

MÁQUINA SÍNCRONA AUTO PILOTADA ALIMENTADA
POR FONTE DE CORRENTE: ESTUDO EM REGIME
PERMANENTE; REALIZAÇÃO

por

ANTONIO LUIZ AGUIAR

TESE DE MESTRADO

Apresentada à Coordenação Setorial de Pós-Graduação e Pesquisa da Pró-Reitoria para Assuntos do Interior da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre em Ciências.

Campina Grande, Novembro de 1979.



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL

COORDENAÇÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

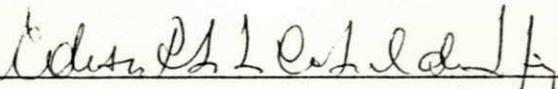
PARECER FINAL DO JULGAMENTO DA DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

ANTONIO LUIZ AGUIAR

Título: "MÁQUINA SÍNCRONA AUTOPILOTADA ALIMENTADA POR FONTE DE CORRENTE:
ESTUDO EM REGIME PERMANENTE; REALIZAÇÃO.

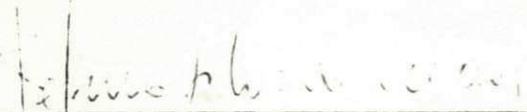
COMISSÃO EXAMINADORA

CONCEITO



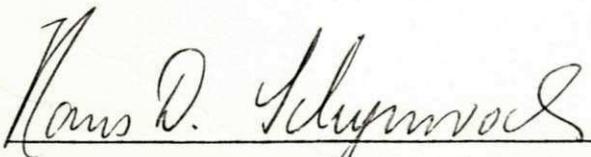
PROF. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA - Dr.Engg.
- Presidente -

Aprouva



PROF. TELMO SILVA DE ARAÚJO - Dr.Engg.

aprouva



PROF. HANS DIETER SCHYMROCH - P.Engg. Dr.-Ing.

Aprouva

00000000 00000000
Campina Grande, 20 de novembro de 1979.



A282m

Aguiar, Antonio Luiz.

Máquina Síncrona auto pilotda alimentada por fonte de corrente : estudo em regime permanente; realização / Antonio Luiz Aguiar. Campina Grande : 1979.

102 f.

Disertação (Mestrado em Ciências) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1979. "Orientação : Prof. Dr. Edison Roberto Cabral da Silva". Referências.

1. Máquina Síncrona. 2. Máquinas Elétricas - Fonte de Corrente. Correntes Alternada 3. Auto Pilotagem - Técnica. I. Silva, Edison Roberto Cabral da. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande(PB). III. Título

CDU 621.313.32(043)

DEDICATÓRIA

Aos meus pais.

AGRADECIMENTOS

Quero deixar expresso o mais profundo agradecimento ao Dr. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA pela sua orientação e incentivo que foram de suma importância na elaboração deste trabalho.

Ao Dr. TELMO SILVA DE ARAÚJO o reconhecimento pela sua inestimável ajuda através das discussões e sugestões apresentadas no decorrer do trabalho.

Ao Dr. HANS DIETER SHCIMROCH o meu agradecimento por ter aceito o convite de participar da banca examinadora.

Quero deixar expresso, por sua inestimável ajuda nos trabalhos de Laboratório, o meu agradecimento ao Prof. P. D. Sood.

Finalmente, a todos que contribuíram direta ou indiretamente na realização deste trabalho o meu mais sincero agradecimento.

RESUMO

As máquinas c.a. clássicas têm sido, ultimamente, alvo de maiores atenções e esforços no sentido de sua utilização em aplicações de velocidade variável, através do acionamento por conversores estáticos. Dentre as diversas possibilidades existentes, encontra-se a de um sistema constituído por uma máquina síncrona acionada por um inversor alimentado por corrente, sendo o comando do inversor efetuado através da detecção da posição do rotor (autopilagem). Este sistema apresenta características semelhantes às de uma máquina c.c. clássica com excitação em separado.

Neste trabalho é feita uma descrição breve dos princípios gerais de funcionamento de um desses sistemas, sendo desenvolvido um estudo simplificado, através de um método fasorial, que leva em consideração, de forma aproximada, os efeitos da comutação, da reação da armadura e da saturação, a fim de analisar o

comportamento do sistema em regime permanente. São, também, apresentados os diversos componentes que fazem parte de uma montagem realizada em laboratório e os resultados teóricos e experimentais obtidos a partir desse sistema.

ABSTRACT

The classical a.c. electric machines, of late have attracted lot of variable speed drive applications using solid state static converters. A synchronous machine system controlled by a current source inverter and the latter being controlled a rotor position detection set up is one such system amongst many others possible. This system possesses characteristics similar to those shown by classical separately excited d.c. machines.

In this paper, the general principles of operation are described and a simplified analysis is done using phasor diagram method. This mode takes into account, making simplifying approximations, the effect of commutation, armature reaction and the core saturation in order to analyse the steady state performance of the system different parts of the laboratory prototype are described and the experimental and theoretical results of the prototype system are presented.

INDICE

	PÁGINA
INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 1 - PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO E REALIZAÇÃO...	5
INTRODUÇÃO.....	5
1.1 - Princípios da Substituição do Comuta dor Mecânico.....	6
1.2 - Particularidades da Máquina a Comuta ção Eletrônica.....	12
1.3 - Funcionamento com Comutação Natural..	14
1.4 - Funcionamento do Comutador Eletrônico sobre Motor Síncrono.....	15
1.4.1 - Comando do Inversor.....	15
1.4.2 - Comportamento da Máquina en tre duas Comutações Sucessi vas.....	19
1.5 - O Detetor da Posição do Rotor.....	23
1.6 - Princípio de Realização da Fonte de Corrente Contínua.....	24
CONCLUSÕES	27

	PÁGINA
CAPÍTULO 2 - ESTUDO DO MOTOR SÍNCRONO AUTOPILOTADO A CO MUTAÇÃO NATURAL EM REGIME PERMANENTE.....	29
INTRODUÇÃO.....	29
2.1 - Definição das Possibilidades de Fun cionamento.....	30
2.2 - Representação da Máquina.....	33
2.2.1 - Considerações sobre os Efe tos dos Harmônicos nas Condi ções Terminais.....	33
2.2.2 - Diagrama Fasorial para Cálcu lo da Tensão Terminal.....	36
2.3 - Análise da Comutação.....	39
2.3.1 - Cálculo do Intervalo de Comu tação.....	39
2.3.2 - Determinação da Indutância de Comutação	44
2.3.3 - Determinação dos Limites de Funcionamento do Sistema,...	45
2.4 - Determinação das Características do Sistema.....	46
2.4.1 - Tensões nos Terminais da Mā quina e no Inversor.....	46
2.4.2 - Torque Médio.....	50
2.4.3 - Determinação das Caract. Médias...	52

	PÁGINA
2.5 - Determinação da Capacidade de Máquina e Dimensionamento dos Conversores....	53
CONCLUSÕES.....	56
CAPÍTULO 3 - REALIZAÇÃO DO SISTEMA.....	57
INTRODUÇÃO.....	57
3.1 - A Máquina Síncrona Utilizada: Parâme- tros e Características	58
3.2 - O Comutador Eletrônico.....	62
3.2.1 - O Inversor.....	62
3.2.2 - Circuito de Comando do Inver- sor.....	63
3.2.2.1 - Escolha do Elemento Detetor.....	63
3.2.2.2 - Realização do Dete- tor.....	64
3.2.2.3 - Circuito Eletrônico do Comando do Inver- sor.....	67
3.3 - A Fonte de Corrente Contínua.....	69
3.3.1 - A Fonte de Tensão Controlada.	69
3.3.1.1 - Comando da Ponte Trifásica.....	71
3.3.2 - Regulação da Corrente Contínua	72

	PÁGINA
3.4 - Grandezas Características da Montagem Realizada.....	72
CONCLUSÕES.....	77
 CAPÍTULO 4 - CARACTERÍSTICAS E LIMITES DE FUNCIONAMENTO DO SISTEMA EM REGIME PERMANENTE.....	 79
INTRODUÇÃO.....	79
4.1 - Limites de Funcionamento.....	79
4.2 - Características em Regime Permanente	89
 CAPÍTULO 5 - CONCLUSÕES.....	 95
BIBLIOGRAFIA.....	98
 APÊNDICE A - MEDIÇÃO DO TORQUE POR MÉTODO INDIRETO.....	 101

LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS

- r : resistência da armadura
- L : indutância de alisamento da corrente contínua
- : indutância de comutação
- k : relação entre o número efetivo de espiras do estator e do rotor.
- p : número de pares de polos
- ω : frequência angular (rad. elet./s)
- ω_0 : frequência angular síncrona (rad. elet/s)
- ω_m : velocidade angular (rad. mec./s)
- N : velocidade de rotação (r.p.m.)
- N_0 : velocidade síncrona nominal de rotação (r.p.m.)
- T : torque eletromagnético
- J : corrente de excitação
- I_c : corrente contínua de alimentação
- I : valor eficaz do fundamental da corrente de fase
- U_m : valor máximo do fundamental da tensão terminal do motor
- $u_{ij} = u_i - u_j$: tensão entre os terminais i e j , entre as comutações.
- V : valor médio da tensão de entrada do inversor
- ψ_a : ângulo de imposição da corrente pelo captador
- : ângulo entre o fundamental da corrente de fase e a tensão
- ψ_a : ângulo de acionamento do inversor

- τ_i : tempo de duração da tensão sobre os tiristores do inversor
- τ : tempo de duração da comutação
- τ_{off} : tempo mínimo de aplicação da tensão inversa (especificado).

INTRODUÇÃO

O motor de corrente contínua clássico é, ainda hoje, sem dúvida, o mais utilizado em aplicações de velocidade variável, devido às suas características próprias. Entretanto, sua utilização é, em diversos casos, interdita por diversas razões, que podem estar ligadas às condições ambientais ou a restrições de ordens mecânicas ou elétricas (velocidade, potência, tensão, etc).

Ultimamente, devido ao desenvolvimento dos dispositivos de estado sólido de potência, tem crescido bastante o interesse pelo acionamento de motores de corrente alternada por conversores estáticos em aplicações de velocidade variável. Tais motores, inicialmente desenvolvidos, principalmente para operar nas faixas em que a utilização do motor c.c. é inadequada ou impossibilitada, estão, cada vez mais, penetrando nas diversas aplicações de velocidade variável.

Dentre as várias possibilidades existentes na utilização de motores c.a. alimentados por conversores estáticos, existe a do acionamento de motor síncrono com controle de gatilhamento dos tiristores do inversor por um comando ligado à posição do rotor, resultando numa amarração da frequência do conversor à rotação do motor [1-6]. Esta técnica é denominada autopilotagem e, com a sua utilização, consegue-se a eliminação dos pro

blemas de perda de sincronismo e oscilações espontâneas sustentadas que podem ser encontrados na máquina síncrona [7].

O desenvolvimento da técnica de autopilotagem resulta dos estudos de substituição da comutação mecânica, através de escovas e contatos deslizantes, pela comutação eletrônica das correntes da armadura. Nesse caso, o conjunto conversor-máquina síncrona tem, sob diversos aspectos, um comportamento semelhante ao de um motor c.c. com excitação independente [1-6] .

Esta característica, junto com a ausência de problemas ligados à existência de um comutador mecânico é o que torna o motor síncrono autopilotado bastante atrativo.

Existem dois tipos de sistemas de alimentação dos motores c.c. com comutador eletrônico:

- sistema indireto, em que o conversor que alimenta a máquina é um inversor que funciona a partir de uma fonte de tensão contínua, sendo a conversão frequência fixa da rede-frequência variável do inversor feita através de um estágio à corrente contínua.

- sistema direto, no qual a conversão frequência fixa da rede-frequência variável do inversor é feita diretamente, sendo a retificação e a variação progressiva das conexões das bobinas realizada simultaneamente [4] .

O presente trabalho tem como objetivo o estudo e montagem de um sistema indireto de acionamento de um motor síncrono autopilotado com a comutação dos tiristores do lado da máquina sendo efetuada através da tensão terminal do motor (comutação natural). O trabalho é desenvolvido com a realização de uma montagem, a utilização de modelos representativos da máquina , sob esse tipo de funcionamento, e uma simulação, a fim de levar em consideração o conjunto conversor-máquina. O comportamento do sistema é investigado, sendo levantadas suas características em regime permanente e os limites de funcionamento impostos pela comutação natural, determinados teórica e experimentalmente, com o intuito de comparar os resultados e possibilitar um posterior aprimoramento do modelo teórico e da montagem.

No capítulo 1 são apresentados os princípios gerais de funcionamento e indicados os elementos necessários para a realização de uma máquina síncrona autopilotada alimentada por fonte de corrente.

No capítulo 2 é feito o estudo do sistema para funcionamento em motor, sendo discutidos os modelos representativos da máquina durante a comutação e fora dela. Os procedimentos para determinação das características e limites de funcionamento do sistema são indicados.

Os componentes utilizados na realização de uma montagem do sistema investigado são apresentados no capítulo 3.

Finalmente no capítulo 4 são apresentados os resultados teóricos obtidos com os modelos do capítulo 2 e os resultados experimentais obtidos com a montagem realizada.

CAPÍTULO 1

PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO E REALIZAÇÃO

INTRODUÇÃO

Este capítulo tem como objetivo apresentar os princípios gerais de funcionamento e realização de uma máquina síncrona autopilotada a partir de um sistema indireto de alimentação com comutação natural. É considerada a concepção da máquina autopilotada através do estudo das propriedades do comutador da máquina c.c. clássica. Nesse sentido, inicialmente, é discutida a substituição do comutador mecânico pelo eletrônico e apresenta-se algumas particularidades da máquina à comutação eletrônica resultante. Em seguida é ilustrado o funcionamento do sistema no acionamento de um motor síncrono. No final do capítulo, são discutidos os princípios de detecção da posição do rotor, para

comando de conversor do lado da máquina, bem como os de realização da fonte de corrente contínua de alimentação.

1.1 - Princípio da Substituição do Comutador Mecânico

O estudo da conversão eletromecânica da energia nos mostra a impossibilidade de obtenção de conversão contínua da energia se as bobinas que constituem um sistema forem todas percorridas por correntes constantes [8]. Pelo menos um dos sistemas de bobinas (fixo ou móvel) necessita ser percorrido por uma corrente variável. A máquina c.c. clássica obedece, ela mesma, esse princípio. Nessa máquina, o enrolamento percorrido por corrente alternada (usualmente a armadura) é localizado no rotor, sendo a alternância da corrente, a partir de uma fonte contínua, efetuada pelo comutador mecânico. A comutação ocorre quando duas seções do coletor passam sob as escovas, que são mantidas fixas em relação ao eixo do campo do estator.

O papel do comutador é duplo: além da transformação corrente contínua corrente alternada, ele produz uma amarração da frequência da corrente alternada à velocidade. O reconhecimento da dupla função do comutador permite considerar a utilização de dispositivos eletrônicos para realizar as funções do comutador.

Na Fig. 1-1 é esquematizado o funcionamento do comutador

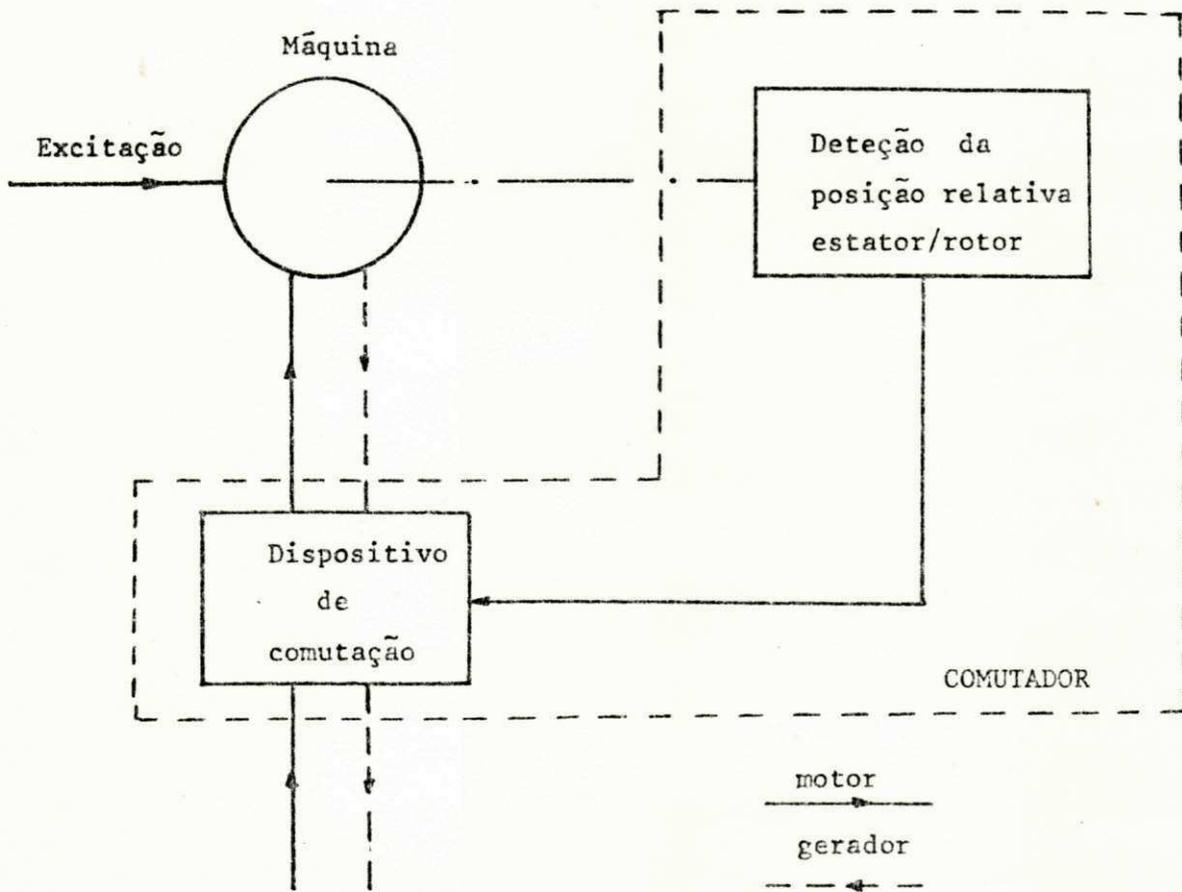
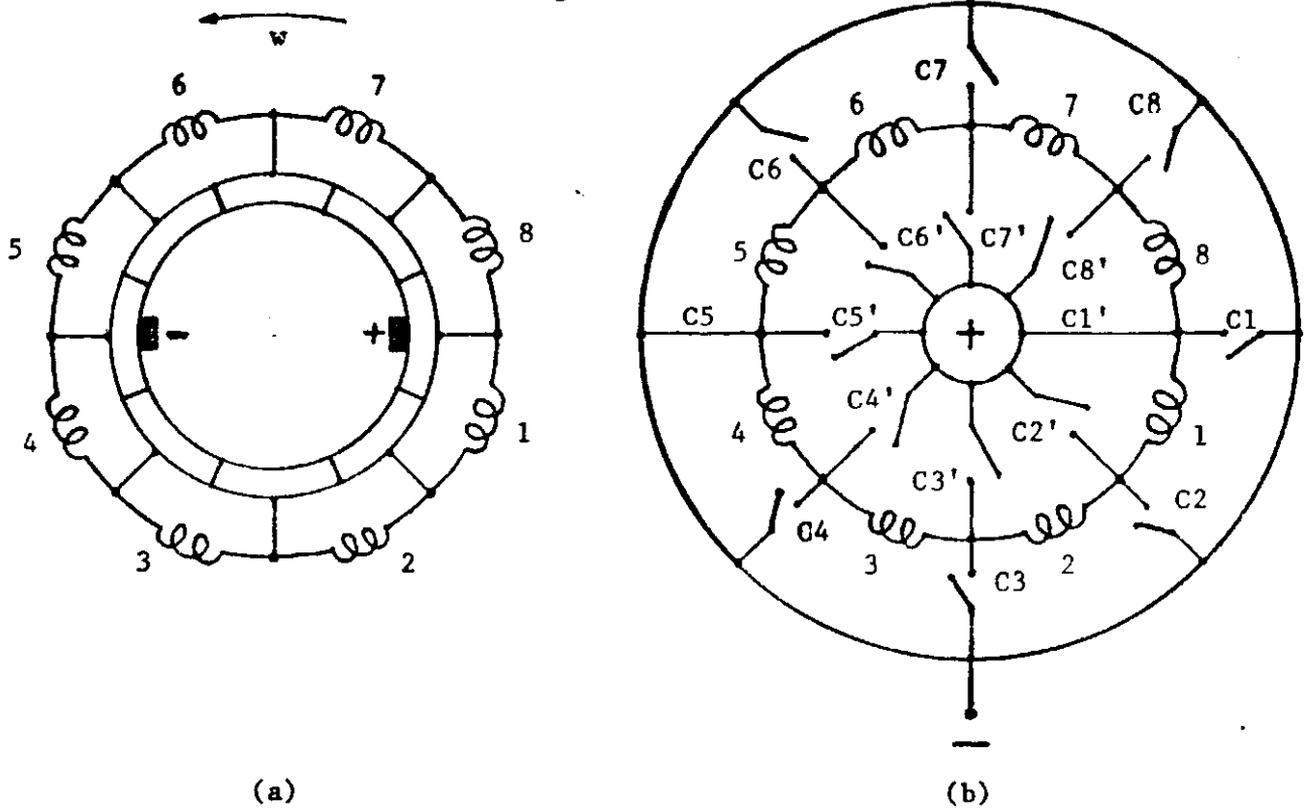


Fig. 1-1. Funcionamento do comutador

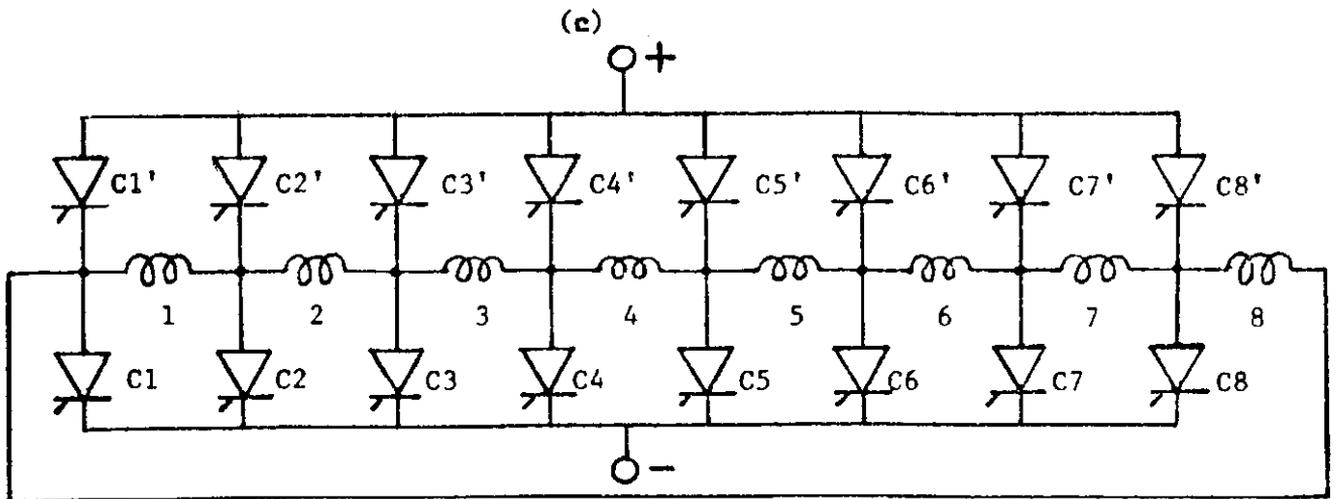
eletrônico. O dispositivo de comutação, que efetua a alternância da corrente, é comandado por um detetor da posição relativa entre rotor e estator, realizando a mesma função das escovas na comutação mecânica.

