

Carlos Márcio de Oliveira

CONTROLE DIGITAL DE VELOCIDADE DE UM MOTOR DE CORRENTE  
CONTÍNUA COM CONVERSOR CA/CC EM REGIME DE CONDUÇÃO  
DESCONTÍNUA

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, na Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automática

Orientador: Prof. Benjamim Rodrigues Menezes

Belo Horizonte

Escola de Engenharia da UFMG

1991

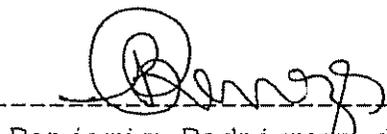
CONTROLE DIGITAL DE VELOCIDADE DE UM MOTOR CC COM CONVERSOR  
CA/CC EM REGIME DE CONDUÇÃO DESCONTINUA

Carlos Márcio de Oliveira

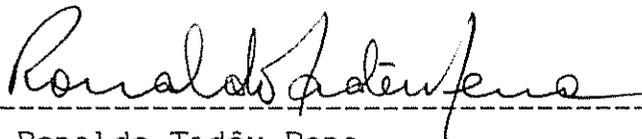
Dissertação de Mestrado submetida á banca examinadora designada pelo Colegiado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Ciências.

Aprovada em 8 de março de 1991.

Por: -----



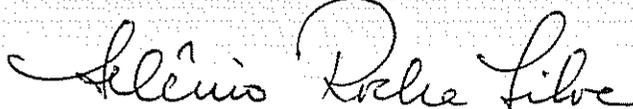
Benjamim Rodrigues de Menezes (Orientador)  
Dr. Ing. - INPL - Nancy - França  
Prof. do CPGEE - EEUFMG



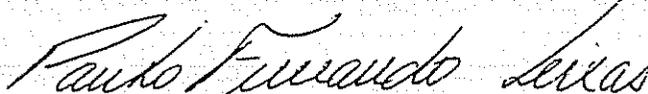
Ronaldo Tadêu Pena  
Ph.D. - Univ. Texas - Austin - USA  
Prof. do CPGEE - EEUFMG



Antônio Eustáquio Vieira  
Ms.C. pelo CPGEE - EEUFMG  
Eng<sup>o</sup>. da Cia. Siderúrgica Belgo Mineira  
Prof. do CEFET - MG



Selênio Rocha Silva  
Dr. - UFPb - Campina Grande - Brasil  
Prof. CPGEE (Coordenador) - EEUFMG



Paulo Fernando Seixas  
Dr. Ing. - INPT - Toulouse - França  
Prof. do CPGEE - EEUFMG

Ao amigo esquecido, a quem não tive chance de agradecer. Professores, estudantes, colegas, em fim, todos aqueles que me ajudaram na realização deste trabalho. Meu sincero:

Muito obrigado!

Ao amigo e colega César Barão Vermelho, que tombou indefeso ante a insensatez humana.

*A minha mãe e a meu pai, por terem me permitido experimentar este néctar que é a vida.*

*A minha querida esposa Elvira Magda, por ter dado um maior sentido à minha existência, e também pela compreensão sempre demonstrada.*

*"A teoria sem a prática é estéril, a prática  
sem a teoria é cega."*

**V. I. Lenin**

## RESUMO

Este trabalho propõe uma estratégia digital simples do controle de velocidade de acionamentos c.c. de baixa potência. A fonte de alimentação é constituída de um conversor CA/CC completamente reversível, monofásico de onda completa. Quanto à estrutura física, o sistema de controle apresenta o grande atrativo de ser bastante econômico, em vista do "hardware" mínimo e do baixo custo exigido na sua implementação digital por microcomputador.

Considerando-se as características técnicas do sistema pode-se destacar o funcionamento nos quatro quadrantes da característica conjugado X velocidade, apresentando um bom desempenho em toda a faixa de operação. A malha de controle constitui-se de um regulador proporcional-integral, sem no entanto apresentar uma malha auxiliar de regulação de corrente. Os transitórios mais bruscos de corrente são facilmente limitados com um algoritmo simples de saturação do seu valor máximo. O sistema de controle apresenta ainda uma outra simplificação importante: medição de velocidade sem captor mecânico.

O trabalho aborda ainda, com detalhes, o projeto da malha de controle de velocidade inteiramente no domínio discreto. Para tanto, uma modelagem que leva em consideração o acoplamento entre o conversor estático e o motor c.c. é apresentada. A partir deste modelo é analisada a variação dos parâmetros do acionamento c.c. com o ponto de operação e, finalmente, é apresentado o projeto do controle direto do ângulo de disparo do conversor.

Para ilustrar o bom desempenho apresentado pelo sistema são mostrados resultados experimentais de um acionamento c.c. de 2CV, que são confrontados com os resultados de simulação digital.

## ABSTRACT

This work deals with the presentation of a very simple and low cost microcomputer-based control strategy, for speed regulation and current limitation of low-power dc drives. The power supply is a single-phase full-wave dual thyristor converter in discontinuous operation. The system's good performance was obtained by a minimal hardware structure and low cost implementation, which confirms its economic viability.

The dual-converter assembly is completely reversible, operating in the four quadrants of the torque-speed characteristic. In addition, the system presents good operating conditions over all working range. The control algorithm is made up of a classical proportional plus integral controller, without using an auxiliary current regulation loop.

Faster current transients suffer limitation by a simple procedure with saturation of its greatest value.

There is another important simplification: speed measurement without the use of a mechanical transducer.

The work also explains in details the project of the speed control loop entirely on the discrete domain. For this purpose, the modeling assembly includes the motor and the static converter coupling. For this mode, we make an analysis of the dc drive parameters variation with the operation point, and finally, it is shown the project of the direct firing angle control, in the converter.

Experimental results, illustrating the good performance of this system, are presented for a 2HP dc drive, which are compared with the digital simulation results.

## SUMÁRIO

PÁGINA

CAPÍTULO I - INTRODUÇÃO GERAL.....	1
I.1 - INTRODUÇÃO.....	1
I.2 - MOTIVAÇÃO.....	4
I.3 - DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS.....	5
CAPÍTULO II - ACIONAMENTO CC: CIRCUITOS DE POTÊNCIA E DE CONTROLE E IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORIT- MO DE CONTROLE.....	7
II.1 - CIRCUITO DE POTÊNCIA.....	7
II.2 - CIRCUITO DE CONTROLE.....	10
II.2.1 - SISTEMA DE DESENVOLVIMENTO DE PROGRAMAS.....	10
II.2.2 - INTERFACES.....	14
II.2.2.1 - CAPTOR ELETRÔNICO DE VELOCIDADE.....	15
II.2.2.2 - CIRCUITO CONFORMADOR E AMPLIFICADOR DE PULSOS.....	19
II.2.2.3 - CIRCUITO DE SINCRONIZAÇÃO COM A REDE.....	22
II.3 - IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE CONTROLE.....	24
II.3.1 - GESTÃO DE TEMPOS.....	25
II.3.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO REGULADOR DE VELOCIDADE.....	27

II.3.3 - PROGRAMAS DESENVOLVIDOS.....	27
II.3.4 - FUNCIONAMENTO SINCRONIZADO COM A REDE DE ALIMENTAÇÃO.....	33
 CAPÍTULO III - REGULAÇÃO DIGITAL: ANÁLISE E PROJETO...36	
III.1 - MODELAGEM DO AÇIONAMENTO C. C.....	36
III.1.1 - INTRODUÇÃO.....	36
III.1.2 - MODELAGEM DO SISTEMA.....	37
III.1.3 - MODELO DISCRETO SIMPLIFICADO.....	41
III.2 - ANÁLISE DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DA PLANTA..	48
III.3 - PROJETO DO REGULADOR DE VELOCIDADE.....	51
III.4 - SIMULAÇÃO DIGITAL DO AÇIONAMENTO C. C.....	62
 CAPÍTULO IV - ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS..	75
 CAPÍTULO V - CONCLUSÃO.....	89
 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	91

## LISTA DOS PRINCIPAIS SÍMBOLOS

### 1 - Notação Geral

- $t$  : tempo
- $n$  : índice relativo ao enésimo instante de amostragem ou ao enésimo ciclo de comando
- $z$  : operador da "transformada  $z$ "
- $a(t)$  : valor instantâneo ( $a$ : Variável genérica)
- $a(n)$  : valor instantâneo no enésimo instante de amostragem

### 2 - Rede de alimentação

- $\omega$  : frequência angular (rad/s)
- $V$  : valor máximo da tensão de alimentação
- $\phi$  : ângulo elétrico ( $=\omega t$ , em rad/s)
- $\phi(n)$  : ângulo elétrico no enésimo instante de amostragem
- $\theta$  : ângulo de fase, arco cuja tangente equivale à constante de tempo elétrica
- $\alpha$  : ângulo de disparo
- $\beta$  : ângulo de extinção

### 3 - Motor e carga acoplada

$R_a$  : resistência da armadura (ohm)

$L_a$  : indutância da armadura (mH)

$J$  : momento de inércia das massas girantes ( $\text{kgm}^2$ )

$B$  : coeficiente de atrito (Nms/rad)

$T_{em}$  : conjugado eletromagnético (Nm)

$T_c$  : conjugado de carga (Nm)

$\Omega$  : velocidade de rotação (rad/s)

$i_a$  : corrente na armadura (A)

$v_a$  : tensão na armadura (V)

$\mathcal{E}$  : força contra-eletromotriz

$K=K_t=K_e$  : coeficiente de acoplamento eletromagnético (Vs/rad)

### 4 - Variáveis normalizadas

$E_i = \frac{R_a \cdot i_a}{V}$  : tensão de corrente

$E_e = \frac{K \cdot \Omega}{V}$  : tensão de velocidade

$E_c = \frac{R_a \cdot i_c}{V}$  : tensão de carga

$\tau_e = \frac{\omega \cdot L_a}{R_a}$  : constante de tempo elétrica

$\tau_m = \frac{\omega \cdot J}{B}$  : constante de tempo mecânica

$c = \frac{K}{R_a \cdot B}$  : constante adimensional

$I(\phi) = \int E_i(\phi) \cdot d\phi$  : integral da tensão de corrente

### 5 - Regulador de velocidade

$\mathcal{Z}_{ref}(z)$  : valor digital da velocidade de referência

$\mathcal{Z}(z)$  : valor digital da f.c.e.m. medida

$e(z)$  : valor digital do erro de velocidade

$R(z)$  : valor digital da ação do regulador

$\alpha(z)$  : valor digital do ângulo de disparo

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO GERAL

#### I.1 - INTRODUÇÃO

Os acionamentos de corrente contínua (acionamentos c.c.) apresentam algumas desvantagens, quando comparados com os acionamentos de corrente alternada, sobretudo devido aos problemas inerentes ao comutador mecânico. Entretanto, são ainda muito utilizados em todas as faixas de potência devido ao ótimo desempenho apresentado, e a facilidade com que é implementado o seu controle.

O esquema convencionalmente usado neste tipo de montagem é o controle analógico como o mostrado na Fig.I.1. Ainda que os tacômetros atuais possuam excelente precisão e confiabilidade, os sistemas analógicos possuem várias desvantagens como por exemplo: as dificuldades em se transmitir os sinais analógicos com precisão, os erros decorrentes de variações na temperatura, o envelhecimento dos componentes, problemas de "drift" e "offset" nos componentes analógicos, ruídos, etc.(SEN, 1981).-

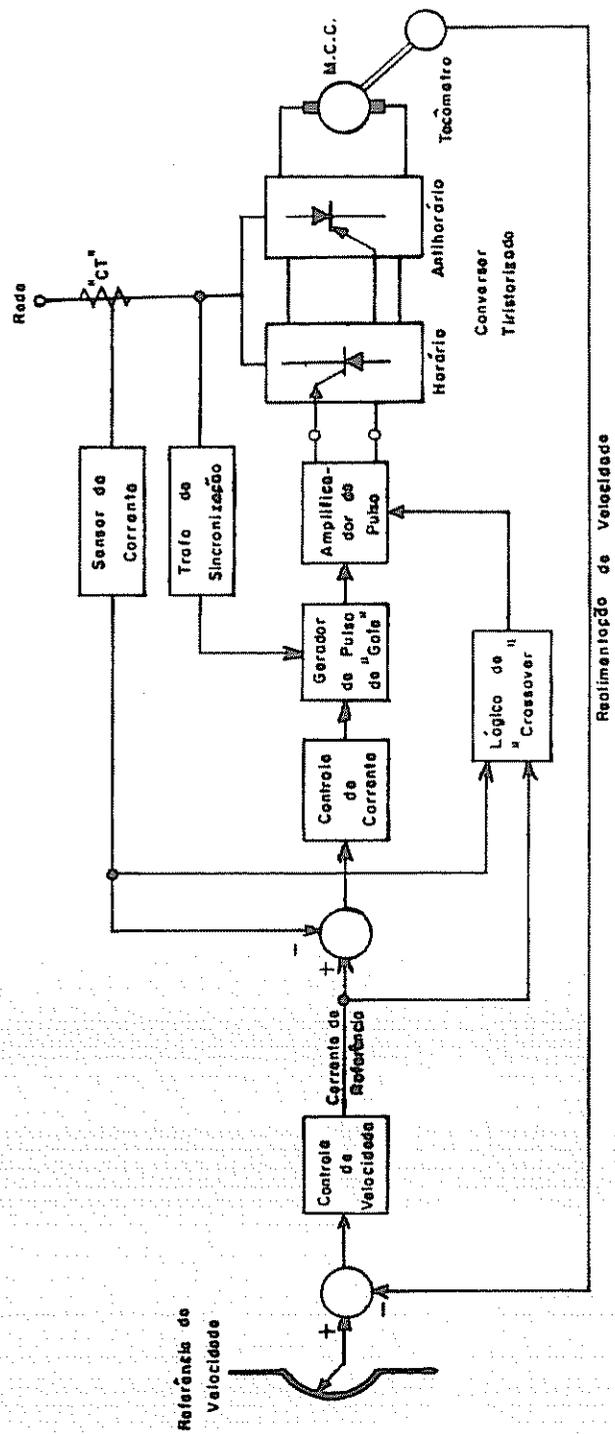


Fig. I.1 - Diagrama em blocos de um acionamento do M.C.C., utilizando um esquema com controle analógico.

Tem-se observado que o rápido desenvolvimento experimentado pela tecnologia dos circuitos integrados, destacando-se os microprocessadores, desde os anos 70, é o fator responsável pela atual tendência de substituição, nos processos industriais, do comando analógico pelo digital.

Dentre as vantagens oriundas da utilização das técnicas de controle digital, pode-se citar como principais:

- A flexibilidade proveniente da lógica programável, que permite testar vários tipos de algoritmos de controle com a mesma montagem, graças à facilidade de adaptação da lógica de comando às diferentes máquinas e condições de funcionamento, inclusive as não linearidades;
- A incontestável aptidão ao cálculo e ao tratamento de conjuntos de dados, que possibilita uma análise detalhada do comportamento do sistema em tempo real e em certos casos, à substituição dos captores eletromecânicos por estimadores;
- A facilidade de se prever certos eventos de interesse, o que permite ser implementado de maneira simplificada as proteções necessárias, seja através de limitação da amplitude das variáveis ou levando-se em conta a saturação de variáveis internas, com o objetivo de se evitar qualquer interrupção de funcionamento.

Com isto, a supervisão e o controle para obtenção de um bom desempenho de toda a planta, tornam-se tarefas relativamente simples.

## I.2 - MOTIVAÇÃO

Tomando-se como base o grande número de processos industriais que utilizam o motor de corrente contínua como seu órgão acionador e o atrativo que representa o controle digital, resolveu-se escolher como tema deste trabalho o "controle digital de velocidade de um acionamento em corrente contínua, operando em condução descontínua."

Aliado ao exposto acima pode-se citar ainda alguns fatores determinantes na escolha do tema:

- . a possibilidade de implementação prática do trabalho;
- . a contribuição que poderá ser dada na modernização de instalações já existentes;
- . as vantagens que uma montagem como esta pode proporcionar ao ensino de acionamentos elétricos e na implementação de controle digital.

Escolhido o tema principal do trabalho, passou-se à definição da estrutura básica do acionamento c.c.. Fazendo-se um paralelo entre um trabalho de mestrado e a disponibilidade de equipamentos e recursos existentes no CPGEE-UFMG à época, foi definida, a princípio, a seguinte estrutura:

- . Acionamento C.C.: composto de um motor de corrente contínua com excitação independente (m.c.c.) de pequena potência, alimentado por um conversor CA/CC completamente reversível, monofásico de onda completa;

- . Sistema de Controle: controle de velocidade nos quatro quadrantes da característica conjugado X velocidade, baseado no algoritmo clássico "PI" e implementado num sistema digital simples, sem a utilização de captor mecânico de velocidade.

Como resultado esperava-se que o acionamento proposto apresentasse um comportamento dinâmico aceitável e que a experiência adquirida pudesse contribuir para a evolução do GAEEP-UFMG (Grupo de Pesquisa em Acionamentos Elétricos e Eletrônica de Potência da UFMG).

### I.3 - DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS

No Capítulo II faz-se a apresentação de todo o conjunto físico que compõe a montagem, dando-se destaque para os seguintes circuitos:

- Circuito de Potência, composto pelo motor de corrente contínua com excitação independente, pelo conversor CA/CC proposto e pelo gerador c.c. correspondente à carga.
- Circuito de Controle, formado pelo Sistema de Desenvolvimento, que por sua vez é composto pelos microcomputadores, a interface de comunicação entre eles e pelas interfaces específicas de interligação com o circuito de Potência.

Além destes circuitos, é apresentado também neste capítulo o modo como foi implantado na prática o algoritmo de controle.

O Capítulo III é dedicado à análise do sistema e projeto do regulador digital de velocidade. Toda a análise é feita utilizando equações a diferenças e o projeto do regulador é elaborado no domínio "z". É feito um estudo detalhado dos limites de estabilidade impostos aos ganhos do regulador. Finalmente é mostrado um programa de simulação digital, anteriormente feito, que auxiliou no ajuste dos parâmetros do regulador.

No Capítulo IV são apresentados os resultados experimentais obtidos para um acionamento c.c. de baixa potência. Para melhor ilustrar o bom comportamento apresentado pelo sistema, os resultados experimentais são confrontados com aqueles obtidos em simulação digital.

No Capítulo V é apresentada uma avaliação final enfatizando as principais contribuições do trabalho, bem como propostas de continuidade do mesmo.

## CAPÍTULO II

### ACIONAMENTO C.C.: CIRCUITOS DE POTÊNCIA E DE CONTROLE E IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE CONTROLE

Neste capítulo serão descritos todos os circuitos que compõem o acionamento c.c., subdivididos em circuitos de potência e de controle, e a implantação do algoritmo de controle de velocidade. Na descrição de cada circuito serão fornecidas suas principais características e as justificativas da escolha, quando estas se fizerem necessárias. A implantação do controle é descrita neste capítulo devido à sua independência em relação ao algoritmo a ser utilizado na regulação de velocidade do acionamento c.c., já que, em princípio, pode-se introduzir "qualquer" algoritmo de controle.

#### II.1 - CIRCUITO DE POTÊNCIA

O circuito de potência é composto do dispositivo acionador e de uma fonte estática de alimentação, descritos separadamente, na sequência deste item (Figura II.1).

O dispositivo acionador é um motor de corrente contínua com excitação independente de pequena potência. A escolha deste dispositivo baseou-se na disponibilidade

existente no laboratório do GAEEP. O fato do motor ser de pequena potência em nada compromete o trabalho, uma vez que existem aplicações para os m.c.c.'s em todas as faixa de potência.

A seguir são listadas as principais características do m.c.c. (OSSE, 1985):

	Tensão	Corrente	Indutância	Resistência
Armadura:	180V	10,5A	11,8mH	2,28 $\Omega$
Campo:	150V	1,00A	10,5mH	96,0 $\Omega$
Potência:	2CV		Rotação: 1750rpm	

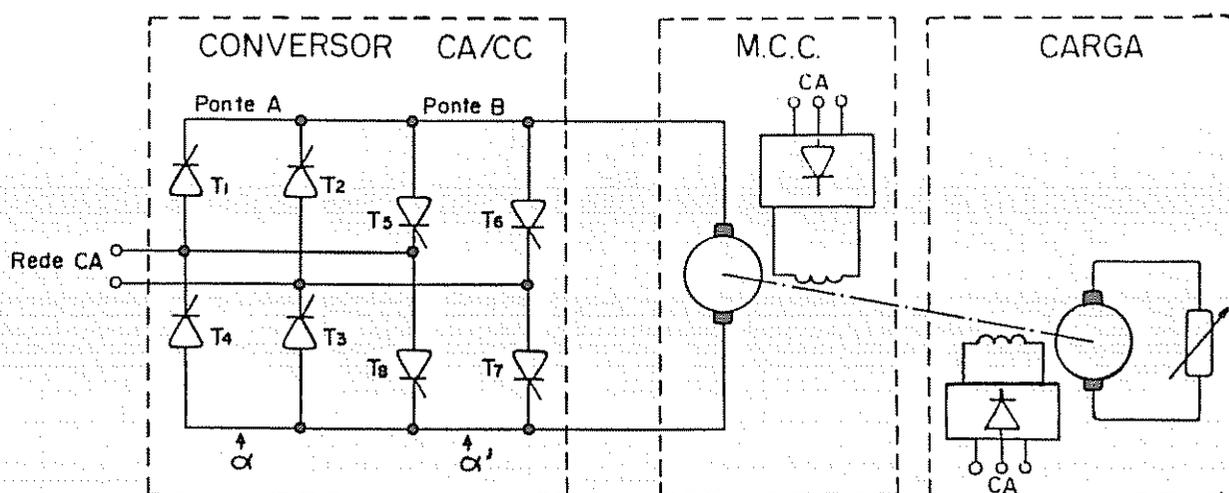


Fig. II.1 - Circuito de Potência do Acionamento C.C.

Embora na prática o campo do motor seja geralmente alimentado por uma ponte monofásica, sendo a diodos para campo fixo e mista para campo variável, esta não foi utili-

zada em nossa montagem. Utilizamos uma ponte trifásica não controlada e um varivolt, para se obter a tensão de 150V acima mencionada com exatidão (caso ideal).

A fonte estática de alimentação é constituída de um conversor CA/CC controlado, na configuração reversível e monofásica de onda completa, funcionando no modo lógica de basculamento sem corrente de circulação (VIEIRA, 1982). A escolha desta configuração é justificada pela potência do motor a ser acionado (SEN, 1981), pois se aplica na alimentação de motores até 20HP, e também porque a finalidade do trabalho é a análise do comportamento do acionamento c.c. nos quatro quadrantes da característica conjugado X velocidade. As principais características da fonte são:

Tiristor utilizado: SKT 24/06, da Semikron

Tensão Reversa Repetitiva Máxima: 600V

Corrente Média: 8A, utilizando-se o dissipador K3

Tempo  $t_{off} = 80\mu s$

Tensão para velocidade mínima: menor que 10V

Tensão para velocidade máxima: 173V

A carga utilizada é composta de um gerador de c.c., com as mesmas características do motor anteriormente descrito, alimentando um reostato de potência de 20 $\Omega$ /1280W. Como a carga é puramente resistiva, a velocidade é diretamente proporcional à corrente de carga, ou seja, temos uma carga proporcional à velocidade.

Uma característica da estrutura de acionamento utilizada neste trabalho é o regime descontínuo da corrente de armadura em toda a faixa de funcionamento explorada.

## II.2 - CIRCUITO DE CONTROLE

O circuito de controle é constituído por um circuito digital central, onde será implantado o algoritmo de controle de velocidade, e pelas interfaces necessárias à comunicação com o circuito de potência. O diagrama geral da estrutura de controle é mostrado na Figura II.2 através de blocos esquemáticos. Pode-se identificar os blocos desta figura como sendo:

- . Sistema de desenvolvimento de Programas:
  - Microcomputador DGT-1000 (Catálogo da DIGITUS LTDA.);
  - Placa de microcomputador DEZ-8085 (SIQUEIRA, 1982).
  
- . Interfaces necessárias ao controle do acionamento c.c.:
  - Captor Eletrônico de Velocidade (C.E.V.);
  - Circuito Conformador e Amplificador de Pulsos (C.A.P.);
  - Circuito de Sincronismo com a Rede (C.S.R.).

### II.2.1 - SISTEMA DE DESENVOLVIMENTO DE PROGRAMAS

A complexidade de todo sistema de comando é estabelecida com base no tipo de aplicação específica. Assim, os computadores de processos caracterizam-se pela

existência de um volume de memória RAM limitado, mas por outro lado são construídos com um número maior de "portas" de entrada e saída e alguns canais de interrupção.

