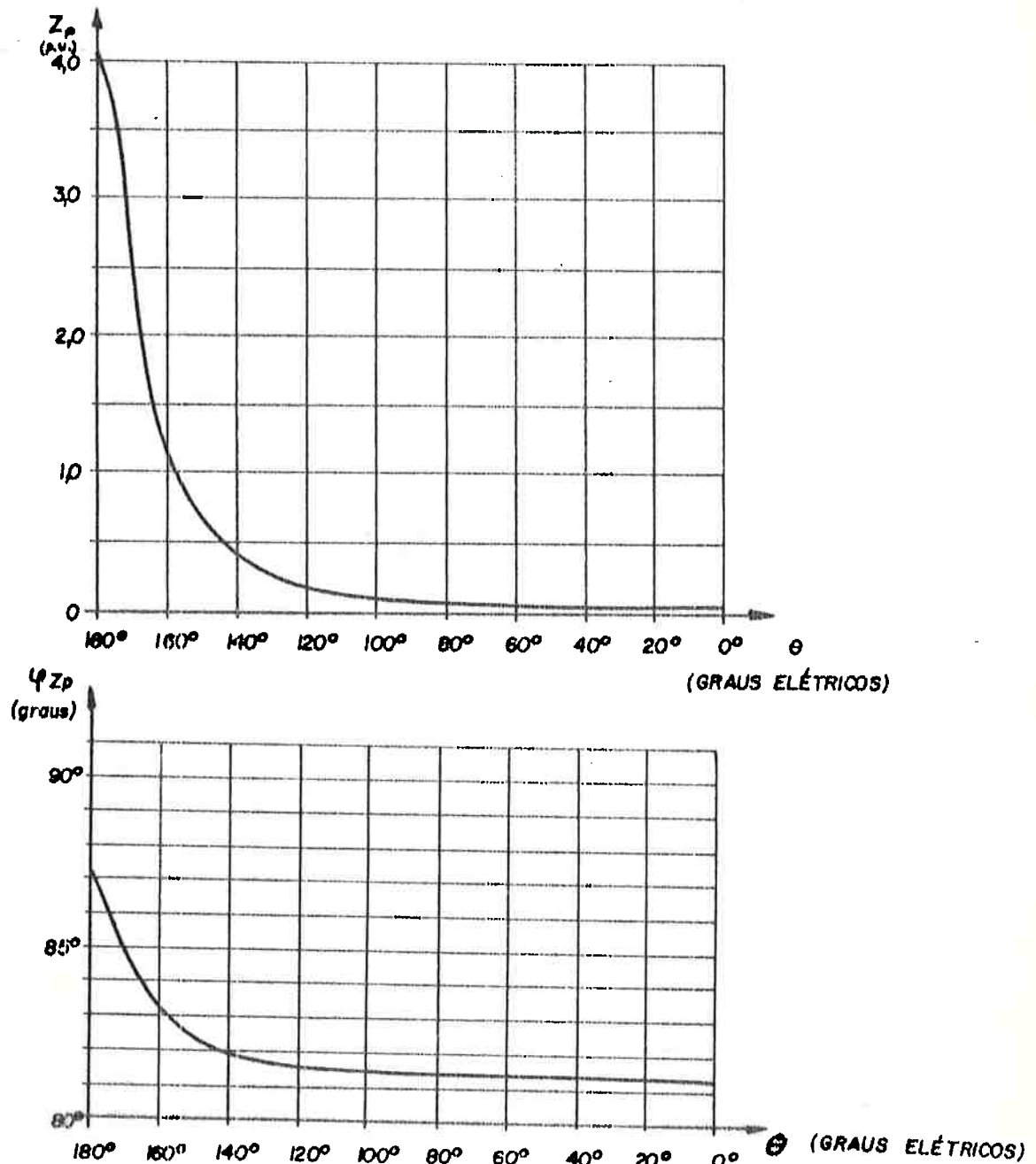


Fig.2.9 - Comportamento do módulo e fase da impedância de curto circuito do regulador de indução em função do ângulo  $\theta$

É interessante observar que para  $a \approx 1$  que é o caso mais comum dos reguladores de indução trifásicos simples, a impedância de curto-circuito apresentada à linha de alimentação varia desde aproximadamente a impedância de magnetização,  $Z_m$ , para  $\theta = 180^\circ$ , até aproximadamente  $1/4$  da impedância do curto como transformador isolador,  $Z'_{2cc}$  para,  $\theta = 0^\circ$ , quando a tensão de saída é máxima.

### 2.5 - Circuito equivalente do regulador de indução

Para obtenção do circuito equivalente, serão manipuladas as equações gerais (2.17) e (2.18) de forma a se obter uma corrente total na entrada bem como uma tensão de saída em função da tensão de alimentação e da corrente de carga. Com isso serão determinadas as fontes e impedâncias equivalentes que constituirão o circuito.

Da equação (2.17), isola-se a corrente de entrada,

$$i_p = \frac{V_p}{Z_0} - \frac{(Z_0 + a Z_m e^{j\theta})}{Z_0} i_s \quad (2.26)$$

Substituindo-se esta última equação na equação (2.18), resulta:

$$V_s = V_p - Z_0 \left(1 + a \frac{Z_m e^{j\theta}}{Z_0}\right) i_s + a \frac{Z_m e^{-j\theta}}{Z_0} V_p - a Z_m e^{-j\theta} \left(1 + a \frac{Z_m e^{j\theta}}{Z_0}\right) i_s + \\ + (Z_0 + Z_b + 2a Z_m \cos \theta) i_s$$

que após simplificação resume-se a:

$$V_s = \left(1 + a \frac{Z_m e^{-j\theta}}{Z_o}\right) \cdot V_p - \left(a^2 \frac{Z_m^2}{Z_o} - Z_b\right) i^s \quad (2.27)$$

É importante lembrar neste ponto, que em toda a formulação feita na análise tensorial aqui apresentada, a convenção de tensões e correntes utilizada foi a convenção de receptor, tanto para o primário como para o secundário.

Para obtenção de um circuito equivalente similar ao conseguido na seção 2.2, é mais prática a utilização da convenção de gerador para o lado do secundário, visto que o regulador é exatamente uma fonte de tensão para a carga, e um receptor de energia para rede de alimentação.

Assim sendo, trocando-se a convenção de corrente do lado da saída, de receptor para gerador, temos como corrente de carga:

$$i^{carga} = -i^s \quad (2.28)$$

Substituindo esta corrente nas equações (2.26) e (2.27), obtém-se:

$$i^p = \frac{V_p}{Z_o} + i^{carga} + a \frac{Z_m e^{j\theta}}{Z_o} \cdot i^{carga} \quad (2.29)$$

$$V_s = V_p + \frac{a Z_m e^{-j\theta}}{Z_0} V_p - \frac{(Z_0 Z_b - a^2 Z_m^2) i_{\text{carga}}}{Z_0} \quad (2.30)$$

As equações (2.29) e (2.30) sugerem a construção de um circuito equivalente com fontes de tensão e corrente vinculadas e uma impedância equivalente conforme mostra a figura 2.10,

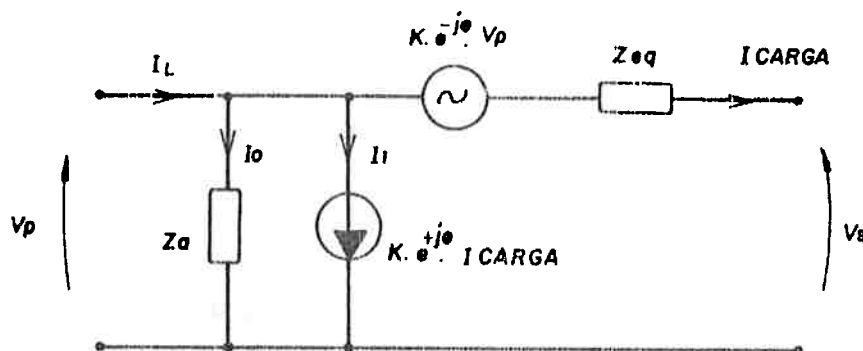


Fig. 2.10 - Circuito equivalente por fase para regulador de indução trifásico.

onde:

$$k = \frac{a Z_m}{Z_0} = \frac{a Z_m}{z_0 + Z_m} \quad (2.31)$$

e

$$Z_{eq} = \frac{Z_0 Z_b - a^2 Z_m^2}{Z_0}, \text{ que substituindo}$$

$Z_a$  e  $Z_b$  por suas componentes da equação (2.19) resulta em:

$$Z_{eq} = \frac{z_0 z_b + Z_m z'_{2,eq}}{z_0 + Z_m} \quad (2.32)$$

Note-se que se  $z_a$  e  $z_b$  forem muito menores que  $Z_m$ , a equação (2.32) se simplifica para  $Z_{eq} \approx z'_{2cc}$ , e  $K \approx a$ , de forma que o circuito coincide com aquele levantado pelo método aproximado da fig. 2.3.

Cabe ressaltar que para uma interpretação mais simples do circuito da fig. 2.10 quando são usados valores por unidade (p.u.) os valores de base da impedância devem ser aqueles referentes aos valores de base do regulador como transformador isolador, ou o que vale dizer, como motor de indução.

Assim, por exemplo, para um regulador típico que tenha parâmetros como transformador isolador  $z_a = z_b = 0,1$  p.u.,  $a=1$ , e  $Z_m = 4$  p.u., resulta:

$$Z_{eq} \approx z'_{2cc} = 0,2 \text{ p.u. (impedância de curto circuito referida ao secundário)}$$

Como os dados em p.u. são tomados com base no regulador isolador, significa que como tal tem-se:

$$E_1 = 1 \text{ p.u. ; } E_2 = 1 \text{ p.u. ;}$$

$$I_2 = 1 \text{ p.u. ; } I_1 = 1 \text{ p.u. ;}$$

$$S_1 = S_2 = 1 \text{ p.u.}$$



Quando ligado como regulador auto-transformador, tem-se:

$$V_p = 1 \text{ p.u.} ; V_s = V_p + E_2 = 2 \text{ p.u.}$$

$$I_L = I_1 + I_2 = 2 \text{ p.u.} ; I_2 = 1 \text{ p.u.}$$

$$S_1 = S_2 = V_p \cdot I_L = V_s \cdot I_2 = 2 \text{ p.u.}$$

Portanto, para uma estimativa da regulação com corrente de carga nominal na posição de  $\theta = 0^\circ$  tem-se

$$I_2 = 1 \text{ p.u.} ; \Delta v = 1 \times 0,2 = 0,2 \text{ p.u.} ; V_s = 1,8 \text{ p.u.}$$

$$\text{Regulação : } R = (2 - 1,8) / 2 = 0,1 \text{ p.u.}$$

Vale ainda notar que para ângulos maiores que  $120^\circ$  e quando  $a \approx 1$ , a corrente absorvida da linha pelo regulador,  $I_L$ , passa a ser menor que as correntes que circulam pelos enrolamentos primário e secundário. Isto posto, nota-se que qualquer proteção contra sobrecarga utilizada, como relés térmicos, disjuntores ou fusíveis serão ineficientes se colocados na linha de alimentação do regulador. Tais dispositivos deverão ser então colocados ou no secundário ou diretamente sensoreando a corrente do enrolamento primário.

Para as outras configurações do regulador de indução trifásico, os circuitos equivalentes são derivados diretamente com o auxílio do circuito já construído para o regulador simples.

Para o regulador com transformador intermediário (fig. 1.6) obtem-se os circuitos equivalentes da fig. 2.11 tanto para o caso com isolação galvânica com transformador intermediário isolador como com autotransformador intermediário.

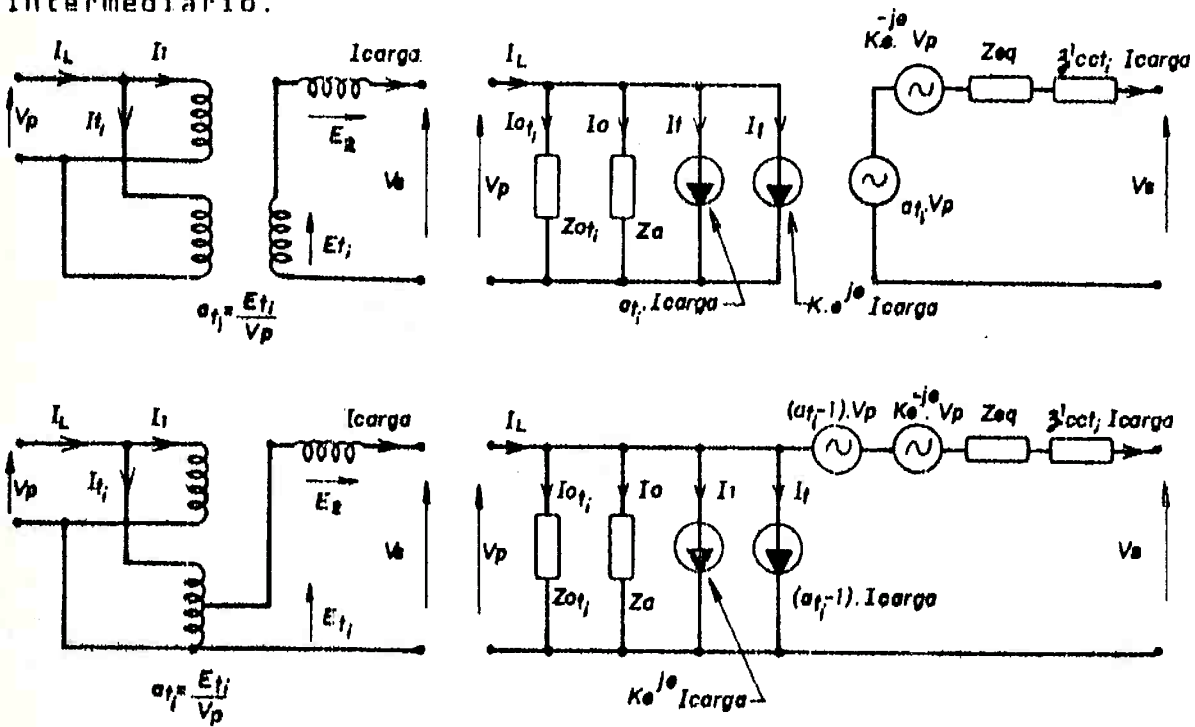


Fig. 2.11 - Circuitos equivalentes por fase para regulador de indução com transformador intermediário.

Para o regulador trifásico de corpo duplo (fig. 1.7), valem os circuitos da fig. 2.11, só que as duas fontes de tensão vinculadas são função do ângulo  $\theta$ , sendo uma delas variando com "+ $\theta$ " e a outra com "- $\theta$ ", o mesmo valendo para as fontes de corrente.

## 2.6 - Comportamento do regulador de indução trifásico como indutor variável.

Conforme descrito na seção 1.7, o regulador de indução trifásico pode funcionar como indutor continuamente variável quando alimentado pelo lado da saída, deixando-se em aberto o lado primário.

Assim, impondo nas equações gerais (2.17) e (2.18)  $i^p = 0$ , vem:

$$V_p = (Z_0 + a Z_m e^{j\theta}) i^s \quad (2.33)$$

$$V_s = (Z_0 + Z_b + 2a Z_m \cos \theta) i^s \quad (2.34)$$

Para alimentação pelo lado secundário, a impedância apresentada à linha é  $v_s / i^s$ ; logo, a impedância variável como indutor fica, (equação 2.34)

$$Z_{ind} = \frac{V_s}{i^s} = Z_0 + Z_b + 2a Z_m \cos \theta$$

Substituindo-se  $Z_a$  e  $Z_b$  por seus componentes conforme equação (2.19), resulta:

$$Z_{ind} = \frac{V_s}{i^s} = z_0 + z_b + Z_m (1 + a^2 + 2a \cos \theta) \quad (2.35)$$

Observe-se neste caso, que a impedância apresentada à fonte varia desde aproximadamente a impedância de curto circuito até 4 vezes a impedância de magnetização.

Na fig. 2.12 é mostrado o andamento  $Z_{ind}$  em função de  $\theta$  para um regulador típico.

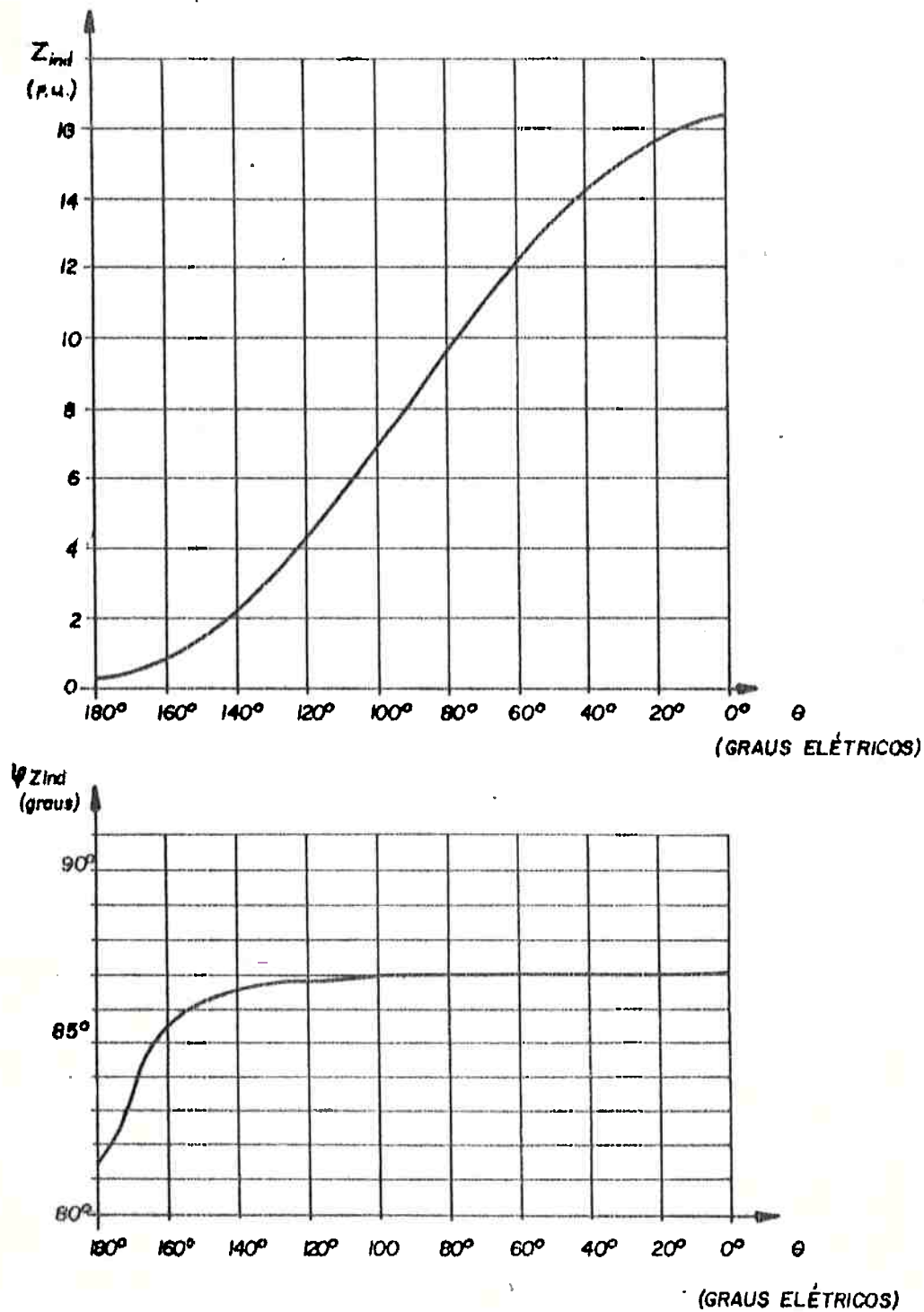


Fig.2.12 - Comportamento do módulo e fase da impedância apresentada à linha para regulador ligado como indutor variável.

Como na ligação de indutor variável os terminais do primário ficam em aberto, é interessante observar o valor da tensão aí resultante para variação do ângulo  $\theta$ .

Fazendo-se o quociente das equações (2.33) e (2.34), obtém-se diretamente a relação  $V_p/V_s$ :

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{Z_a + a Z_m e^{j\theta}}{Z_a + Z_b + 2a Z_m \cos\theta}$$

que após simplificação e substituição dos valores de  $Z_a$  e  $Z_b$  por seus componentes resulta:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{z_a + Z_m(1 + a \cos\theta) + ja Z_m \sin\theta}{z_a + z_b + Z_m(1 + a^2 + 2a \cos\theta)} \quad (2.36)$$

O andamento desta função pode ser visto na fig. 2.13 abaixo.

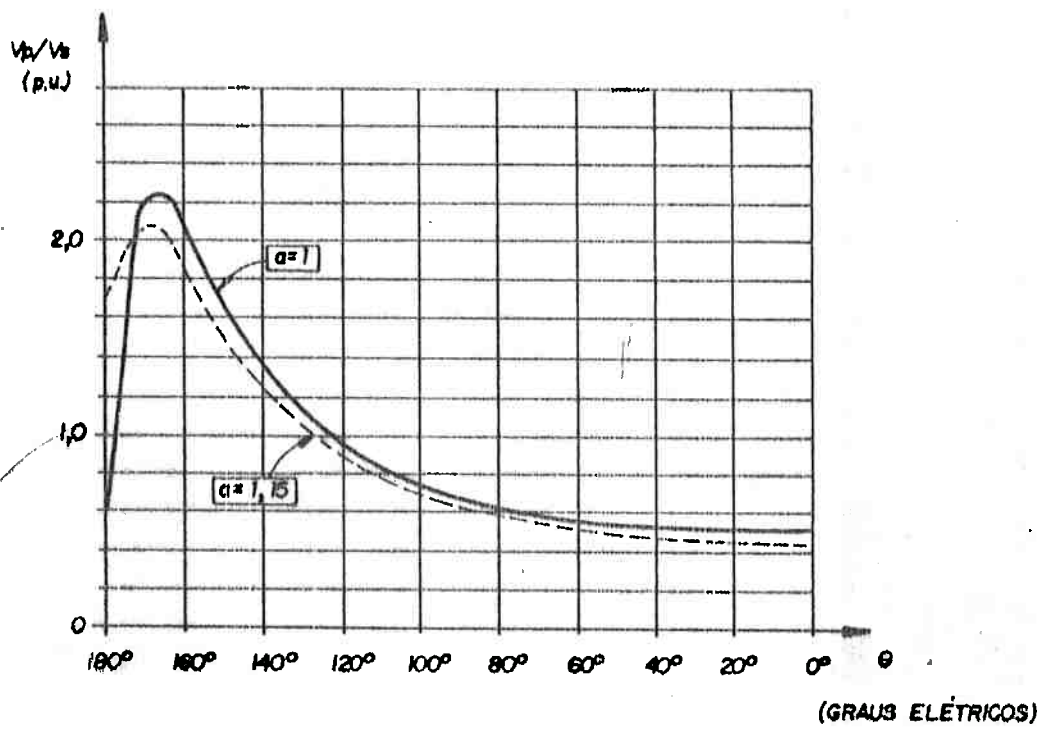


Fig. 2.13 - Andamento da relação  $v_p / v_s$  para regulador utilizado como indutor variável.

## CAPITULO 3

### ESTUDO DO REGULADOR DE INDUÇÃO MONOFÁSICO

#### 3.1 - Introdução

O regulador monofásico é normalmente utilizado de forma individual na alimentação de cargas monofásicas ou como parte de bancos trifásicos onde há necessidade de ajuste individual da tensão de cada fase. As configurações mais usuais são como autotransformador e como isolador.

Aqui a abordagem será feita diretamente pela análise tensorial uma vez que o regulador monofásico é bastante mais complexo para estudar em relação ao trifásico, principalmente devido à existência do enrolamento de compensação.

Será feita uma análise para a configuração de isolador e para a configuração como autotransformador, e para cada uma será visto o comportamento com e sem enrolamento de compensação, bem como a influência deste na configuração de indutor variável.

### 3.2 - O regulador monofásico isolador

Inicialmente será feita uma determinação das indutâncias mútuas dos enrolamentos para então serem aplicadas ao tensor de impedâncias primitivo [7; 10].

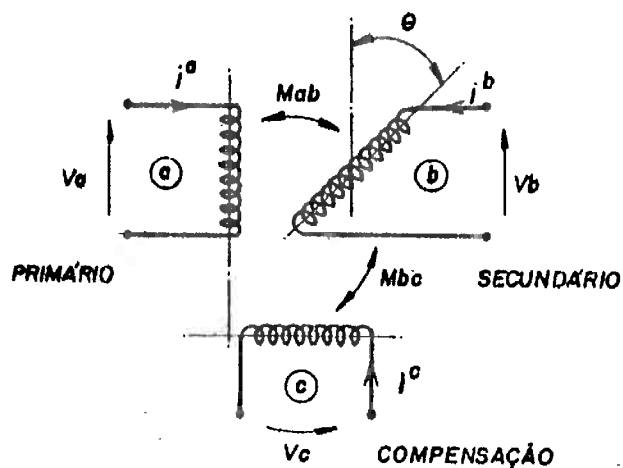


Fig. 3.1 - Enrolamentos do regulador monofásico

Como já descrito o regulador é composto de 3 enrolamentos distintos, primário, secundário e compensação, de forma que este último está sempre em quadratura com o primário, e o secundário tem acoplamento magnético variável tanto com o primário como com o compensação.