Com a ajuda da Fig. 1-2 pode-se visualizar melhor como a substituição do comutador mecânico pelo eletrônico pode ser feita. Na Fig. 1-2a é representado, esquematicamente, o comutador mecânico (constituído de escovas e coletor) e, na Fig. 1-2b, o sistema destinado a substituí-lo. Se a abertura e o fechamento das chaves na Fig. 1-2b for comandada de modo adequado, as conexões das bobinas sofrerão as mesmas modificações que na Fig. 1-2a. Para o sentido de rotação indicado na Fig. 1-2a, por exemplo, a sequência de comando das chaves indicada na Fig. 1-2c produz as mesmas conexões das bobinas efetuadas pelo comutador mecânico.

Na Fig. 1-2d o esquema da Fig. 1-2b é arranjado de uma outra forma e as chaves são substituídas por retificadores controlados (tiristores). Essa representação nos leva ao reconhecimento do dispositivo eletrônico como sendo uma ponte polifásica retificadora-inversora. Em particular, se o número de enrolamento for três tem-se uma ponte trifásica funcionando como inversor, no caso de funcionamento motor, ou como retificador, no caso de funcionamento em gerador. Para esse caso, e, supondo que a comutação dos tiristores esteja garantida, vê-se, na Fig. 1-3, as formas de onda das correntes nas linhas e enrolamentos da máquina

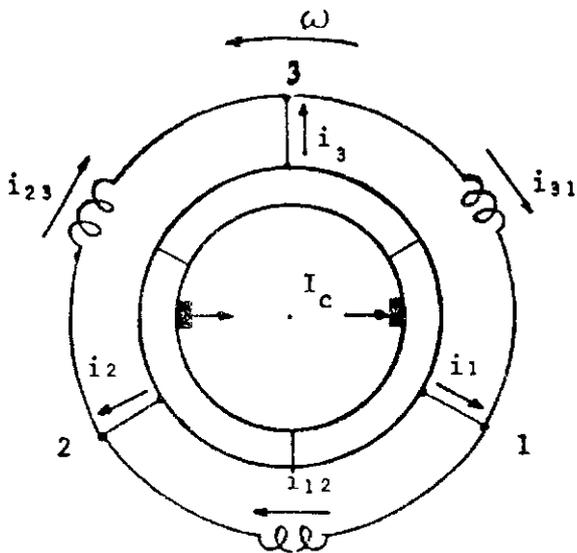


C5	C6	C7	C8	C1	C2	C3	C4	C5
C1'	C2'	C3'	C4'	C5'	C6'	C7'	C8'	C1'

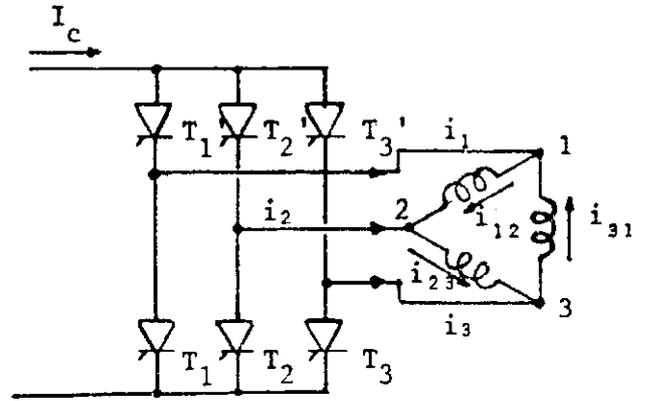


(d)

Fig. 1-2.

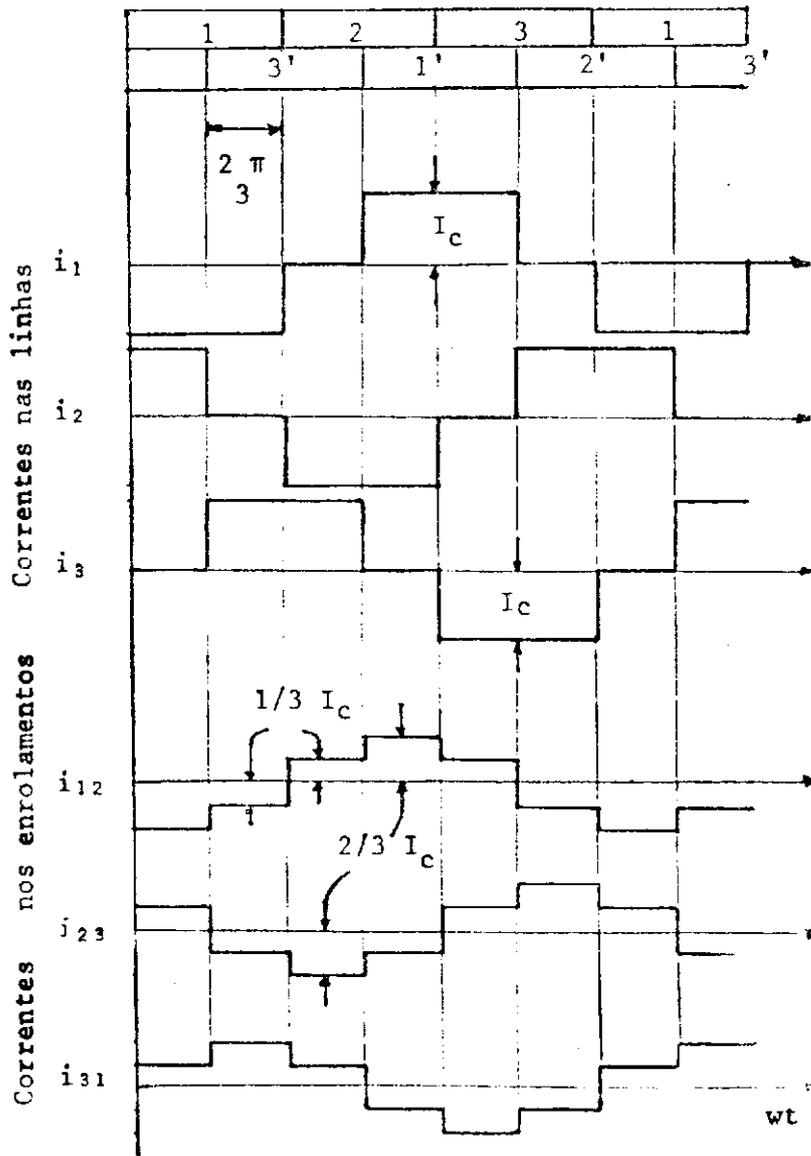


(a)



(b)

Sequencia de acionamento dos tiristores e duração da condução.



(c)

Fig. 1-3.

na, no caso ideal de comutação instantânea. Para o sentido de rotação indicado na Fig. 1-3a as formas de onda mostradas são válidas tanto para a comutação mecânica como para a comutação eletrônica, se para esta última a sequência e os instantes de acionamento são os indicados na figura. Cada tiristor conduz durante um intervalo de $2\pi/3$ rad. elet. sendo que existe um acionamento a cada $\pi/3$ radianos elétricos.

A utilização dos tiristores levanta o problema da necessidade de se ter um mecanismo que possibilite o bloqueio (abertura das chaves) daqueles tiristores que forem necessários, a fim de manter a evolução progressiva das conexões dos enrolamentos corretamente.

Existe, então, a possibilidade de se utilizar a força contra eletromatriz da máquina para efetuar a comutação (comutação dita natural ou assistida) ou, ainda, a de se utilizar dispositivos auxiliares que forcem a comutação (comutação forçada).

Finalmente, no que diz respeito à excitação da máquina, a sua definição depende de considerações particulares: Se não existem restrições de ordem ambiental ou de manutenção, pode-se utilizar uma excitação a contatos deslizantes e escovas. Em caso contrário, uma excitação por retificadores gerantes a partir de um gerador assíncrono, que se comporte como um transformador girante, pode ser empregada [6] ou ainda, uma excitação com imãs permanentes. Existe, ainda, a possibilidade de se utilizar

uma máquina a relutância [9] .

1.2 - Particularidades da Máquina a Comutação Eletrônica

Na máquina a comutação eletrônica adota-se uma disposição inversa àquela das máquinas c.c. clássicas, ou seja, armadura no estator e campo no rotor. Pode-se, então, considerar a utilização da máquina síncrona para a realização da comutação eletrônica.

Estudos realizados [1] demonstram, com respeito ao tipo de alimentação das fases da máquina síncrona, que somente a alimentação por corrente de um motor a comutação estática auto-pilotado conduz a uma característica torque-velocidade análoga à de um motor c.c. clássico com excitação independente. A alimentação por corrente significa que a amplitude da corrente nos enrolamentos, bem como sua defasagem em relação à f.e.m em vazio são impostas. Na máquina c.c. clássica, com efeito, a comutação está ligada ao instante em que a secção passa sob as escovas que se situam deslocadas de um ângulo fixo em relação ao eixo do campo, sendo impostas a amplitude da corrente circulante na secção e sua defasagem em relação a f.e.m. em vazio.

Na máquina a comutação eletrônica, a imposição do deslocamento da corrente em relação a f.e.m. em vazio é feita através do detetor de posição, sendo que a imposição da amplitude da

corrente pode ser obtida com a utilização de uma fonte de corrente realizada através de uma fonte de tensão contínua controlável e uma indutância grande em série.

Se o enrolamento de excitação pode ser inserido no estágio de alimentação em lugar da indutância da fonte de corrente, características de motores c.c. série podem ser obtidas [10].

Na comutação mecânica, o tempo que uma corrente leva para comutar é imposto pela largura das escovas e pela velocidade de rotação. Na máquina sem coletor, os fenômenos de comutação dependem dos parâmetros dos circuitos e das condições de funcionamento, podendo levar à obtenção de características diferentes, segundo o tipo de realização e a forma como se opera a comutação [1].

Por outro lado, em razão do pequeno número de fases utilizados, a fim de não multiplicar de forma proibitiva o material utilizado, o campo do estator apresenta uma oscilação do eixo em relação ao eixo do campo do rotor. Esse fenômeno, também presente na máquina c.c., onde é bastante reduzido em razão do maior número de secções utilizado, é importante. Seus efeitos na máquina síncrona podem, entretanto, ser reduzidos se forem utilizados circuitos amortecedores no rotor [1].

Por fim, a utilização dos dispositivos retificadores controlados a semicondutores, que são permitem a circulação da cor

rente em uma direção, resultará em complexos sistemas de controle e regulação quando se encarar o funcionamento reversível motor-gerador.

1.3 - Funcionamento com Comutação Natural

No caso da utilização do dispositivo eletrônico a tiris tor e a comutação natural, o funcionamento em motor ou gerador impõe restrições quanto ao ângulo de defasagem ψ_a entre corrente e tensão em vazio imposto pelo captador de posição. Tais restrições devem-se ao fato de que, ao serem utilizadas as tensões terminais da máquina para efetuar as comutações, a tensão entre a fase do tiristor acionado e a fase do tiristor a comutar deve ter a polaridade correta. Assim, o acionamento de T_1 (Fig. 1-3b), por exemplo, que irá extinguir T_3 , só poderá ter sucesso quando a tensão entre a fase 1 e a fase 3, v_{13} , for positiva, independentemente do funcionamento em motor ou em gerador.

O acionamento de T_1 , para a configuração adotada na Fig. 1-3b, coincide, no caso ideal, com o instante da passagem por zero do fundamental da corrente $i_{3,1}$ (Fig. 1-3c) e, como esse acionamento só é possível para $v_{13} > 0$, segue-se que o funcionamento da máquina em comutação natural só é possível com correntes adiantadas em relação à tensão (f. p. adiantado), no caso do motor, e com correntes atrasadas em relação à tensão (f. p. atrasado), no caso de gerador.

Na Fig. 1-4 são mostradas as possibilidades de funcionamento em motor e em gerador e as convenções para tensão e corrente.

A utilização das tensões terminais da máquina para proceder à comutação dos tiristores do conversor do lado da máquina é altamente desejável devido ao fato de que o sistema resultante é bastante simples. A grande desvantagem desse tipo de funcionamento é sua ineficácia na partida, porque a velocidades muito baixas, as tensões são insuficientes para comutar os tiristores. As técnicas utilizadas para resolver o problema da partida [5] utilizam dispositivos auxiliares para realizar a comutação forçada ou métodos de anulação da corrente contínua em cada comutação, até que a velocidade atinja um valor suficiente para que a comutação possa se dar naturalmente.

1.4 - Funcionamento do Comutador Eletrônico sobre Motor Síncrono

1.4.1 - Comando do Inversor

Será ilustrado, em seguida, o funcionamento do sistema para o caso do acionamento em motor a fim de mostrar em maiores detalhes, como o chaveamento progressivo das conexões entre os enrolamentos e a fonte de corrente resulta na produção de forças magnetomotrizes e campos eletromagnéticos girantes.

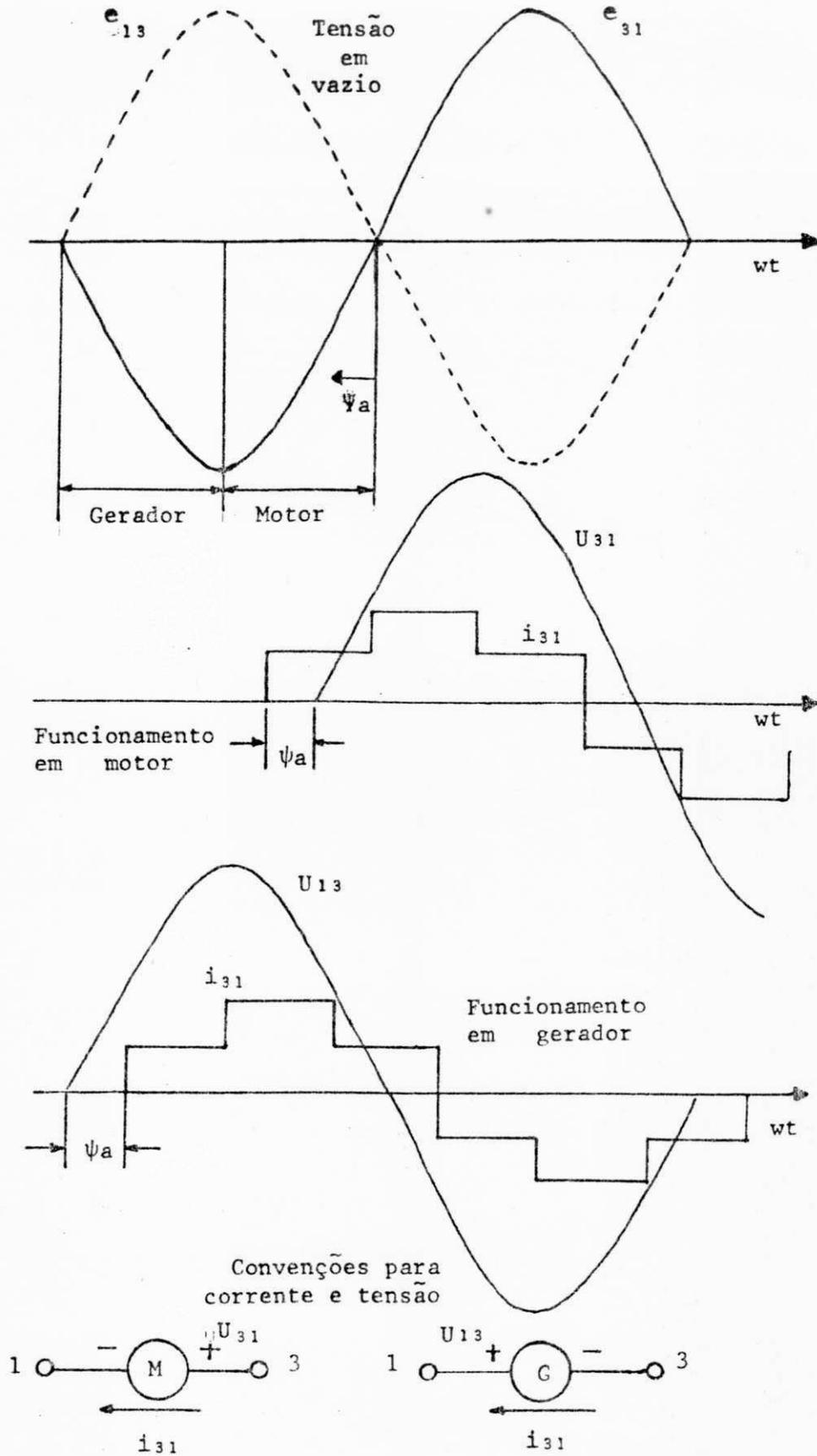
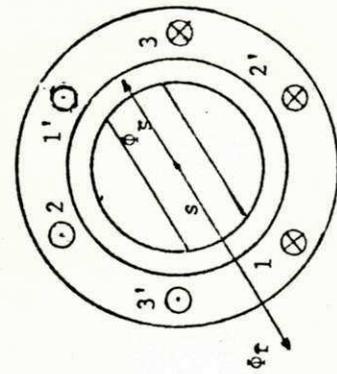
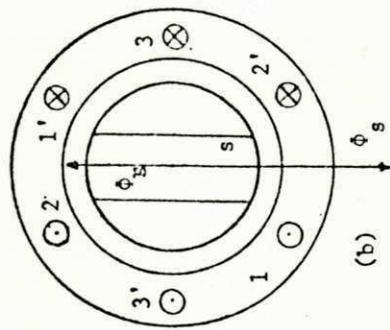
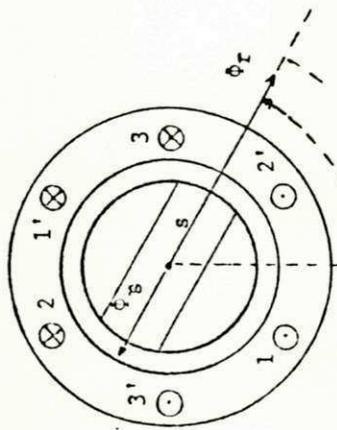
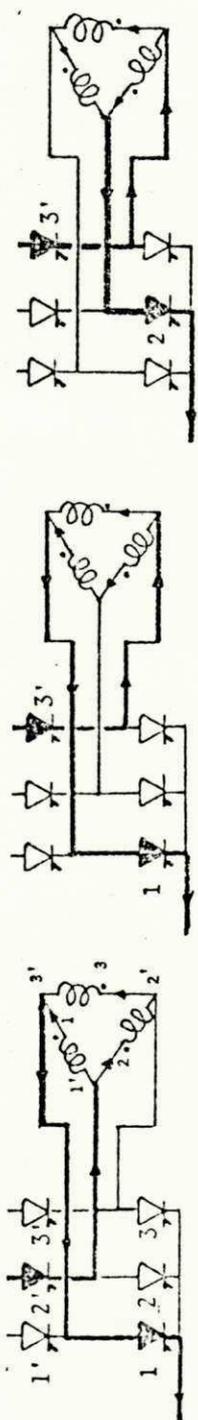


Fig. 1-4. Funcionamento em motor e gerador a comutação natural.

Utilizando a mesma configuração do conversor eletrônico da Fig. 1-3, considere-se o caso da utilização de uma máquina bipolar, de rotor liso, não saturada. Suponha-se, também, que a velocidade e a excitação são mantidas constantes e que os fenômenos ligados à comutação e a reação da armadura são negligenciados.

O comando do inversor, através do detetor de posição, é efetuado determinando-se o acionamento dos tiristores quando o eixo rotatório atinge certas posições em relação às bobinas do estator.

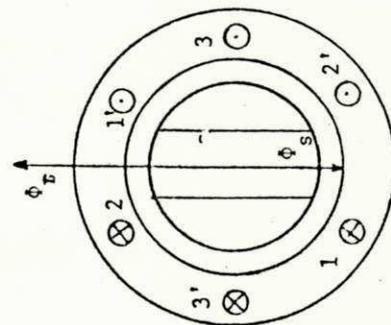
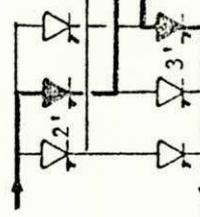
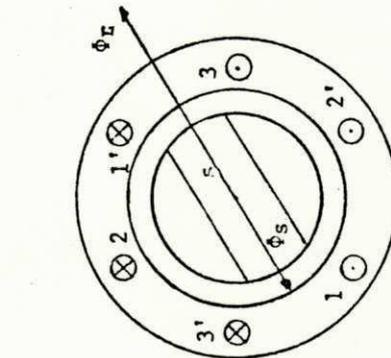
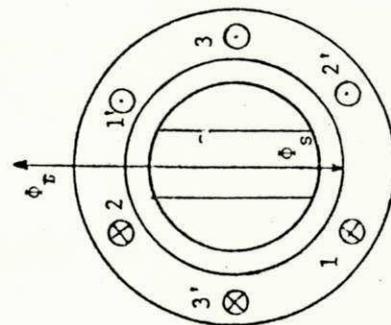
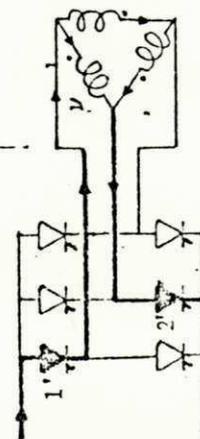
Na Fig. 1-5 (na qual o sentido de rotação do rotor em relação ao estator é coerente com a sequência de fase apresentada na Fig. 1-3) quando o eixo do rotor atinge a posição indicada na Fig. 1-5a, e se o tiristor T_1 é disparado nesse instante, é imposto um ângulo de acionamento $\Psi_a = \pi/3$ rad. ele. adiantados. Quando o rotor avançar $\pi/3$ rad. ele. (Fig. 1-5b) um segundo disparo, que irá acionar T_{31} , é comandado pelo captador de posição, modificando as conexões das fases do estator daquelas mostradas na Fig. 1-5a para as da Fig. 1-5b. O fluxo no entreferro Φ_s causado pelas correntes do estator sofrerá um deslocamento brusco no sentido de rotação e se posicionará em relação ao fluxo devido ao circuito do campo do rotor, da mesma forma que quando do acionamento de T_1 na Fig. 1-5a. O rotor continua a evoluir até que ocorre o disparo de T_2 (Fig. 1-5c) e assim por diante.



(a)

(b)

(c)



(d)

(e)

(f)

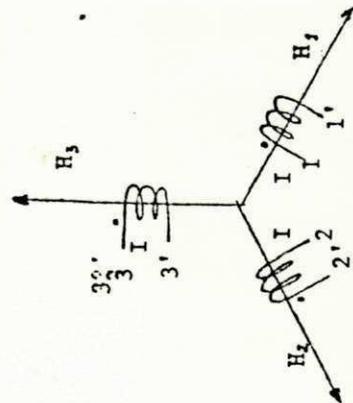


Fig. 1-5. Princípio de funcionamento e comando do inversor.

O valor de Φ_s corresponde a $3/2$ vezes o valor máximo do fluxo correspondente a uma fase qualquer. Esse valor máximo de fluxo, por sua vez, depende da corrente máxima em uma fase e que vale dois terços da corrente de alimentação contínua I_c . As três bobinas do estator podem, então, ser substituídas por uma equivalente, entre duas comutações, com o mesmo número de espiras das bobinas do estator e percorrida por uma corrente contínua I_c (como é sugerido pela indicação do sentido de circulação das correntes do estator na Fig. 1-5). A bobina equivalente dá saltos bruscos no espaço, no sentido da rotação, a fim de acompanhar a f.m.m. e o fluxo devido ao estator.

1.4.2 - Comportamento da Máquina entre duas Comutações Sucessivas

Mantidas as hipóteses efetuadas no parágrafo anterior, a análise do comportamento da máquina entre as comutações permite deduzir uma relação para o torque médio no caso ideal.

Uma vez que as correntes nos enrolamentos do estator são consideradas constantes, o fluxo no entreferro mantém uma posição fixa no espaço, entre duas comutações. Como o rotor continua a girar existe um movimento relativo entre os fluxos do estator Φ_s e o fluxo do rotor Φ_r .