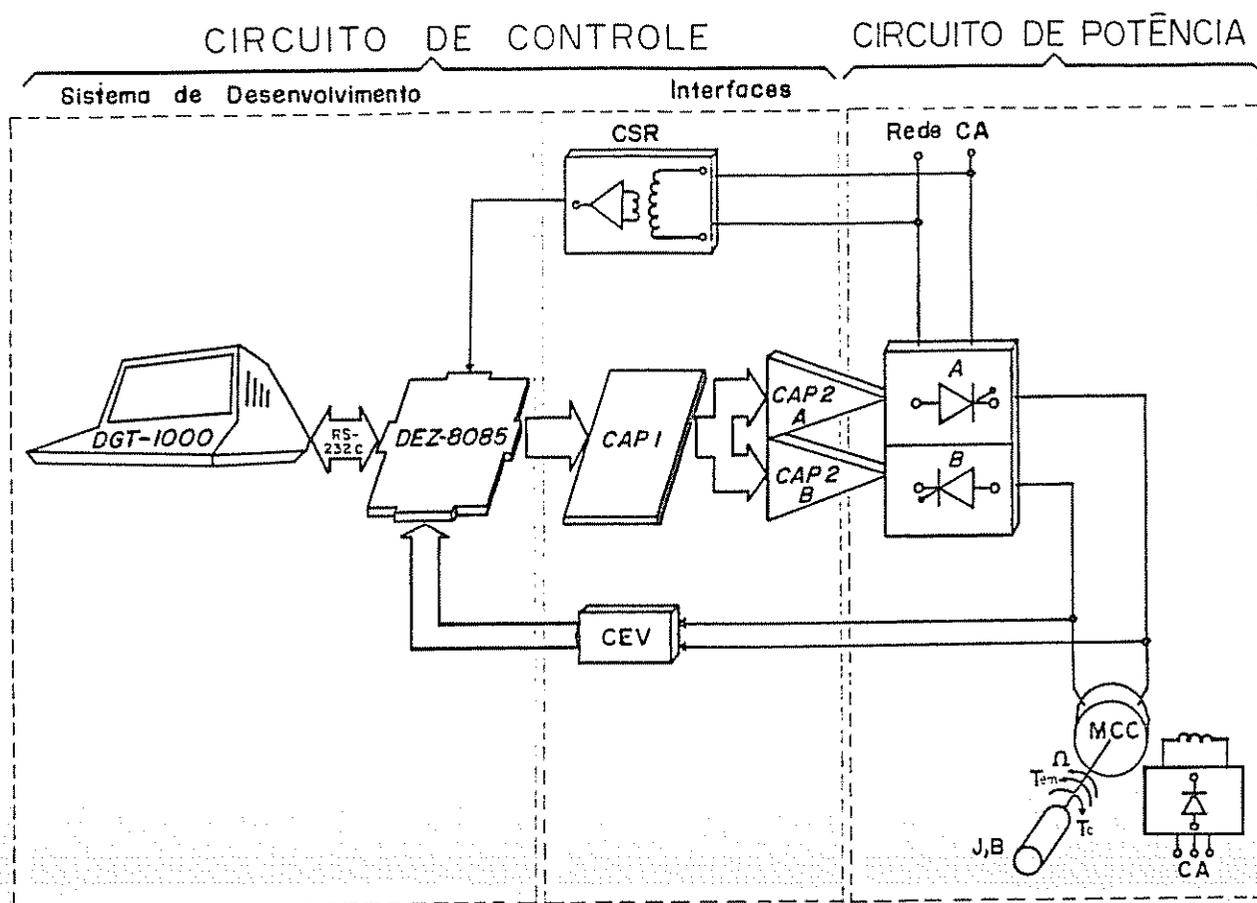


Fig. II.2 - Diagrama de Blocos do Circuito de Controle

A memória interna destes dispositivos deve ser suficiente para possibilitar o processamento dos algoritmos de controle propostos, dentro da faixa de precisão requerida. Outra característica desejada para o sistema é a existência de um barramento externo que ofereça a facilidade de implementação direta de conversores A/D, D/A e de outras entradas/saídas suplementares.

Para a implementação do algoritmo de controle de velocidade do acionamento c.c. foi escolhido um sistema de desenvolvimento de programas baseado nos microcomputadores DGT-1000 e DEZ-8085 que, além da disponibilidade já no início do trabalho, satisfaziam as necessidades de "hardware" e "software". O primeiro computador destina-se ao desenvolvimento dos programas de controle na linguagem desejada, e o DEZ-8085 dedica-se ao controle efetivo do processo.

A seguir são dadas as características básicas do sistema de desenvolvimento ou seja, do DGT-1000 e do DEZ-8085.

O DGT-1000 é um microcomputador de uso generalizado, comercializado pela DIGITUS LTDA, e composto da seguinte configuração:

- 48 Kbytes de memória RAM: que fica localizada a partir do endereço 4000H na memória;
- Frequência do sinal de "clock" de 2,47Mhz;
- CPU Z80 da ZILOG;
- Teclado composto por uma matriz de 8x8 posições compondo um total de 56 teclas;
- Dois acionadores de disco flexível de 5 1/4";
- Interface paralela para comunicação com impressora;
- Interface serial para comunicação externa;
- Vídeo composto com área de RAM de 1 Kb de memória.

O microcomputador DEZ-8085 foi projetado no

Departamento de Engenharia Eletrônica como parte de uma Dissertação de Mestrado do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFMG. Seu principal objetivo é fornecer suporte às pesquisas desenvolvidas nos Departamentos de Engenharia Elétrica e Eletrônica da EEUFMG, sendo portanto um computador amplamente utilizado em controle de processos.

Por ser um microcomputador de uso geral, a escolha da CPU, da arquitetura básica, da memória e interfaces de "I/O" tiveram como principal fator de projeto a intercambiabilidade, ou seja, a facilidade de se encontrar seus componentes no mercado nacional.

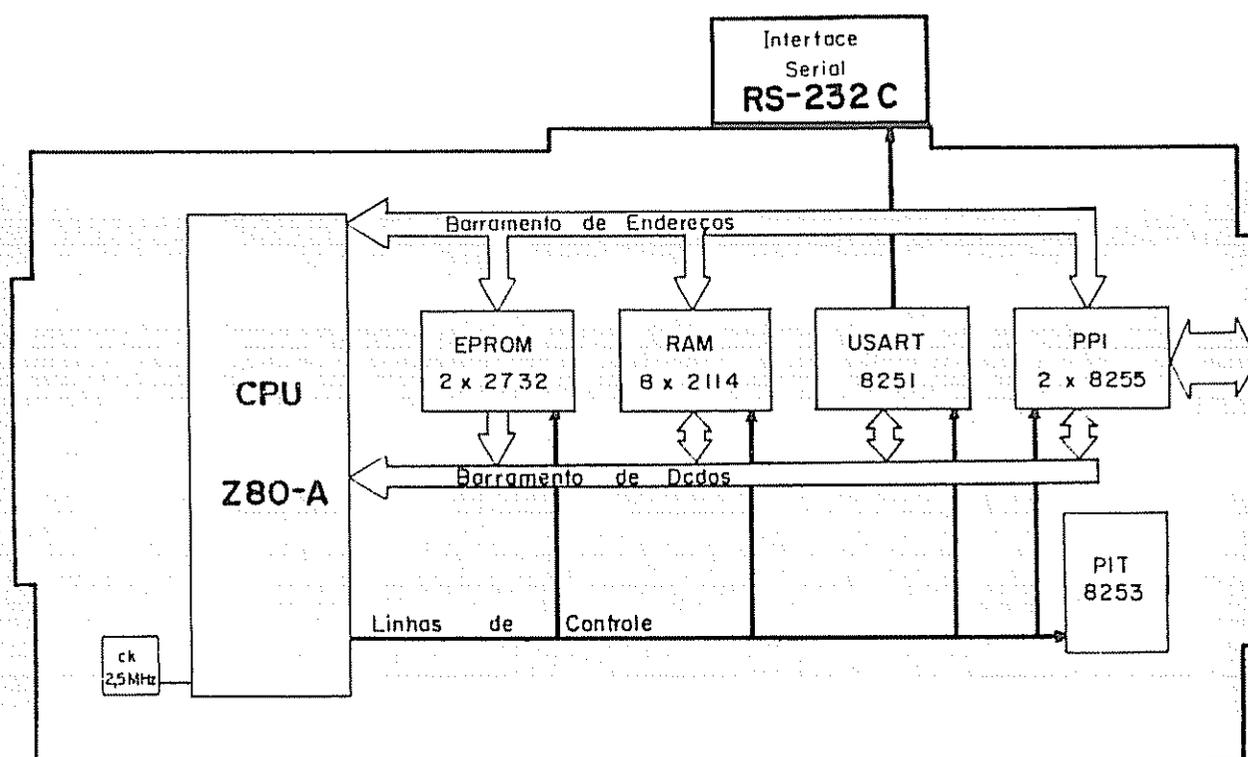


Fig. II.3 - Configuração básica do DEZ-8085

A placa do computador é, portanto, composta de uma série de circuitos, conforme a Figura II.3, que mostra a configuração básica do DEZ-8085.

Uma interface de comunicação padrão RS-232C foi desenvolvida para permitir a integração entre o DGT-1000 e o DEZ-8085.

### II.2.2 - INTERFACES

As Interfaces são os circuitos responsáveis pelo acoplamento do circuito de potência com o circuito de controle e são encarregadas da medição, detecção, conversão e amplificação dos sinais de controle. Elas caracterizam-se basicamente pela adaptação de tensões/correntes de níveis diferentes e/ou transformação de sinais analógicos em digitais e vice versa.

As interfaces necessárias à comunicação entre os circuitos de potência e de controle são, como já mencionado:

- Captor Eletrônico de Velocidade (CEV);
- Circuito Conformador e Amplificador de Pulsos (CAP);
- Circuito de Sincronização da Rede (CSR).

A seguir serão descritos todos os circuitos destas interfaces.

### II.2.2.1 - CAPTOR ELETRÔNICO DE VELOCIDADE

Partindo-se do pressuposto básico de que o acionamento c.c. proposto é caracterizado pelo regime descontínuo da corrente de armadura, sugere-se a possibilidade de utilizar um captor eletrônico de velocidade em substituição ao captor mecânico, convencionalmente usado.

Sendo assim, um captor eletrônico de força contraeletromotriz (f.c.e.m.) pode substituir perfeitamente o captor mecânico de velocidade.

A simples substituição de um equipamento de natureza mecânica por sensores eletrônicos é interessante, principalmente do ponto de vista econômico, uma vez que os custos da instalação são consideravelmente reduzidos. Entretanto, a precisão do CEV depende da constante que relaciona a velocidade com a f.c.e.m. e da condição de existência do regime descontínuo de corrente. A constante entre a velocidade e a f.c.e.m. deve ser obtida com a maior precisão possível, independente do método empregado na sua identificação (OLIVEIRA, 1980). Para a obtenção do valor da f.c.e.m. foi introduzido no circuito de medição uma ponte de resistores, que compensa a resistência da armadura e reduz o nível da tensão de f.c.e.m., compatibilizando-a com os valores de tensão de entrada para o conversor analógico/digital, melhorando-se assim a resposta do CEV.

O circuito básico completo do CEV é mostrado na Figura II.4. Este circuito compõe-se basicamente de uma ponte de resistências e um circuito com o conversor analógico/digital ADC0804 (NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION).

O circuito detetor de força contra-eletromotriz implementado portanto, oferece a possibilidade de leitura de tensões entre -5V e +5V para discretização pelo conversor ADC0804, sendo aplicados 5.0V como tensão de alimentação  $V_{cc}$  no conversor. O circuito detalhado do conversor analógico/digital pode ser visto na Figura II.5.

O conversor A/D foi ligado no modo "free-running". Para a geração da frequência de clock, conectou-se um circuito RC ( $R = 10K\Omega$  e  $C = 150pF$ ) aos pinos CLKR e CLKIN, fornecendo uma frequência da ordem de 606kHz.

Um capacitor de tântalo de  $10\mu F$  foi utilizado como filtro para a tensão de alimentação ( $V_{cc}$ ), minimizando o efeito de ruídos provenientes da fonte de alimentação. Um capacitor de poliéster metalizado foi conectado ao pino  $V_{REF/2}$  com o mesmo objetivo. A tensão de referência (aproximadamente 2,5Vdc) foi obtida a partir de um divisor de tensão utilizando um potenciômetro multivoltas.

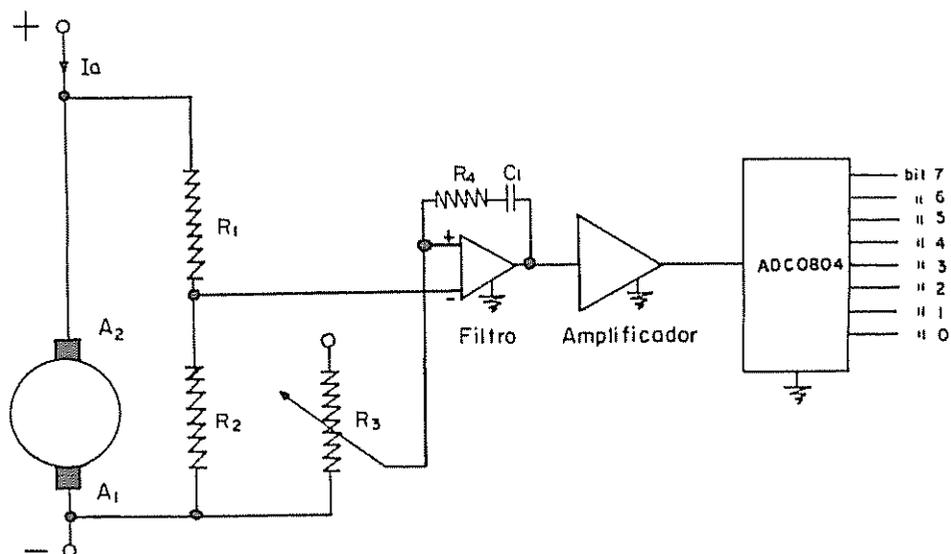


Fig. II.4 - Circuito Básico Completo do Captor Eletrônico de Velocidade

Os pinos  $V_{IN(-)}$ , A GND (terra analógico) e D GND (terra digital) foram conectados ao terra da fonte de alimentação. Para se obter a faixa de tensão de entrada requerida, foi conectado um resistor de  $10K\Omega$  entre  $V_{DC}$  e  $V_{IN(+)}$  e um outro resistor, também de  $10K\Omega$ , entre  $V_{IN(+)}$  e a entrada analógica.

Os resistores utilizados devem ter baixo coeficiente de temperatura e, além disso, devem ter valores tão próximos quanto possível daqueles calculados (foram usados resistores de filme metálico com 1% de precisão). Para evitar que a fonte de sinal analógico pudesse alterar o equilíbrio entre os dois resistores, foi utilizado o amplificador operacional TL071, em configuração de "buffer" não inversor.

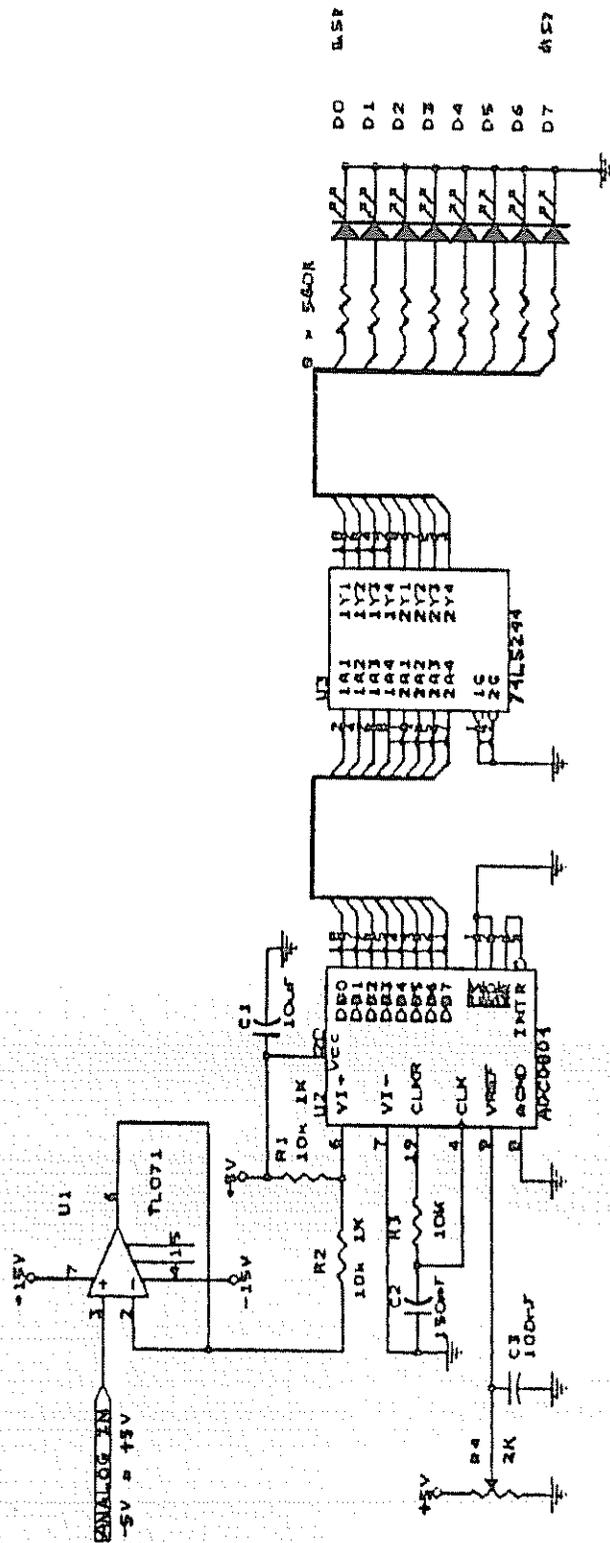


Fig. II.5 - Circuito detalhado do Conversor Analógico Digital

A saída digital é mostrada através de led's acionados por um "buffer" TTL 74LS244, e conectada à porta C da interface de I/O PPI-8255 do microcomputador DEZ-8085.

#### II.2.2.2 - CIRCUITO CONFORMADOR E AMPLIFICADOR DE PULSOS

Este circuito viabiliza a atuação do controlador digital sobre circuito de potência. Seu objetivo é transformar o sinal digital de comando do microcomputador em sinal elétrico com potência suficiente para disparar os tiristores do conversor.

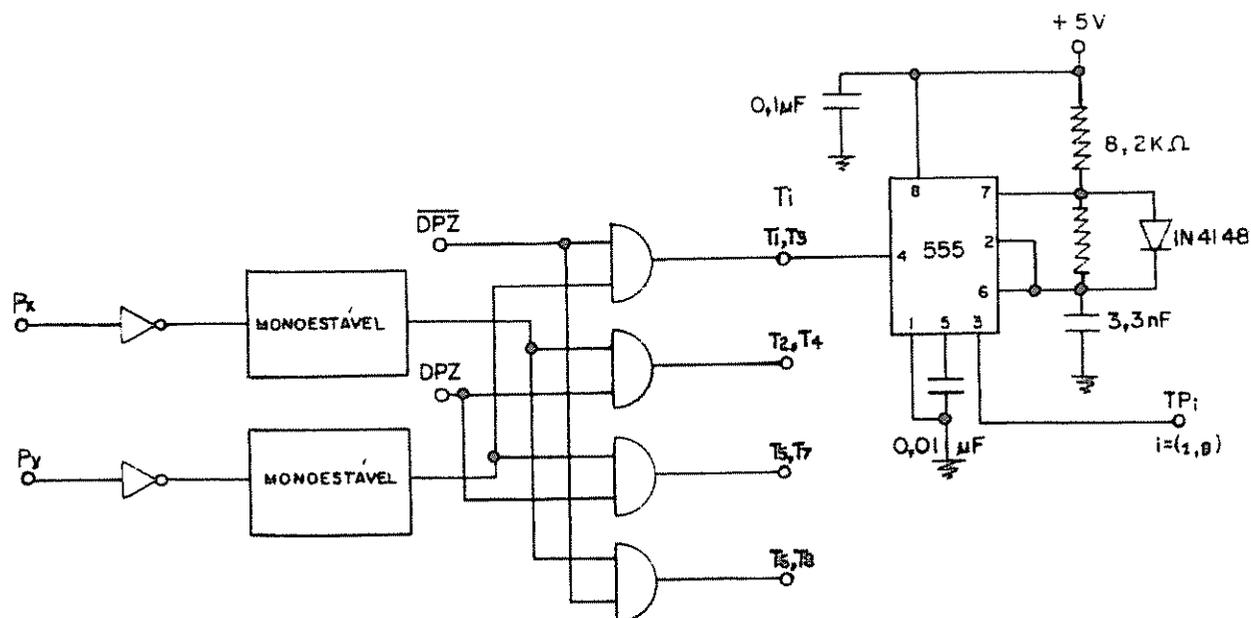
O CAP é composto de dois estágios, CAP1 e CAP2. O primeiro estágio se encarrega da conformação do sinal de comando proveniente do microcomputador e é responsável pela segurança do comando do conversor, evitando disparos intempestivos e curto-circuitos entre as fases da rede (Figura II.6a). O segundo estágio possui duas funções: amplificar a potência do sinal proveniente do primeiro estágio, a um nível suficiente para o disparo do semicondutor, e isolar o circuito de potência do circuito de controle (Figura II.6b).

O circuito do primeiro estágio recebe os sinais de comando provenientes do microcomputador (Px e Py - comando do semiciclo positivo e negativo respectivamente) e implementa a lógica de basculamento para controle do acionamento gerando os diversos sinais de temporização e intertravamento. Este circuito transforma os sinais de temporização para

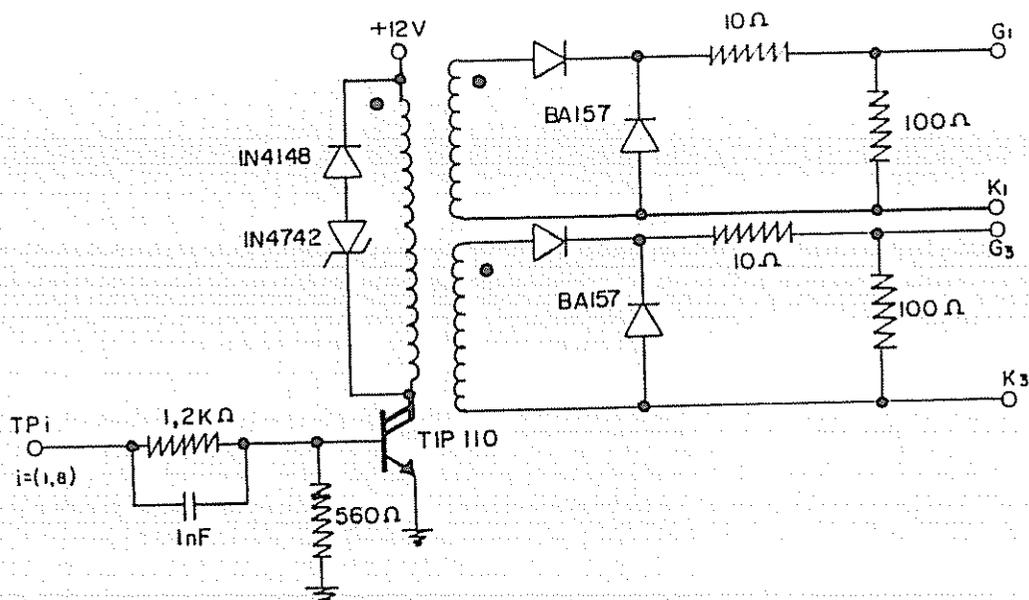
disparo em "instantes de disparo" através de pulsos  $T_i$  ( $i=1$  até  $8 = n^{\circ}$  de tiristores) a serem aplicados nos SCR's. Os pulsos de cada tiristor são então ampliados no tempo (alargados) com o auxílio dos temporizadores monoestáveis. Neste estágio, o circuito também seleciona qual das duas pontes será disparada.