Assim sendo existem duas indutâncias mútuas que interessam ao estudo, ou seja, a mútua entre primário e secundário,  $M_{ab}$  e a mútua entre secundário e compensação  $M_{bc}$ . A mútua entre primário e compensação é obviamente sempre nula,  $M_{ac} = 0$ .



- Determinação da  $M_{ab}$ .

Para a determinação da mútua entre primário e secundário, considere-se o seguinte circuito da fig. 3.2, com o secundário alinhado com o primário ( $\theta = 0^\circ$ )

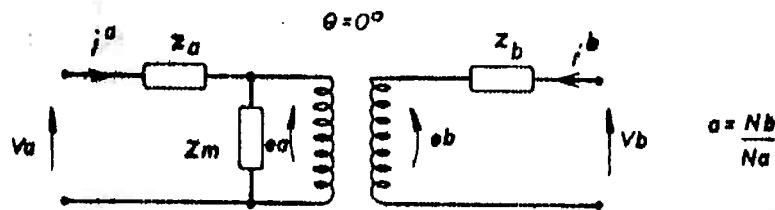


Fig. 3.2 - Circuito para determinação de  $M_{ab}$

onde:  $z_a$  - impedância de dispersão do primário  
 $z_b$  - impedância de dispersão do secundário  
 $Z_m$  - impedância de magnetização do primário

Com a alimentação no lado primário e o secundário aberto resulta:

$$\frac{V_a}{i_a} = Z_o = z_a + Z_m \quad (3.1)$$

$$e_a = V_a - z_o i_a = V_a - z_o \frac{V_a}{Z_o} = V_a \frac{Z_m}{Z_o}$$

assim, 
$$e_b = \alpha e_a = V_a \alpha \frac{Z_m}{Z_o} = V_b \text{ pois } i^b = 0$$

com  $i^b = 0$  resulta: 
$$V_b = j\omega M_{ab} i_a$$

e portanto 
$$j\omega M_{ab} = \alpha Z_{in} \quad (3.2)$$

Alimentando-se agora o circuito da fig. 3.2 pelo lado secundário deixando-se o primário em aberto, resulta:

$$\frac{V_b}{j^b} = Z_b = z_b + Z_{mb} \quad (3.3)$$

onde  $Z_{mb}$  : impedância de magnetização do secundário

tem-se então :

$$e_b = V_b - z_b j^b = V_b \frac{Z_{mb}}{Z_b}$$

$$V_o = e_o = \frac{1}{a} V_b \frac{Z_{mb}}{Z_b}$$

com  $i^a = 0$  , resulta  $V_o = j\omega M_{ob} j^b = j\omega M_{ob} \frac{V_b}{Z_b}$

e portanto  $Z_{mb} = a j\omega M_{ob}$

substituindo a equação (3.2), fica :

$$Z_{mb} = a^2 Z_m \quad (3.4)$$

#### - Determinação de $M_{bc}$

Para este caso, alinha-se o enrolamento secundário com o enrolamento de compensação. ( $\theta = 90^\circ$ )

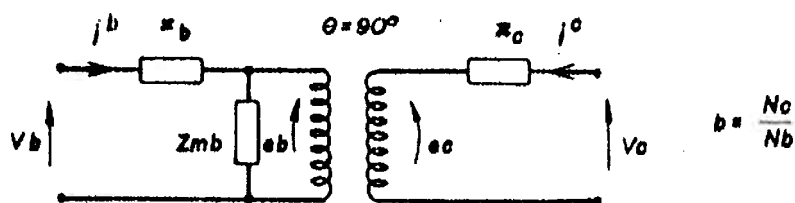


Fig. 3.3 - Circuito para determinação de  $M_{bc}$

Alimentando-se o circuito da fig. 3.3 pelo lado secundário deixando o enrolamento de compensação em aberto,

onde  $z_c$  é a impedância de dispersão deste enrolamento, resulta :

$$\frac{V_b}{i^b} = Z_b = z_b + Z_{mb}$$

e ainda:

$$e_b = V_b - z_b i^b = V_b \frac{Z_{mb}}{Z_b}$$

e

$$e_c = b e_b = b \frac{Z_{mb}}{Z_b} V_b = V_c$$

como  $i^c = 0$  resulta:  $e_c = j\omega M_{bc} i^b = V_c$

e portanto:

$$j\omega M_{bc} = b Z_{mb}$$

e substituindo a equação (3.4) resulta:

$$j\omega M_{bc} = a^2 b Z_m \quad (3.5)$$

Alimentando-se agora o circuito da fig. 3.3 pelo enrolamento de compensação e deixando o secundário em aberto, resulta:

$$\frac{V_c}{i^c} = Z_c = z_c + Z_{mc} \quad (3.6)$$

onde  $Z_{mc}$  : impedância de magnetização do enrolamento de compensação.

Tem-se ainda que:

$$e_c = V_c - z_c i^c = V_c \frac{Z_{mc}}{Z_c}$$

$$e_b = \frac{1}{b} e_c = \frac{1}{b} v_c \frac{Z_{mc}}{Z_c} = v_b$$

como  $i^b = 0$  vem:  $e_b = j\omega M_{bc} i^c = v_b$

e portanto:  $Z_{mc} = b j\omega M_{bc}$

que substituindo a equação (3.5) resulta:

$$Z_{mc} = a^2 b^2 Z_m \quad (3.7)$$

Resumindo-se então as equações (3.1), (3.3), (3.4), (3.6) e (3.7), conclui-se as impedâncias próprias de cada enrolamento:

$$\begin{aligned} Z_a &= z_a + Z_m = r_a + jx_a + R_m + jX_m \\ Z_b &= z_b + a^2 Z_m = r_b + jx_b + a^2 R_m + ja^2 X_m \\ Z_c &= z_c + a^2 b^2 Z_m = r_c + jx_c + a^2 b^2 R_m + ja^2 b^2 X_m \end{aligned} \quad (3.8)$$

as impedâncias mútuas ficam:

$$\begin{aligned} j\omega M_{ab} &= a Z_m \\ j\omega M_{bc} &= a^2 b Z_m \end{aligned} \quad (3.9)$$

Tem-se assim todas as impedâncias próprias e mútuas expressas em termos de suas respectivas impedâncias de dispersão e de uma única impedância de magnetização, a do primário, que é a que efetivamente é considerada no funcionamento do regulador.

### 3.3 - Equações a partir da análise tensorial

Aqui, como no caso trifásico já estudado, será determinado o tensor de impedâncias real a partir do primitivo e dos tensores de conexão. Nesta parte, com o regulador isolador, não será necessária uma mudança na estrutura de referência e as equações obtidas para as variáveis de primário e secundário já são as próprias variáveis de entrada e saída do regulador visto como um quadripolo.

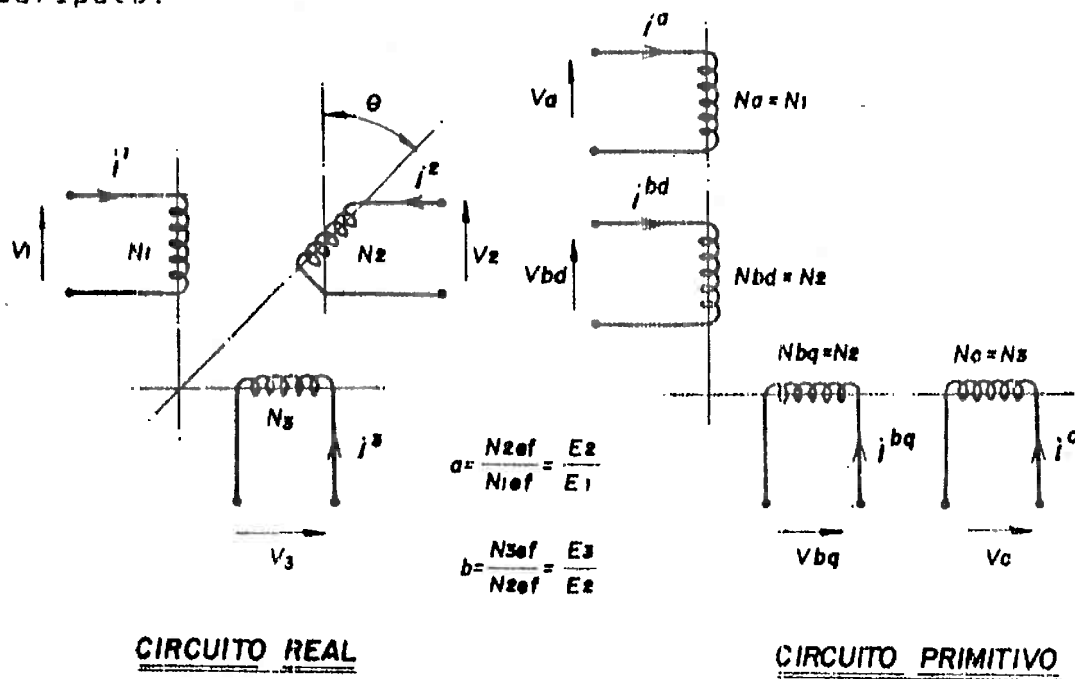


Fig. 3.4 - Circuitos real e primitivo para o regulador monofásico isolador

A equação tensorial que descreve o circuito primitivo é:

$$v_m = Z_{mn} i^n$$

ou seja,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_{bd} \\ V_{bq} \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_a & j\omega M_{abd} & 0 & 0 \\ j\omega M_{bda} & Z_{bd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{bq} & j\omega M_{bqc} \\ 0 & 0 & j\omega M_{cbq} & Z_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_{bd} \\ i_{bq} \\ i_c \end{bmatrix}$$

No circuito primitivo observa-se que os enrolamentos componentes do secundário, dotados do mesmo número de espiras ( $N_{bd} = N_{bq} = N_2$ ) e alojados no mesmo circuito magnético, na verdade apenas simulam o enrolamento secundário real ora alinhado com o primário e ora com o enrolamento de compensação.

Assim sendo, resulta que:

$$Z_{bd} = Z_{bq} = Z_b$$

e também:

$$M_{abd} = M_{bda} = M_{ab}$$

$$\text{e } M_{bqc} = M_{cbq} = M_{bc}$$

tem-se então o tensor de impedâncias primitivo modificado para:

$$Z_{mn} = \begin{bmatrix} Z_a & j\omega M_{ab} & 0 & 0 \\ j\omega M_{ob} & Z_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_b & j\omega M_{bc} \\ 0 & 0 & j\omega M_{bc} & Z_c \end{bmatrix}$$

Substituindo as impedâncias pelas suas expressões da equação (3.9) resulta:

$$Z_{mn} = \begin{matrix} m \\ n \end{matrix} \begin{bmatrix} Z_a & a Z_m & 0 & 0 \\ a Z_m & Z_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_b & a^2 b Z_m \\ 0 & 0 & a^2 b Z_m & Z_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Por inspeção dos circuitos real e primitivo determina-se o tensor de conexão entre eles.

Valores do circuito primitivo ( $i^a$ ; $i^{b_d}$ ; $i^{b_q}$ ; $i^c$ )	Valores do circuito real ( $i^1$ ; $i^2$ ; $i^3$ )
$i^a$	$i^1$
$i^{b_d}$	$i^2 \cos \theta$
$i^{b_q}$	$i^2 \sin \theta$
$i^c$	$i^3$

onde :

$i^a$ ,  $i^{b_d}$ ,  $i^{b_q}$ ,  $i^c$  : correntes no primário, secundário e compensação do circuito primitivo.

$i^1$ ,  $i^2$ ,  $i^3$  : correntes no primário, secundário e compensação do circuito real.

A equação tensorial de conexão dada pela equação (2.10), é:

$$i^x = c^x_y \cdot i^y$$

Logo,

$$\begin{bmatrix} i^0 \\ i^1 \\ i^2 \\ i^3 \end{bmatrix} = c_{\mu}^{\nu} \begin{bmatrix} i^1 \\ i^2 \\ i^3 \end{bmatrix}$$

de onde se conclui:

$$c_{\mu}^{\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & 0 \\ 0 & \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

cujo transposto,  $c_{\mu}^{\nu} = [c_{\nu}^{\mu}]^t$  resulta em:

$$c_{\mu}^{\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

A equação tensorial de transformação do sistema primitivo para o sistema real é dada por:

$$Z_{\mu\nu} = c_{\mu}^m Z_{mn} c_{\nu}^n$$

Resolvendo este produto,

$$Z_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_a & aZ_m & 0 & 0 \\ aZ_m & Z_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_b & a^2bZ_m \\ 0 & 0 & a^2bZ_m & Z_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta & 0 \\ 0 & \sin \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$Z_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} Z_a & aZ_m \cos \theta & 0 \\ aZ_m \cos \theta & Z_b & a^2bZ_m \sin \theta \\ 0 & a^2bZ_m \sin \theta & Z_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$



Sendo a equação do sistema real dada por

$$V_{\mu} = Z_{\mu\nu} \cdot i^{\nu} \quad (3.12)$$

e sendo:

$$V_{\mu} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} ; i^{\nu} = \begin{bmatrix} i^1 \\ i^2 \\ i^3 \end{bmatrix}$$

A solução do sistema da equação (3.12) resulta nas equações gerais de comportamento do regulador de indução monofásico isolador.

$$V_1 = Z_0 i^1 + a Z_m \cos \theta i^2 \quad (3.13)$$

$$V_2 = a Z_m \cos \theta i^1 + Z_b i^2 + a^2 b Z_m \sin \theta i^3 \quad (3.14)$$

$$V_3 = a^2 b Z_m \sin \theta i^2 + Z_c i^3 \quad (3.15)$$

Para o regulador em vazio, tem-se  $i^2 = 0$  o que simplifica as equações acima, tanto para o enrolamento de compensação aberto ( $i^3 = 0$ ) como fechado em curto circuito ( $v_3 = 0$ ).

$$V_1 = Z_0 i^1$$

$$V_2 = a Z_m \cos \theta i^1$$

$$V_3 = 0 ; i^3 = 0$$

Observa-se que em vazio o enrolamento de compensação não tem efeito, qualquer que seja o ângulo  $\theta$ .

A corrente absorvida da linha é a corrente em vazio,

$$i' = \frac{V_1}{Z_0} = \frac{V_1}{z_0 + Z_m}$$

A tensão de saída no secundário fica, em vazio,

$$V_2 = a Z_m \cos \theta \frac{V_1}{Z_0} = a \frac{Z_m}{z_0 + Z_m} \cos \theta V_1$$

e para  $z_0 \ll Z_m$ , tem-se

$$V_2 \approx a \cos \theta V_1$$

onde  $V_2$  excursiona de zero até  $a \cdot V_1$  para  $\theta$  variando de 0 a  $90^\circ$  elétricos.

### 3.4 - Impedância de curto-circuito

Para o regulador monofásico em curto-circuito, temos que  $V_2 = 0$ . Cabe no entanto aqui distinguir dois casos em que as impedâncias de curto-circuito vistas pela linha de alimentação tem um andamento com o ângulo  $\theta$  bastante diferentes, dependendo do enrolamento de compensação.

#### 1º Caso - Enrolamento de compensação aberto

Nestas condições, temos para o curto-circuito  $V_2 = 0$  e  $i^3 = 0$ , o que simplifica as equações gerais (3.13), (3.14) e (3.15) para:

$$V_1 = Z_a i^1 + a Z_m \cos \theta i^2 \quad (3.16)$$

$$0 = a Z_m \cos \theta i^1 + Z_b i^2 \quad (3.17)$$

$$V_3 = a^2 b Z_m \sin \theta i^2 \quad (3.18)$$

Isolando-se  $i^2$  de (3.17) e substituindo na equação (3.16), resulta

$$\frac{V_1}{i^1} = Z_a - \frac{a^2 Z_m^2 \cos^2 \theta}{Z_b}$$

Substituindo na equação acima os componentes de  $Z_a$  e  $Z_b$  dados pela equação (3.8), e fazendo ainda

$$Z'_{zcc} = a^2 Z_a + Z_b \quad \text{Impedância de curto do regulador como transformador, referida ao secundário}$$

Resulta para a impedância de curto circuito apresentada à linha:

$$Z_{cc} = \frac{V_1}{i^1} = \frac{Z_a Z_b + Z_m Z'_{zcc} + a^2 Z_m^2 \sin^2 \theta}{Z_b + a^2 Z_m} \quad (3.19)$$

Para  $z_a, z_b \ll Z_m$ , tem-se aproximadamente então:

$$Z_{cc} \approx Z_{icc} + Z_m \sin^2 \theta$$

onde

$$Z_{icc} = \frac{Z'_{zcc}}{a^2}$$

= impedância de curto do regulador como transformador referida ao primário.

2º caso - Enrolamento de compensação fechado em curto-circuito.

Nestas condições temos  $v_2 = 0$ , e  $v_3 = 0$  e as equações gerais se transformam em:

$$V_1 = Z_a i^1 + a Z_m \cos \theta i^2 \quad (3.20)$$

$$0 = a Z_m \cos \theta i^1 + Z_b i^2 + a^2 b Z_m \sin \theta i^3 \quad (3.21)$$

$$0 = a^2 b Z_m \sin \theta i^2 + Z_c i^3 \quad (3.22)$$

Isolando-se a corrente  $i^3$  da equação (3.22) e substituindo em (3.21), e depois o valor de  $i^2$  desta expressão sendo substituído em (3.20), resulta para a impedância de curto circuito:

$$\frac{V_1}{i^1} = \frac{a^4 b^2 Z_a Z_m^2 \sin^2 \theta - Z_a Z_b Z_c + a^2 Z_m^2 Z_c \cos^2 \theta}{a^4 b^2 Z_m^2 \sin^2 \theta - Z_b Z_c}$$

Substituindo-se então os valores de  $Z_a$ ,  $Z_b$  e  $Z_c$  por aqueles dados pela equação (3.8), resulta:

$$Z_{cc} = \frac{V_1}{i^1} = \frac{z_a z_b + Z_m z'_{zc} + a^2 Z_m^2 \sin^2 \theta + a^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m [z_b (z_a + Z_m) + a^2 z_a Z_m \cos^2 \theta]}{(z_b + a^2 Z_m) \left[1 + a^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m\right] - a^4 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m^2 \sin^2 \theta} \quad (3.23)$$

Algumas considerações importantes devem ser feitas neste ponto, a respeito do enrolamento de compensação. Note-se que a expressão (3.23) não depende diretamente de nenhum parâmetro referente ao enrolamento de compensação, como a

relação "b" ou a impedância de dispersão  $z_c$ , mas apenas do quociente  $b^2 / z_c$ .

Lembrando que:

$$b = \frac{N_3}{N_2} \quad \text{e} \quad z_c = r_c + jx_c$$

onde  $r_c$  e  $x_c$  são respectivamente a resistência e a reatância de dispersão do enrolamento de compensação, conclui-se que:

$$\begin{aligned} b^2 &= k_1 N_3^2 & \text{onde } k_1 \text{ e } k_2 \text{ são} \\ z_c &= k_2 N_3^2 & \text{constantes de proporcionalidade} \end{aligned}$$

pois tanto  $r_c$  e  $x_c$  são proporcionais a  $N_3$  já que o enrolamento de compensação é executado em ranhuras alojadas no núcleo magnético, com secção geométrica e permeância específica de dispersão constantes e finitas.

Assim sendo, a relação  $b^2 / z_c$  é constante e independente do número de espiras do enrolamento de compensação, importando apenas que este enrolamento esteja fechado em curto circuito.

Note-se que se o enrolamento de compensação estiver aberto, podemos interpretar como  $z_c \rightarrow \infty$  e portanto o quociente  $b^2 / z_c \rightarrow 0$ , o que reduz a expressão (3.23) àquela já obtida para a impedância de curto sem compensação, equação (3.19).

A figura 3.5 mostra o andamento da impedância de curto circuito para os dois casos estudados, para um regulador monofásico típico, com:

$$a = 1 ;$$

$$b = 0,5$$

$$z_a = 0,1 \text{ p.u. } (r_a = 0,015 \text{ p.u.}; x_a = 0,1 \text{ p.u.})$$

$$z_b = 0,1 \text{ p.u. } (r_b = 0,015 \text{ p.u.}; x_b = 0,1 \text{ p.u.})$$

$$z_c = 0,05 \text{ p.u. } (r_c = 0,008 \text{ p.u.}; x_c = 0,05 \text{ p.u.})$$

$$z_m = 4,0 \text{ p.u. } (R_m = 0,2 \text{ p.u.}; X_m = 4,0 \text{ p.u.})$$

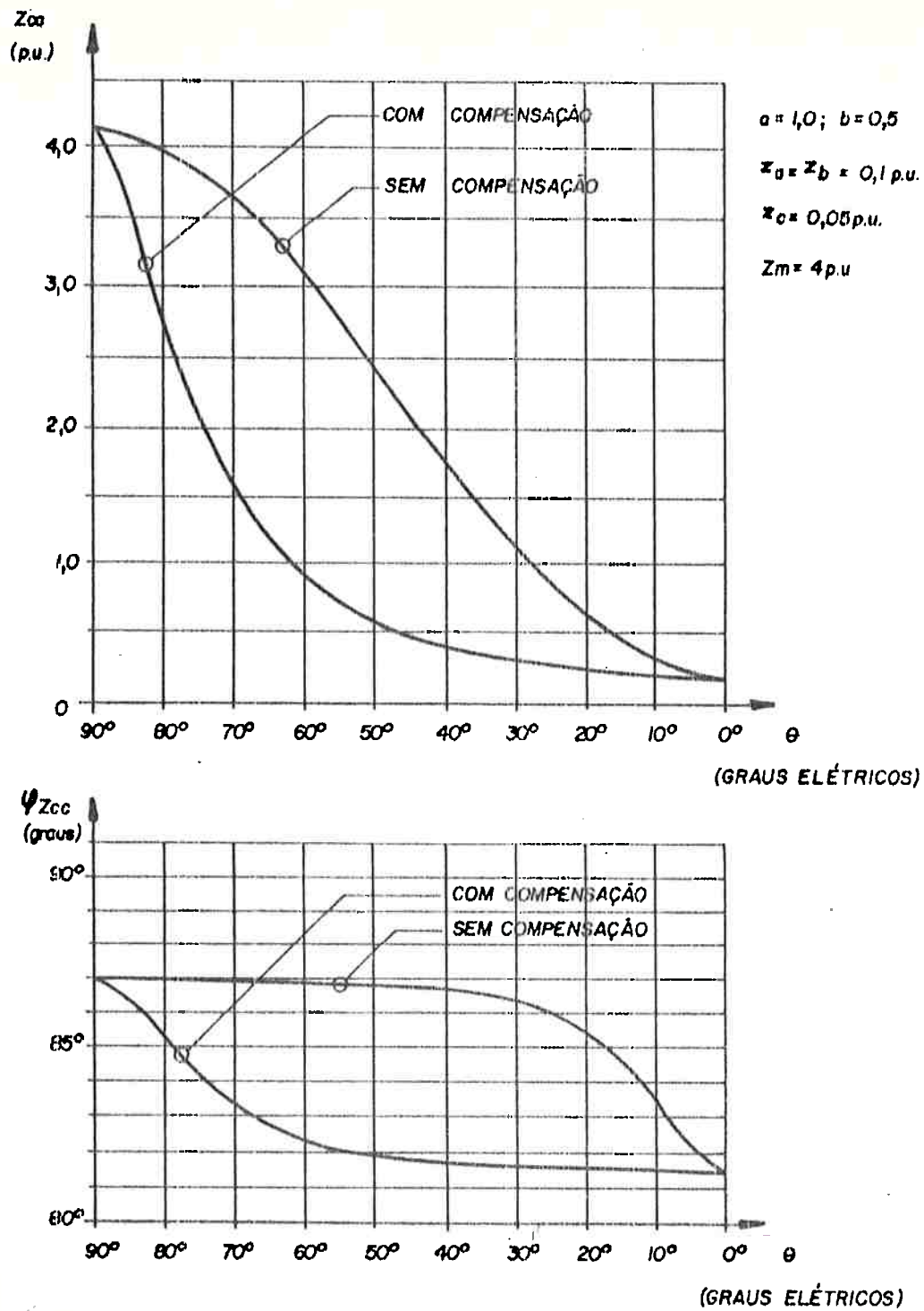


Fig. 3.5 - Módulo e fase da impedância de curto circuito de regulador monofásico isolador.