Na Fig. 1-6 é ilustrada a evolução no tempo de posição do

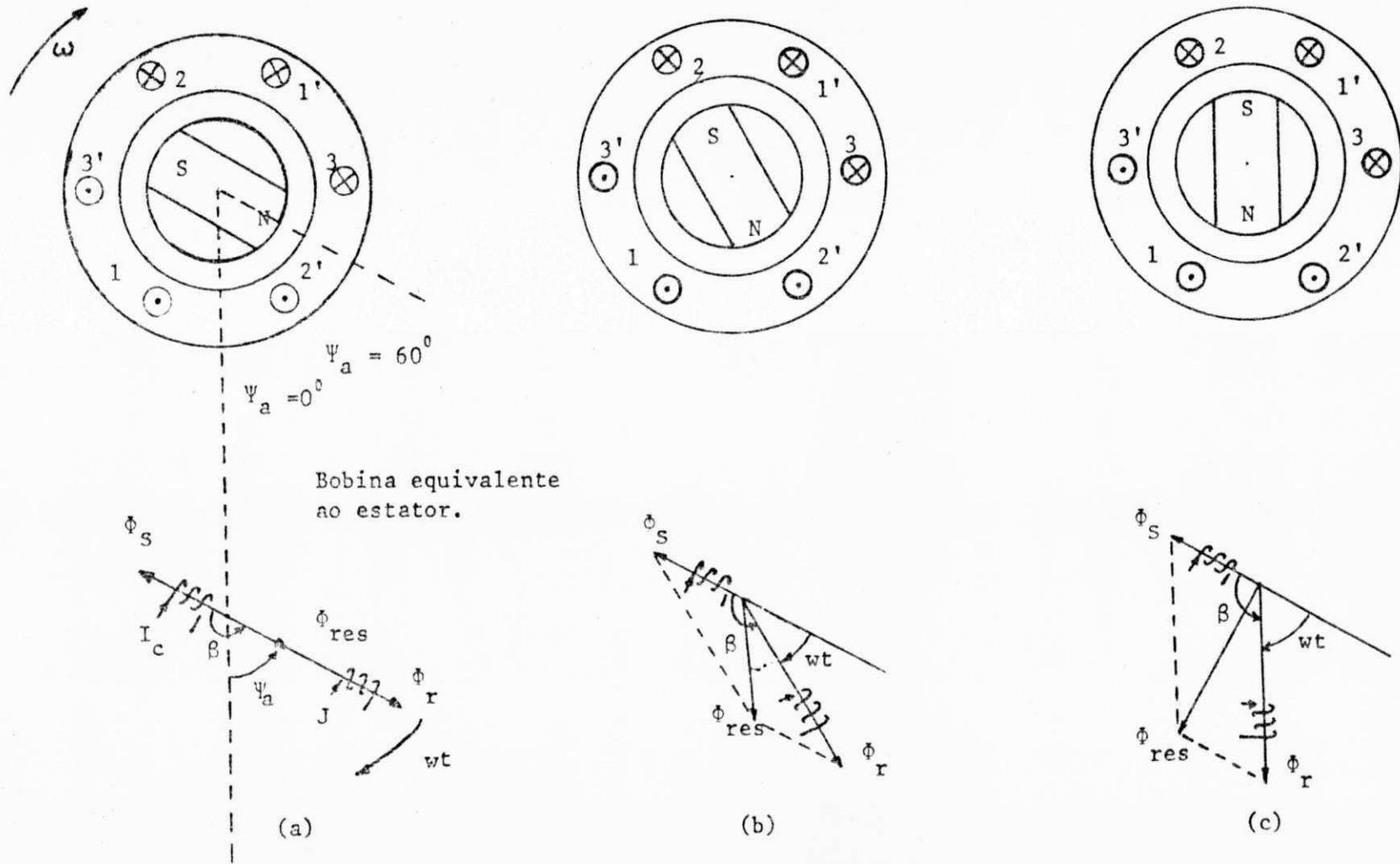


Fig. 1-6. Evolução da posição do rotor entre duas comutações sucessivas ((a) e (b) Fig.1-5) (operação em motor)

rotor entre duas comutações sucessivas (de (a) para (b) da Fig. 1-5).

Com referência à Fig. 1-6, podemos escrever para o torque instantâneo

$$T = \phi_r \phi_s \sin \beta \quad (1-1)$$

sendo β o ângulo entre ϕ_s e ϕ_r , variável entre as comutações. Escolhendo $t = 0$ para o instante de acionamento de T_1 temos

$$\beta = 2\pi/3 + \psi_a - \omega t \quad (1-2)$$

O torque instantâneo será

$$T = K \phi_r \phi_s \sin(2\pi/3 + \psi_a - \omega t) \quad (1-3)$$

Podemos obter o torque médio integrando (1-3) sobre $\pi/3\omega$

$$\begin{aligned} T_{\text{m\u00e9dio}} &= \frac{3k \phi_s \phi_r}{\pi} \int_0^{\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \psi_a - \omega t\right) d(\omega t) \\ &= \frac{K(3\phi_s)\phi_r}{\pi} \cos \psi_a \end{aligned} \quad (1-4)$$

A Eq. (1-3) indica que o torque instant\u00e2neo cont\u00eam uma ondula\u00e7\u00e3o. Entretanto, a in\u00e9rcia do sistema \u00e9, em geral, suficientemente grande, de modo que as varia\u00e7\u00f5es resultantes na velocidade s\u00e3o pequenas, \u00e0s velocidades normais de opera\u00e7\u00e3o.

A Eq. (1-4) indica, uma vez que o fluxo do estator \u00e9 pro

porcional a I_c , quando não há saturação, que a alimentação por corrente resulta, de modo análogo ao da máquina c.c. clássica, em um torque médio proporcional à corrente de alimentação I_c , suposta constante. O torque depende também do co-seno do ângulo Ψ_a de imposição da corrente sobre a tensão em vazio.

A Eq. 1-4 tem a mesma forma que a expressão do torque para uma máquina c.c. não saturada, em termos dos fluxos e do ângulo de deslocamento relativo entre as escovas e o eixo em quadratura. O ângulo Ψ_a é, portanto, análogo ao ângulo de deslocamento entre escovas e o eixo em quadratura da máquina de corrente contínua.

O torque máximo, segundo a Eq. 1-4, seria obtido para $\Psi_a = 0$. Na realidade, devido à comutação não instantânea e a necessidade de um certo intervalo de tempo para que os tiristores recuperem sua capacidade de bloqueio, tal condição não pode ser mantida na prática em funcionamento normal à comutação natural. Entretanto, na partida, onde, devido às baixas velocidades, não se consegue tensão suficiente para a comutação natural e dispositivos auxiliares são necessários, deve-se usar $\Psi_a = 0$ a fim de se obter o melhor desempenho quanto ao torque.

O movimento relativo dos eixos das bobinas equivalentes, bem como as variações das correntes do estator na comutação não instantânea, provocará o aparecimento de tensões e correntes induzidas nos enrolamentos de amortecimento e do campo, se este

último for alimentado por uma fonte de tensão, produzindo uma modulação na corrente do campo.

A abordagem adotada nesse parágrafo é útil para propósitos de descrição dos princípios gerais do funcionamento da máquina, sendo difícil sua utilização na análise que engloba fenômenos da comutação e a reação da armadura, antes negligenciados.

1.5 - O Detetor da Posição do Rotor

Já foi mencionada, anteriormente, a necessidade de ser feita a detecção dos instantes das passagens do rotor em determinadas posições em relação às bobinas do estator. A determinação e utilização desses pontos para acionamento do inversor/retificador permite a imposição do ângulo ψ_a da corrente em relação à f.e.m. em vazio, como foi visto no parágrafo 1-4.1.

Para uma máquina com q fases e p pares de polos, o problema consiste em fornecer um número de pulsos, para acionamento do conversor eletrônico de comutação da máquina, igual a

$$n = 2 q p$$

para um giro completo do rotor. Os pulsos precisam ter o mesmo espaçamento angular entre si.

Existem diversas maneiras de se conseguir esses pulsos, podendo serem utilizados, elementos fotoelétricos, magnetoresistivos ou a efeito Hall. Entretanto, qualquer que seja a concepção escolhida, é importante que o detetor seja capaz de transferir os pulsos em relação às tensões em vazio, o que quer dizer uma possibilidade de variar o ângulo de imposição da corrente Ψ_a . Uma vez realizado, o detetor pode ser calibrado para Ψ_a , como indicado na Fig. 1.4.

1.6 - Princípio de Realização da Fonte de Corrente Contínua

Como foi citado anteriormente, é conveniente alimentar a máquina autopilotada por uma fonte de corrente contínua. Na realização dessa fonte pode-se considerar os seguintes dispositivos:

- uma fonte de tensão contínua controlável, que pode ser obtida a partir de um chaveador (chopper) ou de uma ponte trifásica.

- uma indutância em série com a fonte de tensão e de alto valor a fim de reduzir as ondulações residuais da corrente.

- um sistema de comando à realimentação capaz de regular a corrente e manter seu valor médio constante: uma tensão proporcional à corrente contínua é comparada com uma tensão de referência e o sinal de erro resultante aplicado em um atuador que age sobre o comando da fonte de tensão contínua.

Embora com a utilização de um chaveador seja possível se obter uma fonte de corrente com menor ondulação residual da corrente, a ponte trifásica, de fácil execução, permite o fluxo de energia nos dois sentidos e utiliza como fonte de potência a rede trifásica.

A Fig. 1.7 mostra o diagrama de blocos de um possível sistema para a realização de uma máquina síncrona autopilotada. Nesse diagrama estão esquematizados todos os componentes discutidos anteriormente.

Os elementos retificadores controlados não permitem senão a circulação da corrente em apenas um sentido, mas o sistema pode funcionar como motor ou gerador com operação nos quatro quadrantes. No funcionamento em motor o conversor 1 opera como retificador e o conversor 2 como inversor. Como gerador, o conversor 1 opera como inversor e o conversor 2 como retificador.

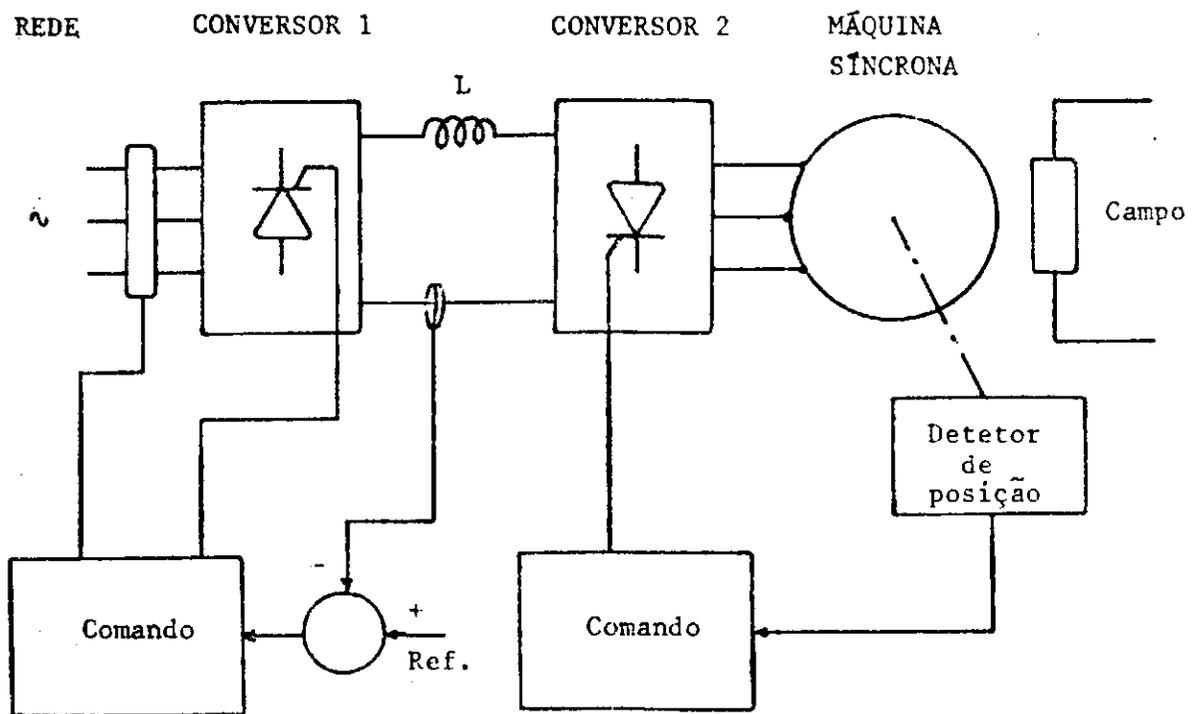


Fig. 1-7. Diagrama de blocos do sistema completo de uma máquina síncrona autopilotada.

CONCLUSÕES

Os princípios gerais de funcionamento de uma máquina síncrona autopilotada alimentada em corrente foram apresentados . Foi enfatizada a necessidade de alimentação por corrente a fim de obter características semelhantes às de uma máquina c.c. com excitação independente, resultando em um torque independente de velocidade.

A máquina síncrona autopilotada a comutação natural tem a desvantagem de não possuir partida própria devido aos valores de força contraeletromatriz, muito pequenos a baixas velocidades e ineficazes para a comutação dos tiristores. É necessário, portanto, usar um dispositivo auxiliar na partida.

Em particular, no que tange à realização do sistema, convém ressaltar que a utilização de uma fonte de corrente apresenta a vantagem adicional de auto-proteção contra curto-circuito

no comutador eletrônico.

Em vista da introdução de fenômenos secundários não desprezíveis, decorrentes da comutação e reação da armadura, que exercem grande influência na determinação dos limites de funcionamento e na utilização ótima do sistema, torna-se necessário o estudo desses efeitos e a determinação das características do sistema a partir de um modelo que os leve em consideração. Um modelo simplificado e a obtenção das características do sistema e seus limites de operação a partir desse modelo, são discutidos no capítulo seguinte.

621.43.047
621.313.36 -
37

CAPÍTULO 2

ESTUDO DO MOTOR SÍNCRONO AUTOPILOTADO, A COMUTAÇÃO NATURAL EM REGIME PERMANENTE

INTRODUÇÃO

Neste capítulo é feito um estudo teórico do sistema apresentado no capítulo anterior (Fig. 1-7), tendo por finalidade a determinação das características e dos limites de funcionamento da máquina síncrona autopilotada analisada. São apresentados os modelos para análise do conjunto máquina conversor, levando-se em consideração os efeitos da comutação, dos harmônicos da corrente e da reação da armadura, como sugerido no capítulo anterior.

Um diagrama fasorial, juntamente com uma representação simplificada da máquina entre as comutações, permite determinar

as condições terminais da máquina (tensão em módulo e fase) e a duração da comutação, fornecendo relações úteis para a análise do sistema em regime permanente.

A partir das relações obtidas com o emprego desses modelos, são estabelecidos os procedimentos para determinação das características do sistema, dos seus limites de funcionamento, do dimensionamento dos conversores e da capacidade da máquina síncrona autopilotada.

2.1 - Definição das Possibilidades de Funcionamento

Em um sistema real os efeitos da comutação não podem ser desprezados, porque, em virtude das diversas indutâncias presentes na máquina, a corrente nos enrolamentos do estator não podem comutar instantaneamente. No funcionamento em motor, onde o conversor do lado da máquina opera como inversor, torna-se necessária a consideração dos fenômenos não negligenciáveis introduzidos pela comutação não instantânea e pela reação da armadura, a fim de determinar os limites de funcionamento do sistema, bem como suas características.

A comutação não instantânea resulta na condução simultânea de dois tiristores em um mesmo grupo de inversor (superior ou inferior), curto-circuitando às fases da máquina durante um intervalo de tempo τ . Esse tempo de comutação é uma função

dos parâmetros do circuito e das condições de operação.

Cada tiristor necessita de um certo tempo τ_{off} que deve transcorrer, depois da sua extinção, sem que haja aplicação de tensão direta sobre ele, a fim de que sua capacidade de bloqueio no sentido direto seja recuperada. Portanto, decorrido o intervalo de tempo de comutação τ torna-se necessário garantir um intervalo mínimo de aplicação da tensão inversa τ_i igual a τ_{off} a fim de se ter o funcionamento perfeito do inversor. Na prática, uma margem de segurança é adicionada a τ_{off} .

A Fig. 2-1 mostra o instante de acionamento de T em relação à tensão de comutação U_{31} e pode ser utilizada para definir algumas variáveis de importância, bem como o limite de funcionamento do inversor. Pode-se definir (Fig. 2-1):

ψ_a = ângulo entre o instante de acionamento do tiristor e a passagem por zero da tensão de comutação.

ψ = ângulo de defasagem entre o fundamental da corrente e o fundamental da tensão entre fase correspondente.

$\omega\tau$ = ângulo de duração da comutação

$\omega\tau_i$ = ângulo de duração da aplicação da tensão inversa sobre o tiristor que se extingue.

Da Fig. 2-1 podem ser obtidas as relações

$$\psi = \psi_a - k' \omega \tau \quad (2-1)$$

$$\psi_a = \omega \tau_i + \omega \tau \quad (2-2)$$

O perfeito funcionamento do inversor fica, então, condicionado ao cumprimento da relação

$$\psi_a > \omega \tau_{off} + \omega \tau \quad (2-3)$$

em toda a gama de condições de operação possíveis.

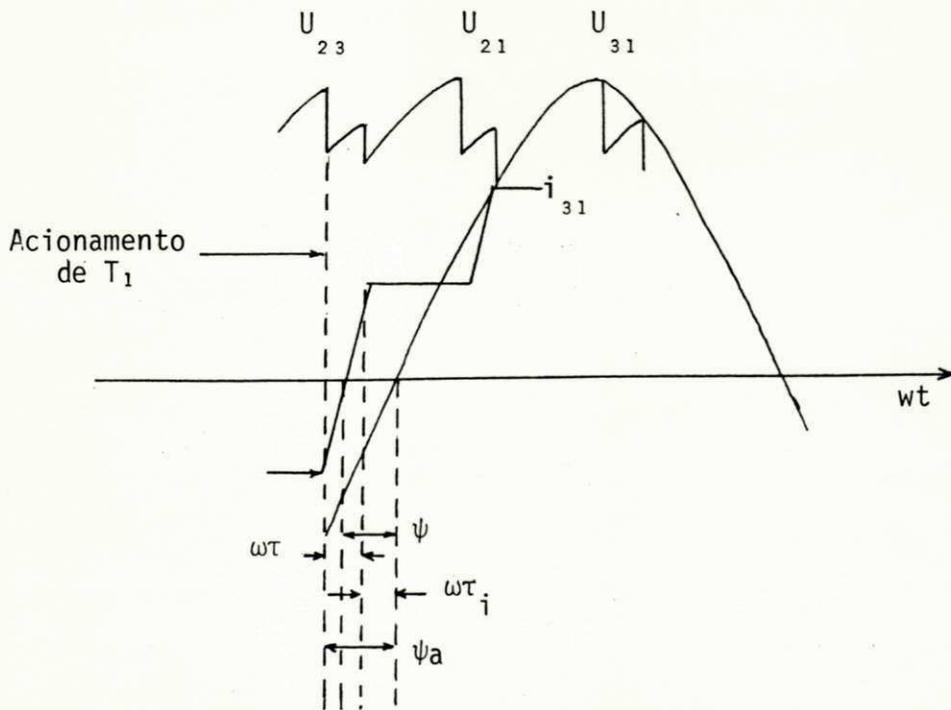


Fig. 2-1

2.2 - Representação da Máquina

A fim de descrever e analisar a interação entre o conversor e a máquina, em regime permanente, são reconhecidos dois intervalos distintos, um, chamado de intervalo de comutação, no qual a corrente comuta de um enrolamento para outro, e outro, no qual as correntes nos enrolamentos permanecem constantes, de nominado intervalo entre comutação.

Durante a comutação, cada fase da máquina pode ser representada por uma fonte de tensão senoidal em série com uma indutância de comutação ℓ . As fontes de tensão são assumidas iguais às tensões terminais entre as comutações, requerendo-se, portanto, o conhecimento dessas tensões, o que é um tanto complicado, devido aos harmônicos presentes na corrente de fase.

Uma representação fasorial da máquina pode ser utilizada na determinação das tensões terminais, entre as comutações, levando em conta, de modo aproximado, os efeitos dos harmônicos.

A discussão que se segue busca justificar o modelo adotado para determinação da tensão terminal levando em conta os efeitos citados.

2.2.1 - Considerações sobre os Efeitos dos Harmônicos nas Condições Terminais

Os circuitos amortecedores (enrolamentos de amortecimento propriamente ditos mais as partes maciças do rotor nas quais são induzidas correntes de Foucault) desempenham um papel importante no funcionamento das máquinas síncronas por diversos aspectos, entre os quais o de "abafadores" de harmônicos. Tais circuitos reagem a todos os campos que, criados pelo estator, girem a velocidades diferentes daquela do rotor.

A máquina síncrona, quando alimentada por corrente e autopilotada, apresenta uma forma de onda de corrente de fase que contém muitos harmônicos, sendo, portanto, necessário levar em consideração os efeitos desses harmônicos no funcionamento do sistema conversor-máquina.

A decomposição em série de Fourier da forma de onda da corrente ideal, fornece

$$i(t) = \frac{2I_c}{\pi} \text{Sen } \omega t + \frac{2I_c}{5\pi} \text{Sen } 5\omega t + \dots \frac{2I_c}{h\pi} \text{Sen } h\omega t + \dots$$

onde $h = 6m \pm 1$ ($m = 1, 2, 3, \dots$).

Os harmônicos de ordem h (h não múltiplo de 3) da corrente de armadura criam um campo girante à velocidade $h\omega$ no sentido direto ($h = 6m + 1$) ou no sentido inverso ($h = 6m - 1$) o que dá um deslizamento em relação ao rotor igual a

$$S_h = \frac{h\omega + \omega}{\omega h} = \frac{h + 1}{h}$$

A cada um dos harmônicos a máquina reage por um efeito de indutância própria $[11] \ell_h$ correspondente ao harmônico de ordem h , de modo que a tensão terminal U_t é, para funcionamento como motor,

$$U_t = U + (r_h i_h + \ell_h \frac{di_h}{dt})$$

onde U é a tensão terminal, devido ao fundamental, determinada pelo diagrama de Potier clássico.

Esta análise permite considerar o funcionamento da máquina, entre duas comutações, mediante a superposição de dois regimes distintos

- o regime síncrono devido ao fundamental
- o regime harmônico devido à soma dos harmônicos.

Como uma alternativa para a equação acima e a fim de facilitar os cálculos, pode ser utilizado um modelo capaz de levar em conta os efeitos dos harmônicos de modo aproximado, através de um diagrama fasorial de Potier ligeiramente modificado. O estudo sendo feito durante o intervalo entre comutações sucessivas, no qual as correntes nos enrolamentos são constantes 4 .

Os harmônicos, são, então, tratados juntos com a fundamental, seus efeitos sendo traduzidos em uma redução da indutância de dispersão do estator L_ℓ , que será computada, então, por

$$L'_\ell = L_\ell - L_h \quad (2-4)$$

onde L_h é a indutância, própria que traduz os efeitos de todos os harmônicos juntos na tensão terminal. L_h é assumida constante [4].

O problema da determinação de L_h pode ser simplificado se considerarmos a reatância $\omega_0 L_h$ como sendo a reatância subtransitória x'' , que interfere nos fenômenos transitórios mais rápidos e representa a interação entre estator e circuitos amortecidos existentes no rotor [6].

A reatância subtransitória x'' é um pouco maior que a reatância de dispersão da armadura x_ℓ o que, resulta em um valor de L'_ℓ pequeno e negativo.

2.2.2 - Diagrama Fasorial para Cálculo da Tensão Terminal

Com o modelo adotado para o intervalo entre duas comutações, e admitindo uma distribuição senoidal da forma magnetomotriz resultante, pode-se utilizar um diagrama fasorial, a partir do fundamental da corrente apenas, a fim de calcular as condições terminais da máquina, cujo conhecimento indica as possibilidades de funcionamento e permite a determinação das características do sistema.

A comutação introduz uma variação desprezível na amplitude do fundamental [3], o que justifica a utilização da expressão para o valor eficaz da corrente

$$I = \sqrt{2/\pi} I_c, \quad (2-5)$$

para o fundamental.