Em seguida, o sinal  $T_i$  é enviado ao temporizador 555, ligado em configuração de circuito multivibrador astável. Na transição de subida deste sinal, é gerada uma onda quadrada com frequência de aproximadamente 80KHz (trem de pulsos), durante todo o tempo de permanência do pulso  $T_i$ . Quando ocorre a transição negativa do pulso, a entrada vai a zero e o temporizador deixa de ser gatilhado. Desta forma, haverá a formação de um trem de pulsos que será aplicado ao "gate" dos tiristores, com duração igual à do pulso  $T_i$ , sendo suficiente para garantir que os mesmos serão disparados. O objetivo de se utilizar um trem de pequenos pulsos é garantir que a junção "gate-catodo" do tiristor dissipe uma pequena quantidade de potência durante o disparo, tornando-o mais eficiente.

Assim é feita a adequação do sinal de controle do microcomputador, que está encarregado de controlar o disparo dos tiristores das pontes (Figura II.6a).



a) CAP1: Conformação de Sinal e Proteção



b) CAP2: Amplificação e Isolamento

Fig. II.6 - CAP: circuito Conformador e Amplificador de Pulso

Entretanto, este sinal à saída do primeiro estágio (Trem de Pulsos), além de não ter potência suficiente para disparar os tiristores, acopla eletricamente o circuito de potência com o circuito de comando. O segundo estágio do CAP, estágio amplificador, soluciona estes problemas.

Um transistor tipo "Darlington", o Tip-110, é usado para fazer a amplificação do trem de pulsos (Tpi) elevando o nível da tensão de 5 para 12V. Em seguida, este sinal é aplicado a um transformador de pulsos com dois enrolamentos secundários. Cada secundário alimenta um tiristor na diagonal da ponte, sendo ao todo quatro transformadores. Temos portanto, 8 secundários que alimentam os 8 tiristores das duas pontes monofásicas (A e B). Os pulsos chegam ao "gate" e catodo com uma amplitude de aproximadamente 15V. Foram feitos vários testes para a determinação dos valores, em amplitude e duração do trem de pulsos, que levassem à melhor condição de disparo. Neste estágio, além da amplificação do sinal de disparo, é feito o isolamento elétrico entre os circuitos de comando e de potência.

### II.2.2.3 - CIRCUITO DE SINCRONIZAÇÃO COM A REDE

O circuito de sincronização com a rede (CSR) é responsável pelo sincronismo entre o sinal de comando do microcomputador e a frequência das tensões de alimentação dos conversores estáticos. Além do sincronismo acima descri-

to, o CSR determina a sequência e instantes das tarefas de controle.

Basicamente o CSR é encarregado de detectar a passagem por zero das tensões da rede e gerar todos os demais sinais necessários à sincronização das várias tarefas executadas pelo microcomputador.

O circuito detetor de passagem por zero das tensões da rede é mostrado na Figura II.7. Este circuito possui como elemento principal o amplificador operacional comparador LM311, que foi escolhido devido ao seu baixo valor de "slew rate". A tensão da rede é aplicada às entradas inversora e não inversora por intermédio de um transformador abaixador de tensão (de 127 para 6V, RMS) conectado a resistores de entrada de  $10\text{K}\Omega$ . Quando a tensão de entrada se torna menor que 0V a saída satura neste valor. Quando esta se torna maior que 0V a saída comuta para 5V. Como a entrada não inversora do amplificador operacional esta aterrada é produzido um sinal retangular e  $180^\circ$  fora de fase em relação à senóide da rede de alimentação (o  $\overline{\text{DPZ}}$ ).

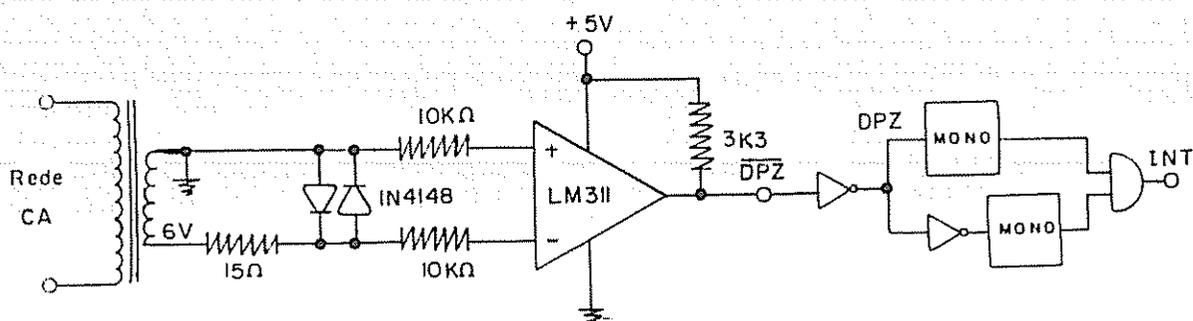


Fig. II.7 - Circuito de Sincronização com a Rede (CSR)

Além de ser um circuito muito simples, este detector não apresentou nenhum problema durante todo o desenvolvimento do trabalho, o que mostra sua robustez. A sincronização com o microcomputador é feita especificamente pelo sinal INT que, a cada transição interna, inicia um novo ciclo da malha de controle.

### II.3 - IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO DE CONTROLE

Cumprida a etapa de montagem, passa-se então à fase de implementação do algoritmo de controle no microcomputador. Esta fase é completamente independente do algoritmo utilizado no controle da velocidade, como mencionado anteriormente, na seção II.1.

Cabe ao microcomputador centralizar e gerenciar todas as tarefas do algoritmo de controle do sistema. Dentre estas tarefas podem ser citadas:

- Gestão dos ciclos da malha de controle sincronizado com a frequência da rede de alimentação;
- Verificação dos limites impostos às variáveis do sistema;
- Execução do algoritmo de regulação de velocidade;
- Comando do disparo dos tiristores do conversor;
- Tarefas de supervisão e análise das variáveis do sistema.

### II.3.1 - GESTÃO DE TEMPOS

Para realizar todas as tarefas citadas acima o microcomputador toma como base o sinal INT, proveniente do Circuito de Sincronismo da Rede. Em sincronismo com este sinal, o microcomputador estabelece os instantes para ocorrência dos eventos, programando o CI temporizador (PIT-8253). Será descrito a seguir a filosofia utilizada na temporização de um ciclo de controle.

O intervalo de tempo que se quer temporizar e que corresponde ao ciclo da malha de controle, equivale à metade do período da rede ( $1/60\text{Hz} = 16,66\text{ms}$ ). Neste caso:

$$T = \frac{1}{120\text{Hz}} = 8,33 \text{ ms}$$

Como o contador trabalha a uma frequência de "clock" de 2,5 MHz, ele possui um período de  $0,4 \mu\text{s}$ . Portanto, a cada  $0,4 \mu\text{s}$  o número armazenado num dos 3 contadores do PIT varia de uma unidade, quando o mesmo se encontra no modo de contagem. Dividindo-se o período correspondente ao ciclo de controle pelo período acima calculado, determina-se o número com o qual o contador deverá ser carregado para temporizar um ciclo:

$$N_t = \frac{8.333,33 \mu\text{s}}{0,4 \mu\text{s}} = 20.833,33 \text{ ou } 5161_{\text{H}} \text{ (em Hexadecimal)}$$

Como o CI PIT-8253 é composto de três contadores

independentes, utiliza-se um desses contadores para temporizar o ciclo. Ele será carregado com o número  $5161_H$  e programado para contar em ordem decrescente a uma taxa de contagem igual à frequência de "clock" do microcomputador.

Utilizando um raciocínio semelhante faz-se a determinação do instante de disparo, ou seja, do atraso de tempo, com relação ao início do ciclo de controle, que corresponde ao ângulo de disparo desejado. Sabendo-se que  $8,33 \text{ ms}$  correspondem a  $180^\circ$ , para se determinar o intervalo de tempo correspondente a  $1^\circ$  elétrico basta fazer:

$$(1^\circ e) \Rightarrow \frac{8.333,33 \mu\text{s}}{180 \times 0,4 \mu\text{s}} = 115,7 = 0073_H \text{ (em hexadecimal)}$$

Portanto, quando o contador realizar uma contagem de  $0073_H$  a  $0000_H$ , terá decorrido o tempo correspondente a  $1^\circ$  elétrico. Quando se deseja disparar um tiristor com  $90^\circ$ , basta carregar o contador com  $286E_H = 0073 \times 5A_H (=90_D)$ , e no final da contagem enviar o comando de disparo ao "gate" do tiristor.

Neste trabalho foram usados os três contadores do temporizador (PIT), com as seguintes funções: o "#0" (contador 0) dispara os tiristores habilitados no semiciclo positivo, o "#1" dispara os tiristores no semiciclo negativo e o "#2" temporiza o ciclo de controle.

### II.3.2 - IMPLEMENTAÇÃO DO REGULADOR DE VELOCIDADE

Independente do algoritmo de regulação, a variável a ser controlada será o ângulo de disparo  $\alpha$ . As operações de multiplicação serão realizadas em 16 bits, obtendo-se um resultado em 32 bits. Como o ângulo (número hexadecimal que representa o ângulo de disparo) a ser carregado no contador deve ser de 16 bits, faz-se um arredondamento da palavra de 32 para 16 bits.

Para a segurança de funcionamento do controle será implementado também a limitação do ângulo de disparo. Esta limitação está relacionada com os valores práticos máximos e mínimos possíveis para o ângulo de disparo. O valor mínimo corresponde a  $70^\circ$ , acionando o motor a uma velocidade de, aproximadamente, 1620 rpm (velocidade máxima) a vazio. A tensão mínima que aciona o motor equivale ao valor máximo de  $\alpha$ , ou seja  $160^\circ$ .

### II.3.3 - PROGRAMAS DESENVOLVIDOS

Foram elaborados vários programas para o acionamento, sendo que o programa final é o produto da evolução dos anteriores. Será apresentada, a seguir, uma descrição resumida da sua evolução.

No primeiro programa desenvolvido realizou-se o acionamento c.c. em malha aberta. O programa tinha como

objetivo realizar as funções básicas no acionamento, dentre outras, utilizar o contador programável para implementar os atrasos de tempo correspondentes aos ângulos de disparo. Feito isto, estabeleceu-se os limites de velocidade através dos correspondentes ângulos de disparo, mencionados no item anterior. Embora a condução descontínua possa ocorrer em alguns casos a partir de um ângulo mínimo de  $90^\circ$ , na prática utiliza-se o Ábaco de Puschlowisk para a determinação do limite entre condução contínua e descontínua (VIEIRA, 1982). Neste trabalho conseguiu-se um valor de  $68^\circ$ , antes de ocorrer condução contínua de corrente. O ângulo de  $70^\circ$  foi estabelecido dando-se uma margem de segurança de 2 graus.

A estrutura geral do programa é composta de uma rotina principal (o programa propriamente dito) e uma rotina de tratamento de interrupção, que temporiza o ciclo.

No segundo programa estudou-se a utilização do valor da f.c.e.m., discretizado pelo conversor analógico digital em uma palavra de 8 bits, como valor de realimentação a ser utilizado pela rotina de controle em malha fechada.

Como esta palavra de realimentação possuía apenas 8 bits, sendo que o bit 7 era utilizado como sinal, associou-se a ela uma outra palavra de 8 bits com valor nulo, na posição de byte menos significativo, para compatibilização da equação de controle. Criou-se assim uma nova palavra de

realimentação com 16 bits, facilitando a execução dos cálculos.

A partir deste programa foram sendo introduzidas as proteções necessárias e a lógica de reversão de velocidade.

O diagrama de blocos do programa estruturado final é mostrado na Figura II.8. O ciclo de controle representativo que ele implementa é mostrado na Figura II.9.

Os programas foram escritos em linguagem "assembly" para o microprocessador Z80-A. É importante mencionar que a estrutura de cada um deles foi baseada na utilização de "macro-instruções", que apresentam maior facilidade na implantação e modificações. Na Figura II.8, cada bloco representa um conjunto de instruções que é assinalado pelo rótulo da macro-instrução. A seguir são descritas as funções de cada um dos blocos do diagrama:

- **HARDWARE:** programa o processador Z80-A para interrupção no modo 1, e a interface paralela com a seguinte configuração: Portas A,B e CL (quatro bits menos significativos) como entradas, utilizadas para a leitura da f.c.e.m. (já discretizada), do novo valor de Referência (quando solicitado) e das chaves de comando do acionamento. A Porta CH (quatro bits mais significativos) é configurada como saída, para se fazer o controle de reversão. Esta macro-instrução programa também os contadores do temporizador pro-

- gramável no modo 0;
- VARIÁVEIS: inicializa as variáveis do programa;
  - CALCULAGANHOS: calcula os ganhos do controlador;
  - CHAVE: aguarda o acionamento da chave que comanda a rotina principal do programa;
  - HALT: prepara a sincronização do ciclo de controle com o ciclo da rede CA (60Hz) através da rotina de interrupção;
  - REPITA: rótulo utilizado no "loop" principal;
  - NOVOCICLO: aguarda o início de um novo ciclo de controle;
  - CALCULÂNGULO: calcula o ângulo de disparo no ciclo atual e faz as atualizações necessárias;
  - SATURÂNGULO: detecta o instante correspondente ao ângulo limite inferior para a partir dele impor o ângulo desejado e efetua a saturação do ângulo de disparo;
  - DISPARA: envia o comando para disparo dos tiristores da diagonal adequada, na ponte selecionada, carregando os contadores 0 e 1 do PIT com os valores hexadecimais correspondentes aos instantes apropriados;
  - INVERTESENTIDO: esta macro-instrução faz a reversão da velocidade, complementando inicialmente o valor da referência de velocidade;
  - TROCAREFERÊNCIA: faz uma alteração no valor da velocidade de referência (no mesmo sentido se giro);
  - INTERRUPÇÃO: rótulo da subrotina de tratamento das interrupções de sincronização que programam o contador 2 para fazer a temporização do ciclo.

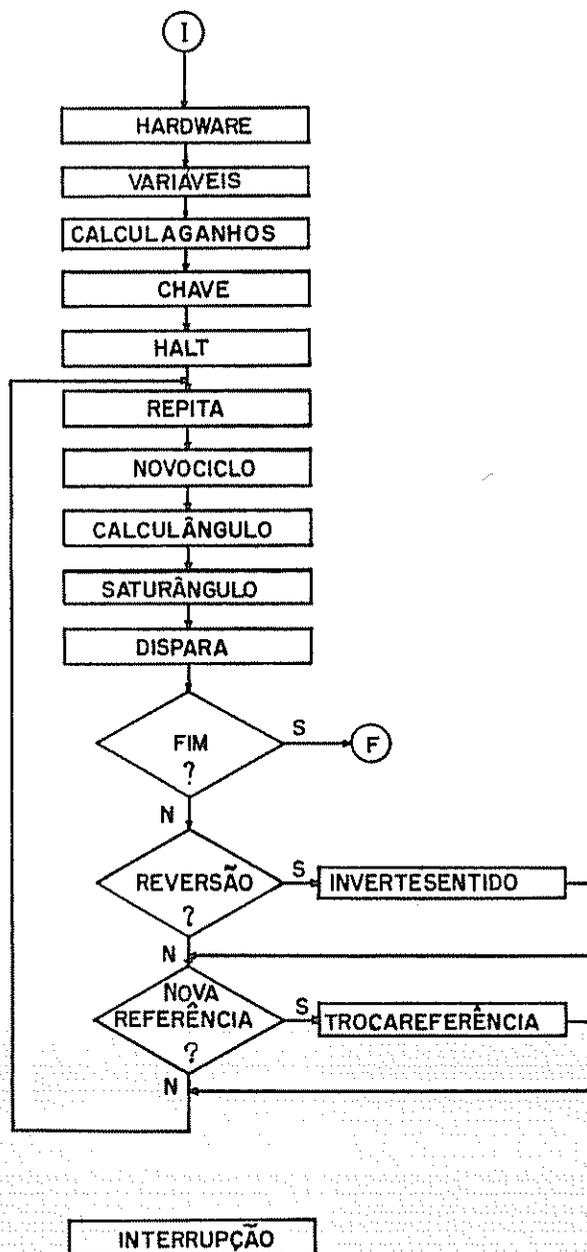


Fig. II.8 - Diagrama em Blocos do programa principal e da rotina de interrupção implementados

A Figura II.9 ilustra um ciclo típico da malha de controle de velocidade, mostrando os eventos principais na temporização implementada.

Para iniciar o novo ciclo o programa elaborado

primeiramente aguarda a anulação da corrente proveniente do ciclo anterior. Com esse objetivo, o intervalo de tempo entre  $0^\circ$  e  $30^\circ$  e (graus elétricos) é gasto em contagem de tempo. Atingidos os  $30^\circ$  e para o protótipo, inicia-se uma etapa que dura até que o ângulo de  $70^\circ$  seja alcançado. Nesta etapa são realizados, sequencialmente, a leitura da força contra-eletromotriz, o cálculo do próximo ângulo de disparo e o carregamento do temporizador com o ângulo calculado. O valor de  $\alpha$  é calculado com auxílio de um algoritmo de regulação a ser escolhido. Obtido o valor de  $\alpha$ , o programa começa a pesquisar a passagem pelo ângulo de  $70^\circ$ , a partir do qual se inicia o atraso de tempo correspondente ao ângulo de disparo  $\alpha$ . Simultaneamente o programa verifica os comandos de troca da velocidade de referência, reversão ou parada do motor. Também são realizadas operações auxiliares e a supervisão do sistema. Quando o ciclo se aproxima de  $180^\circ$  e o programa faz a validação da interrupção do CSR para o próximo ciclo. Isto se torna necessário devido à possibilidade de ocorrerem ruídos na tensão de alimentação, gerando-se assim falsos pulsos de INT, e equivale a uma filtragem numérica de segurança.

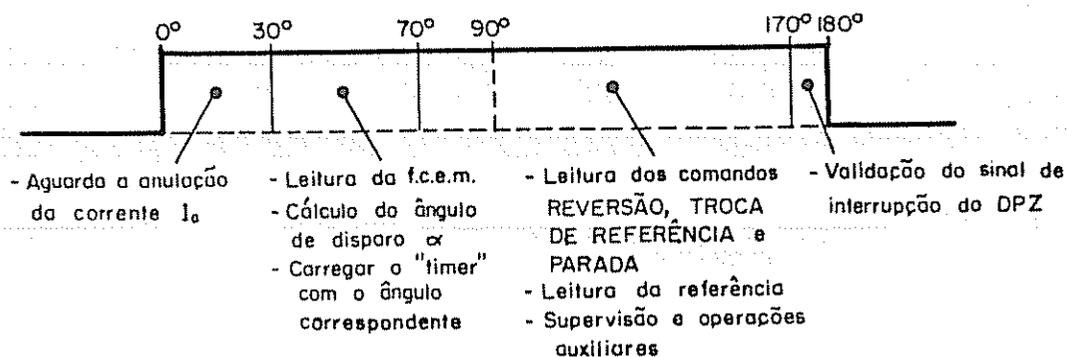


Fig. II.9 - Ciclo típico com a temporização implementada

### II.3.4 - FUNCIONAMENTO SINCRONIZADO COM A REDE DE ALIMENTAÇÃO

Para ilustrar o sincronismo entre o ciclo de controle e o ciclo da rede são mostradas as duas figuras a seguir.

Na Figura II.10 temos quatro sinais de interesse. O primeiro, de cima para baixo, é o sinal de saída do detector de passagem por zero do sinal da rede (DPZ). É mostrada a transição de um ciclo positivo (nível 1) para um ciclo negativo (nível 0). O segundo sinal corresponde ao pulso de disparo dos tiristores ( $T_i$ ), que é aplicado à entrada do temporizador 555. O terceiro sinal mostra um arco de

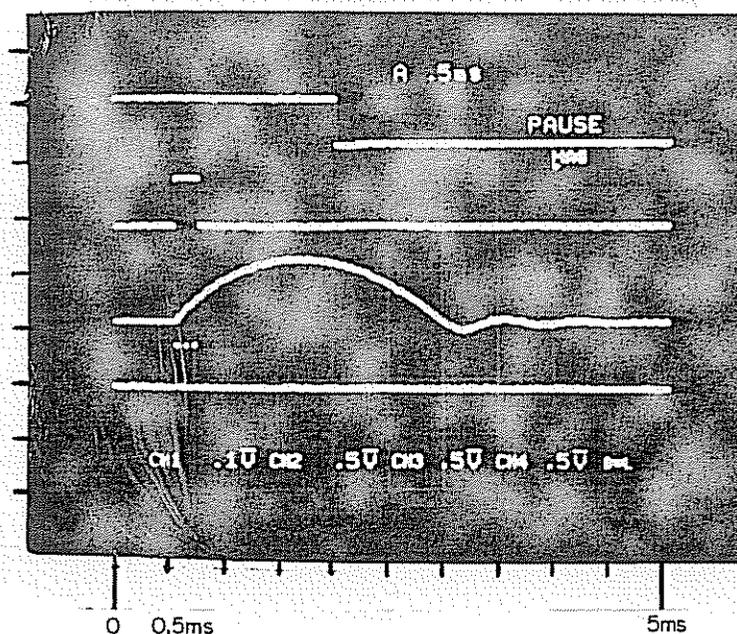


Fig. II.10 - Sinais de DPZ,  $T_i$ , corrente  $i_a$  e  $T_{pi}$ .

corrente, e ilustra sua descontinuidade. O quarto e último sinal mostra a forma final do pulso de disparo dos tiristores, já configurado em um trem de pulsos ( $T_{pi}$ ), à saída do temporizador 555.

A Figura II.11 mostra novamente curvas do mesmo acionamento feito na situação anterior, porém com uma base de tempo maior. O primeiro sinal mostra ciclos do Circuito de Sincronismo da Rede. Como já visto, ao final de cada um destes ciclos é gerado o pulso de INT, que faz o sincronismo. Os sinais seguintes são a tensão e corrente na armadura. O último sinal corresponde ao pulso de disparo dos tiristores, já comentado.

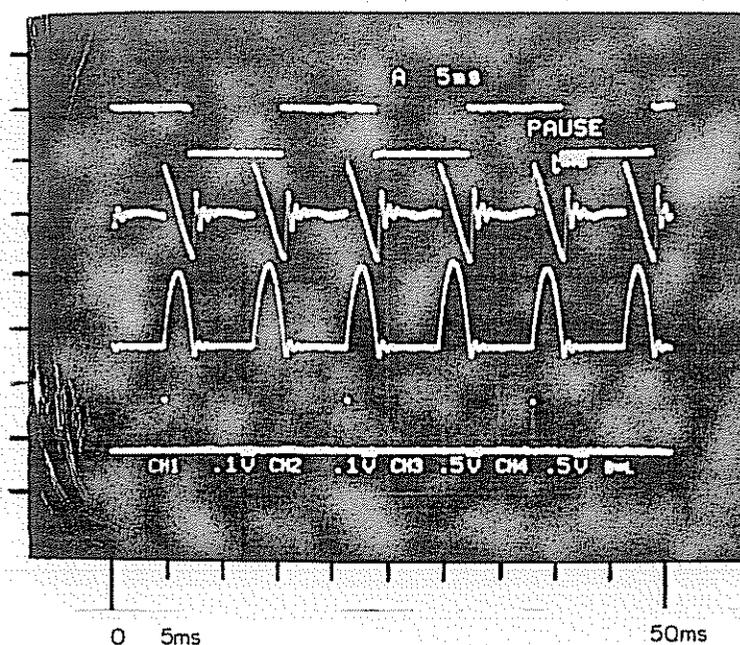


Fig. II.11 - Sinais: DPZ, corrente e tensão na armadura e  $T_i$

Neste capítulo foi feita uma descrição detalhada de todos os circuitos que foram necessários ao desenvolvimento do acionamento c.c.. Informações adicionais podem ser obtidas em catálogos de componentes. Também foram mostrados os detalhes relevantes da implementação prática do controle de velocidade pretendido.

## CAPÍTULO III

### REGULAÇÃO DIGITAL: ANÁLISE E PROJETO

O objetivo principal deste capítulo é o projeto do regulador de velocidade do acionamento c.c.. Para tanto, inicialmente será feita a modelagem e análise do comportamento do sistema. Em seguida, com base neste estudo, será feito o projeto do regulador digital propriamente dito.

#### III.1 - MODELAGEM DO ACIONAMENTO C. C.

##### III.1.1 - INTRODUÇÃO

O M.C.C. é um motor muito conhecido e simples mas, em função da precisão com que se deseje fazer a análise, pode se tornar um sistema complexo. Dependendo da exatidão exigida na modelagem, às vezes é necessário levar em conta detalhes tais como: saturação magnética do ferro, o fenômeno da comutação, a reação da armadura, correntes parasitas em toda a carcaça e quedas de tensão nas escovas e demais pontos de contato mecânico (FITZGERALD et KINGSLEY, 1961).