Com o regulador em curto-circuito, a circular corrente pelo enrolamento secundário esta afetará o enrolamento de compensação dependendo do ângulo  $\theta$ , induzindo nele, tensões e correntes.

Assim, para o curto circuito com compensação em aberto, aparecerá nele uma tensão induzida,  $v_3$ , que será agora determinada.

Isolando-se a corrente  $i^1$  na equação (3.16) e substituindo em (3.17), e a seguir substituindo a corrente  $i^2$  dessa equação na (3.18), obtém-se

$$\frac{v_3}{v_1} = \frac{a^3 b Z_m^2 \operatorname{sen} \theta \cos \theta}{a^2 Z_m^2 \cos^2 \theta - Z_a Z_b}$$

que com a substituição de  $Z_a$  e  $Z_b$  pelas componentes da equação (3.8) resulta:

$$\frac{v_3}{v_1} = \frac{-a^3 b Z_m^2 \operatorname{sen} \theta \cos \theta}{z_a z_b + Z_m z'_{cc} + a^2 Z_m^2 \operatorname{sen}^2 \theta} \quad (3.24)$$

Procedendo-se de maneira análoga porém para as equações do regulador em curto com o enrolamento de compensação fechado, equações (3.20) a (3.22), resulta a corrente induzida no enrolamento de compensação:

$$\frac{i^3}{i^1} = \frac{a^3 b Z_m^2 \operatorname{sen} \theta \cos \theta}{z_b z_c + a^2 Z_m (b^2 z_b + z_c) + a^4 b^2 Z_m^2 \cos^2 \theta} \quad (3.25)$$



Cabe lembrar que a rigor não existe uma relação direta entre tensão e corrente no enrolamento primário e no enrolamento de compensação visto que ambos são ortogonais, portanto com mútua indutância nula. Essas correntes e tensões induzidas na compensação só acontecem via corrente secundária.

Assim, nas equações (3.24) e (3.25) o quociente  $v_3/v_1$ , e  $i^3/i^1$  deve ser encarado apenas como uma relação de valores, como se  $v_3$  e  $i^3$  fossem tomadas em valor p.u., com valores de base iguais a  $v_1$  e  $i^1$ .

A fig. 3.6 mostra o andamento das relações  $v_3/v_1$  e  $i^3/i^1$  em função do ângulo  $\theta$  para o regulador monofásico isolador típico.

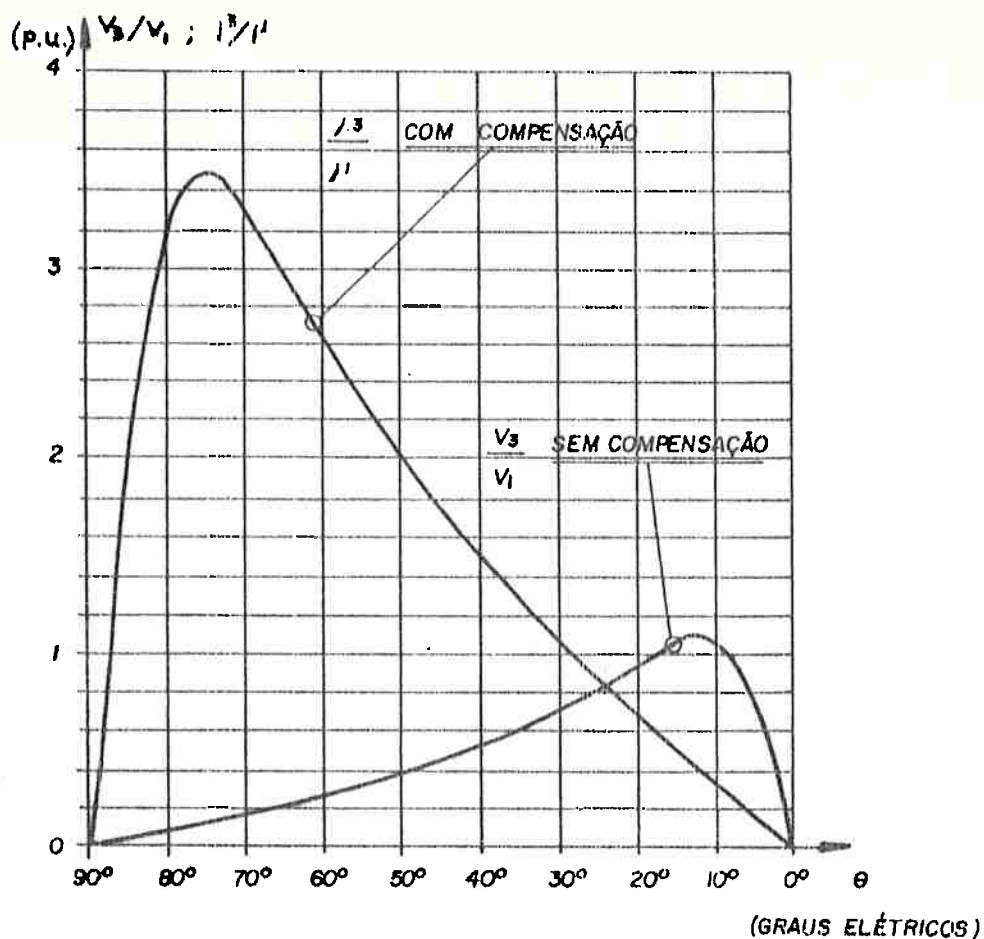


Fig. 3.6 - Tensão e corrente induzida no enrolamento de compensação para regulador isolador em curto.

### 3.5 - Circuito equivalente do regulador isolador

Será determinado aqui o circuito equivalente do regulador de indução monofásico isolador, com enrolamento de compensação fechado. O caso do regulador sem compensação (enrolamento de compensação aberto), será derivado do primeiro.

Isolando-se a corrente  $i^1$  na equação geral (3.13)

obtem-se:

$$i^1 = \frac{v_1}{Z_0} - \frac{a Z_m \cos \theta}{Z_0} i^2 \quad (3.26)$$

Substituindo este valor de  $i^1$  na equação (3.14), bem como a corrente  $i^3$  tirada de (3.15) considerando-se  $v_3 = 0$  (compensação em curto), chega-se a:

$$v_2 = a \frac{Z_m \cos \theta}{Z_0} v_1 - \left( \frac{a^2 Z_m^2 \cos^2 \theta}{Z_0} + \frac{a^4 b^2 Z_m^2 \sin^2 \theta}{Z_0} - Z_b \right) i^2 \quad (3.27)$$

Fazendo-se aqui, como no regulador de indução trifásico da seção 2.5, a mudança da convenção da corrente do secundário de receptor para convenção de fonte, tem-se:

$$i^{\text{carga}} = -i^2 \quad (3.28)$$

Substituindo este valor na equação (3.26) e (3.27), resulta:

$$i^1 = \frac{v_1}{Z_0} + a \frac{Z_m \cos \theta}{Z_0} i^{\text{carga}}$$

$$v_2 = \frac{a Z_m \cos \theta}{Z_0} v_1 - \left( Z_b - \frac{a^2 Z_m^2 \cos^2 \theta}{Z_0} - \frac{a^4 b^2 Z_m^2 \sin^2 \theta}{Z_0} \right) i^{\text{carga}}$$

As equações acima sugerem um circuito equivalente como mostrado na fig. 3.7.

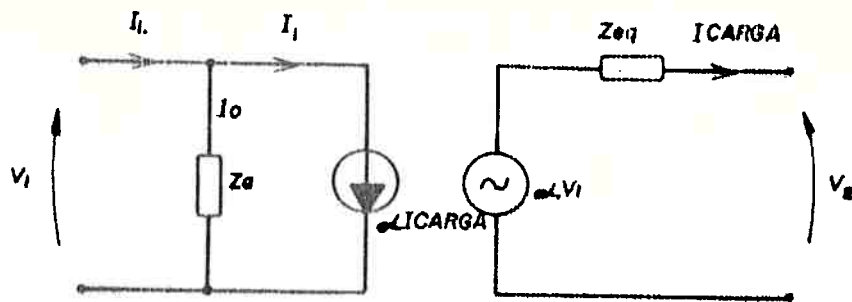


Fig. 3.7 - Circuito equivalente para regulador monofásico isolador

Neste circuito, temos:

$$\alpha = \frac{a Z_m \cos \theta}{Z_0}$$

e

$$Z_{eq} = \frac{Z_0 Z_b Z_c - a^2 Z_m^2 \cos^2 \theta Z_c - a^4 b^2 Z_m^2 \sin^2 \theta Z_0}{Z_0 Z_c}$$

Substituindo-se nas equações acima os valores de  $Z_a$ ,  $Z_b$  e  $Z_c$  dados por (3.8), resulta:

$$\alpha = \frac{a Z_m \cos \theta}{z_0 + Z_m} \quad (3.29)$$

$$Z_{eq} = \frac{z_0 z_b + Z_m z'_{2cc} + a^2 Z_m^2 \sin^2 \theta + a^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m [z_b (z_0 + Z_m) + a^2 z_0 Z_m \cos^2 \theta]}{z_0 + Z_m \left[1 + a^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) z_0\right] + a^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m^2} \quad (3.30)$$

As equações acima valem para o regulador isolador com enrolamento de compensação.

Para o regulador com compensação em aberto, faz-se na equação (3.30)  $z_c \rightarrow \infty$ , o que resulta,

$$Z_{eq} = \frac{z_0 z_b + Z_m z'_{2cc} + a^2 Z_m^2 \sin^2 \theta}{z_0 + Z_m} \quad (3.31)$$

A variação da impedância equivalente para o regulador isolador com e sem compensação é dada na fig. 3.8

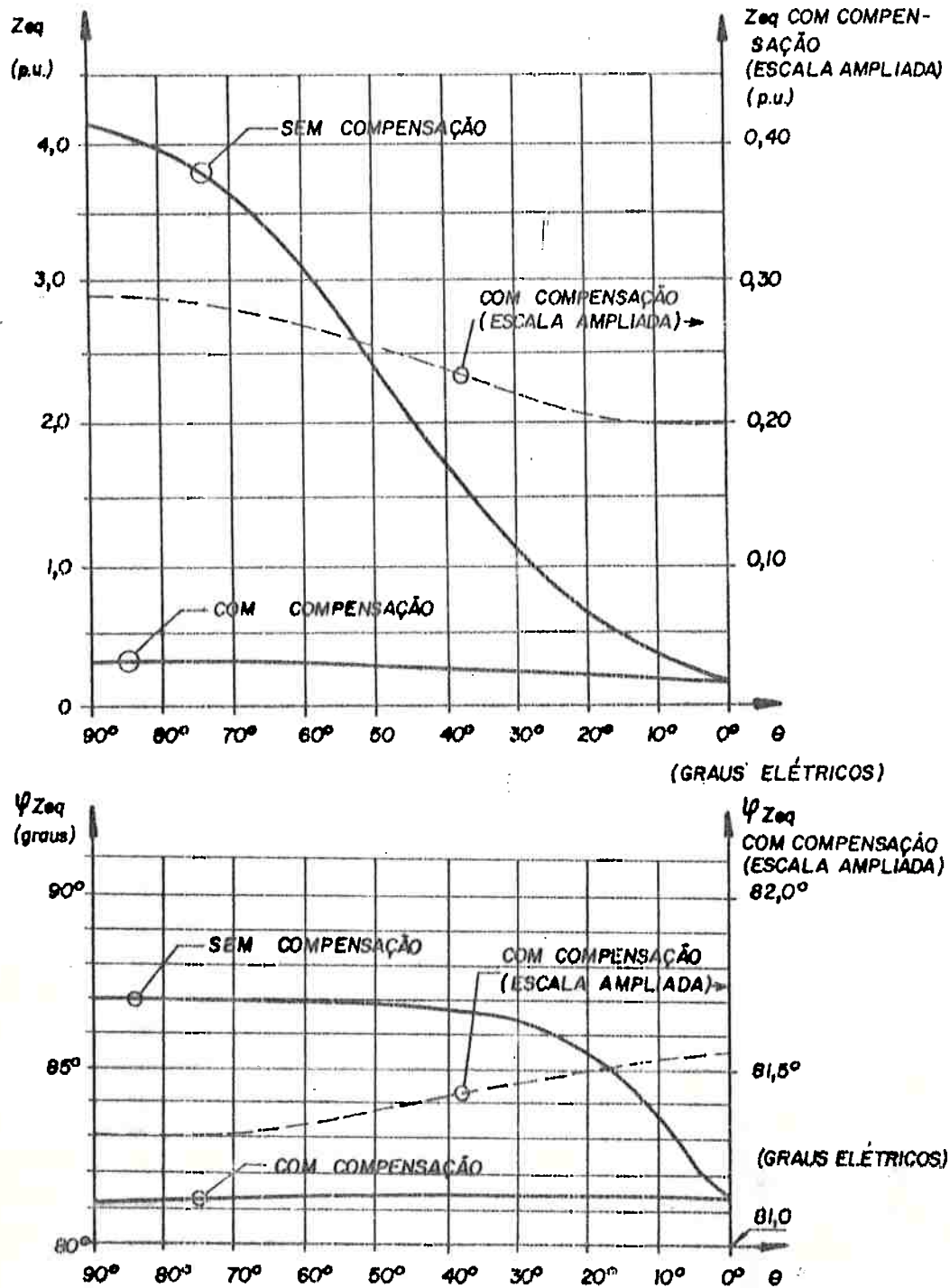


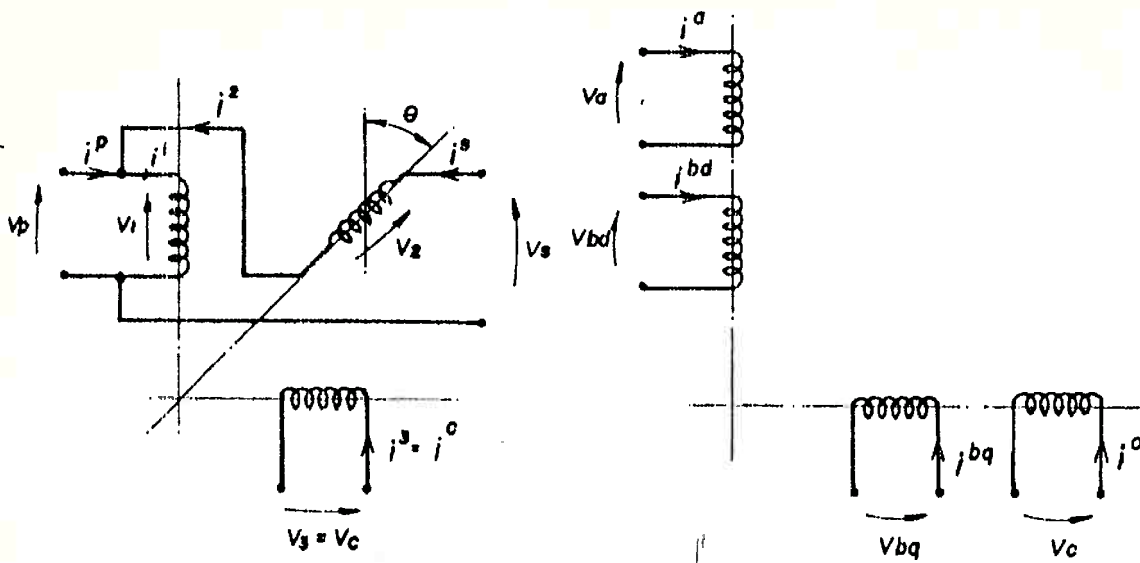
Fig. 3.8 - Variação de  $Z_{eq}$  do circuito equivalente do regulador monofásico isolador.

O efeito da corrente secundária sobre o enrolamento de compensação poderia ser representado no circuito equivalente do regulador isolador como uma terceira fonte vinculada, que seria fonte de tensão em vazio para o caso do enrolamento de compensação em aberto e uma fonte de corrente em curto para o caso do enrolamento de compensação fechado, conforme a equação (3.15).

Tal representação não foi feita posto que o circuito equivalente tem por objetivo modelar o comportamento do regulador como um elo entre a linha de alimentação e a carga. O conhecimento das tensões e correntes induzidas no enrolamento de compensação não contribuem para a utilização do circuito equivalente, por isso não foram evidenciadas.

### 3.6 - O regulador monofásico como auto transformador

Por meio da análise tensorial será feita uma mudança na estrutura de referência do sistema já obtido na seção 3.3 para se chegar às equações do regulador auto transformador.



### CIRCUITO REAL

### CIRCUITO PRIMITIVO.

Fig. 3.9 - Circuitos real e primitivo para regulador monofásico auto transformador.

- Para o circuito primitivo valem os mesmos tensores de impedâncias primitivas já obtidas pela equação (3.10), ou seja

$$Z_{mn} = \begin{bmatrix} Z_a & a Z_m & 0 & 0 \\ a Z_m & Z_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_b & a^2 b Z_m \\ 0 & 0 & a^2 b Z_m & Z_c \end{bmatrix}$$

Para a descrição do regulador referente a suas variáveis de primário e secundário também a análise anterior é válida e se obtém para o tensor de impedâncias do circuito real.

$$Z_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} Z_a & a Z_m \cos \theta & 0 \\ a Z_m \cos \theta & Z_b & a^2 b Z_m \sin \theta \\ 0 & a^2 b Z_m \sin \theta & Z_c \end{bmatrix}$$

Fazendo a mudança na estrutura de referência para as variáveis de entrada e saída do regulador, como um quadripolo, vem:

referência antiga (1; 2; 3) ligada a variáveis de primário e secundário	referência nova (p; s; c) ligada a variáveis de entrada e saída
$i^1$	$i^P + i^S$
$i^2$	$i^S$
$i^3$	$i^C$

Sendo a equação tensorial de transformação dada por:

$$i^\nu = c_{\nu'}^\nu i^{\nu'}$$

Determina-se por inspeção o tensor de transformação:

$$c_{\nu'}^\nu = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

e seu transposto:

$$c_{\mu'}^\mu = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

O tensor de impedância já transformado fica então:

$$Z_{\mu'\nu'} = c_{\mu'}^\mu Z_{\mu\nu} c_{\nu'}^\nu$$



ou seja:

$$Z_{\mu'\nu'} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Z_0 & aZ_m \cos \theta & 0 \\ aZ_m \cos \theta & Z_b & a^2 b Z_m \sin \theta \\ 0 & a^2 b Z_m \sin \theta & Z_c \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

cujo produto resulta em:

$$Z_{\mu'\nu'} = \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0 + aZ_m \cos \theta & 0 \\ Z_0 + aZ_m \cos \theta & Z_0 + Z_b + 2aZ_m \cos \theta & a^2 b Z_m \sin \theta \\ 0 & a^2 b Z_m \sin \theta & Z_c \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

A equação tensorial que descreve o sistema já transformado é dada por:

$$V_{\mu'} = Z_{\mu'\nu'} i^{\nu'} \quad (3.33)$$

onde:

$$V_{\mu'} = \begin{bmatrix} V_p \\ V_s \\ V_c \end{bmatrix} \quad e \quad i^{\nu'} = \begin{bmatrix} i^p \\ i^s \\ i^c \end{bmatrix}$$

Resolvendo o sistema (3.33), resultam as equações gerais de comportamento do regulador de indução monofásico auto transformador.

$$V_p = Z_0 i^p + (Z_0 + aZ_m \cos \theta) i^s \quad (3.34)$$

$$V_s = (Z_0 + aZ_m \cos \theta) i^p + (Z_0 + Z_b + 2aZ_m \cos \theta) i^s + a^2 b Z_m \sin \theta i^c \quad (3.35)$$

$$V_c = a^2 b Z_m \sin \theta i^s + Z_c i^c \quad (3.36)$$

Para o regulador autotransformador em vazio,  $i^S = 0$ , as equações se simplificam para:

$$V_p = Z_0 i^p$$

$$V_s = (Z_0 + a Z_m \cos \theta) i^p$$

$$V_c = 0$$

O enrolamento de compensação não tem nenhum efeito aqui também.

A impedância vista da linha de alimentação  $V_p / i^p = Z_0$  é a impedância de magnetização completa.

A tensão de saída fica:

$$V_s = \left( 1 + a \frac{Z_m \cos \theta}{Z_0} \right) V_p = \left( 1 + \frac{a Z_m \cos \theta}{Z_0 + Z_m} \right) V_p \quad (3.37)$$

que p/ za ( $Z_m$  fica:

$$V_s = (1 + a \cos \theta) V_p$$

onde  $V_s$  excursiona de zero até  $(1+a) \cdot V_p$  com variação do ângulo  $\theta$  de  $0^\circ$  a  $180^\circ$  elétricos.

### 3.7 - Impedância de curto-circuito

Aqui também serão estudados separadamente dois casos, com enrolamento de compensação aberto e fechado

#### 1º Caso - Enrolamento de compensação aberto

Neste caso, impõe-se nas equações gerais (3,34), (3,35) e (3,36), as condições de curto-circuito,  $V_s = 0$  bem como de compensação aberto,  $i^c = 0$ .

Com estas condições estabelecidas, isola-se a corrente  $i^S$  na equação (3.35) e substituindo em (3.34) resulta:

$$V_p = \left[ Z_a - \frac{(Z_a + a Z_m \cos \theta)^2}{Z_a + Z_b + 2a Z_m \cos \theta} \right] i^p$$

e portanto

$$\frac{V_p}{i^p} = \frac{Z_a Z_b - a^2 Z_m^2 \cos^2 \theta}{Z_a + Z_b + 2a Z_m \cos \theta}$$

Substituindo-se na última equação os valores de  $Z_a$  e  $Z_b$  dados por seus componentes conforme equação (3.8), resulta:

$$Z_p = \frac{V_p}{i^p} = \frac{Z_a Z_b + Z_m Z'_{2cc} + a^2 Z_m^2 \operatorname{sen}^2 \theta}{Z_a + Z_b + Z_m (1 + a^2 + 2a \cos \theta)} \quad (3.38)$$

onde  $Z_p$  é a impedância de curto-circuito complexa que o regulador monofásico, ligado como auto transformador apresenta à linha de alimentação.

2º Caso: Enrolamento de compensação fechado.

Tomam-se aqui as mesmas equações gerais (3.34), (3.35) e (3.36) e substitui-se as condições de curto circuito do secundário e do enrolamento de compensação,  $v_s = 0$  e  $v_c = 0$ .