Para um dado valor do componente fundamental da corrente, um ângulo de defasamento ψ do fundamental em relação à tensão em vazio e a corrente de excitação, as condições terminais (módulo e defasagem da tensão terminal em relação à tensão em vazio ou em relação à corrente) podem ser determinadas através de um diagrama de Potier clássico.

Sendo a indutância de dispersão da mesma ordem que a indutância própria dos harmônicos, pode-se simplificar os cálculos considerando-se $L'_\ell = 0$ e utilizando-se o diagrama fasorial da Fig. 2-2.

Adotando-se uma convenção para os ângulos positivos no sentido antihorário, a partir do eixo 0, podem-se escrever as seguintes relações:

$$I_R = \left[(kI)^2 + J^2 - 2 KIJ \operatorname{sen}\psi \right]^{1/2} \quad (2-6)$$

$$\alpha = - \operatorname{sen}^{-1} \left[\frac{J - kI \operatorname{sen}\psi}{I_R} \right] \quad (2-7)$$

$$\beta = \pi/2 + \alpha \quad (2.7A)$$

$$E_R = N/N_0 \cdot f(I_R) \quad \text{com } f(I_R) \text{ definida segundo a caracte} \\ \text{rística de circuito aberto saturada (ver seção} \\ \text{3-1)} \quad (2-8)$$

$$U = \sqrt{E_R + rI \cos(\psi - \beta)^2 + rI \sin(\psi - \beta)^2}^{1/2} \quad (2-9)$$

$$\theta = \beta + \text{Tan}^{-1} \frac{rI \sin(\psi - \beta)}{E_R + rI \cos(\psi - \beta)} \quad (2-10)$$

$$\psi = \Psi - \theta \quad (2-11)$$

$$\psi_a = \Psi_a - \theta \quad (2-12)$$

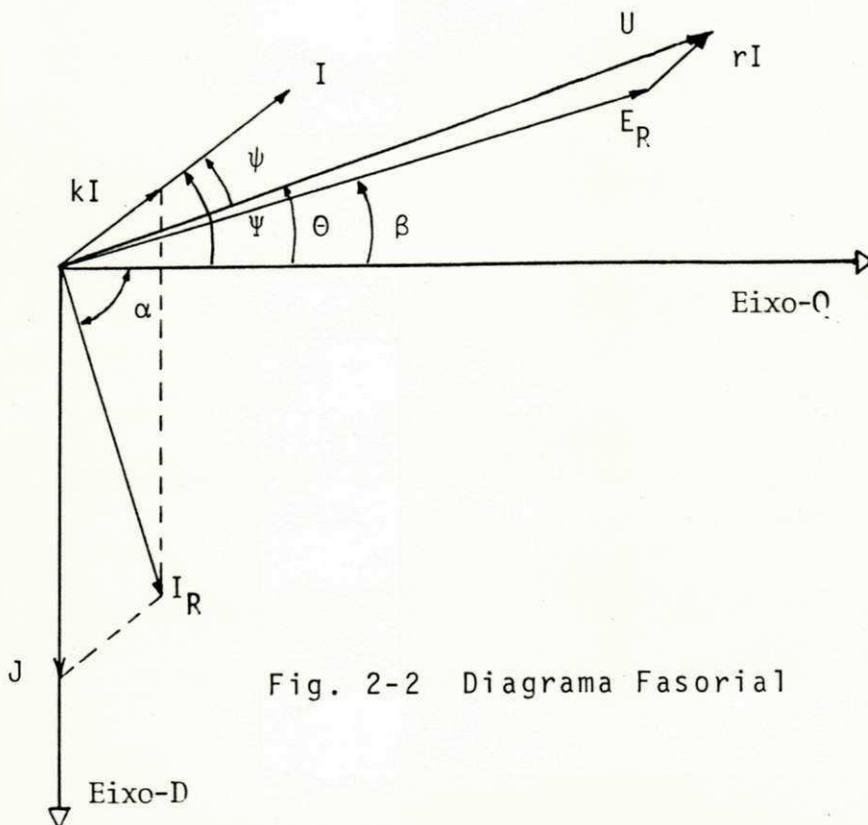


Fig. 2-2 Diagrama Fasorial

2.3 - Análise da Comutação

2.3.1 - Cálculo do Intervalo de Comutação

Desprezando a resistência da armadura às velocidades mais elevadas, o modelo que representa a máquina durante a comutação é mostrado na Fig. 2-3, onde U_{12} , U_{23} e U_{31} são as tensões que aparecem nos terminais da máquina no intervalo entre comutações. A sequência de fase é 12-23-31.

Considerando $t = 0$ o instante em que o tiristor T_1 é acionado, as tensões terminais entre as comutações podem ser escritas

$$\begin{aligned} u_{31} &= U_m \sin (wt - \psi_a) \\ u_{12} &= U_m \sin (wt - 2/3 - \psi_a) \\ u_{23} &= U_m \sin (wt + 2/3 - \psi_a) \end{aligned} \quad (2-13)$$

onde ψ_a é definido como o ângulo em radianos elétricos entre o acionamento de T_1 e a passagem por zero da tensão terminal de comutação u_{31} .

$$\begin{aligned} \text{Com } i_{12} + i_{23} + i_{31} &= 0 \text{ tem-se} \\ i_{31} &= (i_3 - i_1)/3 \end{aligned} \quad (2-14)$$

Antes da comutação (Fig. 2-4a)

$$i_1 = 0$$

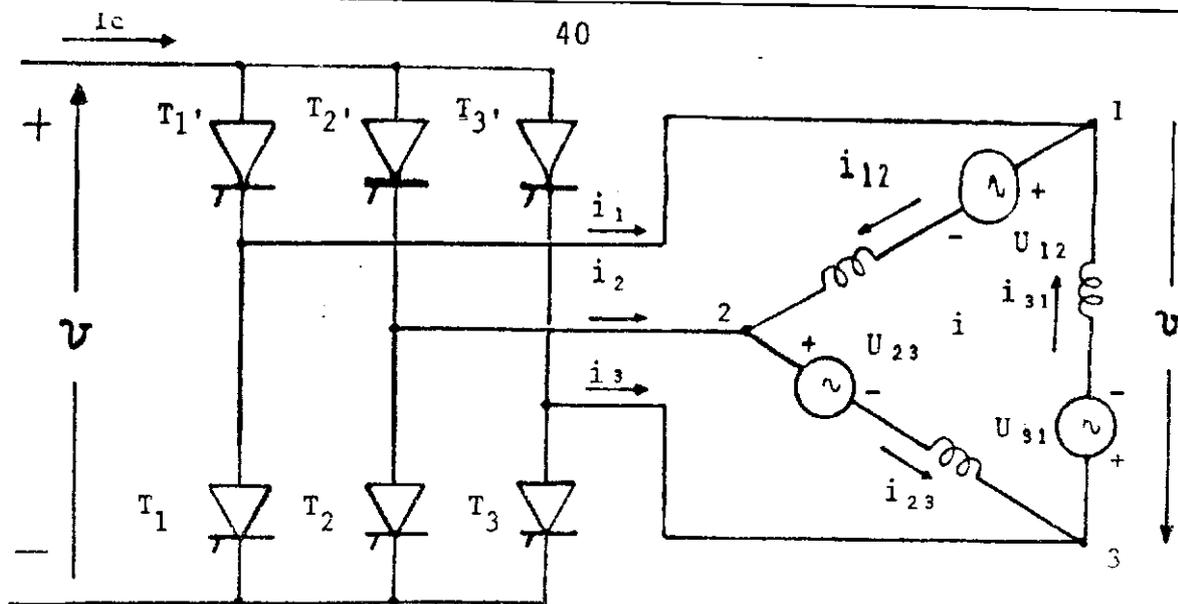
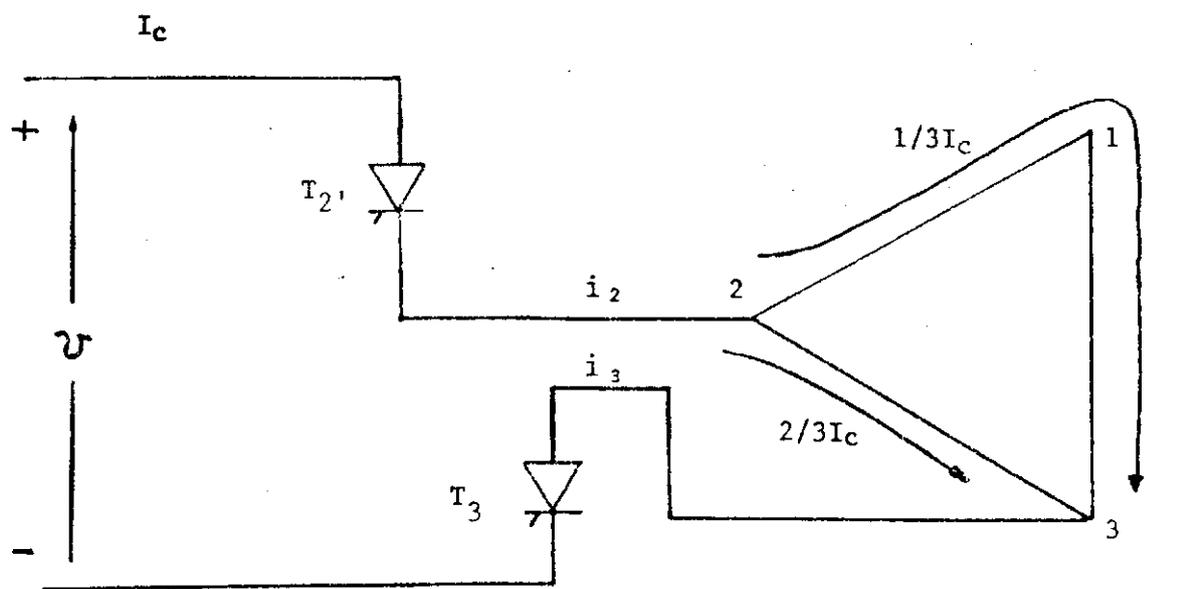
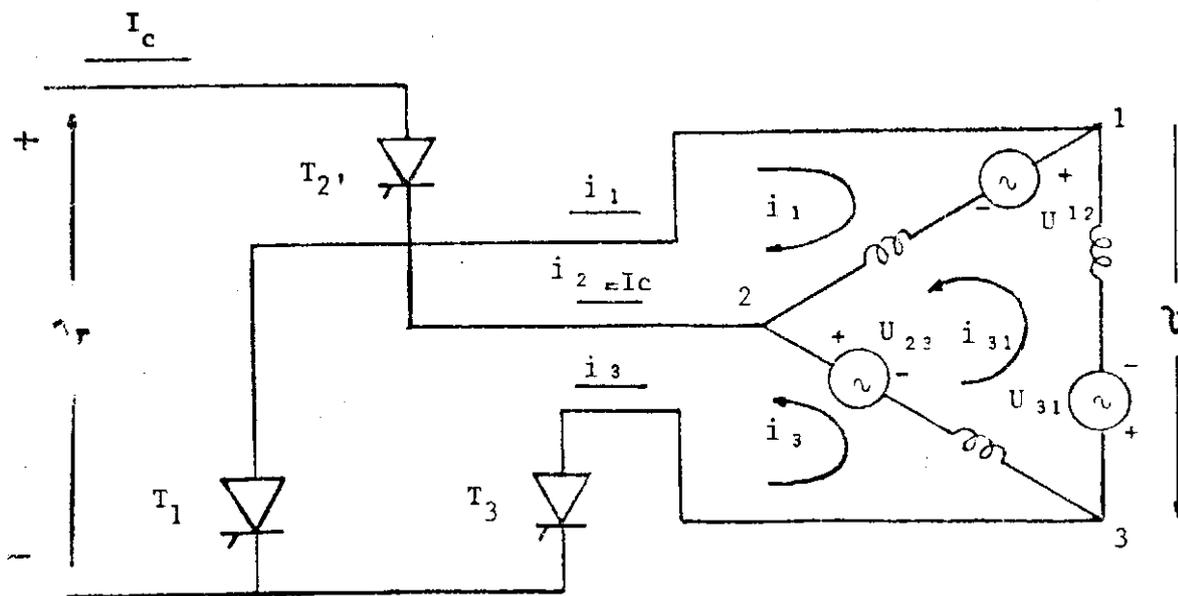


Fig. 2-3



(a)



(b)

Fig. 2-4 (a) Antes da comutação

(b) Durante a comutação

$$v_{31} = -v = u_{31}$$

$$i_{31} = -2/3 I_c$$

Após o acionamento de T_1 , durante a comutação e de acordo com a Fig. 2-4b

$$v + u_{12} + \ell p (i_1 + i_{31}) = 0 \quad (2-15)$$

$$v - u_{23} + \ell p (i_3 - i_{31}) = 0 \quad (2-16)$$

onde $p = \frac{d}{dt}$

Subtraindo (2-16) de (2-15)

$$u_{12} + u_{23} = \ell p (i_3 - i_1 - 2 i_{31}) \quad (2-17)$$

Considerando a corrente de alimentação constante durante a comutação e igual a I_c , tem-se, da Fig. 2-4b

$$i_1 + i_3 = -I_c \quad (2-18)$$

onde

$$p i_1 = -p i_3 \quad (2-19)$$

Substituindo (2-14) em (2-17) e usando (2-19) encontra-se

$$u_{12} + u_{23} = -u_{31} = -\frac{2}{3} p i_1$$

e usando (2-13)

$$U_m \operatorname{sen} (wt - \psi_a) = \frac{2}{3} \ell p i_1 \quad (2-20)$$

A solução de (2-20) é

$$i_1 = \frac{3}{2} \frac{U_m}{w\ell} \int_0^{\omega\tau} \operatorname{sen} (wt - \psi_a) d (wt) + i_1 (0)$$

Como antes da comutação i_1 era nulo

$$i_1 = \frac{3}{2} \frac{U_m}{w\ell} [\cos \psi_a - \cos (wt - \psi_a)] \quad (2-21)$$

Usando (2-18) obtem-se, também, i_3

$$i_3 = -I_c - \frac{3}{2} \frac{U_m}{w\ell} [\cos \psi_a - \cos (wt - \psi_a)] \quad (2-22)$$

A corrente i_{31} pode ser obtida com

$$i_{31} = - (I_c + 2 i_1) / 3$$

e (2-21). Encontra-se :

$$i_{31} = - 1/3 \left\{ \frac{3U_m}{\ell w} [\cos \psi_a - \cos (wt - \psi_a)] + I_c \right\} \quad (2-23)$$

A comutação estará terminada quando $i_1 = -I_c$, ao fim do intervalo de tempo no qual $t = \tau$, sendo τ determinado por

$$\cos (w\tau - \psi_a) - \cos \psi_a = \frac{2}{3} \frac{w\ell I_c}{U_m} \quad (2-24)$$

ou, uma vez que $w\tau < \psi_a$ por

$$\tau = \frac{1}{w} \left\{ \psi_a - \cos^{-1} \left[\frac{2}{3} \frac{w\ell I_c}{U_m} + \cos \psi_a \right] \right\} \quad (2-25)$$

Se a resistência da armadura é desprezível, a tensão terminal entre as comutações é, aproximadamente, proporcional à velocidade (Fig. 2-2). Este efeito, porém, é cancelado no segundo membro da Eq. 2-24, e significa que tanto ψ_a como $w\tau$ e $w\tau_i$ são independentes da velocidade.

Tem-se, então,

$$w\tau = c_1$$

$$w\tau_i = c$$

$$\psi_a = c_3 = c_1 + c_2$$

onde c_1 , c_2 e c_3 são constantes que dependem de I_c , J , ψ_a e dos parâmetros da máquina.

No caso ideal de $\tau_{off} = 0$, a máxima corrente comutável seria dada por (Eq. 2-24)

$$I_{c_M} = I_{cc} (1 - \cos \psi_a)$$

onde $I_{cc} = U_m / \left(\frac{2}{3} w \ell \right) \cdot I_{c_M}$ seria, portanto, independente da

velocidade. À baixas velocidades, no entanto, o efeito da resistência é considerável e resulta em uma diminuição de I_{cc} com a velocidade [12] .

2.3.2 - Determinação da Indutância de Comutação ℓ

O problema da determinação da duração da comutação τ através da Eq. (2-25) reside no conhecimento da indutância de comutação ℓ . Durante a comutação, quando as correntes da armadura variam, aparecem correntes induzidas nos circuitos amortecedores que se opõem a essas variações das correntes. O fenômeno é complexo, intervindo os diversos acoplamentos entre os enrolamentos da máquina.

Uma simplificação é em geral encontrada na literatura [6] , e considera a tensão que intervém na comutação como a tensão E_d'' por trás da reatância subtransitória x'' e esta é considerada a reatância de comutação. Na realidade, a indutância de comutação é dependente da corrente de alimentação I_c e aumenta quando esta aumenta, devido à saturação do circuito magnético [10] .

A indutância de comutação ℓ pode ser determinada experimentalmente a partir das relações estabelecidas para o intervalo de comutação.

Para o caso da máquina funcionando como gerador sobre uma ponte de diodos ($\psi_a = 0$), pode-se, por um procedimento análogo ao desenvolvimento para o motor, verificar que a seguinte relação é válida

$$l = \frac{3}{2} \frac{U_m}{\omega I_c} [1 - \cos(\omega\tau)]$$

Os valores de U_m e τ podem ser medidos com um osciloscópio e um valor para τ pode ser encontrado utilizando-se a média dos valores determinados experimentalmente.

2.3.3 - Determinação dos Limites de Funcionamento do Sistema

Da relação 2-3, resulta que é necessário o conhecimento do ângulo ψ e do intervalo de tempo de comutação τ , a fim de determinar a possibilidade de funcionamento em um dado ponto de operação. O problema pode ser definido da seguinte forma: dados a excitação J , a corrente de alimentação I_c , a velocidade N e o ângulo ψ_a , determinar ψ_a e τ , a fim de verificar o cumprimento da relação (2-3).

Para o cálculo de τ pela Eq. (2-24) é necessário conhecer ψ_a e U_m , que podem ser determinados com o diagrama fasorial, se o ângulo ψ do fundamental da corrente em relação à tensão em vazio for conhecido. Entretanto, pode-se ver com a Fig.

2-1, que há um deslocamento do fundamental da corrente, em relação ao instante de acionamento, que depende do intervalo de comutação. Existe, portanto, uma interdependência entre a determinação de τ e a determinação das condições terminais da máquina, através do diagrama fasorial, que requer um procedimento iterativo para obtenção da solução das equações.

O procedimento adotado é indicado pelo fluxograma da Fig. 2-5. É assumido um deslocamento do fundamental da corrente, em relação ao acionamento, igual a $1/2 \tau_w$ [3], o que significa um valor para k' na Eq. 2-1 igual a $1/2$.

O fluxograma da Fig. 2-6 pode ser utilizado para a determinação dos limites de funcionamento do sistema: Variando-se um dos parâmetros N , J , ψ_a , determina-se, pelo método da bisecção, uma corrente máxima comutável, correspondente a um valor de τ_i tal que τ_i seja aproximadamente igual a τ_{off} , dentro de uma tolerância ϵ , ou seja, $\tau_i = \tau_{off} \pm \epsilon$.

2.4 - Determinação das Características do Sistema

2.4.1 - Tensões nos Terminais da Máquina e no Inversor

Com o acionamento de T_1 , e durante a comutação, a fase 31 é curto-circuitada. A fim de obter uma expressão para a tensão retificada v , durante a comutação podem-se somar as Eq.

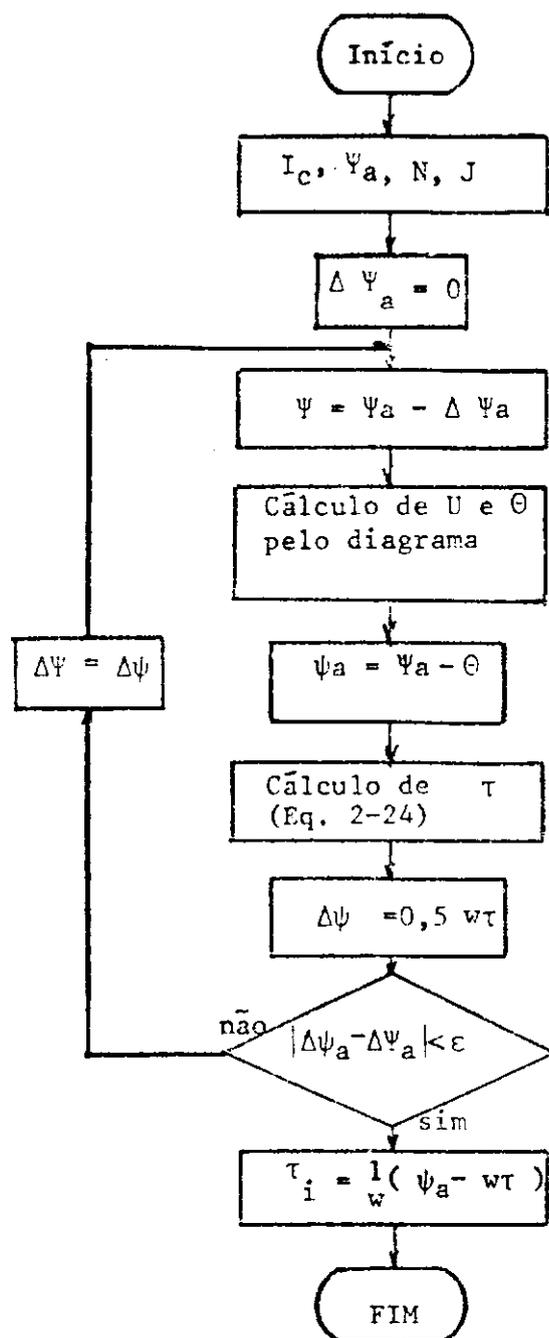


Fig. 2-5. Fluxograma para soluç\~{a}o iterativa das equaç\~{o}es de comutaç\~{a}o e do diagrama fasorial.

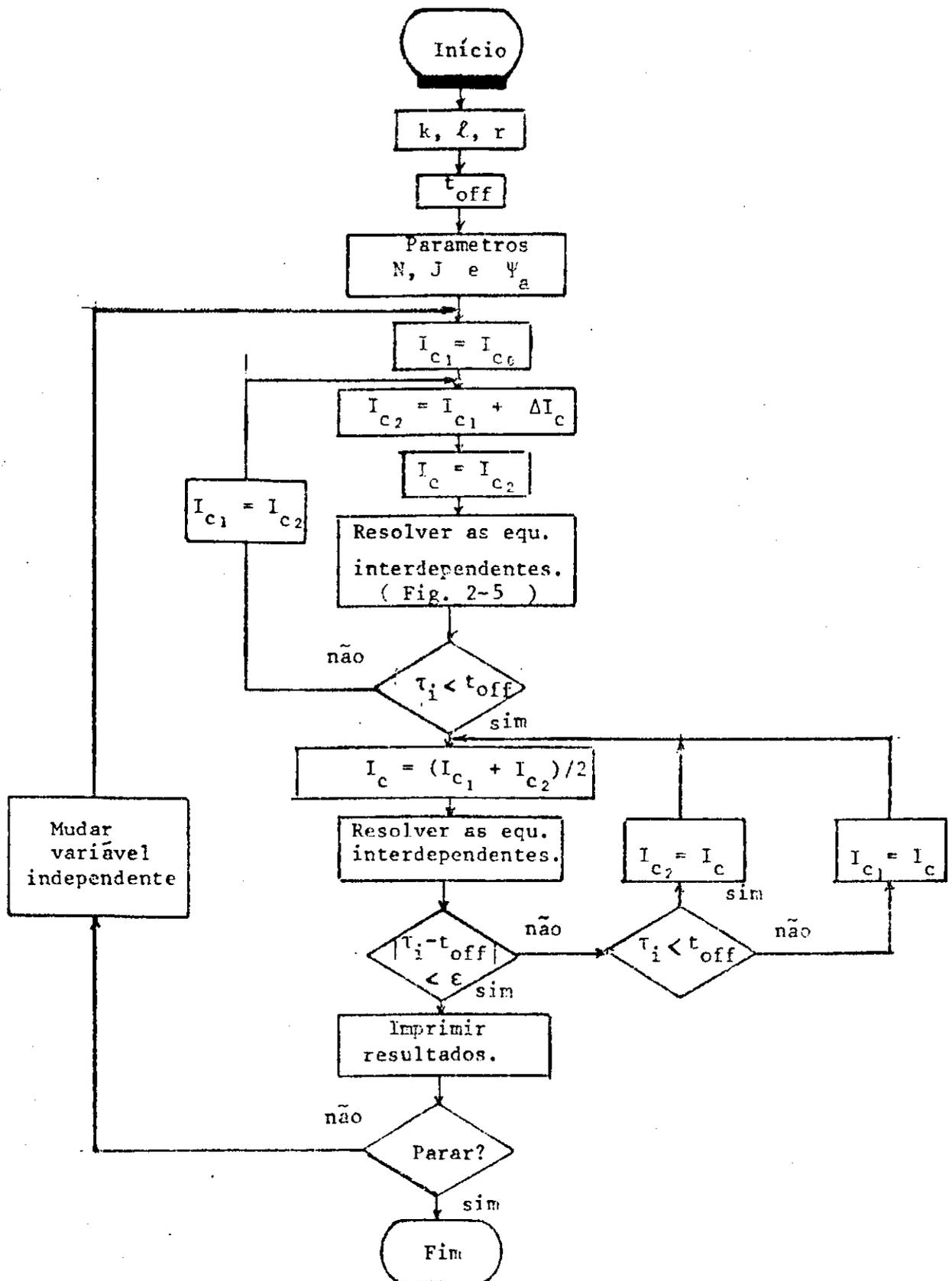


Fig. 2-6. Fluxograma para determinação dos limites de funcionamento do sistema.