A modelagem do acionamento c.c. a ser utilizada

neste trabalho será a seguir descrita desprezando-se as não-linearidades listadas no parágrafo anterior.

Uma consideração importante e que não pode ser desprezada na modelagem deste acionamento c.c., é o fato de seu regime de corrente ser naturalmente descontínuo devido à estrutura da fonte de alimentação e à necessidade de utilização do captor eletrônico de velocidade.

Outras considerações para melhor adaptação da modelagem geral à montagem aqui utilizada, serão feitas a seguir.

### III.1.2 - MODELAGEM DO SISTEMA

O diagrama da Figura III.1 mostra o acionamento c.c. em regime descontínuo de corrente e algumas de suas principais variáveis (SEN, 1981).

As equações básicas deste acionamento são:

$$v_a = R_a \cdot i_a + L_a \cdot \dot{i}_a + \xi$$

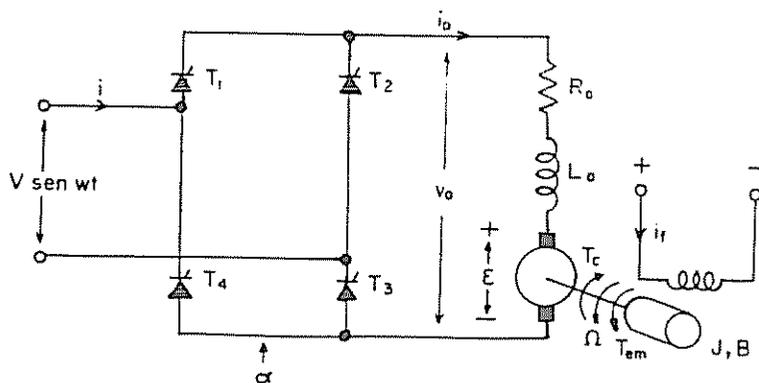
$$\xi = K_e \cdot \Omega$$

(III-1)

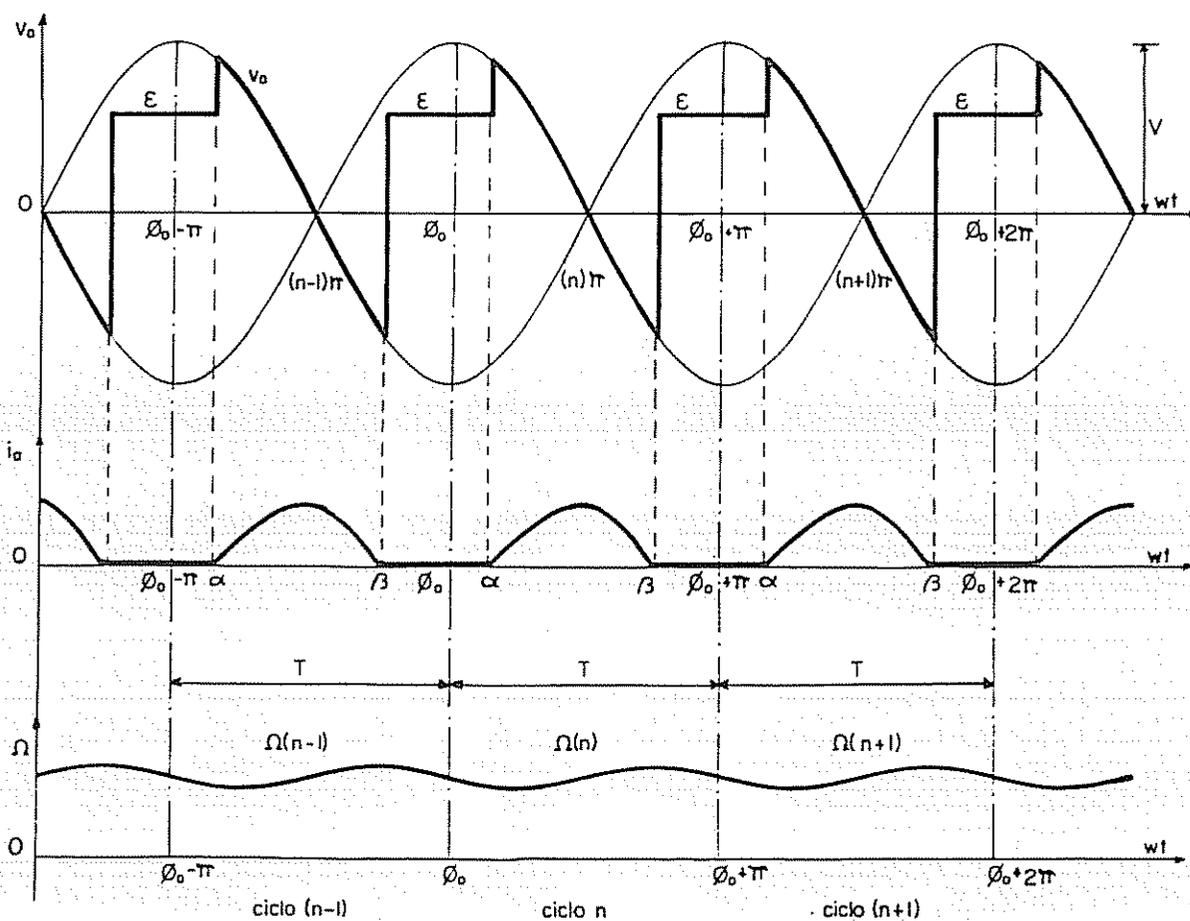
$$T_{em} = K_t \cdot i_a = J \cdot \dot{\Omega} + B \cdot \Omega + T_c$$

onde:

$$i_a = \frac{di_a}{dt} \quad e \quad \dot{\Omega} = \frac{d\Omega}{dt}$$



a) Circuito de Potência



b) Curvas de suas Principais Variáveis

Fig. III.1 - Acionamento em corrente contínua

Para se ter uma descrição mais precisa do acionamento, deve-se levar em conta a condição de que normalmente a corrente de armadura  $i_a$  é descontínua. Para tanto, faz-se a modelagem das seguintes situações (DUARTE, 1985):

- Modo 1: motor c.c. conectado à fonte c.a. ( $i_a \neq 0$ )
- Modo 2: motor c.c. desconectado da fonte c.a. ( $i_a = 0$ )

Estes modos de operação são distintos e sequenciais. Para o modo 1 de operação (m.c.c. conectado à fonte), o sistema de equações III-1 passa a ser:

$$\begin{aligned} \alpha < \omega t < \beta \\ v_a &= R_a \cdot i_a + L_a \cdot \dot{i}_a + \mathcal{E} = V \cdot \text{sen } \omega t \\ \mathcal{E} &= K_e \cdot \Omega \\ T_{em} &= K_t \cdot i_a = J \cdot \dot{\Omega} + B \cdot \Omega + T_c \\ i_a &\neq 0 \end{aligned} \tag{III-2}$$

Onde a partir de agora,  $K_e = K_t = K$ .

Para o modo 2 (Motor desconectado da fonte), tem-se:

$$\begin{aligned} \beta < \omega t < (\pi + \alpha) \\ v_a &= \mathcal{E} \\ J \cdot \dot{\Omega} + B \cdot \Omega + T_c &= 0 \\ i_a &= 0 \end{aligned} \tag{III-3}$$

Os dois modos de operação, como foi dito, são distintos e sequenciais e o ponto de separação entre eles é

baseado na existência ou não da corrente de armadura. Pela Figura III.1 fica fácil de distinguir este ponto como sendo o ângulo de extinção da corrente  $i_a$ , ou seja,  $\beta$ .

Utilizando-se a representação em variáveis de estado tem-se o seguinte sistema de equações:

$$\begin{cases} R_a \cdot i_a(t) + L_a \cdot \dot{i}_a(t) + K \cdot \Omega(t) = V \cdot \text{sen} \omega t \\ B \cdot \Omega(t) + J \cdot \dot{\Omega}(t) + T_c(t) = K \cdot i_a(t) \end{cases} \quad \text{(III-4)}$$

Fazendo-se uma mudança da variável independente  $t$  (tempo) por  $\phi = \omega t$  (ângulo), tem-se:

$$\begin{cases} R_a \cdot i_a(\phi) + (L_a \cdot \omega) \cdot \dot{i}_a(\phi) + K \cdot \Omega(\phi) = V \cdot \text{sen} \phi \\ B \cdot \Omega(\phi) + (J \cdot \omega) \cdot \dot{\Omega}(\phi) + T_c = K \cdot i_a(\phi) \end{cases} \quad \text{(III-5)}$$

Para facilitar a representação deste sistema sob o ponto de vista de controle, as variáveis do mesmo serão normalizadas em tensão, tendo como base a amplitude da tensão de pico da rede  $V$ . Então:

$$\begin{cases} \text{a) } \dot{E}_i(\phi) = -\frac{1}{\tau_e} \cdot E_i(\phi) - \frac{1}{\tau_e} \cdot E_e(\phi) + \frac{1}{\tau_e} \cdot \text{sen}(\phi) \\ \text{b) } \dot{E}_e(\phi) = \frac{c}{\tau_m} \cdot E_i(\phi) - \frac{1}{\tau_m} \cdot E_e(\phi) - \frac{c}{\tau_m} \cdot E_c(\phi) \end{cases} \quad \text{(III-6)}$$

As equações III-6 representam o modelo contínuo do acionamento c.c., onde:

$E_i = \frac{R_a \cdot i_a}{V}$  : tensão de corrente

$E_e = \frac{K \cdot \Omega}{V}$  : tensão de velocidade

$$E_c = \frac{R_a \cdot i_c}{V} : \text{tensão de carga}$$

$$\tau_e = \frac{\omega \cdot L_a}{R_a} : \text{constante de tempo elétrica}$$

$$\tau_m = \frac{\omega \cdot J}{B} : \text{constante de tempo mecânica}$$

$$c = \frac{K^2}{R_a \cdot B} : \text{constante adimensional}$$

$\omega$  : frequência angular em rad/s

### III.1.3 - MODELO DISCRETO SIMPLIFICADO

O modelo discreto é baseado em equações a diferenças, que descrevem o comportamento do sistema em um período de amostragem. O período de amostragem será definido em função da fonte de alimentação c.a. e da estrutura do conversor utilizado. Partindo-se do acionamento c.c. utilizado neste trabalho, o período de amostragem será definido igual a  $T = 8,333\text{ms}$ , logo  $f_r = 120\text{Hz}$ .

As equações a diferenças são obtidas integrando-se as equações contínuas III-6 em um período de amostragem. Primeiramente será integrada a equação de velocidade em um período de amostragem definido na Figura III.1 e dado por  $\phi_0 < \phi < (\phi_0 + \pi)$ . Então tem-se:

$$\int_{\phi_0}^{\phi_0+\pi} dE_e(\phi) = \frac{c}{\tau_m} \int_{\phi_0}^{\phi_0+\pi} E_i(\phi) \cdot d\phi - \frac{1}{\tau_m} \int_{\phi_0}^{\phi_0+\pi} E_e(\phi) \cdot d\phi - \frac{c}{\tau_m} \int_{\phi_0}^{\phi_0+\pi} E_c(\phi) \cdot d\phi \quad (\text{III-7})$$

Para simplificar a resolução desta equação serão feitas algumas considerações: -

a) Embora a carga possa variar a qualquer instante,

independente do instante de amostragem, esta variação só será observada neste instante e com isto a carga será considerada constante durante todo o período de amostragem  $T$ . então:

$$E_c(\phi) = E_c(n), \text{ para } \phi_0 < \phi < (\phi_0 + \pi)$$

$n$ : período de amostragem atual;

b) A velocidade será considerada constante durante um período de amostragem já que as variações de  $\Omega$  serão muito pequenas, então:

$$E_e(\phi) = E_e(n), \text{ para } \phi_0 < \phi < (\phi_0 + \pi)$$

c) Como no período de amostragem adotado não haverá regulação instantânea da corrente de armadura, esta poderá ser substituída por sua integral no período:

$$\int_{\phi_0}^{\phi_0 + \pi} E_i(\phi) \cdot d\phi = \int_{\alpha}^{\beta} E_i(\phi) \cdot d\phi = I(\phi);$$

d) O intervalo sob análise, de  $\phi_0$  a  $\phi_0 + \pi$  é o período "n" de amostragem, sendo assim o intervalo subsequente é o período "n+1" e assim sucessivamente.

Incorporando estas considerações à equação III-7

tem-se que:

$$E_e(n+1) = \left(1 - \frac{\pi}{\tau_m}\right) \cdot E_e(n) + \frac{C}{\tau_m} \cdot I(n) - \frac{C \cdot \pi}{\tau_m} \cdot E_c(n) \quad (\text{III-8})$$

Entretanto, a equação III-8 depende do valor médio de corrente no período de amostragem  $I(n)$ . Neste caso, pode-se medir seu valor diretamente através de um circuito especial ou estimá-lo através da equação III-6a. A segunda opção será aquela adotada neste trabalho.

Como o regime de condução de corrente da armadura é intermitente, o intervalo de análise será:

$$\alpha < \phi < \beta,$$

$$\int_{\alpha}^{\beta} dE_i(\phi) = -\frac{1}{\tau_e} \int_{\alpha}^{\beta} E_i(\phi) \cdot d\phi - \frac{1}{\tau_e} \int_{\alpha}^{\beta} E_e(\phi) \cdot d\phi + \frac{1}{\tau_e} \int_{\alpha}^{\beta} \text{sen}\phi \cdot d\phi$$

Considerações feitas:

- a) Considerações "b, c e d" anteriores;
- b) Como a condução de corrente é intermitente:

$$E_i(\phi = \alpha) = E_i(\phi = \beta) = 0$$

A partir destas considerações, deduz-se facilmente que (DUARTE, 1985):

$$I(n) = [\alpha(n) \cdot E_e(n) + \cos\alpha(n)] - [\beta(n) \cdot E_e(n) + \cos\beta(n)] \quad (\text{III-9})$$

As equações III-8 e III-9 compõem o modelo não

linear discreto do sistema, o que torna sua análise um pouco complexa.

Como a finalidade do trabalho é obter um comando digital que seja facilmente implementável em um computador de 8 bits, a síntese do regulador será baseada em um modelo linear.

Com este objetivo, o sistema de equações formado por III-8 e III-9 será linearizado em torno de um ponto de operação. Obtem-se então a partir da equação de velocidade III-8:

$$\Delta E_e(n+1) = \left(1 - \frac{\pi}{\tau_m}\right) \cdot \Delta E_e(n) + \frac{c}{\tau_m} \cdot \Delta I(n) - \frac{c \cdot \pi}{\tau_m} \cdot \Delta E_c(n) \quad (\text{III-10})$$

e da equação de corrente (III-9):

$$\begin{aligned} \Delta I(n) = & (E_{e0} - \text{sen} \alpha_0) \cdot \Delta \alpha(n) - (E_{e0} - \text{sen} \beta_0) \cdot \Delta \beta(n) + \\ & + (\alpha_0 - \beta_0) \cdot \Delta E_e(n) \end{aligned} \quad (\text{III-11})$$

A equação da integral de corrente III-11 é função de  $\Delta E_e$ ,  $\alpha$  e  $\beta$ . Entretanto, existe uma relação de simetria entre  $\alpha$  e  $\beta$  que permite expressar  $\beta$  em função de  $\alpha$  e substituí-lo na equação III-11.

Resolvendo-se a equação de tensão da expressão III-2 tem-se que:

$$i_a = \underbrace{\frac{V}{Z} \cdot \sin(\omega t - \theta)}_{\text{comp. 1}} - \underbrace{\frac{E}{R_a}}_{\text{comp. 2}} + \underbrace{A \cdot \exp\left[-\frac{R_a}{L_a} t\right]}_{\text{comp. 3}},$$

onde temos:

comp. 1 = componente própria da fonte c.a.

comp. 2 = componente própria da f.c.e.m.

comp. 3 = componente transitória

Sabendo-se que:

$$\begin{cases} \operatorname{tg} \theta = \frac{\omega \cdot L_a}{R_a} = \tau_e: \text{constante de tempo elétrica} \\ Z = \left[ R_a^2 + (\omega \cdot L_a)^2 \right]^{1/2} = R_a / \cos \theta \end{cases}$$

tem-se que:

$$i_a = \frac{V}{Z} \cdot \left\{ \sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \cdot \exp\left[-\frac{(\omega t - \alpha)}{\tau_e}\right] \right\} - \frac{E}{R_a} \left[ 1 - \exp\left[-\frac{(\omega t - \alpha)}{\tau_e}\right] \right] \quad \text{(III-12)}$$

Para  $\omega t = \beta$  (ângulo de extinção) tem-se que  $i_a = 0$ ,

então da equação III-12 deduz-se que:

$$\frac{V}{Z} \cdot \left\{ \sin(\beta - \theta) - \sin(\alpha - \theta) \cdot \exp\left[-\frac{(\beta - \alpha)}{\tau_e}\right] \right\} - \frac{E}{R_a} \cdot \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{(\beta - \alpha)}{\tau_e}\right] \right\} \equiv 0$$

Ou seja,

$$\left[ \sin(\beta - \theta) - \frac{Z}{R_a} \cdot \frac{E}{V} \right] \exp\left(\frac{\beta}{\tau_e}\right) = \left[ \sin(\alpha - \theta) - \frac{Z}{R_a} \cdot \frac{E}{V} \right] \cdot \exp\left(\frac{\alpha}{\tau_e}\right)$$

De onde conclui-se que:

$$\left[ \cos\theta \cdot \sin(\beta - \theta) - \frac{E}{V} \right] \cdot \exp\left(\frac{\beta}{\tau_e}\right) = \left[ \cos\theta \cdot \sin(\alpha - \theta) - \frac{E}{V} \right] \cdot \exp\left(\frac{\alpha}{\tau_e}\right) \quad (\text{III-13})$$

A equação III-13 é uma função não-linear e simétrica em relação a  $\alpha$  e  $\beta$ , e depende do ponto de operação do acionamento.

Linearizando-se a equação III-13 tem-se:

$$\begin{aligned} (E_{e0} - \sin\beta_0) \cdot \Delta\beta(n) &= \{ \exp[(\alpha_0 - \beta_0)/\tau_e] \cdot [E_{e0} - \sin\alpha_0] \} \cdot \Delta\alpha(n) + \\ + \{ \tau_e \cdot \exp[(\alpha_0 - \beta_0)/\tau_e] - 1 \} \cdot \Delta E_e(n) \end{aligned} \quad (\text{III-14})$$

Substituindo III-14 em III-11 tem-se a estimativa da integral da corrente  $i_a$  em um ponto de operação arbitrário dada por:

$$\begin{aligned} \Delta i(n) &= \{ (\alpha_0 - \beta_0) + \tau_e \cdot [1 - \exp[(\alpha_0 - \beta_0)/\tau_e]] \} \cdot \Delta E_e(n) + \\ + \{ (E_{e0} - \sin\alpha_0) \cdot [1 - \exp[(\alpha_0 - \beta_0)/\tau_e]] \} \cdot \Delta\alpha(n) \end{aligned} \quad (\text{III-15})$$

Substituindo agora esta equação em III-10 tem-se o modelo discreto linearizado do acionamento c.c.:

$$\Delta E_e(n+1) = f_0 \cdot \Delta E_e(n) + h_0 \cdot \Delta\alpha(n) + l_0 \cdot \Delta E_c(n) \quad (\text{III-16})$$

$$\text{onde: } f_0 = 1 - \frac{\pi}{\tau_m} + \frac{c}{\tau_m} \cdot \{ \alpha_0 - \beta_0 + \tau_e - \tau_e \cdot \exp[(\alpha_0 - \beta_0)/\tau_e] \}$$

$$h_0 = \frac{c}{\tau_m} \cdot (E_{e0} - \sin\alpha_0) \cdot \{ 1 - \exp[(\alpha_0 - \beta_0)/\tau_e] \}$$

$$l_0 = \frac{c \cdot \pi}{\tau_m}$$

A equação III-16 descreve a relação linear

existente entre a velocidade ( $E_e$ ), o ângulo de disparo ( $\alpha$ ) e o conjugado de carga ( $E_c$ ).

Evidentemente que esta equação só é válida para a análise dinâmica do sistema em um ponto de operação, quando submetido à pequenas variações. Com isto, pode-se observar ainda que embora o modelo seja linear, seus parâmetros variam com o ponto de operação.

Partindo-se da equação III-16 pode-se obter a função de transferência do acionamento c.c. (planta):

$$\Delta E_e(z) = \left[ \frac{1}{z-f_0} \right] \left[ h_0 \cdot \Delta \alpha(z) + l_0 \cdot \Delta E_c(z) \right] \quad (\text{III-17})$$

Cujo diagrama de blocos é dado pela Figura III-2:

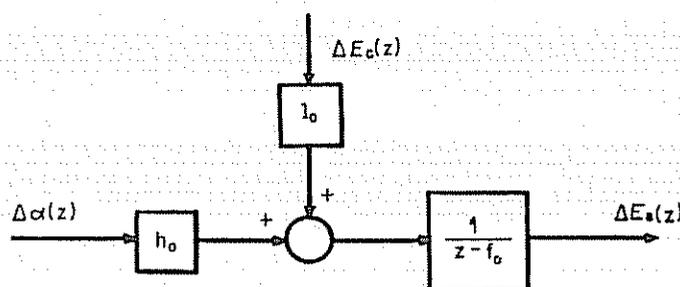


Fig. III - 2: Diagrama de blocos da modelagem do acionamento c.c.

### III.2 - ANÁLISE DA VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS DA PLANTA

Como descrito no item anterior e verificando a expressão III-16, observa-se facilmente que os parâmetros da planta  $h_0$  e  $f_0$  variam com o ponto de operação. Uma análise superficial permite concluir que o parâmetro  $f_0$ , polo da planta, é função dos ângulos de disparo  $\alpha_0$  e de extinção  $\beta_0$ . Já o ganho da planta  $h_0$  é função de  $\alpha_0$ ,  $\beta_0$  e da velocidade de funcionamento  $E_{e0}$ .

Os gráficos da Figura III-3 mostram a variação de  $f_0$  e  $h_0$  em função da variação da carga, mantendo-se a velocidade constante para quatro diferentes situações. Na Figura III-4, os gráficos mostram a situação inversa, variação da velocidade mantendo-se a carga constante.