Isolando  $i^C$  em (3.36) e substituindo em (3.35) e após isso separando  $i^S$  na equação (3.35) e substituindo em (3.34) resulta:

$$\frac{V_p}{i^p} = \frac{Z_a Z_b Z_c - a^4 b^2 Z_a Z_m^2 \sin^2 \theta - a^2 Z_c Z_m^2 \cos^2 \theta}{Z_a Z_c + Z_b Z_c + 2a Z_c Z_m \cos \theta - a^4 b^2 Z_m^2 \sin^2 \theta}$$

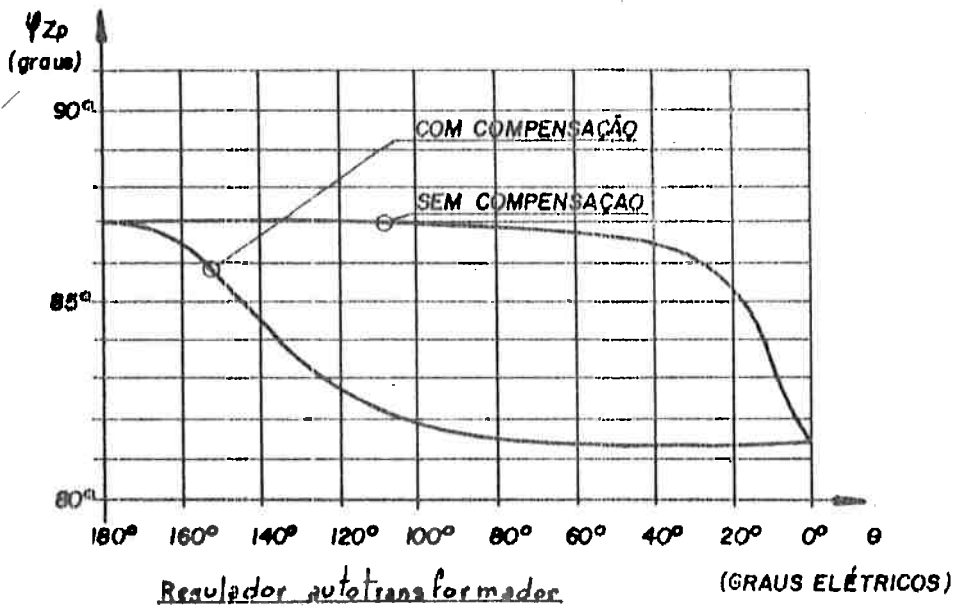
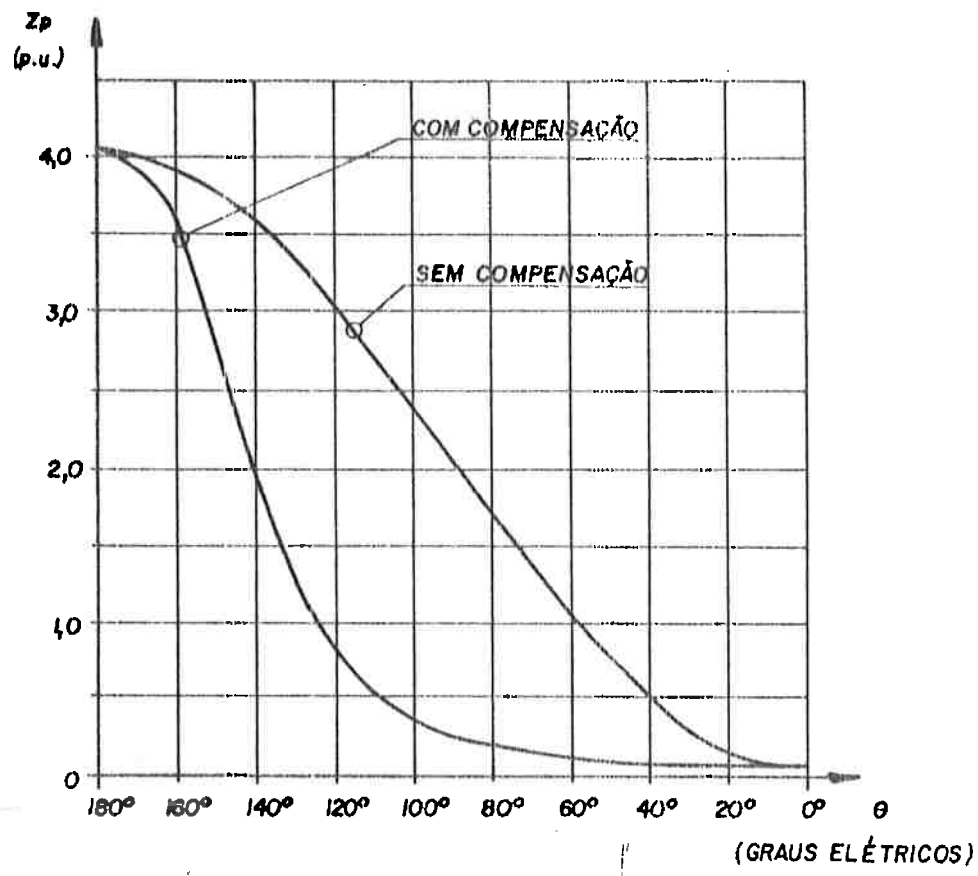
Substituindo-se  $Z_a$ ,  $Z_b$  e  $Z_c$  pelos valores da equação (3.8) resulta:

$$Z_p = \frac{V_p}{i^p} = \frac{z_a z_b + Z_m z'_{2cc} + a^2 Z_m^2 \sin^2 \theta + d^2 \left( \frac{b^2}{z_c} \right) Z_m [z_b (z_a + Z_m) + a^2 z_a Z_m \cos^2 \theta]}{z_a + z_b + Z_m (1 + a^2 + 2a \cos \theta) + d^2 \left( \frac{b^2}{z_c} \right) Z_m [z_a + z_b + Z_m (1 + a \cos \theta)^2]} \quad (3.39)$$

Valem aqui as mesmas observações feitas na seção 3.4 a respeito da relação  $b^2/z_c$ , que é constante e independente de  $N_3$  e portanto a impedância de curto aqui estudada é independente do enrolamento de compensação quanto à sua execução, importando apenas que esteja fechado em curto circuito.

Note-se que aqui também fazendo-se  $z_c \rightarrow \infty$ , condição do enrolamento de compensação aberto, a equação (3.39) se reduz à equação (3.38).

O andamento da impedância de curto circuito com e sem compensação está mostrado na fig. 3.10.



Regulador autotransformador

Fig. 3.10 - Variação de  $Z_p$  em módulo e fase em função de  $\theta$ .

A influência da corrente secundária sobre o enrolamento de compensação com o regulador em curto circuito pode ser agora determinada em relação aos valores de referência da entrada.

Com o enrolamento de compensação em aberto,  $i^c = 0$ , isolando a corrente  $i^p$  na equação (3.34) e substituindo em (3.35), e após isso fazendo-se a relação das equações (3.35) e (3.36) resulta:

$$\frac{V_c}{V_p} = \frac{a^2 b Z_m \operatorname{sen} \theta (Z_a + a Z_m \cos \theta)}{a^2 Z_m^2 \cos^2 \theta - Z_a Z_b}$$

onde substituindo  $Z_a$  e  $Z_b$  pela equação (3.8) fica:

$$\frac{V_c}{V_p} = \frac{a^2 b Z_m \operatorname{sen} \theta [z_a + Z_m (1 + a \cos \theta)]}{z_a z_b + Z_m z'_{cc} + a^2 Z_m^2 \operatorname{sen}^2 \theta} \quad (3.40)$$

Procedendo-se da mesma forma porém com a condição do enrolamento de compensação fechado,  $V_c = 0$ , obtém-se:

$$\frac{i^c}{i^p} = \frac{a^2 b Z_m \operatorname{sen} \theta [z_a + Z_m (1 + a \cos \theta)]}{z_c [z_a + z_b + Z_m (1 + a^2 + 2 a \cos \theta)] + a^2 b^2 Z_m [z_a + z_b + Z_m (1 + a \cos \theta)^2]} \quad (3.41)$$

A variação das equações (3.40) e (3.41) pode ser vista na fig. 3.11.

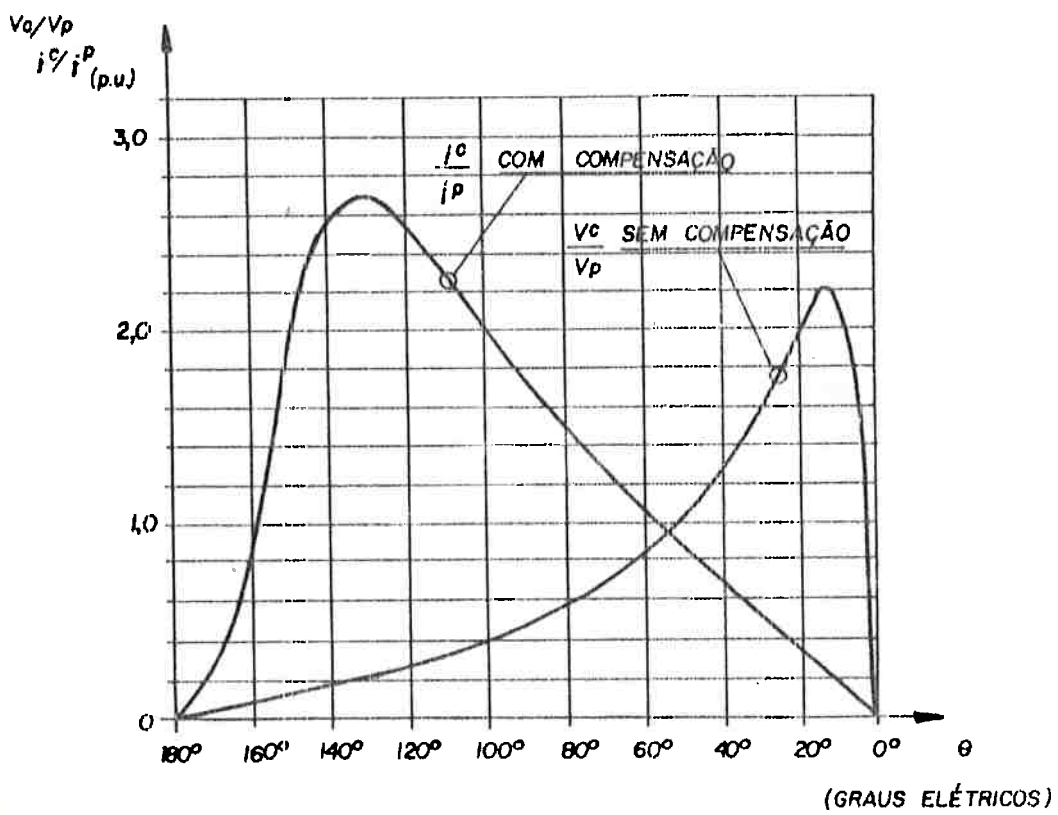


Fig. 3.11 - Andamento das relações  $v_c/v_p$  e  $i^c/i^p$  em função do ângulo  $\theta$ . Regulador auto transformador

Observa-se que no regulador monofásico em curto circuito, as tensões e correntes induzidas no enrolamento de compensação podem, dependendo dos valores dos parâmetros e do ângulo  $\theta$ , ultrapassarem a 1 p.u., ou seja, tornam-se maiores que a tensão e corrente primária (no caso do regulador isolador) ou que a tensão e corrente de entrada total (no caso do regulador como autotransformador).

Considere-se ainda que na construção do regulador de indução monofásico usual o enrolamento primário é executado ocupando  $2/3$  das ranhuras disponíveis do lado do núcleo onde ele está alojado e que o enrolamento de compensação é executado ortogonal ao primário e alojado no  $1/3$  de ranhuras restantes. Conclui-se então que para um mesmo tipo de ligação dos grupos de bobinas que constituem cada enrolamento, tem-se para a compensação a metade do número de espiras do enrolamento primário, e a mesma secção de condutor.

Pode-se então admitir que nestas condições, existiriam uma tensão nominal e corrente nominal para o enrolamento de compensação, que seriam respectivamente a metade da tensão primária, ou  $0,5$  p.u., e a corrente nominal igual a 1 p.u.

Assim sendo, observa-se que na condição de curto-circuito do regulador monofásico, o enrolamento de compensação pode eventualmente ficar sobre-solicitado, tanto



em forma de tensão entre espiras (para compensação aberto) como em termos de capacidade de corrente (para compensação fechado).

### 3.8 - Circuito equivalente do regulador como autotransformador

Será determinado aqui um circuito equivalente para o caso mais geral com enrolamento de compensação, e a partir deste obtido a simplificação para se chegar ao modelo com enrolamento de compensação aberto.

Para o enrolamento de compensação fechado, valem as equações gerais (3.34), (3.35) e (3.36) com  $v_c = 0$  nesta última.

Isolando-se a corrente  $i^p$  na equação (3.34) vem:

$$i^p = \frac{v_p}{Z_0} - \left(1 + a \frac{Z_m}{Z_0} \cos \theta\right) i^s$$

Este valor da corrente  $i^p$ , bem como o valor da corrente  $i^c$  isolada de (3.36) e ambas substituídas em (3.35) fornecem, após algumas simplificações:

$$v_s = \left(1 + a \frac{Z_m}{Z_0} \cos \theta\right) v_p - \left[ \frac{a^2 Z_c Z_m \cos^2 \theta + a^4 b^2 Z_0 Z_m^2 \sin^2 \theta - Z_0 Z_b Z_c}{Z_0 Z_c} \right] i^s$$

Fazendo-se aqui a mesma troca de convenção da corrente de saída já discutida anteriormente, passando da convenção de receptor para convenção de fonte,  $i^{\text{carga}} = -i^s$

resulta:

$$|P| = \frac{V_p}{Z_0} + |I_{\text{CARGA}}| + a \frac{Z_m}{Z_0} \cos \theta |I_{\text{CARGA}} \quad (3.42)$$

$$V_s = V_p + \frac{a Z_m \cos \theta}{Z_0} V_p - \left( \frac{Z_0 Z_b Z_c - a^2 Z_c Z_m^2 \cos^2 \theta - a^4 b^2 Z_0 Z_m^2 \sin^2 \theta}{Z_0 Z_c} \right) |I_{\text{CARGA}} \quad (3.43)$$

As equações (3.42) e (3.43) sugerem um circuito equivalente conforme a fig. 3.12.

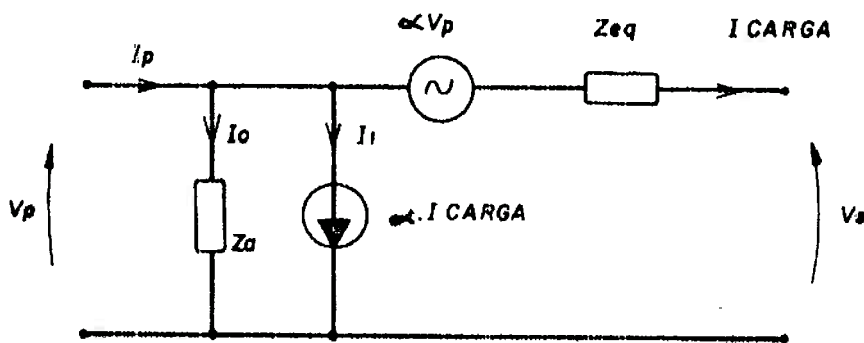


Fig. 3.12 - Circuito equivalente para regulador monofásico autotransformador.

Na fig. (3.12), tem-se:

$$\alpha = a \frac{Z_m}{Z_0} \cos \theta$$

$$Z_{eq} = \frac{Z_0 Z_b Z_c - a^2 Z_c Z_m^2 \cos^2 \theta - a^4 b^2 Z_0 Z_m^2 \sin^2 \theta}{Z_0 Z_c}$$

que substituindo os valores de  $Z_a$ ,  $Z_b$  e  $Z_c$  pelas da equação (3.8) resultam:

$$\alpha = \frac{a Z_m}{Z_0 + Z_m} \cdot \cos \theta \quad (3.44)$$

$$Z_{eq} = \frac{z_0 z_b + Z_m z'_{2cc} + a^2 Z_m^2 \operatorname{sen}^2 \theta + a^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m [z_b(z_0 + Z_m) + a^2 z_0 Z_m \cos^2 \theta]}{z_0 + Z_m \left[1 + a^2 \left(\frac{b^2}{z_0}\right) z_0\right] + a^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m^2} \quad (3.45)$$

Para o regulador sem enrolamento de compensações, faz-se  $z_c \rightarrow \infty$ , o que resulta:

$$Z_{eq} = \frac{z_0 z_b + Z_m z'_{2cc} + a^2 Z_m^2 \operatorname{sen}^2 \theta}{z_0 + Z_m} \quad (3.46)$$

Note-se que as expressões (3.44), (3.45), (3.46) são idênticas àquelas já obtidas para o regulador monofásico isolador, equação (3.29), (3.30) e (3.31). A única particularidade é que no regulador isolador a excursão do ângulo  $\theta$  é de  $0^\circ$  a  $90^\circ$  elétricos, e aqui no regulador autotransformador a excursão de  $\theta$  é de  $0^\circ$  a  $180^\circ$  elétricos.

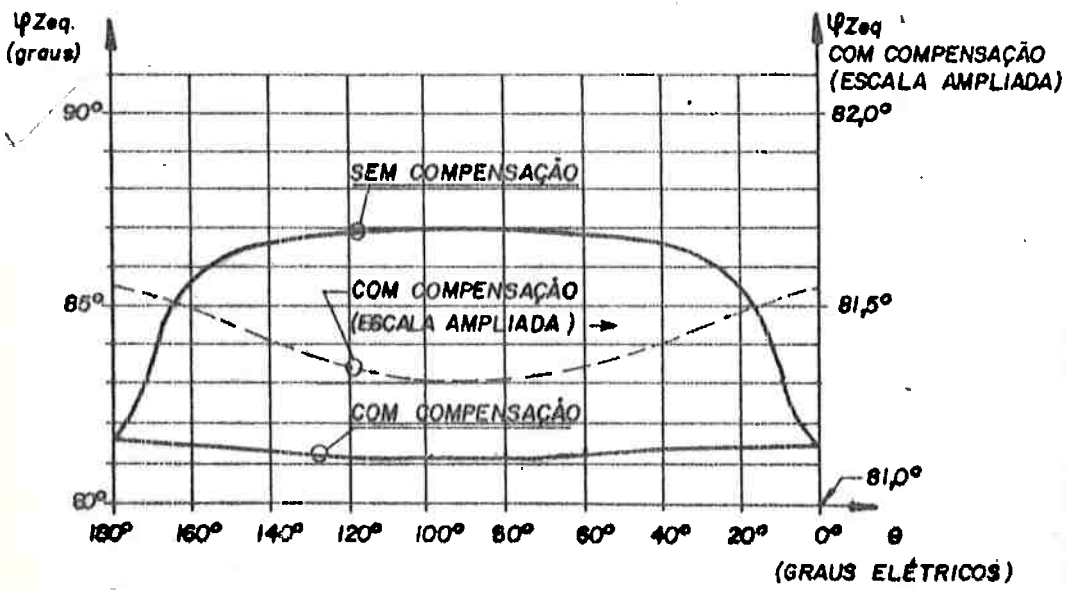
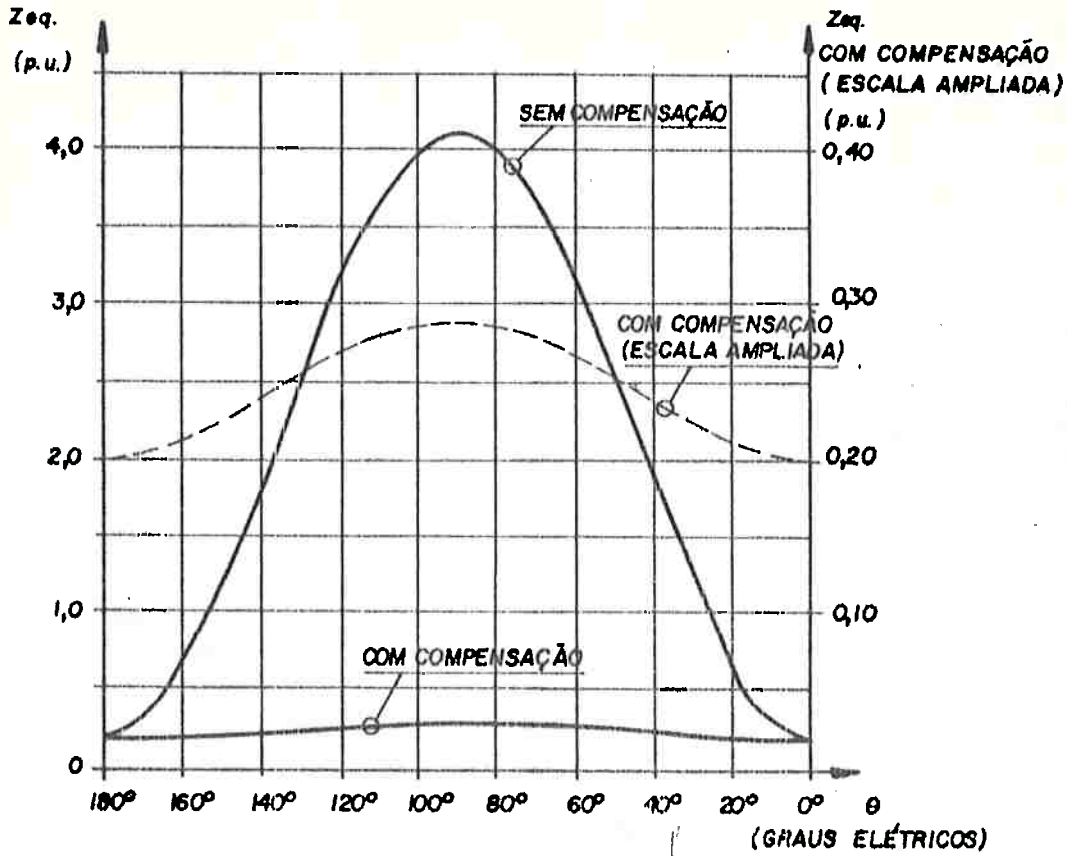


Fig. 3.13 - Variação de  $Z_{eq}$  em módulo e fase para regulador autotransformador

### 3.9 - Comportamento do regulador monofásico como indutor Variável

O regulador monofásico conectado como autotransformador, da mesma forma que o modelo trifásico, quando alimentado pelo lado da saída com a entrada em aberto apresenta à rede de alimentação um comportamento de indutor variável.

No caso aqui estudado, do regulador monofásico, ainda existe um elemento adicional que afeta o comportamento do indutor que é o enrolamento de compensação, que além de alterar o andamento da reatância indutiva com o ângulo  $\theta$ , ainda influencia sobremaneira as tensões resultantes no primário, dependendo do enrolamento de compensação estar aberto ou fechado.

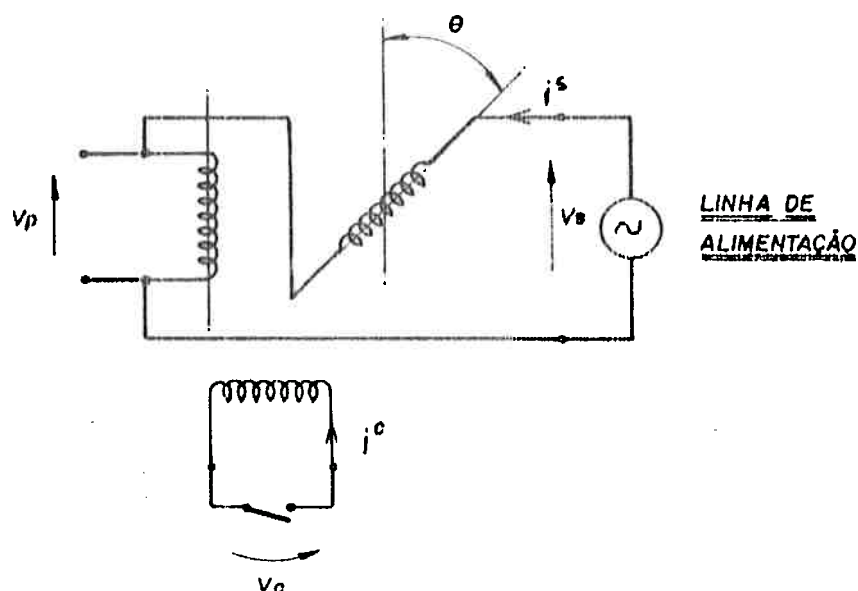


Fig. 3.14 - O regulador monofásico utilizado como indutor.

1º Caso: Enrolamento de compensação aberto.

Impõe-se neste caso a condição de  $i^c = 0$ , bem como a condição de funcionamento como indutor,  $i^p = 0$ . Estas duas condições nas equações gerais (3.34), (3.35) e (3.36), resultam:

$$V_p = (Z_a + aZ_m \cos \theta) i^a \quad (3.47)$$

$$V_s = (Z_a + Z_b + 2aZ_m \cos \theta) i^a \quad (3.48)$$

$$V_c = a^2 b Z_m \sin \theta i^a \quad (3.49)$$

Assim, diretamente da equação (3.48) tira-se:

$$\frac{V_s}{i^a} = Z_a + Z_b + 2aZ_m \cos \theta$$

Substituindo na equação acima os valores de  $Z_a$  e  $Z_b$  dados por (3.8), chega-se:

$$Z_{ind} = \frac{V_s}{i^a} = z_a + z_b + Z_m (1 + a^2 + 2a \cos \theta) \quad (3.50)$$

Note-se que esta expressão é a mesma obtida para o indutor trifásico da equação (2.35), ou seja, o indutor trifásico quando alimentado desequilibradamente apenas por uma fase, funciona exatamente como o indutor monofásico sem enrolamento de compensação.

2º Caso: Enrolamento de compensação fechado.

Aqui a condição de indutor,  $i^p = 0$  imposta às equações gerais leva ao seguinte:

$$V_p = (Z_a + aZ_m \cos \theta) i^s \quad (3.51)$$

$$V_s = (Z_a + Z_b + 2aZ_m \cos \theta) i^s + a^2 b Z_m \sin \theta i^c \quad (3.52)$$

$$0 = a^2 b Z_m \sin \theta i^s + Z_c i^c \quad (3.53)$$

Isolando-se  $i^c$  na equação (3.53) e substituindo em (3.52) resulta em:

$$\frac{V_s}{i^s} = \frac{Z_a Z_c + Z_b Z_c + 2a Z_m Z_c \cos \theta - a^4 b^2 Z_m^2 \sin^2 \theta}{Z_c}$$

Substituindo então  $Z_a$ ,  $Z_b$  e  $Z_c$  por suas componentes da equação (3.8) e após algumas simplificações, resulta:

$$Z_{ind} = \frac{V_s}{i^s} = \frac{z_a + z_b + Z_m(1 + a^2 + 2a \cos \theta) + d^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m [z_a + z_b + Z_m(1 + \cos \theta)^2]}{1 + d^2 \left(\frac{b^2}{z_c}\right) Z_m} \quad (3.54)$$

A equação (3.54) resume-se à (3.50) quando se faz  $z_c \rightarrow \infty$ , que é a condição de se abrir o enrolamento de compensação.

Na figura 3.15 observa-se a variação da impedância apresentada à linha pelo regulador operando como indutor variável.