(2-15) e (2-16) e, considerando que $p(i_1 + i_3) = 0$, encontra-se

$$v = (u_{23} + u_{21})/2 \quad (2-26)$$

Isto é, a tensão retificada durante a comutação é igual à média das tensões do terminal não curto-circuitado para aqueles curto-circuitados.

Se a comutação fosse ideal a tensão retificada instantânea após o acionamento de T_1 , e durante o período de comutação seria

$$v_i = u_{21} = u_{23} + u_{31} \quad (2-27)$$

Devido à comutação, a tensão retificada é dada pela equação (2-26). A variação da tensão retificada média é, portanto

$$\Delta V = \frac{1}{\pi/3} \int_0^{\omega\tau} (v - v_i) d(\omega t) \quad (2-28)$$

Com (2-26), (2-27) e (2-13) encontramos

$$v - v_i = -u_{31}/2$$

e então

$$\Delta V = \frac{-3}{\pi} U_m \int_0^{\omega\tau} \text{sen}(\omega t - \psi_a) d(\omega t)$$

$$\Delta V = \frac{3U_m}{2\pi} [\cos(\omega\tau - \psi_a) - \cos\psi_a] \quad (2-29)$$

A tensão retificada média para o caso de comutação inst
tânea é

$$V_i = \frac{3U_m}{\pi} \cos\psi_a$$

Portanto, a tensão retificada média levando em conta a co
mutação será

$$V = V_i + \Delta V$$

ou seja

$$V = \frac{3U_m}{2} [\cos(\omega\tau - \psi_a) + \cos\psi_a] \quad (2-30)$$

Da eq. (2-29) observa-se que $\Delta V > 0$, logo $V > V_i$.

Na Fig. 2-7 são mostradas as formas de onda da tensão v
nos bornes do inversor, da tensão v_{31} entre os terminais 3 e 1
do motor e v_{T_1} entre anodo e catodo de T_1 .

2.4.2 - Torque Médio

Considerando uma máquina sem perdas internas a não ser nos

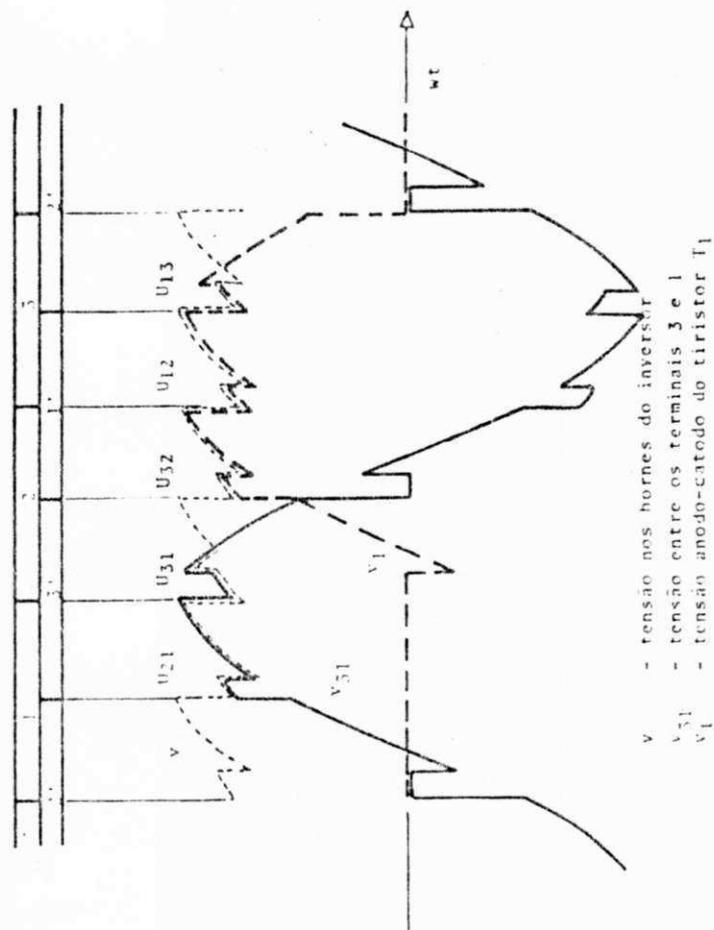


Fig. 2-7. Formas de onda de tensões na máquina e no inversor.

enrolamentos, devido ao efeito Joule, o torque médio pode ser determinado a partir da potência eletromagnética média entregue no eixo do motor.

Desprezando as perdas no inversor a potência entregue no eixo é

$$P_e = V I_c - (\text{perdas por efeito Joule} = P_j)$$

As perdas por efeito Joule podem ser computadas por

$$P_j = \left(\frac{2}{3} I_c\right)^2 r + \left(\frac{1}{3} I_c\right)^2 2r = \frac{2}{3} r I_c^2,$$

se é negligenciado o intervalo da comutação

Então, o torque eletromagnético é computado por

$$T = \frac{(V I_c - \frac{2}{3} r I_c^2)}{\omega_m} = \frac{p (V I_c - \frac{2}{3} r I_c^2)}{\omega} \quad (2-31)$$

onde ω_m é a velocidade mecânica em rad. mec/s, ω é a frequência angular em rad. elet/s e p é o número de pares de polos da máquina.

2.4.3 - Determinação das Características Médias

A determinação das características médias da máquina sin

crona autopilotada pode ser feita com as relações obtidas para a tensão média V e para o torque T , através dos passos indicados no fluxograma da Fig. 2-8.

2.5 - Determinação da Capacidade da Máquina e Dimensionamento dos Conversores

Para uma dada máquina é importante a determinação da sua capacidade quando funcionando em autopilotagem, a fim de se conhecer a redução da potência que tal tipo de acionamento introduz. O conhecimento da capacidade da máquina síncrona autopilotada permite, também, o dimensionamento dos conversores de linha e da máquina.

Por outro lado, para uma aplicação específica, torna-se necessário prover o projetista de meios para selecionar o motor mais eficiente e determinar ajustes dos diversos parâmetros que resultem em um sistema otimizado.

A determinação da capacidade da máquina síncrona autopilotada é feita calculando-se a máxima potência absorvida para o menor intervalo de aplicação da tensão inversa τ_i permitido (na prática, esse tempo deve ser maior que o tempo τ_{off} dos tiristores do inversor por uma margem de segurança) e a maior velocidade.

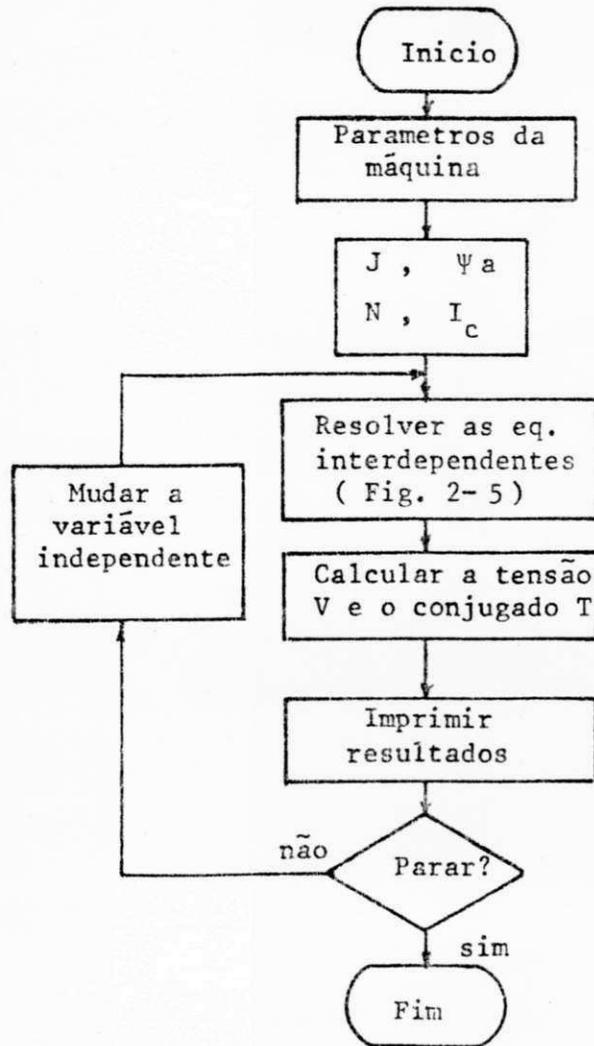


Fig. 2- 8. Fluxograma para a determinação das características médias do sistema.

A potência absorvida, a uma dada excitação e às maiores correntes comutáveis, é dependente do ângulo de imposição da corrente Ψ_a e varia linearmente com a velocidade, na medida em que o torque se mantém independente da velocidade. (Uma diminuição das correntes comutáveis e do torque, com a velocidade, pode ser encontrada em máquinas com velocidades elevadas (4.000 a 5.000 rpm) [2]).

O cálculo da máxima potência e da máxima corrente comutável absorvidas pode ser efetuado utilizando-se o algoritmo apresentado na Fig. 2-6 para determinação dos limites de funcionamento. Para uma dada excitação e um ângulo τ_i mínimo, obtém-se diversos valores da potência absorvida em função de Ψ_a e, graficamente, determina-se o valor máximo da potência P_M e o ângulo correspondente Ψ_{aM} . Com esse valor de Ψ_{aM} e, de um gráfico da corrente máxima comutável em função de Ψ_{aM} , tira-se o valor da máxima corrente comutável I_{cM} a máxima potência absorvida (Ver Cap. 4).

Sendo U_M e V_M o valor eficaz da tensão de fase e a tensão média na entrada do inversor a corrente I_{cM} , respectivamente, e desprezando a queda de tensão na resistência do indutor de alisamento da corrente, o inversor deverá ter uma capacidade de

$$P_i = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \frac{U_M I_{cM}}{1000} \text{ kVA}$$

e o retificador uma capacidade de

$$P_r = \frac{V_M I_{cM}}{1000} \text{ . kVA}$$

CONCLUSÕES

A partir de um modelo fasorial e de uma representação simplificada da máquina, durante as comutações, foram desenvolvidas as relações que possibilitam a determinação do comportamento do sistema em regime permanente, através de suas características e limites de funcionamento.

Devido às hipóteses simplificadoras efetuadas, são esperadas, obviamente, algumas diferenças entre os resultados teóricos e experimentais.

CAPÍTULO 3

REALIZAÇÃO DO SISTEMA

INTRODUÇÃO

No Capítulo 1 foi escolhido o esquema mostrado na Fig.1-7 para a realização da máquina síncrona autopilotada alimentada em corrente. Para o desenvolvimento da montagem torna-se necessário realizar cada parte componente do sistema escolhido, ou seja, o inversor, seu comando e o detetor de posição, e a fonte de corrente, segundo os princípios e análises estabelecidas nos capítulos anteriores.

Sendo a meta deste trabalho o estudo do comportamento da máquina síncrona autopilotada em regime permanente, nenhuma atenção foi dada ao desenvolvimento especial de sistemas auxilia

res de partida própria.

3.1 - A Máquina Síncrona Utilizada: Parâmetros e Características

A máquina síncrona utilizada na montagem é um microalterador de rotor liso, provido de enrolamentos de amortecimento e com os seguintes dados:

Armadura:

Tensão : 220/127
Pot. : 3 kVA
Corr. : 7,9/13,7 A
Fat.de Pot.: 0,8
Freq. : 60 Ha
1800 RPM
Fases : 3

Excitação:

Corr. : 1,33 A

Parâmetros:

Reatância síncrona não saturada :

$X_s = 33,4 \Omega / \text{fase} = 2,1 \text{ p.u.}$

Resistência da armadura:

$$r = 0,15 \ \Omega/\text{fase} = 0,01 \text{ p.u.}$$

Relação de espiras estator-rotor :

$$k = 0,257$$

Os valores em p.u. estão referidos à base de 220 v, 7,9A .

Do alto valor encontrado para a reatância síncrona, deve-se esperar uma indutância de comutação elevada, que resultará em uma maior dificuldade de comutação das altas correntes. O valor encontrado experimentalmente, segundo o método discutido na seção 2.3.2, foi $\ell = 8,7 \text{ mH}$.

A Fig. 3-1, mostra a curva da característica experimental da tensão terminal em vazio, em função da excitação, bem como a curva ajustada

$$U = (f(J)) = - 22,03 \times J^2 + 130,57 \times J - 8,25$$

que é utilizada nos programas de determinação das características e limites de funcionamento, a fim de facilitar os cálculos das condições terminais através do diagrama fasorial da Fig. 2-2.

Na Fig. 3-2, vê-se a curva V do motor síncrono em vazio. A corrente de armadura, com fator de potência 1, indica que as perdas em vazio da máquina são elevadas, da ordem de $(1,8/7,9 \times 0,8=0,28)$

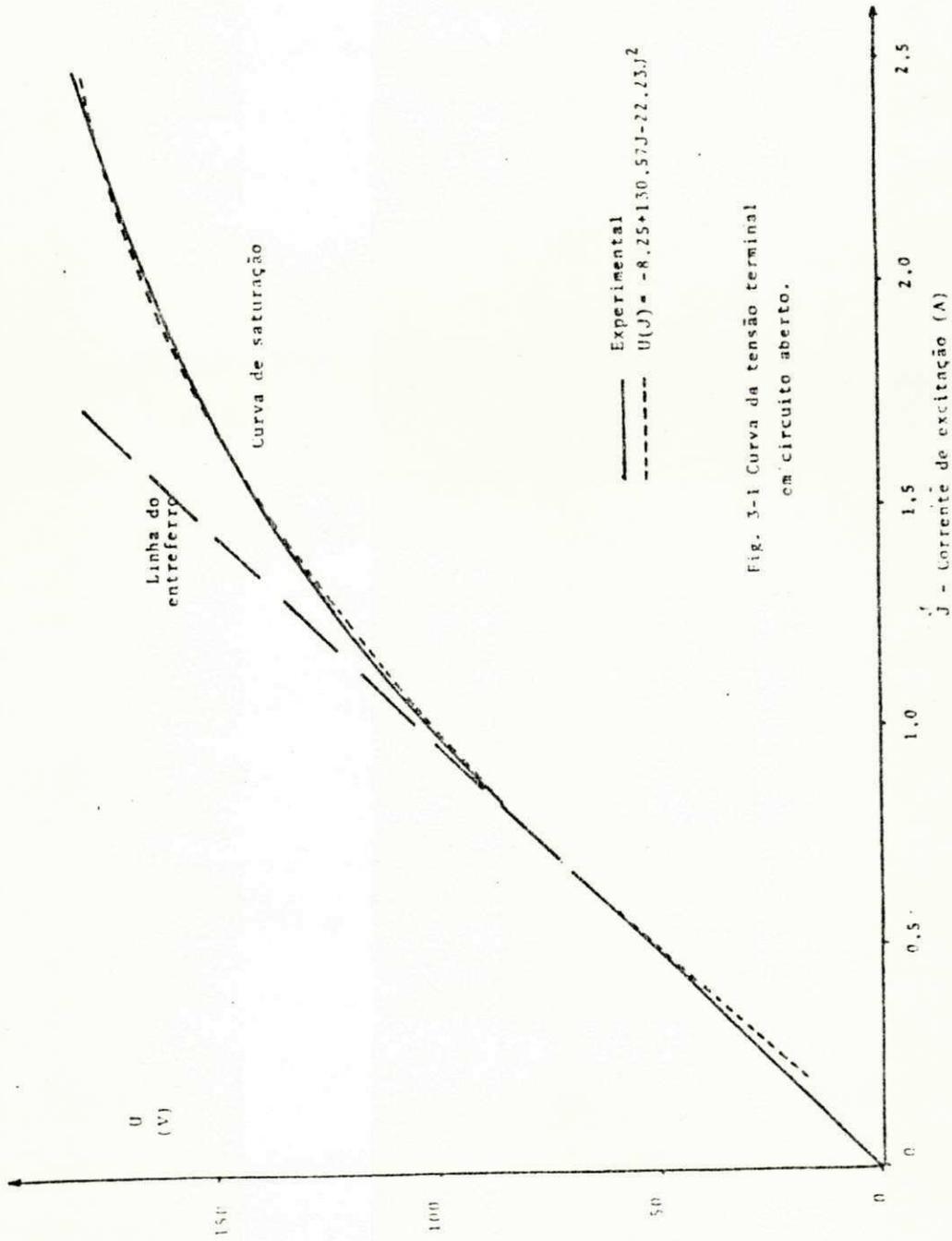


Fig. 3-1 Curva da tensão terminal em circuito aberto.

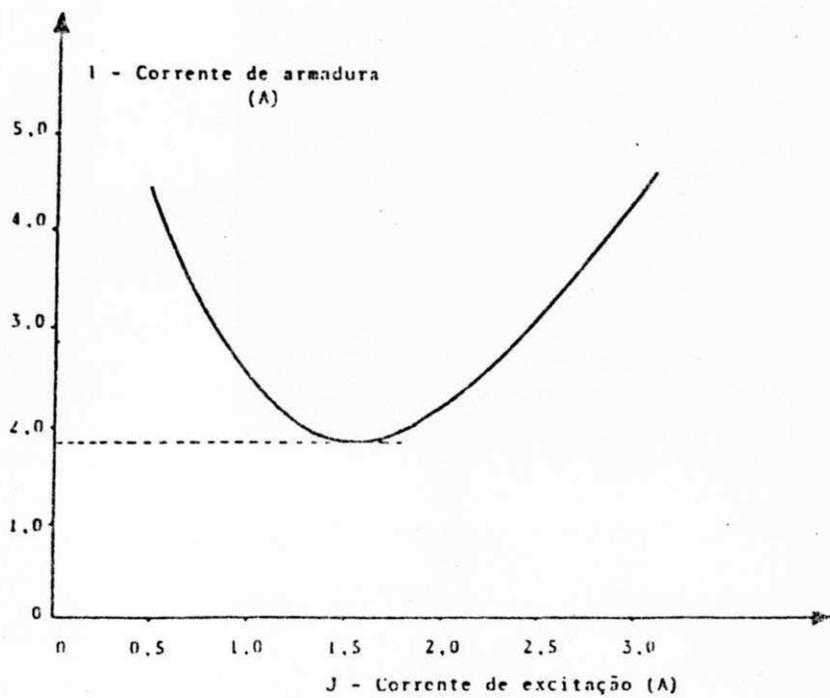


Fig. 3-2. Curva V da máquina síncrona em vazio.

28% da potência ativa absorvida às condições nominais.

Adotou-se uma ligação em delta para os enrolamentos da máquina.

3.2 - O Comutador Eletrônico

3.2.1 - O Inversor

Optou-se pela utilização de um inversor a comutação natural, segundo a montagem indicada na Fig. 1-7. São utilizados circuitos RC, em paralelo com cada tiristor, que tem a finalidade de proteção contra acionamento indesejável por taxa de crescimento de dv/dt , bem como a de evitar que oscilações da tensão inversa sobre os tiristores diminuam o tempo de aplicação da tensão inversa sobre o mesmo, reduzindo a capacidade de comutação do inversor.

O dimensionamento dos tiristores pode ser feito utilizando-se o procedimento apresentado na seção 2-8. Os resultados teóricos da aplicação desse método, que são mostrados, para efeito de comparação, com os resultados experimentais no Capítulo 4, indicam uma corrente e uma tensão máximas de $I_{cM} = 10,1A$ e $U_M = 121$ volts, respectivamente. Esses valores definem os valores mínimos de tensão e corrente dos tiristores a serem utilizados no inversor, para um tempo mínimo de aplicação da tensão

inversa selecionado como sendo de 500 μ s. Podem, portanto, ser utilizados tiristores lentos. Entretanto, a utilização de tiristores rápidos ($\tau_{off} = 5$ a 20 μ s) aumenta a confiabilidade do inversor e pode ser efetivada, se fatores de ordem econômica não impedem esta utilização.

Os tiristores utilizados foram o SKT 12F10CT (rápidos), com características de tensão e corrente adequadas e disponíveis em laboratório.

3.2.2 - Circuitos de Comando do Inversor

A sequência e a frequência dos pulsos necessários ao acionamento dos tiristores do inversor são determinadas a partir de um detetor de posição (ver Cap. 1). Para a realização do circuito de comando do inversor alguns passos são necessários: a escolha do elemento detetor e a realização mecânica do detetor e de um circuito eletrônico que possibilite a utilização eficaz dos sinais enviados pelo detetor.

3.2.2.1 - Escolha do Elemento Detetor

Os elementos disponíveis para a realização do detetor de posição eram os de efeito Hall e os fotoelétricos. Comparados com esses últimos, os primeiros apresentavam a vantagem de não

necessitar de circuitos adicionais para conseguir formas de ondas adequadas à utilização com circuitos integrados, e não apresentar qualquer preocupação adicional com problemas de manutenção, embora possam exibir um "drift" dc. com a temperatura. Portanto, os elementos escolhidos foram os de efeito Hall.

O dispositivo a efeito Hall utilizado é o TL 170C, que opera com uma chave a histerese, como indicado na Fig. 3-3.

Quando a componente normal da indução magnética B cresce acima de um determinado valor a saída do dispositivo vai para o seu valor mais baixo, V_B e, se diminui abaixo de um outro valor determinado, a saída vai para o valor mais alto V_A . O sinal apresentado na saída tem uma forma retangular bastante conveniente para utilização direta com circuitos integrados.

3.2.2.2 - Realização do Detetor

Com a máquina síncrona com p pares de polos e q fases, são necessários, para o acionamento do inversor $2q$ pulsos por ciclo, espaçados de π/q rad. elet. ou π/qp rad. mec.. Portanto, se o campo magnético criado pelo rotor do captador tiver o mesmo número de polos que a máquina o número de dispositivos será igual a $2q$, espaçados de π/qp rad. mec.. Observe-se que se a duração dos pulsos fornecidas pelos elementos detetores for de π rad. elet., o número de elementos pode ser reduzido

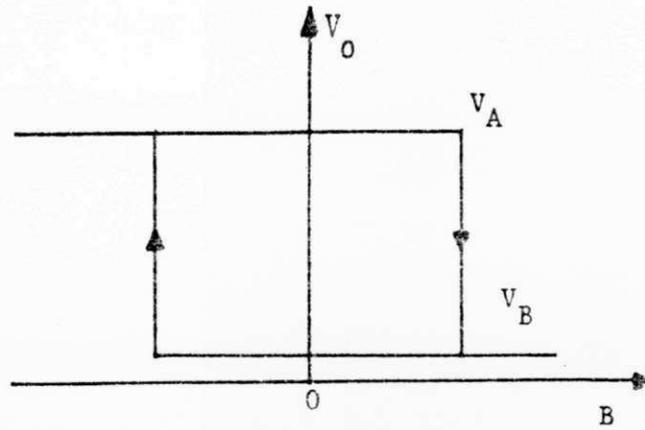


Fig. 3-3. Curva representativa da tensão de saída do detetor em função da indução magnética normal.