A partir destes gráficos algumas deduções importantes podem ser feitas:

- . o parâmetro  $h_0$  varia tanto com o ponto de funcionamento quanto com a velocidade, porém é mais sensível à variação da carga. Entretanto, quanto maior a velocidade menor será a variação de  $h_0$  com a carga;
- . de maneira aproximada pode-se considerar que a amplitude de  $h_0$  cresce diretamente proporcional ao aumento de carga e inversamente ao aumento de velocidade, tendendo à saturação à plena carga;
- . o parâmetro  $f_0$  varia somente com a variação da carga, sendo praticamente insensível à variação da velocidade;

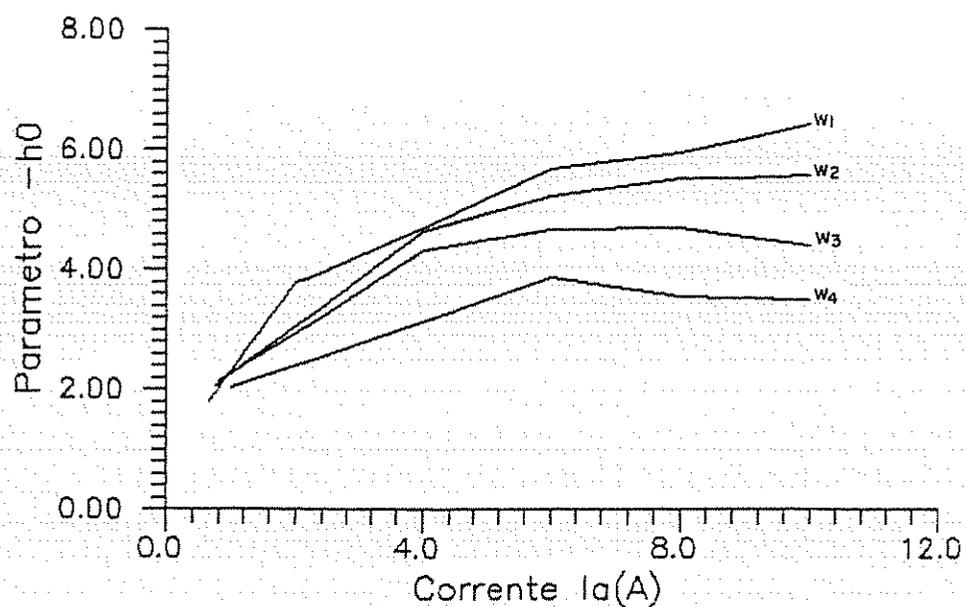
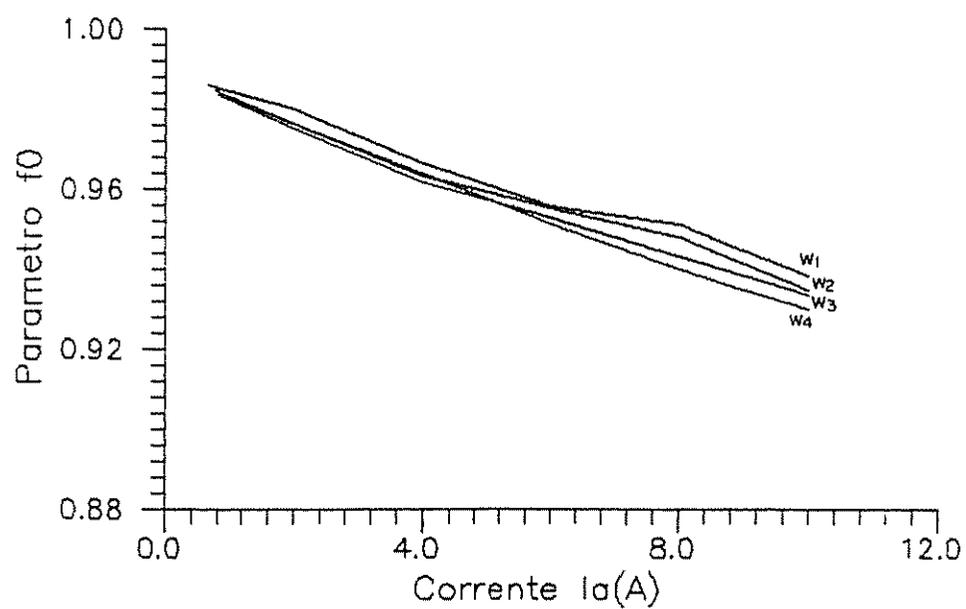


Fig. III - 3: Variação de  $f_0$  e  $h_0$  em função da carga, mantendo-se a velocidade constante:  
 $W_1 = 220\text{rpm}$ ,  $W_2 = 40\text{rpm}$   
 $W_3 = 600\text{rpm}$ ,  $W_4 = 80\text{rpm}$

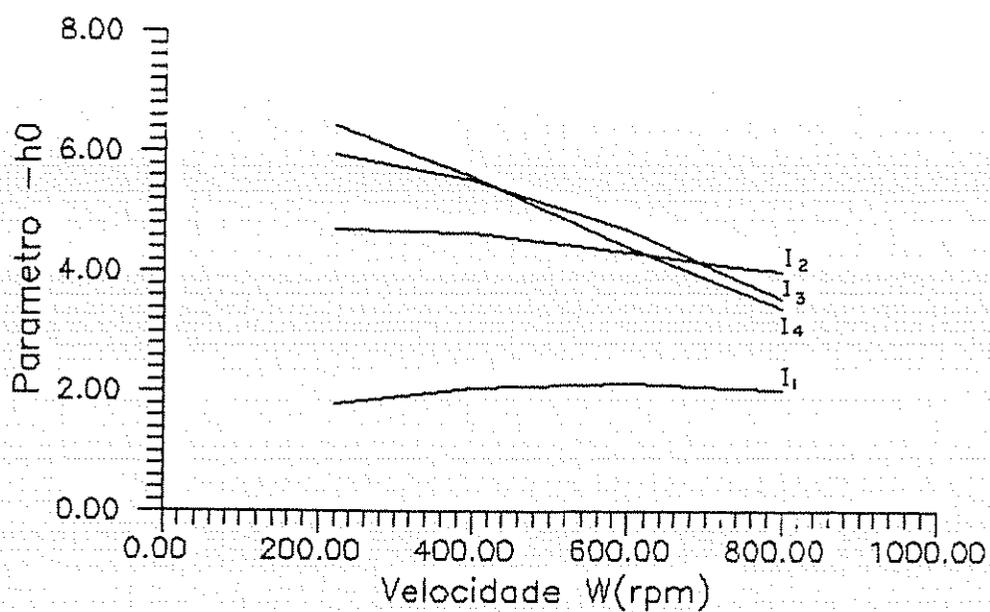
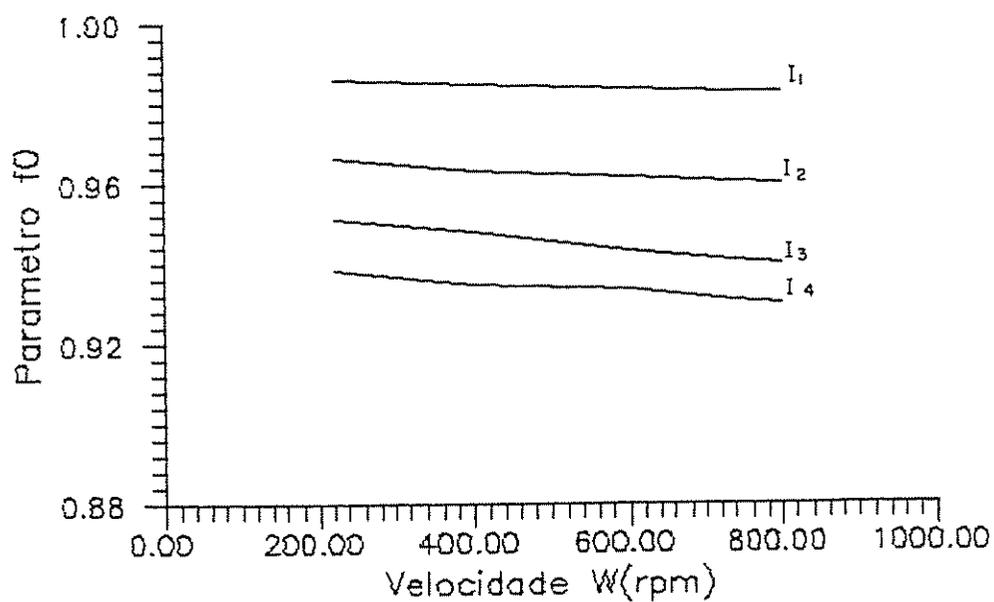


Fig. III - 4: Variação de  $f_0$  e  $h_0$  em função da velocidade, mantendo-se a carga constante:  
 $I_1$  = vazio,  $I_2$  = 4A,  $I_3$  = 8A,  $I_4$  = 10A

- . de maneira aproximada a amplitude de  $f_o$  é inversamente proporcional à carga, apresentando seu maior valor a vazio ( $f_o = 1$ );
- . a máxima variação de  $h_o$  é da ordem de 300% (em baixa velocidade para variação de carga de vazio à plena carga), enquanto que  $f_o$  é da ordem de 100% (qualquer faixa de velocidade para variação de carga de vazio à plena carga).

Partindo-se desta análise, conclui-se que quando o motor c.c. está a vazio, o polo da planta está próximo da unidade ( $f_o = 1$ ), limite de estabilidade do sistema. Este fato também é confirmado pela curva estática de conjugado X velocidade deste acionamento, onde a curva mostra sua região mais instável (forte inclinação; SEN, 1981).

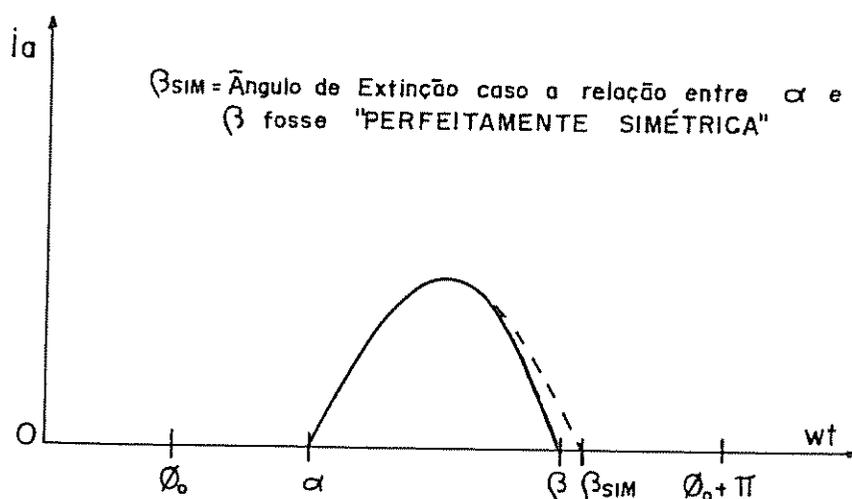
Na Figura III-5, é mostrada a relação aproximadamente simétrica entre os ângulos de disparo  $\alpha_o$  e de extinção  $\beta_o$ , tanto por meio de um gráfico quanto pela forma do arco de corrente quando em regime de condução descontínua.

Toda a análise feita neste item será muito importante na avaliação do desempenho da malha de controle proposta no item III-3.

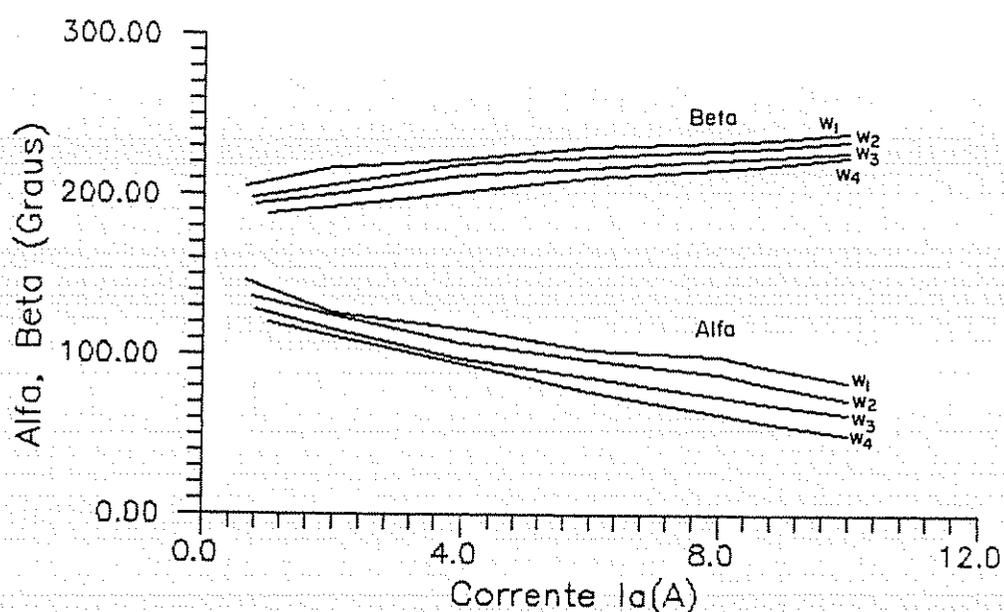
### III.3 - PROJETO DO REGULADOR DE VELOCIDADE

O principal objetivo deste trabalho é a realização de um controle de velocidade do acionamento c.c. que seja de

fácil implementação digital. Entretanto, este sistema deve apresentar um desempenho aceitável, funcionando nos quatro quadrantes da característica conjugado X velocidade.



a) Forma aproximada do arco de corrente em condução descontínua



b) Variação de  $\alpha$  e  $\beta$  em função da carga mantendo-se a velocidade constante:  $W_1 = 220\text{rpm}$ ,  $W_2 = 400\text{rpm}$ ,  $W_3 = 600\text{rpm}$ ,  $W_4 = 800\text{rpm}$

Fig. III - 5: Relação aproximadamente simétrica entre  $\alpha$  e  $\beta$

Nesta perspectiva, no item III.1 o acionamento c.c. foi modelado, eliminando-se a equação de corrente que foi substituída por seu valor estimado.

As principais simplificações deste trabalho para a implementação da malha de controle de velocidade, tornando possível sua implementação em um microcomputador de 8 bits, sem comprometer seu desempenho, são:

- . substituir o captor mecânico de velocidade por um captor eletrônico (DUARTE, 1985);
- . substituir a malha interna de regulação de corrente por uma estratégia simples de limitação de seu valor máximo.

A primeira proposição já foi suficientemente detalhada no item que descreve e justifica o Captor Eletrônico de Velocidade (CEV).

A segunda proposição é justificada pela própria necessidade de uma malha auxiliar de regulação de corrente em um controle de velocidade (MENEZES, 1985). A presença desta malha auxiliar tem o objetivo de tornar a resposta do sistema mais rápida, sem no entanto comprometer o equipamento com a aplicação de correntes excessivas nos seus enrolamentos. Ou seja, esta malha só atua durante os transitórios já que o valor de regime da corrente de armadura é imposto pela carga no eixo.

Para substituir a malha auxiliar de corrente,

tem-se duas alternativas de limitação de seu valor instantâneo:

- . estimação do pico de corrente de armadura para uma variação do ângulo de disparo e conseqüente limitação do seu valor máximo - método direto;
- . saturação do erro de velocidade, com conseqüente limitação da variação máxima do ângulo de disparo - método indireto.

O primeiro método, ou método direto é mais preciso, porém mais difícil de ser realizado. Este método se baseia na estimação do valor de pico da corrente de armadura a partir do valor do ângulo  $\alpha$  calculado pelo regulador de velocidade. Caso o valor de pico de  $I_a$  seja maior do que aquele permitido, o valor de  $\alpha$  é recalculado (DUARTE, 1989).

O segundo método ou método indireto é bem mais simples de ser implementado, porém não é tão preciso quanto o primeiro. Este foi o método escolhido neste trabalho já que a precisão do valor de pico de  $I_a$  não é fator primordial. O que realmente importa é que este valor não ultrapasse o limite imposto.

O diagrama de blocos da Figura III-6 ilustra o algoritmo de controle de velocidade utilizado no acionamento c.c....

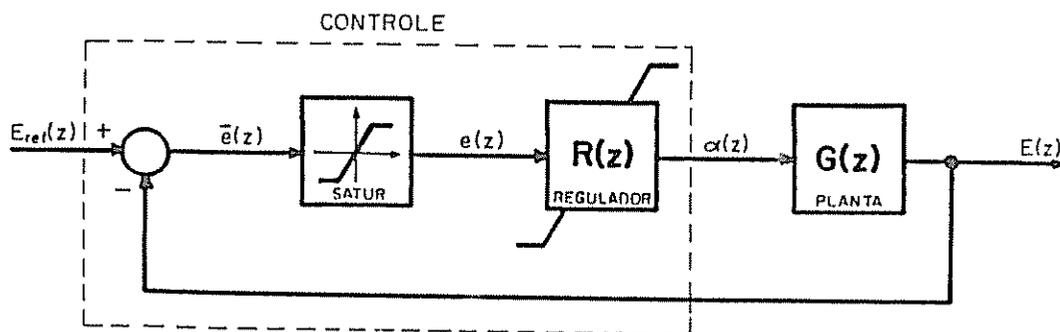


Fig. III.6 - Algoritmo de Controle de Velocidade

As funções dos blocos do algoritmo de controle são:

- **SATUR:** tem a função de limitar o pico máximo de corrente através da limitação do erro máximo amostrado ao regulador de velocidade, onde:

$$e(z) = e_{\text{Limite}}$$

$$I_{\text{Máx.}} = f(e_{\text{Limite}})$$

- **REGULADOR DE VELOCIDADE  $R(z)$ :** tem a estrutura de um regulador proporcional-integral, cuja integral será implementada pelo método trapezoidal (PHILIPS et NAGLE, 1984). O detalhe importante da estrutura proposta é que ela calcula diretamente o valor do ângulo de disparo  $\alpha$  (MENEZES et GONÇALVES, 1988) e não como a maioria dos trabalhos desta área que calcula o valor da tensão de alimentação do m.c.c. e a partir deste deduz-se  $\alpha$  por intermédio de uma tabela. Desta maneira a equação de controle será dada por:

$$e(z) = \mathfrak{I}_{\text{ref}}(z) - \mathfrak{I}(z)$$

$$\alpha(z) = R(z) \cdot e(z) \quad (\text{III-18})$$

$$R(z) = \frac{(K_2 + K_1 \cdot z)}{(z - 1)}$$

$$\alpha_{\text{Mín}} \leq \alpha(z) \leq \alpha_{\text{Máx}} : \text{limites práticos de funcionamento}$$

onde:

$$K_1 = -(K_P + K_I) \quad \text{e} \quad K_2 = K_P - K_I$$

. PLANTA  $G(z)$ : dado tanto pela diagrama da Figura III-2, como pela equação III-16.

Partindo-se destas considerações e das equações III-16, III-17 e III-18 pode-se traçar o diagrama de blocos detalhado correspondente ao esquema de controle de velocidade do acionamento c.c. (Figura III-7).

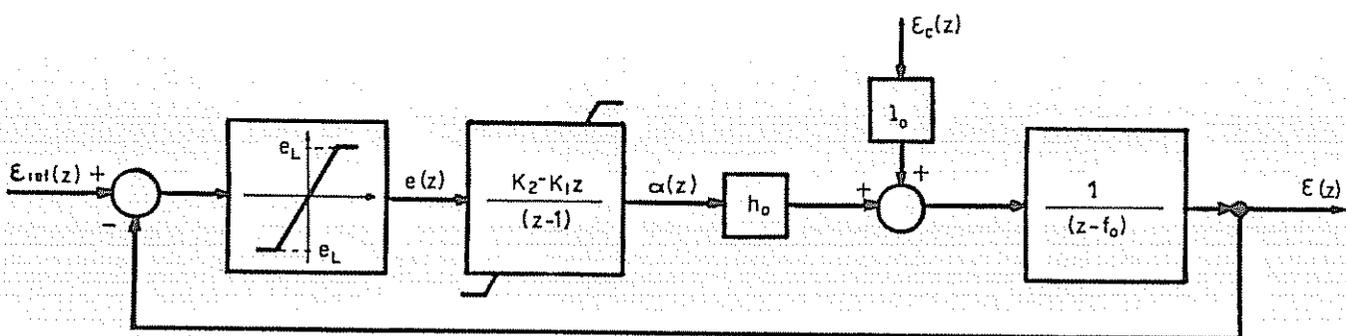


Fig. III.7 - Diagrama de Controle de Velocidade do Acionamento c.c.

A partir do diagrama de controle em malha fechada pode-se calcular sua função de transferência que é dada por:

$$GMF(z) = \frac{h_o \cdot (K_2 - K_1 \cdot z)}{z^2 - (1 + f_o + h_o \cdot K_1) \cdot z + (f_o + h_o \cdot K_2)} \quad (\text{III-19})$$

Onde deduz-se que a raiz do numerador de  $G_M(z)$ , ou seja, seu zero é:

$$z_0 = \frac{K_2}{K_1} = \frac{K_P - K_I}{K_P + K_I} < 1$$

Tendo como base o denominador de  $G_M(z)$  pode-se fazer uma análise dos limites de estabilidade do acionamento, tendo em vista os limites de variação dos parâmetros da planta:  $h_0$  e  $f_0$ .

Quando se pretende impor um comportamento pré-determinado ao sistema, um dos caminhos é escolher a região adequada de posicionamento dos polos " $z_1, z_2$ " e então deduzir os ganhos do controlador (MENEZES, 1985). Entretanto, para sistemas com parâmetros variantes no tempo seria necessário um regulador adaptativo para satisfazer a ampla faixa de variação de velocidade que se deseja.

Neste trabalho, o interesse principal é obter uma estrutura de regulador simples e de fácil implementação, ou seja, de estrutura fixa. Portanto, para se projetar os ganhos do regulador PI escolhido é importante saber os limites de estabilidade do sistema em função dos ganhos do regulador " $K_1, K_2$ ".

Sejam os ganhos do regulador " $K_1, K_2$ " quaisquer de tal maneira que o sistema em malha fechada seja estável, segundo critérios de projeto. Então as seguintes condições de-

verão ser satisfeitas:

- . se os polos forem reais, sua componente real deve estar dentro do círculo de raio unitário;
- . caso os polos sejam complexos conjugados, seu módulo deve ser menor do que um.

Suponha então que o sistema malha fechada tenha os polos  $z_1$  e  $z_2$  projetados de acordo com um critério qualquer de projeto. Com isto, pode-se concluir que o denominador da função de transferência projetado  $D(z)$  será dado por:

$$\begin{aligned} D(z) &= (z - z_1) \cdot (z - z_2) && \text{(III-20)} \\ &= z^2 - (z_1 + z_2) \cdot z + z_1 \cdot z_2 \end{aligned}$$

Igualando-se a equação III-20 com o denominador de  $GMF(z)$  da equação III-19 tem-se que:

$$\begin{cases} z_1 \cdot z_2 = f_0 + h_0 \cdot K_2 \\ z_1 + z_2 = 1 + f_0 + h_0 \cdot K_1 \end{cases} \quad \text{(III-21)}$$

Das considerações relativas à estabilidade do sistema, feitas anteriormente a respeito de seus polos, conclui-se que:

$$\begin{cases} 0 \leq z_1 \cdot z_2 < 1 \\ 0 \leq z_1 + z_2 < 2 \end{cases} \quad \text{(III-22)}$$

A partir das equações III-21 e III-22 calcula-se facilmente

os limites impostos aos ganhos do regulador  $K_1$ ,  $K_2$  em função do ponto de funcionamento do acionamento c.c., quais sejam:

$$\begin{cases} \frac{(1-f_o)}{h_o} < K_1 \leq - \frac{(1+f_o)}{h_o} \\ \frac{(1-f_o)}{h_o} < K_2 \leq - \frac{f_o}{h_o} \end{cases} \quad \text{(III-23)}$$

Os gráficos da Figura III-8 e III-9 mostram as condições de estabilidade impostas sobre os ganhos  $K_1$  e  $K_2$ .

Temos que:

- o regulador fixo mantém um desempenho razoável para qualquer condição de carga dentro de uma estreita faixa:

$$0 < K_1 < 0,35 \quad \text{e} \quad 0 < K_2 < 0,15$$

- evidentemente que para satisfazer toda a faixa de funcionamento com os ganhos fixos, não poderá ser garantido o mesmo desempenho.
- o desempenho ótimo só seria garantido com um regulador auto-ajustável.

A análise e projeto do regulador de velocidade feita neste item, possui suas limitações devido a ter como base o modelo linearizado do acionamento c.c.. Entretanto, é um recurso altamente válido já que além de propiciar ao projetista um conhecimento profundo do sistema a ser controlado, indica a faixa de variação dos ganhos do regulador em que o sistema permanece estável. Um ajuste mais fino da resposta dinâmica pode ser conseguido com um

programa de simulação digital.