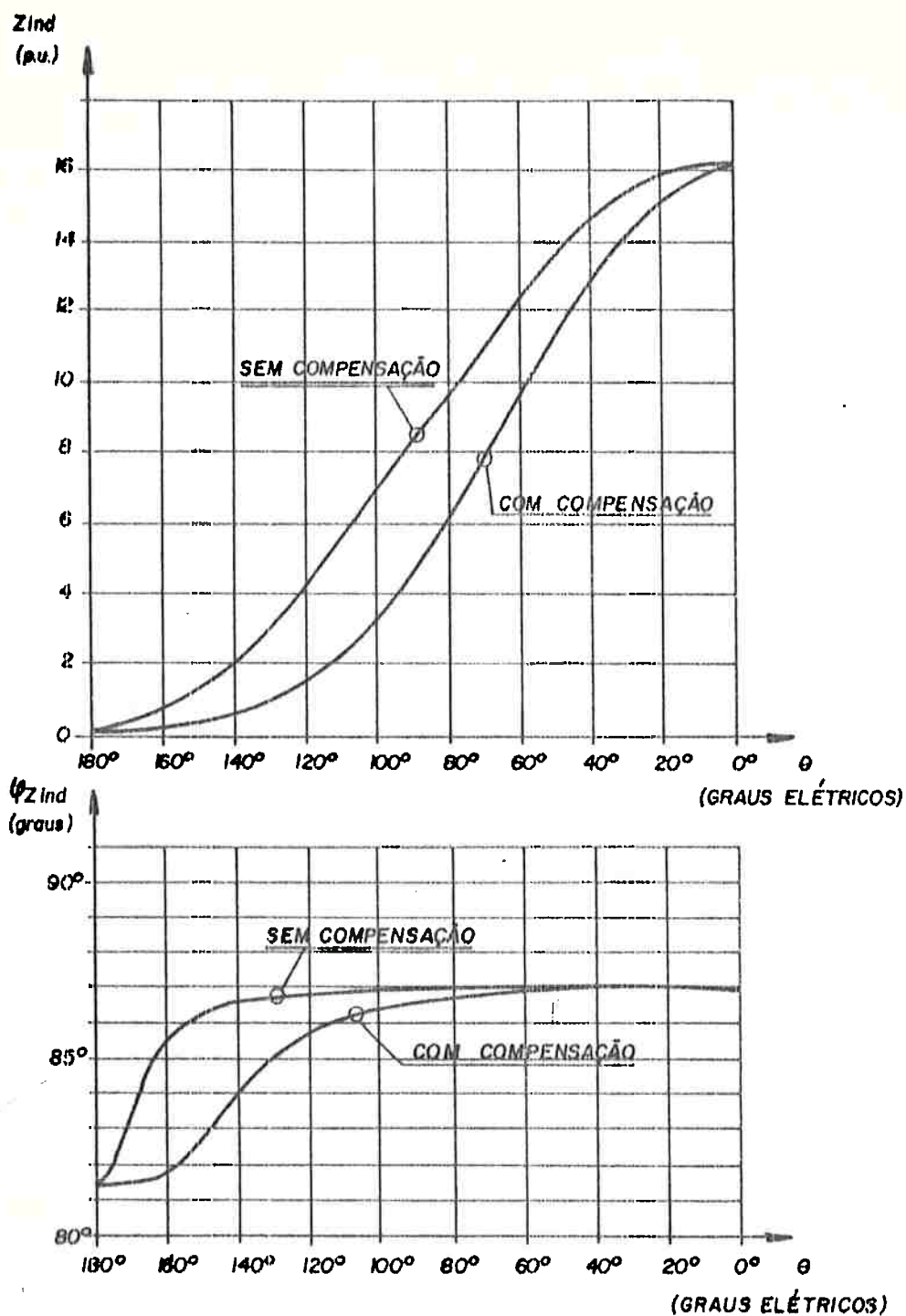


Fig. 3.15 - Variação da impedância em módulo e fase do regulador como indutor variável.

Nota-se pela fig. 3.15, que para o funcionamento como indutor variável, é mais favorável a configuração sem enrolamento de compensação, já que a variação da impedância



Zind se distribui mais uniformemente ao longo da excursão do ângulo  $\theta$ . Com o enrolamento de compensação fechado, há um aumento da sensibilidade de variação da impedância com o ângulo.

Além disso, admitindo-se que o indutor seja alimentado com tensão 1 p.u., o regulador típico da fig. 3.15 pode operar em ângulos desde  $0^\circ$  até aproximadamente  $155^\circ$  quando estiver sem compensação, enquanto que quando compensado pode chegar até  $125^\circ$  sem ultrapassar a corrente 1 p.u., que é a corrente de dimensionamento do regulador.

Como o enrolamento primário fica em aberto quando o regulador é utilizado como indutor variável, aparecem tensões induzidas neste enrolamento conforme o ângulo  $\theta$ , bem como aparecem tensões ou correntes induzidas no enrolamento de compensação.

Com o enrolamento de compensação em aberto, fazendo-se a relação das equações (3.49) e (3.48) obtém-se diretamente:

$$\frac{V_c}{V_s} = \frac{a^2 b Z_m \sin \theta}{Z_a + Z_b + 2a Z_m \cos \theta}$$

Substituindo-se aí os valores de  $Z_a$  e  $Z_b$  pela equação (3.8), resulta:

$$\frac{V_c}{V_s} = \frac{a^2 b Z_m \sin \theta}{z_0 + z_b + Z_m (1 + a^2 + 2a \cos \theta)} \quad (3.55)$$

Para o enrolamento da compensação em curto circuito, tira-se diretamente da equação (3.53) o valor de  $i^c$

$$i^c = \frac{a^2 b Z_m \text{sen } \theta}{Z_c} \cdot i^s$$

e portanto,

$$\frac{i^c}{i^s} = \frac{a^2 b Z_m \text{sen } \theta}{z_c + a^2 b^2 Z_m} \quad (3.56)$$

A fig. 3.16 mostra o andamento das equações (3.55) e (3.56) em função do ângulo  $\theta$ .

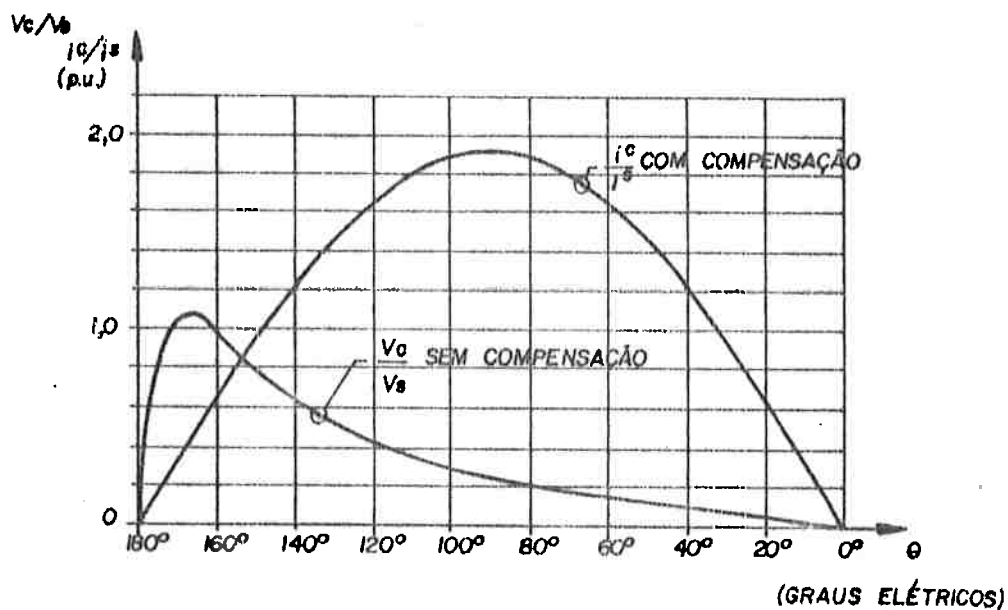


Fig. 3.16 - Variação de  $v_c / v_s$  e  $i^c / i^s$  para o regulador como indutor.

Quanto à tensão resultante nos terminais de entrada que ficam abertos, tem-se então para o caso mais geral do regulador com compensação, da equação (3.53)

$$i^c = \frac{a^2 b Z_m \text{sen } \theta}{Z_c} i^s$$

que substituída em (3.52) e depois feito o quociente entre (3.51) e (3.52), resulta em:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{Z_a Z_c + a Z_c Z_m \cos \theta}{Z_a Z_c + Z_b Z_c + 2a Z_m Z_c \cos \theta - a^4 b^2 Z_m^2 \sin^2 \theta}$$

Substituindo-se nessa equação os valores de  $Z_a$ ,  $Z_b$  e  $Z_c$  dados pela equação (3.8), resulta:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{[z_0 + Z_m(1 + a \cos \theta)] \left[ 1 + a^2 \left( \frac{b^2}{z_c} \right) Z_m \right]}{z_0 + z_b + Z_m(1 + a^2 + 2a \cos \theta) + a^2 \left( \frac{b^2}{z_c} \right) Z_m [z_0 + z_b + Z_m(1 + a \cos \theta)^2]} \quad (3.57)$$

Para o enrolamento de compensação em aberto, fazendo-se em (3.57)  $z_c \rightarrow \infty$ , chega-se a:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{z_0 + Z_m(1 + a \cos \theta)}{z_0 + z_b + Z_m(1 + a^2 + 2a \cos \theta)} \quad (3.58)$$

A figura 3.17 mostra o comportamento da tensão resultante nos terminais do primário em função do ângulo  $\theta$ , tanto para o caso compensado como sem compensação.

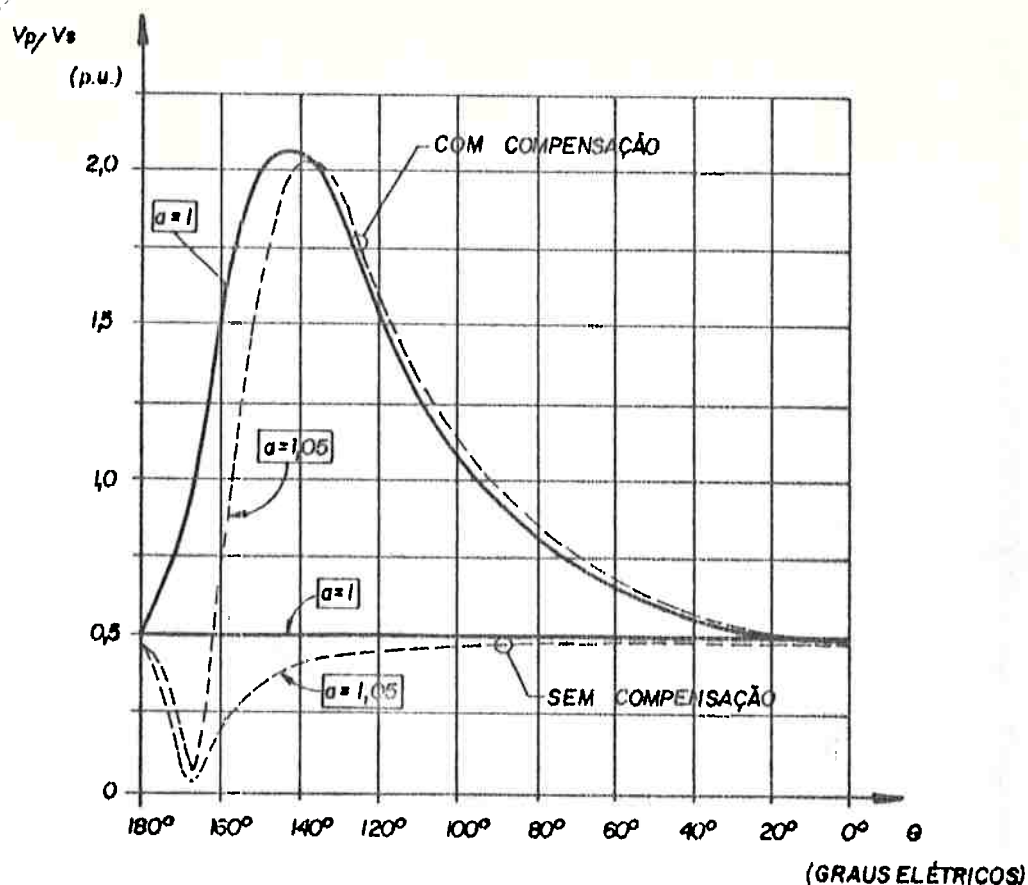


Fig. 3.17 - Andamento das tensões resultantes no primário para regulador utilizado como indutor.

Nota-se que, para o indutor sem compensação a tensão resultante no primário é sempre menor que metade da tensão de alimentação, ao contrário do que acontece com o indutor compensado.

Isso confirma a observação já feita antes, de que para o regulador de indução monofásico utilizado como indutor variável, é mais favorável a configuração sem enrolamento de compensação.

## CAPÍTULO 4

### COMPROVAÇÃO EXPERIMENTAL

#### 4.1 Introdução

Serão apresentados aqui os resultados de ensaios realizados com reguladores de indução para a verificação da consistência dos modelos e equações deduzidos nos capítulos 2 e 3.

Para o caso trifásico será utilizado um regulador de corpo simples ligado como auto-transformador, de aplicação industrial, com ajuste de tensão de saída motorizado. Como o sistema eletro-mecânico de posicionamento do rotor é parte integrante do regulador não se tendo acesso direto ao eixo, o ângulo  $\theta$  entre primário e secundário será medido sempre indiretamente, através do valor da tensão de saída em vazio. Conhecendo-se a tensão da linha e a tensão induzida no secundário, medindo-se a tensão total de saída para cada posição, calcula-se o ângulo por composição vetorial das tensões.

Para o caso monofásico será utilizado um regulador de bancada para aplicação em laboratório com ajuste manual da tensão de saída. Neste caso, será adaptado ao eixo um ponteiro e um transferidor para possibilitar a medição direta

do ângulo entre primário e secundário. O regulador monofásico será ligado como isolador e como auto-transformador, com o enrolamento de compensação aberto e fechado nas duas situações.

Para os dois reguladores de indução disponíveis tem-se os parâmetros básicos de projeto, como número de espiras, fatores de enrolamento e relação de transformação. As resistências ôhmicas e as reatâncias de curto-circuito e de magnetização bem como as perdas serão medidas por meio de ensaios usuais em vazio e em curto circuito nos reguladores ligados como isoladores.

Os parâmetros obtidos nos ensaios de vazio e curto circuito serão usados nas equações determinadas nos capítulos 2 e 3 para o levantamento do comportamento teórico dos reguladores.

#### 4.2 - Montagem experimental e equipamento utilizado

Os ensaios realizados nos reguladores são basicamente ensaios de curto-circuito para determinação de seu comportamento como variador de tensão e ensaios como indutor. Para tanto é necessário além da instrumentação uma fonte de tensão ajustável para alimentar o regulador sob teste. As medições de tensão são feitas diretamente e as de corrente feitas por meio de transformadores de medida conforme esquemas de montagem a seguir.

- Montagem para ensaio de regulador de indução trifásico:

FONTE DE TENSÃO  
VARIÁVEL

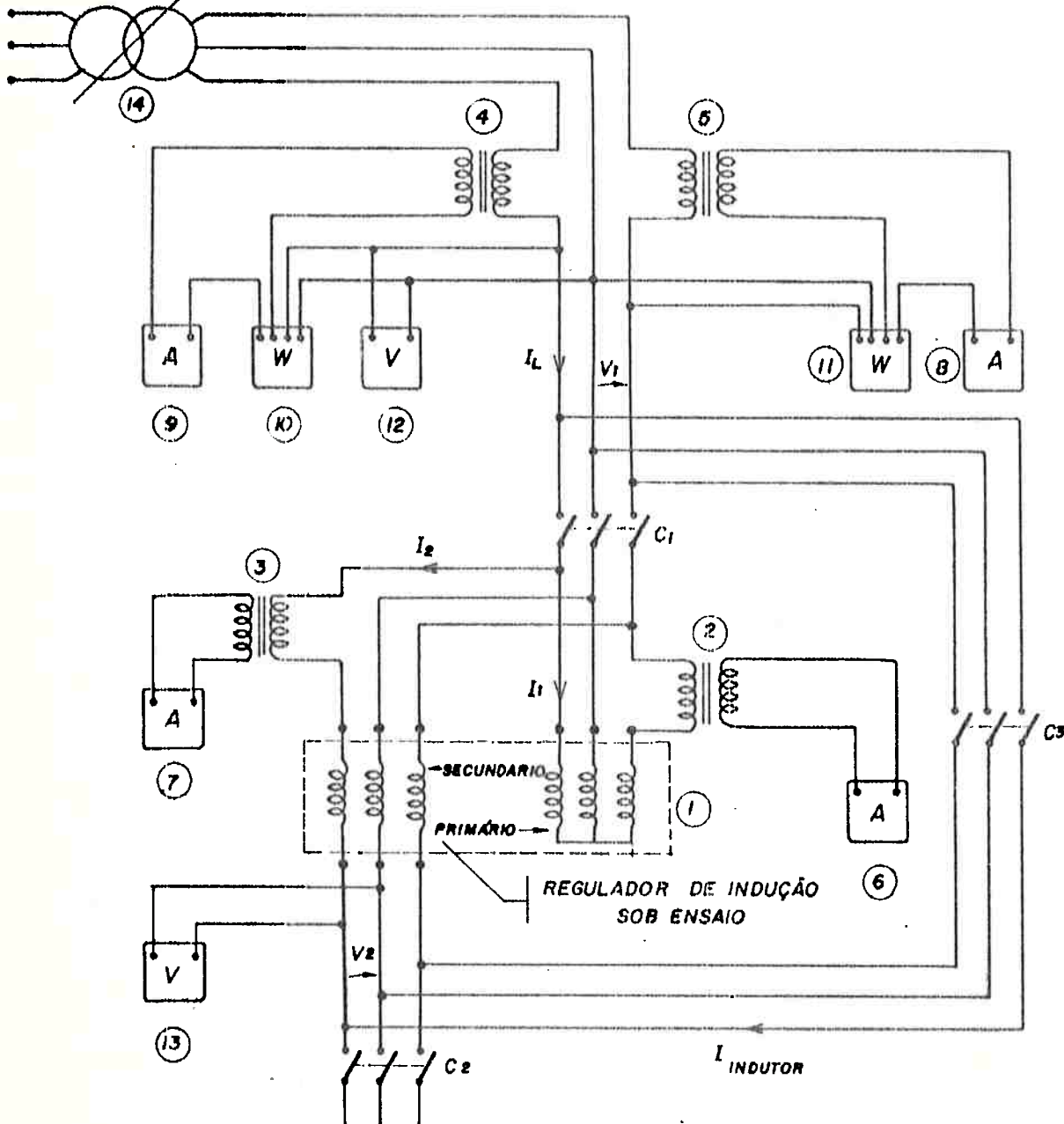


Fig. 4.1 - Esquema de montagem para ensaio do regulador trifásico.

Na montagem acima, para o ensaio em vazio fecha-se a chave C1, com C2 e C3 abertas. Para os ensaios em curto circuito, fecha-se C1 e C2. Para os ensaios do regulador como indutor variável, fecha-se apenas a chave C3, com C1 e C2 abertas.

A fig. 4.2 mostra a fotografia da montagem correspondente ao esquema 4.1.

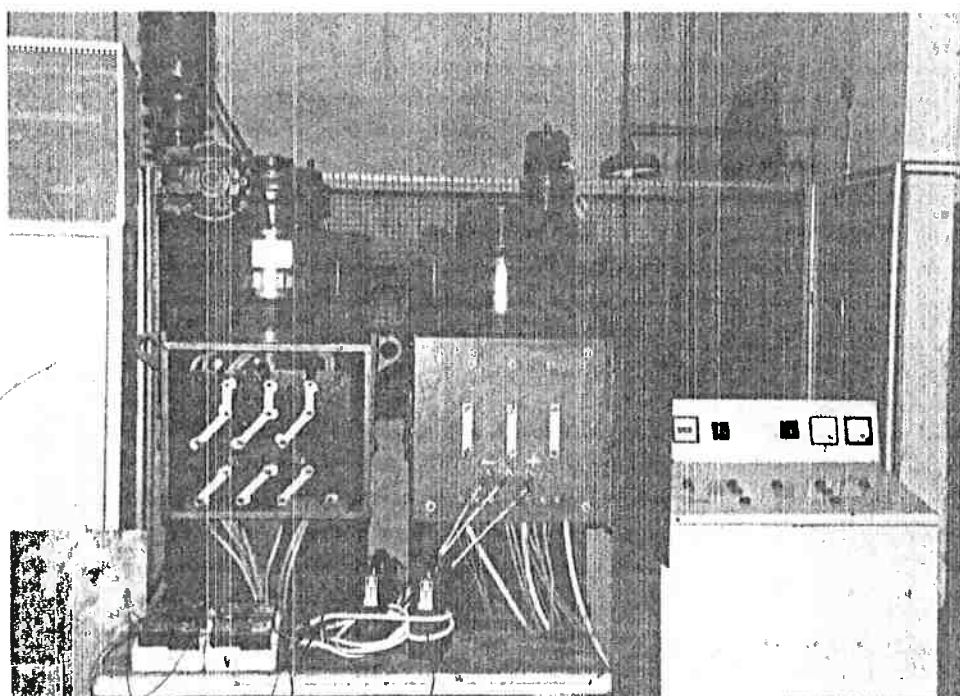


Fig. 4.2 - Fotografia da montagem do regulador trifásico

Os equipamentos utilizados nesta montagem são os seguintes:



## 1) Regulador de tensão de indução trifásico

- Tipo: Industrial, com refrigeração forçada em ar - comando por servo motor
- Potência: 125 KVA em 440 V.
- Tensão de entrada: 220 V - 60 Hz
- Tensão de saída: 0 a 440 V.
- Marca: Equacional

## 2), 3), 4), 5) Transformadores de medida de corrente

- Tipo: de janela para escalas acima de 150 A, núcleo toroidal
- Correntes primárias: 10, 25, 50, 150, 300, 600, 1200 A.
- Corrente secundária: 5A.
- Classe de precisão: 0,3%.
- Marca: Lier

## 6), 7), 8), 9) Amperímetros de mesa, para laboratório.

- Tipo: ferro móvel
- Escalas: 1 A e 5A
- Classe de precisão: 0,5 %
- Marca: Hartmann & Braun

## 10), 11) Wattímetros de mesa, para laboratório

- Tipo: dinamométrico
- Escala: 240 W
- Bobina de corrente: 5 A
- Bobina de tensão: 40, 120, 240 e 480 V
- Classe de precisão: 1%
- Marca: Hartmann & Braun

## 12), 13) Voltímetros de mesa, para laboratório

- Tipo: ferro móvel
- Escalas: 75, 150, 300 V. e 150, 300, 600 V
- Classe de precisão: 1%
- Marca: Engro

## 14) Regulador de tensão de indução trifásico

- Tipo: Industrial, refrigeração forçada em ar, comando por servo motor
- Potência: 300 KVA em 440 V
- Tensão de entrada: 220 V - 60 Hz
- Tensão de saída: 0 a 440 V ou 220 a 660 V.
- Marca: Equacional

- Montagem para ensaio do regulador de indução monofásico.