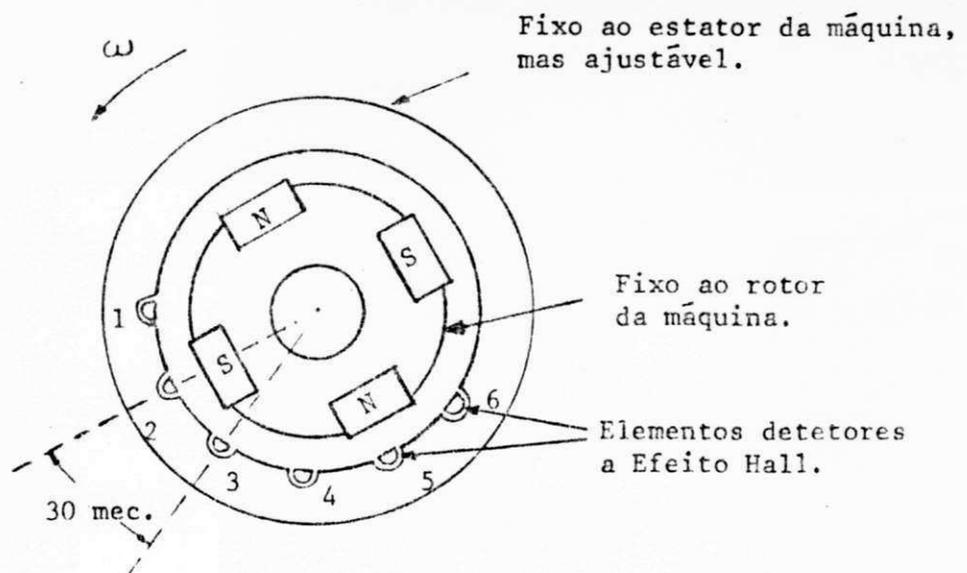


Fig. 3-4. Esquema do detetor de posição utilizado.

para q com espaçamento de $2\pi/q$ rad. mec. entre eles.

Algumas dificuldades podem surgir devido à não perfeita simetria dos campos gerados pelos imãs utilizados e por discrepâncias no instante de chaveamento devido a diferenças de histereses de um dispositivo para outro. No caso de assimetria poderá haver uma pequena diferença nos espaçamentos entre os pulsos e em suas durações.

A intenção inicial era de utilizar apenas três elementos detetores a efeito Hall, fornecendo pulsos de duração π rad. elet., que gerariam seus pulsos defasados de $\pi/3$ rad. elet., os quais seriam combinados logicamente, a fim de gerar pulsos de duração $2\pi/3$ rad. elet., defasados de $\pi/3$ rad. elet.. Devido a algumas discrepâncias observadas experimentalmente nas durações e no posicionamento dos pulsos, esta solução foi abandonada em favor da que utiliza seis elementos detetores.

No detetor realizado, a detecção da posição é efetuada exteriormente à máquina (a utilização do campo do rotor como excitação para os dispositivos a efeito Hall é descartada devido à reação da armadura), sendo o detetor constituído por duas partes:

- uma, solidária ao rotor, na qual estão encaixados imãs, simulando o rotor e com o mesmo número de polos que a máquina;
- outra, na qual são localizados os elementos detetores,

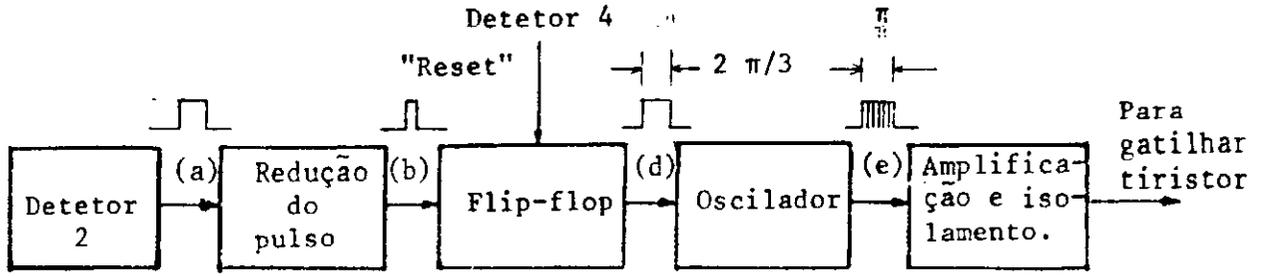
solidária ao estator, porém ajustável de modo que possa girar e ser afixada em uma posição qualquer em torno do eixo do rotor. Esse deslocamento do estator do captador, em relação ao estator da máquina, permite obter um deslocamento dos sinais de acionamento do inversor em relação à posição real do rotor, o que possibilita uma variação do ângulo ψ_a entre o acionamento e a f.e.m. em vazio.

Na Fig. 3-4 é mostrado o esquema do detetor de posição realizado. As polaridades dos ímãs são alternadas para obter o mesmo número de pares de polos da máquina ($p = 2$).

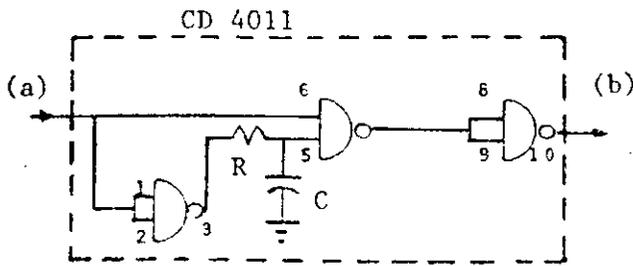
3.2.2.3 - Circuito Eletrônico do Comando do Inversor

O comando do inversor, a partir do detetor de posição, é efetuado por seis canais diferentes, que têm a finalidade de enviar, para os gatilhos dos tiristores, trens de pulsos de duração $2\pi/3$ rad. elet. e com suficiente potência para acioná-los.

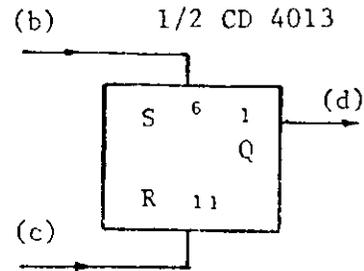
Na Fig. 3-5a, é mostrado o esquema de um canal do comando utilizado para o inversor, sendo os pulsos de comando originados a partir dos terminais ascendentes dos sinais dos detetores. A duração do sinal do detetor é reduzida, utilizando o circuito da Fig. 3-5b, antes de ser enviada para o circuito lógico, que fixa a duração em $2\pi/3$ rad. elet.. Este circuito é constituído por um "flip-flop" por canal (Fig. 3-5c), sendo uti



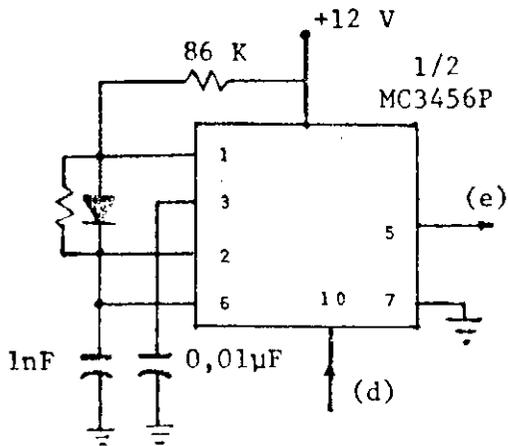
a. Esquema de um canal do comando do inversor.



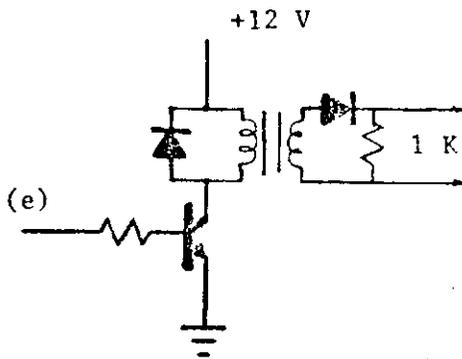
b. Monoestável.



c. Flip-flop.



d. Oscilador



e. Estágio de potencia e isolamento.

Fig. 3-5. Circuito do comando do inversor

lizado para "re-set" um sinal proveniente do detetor localizado do $2\pi/3$ rad. ele. adiante no captador, no sentido de rotação . Observe-se que, para obter rotação nos dois sentidos, utilizando do este esquema, torna-se necessário um circuito de comando distinto para cada sentido de rotação. Em seguida, o sinal alimenta um oscilador (Fig. 3-5d) que gera um trem de pulsos que, depois de passar por um estágio de amplificação e isolamento (Fig. 3-5e) é enviado ao gatilho de um tiristor.

3.3 - A Fonte de Corrente Contínua

A fonte de corrente foi realizada com uma ponte trifásica controlada, um indutor em série e uma regulação da corrente, segundo os princípios discutidos no Cap. 1. O valor da indutãncia , $L = 70$ mH, foi selecionado experimentalmente sob os critérios de menor ondulação residual da corrente contínua de alimentação e maior rapidez de resposta do sistema.

3.3.1 - A Fonte de Tensão Controlada

Na Fig. 3-6 é mostrado o esquema da fonte de corrente , sendo a ponte trifásica alimentada a partir da rede trifásica de 220 v entre fases, não estando representados os circuitos de proteção dos tiristores. A sequência de acionamento dos tiristores é indicada para uma sequência de fase ABC.

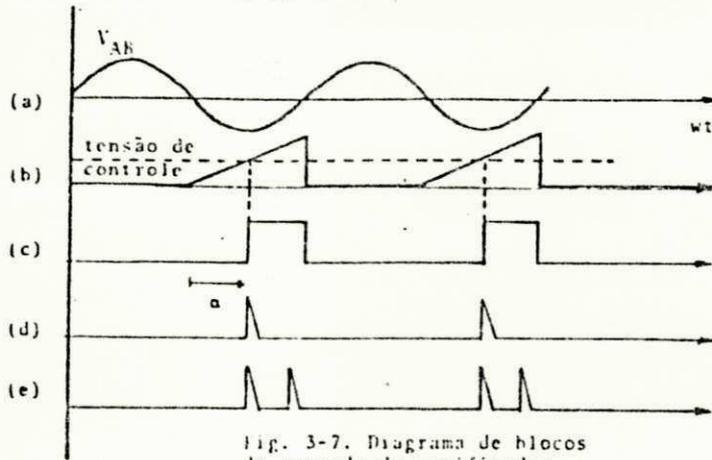
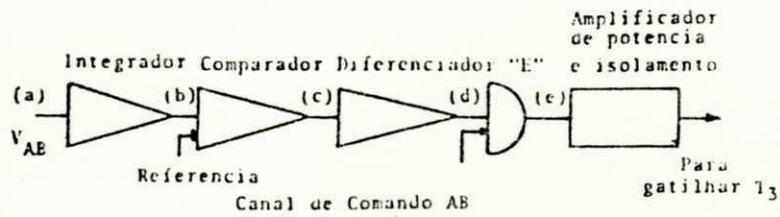


Fig. 3-7. Diagrama de blocos do comando do retificador.

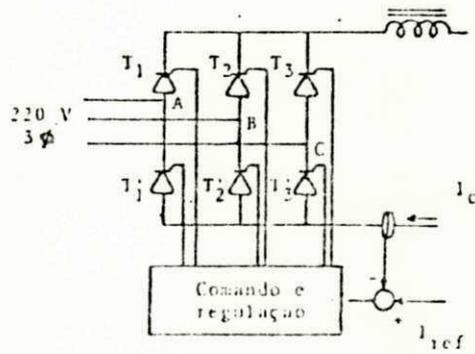


Fig. 3-6. Esquema de realização da fonte de corrente contínua.

3.3.1.1 - Comando da Ponte Trifásica [14]

Inicialmente o sistema trifásica é transformado em um hexafásico com a utilização de 3 transformadores 220/12 volts com derivação central, o qual é conectado ao terra do circuito de comando.

Na Fig. 3-7 é mostrado o diagrama de blocos e os pulsos em cada estágio de um dos seis canais que compõem o comando. A utilização do circuito integrado "espelho de corrente" LM3900 permite a obtenção de uma rampa (b) de tensão sincronizada com o meio ciclo negativo da tensão (a). A saída do integrador (b) é então comparada com uma referência, comum a todos os canais, gerando um pulso retangular (c), que é em seguida diferenciado a fim de se obter um pulso de curta duração (d). A adição de um segundo pulso atrasado de 60° em relação ao primeiro é justificada por razões de confiabilidade, sendo efetuada por um circuito lógico AND (e).

O esquema de comando dos tiristores é

Canal	Tiristor
CA	1
CB	2
AB	3
AC	4
BC	5
BA	6

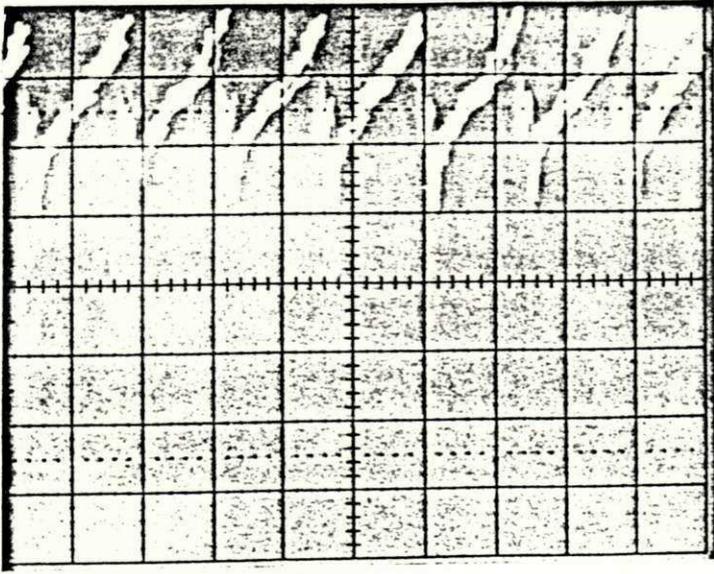
3.3.2 - Regulação da Corrente Contínua

Na detecção da corrente, é utilizado um transdutor de corrente Halltron, que gera na saída uma tensão proporcional à corrente. O ganho do dispositivo foi ajustado em 0,1. Introduzindo um amplificador com ganho 10, em série, foi obtida uma realimentação unitária. No que diz respeito à realização da realimentação negativa, observa-se, com a Fig. 3-7, que, devido à inclinação positiva da rampa da entrada do comparador do comando da ponte, uma variação positiva de tensão de controle produz um aumento no ângulo de acionamento α o que implica numa diminuição na tensão contínua da saída do retificador. Isto significa que o ganho da tensão de controle para a tensão de saída do retificador é negativo. A realimentação negativa pode, então, ser obtida se os ganhos do atuador PI forem negativos.

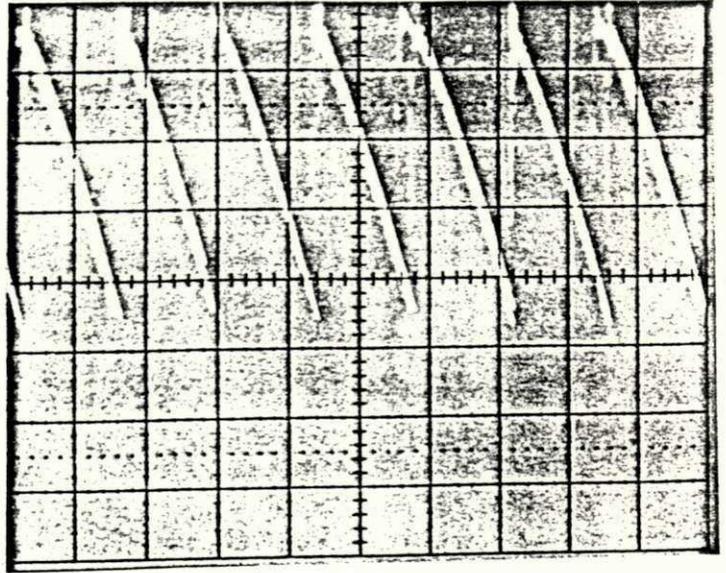
O circuito utilizado na regulação da corrente é mostrado na Fig. 3-8, enquanto que na Fig. 3-9 se tem um diagrama de blocos do sistema regulado.

3.4 - Grandezas Características da Montagem Realizada

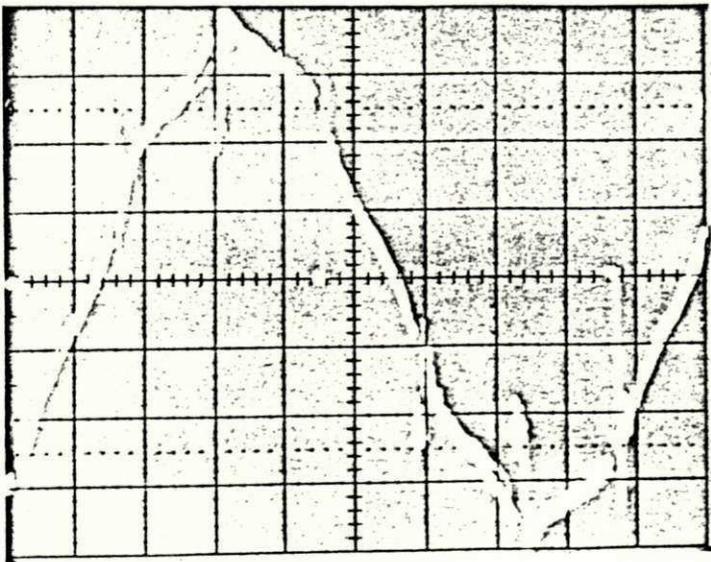
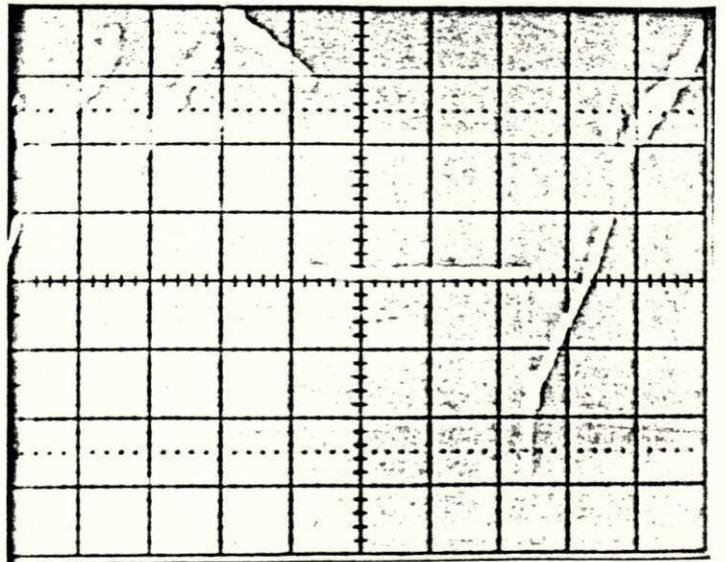
As fotografias apresentadas nas páginas seguintes mostram as grandezas mais características do sistema, obtidas com a montagem realizada.



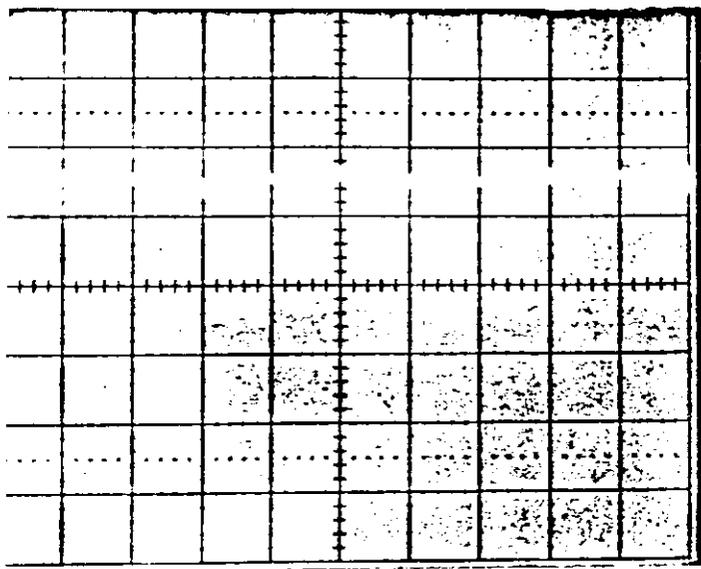
Tensão na entrada do inversor



Tensão na saída do retificador

Tensão entre os terminais
3 e 1 da máquina.Tensão anodo-catodo do tiristor
T'3 do inversor

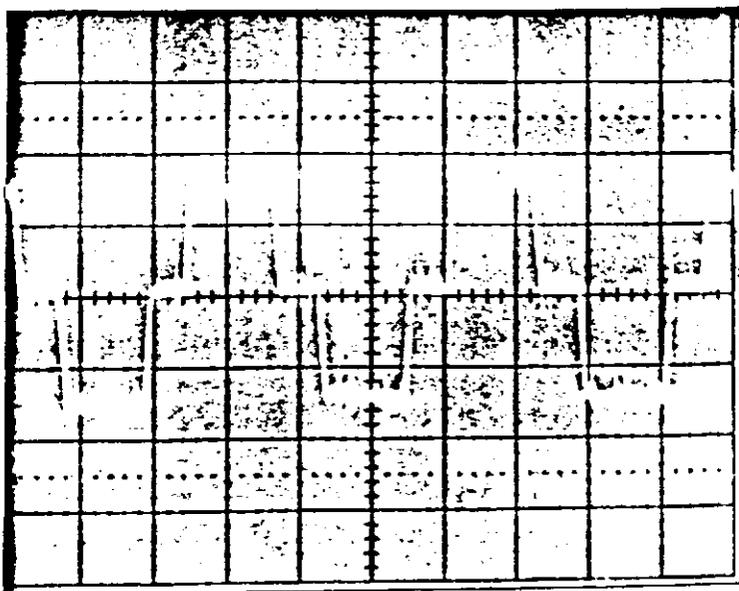
Vert. 50 V/div
Hor. 2ms /div.



Corrente continua de alimentação

Vert. 5A/div.

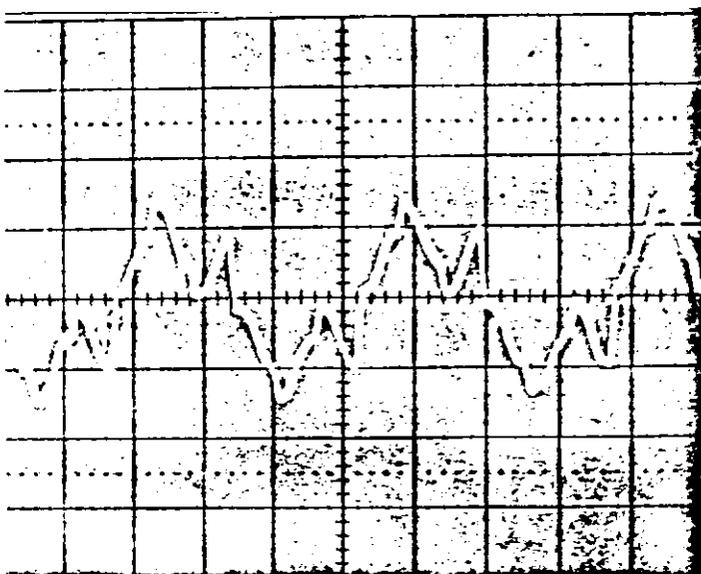
Hor. 2ms/div.



Corrente de linha

Vert. 5A/div.