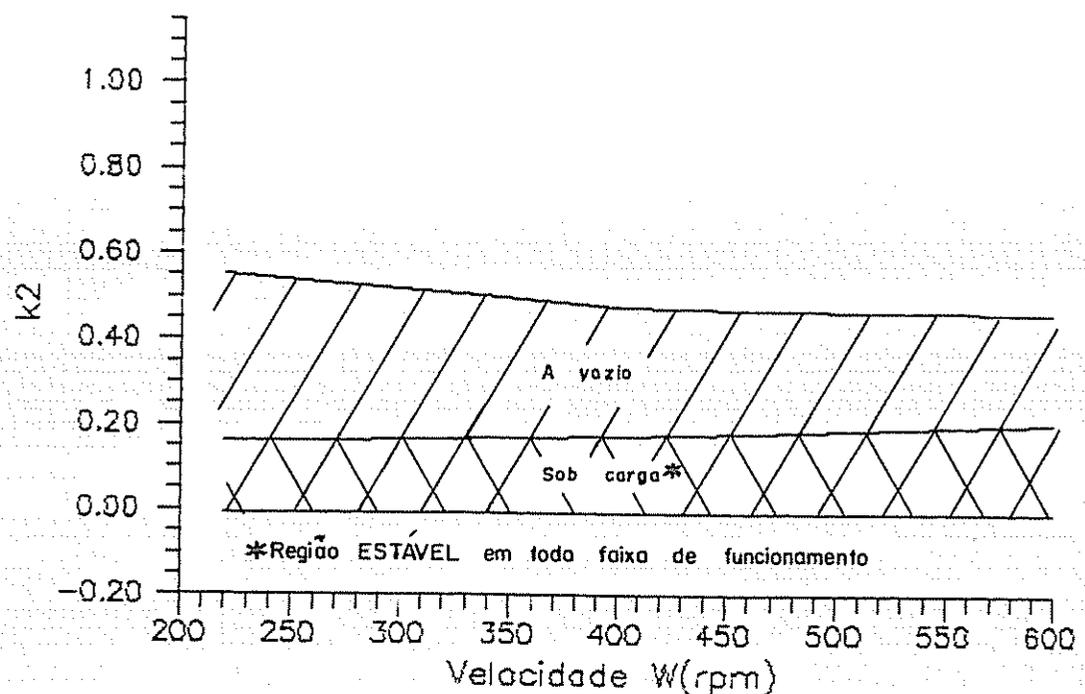
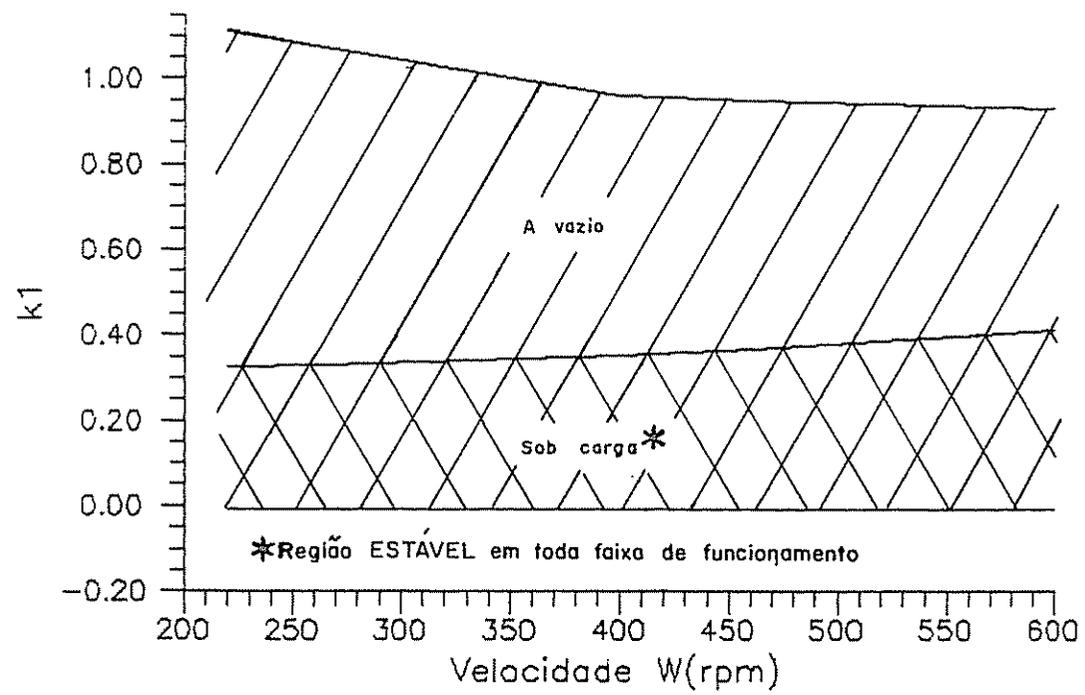


Fig. III.8 - Limites de Estabilidade Impostos aos Ganhos  $K_1$  e  $K_2$  do Regulador PI, em função de  $W$ (rpm)

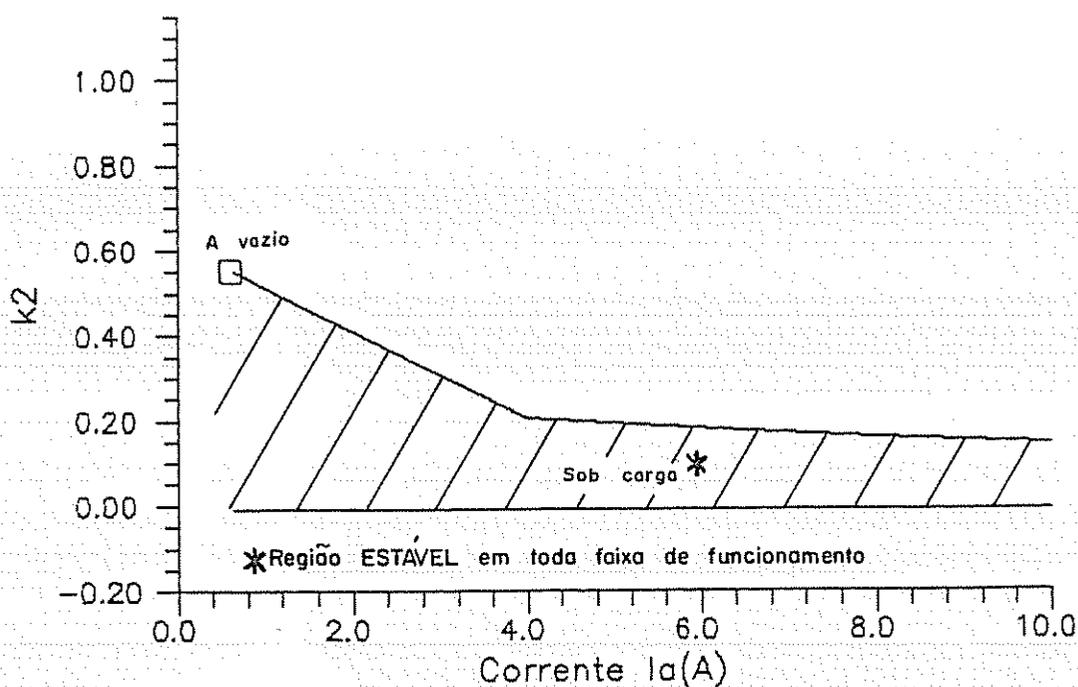
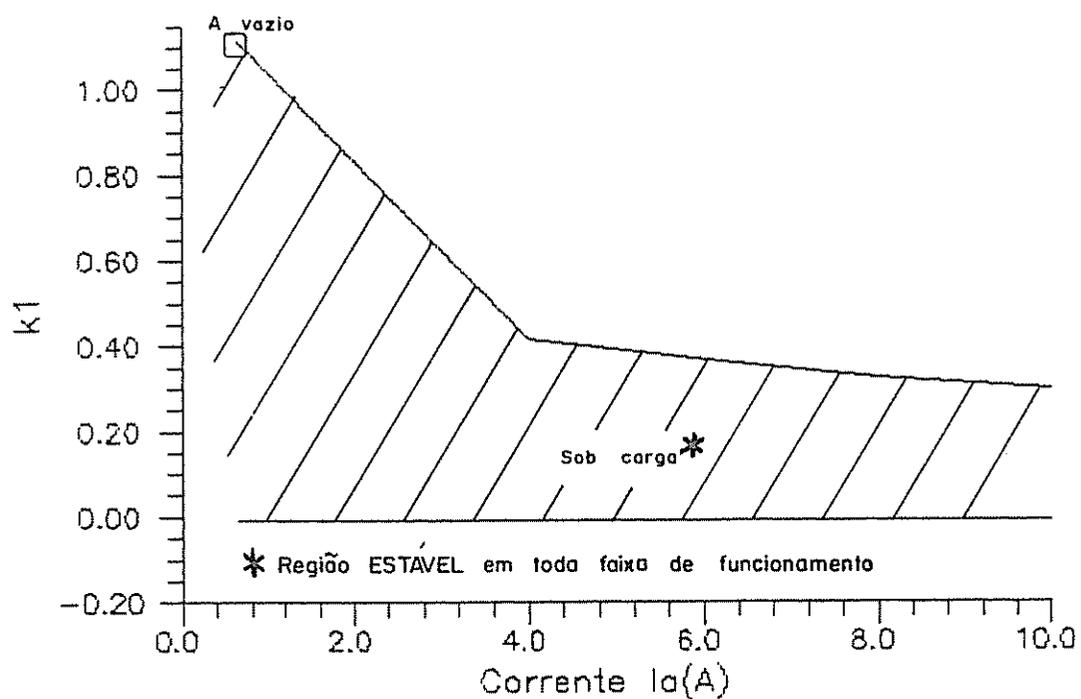


Fig. III.9 - Limites de Estabilidade Impostos aos Ganhos do Regulador PI, em função de  $I_a$ (A)

### III.4 - SIMULAÇÃO DIGITAL DO ACIONAMENTO C.C.

Com a finalidade de se ter uma ferramenta importantíssima no desenvolvimento do projeto do controlador e na avaliação do desempenho do controle de velocidade do acionamento c.c., foi desenvolvido um programa de simulação (GUIMARÃES, 1989). O objetivo básico deste programa é a reprodução real do comportamento do sistema, podendo assim se ter um perfil bastante aproximado das formas de onda do acionamento.

O programa foi desenvolvido em linguagem PASCAL para microcomputador da família IBM-PCXT e compatíveis. Foi desenvolvido de forma estruturada, tendo como base a constituição física do sistema a partir das equações III-2, procurando-se assim reproduzir em sua quase totalidade a estrutura real do acionamento c.c..

Sob o ponto de vista de utilização, o programa consiste basicamente de três partes principais:

- simulação, onde efetivamente o sistema é simulado, sendo que é possível alterar facilmente todos os parâmetros importantes da montagem;
- visualização, onde o operador pode observar mais detalhadamente os resultados das simulações, selecionando as formas de ondas de seu interesse, ampliando as formas de onda ou mesmo se restringindo às regiões das curvas mais relevantes;

- armazenamento, que permite o armazenamento dos resultados de uma simulação em arquivos para uso posterior.

A primeira parte do programa encarregada da simulação do sistema foi dividida nos itens que são relacionados abaixo e ilustrados pelas telas correspondentes do programa, nas páginas seguintes:

- <1> PARÂMETROS DO MOTOR
- <2> PARÂMETROS DA ALIMENTAÇÃO
- <3> PARÂMETROS DO CONTROLADOR
- <4> OPÇÕES DE SIMULAÇÃO
- <5> VARIÁVEIS PARA SAÍDA NO VÍDEO
- <6> SIMULAÇÃO
- <0> MENU PRINCIPAL

• PARÂMETROS DO MOTOR de corrente contínua:

SIMULAÇÃO DE MCC-EI ALIMENTADO POR CONVERSOR DUAL	
PARÂMETROS DO MOTOR	
Resistencia de Armadura ( Ohm )	= ( 2.280 )
Indutancia de Armadura ( mH )	= ( 11.800 )
Tensao Nominal ( V )	= ( 180.000 )
Corrente Nominal ( A )	= ( 10.500 )
Velocidade Nominal ( rpm )	= ( 1750.00 )
Momento de Inercia ( Nm.s <sup>2</sup> )	= ( 0.010 )
Coefficiente de Viscosidade ( Nm.s )	= ( 0.010 )
Conjugado Mecanico ( Nm )	= ( 2.00 )

TECLE ESC , AD FIM DA ENTRADA DE DADOS

Fig. III.10 - Tela do programa de simulação correspondendo ao item PARÂMETROS DO MOTOR

• Parâmetros da ALIMENTAÇÃO:

SIMULAÇÃO DE MCC-EI ALIMENTADO POR CONVERSOR DUAL	
ALIMENTAÇÃO	
Tensão Eficaz da Rede ( V )	= ( 127.0 )
Defasamento Inicial ( graus )	= ( 0.0 )
Frequencia da Rede ( Hz )	= ( 60.0 )
Ângulo de Disparo ( graus )	= ( 93.67 )
Ponte ( Pos. = 1 e Neg. = -1 )	= ( 1 )
TECLE ESC , AO FIM DA ENTRADA DE DADOS	

Fig. III.11 - Tela do programa de simulação correspondendo ao item parâmetros da ALIMENTAÇÃO

• PARÂMETROS DO CONTROLADOR:

SIMULACAO DE MCC-EI ALIMENTADO POR CONVERSOR DUAL	
PARAMETROS DO CONTROLADOR	
Kp	= (0.10000)
Ki	= (0.01000)
Saturacao do Erro ( rpm )	= (2000.00)
Velocidade de Referencia ( rpm )	= ( 970.0)
Angulo Inicial ( graus )	= ( 160.0)
Angulo Minimo ( graus )	= ( 70.0)
Intervalo de Amostragem ( seg )	= (0.00833)
TECLE ESC : AO FIM DA ENTRADA DE DADOS	

Fig. III.12 - Tela do programa de simulação correspondendo ao item PARÂMETROS DO CONTROLADOR

• OPÇÕES DE SIMULAÇÃO:

SIMULAÇÃO DE MCC-EI ALIMENTADO POR CONVERSOR DUAL	
OPÇÕES DE SIMULAÇÃO	
<1> Simulação a partir do ponto zero	Opcao(1)
<2> Continuação da simulação anterior	
Velocidade Angular Inicial ( rpm )	= ( 0.0 )
Tempo Inicial da Simulação ( s )	= ( 0.000 )
Tempo Final de Gravação e Simul. ( s )	= ( 0.500 )
Numero de Pontos a Gerar	= ( 2000 )
Numero de Repetições	= ( 10 )
Intervalo de Integração	= ( 0.0000250 )
TECLE ESC , AD FIM DA ENTRADA DE DADOS	

Fig. III.13 - Tela do programa de simulação correspondendo ao item OPÇÕES DE SIMULAÇÃO



Neste programa as formas de onda podem ser mostradas em relação ao tempo, ou pode-se gerar gráficos de plano de fase como V X I e T X W, por exemplo.

A opção <6>SIMULAÇÃO é o procedimento que inicia a simulação propriamente dita, e permite, durante o seu decorrer, alterar a velocidade angular ou o conjugado de carga, além de possibilitar a impressão do gráfico da simulação para uma primeira inspeção (as formas de ondas citadas acima podem ser acompanhadas no vídeo do computador de acordo com a evolução da simulação).

A opção <0>MENU PRINCIPAL causa o retorno ao início do programa, que contém os seguintes itens:

- <1> PARÂMETROS PARA SIMULAÇÃO (leitura de dados)
- <2> IMPRESSÃO NO VÍDEO (visualização)
- <3> GUARDAR SIMULAÇÃO (armazenamento de dados)
- <4> SISTEMA (saída para o compilador TURBO PASCAL)

Concluída a simulação, os resultados podem ser melhor observados no módulo de visualização, restringindo o interesse às regiões mais importantes das formas de onda sob estudo (de acordo com o objetivo da simulação). A tela correspondente à visualização é mostrada a seguir.

• IMPRESSÃO NO VÍDEO (visualização):

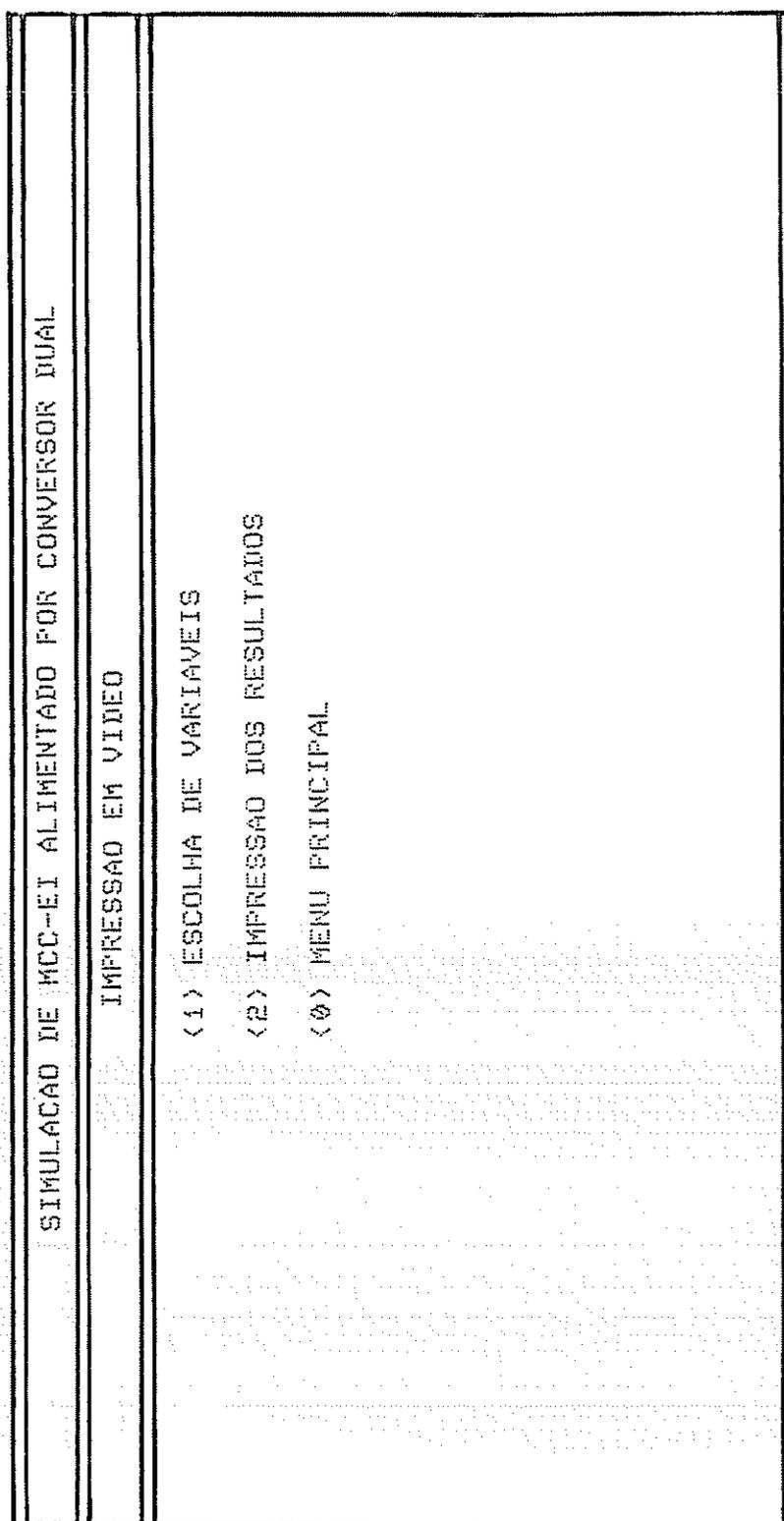


Fig. III.15 - Tela do programa de simulação correspondendo ao item IMPRESSÃO NO VÍDEO (visualização)

Como é possível ter acesso a todos os parâmetros do sistema, pode-se alterar algum ou alguns dos parâmetros, executar uma nova simulação e verificar se o resultado obtido foi satisfatório. Esta característica é especialmente útil para o ajuste fino dos parâmetros do controlador PI.

Como o programa de simulação foi desenvolvido tendo em vista a máxima semelhança com o sistema real, é possível transferir imediatamente os valores ótimos simulados para o programa de controle implantado no microcomputador dedicado DEZ-8085. Naturalmente, alguns refinamentos devem ser feitos.

Além disto, como o programa foi desenvolvido de forma modular, pode-se alterar a estratégia de controle criando-se um novo procedimento. Desta forma, os resultados podem ser vistos imediatamente, reduzindo o tempo de desenvolvimento consideravelmente.

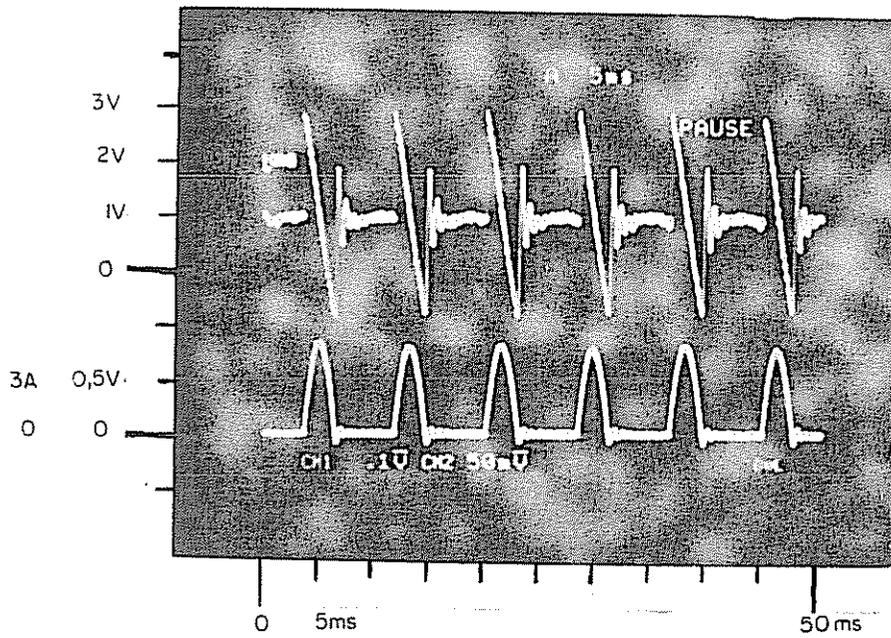
A seguir são mostradas algumas curvas experimentais e de simulação, comprovando a eficiência deste programa.

As Figuras III.16 e III.17 mostram as curvas de tensão e corrente na armadura para duas situações de regime permanente. As escalas adotadas para as figuras são as mesmas e estão registradas ao seu lado.

Na primeira figura é feito um acionamento a vazio,

sendo mostradas as curvas de tensão e corrente na armadura em regime permanente. A velocidade de rotação é de 800rpm. Pode-se notar claramente a descontinuidade da corrente de armadura e o segmento de reta correspondente à f.c.e.m..

Na Figura III-17 também são mostradas as curvas de regime permanente de  $v_a$  e  $i_a$ , mas para um acionamento com carga. A corrente eficaz de armadura tem valor de 7,4A, sendo portanto aproximadamente três quartos do valor nominal de corrente do motor. Pode-se notar que a corrente esta próxima de se tornar contínua. A velocidade de rotação é também de 800rpm. Os resultados de simulação são aproximadamente os mesmos para o acionamento real.

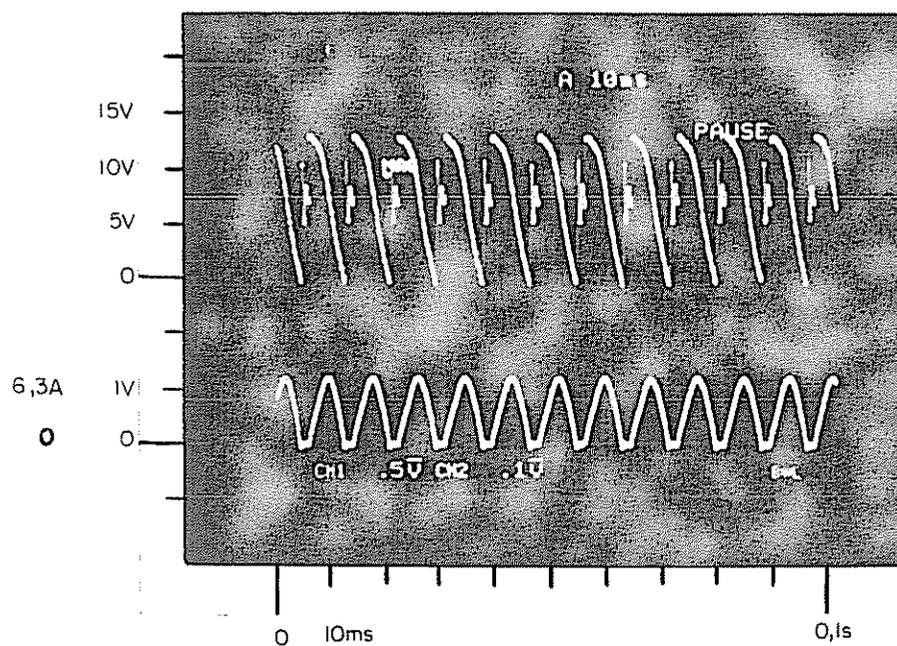


a) Resultado experimental

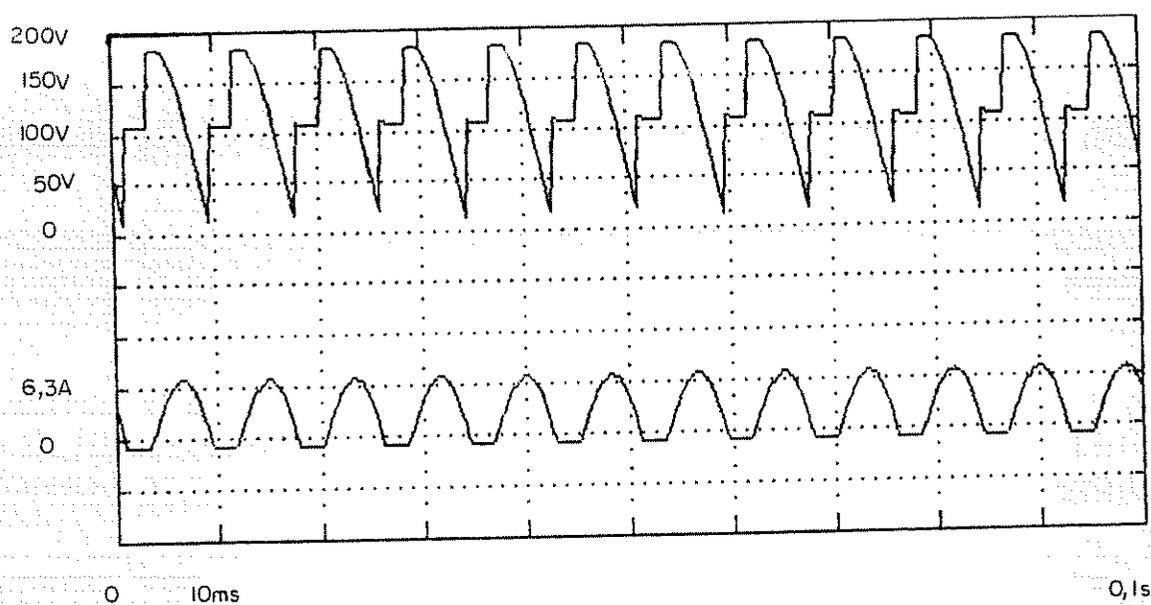


b) Resultado de simulação

Fig. III.16 - Regime permanente a vazio, curvas  $v_a$  e  $i_a$ ,  
 $W_{ref} = 800\text{rpm}$



a) Resultado experimental



b) Resultado de simulação

Fig. III.17 - Regime permanente com carga, curvas  $v_a$  e  $i_a$ ,  
 $W_{ref} = 800\text{rpm}$  e  $I_a = 7,4\text{A}$

## CAPÍTULO IV

### ANÁLISE DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta os resultados experimentais e de simulação digital obtidos com o acionamento c.c. proposto. As figuras procuram ilustrar as características principais do acionamento, tendo sido registradas as formas de onda das variáveis relevantes em cada situação. Os registros experimentais da velocidade de rotação e da tensão nos terminais da armadura foram feitos diretamente à entrada do Captor Eletrônico de Velocidade, ou seja, a um nível menor de tensão. A corrente no circuito foi captada com o auxílio de uma sonda. Todos os resultados experimentais foram obtidos utilizando-se um osciloscópio digital com memória e uma câmera "Polaroid".