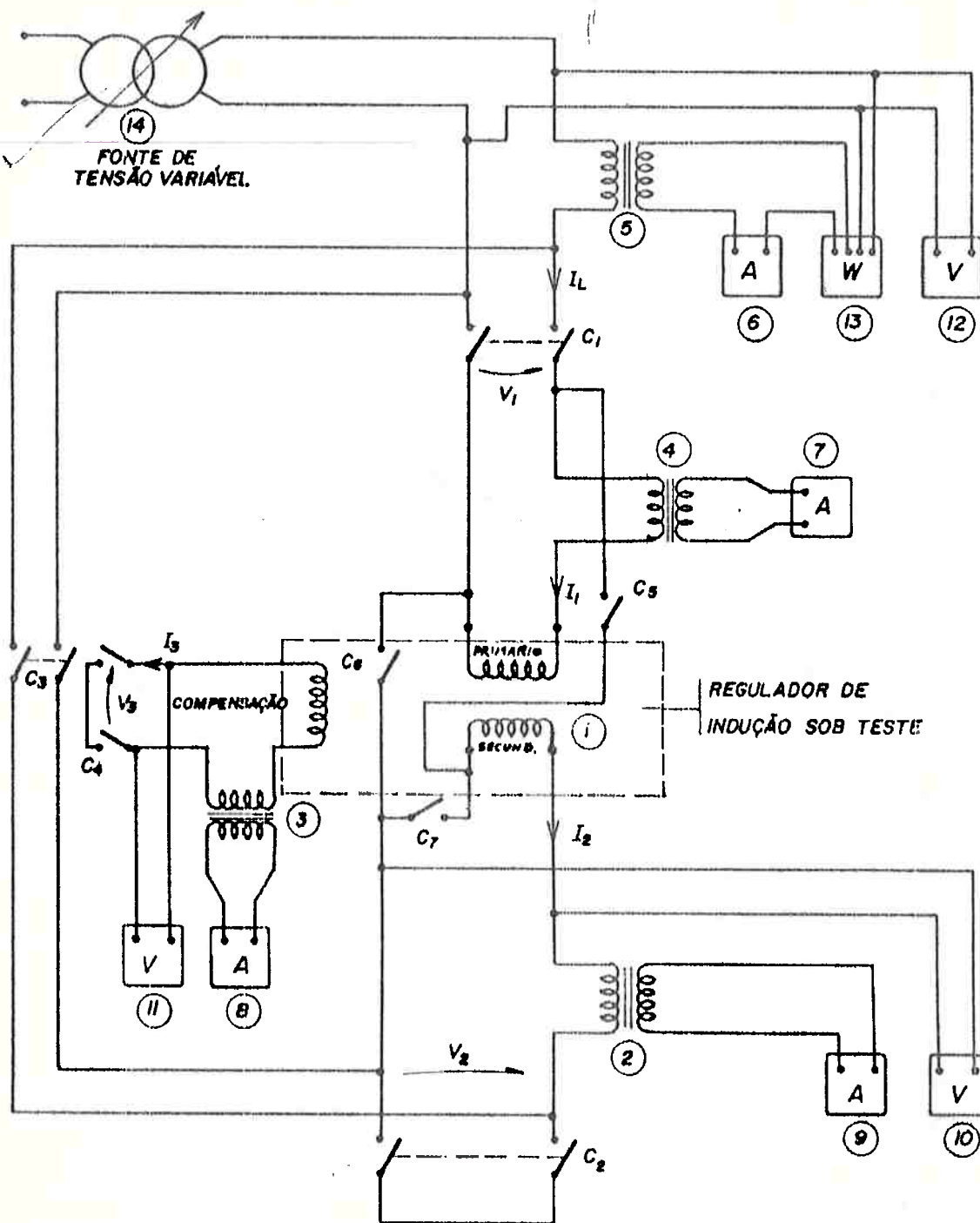


Fig.4.3 - Esquema da montagem para ensaio do regulador monofásico

Na montagem acima, para utilização do regulador monofásico como isolador, deixam-se abertas as chaves C5 e C6, e fecha-se a chave C7. Para utilização como autotransformador, abre-se a chave C7, fechando-se as chaves C5 e C6.

A fig. 4.4 mostra a fotografia da montagem correspondente ao esquema da fig. 4.3.

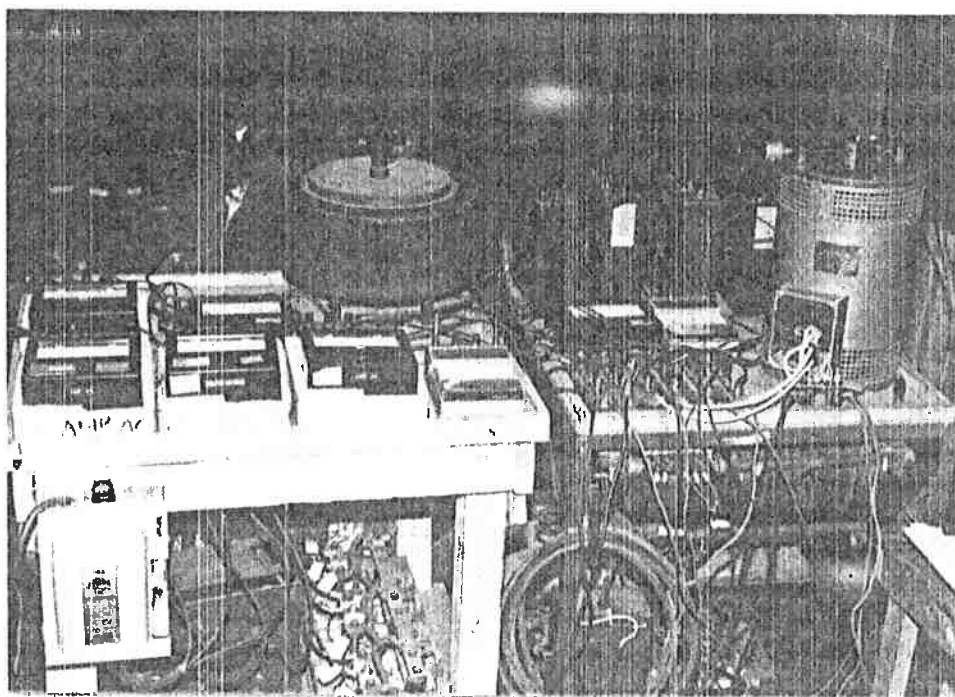


Fig. 4.4 - Fotografia da montagem do regulador monofásico.

Os equipamentos utilizados nesta montagem do regulador monofásico são as seguintes:

## 1) Regulador de tensão de indução monofásico

- Tipo: de bancada, com ventilação natural, acionamento manual
- Potência: 2,5 KVA em 400 V
- Tensão de entrada: 220 V - 60 HZ
- Tensão de saída: 0 a 400 V
- Marca: Equacional

## 2), 3), 4), 5) Transformadores de medida de corrente

- Tipo: núcleo toroidal
- Correntes primárias: 10, 25 e 50 A
- Corrente secundária: 5 A
- Classe de precisão: 0,3%
- Marca: Lier

## 6), 7), 8), 9) Amperímetros de mesa para laboratório

- Características conforme já descritas na montagem do regulador trifásico.

## 10), 11), 12) Voltímetros de mesa para laboratório

- Características conforme já descritas na montagem do regulador trifásico.

## 13) Wattímetro de mesa para laboratório.

- Características conforme já descritas na montagem do regulador trifásico.

## 14) Variador de tensão do tipo de escovas ("Variac")

- Tipo: bancada, núcleo toroidal
- Potência: 6 KVA
- Tensão de entrada: 220 V - 60Hz
- Tensão de saída: 0 a 240 V
- Marca: Eletro Máquinas Anel.

#### 4.3 - Resultados obtidos para o regulador de indução trifásico

A) Dados disponíveis de projeto do regulador de indução trifásico de 125 KVA.

- Número de espiras por fase do enrolamento primário:  $N_1 = 40$
- Fator de enrolamento primário:  $K_{e1} = 0,885$
- Número de espiras por fase do enrolamento secundário:  $N_2 = 30$
- Fator de enrolamento secundário:  $K_{e2} = 0,874$
- Relação de transformação:  $a = 1,069$

A ligação do primário é em triângulo, no entanto será considerada aqui, para todos os efeitos, a ligação em estrela equivalente.

B) Resistências ôhmicas dos enrolamentos medidas a 200 C.

- primário:  $r_1 = 0,01171 \quad \Omega/\text{fase}$
- secundário:  $r_2 = 0,0232 \quad \Omega/\text{fase}$

## C) Ensaio em vazio

TABELA 4:1 - vazio		
$V_1$	$I_1$	$W_1$
(V)	(A)	(W)
240	42,0	2320
220	36,1	1950
200	31,2	1630
160	23,7	1035
130	18,9	675
100	14,4	425
80	11,5	275

$V_1$ : Tensão de linha

$I_1$ : corrente de linha primária absorvida

$W_1$ : potência absorvida total

Do ponto de tensão nominal, 220V, determina-se então:

Reatância de magnetização:  $X_{mag.} = 3,55 \Omega/\text{fase}$

Resistência equivalente de perdas no ferro:

$R_p = 24,81 \Omega/\text{fase}$

Escrevendo-se então a impedância de magnetização na forma  $Z_m = R_m + jX_m$ , obtém-se:

$$Z_m = 0,50 + j3,47 (\Omega/\text{fase})$$

## D) Ensaio em curto circuito como isolador

TABELA 4.2 - curto-circuito			
$V_{cc}$	$I_{cc}$	$W_{cc}$	$I_{2cc}$
(V)	(A)	(W)	(A)
50	178,2	3840	162
60	211,0	5640	196

$V_{cc}$ : tensão de linha

$I_{cc}$ : corrente de curto absorvida pelo primário

$W_{cc}$ : potência total absorvida

$I_{2cc}$ : corrente de curto do secundário

Do ponto de corrente secundária praticamente nominal, 162 A, determina-se:

Impedância de curto-circuito total referida ao primário:

$$Z_{icc} = 0,162 \Omega/\text{fase}$$

Dividindo-se essa impedância de curto circuito em suas componentes primária e secundária numa razão proporcional ao número de espiras efetivas de cada enrolamento, obtém-se:

$$z_1 = 0,0783 \Omega/\text{fase}$$

$$z_2' = 0,0837 \Omega/\text{fase} \quad \text{ou} \quad z_2 = 0,0957 \Omega/\text{fase}$$

Assim, tem-se agora as impedâncias completas dos enrolamentos primário e secundário:

$$z_1 = 0,01171 + j 0,0774 \quad (\Omega/\text{fase})$$

$$z_2 = 0,02320 + j 0,0928 \quad (\Omega/\text{fase})$$

$$\text{A } z_{2cc}' = a^2 z_1 + z_2 = 0,0366 + j 0,101 \quad (\Omega/\text{fase})$$



E) Ensaio do regulador como autotransformador em curto-circuito.

Neste caso serão medidas a tensão de curto-circuito de alimentação, as correntes primária e secundária do regulador,  $I_1$  e  $I_2$  e a corrente de linha total,  $I_L$ . A potência absorvida de entrada será calculada pela perda joule em cada enrolamento mais a perda no ferro em função da tensão do primário para cada ponto. O ângulo entre primário e secundário, como já mencionado, será medido indiretamente pela tensão de saída em vazio,  $V_{20}$ .

TABELA 4.3 - Regulador trifásico auto transformador em curto circuito						
$V_{20}$ (V)	$\theta$ (graus elet)	$V_{cc}$ (V)	$I_1$ (A)	$I_2$ (A)	$I_L$ (A)	$W_{cc}$ (W)
440	29,0	24,0	149,1	145,5	300,0	2254
400	57,0	24,6	149,1	141,0	268,8	2164
360	75,5	28,0	150,0	140,4	243,0	2160
320	90,5	29,0	150,0	138,9	216,0	2133
280	104,0	34,3	150,0	138,0	189,0	2116
240	116,5	41,8	150,0	138,6	162,0	2127
220	122,0	46,0	150,0	138,9	151,2	2133
200	128,0	50,5	150,0	138,6	138,0	2177
160	139,0	60,0	150,0	139,5	114,6	2244
120	149,5	76,6	150,0	139,5	90,0	2394
80	160,0	117,6	150,0	141,3	67,2	2630
60	165,0	155	150,0	141,6	63,0	3130
40	170,5	220	138,0	126,0	59,6	3724
20	176,5	220	80,4	61,5	42,3	2440
11	180,0	220	62,4	14,4	37,7	2101

## F) Ensaio do regulador trifásico como indutor variável.

Aqui será medida a tensão de alimentação do lado secundário,  $V_2$ , a corrente circulante  $I_2$  que percorre ambos enrolamentos primário e secundário e será medida também a tensão resultante nos terminais de primário,  $V_1$  que está aberto. A Potência total  $W_{ind}$  também será calculada pela perda joule e pela perda no ferro equivalente à tensão resultante no primário para cada ponto.

+-----+-----+-----+-----+-----+				
TABELA 4.4 - Regulador trifásico como indutor				
+-----+-----+-----+-----+-----+				
$\theta$	$V_2$	$I_2$	$V_1$	$W_{ind}$
(graus elet)	(V)	(A)	(V)	(W)
+-----+-----+-----+-----+-----+				
0	220	7,6	108	452
61	220	12,0	125	635
93	220	18,0	160	1068
121	220	35,0	210	1928
144	220	85,0	275	3056
163	150	160,0	275	4980
+-----+-----+-----+-----+-----+				

#### 4.4 - Resultados obtidos para o regulador de indução monofásico.

A) Dados disponíveis de projeto do regulador monofásico de 2,5 KVA.

- Número de espiras do enrolamento primário:  $N_1 = 216$
- Fator de enrolamento primário:  $K_{e1} = 0,780$
- Número de espiras do enrolamento secundário:  $N_2 = 224$
- Fator de enrolamento secundário:  $K_{e2} = 0,808$
- Número de espiras do enrolamento de compensação:  $N_3 = 108$
- Fator de enrolamento de compensação:  $K_{e3} = 0,902$
- Relação de transformação primário-secundário:  $a = 1,074$
- Relação de transformação secundário-compensação:  $b = 0,538$

B) Resistências ôhmicas dos enrolamentos medidas a 200 C.

- primário:  $r_1 = 0,613 \Omega$
- secundário:  $r_2 = 0,922 \Omega$
- compensação:  $r_3 = 0,310 \Omega$

## C) Ensaio em vazio

TABELA 4.5 - vazio		
$V_1$	$I_1$	$W_1$
(V)	(A)	(W)
270	5,00	97
260	4,63	90
240	4,18	76
220	3,73	61
200	3,32	55
180	2,94	46
150	2,42	34
100	1,60	16
50	1,00	5

Do ponto de tensão nominal 220V, determina-se:

- Reatância de magnetização:  $X_m = 59,16 \Omega$
- Resistência equivalente de perdas no ferro:  $R_p = 785,7 \Omega$

Escrevendo a impedância de magnetização na forma:

$$Z_m = R_m + jX_m, \text{ resulta:}$$

$$Z_m = 4,44 + j58,86 \Omega$$

## D) Ensaio de curto-circuito

Distinguem-se aqui dois casos:

10)  $\theta = 0^\circ$ , ensaio alimentado pelo primário com secundário em curto-circuito

TABELA 4.6 - curto circuito - $\theta = 0^\circ$			
$V_{1cc}$	$I_{1cc}$	$I_{2cc}$	$W_{1cc}$
(V)	(A)	(A)	(W)
133	25,00	22,40	975
31	5,75	5,00	50

Do ponto de corrente secundária próxima à nominal, 5 A, determina-se:

Impedância de curto total para  $\theta = 0^\circ$  referida ao primário:

$$Z_{1cc} = 5,39 \Omega$$

Dividindo-se esta impedância em suas componentes primária e secundária numa razão proporcional ao número de espiras efetivas de cada enrolamento, obtém-se

$$z_1 = 2,63 \Omega$$

$$z'_2 = 2,76 \Omega \quad \text{ou} \quad z_2 = 3,23 \Omega \quad (z_2 = a^2 z'_2)$$

20)  $-\theta = 90^\circ$ , ensaio alimentado pelo secundário com enrolamento de compensação em curto-circuito.

TABELA 4.7 - curto circuito - $\theta = 90^\circ$			
$V_{2cc}$	$I_{2cc}$	$I_{3cc}$	$W_{2cc}$
(V)	(A)	(A)	(W)
119,0	14,40	25,00	445
42,6	5,00	8,70	46

Do ponto de corrente secundária próxima à nominal, SA, determina-se:

Impedância de curto total para  $\theta = 90^\circ$ , referida ao secundário

$$Z_{2cc} = 8,51 \Omega$$

Neste caso, onde  $Z_{2cc} = z_2 + z'_3$ , não se considera válido a divisão dos componentes numa razão proporcional ao número de espiras pois os enrolamentos secundário e de compensação são muito diferentes, inclusive em sua concepção já que o enrolamento de compensação ocupa apenas 1/3 das ranhuras disponíveis, com os fatores de permeância de dispersão de ranhura e duplamente concatenada diferindo muito daqueles correspondentes ao enrolamento secundário.

Assim, utilizando-se aqui o valor de  $z_2$  previamente calculado para  $\theta = 0^\circ$ , resulta:

$$z'_3 = 8,51 - 3,23 = 5,28 \Omega,$$

$$\text{e portanto } z_3 = 1,53 \Omega \quad (\text{pois } z_3 = b^2 z'_3)$$

Tem-se assim, as impedâncias completas de dispersão para os tres enrolamentos:

$$z_1 = 0,617 + j2,56 \Omega$$

$$z_2 = 0,922 + j3,10 \Omega$$

$$z_3 = 0,310 + j1,53 \Omega$$

$$\text{e } z'_{2cc} = a^2 z_1 + z_2 = 1,63 + j6,05 \Omega$$

E) Ensaio em curto-circuito do regulador isolador, com compensação aberto

Nos ensaios apresentados aqui e nos que sequeem, a potência consumida será também calculada pela perda joule nos enrolamentos e pela ponderação da perda no ferro para cada ponto do ensaio. Tal procedimento prende-se ao fato de que a menos de um poucos pontos onde as correntes envolvidas são muito superiores às nominais, no demais a potência é muito pequena e a leitura no wattímetro se dá muito no início da escala, ficando tal leitura afetada de erro considerável.

TABELA 4.8 - Regulador isolador em curto - <u>sem compensação</u>					
$\theta$ (graus elet)	$V_{1ec}$ (V)	$I_1$ (A)	$I_2$ (A)	$V_3$ (V)	$W_{ec}$ (W)
0	110	22,70	20,20	0	712
10	110	17,25	15,25	86,0	416
20	110	9,94	8,28	96,0	142
30	110	5,94	4,65	82,0	60
40	110	4,00	2,72	62,0	35
50	110	2,90	1,65	46,2	26
60	110	2,30	1,00	32,8	22
70	110	1,97	0,57	20,5	21
80	110	1,80	0,27	10,0	20
90	110	1,75	0	0	20



F) Ensaio em curto-circuito do regulador monofásico  
isolador, com compensação fechado.

TABELA 4.9 - Regulador isolador em curto - <u>com compensação</u>					
$\theta$ (graus elet)	$V_{ccc}$ (V)	$I_1$ (A)	$I_2$ (A)	$I_3$ (A)	$W_{ccc}$ (W)
0	110	22,50	20,00	0	699
10	110	21,00	18,75	5,56	624
20	110	18,60	17,30	10,50	542
30	110	15,60	15,60	13,60	450
40	110	11,90	12,75	14,25	318
50	110	8,04	9,72	13,10	198
60	110	5,50	7,10	10,50	117
70	110	3,40	4,75	7,80	65
80	110	2,12	2,20	3,96	30
90	110	1,75	0	0	20

G) Ensaio em curto-circuito do regulador monofásico  
conectado como autotransformador, sem enrolamento de  
compensação.

Neste ensaio, a tensão de alimentação é modificada  
no decorrer do mesmo, com vista a aumentar o valor das  
leituras de corrente e diminuir a imprecisão das mesmas. O  
ideal seria nestes ensaios manter-se a corrente secundária

constante e próxima a seu valor nominal em todos os pontos, no entanto tal não é possível visto que os valores da tensão seriam muito pequenos para ângulos até 300 ou muito elevados para ângulos acima de 1000, o que impossibilitaria a leitura com a instrumentação disponível.

TABELA 4.10 - Regulador auto transformador em curto - <u>sem compensação</u>						
$\theta$ (graus elet)	$V_{1ec}$ (V)	$I_L$ (A)	$I_1$ (A)	$I_2$ (A)	$V_3$ (V)	$W_{ec}$ (W)
0	60	45,50	35,50	21,25	0	1200
10	60	27,80	34,00	15,75	91,0	949
20	60	19,30	11,75	9,00	108,0	167
30	60	11,00	6,00	5,12	93,6	56
40	60	6,88	3,68	3,33	75,0	29
60	60	3,46	1,82	1,85	52,0	15
80	60	2,16	1,13	1,00	36,5	9,7
100	60	1,53	0,82	0,675	24,5	8,8
120	60	1,23	0,70	0,510	16,5	8,5
140	60	1,05	0,69	0,365	8,0	7,4
160	120	1,95	1,75	0,22	~ 0	26,2
✓ 170	120	1,94	2,27	0,33	~ 0	28,3
180	120	1,94	2,55	0,63	0	29,4

H) Ensaio em curto-circuito do regulador monofásico  
autotransformador com enrolamento de compensação  
fechado.

TABELA 4.11 - Regulador auto transformador em curto - <u>com compensação</u>						
$\theta$ (graus elet)	$V_{1cc}$ (V)	$I_L$ (A)	$I_1$ (A)	$I_2$ (A)	$I_3$ (A)	$W_{cc}$ (W)
0	60	46,00	35,00	21,30	0	1182
10	60	42,50	33,00	20,00	5,90	1051
20	60	39,70	30,50	18,75	11,50	939
30	60	35,70	27,20	17,60	15,50	816
40	60	29,60	21,60	15,40	17,00	593
60	60	20,05	9,25	12,00	18,00	286
80	60	10,75	2,37	8,24	13,90	134
100	60	5,40	0,29	5,44	9,40	63
120	60	2,68	1,00	3,60	5,40	30
140	60	1,27	0,43	1,63	1,85	12
160	60	1,00	0,72	0,27	0	8
180	60	1,00	1,23	0,36	0	9

I) Ensaio do regulador monofásico como indutor variável, com  
 e sem enrolamento de compensação.

Aqui será medida a tensão aplicada ao lado do secundário,  $V_2$ , e a corrente circulante  $I_2$  que percorre o primário e secundário. Será medido também o efeito sobre o

enrolamento de compensação bem como a tensão resultante nos terminais em aberto do primário.

TABELA 4.12

## Regulador monofásico como indutor

		Regulador monofásico como indutor						
		Sem compensação			Com compensação			
$\theta$	$V_S$	$I_S$	$V_P$	$V_3$	$I_S$	$V_P$	$I_3$	
(graus elet)	(V)	(A)	(V)	(V)	(A)	(V)	(A)	
0	140	0,54	67,0	0	0,53	66,0	0	
20	140	0,55	67,0	6,0	0,56	67,0	0,31	
40	140	0,60	67,0	13,0	0,66	74,0	0,71	
60	140	0,70	66,5	21,5	0,91	87,0	1,40	
80	140	0,89	66,0	31,5	1,45	109,0	2,53	
100	140	1,25	64,5	44,0	2,90	144,0	4,86	
120	140	2,05	61,0	62,5	7,15	190,0	10,00	
140	140	4,15	50,5	92,0	16,50	178,0	16,75	
160	140	12,25	21,0	122,0	23,50	48,0	13,40	
170	140	19,50	18,0	102,0	24,25	24,0	7,75	
180	140	25,00	44,5	0	25,00	45,5	0	

Pontos adicionais apenas para acompanhamento da tensão resultante no primário  $V_p$

sem compensação		com compensação	
$\theta$	$V_P$	$\theta$	$V_P$
167	11,0	156	84,0
168	14,0	164	26,0
172	25,0	168	18,0
174	32,0	172	31,5
176	37,5	176	41,0
178	42,5	178	44,0

## CAPÍTULO 5

### RESULTADOS FINAIS E CONCLUSÕES

#### 5.1 - Introdução

Aqui serão levantadas as curvas de comportamento teórico dos reguladores de indução estudados, por aplicação das equações dos capítulos 2 e 3 com os parâmetros básicos de cada regulador já determinados nas seções 4.3 e 4.4.

As mesmas grandezas previstas teoricamente serão levantadas, a partir dos dados experimentais do capítulo 4 e feita uma comparação entre os valores teóricos previstos e os valores medidos.

A seguir serão apresentados as tabelas com as grandezas teóricas, experimentais e uma coluna com o erro relativo entre elas, definido como:

$$\text{erro} = \left( \frac{\text{valor teórico} - \text{valor experimental}}{\text{valor teórico}} \right) \times 100 \text{ (em\%)}$$

Após cada tabela será apresentado uma curva com a evolução dos parâmetros em função do ângulo  $\theta$ .

## 5.2 - Comparação entre resultados teóricos e experimentais

### 1ª Parte: Regulador de indução trifásico

Parâmetros básicos:

$$a = 1,069$$

$$z_1 = 0,01171 + j0,0774 \quad \Omega/\text{fase}$$

$$z_2 = 0,02320 + j0,0928 \quad \Omega/\text{fase}$$

$$z'_{2cc} = 0,0768 + j0,181 \quad \Omega/\text{fase}$$

$$Z_m = 0,50 + j3,47 \quad \Omega/\text{fase}$$

B) Impedância de curto circuito visto pela linha de alimentação,  $Z_p$ .