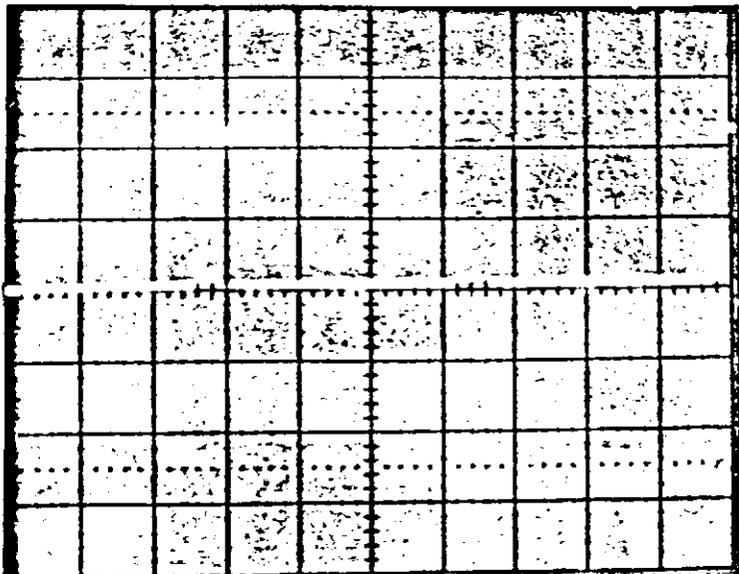
Hor. 5ms/div



Corrente de fase

Vert. 5A/div.

Hor. 5ms/div.



Sinal do detetor a efeito Hall

Vert. 5V/div.

Hor. 5ms/div.

A deformação apresentada pela corrente de fase deve-se à superposição da corrente, preponderantemente de 3^o harmônico, circulando no delta, à corrente alimentada pelo inversor. Experimentalmente, foi determinada para a corrente de 3^o harmônico uma amplitude de, aproximadamente, 2,0A, a 60 Hz. Para o caso ilustrado, o instante de acionamento coincide com a passagem pelo máximo da corrente de 3^o harmônico.

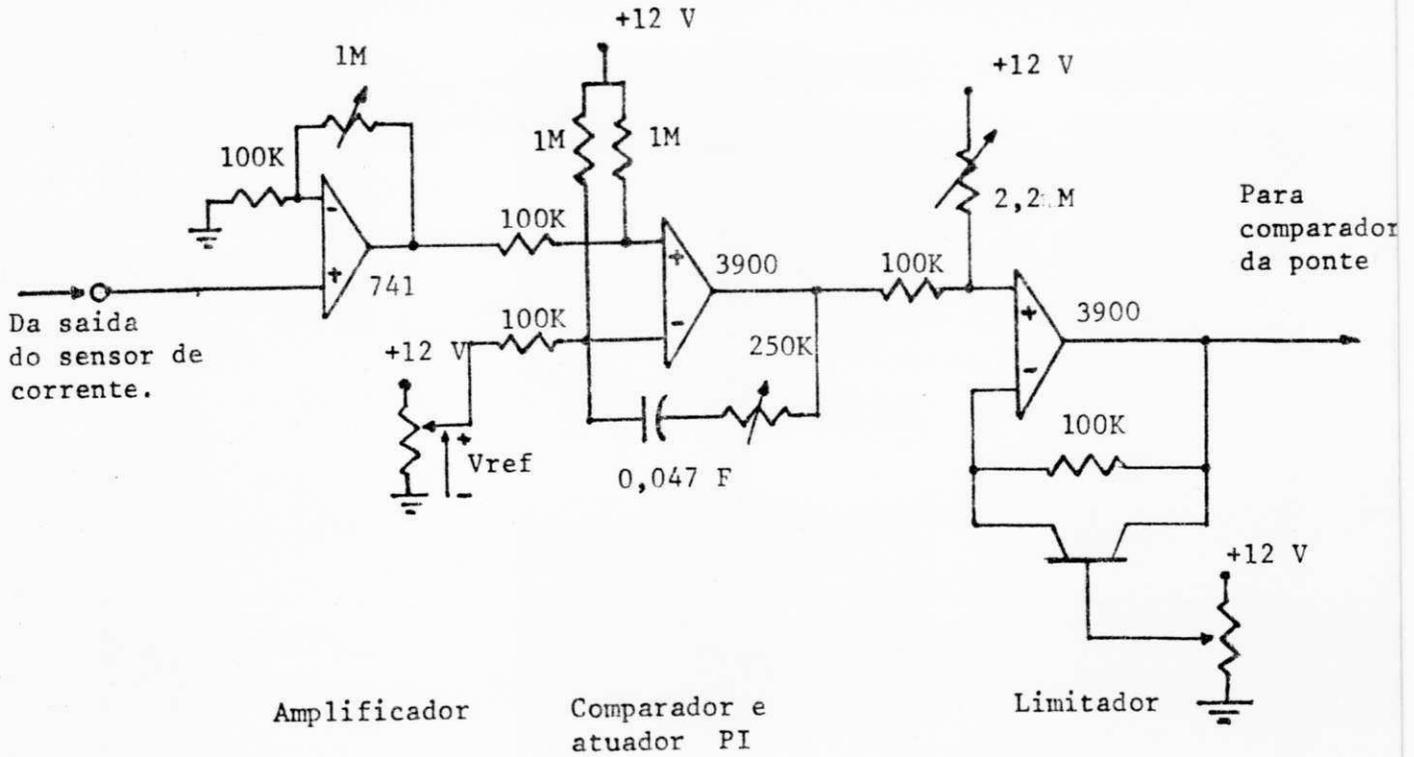


Fig. 3-8. Circuito de regulação da corrente contínua.

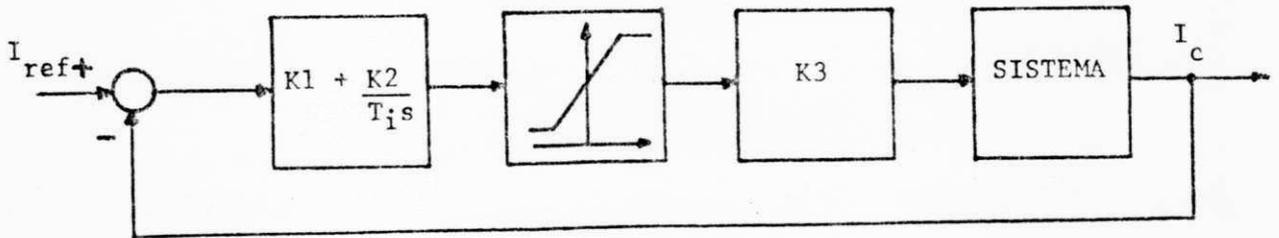


Fig. 3-9 Diagrama de blocos do sistema de regulação da corrente contínua.

CONCLUSÕES

Os diversos componentes do sistema realizado foram apresentados em maiores detalhes.

A máquina síncrona utilizada, um microalternador, tem parâmetros não típicos, apresentando uma reatância síncrona e uma indutância de comutação elevadas, além de um baixo rendimento, que a desqualificam para o acionamento com autopilotagem. Sua utilização deve-se, apenas, a razões de disponibilidade.

A utilização dos dispositivos a efeito Hall, conveniente nas aplicações sob atmosferas poluídas, provam dar bons resultatados, embora algumas desvantagens e dificuldades tenham sido apontadas.

Os problemas ligados à simetria dos campos magnéticos do rotor do captador e aos espaçamentos entre os pulsos podem ser

superados com um projeto mais preciso dos campos magnéticos e com ajuste individual da posição dos detetores.

A maior desvantagem dos dispositivos a efeito Hall parece ser o "drift" dc com a temperatura.

A fonte de corrente contínua traz uma autoproteção, constatada experimentalmente, contra mal funcionamento do inversor, mas a utilização de uma ponte trifásica controlada com fonte de tensão apresenta as desvantagens de baixo fator de potência e maior ondulação da corrente de alimentação em cargas mais leves, onde maiores ângulos de acionamento do retificador são requeridos.

O sistema realizado apresentou um funcionamento satisfatório, dentro dos limites impostos pela máquina utilizada e os resultados obtidos experimentalmente são apresentados no Capítulo seguinte.

CAPÍTULO 4

CARACTERÍSTICAS E LIMITES DO SISTEMA EM REGIME PERMANENTE

INTRODUÇÃO

Este capítulo se volta para a apresentação dos resultados obtidos para os limites de funcionamento e características em regime permanente do sistema realizado.

4.1 - Limites de Funcionamento

Uma primeira dificuldade foi encontrada no funcionamento com excitação nominal e se relaciona com as perdas elevadas do motor utilizado.

A diminuição da excitação provoca uma redução em τ_i , se os demais parâmetros conservam-se constantes, o que significa uma redução na máxima corrente comutável. Se as perdas forem e levadas, são necessárias correntes maiores para supri-las, o que conflita com as condições de comutação e baixos valores de excitação, impedindo o funcionamento do sistema.

Na Fig. 4-1 são mostradas as curvas experimentais de corrente de alimentação I_c e tempo de aplicação da tensão inversa τ_i em função da corrente de excitação para velocidades $N = 900$ e $N = 1800$ rpm, com a máquina operando em vazio. A corrente de alimentação depende pouco da velocidade e aumenta à medida que a excitação é reduzida, enquanto que τ_i decresce rapidamente com a diminuição da excitação. Com a diminuição da corrente de excitação, em vazio, ocorre uma redução da velocidade, sendo necessário um aumento da corrente de alimentação a fim de conservar a velocidade constante.

Da Fig. 4-1 conclui-se que o funcionamento a valores baixos de excitação, até mesmo a nominal ($J = 1,33A$), é impossibililitado às condições especificadas. É preciso, portanto, aumentar a excitação, acima da nominal, a fim de operar o sistema, nesse caso.

Na Fig. 4-2 estão plotados os resultados teóricos e experimentais do tempo de comutação τ e do tempo de aplicação da tensão inversa τ_i em função da corrente de alimentação I_c .

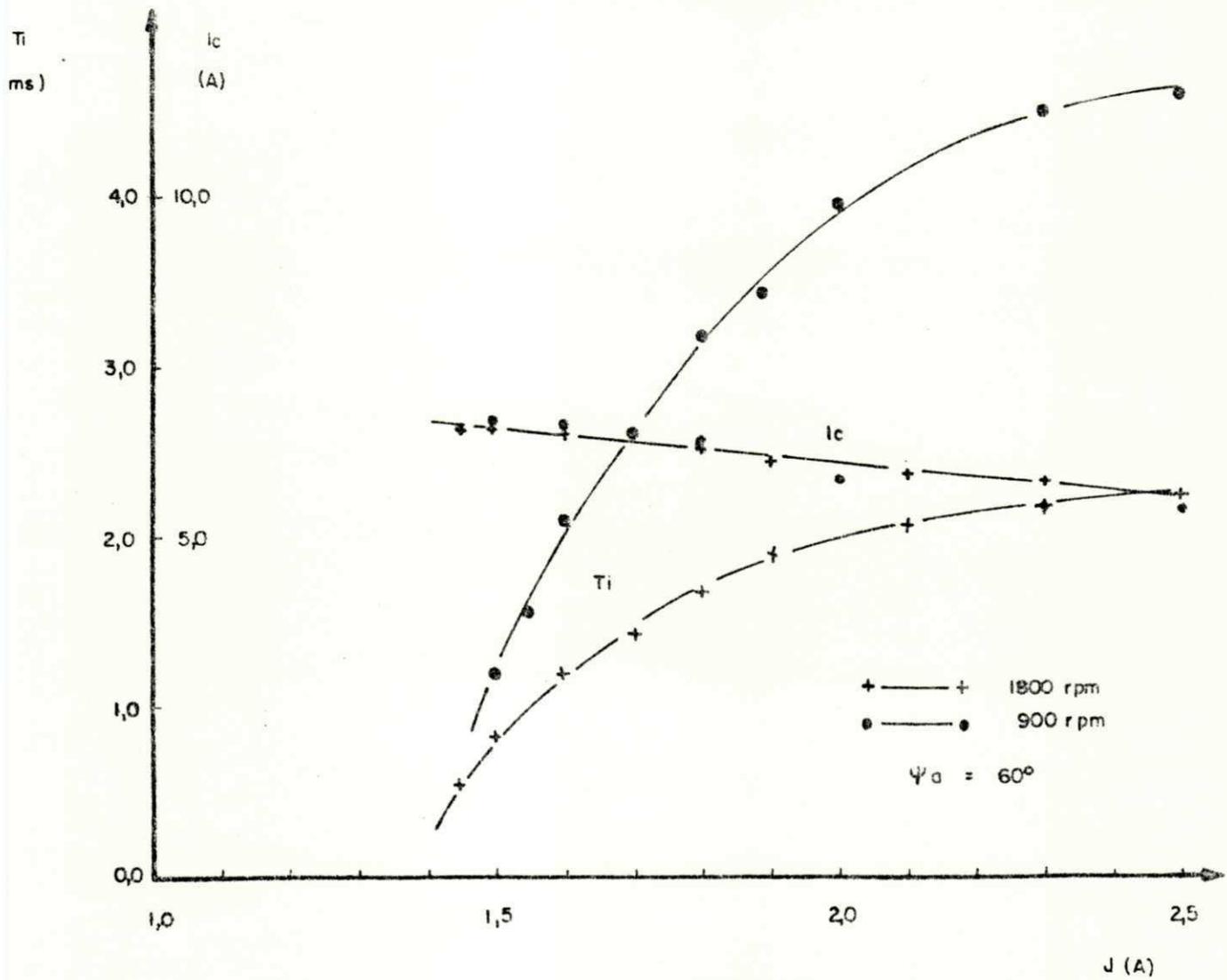


Fig. 4-1- Tempo de aplicação da tensão inversa T_i e corrente de alimentação I_c em função da excitação, em vazio.

Pode-se constatar uma rápida diminuição de τ_i com I_c , que reduz seriamente o limite de funcionamento do sistema (o funcionamento com um valor eficaz de corrente de fase igual ao nominal significaria $I_c = 18 \text{ A}$). Com a Fig. 4-2 pode-se observar que a corrente máxima comutável, para $\tau_i = 0$, é independente da velocidade, no intervalo considerado.

Na Fig. 4-3 têm-se os gráficos teóricos e experimentais de τ e τ_i em função da velocidade. Os gráficos seguem uma forma aproximadamente hiperbólica, o que significa $w\tau$ e $w\tau_i$ constantes, como discutido na secção 2-3. Como a diminuição de τ_i com N é suavizada a velocidades mais elevadas, a velocidade não é um fator tão determinante do limite de operação quanto o é a corrente de alimentação, no que diz respeito à garantia da comutação dos tiristores do inversor.

Algumas discrepâncias entre os resultados teóricos e experimentais são esperadas devido às simplificações efetuadas, quando da adoção do modelo representativo da máquina em todos os pontos de operação. Na montagem realizada, entretanto, devido a erros no posicionamento dos elementos detetores, um tiristor é acionado com um ângulo ψ_a menor que os demais, restringindo um pouco o funcionamento do sistema. Os resultados apresentados nas Fig. 4-2 e 4-3 foram tirados sobre este tiristor e mostram diferenças mais pessimistas, em relação à comutação, do que as esperadas.

Com os valores obtidos experimentalmente para ψ_a e τ , mostrados nas Fig. 4-2 e 4-3, foi encontrado um valor médio para ℓ igual a 8,5mH, valor este que está de acordo com aquele que foi determinado através do método descrito na seção 2.3.2 ($\ell = 8,7\text{mH}$).

Os resultados obtidos para o ângulo de acionamento em relação à tensão terminal ψ_a mostram ser este praticamente independente da velocidade, diminui com o aumento da corrente I_c . Os maiores valores de ψ_a com correntes menores indicam uma pior utilização da máquina, em termos de fator de potência, a baixas correntes.

Na Fig. 4-4 é mostrado o gráfico da máxima corrente comutável correspondente a um valor de τ_i igual a 500 μs , à velocidade nominal e com excitação acima da nominal (2,0A). A corrente máxima comutável aumenta com o aumento de ψ_a e, por conseguinte, um valor mais alto de ψ_a é desejado. Entretanto, um aumento no ângulo de acionamento ψ_a leva a uma diminuição no torque (Eq. I-4), o que significa uma má utilização do motor no que diz respeito ao torque.

Para a condição de operação à máxima corrente comutável, com $\tau_i = 500 \mu\text{s}$, e excitação e velocidade constantes pode-se ver, com a Fig. 4-5, que o aumento de ψ_a produz um aumento na potência absorvida pelo motor até um valor ψ_{aM} , a partir do qual a potência diminui com ψ_a . Para esse caso, o valor previs

J = 2,0 A
 N = 1800 rpm
 T_i = 500 μs

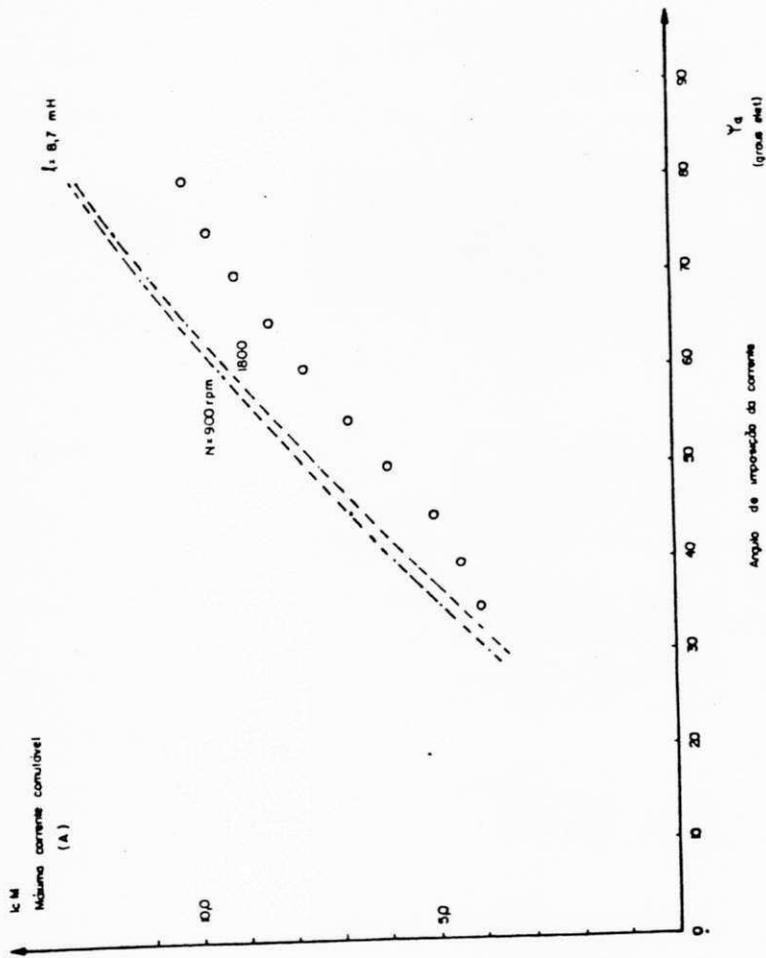


Fig 4-4.

to teoricamente para Ψ_{aM} coincide com o ângulo Ψ_a no qual a potência P_e entregue no eixo é máxima ($\Psi_a = 65^\circ$). A potência máxima absorvida pela máquina, para as condições de funcionamento da Fig. 4-5, é menor que a prevista teoricamente e ocorre a um ângulo Ψ_a menor ($\Psi_a = 60^\circ$).

Pela Fig. 4-5 é visto que a máquina síncrona operando sob regime de autopilotagem possui uma capacidade máxima de 1,24kw, com rendimento de 53% às condições limites de funcionamento especificadas ($\tau_i = 500$ s, $N = 1800$ rpm, $J = 2,0$ A). Isto significa, em termos de capacidade nominal (3 kVA, a fator de potência 0,8) uma redução para $1,24/(3 \times 0,8) = 0,52$ 52% . A redução teórica seria para 63% (com $\ell = 8,7$ mH).

Na Fig. 4-5 também está plotado o gráfico teórico do fator de potência em função de Ψ_a . Com um fator de distorção μ , que é a razão entre o valor eficaz do fundamental da corrente e o valor eficaz da corrente de fase e com um fator de deslocamento $\cos \Psi$, o fator de potência é dado por

$$f. p. = \mu \cos \psi$$

para a corrente de fase ideal, o fator de distorção é 0,955 [15] e este valor é usado como aproximação válida para a corrente de formada pela comutação.

Do resultado teórico, o fator de potência, na condição de

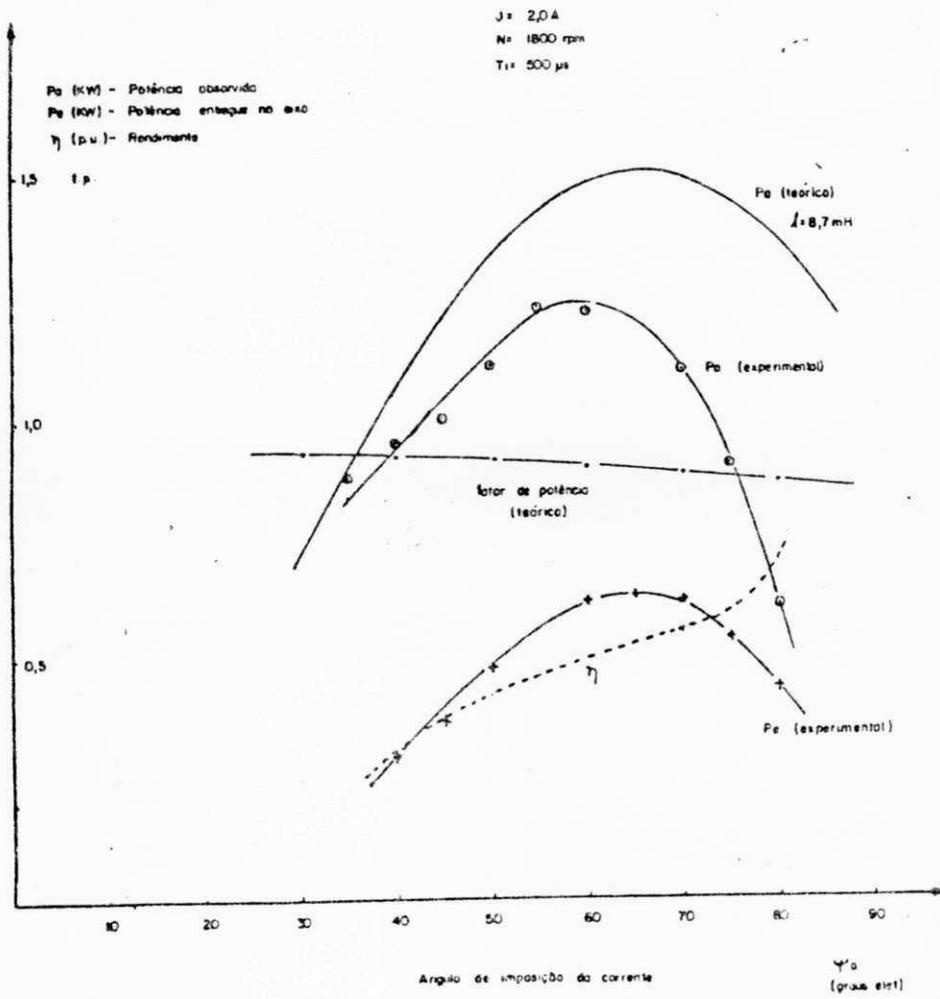


Fig 4-5

funcionamento no limite admissível de comutação, é alto e dimi
nue um pouco com o aumento de Ψ_a , mantendo-se próximo a 0,9.

4.2 - Características de Funcionamento em Regime Permanente

Alguns testes experimentais foram efetuados a fim de de
terminar as características de funcionamento do sistema em regi
me permanente.

Na Fig. 4-6a são mostrados, a título de ilustração, os re
sultados obtidos para a velocidade em função da tensão de saída
do retificador, para diversos valores de excitação, sem a regu
lação da corrente e em vazio. As curvas são análogas às de um
motor c.c. clássico com excitação independente, acionado por
uma fonte de tensão contínua.

Na Fig. 4-6b é mostrada a característica velocidade em
função da tensão de entrada do inversor, com a fonte de corren
te contínua. É constatado que a tensão V varia linearmente com
a velocidade. A dependência de V para com I_c é observada com a
Fig. 4-7, onde se verifica uma menor influência da corrente em
velocidades mais baixas, enquanto que a velocidades mais eleva
das, a tensão V varia mais acentuadamente com a corrente I_c .