Os registros dos resultados experimentais e de simulação a seguir apresentados têm aproximadamente as mesmas escalas. Alguns resultados de simulação, entretanto, mostram somente uma semelhança com os resultados reais obtidos, uma vez que na simulação foram utilizadas apenas as equações III-2 (de tensão terminal da armadura e de conjugado eletromagnético), para se fazer o modelamento do motor c.c..

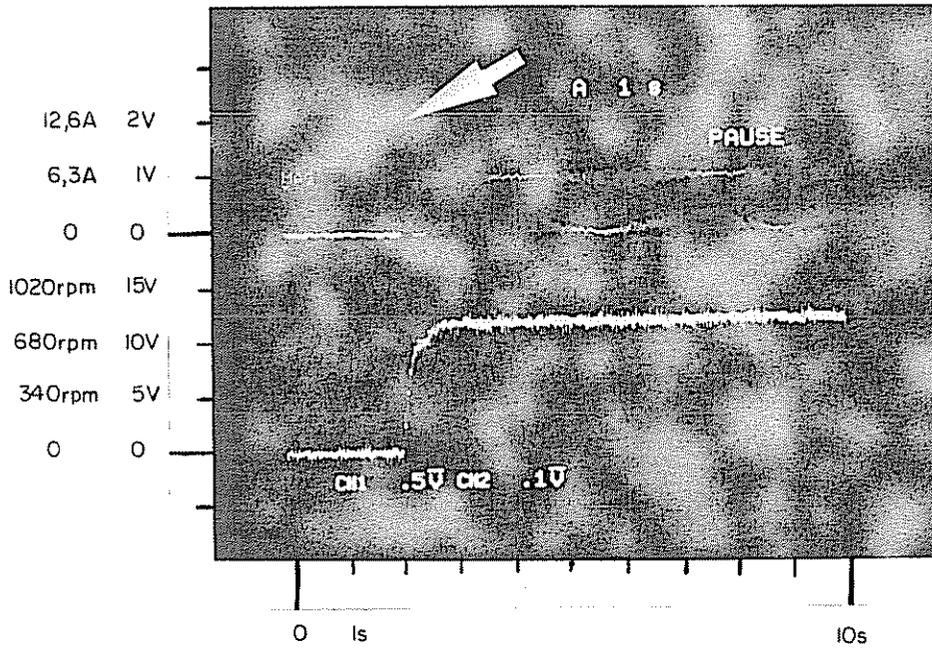
As não linearidades reais existentes no motor foram desprezadas, ao que se atribui algumas diferenças com relação ao acionamento real.

As escalas adotadas nos resultados experimentais e registradas nas fotos são mostradas ao lado das mesmas, bem como as escalas utilizadas nas simulações.

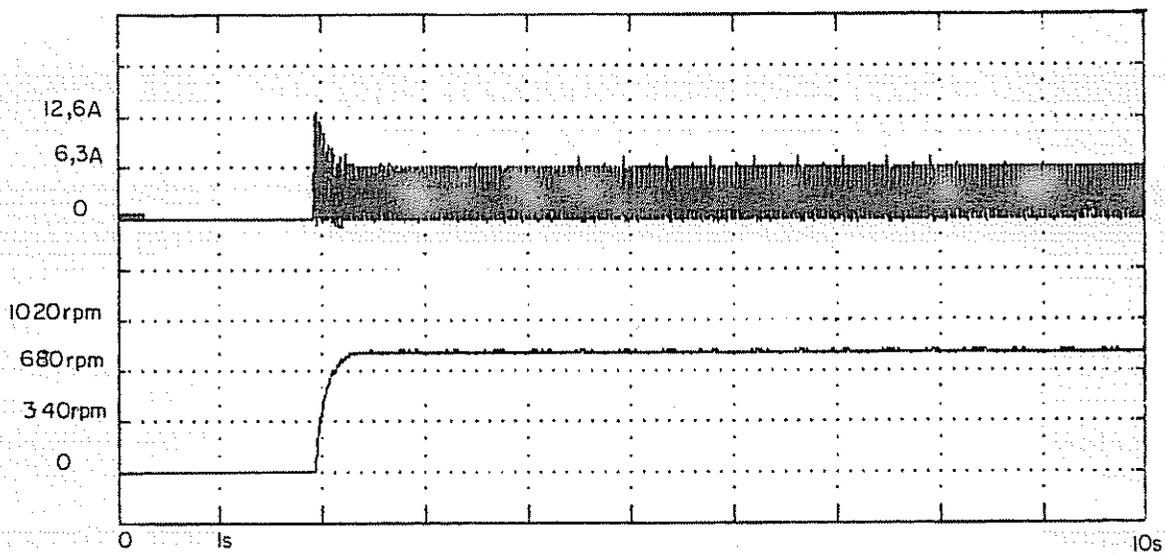
Como a carga é composta de um gerador c.c. e um reostato, temos um conjugado de carga proporcional à velocidade.

Inicialmente as Figuras IV.1 e IV.2 ilustram a operação de partida do acionamento c.c., em carga e com uma velocidade de referência de 820rpm. Na primeira a carga requerida uma corrente de 7,0A ( $I_a \Rightarrow$  R.M.S.) e são mostradas as curvas da corrente de armadura  $i_a$  (valor instantâneo) e  $\omega$  (velocidade no eixo). A referência de velocidade foi atingida e o pico máximo de corrente é de aproximadamente 13A.

Na segunda figura são mostradas as curvas da tensão e da corrente na armadura para uma carga que corresponde a uma  $I_a = 7,2A$ . O pico máximo foi também da ordem de 13A. As simulações mostram as mesmas curvas de forma aproximada.

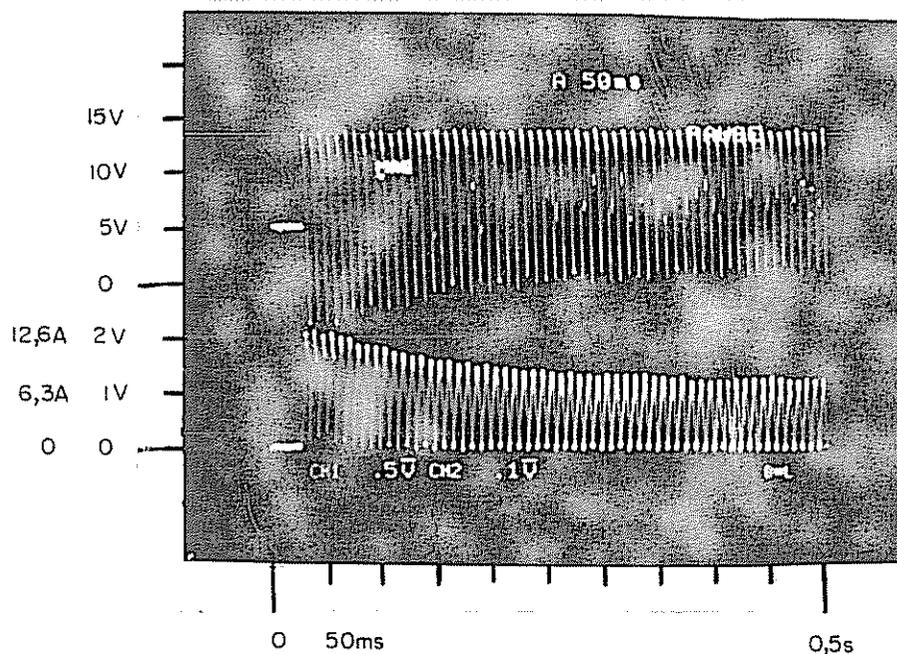


a) Resultado experimental

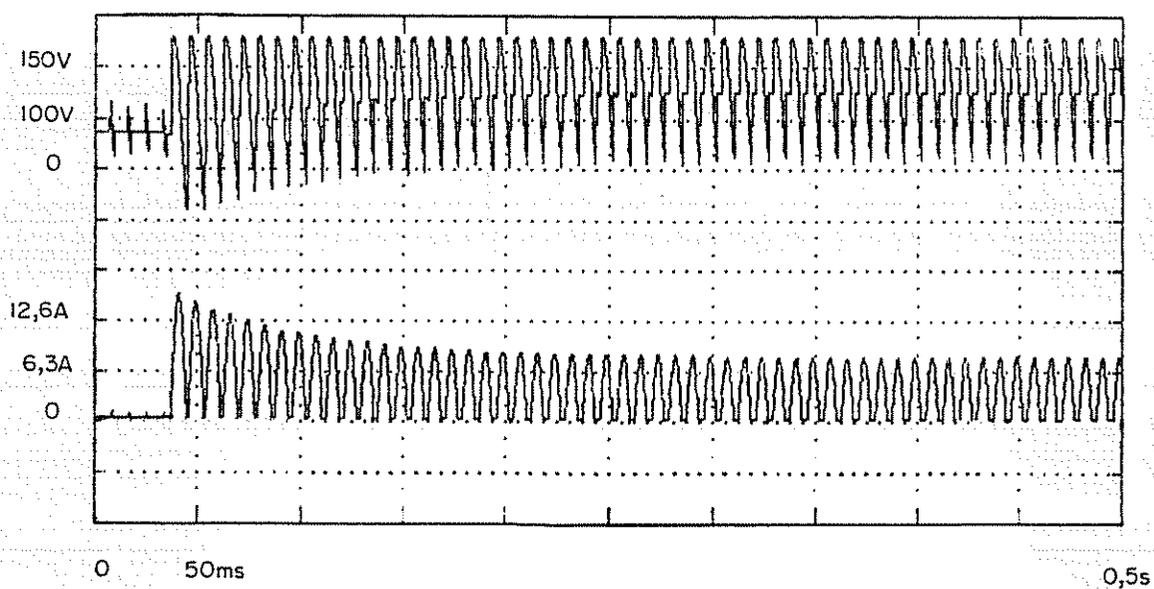


b) Resultado de simulação

Fig. IV.1 - Partida do Acionamento c.c. sob carga:  
 $W_{ref} = 820\text{rpm}$ ,  $I_a = 7,0\text{A}$



a) Resultado experimental



b) Resultado de simulação

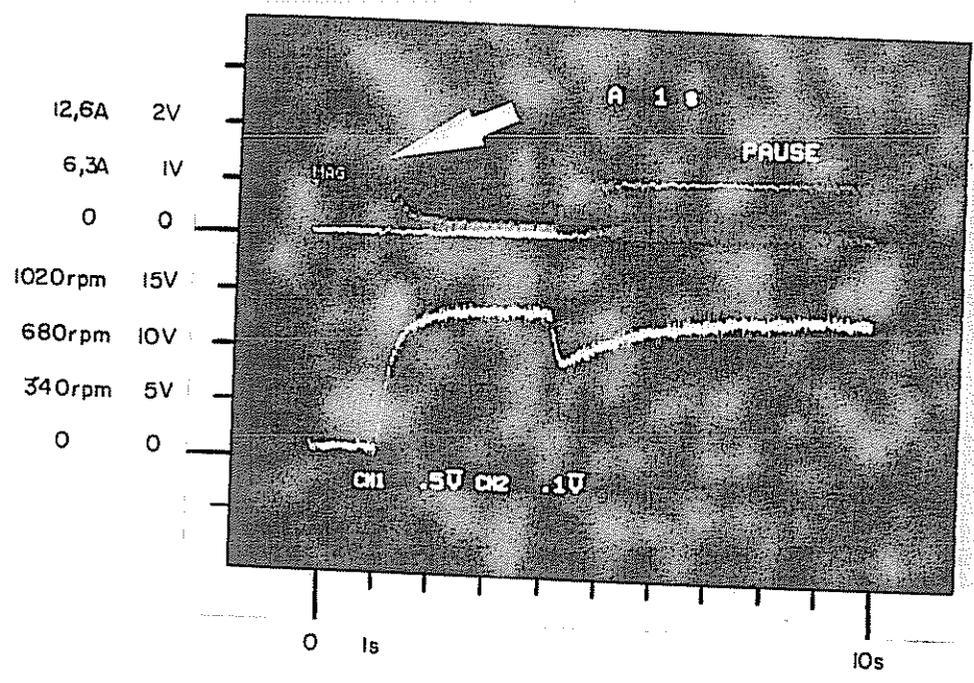
Fig. IV.2 - Partida do Acionamento c.c. sob carga  
 $W_{ref} = 820\text{rpm}$ ,  $I_a = 7,2\text{A}$

As Figuras IV.3 e IV.4 ilustram também a partida do acionamento c.c., embora nas duas figuras as condições iniciais de carga sejam diferentes, sendo que após um pequeno intervalo de tempo é modificada esta situação de carga. A referência de velocidade nos dois casos é de 920rpm.

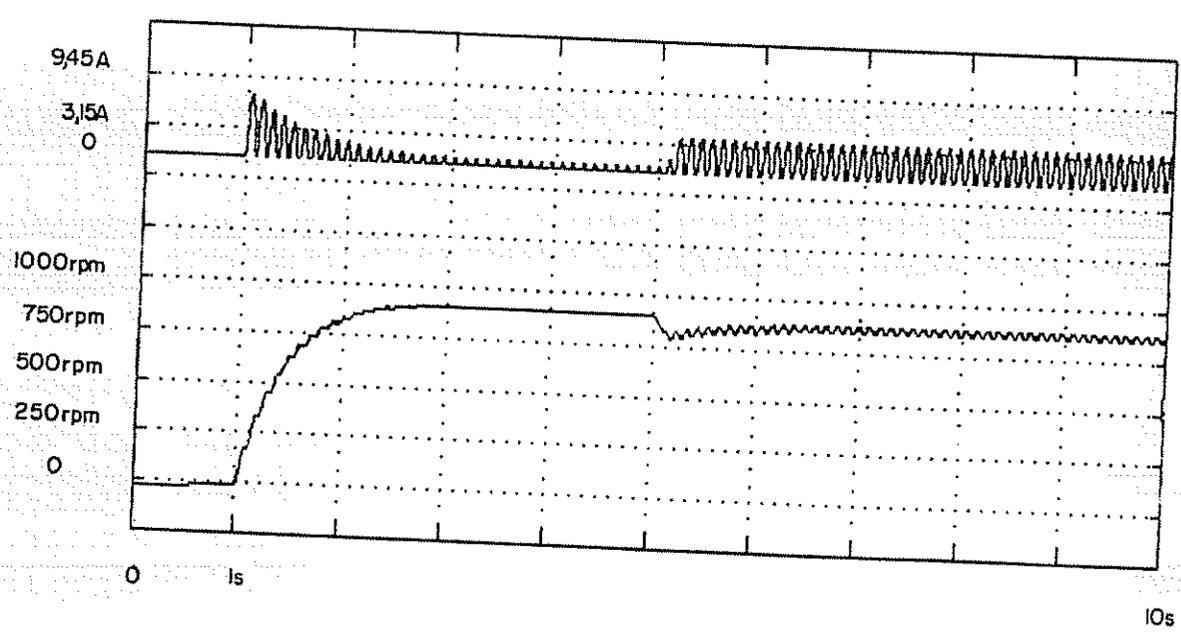
Na primeira figura o motor parte a vazio e quando atinge o regime é introduzida instantaneamente uma carga proporcional à velocidade. O pico inicial de corrente na partida foi da ordem de 7,0A. Já na Figura IV.4 a partida é sob uma carga que requisita  $I_a = 7,0A$  e após um curto espaço de tempo, esta carga é retirada. O pico máximo de corrente na partida foi da ordem de 9,0A.

Na Figura IV.3 o regulador é sintonizado para o regime a vazio e por isto ao introduzir-se a carga, o transitorio resultante não é eliminado rapidamente. Na Figura IV.4, o regulador foi sintonizado para a situação sob carga, ocorrendo oscilações indesejáveis, quando esta foi retirada.

Evidentemente que se o regulador for mantido com seus ganhos fixos, a situação que apresentaria um desempenho aceitável em toda a faixa de velocidades seria aquela intermediária às duas apresentadas acima. Isto significa que o regulador deve ser sintonizado para carga média. Observe-se a Figura IV.5, onde é feito tal ajuste no controlador, para condição de carga a vazio e mesma velocidade de referência. O pico máximo foi de 8A, aproximadamente.

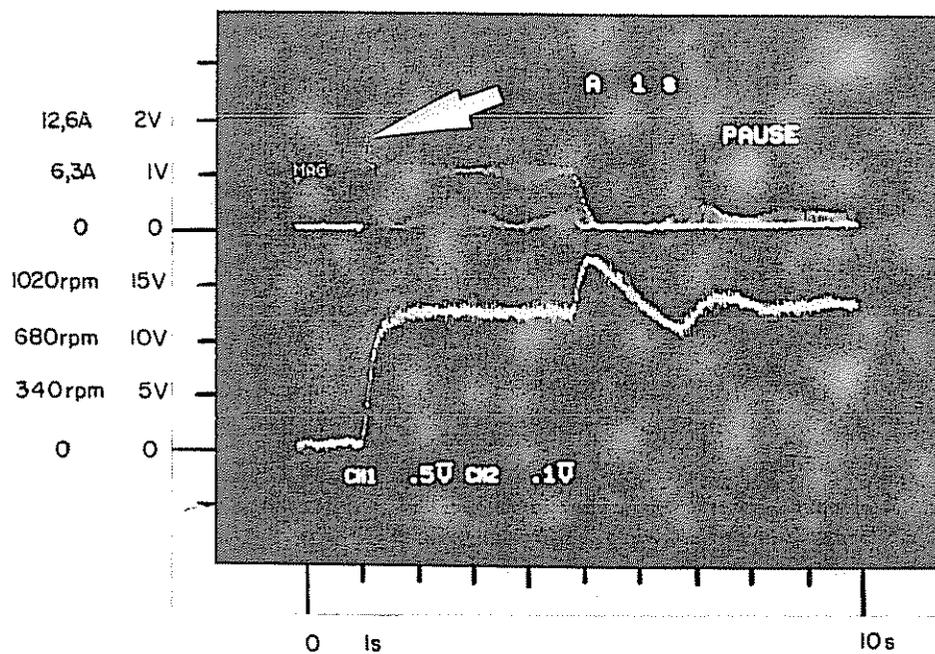


a) Resultado experimental

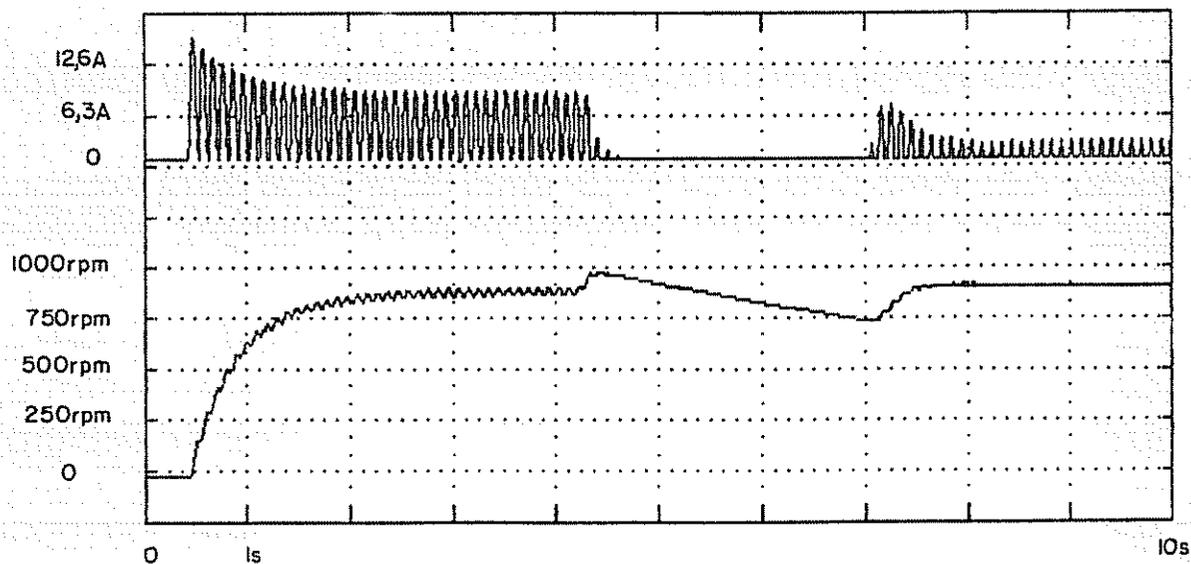


b) Resultado de simulação

Fig.IV.3 - Partida a vazio e variaçao de carga,  $W_{ref} = 820rpm$

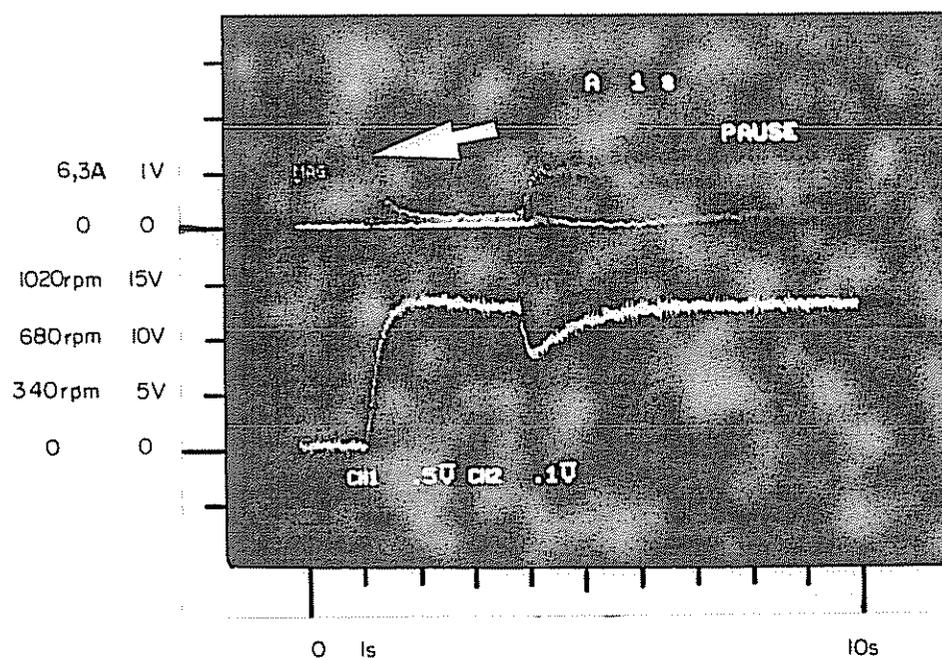


a) Resultado experimental

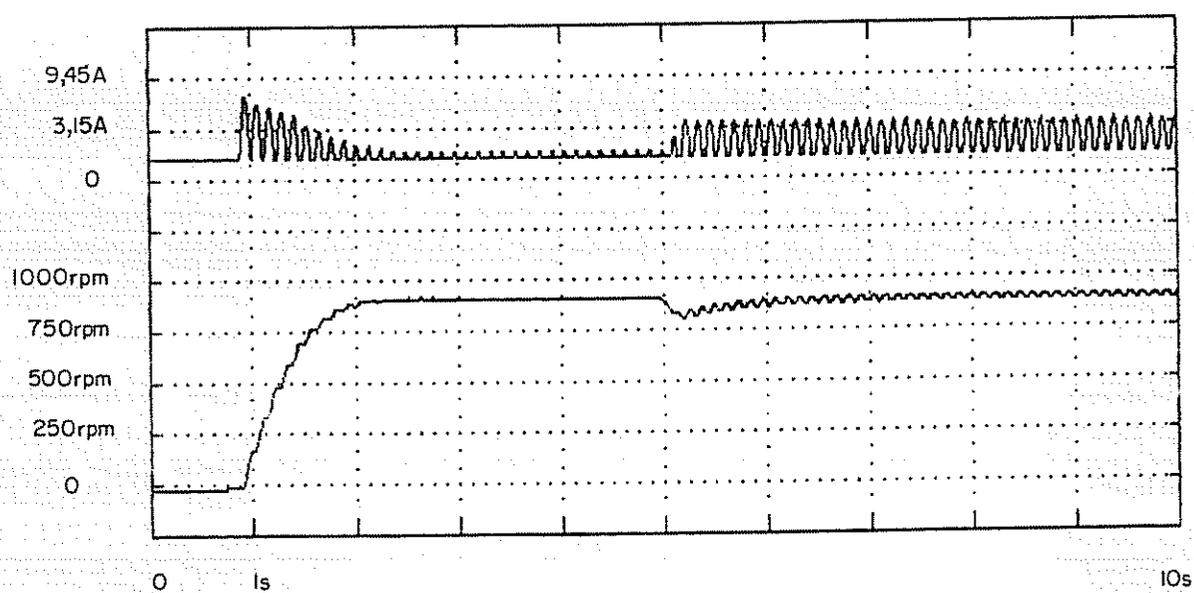


b) Resultado de simulação

Fig. IV.4 - Partida com carga e retirada da mesma,  $I_a = 7A$   
 $W_{ref} = 820 \text{ rpm}$