- Valores teóricos obtidos a partir da equação (2.25)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.3, fazendo-se

$$Z_p = \frac{V_{cc}}{I_L \sqrt{3}} \quad \text{em } \Omega/\text{fase}$$

e o ângulo de fase:

$$\varphi_{Z_p} = \arccos \left[ \frac{W_{cc}}{\sqrt{3} \cdot V_{cc} \cdot I_L} \right]$$

TABELA 5.1 - Impedância de curto - $Z_p$						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	$Z_p$ ( $\Omega/\text{fase}$ )	$\varphi_{Z_p}$	$Z_p$ ( $\Omega/\text{fase}$ )	$\varphi_{Z_p}$		
29	10,046	78,58°	10,046	79,59°	0	-1,29
57	10,056	78,58°	10,053	79,11°	5,36	-0,67
75,5	10,068	78,59°	10,067	79,43°	1,47	-1,07
90,5	10,086	78,61°	10,078	78,60°	9,30	0,01
104	10,112	78,63°	10,105	79,14°	6,25	-0,65
116,5	10,151	78,67°	10,149	79,55°	1,32	-1,12
122	10,176	78,70°	10,176	79,80°	0	-1,40
128	10,213	78,70°	10,211	79,60°	0,94	-1,14
139	10,323	78,82°	10,302	79,14°	6,50	-0,41
149,5	10,534	79,01°	10,491	78,43°	8,05	0,73
160	11,020	79,45°	11,010	78,90°	0,98	0,69
165	11,469	79,86°	11,420	79,34°	3,34	0,65
170,5	12,234	80,54°	12,131	80,56°	4,61	-0,02
176,5	13,204	81,42°	13,003	81,29°	6,27	0,16
180	13,439	81,63°	13,369	81,59°	2,04	0,05

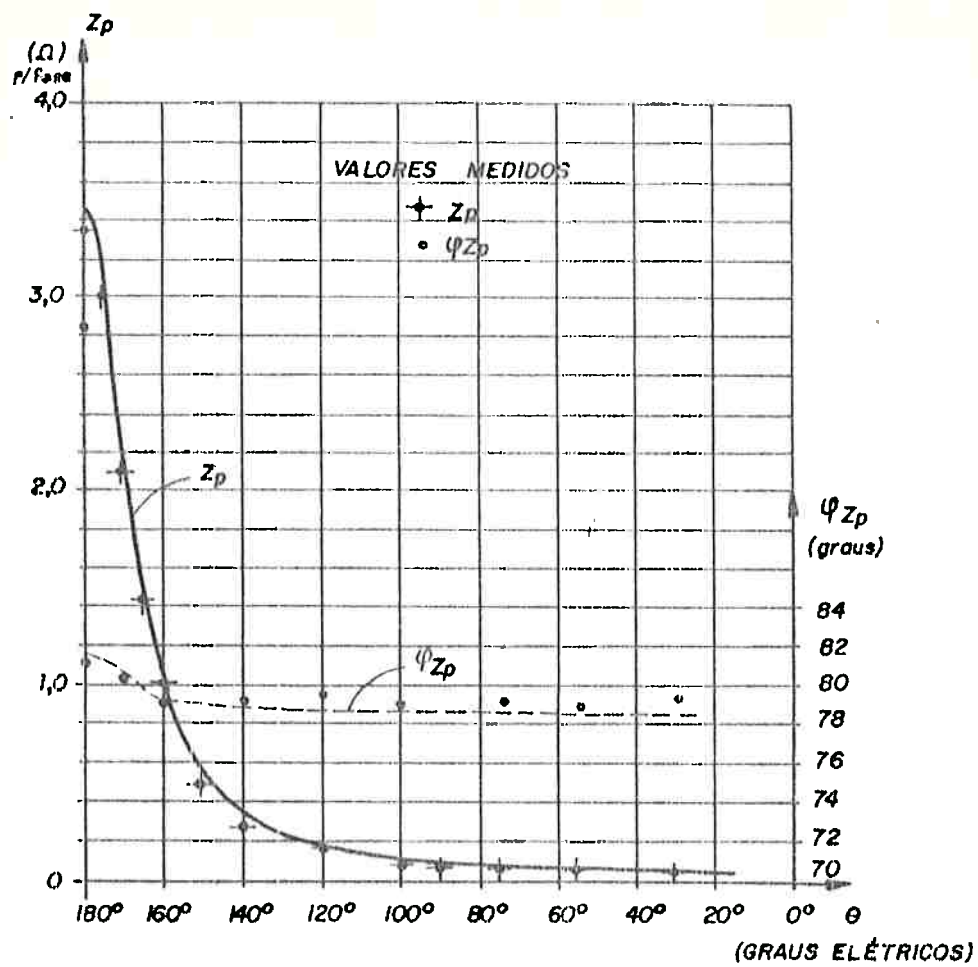


Fig. 5.1 - Andamento teórico e experimental de  $Z_p$

B) Impedância apresentada à linha de alimentação para regulador trifásico utilizado como indutor variável,

$Z_{ind}$

- Valores teóricos obtido a partir da equação (2.35)
- Valores experimentais a partir da tabela 4.4



TABELA 5.2 - Impedância como indutor variável - $Z_{ind}$						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	$Z_{ind}$ ( $\Omega$ /fase)	$\varphi_{ind}$ ( $\Omega$ /fase)	$Z_{ind}$ ( $\Omega$ /fase)	$\varphi_{ind}$ ( $\Omega$ /fase)		
0	15,18	81,76°	16,71	81,00°	-10,08	0,93
61	11,39	81,75°	10,59	82,00°	7,02	-0,31
93	7,29	81,72°	7,06	81,03°	3,16	0,84
121	3,83	81,65°	3,63	81,69°	5,22	-0,05
144	1,62	81,44°	1,49	84,60°	8,02	-3,88
163	0,52	80,60°	0,54	83,10°	-3,85	-3,10

C) Tensão resultante nos terminais do enrolamento primário para regulador trifásico utilizado como indutor.

- Valores teóricos obtidos a partir da equação (2.36), e multiplicados por  $V_2$  da tabela 4.4 (neste caso,  $V_s = V_2$ )

- Valores experimentais a partir da tabela 4.4

TABELA 5.3 - Tensão resultante nos terminais do primário							
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro (%)	Teórico $V_p / V_s$ (p.u.)	Experimental $V_p / V_s$ (p.u.)
	$V_p$ (V)	$\varphi_p$ (V)	$V_p$ (V)	$\varphi_p$ (V)			
0	108,3		108,0		-1,60	0,48	0,49
61	122,8		125,0		-1,79	0,56	0,57
93	152,7		160,0		-4,78	0,69	0,73
121	207,8		210,0		-1,06	0,94	0,95
144	308,0		275,0		10,71	1,40	1,25
163	317,0		275,0		13,25	2,11	1,83

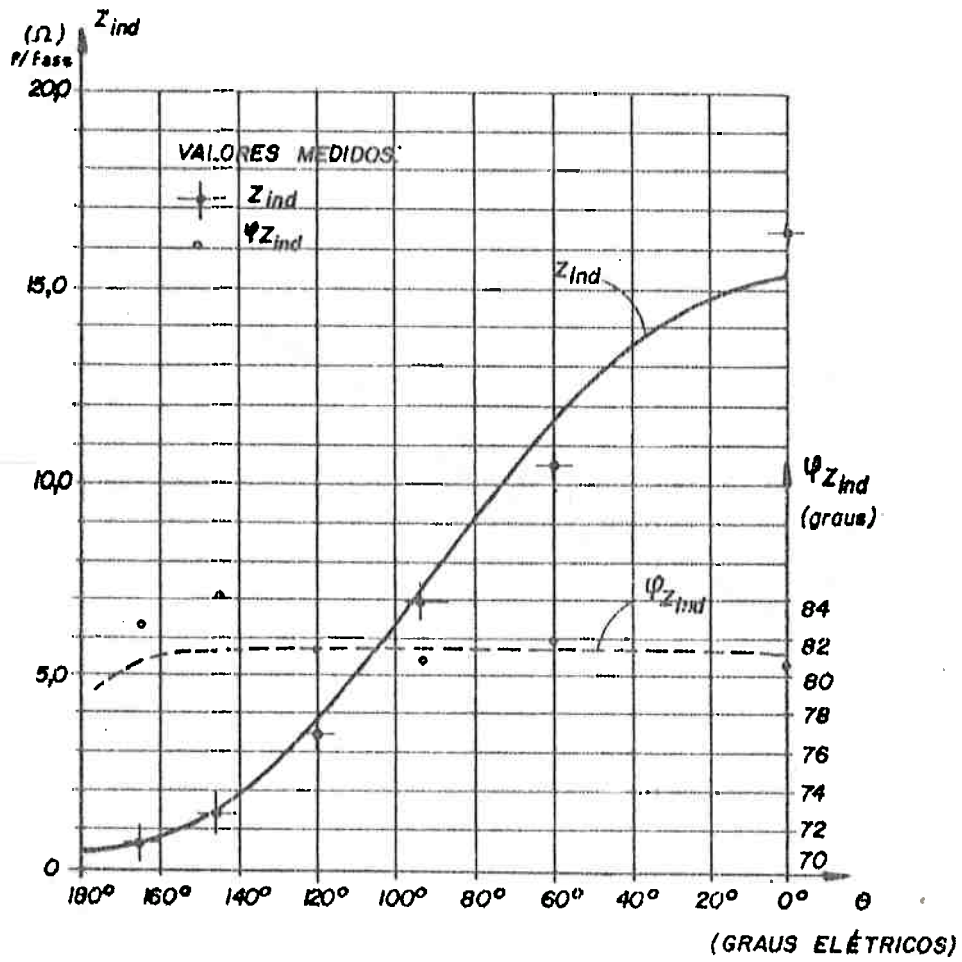


Fig. 5.2 - Andamento da impedância como indutor variável,  $Z_{ind}$

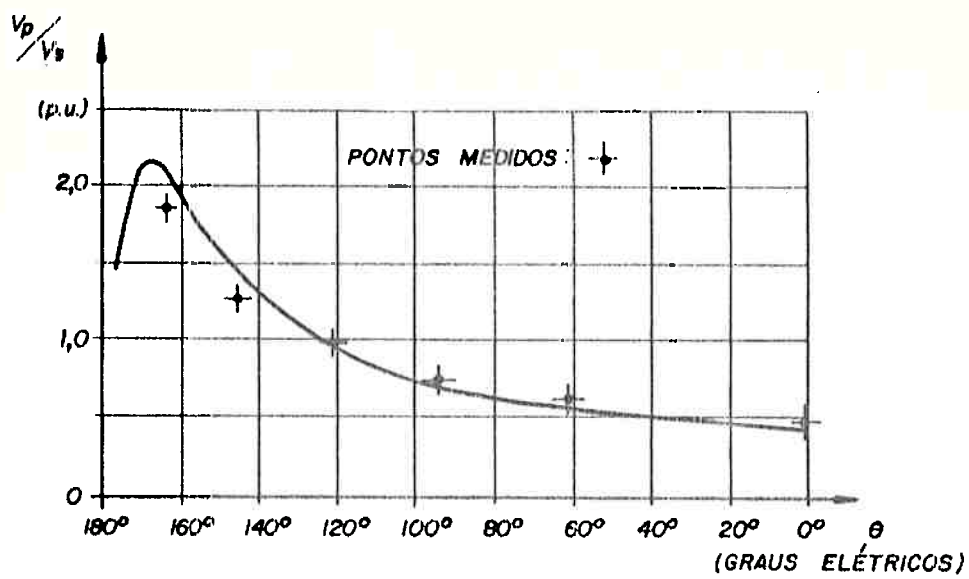


Fig. 5.3 - Andamento da relação  $V_p/V_s$

### 2ª Parte: Regulador de indução monofásico

Parâmetros básicos:

$$a = 1,074$$

$$b = 0,538$$

$$z_1 = 0,617 + j2,56 \quad \Omega$$

$$z_2 = 0,922 + j3,10 \quad \Omega$$

$$z_3 = 0,310 + j1,53 \quad \Omega$$

$$z'_{2cc} = 1,63 + j6,05 \quad \Omega$$

$$Z_m = 4,44 + j58,86 \quad \Omega$$

D) Regulador monofásico isolador - Impedância de curto-circuito vista pela linha,  $Z_{cc}$  sem compensação.

- Valores teóricos obtidos a partir da equação (3.19)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.B

TABELA 5.4 - Impedância de curto circuito - <u>sem compensação</u>						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	$Z_{cc}$ ( $\Omega$ )	$\varphi_{zcc}$ ( $^\circ$ )	$Z_{cc}$ ( $\Omega$ )	$\varphi_{zcc}$ ( $^\circ$ )		
0	5,31	75,2 $^\circ$	4,85	73,4 $^\circ$	8,66	2,39
10	6,99	77,9 $^\circ$	6,35	77,3 $^\circ$	8,73	0,77
20	11,85	81,3 $^\circ$	11,07	82,5 $^\circ$	6,58	-1,48
30	19,34	83,2 $^\circ$	18,52	84,8 $^\circ$	4,24	-1,92
40	28,53	84,2 $^\circ$	27,50	85,5 $^\circ$	3,61	-1,54
50	38,32	84,7 $^\circ$	37,90	85,4 $^\circ$	1,10	-0,83
60	47,53	85,0 $^\circ$	47,83	85,0 $^\circ$	-0,63	0
70	55,03	85,2 $^\circ$	55,84	84,5 $^\circ$	-1,47	0,82
80	59,92	85,3 $^\circ$	61,11	84,2 $^\circ$	-1,99	1,29
90	61,63	85,3 $^\circ$	62,86	84,0 $^\circ$	-2,00	1,52

E) Regulador monofásico isolador - Impedância de curto-circuito vista pela linha  $Z_{cc}$ , com enrolamento de compensação.

- Valores teóricos obtidos a partir da equação (3.23)
- Valores experimentais a partir da tabela 4.9

TABELA 5.5 - Impedância de curto circuito - com compensação						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	$Z_{cc}$ ( $\Omega$ )	$\varphi_{zcc}$ ( $^\circ$ )	$Z_{cc}$ ( $\Omega$ )	$\varphi_{zcc}$ ( $^\circ$ )		
0	5,31	75,2 $^\circ$	4,89	73,6 $^\circ$	7,91	2,13
10	5,51	75,3 $^\circ$	5,24	74,3 $^\circ$	4,90	1,33
20	6,16	75,6 $^\circ$	5,91	74,7 $^\circ$	3,90	1,19
30	7,38	76,0 $^\circ$	7,05	74,8 $^\circ$	4,47	1,58
40	9,51	76,6 $^\circ$	9,24	75,9 $^\circ$	2,84	0,91
50	13,19	77,5 $^\circ$	13,68	77,1 $^\circ$	-3,71	0,13
60	19,72	78,7 $^\circ$	20,00	78,8 $^\circ$	-1,42	-0,13
70	31,47	80,6 $^\circ$	32,35	80,0 $^\circ$	-2,80	0,74
80	49,67	83,5 $^\circ$	51,89	82,6 $^\circ$	-4,47	1,08
90	61,67	85,3 $^\circ$	62,86	84,0 $^\circ$	-1,93	1,52

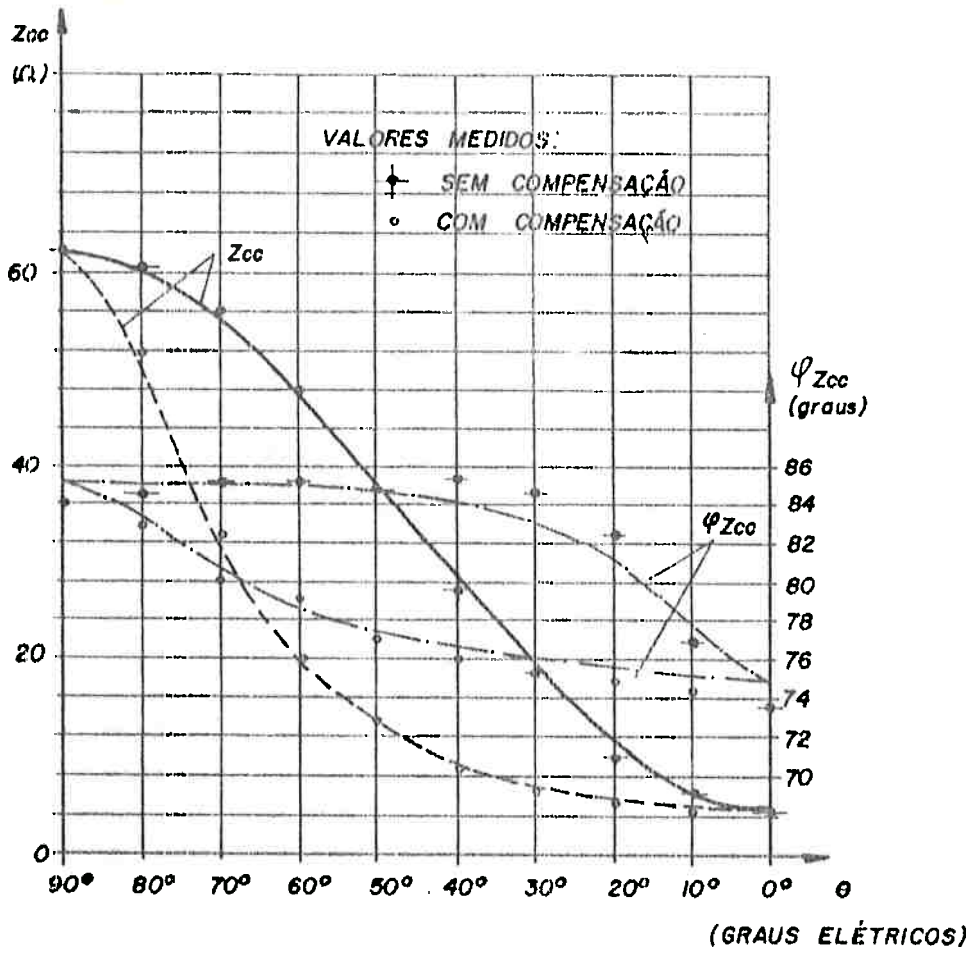


Fig. 5.4 - Impedância de curto,  $Z_{cc}$ , para regulador isolador, com e sem compensação.

F) Tensão e corrente resultantes no enrolamento de compensação para regulador isolador,  $V3/V1$  e  $I3/I1$

- Valores teóricos obtidos a partir das equações (3.24) e (3.25)
- Valores experimentais a partir das tabelas 4.8 e 4.9

TABELA 5.8-Tensão e corrente no enrolamento de compensação-Regulador Isolador								
$\theta$ (graus. elet)	Compensação aberto			Compensação em curto				
	Teórico	Experimental		Teórico	Experimental			
	$V3 / V1$ (p.u.)	$V3 / V1$ (p.u.)	erro (%)	$I3 / I1$ (p.u.)	$I3 / I1$ (p.u.)	erro (%)		
0	0	0	-	0	0	-		
10	0,798	0,782	2,00	0,270	0,265	1,85		
20	0,884	0,864	2,26	0,551	0,565	-2,54		
30	0,730	0,745	-2,06	0,854	0,872	-2,11		
40	0,562	0,564	-0,36	1,193	1,197	-0,34		
50	0,419	0,420	-0,24	1,576	1,629	-3,36		
60	0,297	0,298	-0,34	1,985	1,909	3,83		
70	0,190	0,186	2,11	2,271	2,294	-1,01		
80	0,093	0,091	2,15	1,868	1,868	0		
90	0	0	-	0	0	-		

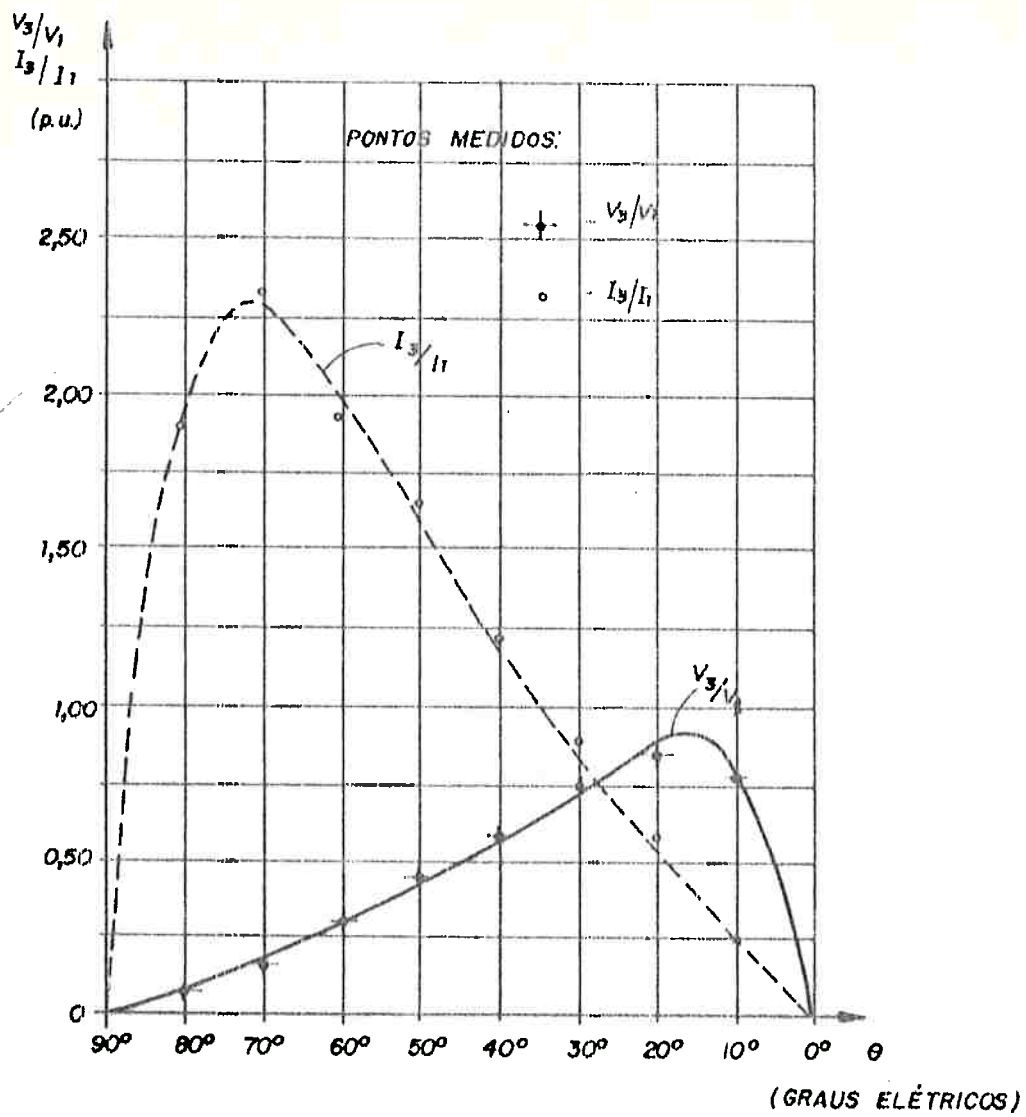


Fig. 5.5 - Tensão e corrente no enrolamento de compensação -  
regulador isolador



6) Regulador monofásico como autotransformador - Impedância de curto-circuito vista pela linha,  $Z_p$ , sem compensação.

- Valores teóricos a partir da equação (3.38)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.10

TABELA 5.7-Impedância de curto-Regulador auto transf-sem compensação						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	$Z_p$ ( $\Omega$ )	$\varphi_{zp}$	$Z_p$ ( $\Omega$ )	$\varphi_{zp}$		
0	1,46	74,9°	1,32	63,9°	9,58	14,68
10	1,93	77,6°	2,16	55,6°	-11,92	28,35
20	3,35	81,0°	3,11	81,7°	7,16	-0,86
30	5,68	82,9°	5,45	85,1°	4,05	-2,65
40	8,84	83,9°	8,72	86,0°	1,36	-2,50
60	17,25	84,8°	17,34	86,0°	-0,52	-1,42
80	27,56	85,1°	27,78	85,7°	-0,79	-0,71
100	38,51	82,3°	39,22	84,5°	-1,84	-2,67
120	48,73	85,4°	48,78	83,4°	-0,10	2,34
140	56,85	85,4°	57,14	83,2°	-0,51	2,58
160	61,31	85,4°	61,54	83,4°	-0,38	2,34
170	61,56	85,2°	61,86	83,0°	-0,49	2,58
180	61,17	85,0°	61,86	82,7°	-1,13	2,71

H) Regulador monofásico como autotransformador. Impedância de curto vista pela linha com enrolamento de compensação.