Nas Fig. 4-6b e 4-7 também são mostrados os resultados
teóricos do fator de potência em função da velocidade e da cor

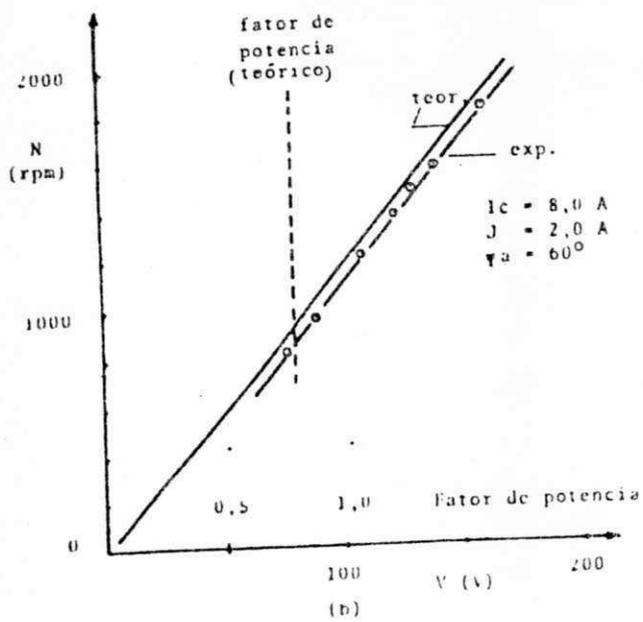
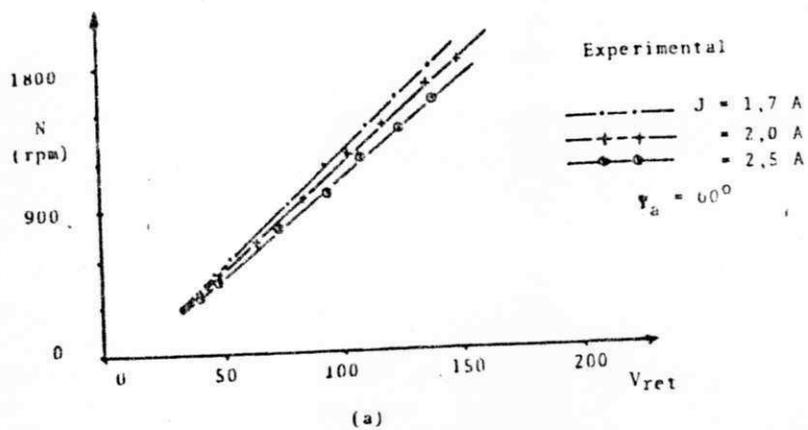


Fig. 4-b.

rente de alimentação. A velocidade é vista não ter influência sobre o fator de potência, que depende da corrente, aumentando quando esta cresce. A operação com baixa corrente de alimentação resulta em um baixo fator de potência, como pode ser visto com a Fig. 4-7.

É mostrada na Fig. 4-8 a característica torque velocidade do motor síncrono autopilotado, para uma corrente de alimentação $I_c = 7,0$ A. A grande discrepância existente entre os resultados teóricos e os resultados experimentais pode ser explicada pelo fato das perdas da máquina, que são elevadas, não terem sido incluídas no desenvolvimento teórico.

Pode-se constatar com a Fig. 4-8 que o torque no eixo, obtido com a alimentação por corrente, é quase constante, dentro da faixa de velocidade considerada.

Na Fig. 4-9 é mostrada a variação do torque com a corrente de alimentação I_c . A relação se dá segundo uma reta e é, praticamente, independente da velocidade, dentro dos intervalos considerados.

Os efeitos das elevadas perdas da máquina síncrona são observados na Fig. 4-9 pelo grande deslocamento das curvas para a direita em relação à origem: a intersecção do prolongamento das curvas com o eixo I_c indica uma corrente de 4,8 A em vazio, para as condições de funcionamento da figura.

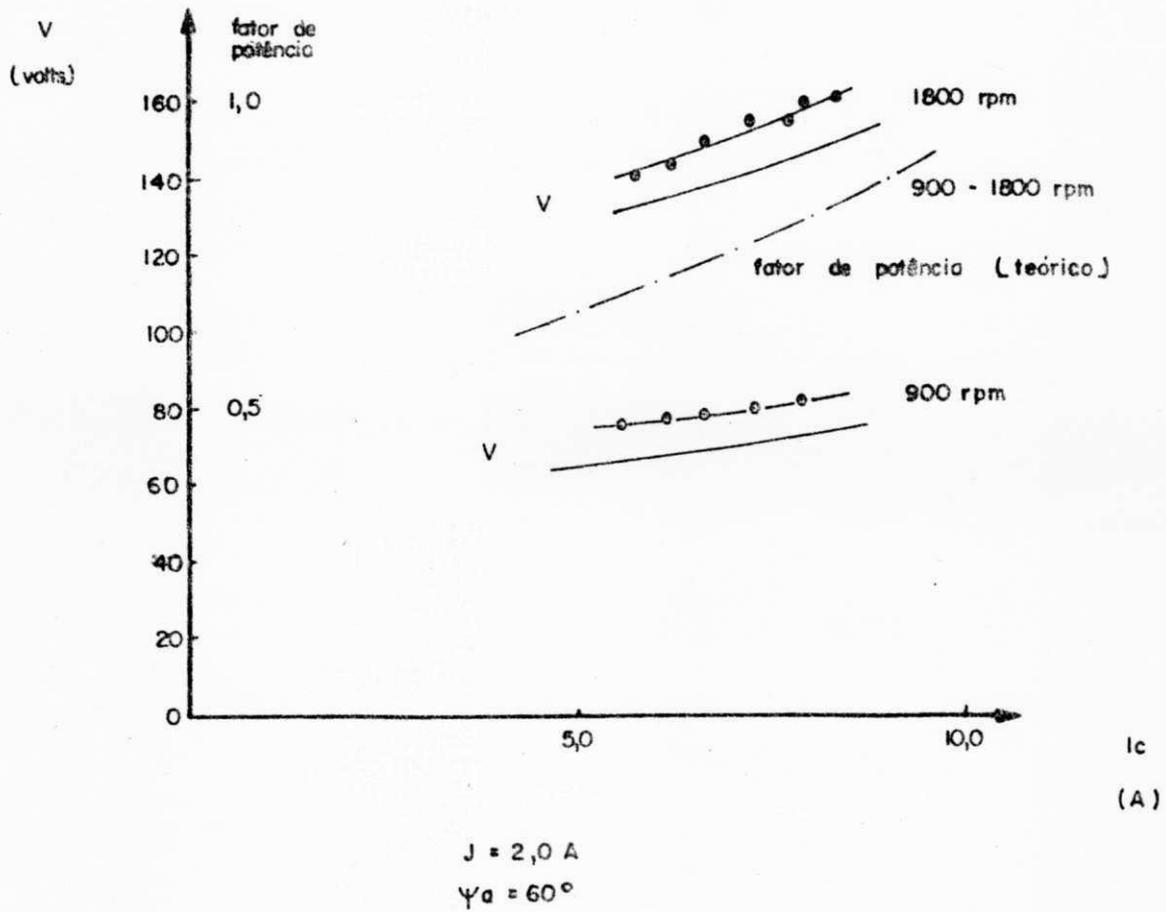


Fig. 4-7 - Tensão c.c. na entrada do inversor V em função da corrente contínua de alimentação I.

○ — ○ — ○ V { experimental
 ——— " { teórico
 - - - - - " { $\cos \varphi$ teórico

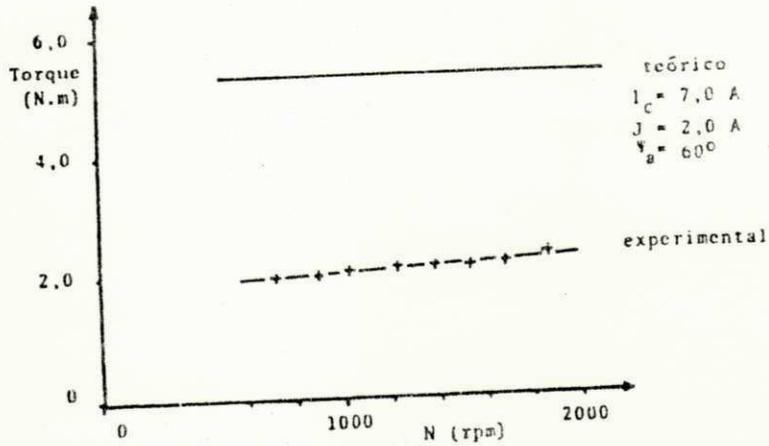


Fig. 4-8

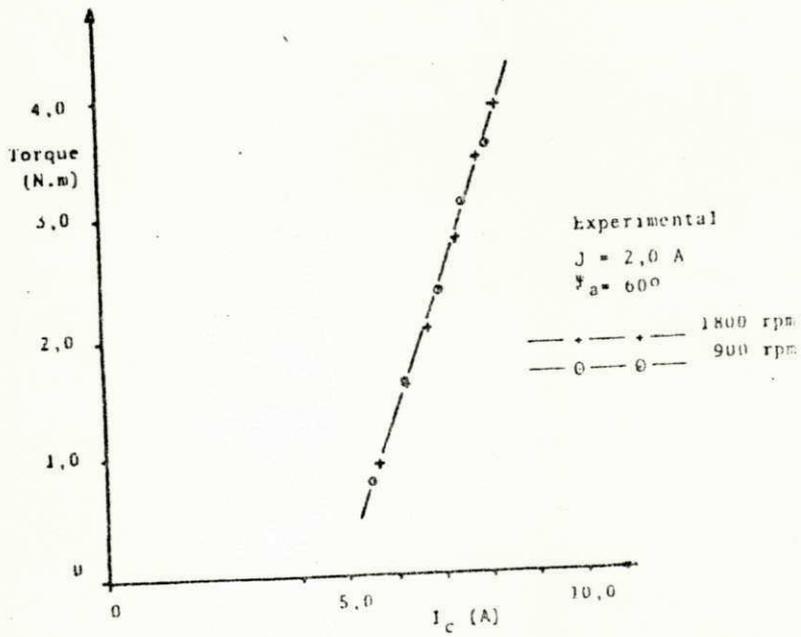


Fig. 4-9.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

Os testes realizados na determinação das características da máquina síncrona autopilotada possibilitam reconhecer seu funcionamento como análogo ao de uma máquina c.c. clássica com excitação em separado, dentro dos intervalos de operação a que o sistema realizado é restrito.

A alimentação por fonte de corrente permite obter um tor que no eixo praticamente constante, o que possibilita a utilização do sistema em aplicações onde essa característica é requerida.

Dos resultados obtidos verifica-se que a máquina utilizada não é adequada para o funcionamento com autopilotagem com

comutação natural. Do ponto de vista das perdas, é necessário usar um valor de excitação acima do nominal, devendo-se tomar algumas precauções a fim de não serem ultrapassados os limites impostos para a corrente de excitação.

Devido à indutância de comutação elevada, o sistema é seriamente limitado quanto à máxima corrente comutável. A fim de obter um funcionamento ótimo do sistema no que diz respeito ao torque, torna-se necessária a utilização de um ângulo de imposição da corrente Ψ_a bem acima do valor ideal nulo. A limitação da corrente e o valor elevado de Ψ_a significam uma performance não satisfatória quanto ao torque. Convém observar que o funcionamento em comutação natural, devido ao efeito demagnetizante da corrente avançada em relação a tensão em vazio, admite um aumento da corrente de excitação, dentro de seus limites, que permite compensar, em parte, a má utilização da máquina quanto ao torque.

As restrições ao desempenho do sistema a comutação natural no que diz respeito à corrente comutável e ao fator de potência do motor, leva à consideração de sistemas a comutação forçada, que devem superar essas desvantagens e resolver os problemas da partida. Entretanto, o sistema com comutação natural é bem simples e confiável e portanto, bastante desejável. Sua utilização é, então, nesse aspecto, mais atraente.

Os resultados teóricos mostram-se, quando comparados com

os experimentais, satisfatórios, do ponto de vista qualitativo. As discrepâncias quantitativas observadas poderão ser reduzidas com uma melhoria na elaboração do detetor de posição e com uma análise teórica mais profunda, visando estabelecer os valores mais adequados para os parâmetros do modelo utilizado, ou mesmo modificá-lo.

A aplicação do método adotado, portanto, pode mostrar se a utilização de uma dada máquina é viável ou, ainda, escolher, dentre várias, aquela que apresentava melhor performance com autopilotagem.

Um baixo valor da indutância de comutação ℓ , que pode ser estimado com a reatância síncrona subtransitória x'' , e a utilização de tiristores rápidos conduzem a sistemas de maior capacidade, a um custo maior.

Os estudos dos fenômenos transitórios, o desenvolvimento de um modelo de simulação mais preciso, bem como toda uma gama de estudos relacionados com o emprego de dispositivos de comutação forçada, são a continuação natural do trabalho sobre o motor síncrono autopilotado.

$J = 2.0 \text{ A}$ $T_s = 500 \mu\text{s}$
 $N = 1800 \text{ rpm}$

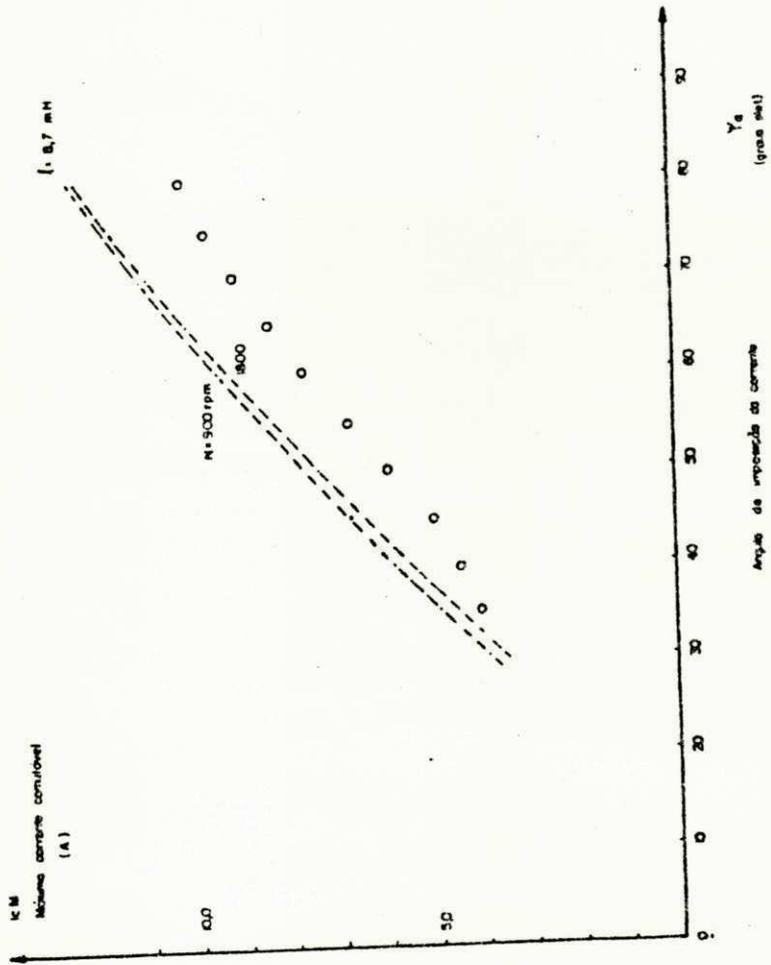


Fig 4-4.

BIBLIOGRAFIA

- 01 - M. Lajoie-Mazend, "Contribution à l'étude de la commutation statique et à la conception de nouvelles structures des machines électriques", These de Doctorat d'Etat Université Paul Sabatier de Toulouse, Jun. 1969.
- 02 - G. Rojat, "Machine synchrone autopilotée alimentée par un convertisseur statique à commutation assistée", Thèse de Docteur Ingénieur, Université Paul Sabatier de Toulouse , Jul. 1975.
- 03 - P. Hounkpatin, "Analyse du fonctionnement d'une machine électrique à commutation statique constituée d'un commutateur à thyristors et d'une machine synchrone autopilotée", "Thèse de Docteur Ingénieur, Université Paul Sabatier de Toulouse, Oct. 1971.

- 04 - J. Sainte-Rose-Meril - "Analyse du fonctionnement d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant par un convertisseur direct de fréquence", Thèse de Docteur Ingénieur, Université Paul Sabatier de Toulouse, Mai, 1972.
- 05 - J. C. Borges de Andrade, "Contribution à l'étude des possibilités de commutation en régime transitoire des machines synchrones alimentées par convertisseur statique", Thèse de Docteur Ingénieur, Université Paul Sabatier de Toulouse, Mar. 1976.
- 06 - R. Chauprade, "Procédés moderne d'entraînements de grande puissance à vitesse variable par moteurs électriques autopilotés", Revue Jeumont-Schneider, n° 24, Set. 1977 pp. 27-36.
- 07 - G. R. Slemon, S. B. Dewan and J. A. Wilson, "Synchronous Motor Drive with Current-Source Inverter", IEEE Trans on Ind. Appl., vol. IA-10 No. 3, Mai/Jun, 1974, pp. 412-416.
- 08 - H. K. Messerle, Dynamic Circuit Theory, Pergamon, 1965.
- 09 - A. Chayegani, "Machine à réluctance à commutation électronique", Thèse de Docteur Ingénieur, Université Paul Sabatier de Toulouse, Jun. 1976.
- 10 - N. Sato, "A study of commutatorless motor", Elec. Eng. Jap,

vol. 84, Ago. 1964, pp. 42-51.

- 11 - A. Guilbert, *Machines Synchrones*, Ed. Dunod, 1965.
- 12 - N. Sato and V. Semenov, "Adjustable Speed Drive with a Brushless DC Motor", *IEEE Trans. on Ind. Gen. Appl.*, vol. 1GA-7, no. 4, Jul/Ago. 1971, pp. 539-543
- 13 - J. R. Woodbury, "The Design of Brushless DC Motor Systems", *IEEE Trans. on Ind. Elect. and Cont. Inst.*, vol. IECI-21, no. 2, Maio 1974, pp. 52-60.
- 14 - N. S. Gehlot e G. S. Deep, "Circuito de comando de rampa para ponte trifásica", relatório interno a ser publicado, Deptº de Eng. Elétrica, CCT, Universidade Federal da Paraíba.
- 15 - J. F. Lindsay, "Measurements Problems in Determining the Efficiency of Thyristor-Supplied Motor Drives". *IEEE Trans on Ind. Appl.*, vol. IA-15, No. 1, Jan/feb, 1979.

APÊNDICE A

MEDIÇÃO DO TORQUE POR MÉTODO INDIRETO

A fim de se determinar o torque no eixo do motor síncro no autopilotado, foi utilizado um método indireto de medição : com uma máquina c.c. acoplada ao eixo do motor síncrono e funcionando como gerador, o torque pode ser determinado pela relação

$$T = (P_o + P_p) / w_m, \quad (A-1)$$

onde P_p são as perdas rotacionais e magnéticas no gerador c.c., P_o a potência útil fornecida pelo gerador mais suas perdas por efeito Joule, e w_m é a velocidade mecânica - em rad./s.

Denomina-se E_o , V_o e I_o a f.e.m., tensão terminal e cor

rente do gerador c.c., respectivamente, e com uma resistência de armadura r , pode-se reescrever a relação (A-1) como

$$T = P_0 + (V_0 + r I_0) I_0 / \omega_m \quad (A-2)$$

As perdas P_p podem ser determinadas traçando-se uma série de curvas P_p em função de E_0 , com a velocidade como parâmetro, para a máquina c.c. isolada e funcionando como motor. Na Fig. A-1 vêem-se as curvas obtidas para a máquina c.c. utilizada. Os valores de P_p a velocidades intermediárias podem ser obtidos, aproximadamente, por interpolação linear.

Portanto, com a máquina síncrona autopilotada tracionando o gerador c.c., o torque útil daquela é determinado por

$$T = P_p (E_0, \omega_m) + E_0 I_0 / \omega_m$$

com $E_0 = V_0 + r I_0$ e $P_p (E_0, \omega_m)$ determinado pelas curvas da Fig. A-1.

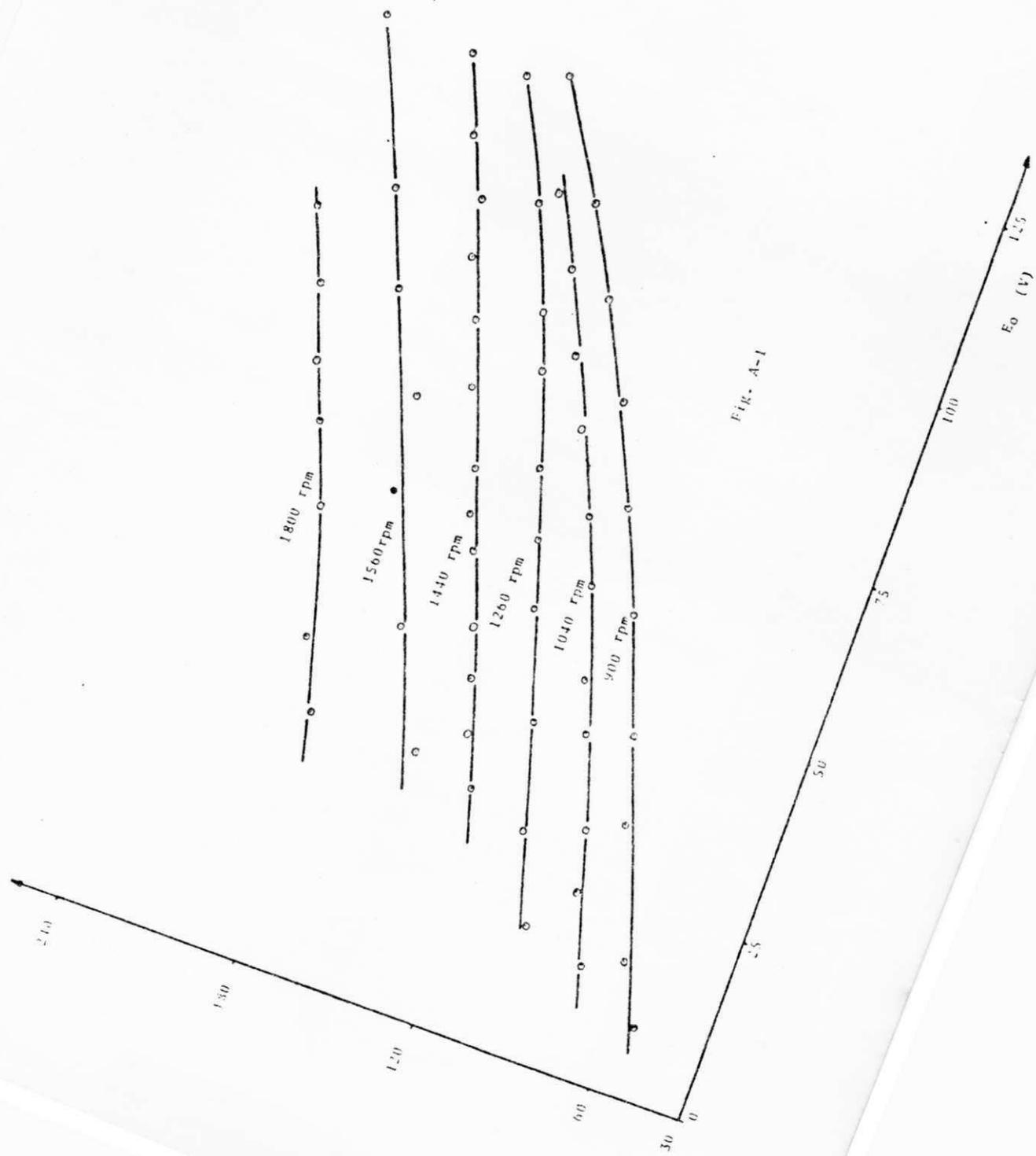


Fig. A-1