a) Resultado experimental



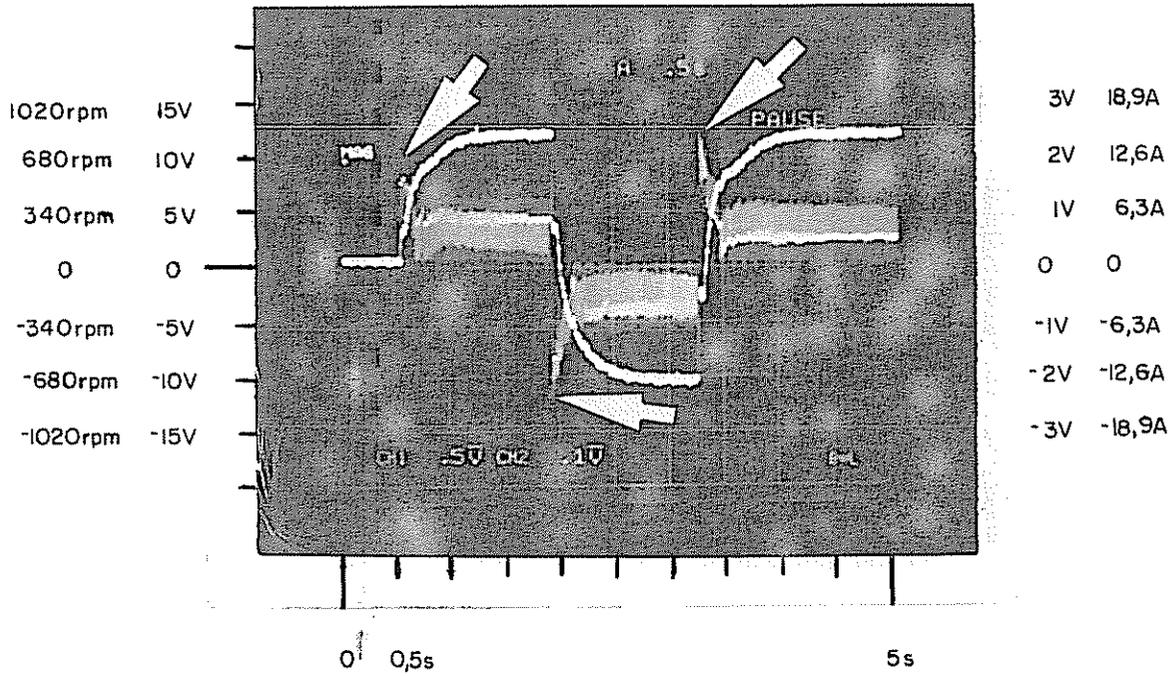
b) Resultado de simulação

Fig. IV.5 - Regulador sintonizado para carga média,  
 $W_{REF} = 820\text{rpm}$

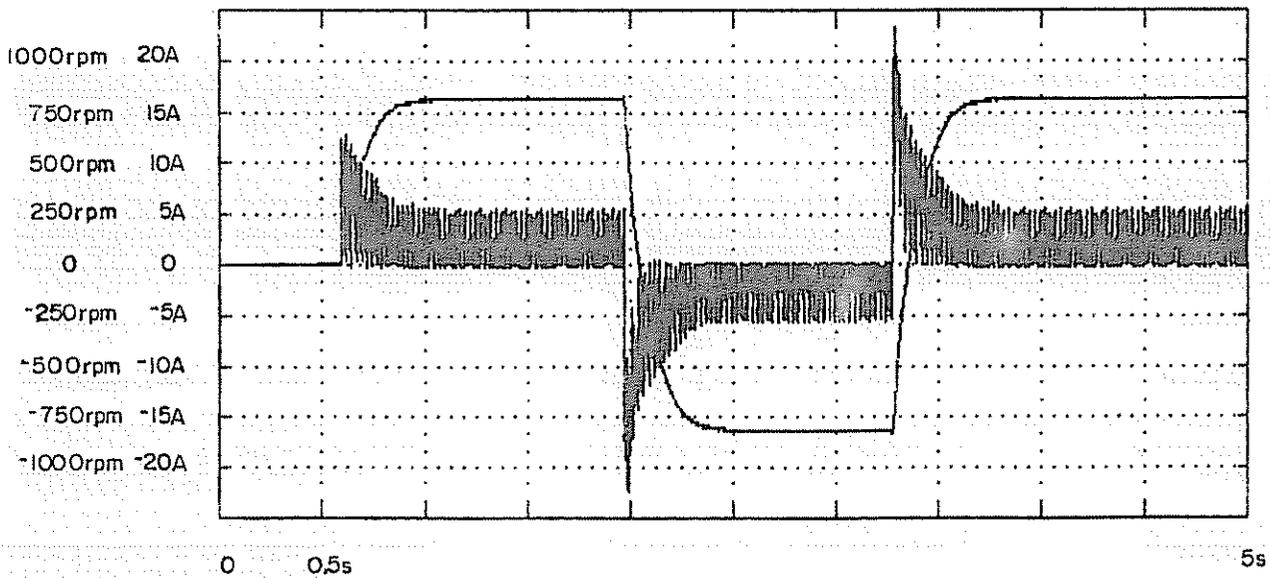
As Figuras IV.6, IV.7 e IV.8 mostram os resultados experimentais e de simulação obtidos para operações de reversão de velocidade, seja o acionamento c.c. feito a vazio ou sob carga.

A Figura IV.6 apresenta uma situação típica de reversão, sendo que inicialmente o motor parte com uma velocidade de referência de 820rpm e uma carga que corresponde a uma corrente  $I_a = 7,2A$ . O pico inicial de corrente foi da ordem de 13A. Logo após faz-se a primeira reversão (para a velocidade de referência de -820rpm) sendo o pico de corrente na reversão de aproximadamente -15A. Faz-se uma nova reversão para 820rpm, correspondendo a um pico de corrente de 15,5A aproximadamente.

Na Figura IV.7 observa-se uma reversão sob carga, sendo  $I_a = 7,4A$ , e  $W_{REF} = 800rpm$ . São mostradas as curvas de  $v_a$  e  $i_a$  com um pico máximo negativo na corrente de aproximadamente -14A. Em IV.8 faz-se uma reversão a vazio para  $W_{REF} = 800rpm$ . O pico máximo de corrente é positivo e da ordem de 15A.

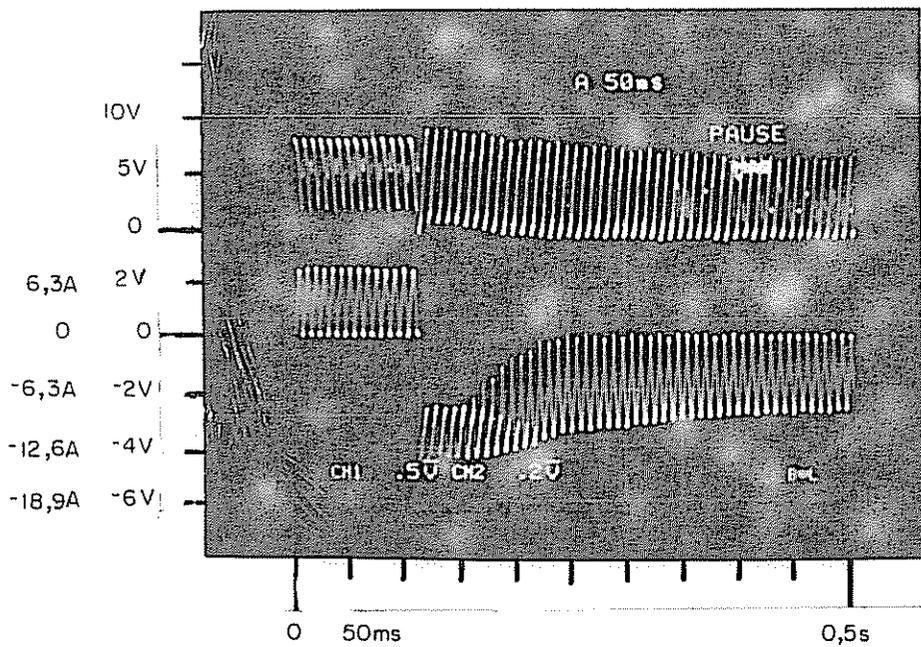


a) Resultado experimental

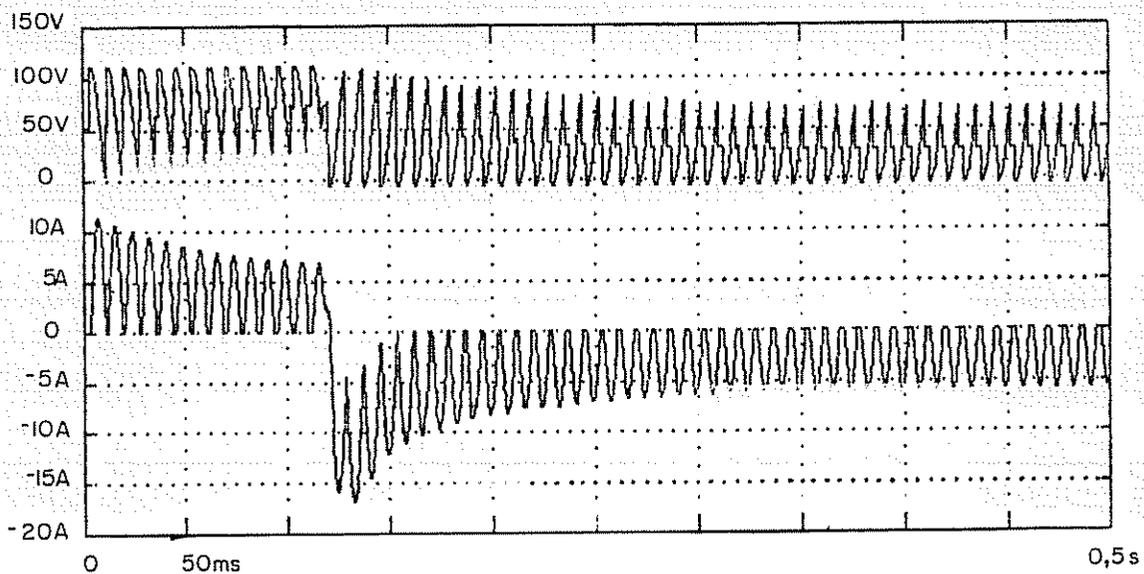


b) Resultado de simulação

Fig. IV.6 - Revesão sob carga,  $W_{ref} = 820\text{rpm}$  (inicial)

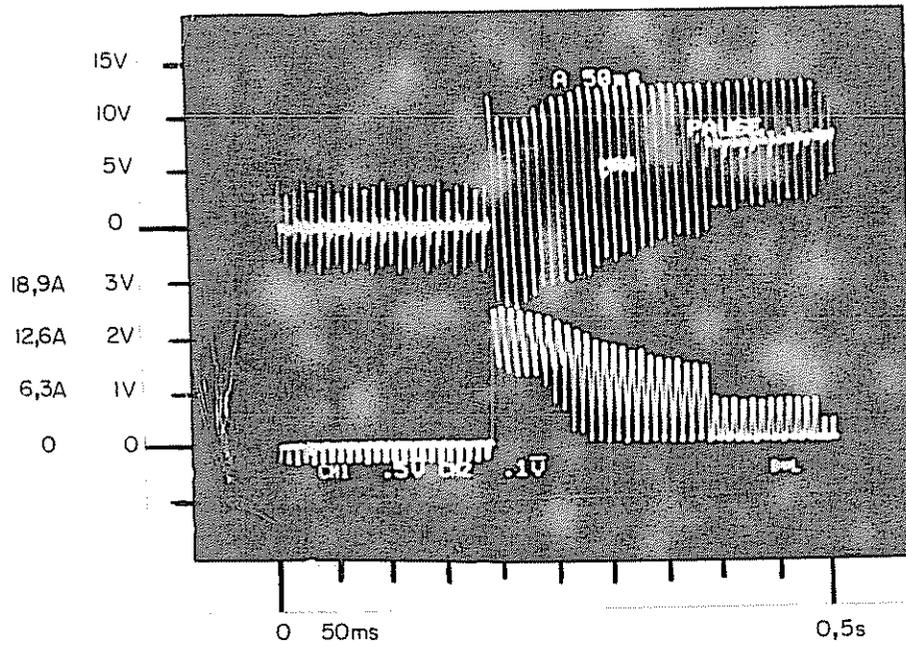


a) Resultado experimental

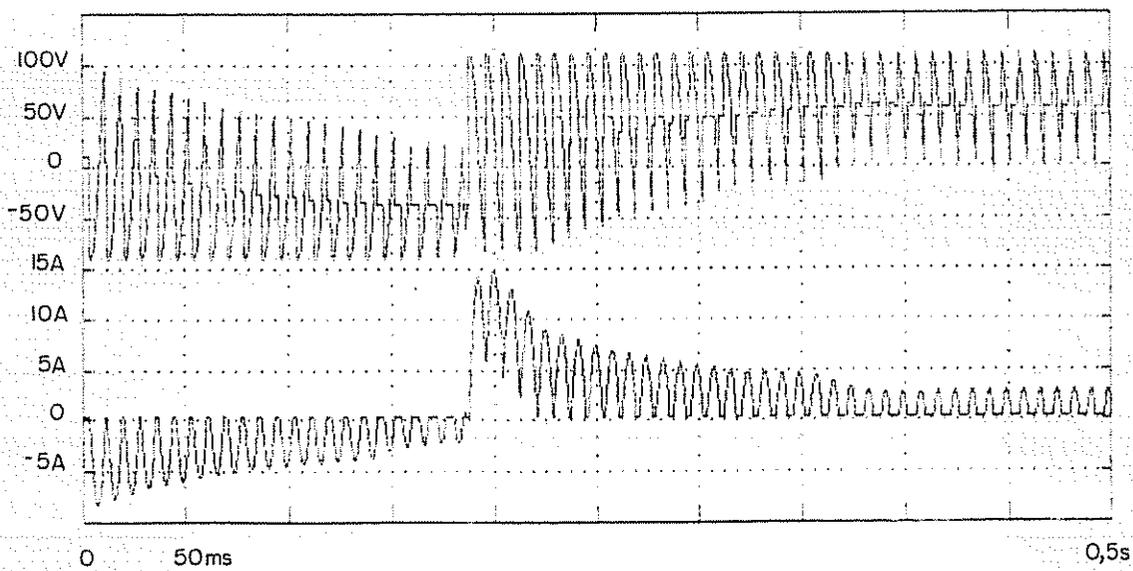


b) Resultado de simulação

Fig. IV.7 - Reversão sob carga,  $W_{ref} = 800\text{rpm}$  (inicial),  
 $I_a = 7,4\text{A}$



a) Resultado experimental



b) Resultado de simulação

Fig. IV.8 - Reversão a vazio,  $W_{ref} = 800\text{rpm}$  (inicial)

A Figura IV.9 mostra a influência da saturação do erro de velocidade sobre o pico máximo de corrente de armadura para situações de partida sob carga. A  $W_{REF} = 820\text{rpm}$ . Para saturação do erro de velocidade em torno de  $820\text{rpm}$  (sem saturação) o pico máximo de corrente foi de  $11,5\text{A}$ . Para uma saturação de  $415\text{rpm}$  tivemos um pico inicial e máximo de  $8,5\text{A}$ . Para uma saturação de  $65\text{rpm}$  o valor inicial foi de  $1\text{A}$ . Observa-se que a evolução da corrente é lenta, não ocorrendo nenhum pico durante o seu crescimento. Esta situação não foi simulada por não representar uma situação de acionamento contínua, e sim, várias partidas em um mesmo registro.

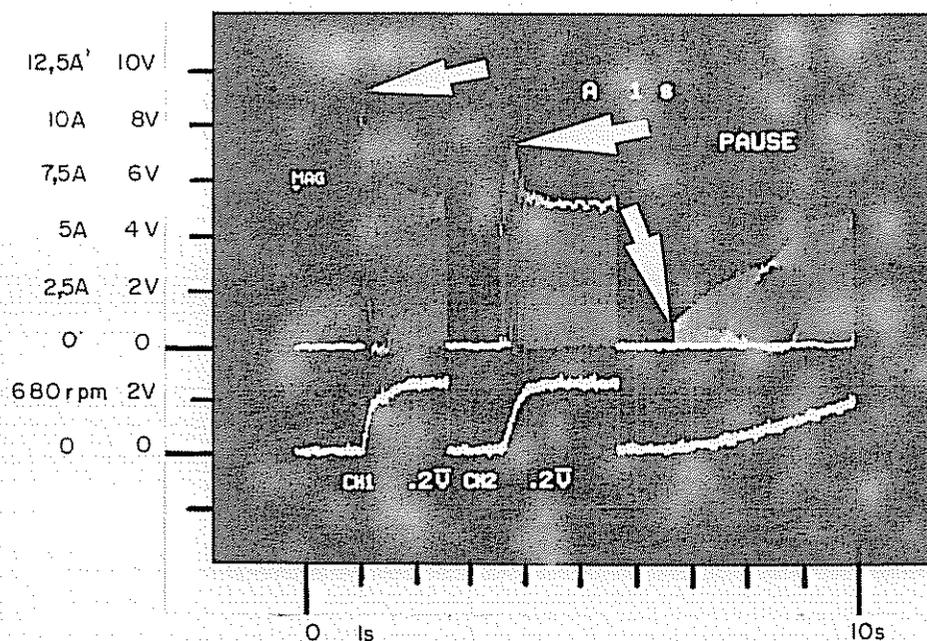


Fig. IV.9 - Influência da saturação do erro de velocidade sobre a corrente de armadura,  $W_{ref} = 820\text{rpm}$

Neste capítulo foram mostrados os resultados experimentais e de simulação obtidos, para o algoritmo de controle proposto enfatizando-se o controle direto do conversor, o algoritmo de limitação dos picos da corrente de armadura e o processo de reversão de velocidade do acionamento. O desempenho apresentado está dentro dos limites aceitáveis de tempo de resposta e limite de pico de corrente, para o comportamento dinâmico do motor de corrente contínua, uma vez que foram realizadas com sucesso todas as operações normalmente encontradas nas aplicações industriais. Consideramos que este acionamento c.c., com controle digital, se mostra razoavelmente eficiente sob o ponto de vista de funcionamento nos quatro quadrantes mantendo-se o regulador fixo, podendo ser utilizado na modernização de instalações já existentes.

## CAPÍTULO V

### CONCLUSÃO

Neste trabalho foi apresentado, tanto a nível de simulação como de implementação, o controle digital de um acionamento de corrente contínua.

As principais contribuições deste trabalho são:

- . um controle digital com estrutura de "hardware" mínima e simples, sem comprometer a flexibilidade das diversas tarefas a serem cumpridas pelo acionamento;
- . o funcionamento do acionamento c.c. nos quatro quadrantes da característica conjugado X velocidade, apresentando resultados experimentais e de simulação;
- . ter apresentado desenvolvimento teórico e experimental bastante integrado e eficiente;
- . ter contribuído, em termos de montagem e de experiência, com o GAEEP - Grupo de Pesquisa em Acionamentos Elétricos e Eletrônica de Potência da UFMG.

Em termos de continuidade, pode-se desenvolver a partir deste trabalho um algoritmo de regulação auto-ajustável, simples e que apresente um desempenho ótimo em toda a

faixa de operação do sistema. Quanto ao conversor estático pode-se propor que o acionamento seja feito em regime de condução contínua, no mesmo modo basculamento, e utilizando-se uma sonda de corrente para medir o valor desta variável.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CATÁLOGO: Microcomputador DÍGITUS - DGT-1000, "Hardware" e "Software", Dígitus Computadores e Sistemas LTDA.

DUARTE, J. L. Commande Numérique en Courant et en Vitesse sans capteur D'un Moteur a Courant Continu. Nancy/France, Institut National Polytechnique de Lorraine, 20 de março de 1985. 120p. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica.

DUARTE, J. L., et alli Current and Speed Digital Control of Commutationless dc Drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v.36, n.4, p.480:484, novembro de 1989.

FITZGERALD, A. E., KINGSLEY, C. Jr. Electric Machinery. Tokyo Kogakusha Company LTD. & Massachusetts, McGraw-Hill Book Company INC., 1961, 568p.

GUIMARÃES, F. H. R. Implementação de Algoritmos de Controle em Acionamentos Elétricos - Primeira Parte, Relatório de Iniciação Científica - GAEEP, setembro de 1989.

MENEZES, B. R. Contribution a la Commande Numérique d'une Machine Synchrone Autopilotée. Nancy/France, Institut National Polytechnique de Lorraine, 10 de outubro de 1985. 118p. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica.

MENEZES, B. R., GONCALVES, E.N. Simulação Dinâmica de um Motor Síncrono Alimentado em Corrente. In: VII CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 7, 1988, São Jose dos Campos. Anais São Jose dos Campos: Sociedade Brasileira de Automática, 1988. v. 2, p.556-562.

OLIVEIRA, J.C.R. Controle de Velocidade de Motor de Corrente Contínua Alimentado por Conversor reversível CA/CC. Belo Horizonte, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, EEUFMG, junho de 1980, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.

OSSE, A. L. Regulação por Microcomputador da Velocidade de Motor de Corrente Contínua por Chopper a tiristores. Belo Horizonte, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, EEUFMG, janeiro de 1985, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.

PHILLIPS, C. L., NAGLE, H. T. Jr. Digital Control System Analysis and Design. New Jersey, Prentice-Hall, 1984, 556p.

SEN, P. C. Thyristor DC Drives. Ontario, John Wiley & Sons, 1981, 307p.

SIQUEIRA, M. L. Controle de temperatura de uma Bateria de Fornos Elétricos com Microcomputador. Belo Horizonte, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, EEUFMG, 3 de novembro de 1981, Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.

VIEIRA, A. E. Eletrônica Industrial - Conversores a Tiristores em Comutação Natural, Belo Horizonte, setembro de 1982, Edições COTEC , 120p.