- Valores teóricos a partir da equação (3.39)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.11

TABELA 5.8-Impedância de curto-Regulador auto transf-com compensação						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	$Z_p$ ( $\Omega$ )	$\psi_{zp}$	$Z_p$ ( $\Omega$ )	$\psi_{zp}$		
0	1,46	74,9°	1,30	64,6°	10,96	13,75
10	1,49	75,0°	1,41	65,7°	5,37	12,40
20	1,61	75,2°	1,51	66,8°	6,20	11,17
30	1,80	75,5°	1,68	67,6°	6,67	10,46
40	2,11	75,8°	2,03	70,5°	3,79	6,99
60	3,16	76,6°	2,99	76,3°	5,38	0,39
80	5,38	77,3°	5,58	78,0°	-3,72	-0,91
100	10,04	78,2°	11,11	78,8°	-10,66	-0,77
120	21,27	80,0°	22,39	79,4°	-5,27	0,75
140	44,14	83,4°	47,24	81,2°	-7,02	2,64
160	80,96	85,4°	60,00	81,9°	1,58	4,08
180	61,20	85,0°	60,00	81,3°	1,96	4,35

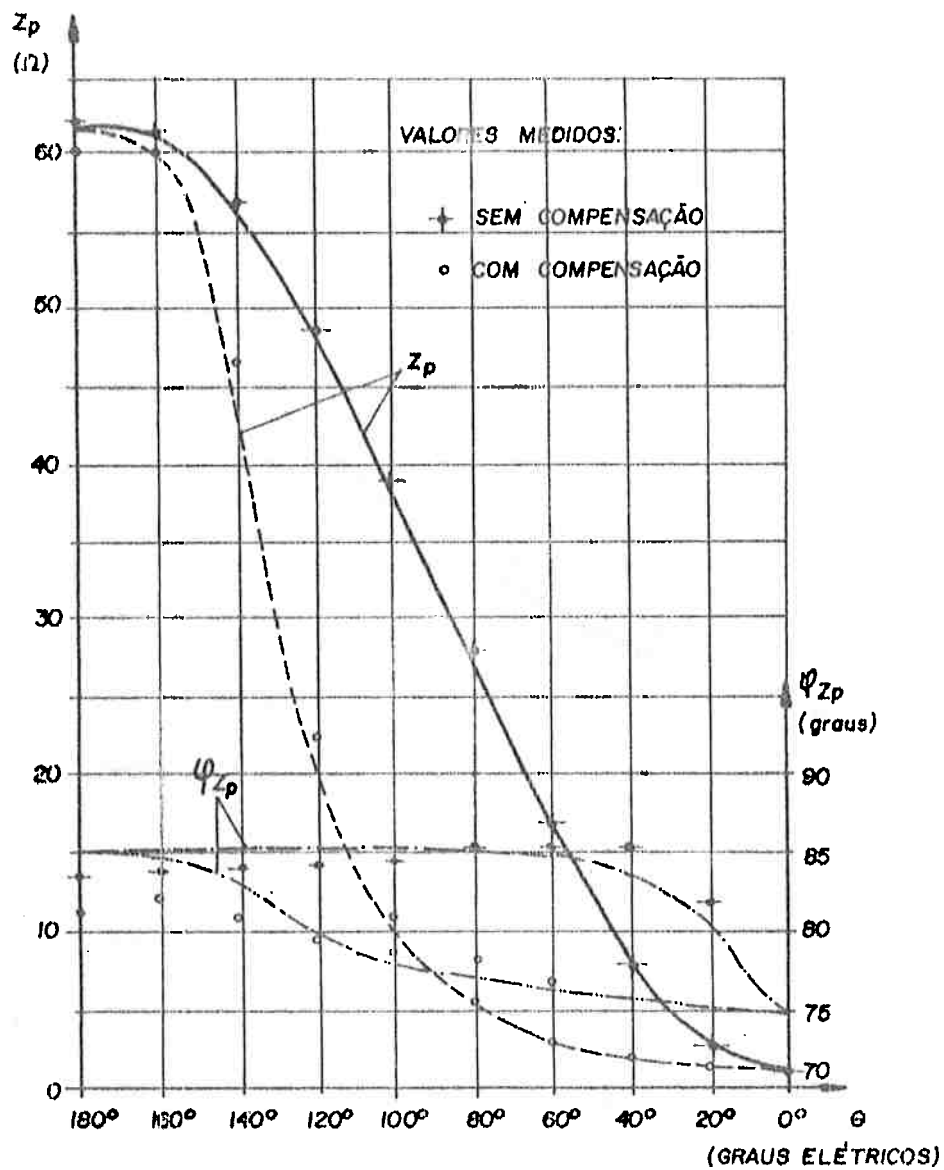


Fig. 5.6 - Impedância de curto-circuito para regulador autotransformador, com e sem compensação.

1) Tensão e corrente resultantes no enrolamento de compensação para regulador autotransformador,  $V_c/V_p$  e  $I_c/I_p$ .

- Valores teóricos obtidos a partir das equações (3.40) e (3.41)

- Valores experimentais a partir das tabelas 4.10 e 4.11

TABELA 5.9 - Tensão e corrente no enrolamento de compensação  
Regulador Auto transformador

$\theta$ (graus elet)	Compensação aberto			Compensação em curto		
	Teórico	Experimental	erro	Teórico	Experimental	erro
	$V_3 / V_1$ (p.u.)	$V_3 / V_1$ (p.u.)	(%)	$I_3 / I_1$ (p.u.)	$I_3 / I_1$ (p.u.)	(%)
0	0	0	-	0	0	
10	1,585	1,517	4,29	0,145	0,139	4,14
20	1,798	1,800	-0,11	0,292	0,290	0,69
30	1,549	1,560	-0,71	0,443	0,434	2,03
40	1,276	1,250	2,04	0,599	0,574	4,17
50	0,874	0,867	0,80	0,937	0,898	4,16
60	0,614	0,608	0,98	1,319	1,293	1,97
100	0,421	0,408	3,09	1,735	1,741	-0,35
120	0,280	0,275	1,786	2,022	2,015	0,35
140	0,151	0,133	11,92	1,488	1,457	2,08
160	0,031	0	-	0,190	0	-
180	0	0	-	0	0	-

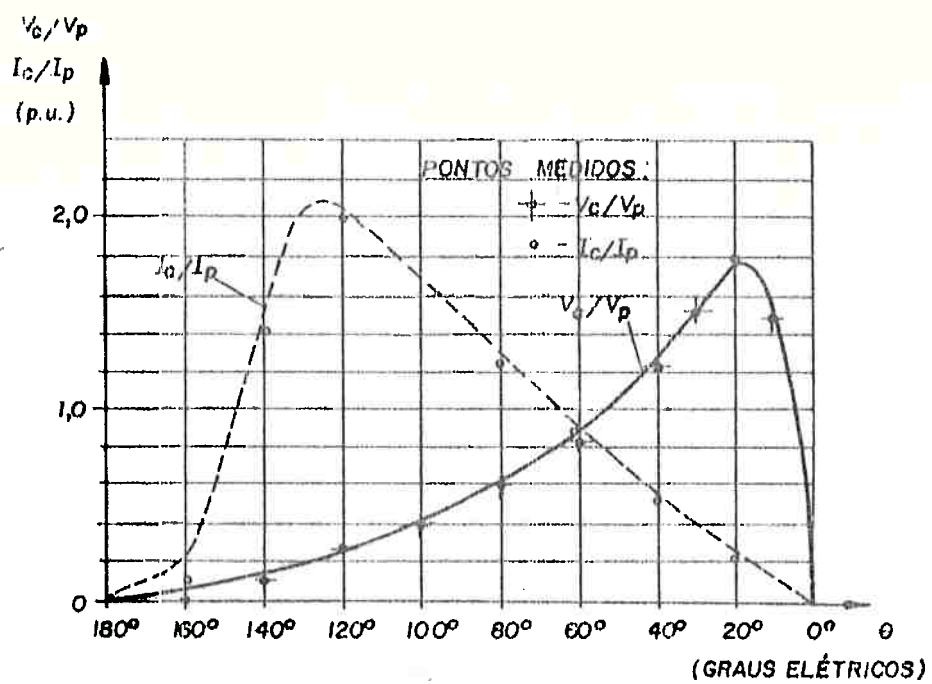


Fig. 5.7 - Tensão e corrente no enrolamento de compensação - regulador autotransformador.

J) Impedância apresentada à linha de alimentação para regulador monofásico utilizado como indutor variável - Sem enrolamento de compensação.

- Valores teóricos obtidos a partir da equação (3.50)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.12

TABELA 5.10 - Impedância como indutor variável - sem compensação						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	Zind ( $\Omega$ )	$\varphi_{zind}$	Zind ( $\Omega$ )	$\varphi_{zind}$		
0	259,7	85,4°	259,3	85,1°	0,15	0,35
20	252,0	85,4°	254,5	85,2°	-0,99	0,23
40	230,0	85,4°	233,3	85,5°	-1,44	-0,18
60	196,3	85,4°	200,0	86,0°	-1,89	-0,70
80	154,9	85,3°	157,3	86,7°	-1,55	-1,64
100	110,9	85,1°	112,0	87,3°	-0,99	-2,59
120	69,5	84,8°	68,3	87,5°	1,73	-3,18
140	35,8	83,9°	33,7	86,8°	5,87	-3,46
160	13,8	81,1°	11,4	81,9°	17,39	-0,25
170	8,1	77,8°	7,2	77,6°	11,11	0,26
180	6,2	75,3°	5,6	74,1°	9,68	1,59

L) Impedância apresentada à linha de alimentação para regulador monofásico utilizado como indutor variável - com enrolamento de compensação

- Valores teóricos obtidos a partir da equação (3.54)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.12

TABELA 5.11 - Impedância como indutor variável - <u>com compensação</u>						
$\theta$ (graus elet)	Teórico		Experimental		erro do módulo (%)	erro da fase (%)
	Zind ( $\Omega$ )	$\varphi_{zind}$	Zind ( $\Omega$ )	$\varphi_{zind}$		
0	259,7	85,4°	264,2	85,0°	-1,73	0,47
20	244,6	85,4°	250,0	85,2°	-2,20	0,23
40	203,9	85,3°	212,1	85,7°	-4,02	-0,47
60	148,9	85,1°	153,9	86,4°	-3,36	-1,53
80	93,6	84,7°	96,6	86,8°	-3,21	-2,48
100	43,6	83,8°	48,3	86,3°	-10,78	-2,98
120	22,1	81,7°	19,6	83,4°	11,31	-2,08
140	9,7	77,7°	8,5	77,3°	12,37	0,52
160	6,4	75,2°	6,0	74,0°	6,25	1,60
170	6,2	75,2°	5,8	74,2°	6,45	1,33
180	6,2	75,3°	5,6	74,2°	9,68	1,46

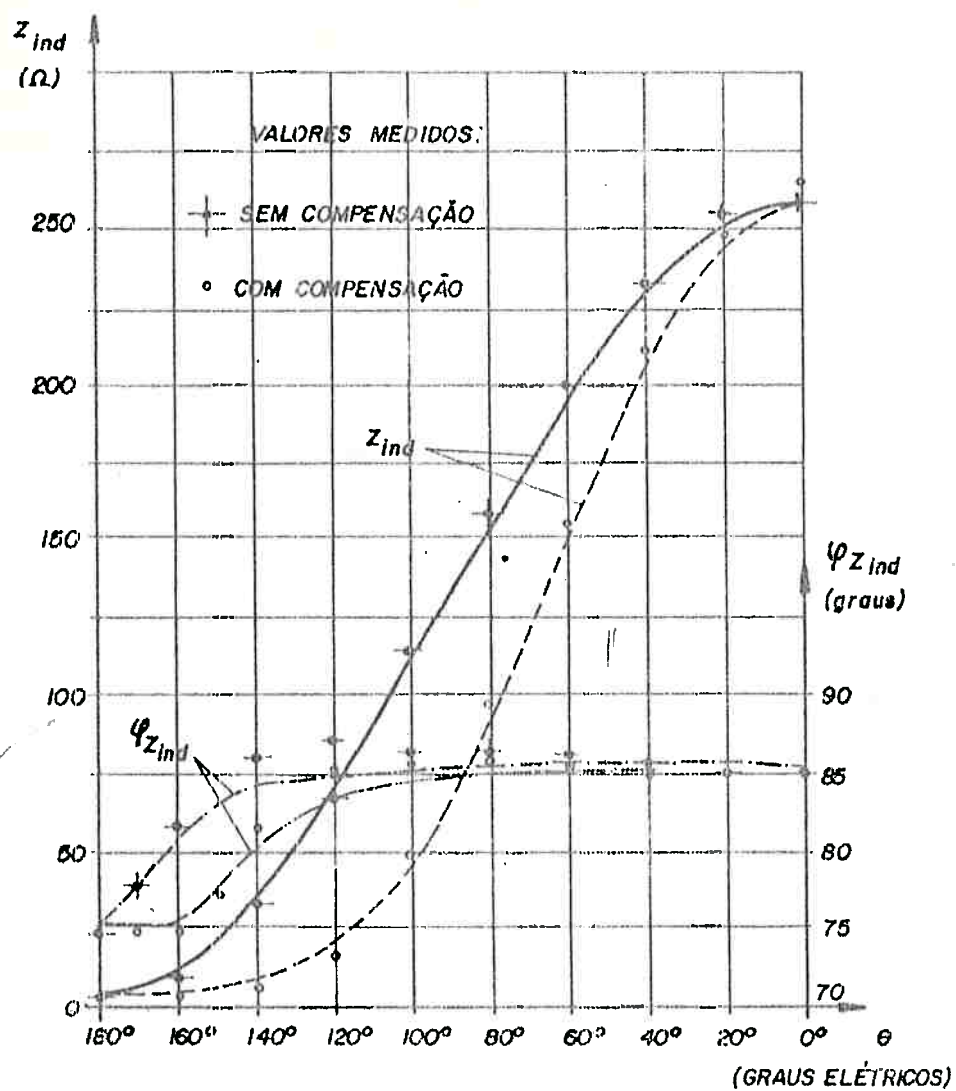


Fig. 5.8 - Impedância como indutor variável, com e sem compensação



M) Tensão e corrente resultantes no enrolamento de compensação  $V_c/V_s$ ,  $I_c/I_s$  para regulador monofásico utilizado como indutor

- Valores teóricos obtidos a partir das equações (3.55) e (3.56)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.12

TABELA 5.12 - Tensão e corrente no enrolamento de compensação  
Regulador como indutor

$\theta$ (graus elet)	Sem compensação			Com compensação		
	Teórico	Experimental	erro (%)	Teórico	Experimental	erro (%)
	$V_c / V_s$ (p.u.)	$V_c / V_s$ (p.u.)		$I_c / I_s$ (p.u.)	$I_c / I_s$ (p.u.)	
0	0	0	-	0	0	-
20	0,050	0,043	14,00	0,589	0,554	5,94
40	0,102	0,093	8,82	1,106	1,076	2,71
60	0,162	0,154	4,94	1,495	1,538	-2,88
80	0,233	0,225	3,43	1,697	1,745	-2,83
100	0,325	0,314	3,39	1,700	1,676	1,41
120	0,457	0,446	2,41	1,495	1,399	6,42
140	0,658	0,657	0,15	1,109	1,015	8,48
150	0,910	0,871	4,29	0,590	0,570	3,39
170	0,787	0,729	7,37	0,300	0,320	-6,67
180	0	0	-	0	0	-

N) Tensão resultante nos terminais do primário para regulador monofásico utilizado como indutor variável.

- Valores teóricos obtidos a partir das equações (3.57) e (3.58)

- Valores experimentais a partir da tabela 4.12

TABELA 5.13 - Tensão resultante no primário - Regulador como indutor

$\theta$ (graus elet)	Sem compensação			Com compensação		
	Teórico	Experimental	erro (%)	Teórico	Experimental	erro (%)
	Vp / Vs (p.u.)	Vp / Vs (p.u.)		Vp / Vs (p.u.)	Vp / Vs (p.u.)	
0	0,482	0,479	0,62	0,482	0,471	2,28
20	0,481	0,479	0,42	0,495	0,479	2,23
40	0,479	0,479	0	0,540	0,529	2,04
60	0,476	0,475	0,21	0,627	0,621	0,96
80	0,469	0,471	-0,43	0,776	0,778	-0,39
100	0,457	0,461	-0,68	1,021	1,029	-0,78
120	0,431	0,436	-1,16	1,353	1,357	-0,29
140	0,385	0,361	1,09	1,344	1,271	5,43
150				0,914	0,957	-4,71
156				0,558	0,600	-7,53
160	0,152	0,150	1,316	0,326	0,343	-5,22
164				0,128	0,186	-45,31
168	0,064	0,100	-56,25	0,092	0,129	-40,22
170	0,113	0,129	-14,16	0,147	0,171	-16,33
172	0,166	0,179	-7,83	0,198	0,225	-13,64
174	0,216	0,229	-6,02			
176	0,257	0,268	-4,28	0,270	0,293	-8,52
178	0,285	0,304	-6,67	0,291	0,314	-7,90
180	0,294	0,318	-8,16	0,294	0,325	-10,54



### 5.3 - Considerações Finais

Da análise dos resultados comparativos obtidos neste capítulo, observa-se que o erro médio global entre os valores teóricos e experimentais é 5,17% para o regulador trifásico e de 3,91% para o regulador monofásico. Esse erro global foi computado usando todos os pontos medidos sem exceção para o regulador trifásico, e para o monofásico foram usados todos os pontos com exceção de 3 valores que foram desprezados na tabela 5.13, já que estão claramente afetados de imprecisão na leitura do ângulo  $\theta$ , como será discutido adiante.

Na determinação do erro médio global foram usados os erros de módulo das impedâncias e das relações de tensões e correntes. Não foram usados os erros de ângulo de fase visto que, conforme já mencionado, na seção 4.4, estes não foram determinados por meio de uma medição direta da potência absorvida em cada ensaio, mas por meio de uma potência calculada pela perda joule e pela avaliação da perda no ferro. Além disso, os pequenos erros obtidos nos ângulos de fase resultam do fato de que as impedâncias dos reguladores são predominantemente indutivas, e portanto os ângulos de fase serão sempre próximos a  $90^\circ$ . Assim, esses pequenos erros, da ordem de 1,5% não foram considerados no cálculo do erro global para não abaixá-lo artificialmente.

Fazendo-se algumas considerações sobre os resultados obtidos, verifica-se que:

A) - Para o regulador de indução trifásico, embora o erro médio seja pequeno, 5,17%, em alguns pontos do ensaio atinge-se a erros de 10%. Tal fato deve-se em primeiro lugar à determinação indireta do ângulo  $\theta$ , por meio da tensão de saída em vazio. A impedância de curto circuito e a tensão resultante no primário para o regulador utilizado como indutor são funções fortemente dependentes do ângulo  $\theta$  nas regiões acima de  $140^\circ$  elétricos, e portanto pequenas imprecisões na medida do ângulo afetam sobremaneira os resultados.

Além disso, como nesse ensaio a tensão de alimentação varia numa ampla faixa, a impedância de magnetização varia em função do nível de saturação do circuito magnético afetando os resultados obtidos na medida, enquanto que na determinação dos valores teóricos é utilizada uma impedância de magnetização de valor fixo, correspondente à tensão de alimentação nominal.

B) - Para o regulador de indução monofásico observa-se de maneira geral que para a impedância de curto-circuito os erros maiores ocorrem para ângulos próximos de  $0^\circ$  elétricos enquanto que para o regulador utilizado como indutor os maiores erros acontecem para os ângulos próximos a  $180^\circ$  elétricos. Isto se deve ao fato que no regulador monofásico os ensaios foram feitos a tensão constante e com corrente

variável e as condições acima citadas são justamente aquelas em que as correntes são maiores ( $\theta=0^\circ$  para regulador em curto e  $\theta=180^\circ$  para regulador como indutor). As correntes nessas condições atingiram no ensaio valores de 4 a 5 vezes a corrente nominal, o que afeta as reatâncias de dispersão por saturação do circuito magnético do fluxo disperso, fazendo com que os valores medidos sejam menores que aqueles obtidos teoricamente, onde é utilizada uma reatância de dispersão fixa correspondente à corrente nominal.

Nos demais ensaios do regulador monofásico, como na determinação das relações de tensões e correntes entre enrolamentos primário e de compensação bem como na tensão resultante no primário para o regulador utilizado como indutor, nota-se que invariavelmente os maiores erros ocorrem para ângulos onde as respectivas funções são mais fortemente influenciadas pelo mesmo. No regulador monofásico, embora a medição do ângulo entre primário e secundário tenha sido feita diretamente, o transferidor usado tem resolução de  $2^\circ$  geométricos o que significa  $4^\circ$  elétricos. Assim, em alguns pontos do ensaio, onde a variação do ângulo foi de  $2^\circ$  elétricos, tal medida tendo sido obviamente interpolada no transferidor, justifica-se os erros acentuados entre valores teóricos e experimentais aí obtidos, como alguns pontos da tabela 5.13.

Pelo exposto, conclui-se que os resultados obtidos são plenamente satisfatórios, fazendo com que as equações e circuitos equivalentes deduzidos nos capítulos 2 e 3 sejam um modelo bastante preciso do regulador de indução.

Toda análise aqui apresentada pressupõe o regulador de indução operando sob frequência fundamental. Não foi aqui explorado seu comportamento perante harmônicos e nem sua resposta em frequência. Conforme já citado, a execução do regulador de indução com enrolamentos dotados de distribuição e encurtamento, além do acoplamento magnético entre primário e secundário se efetuar por uma distribuição de fluxo num entreferro, permite que tal dispositivo atue como filtro de harmônicos juntamente com sua capacidade de variar a tensão de saída [27]. Esse comportamento será estudado em trabalho futuro com adaptação e modificação dos circuitos equivalentes para operação sob presença de harmônicos e frequências ressonantes.

BIBLIOGRAFIA

- [1] ADKINS, B. & HARLEY, R.G. The General Theory of Alternating Current Machines. London, Chapman and Hall, 1975
- [2] BARBI, I. Teoria Fundamental de Motor de Indução. Florianópolis, Editora da UFSC/Eletrobrás, 1985
- [3] BEWLEY, L.V. Tensor Analysis of Electric Circuits and Machines. New York, The Ronald Press Company, 1961
- [4] CARR, L.H.A. The Use of Induction Regulators in Feeder Circuits. Journal IEE. 63: p864-876. 1925
- [5] CRISTINA, S. Computing Procedure of Mutual Reactances in Multiwinding Transformers. IEEE Trans. on MAG. 20 (5): p2048-2050. Sep. 1984
- [6] DOEBELIN, E.O. Measurement Systems. Tokyo, Mc Graw Hill KogaKusha, 1975
- [7] FALCONE, A.G. Eletromecânica. São Paulo, Editora Edgard Blucher Ltda. 1979



- [8] FALCONE, A.G. & CHABU, I.E. Circuito Equivalente para Regulador de Tensão Tipo Indução. São Paulo. Revista Mundo Elétrico (357): p. 52-55. Julho. 1989
- [9] GIBBS, W.J. Sensors in Electrical Machine Theory. London, Chapman and Hall, 1952
- [10] GOURISHANKAR, V. Conversión de Energía Electromecánica. Mexico. Representaciones y Servicios de Ingeniería, S.A. 1975
- [11] HIMEI, T., NAKANISHI, S and FUNABIKI, S. Generalised Analytical Model for a Thyristor - Controlled Variable Inductor. IEEE Trans. on IA-19(4): p.607-613. Jul/Aug. 1983.
- [12] ICHINOKURA, O., KIKUCHI, S. and MURAKAMI, K. A New AC Power Stabilizer Using Two-Orthogonal-Flux Type Parametric Transformer and Variable Inductor. IEEE Trans. on MAG 18(6): p1661-1766. Nov. 1982
- [13] JHA, C.S. Theory and Equivalent Circuits of The Double Induction Regulator. IEE Monograph N° 197(U): p96-107. Sep. 1956
- [14] KOSTENKO, M.P. & PIOTROVSKI, L.M. Máquinas Eléctricas. Moscou, Editorial Mir. Vol.2 - 1976

- [15] KRON, G. The Application of Tensors to the Analysis of Rotating Electrical Machinery. Schenectady, General Electric Review. 1938
- [16] LIWSCHITZ, M. Le Macchine Elettriche. Milano. Editore Ulrico Hoepli. 1963
- [17] MENDES, J.C. Sobretensões Ressonantes: Fundamentos, Falhas e Monitoramento Contínuo de Transformadores de Alta Tensão. Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da USP - 1989
- [18] MEHTA, P., THOMPSON, T. and KORIM, N.A. Shorting Coil Voltage Regulator. IEE Proc. 128(B):p52-54. Jan. 1981
- [19] MORRIS, D. Some Tests of an Exact Practical Theory of the Transformer. IEE Proc. 902(5): p17-23. Jun. 1949
- [20] RAWCLIFFE, G.H. BROADWAY, A.R.W. and McLELLAN, P.R. The Moving Secondary Voltage Regulator: Some Aspects of a Generalised Transformer. IEE Proc. 114(11): p1692-1699. Nov. 1967
- [21] RAWCLIFFE, G.H. & SMITH, I.R. The Moving Coil Regulator: Treatment From First Principles. IEE Proc. 2203(5): p.68-76. Feb. 1957

- [22] RICHTER, R. Elektrische Maschinen Die Induktionsmaschinen - Stuttgart, Verlag Birkhäuser, Band IV, 1954
- [23] SAY, M.G. Alternating Current Machines. New York, Pitman Publishing Corporation, 1976
- [24] SAY, M.G. The Performance and Design of Alternating Current Machines. New York, Pitman Publishing Corporation, 1958
- [25] SCHWARZ, B. The Stator-Fed A.C. Commutator Machine with Induction Regulator Control. IEE Proc 849(D): p755-767. Mar. 1949
- [26] TERANISHI, T., EBISAWA, Y., YANARI, T. and HONDA, M. An Approach to Suppressing Resonance Voltage in Transformer Tap Windings. IEEE Trans. on PAS 102(8): p2552-2558. Aug. 1983
- [27] TEZ, E.S., CLARKE, J. and SMITH, L.R. Inverter Regulation by Transformer Tap Changing. IEE Proc. 129(6): p315-322. Nov. 1982