

TESE

661

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ



**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONTROLE DE VELOCIDADE E CORRENTE
PARA MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA
BASEADO EM MICROPROCESSADOR**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

AUTOR: Mario Genshei Sinzato

ORIENTADOR: Prof. Luiz Eduardo B. da Silva

CO-ORIENTADOR: Prof. Valberto Ferreira da Silva

**TRABALHO DE DISSERTAÇÃO APRESENTADO À
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO DA ESCOLA FEDERAL DE
ENGENHARIA DE ITAJUBÁ COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM
CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.**

ITAJUBÁ, JUNHO DE 1991

À minha família, em especial à
minha esposa, Nilza, pelo apoio e compreensão durante a
execução deste trabalho.

Ao Frederico e Felipe, nossos filhos,
para que sirva de incentivo em suas futuras carreiras.

" Podemos nos defender de um ataque,
mas somos indefesos a um elogio. "

SIGMUND - FREUD

1856-1939

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar a DEUS, por vezes tão esquecido neste tipo de trabalho, e que me conduziu durante todo o tempo.

Agradeço à COMPANHIA SIDERÚRGICA NACIONAL (CSN) pela oportunidade da realização deste trabalho, e, ao mesmo tempo, elogio a forma como conduz o treinamento de seus empregados.

Agradeço aos professores da ESCOLA FEDERAL de ENGENHARIA de ITAJUBÁ (EFEI) por terem contribuído para o meu aperfeiçoamento.

Agradeço, de forma especial, ao Prof. Luiz Eduardo Borges da Silva por ter aceito orientar esta tese e fornecido os recursos e ambiente necessários, além do inestimável apoio técnico e do interesse no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Prof. Valberto Ferreira da Silva pelo incentivo e sugestões apresentadas.

Ao Prof. Vantuil Lemos Pinto pelo apoio e amizade demonstrado durante os períodos mais difíceis.

Ao Dr. G.E. April da Escola Politécnica de Montreal pela contribuição dada à tese, no período em que estive na EFEI.

Ao colega e amigo Enio R. Ribeiro pelo envio de artigos importantes do Canadá.

A todos do Laboratório de Eletrônica pela cooperação e amizade demonstrada durante a elaboração da tese.

A todos do Laboratório de Eletrotécnica pelos empréstimos dos equipamentos.

A todos da Biblioteca MAUÁ e BICENGE pela inestimável colaboração na obtenção dos artigos e teses.

A todos do Treinamento da CSN, que sem o seu apoio não seria possível a realização deste trabalho, em especial a Cleide e Equipe.

Aos desenhistas da FUGEMSS que sempre demonstraram a maior boa vontade na elaboração dos desenhos.

Agradeço, também de forma especial, a pedagoga Sueli pelo tratamento dado à apresentação deste trabalho, facilitando e enriquecendo a exposição oral do mesmo.

A todos amigos e colegas que torceram pelo êxito deste trabalho e demonstraram o maior incentivo.

Agradeço a meus pais Genhaku e Helena, exemplos de pessoas, que iniciaram este trabalho.

Finalmente, um agradecimento a todos, que de alguma forma colaboraram para o êxito deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho descreve os circuitos e algoritmos usados no conversor a tiristor controlado por microprocessador para a implementação de uma malha de regulação de velocidade e corrente para motores de corrente contínua.

O conversor consiste de uma ponte trifásica tiristorizada com controle digital usando o microprocessador MC6809 da Motorola.

O algoritmo foi verificado experimentalmente e mostrou-se muito rápido, preciso e a estratégia de disparo equidistante dos tiristores faz com que o sistema seja independente da frequência da rede.

Os detalhes da implementação do sistema e os resultados obtidos serão apresentados.

Também serão analisados os algoritmos digitais de controle e a implementação dos reguladores de corrente e velocidade tipo proporcional-integral (PI) para motor de corrente contínua.

Os resultados experimentais são comparados com os resultados obtidos por simulação baseado na Transformada Z.

Este trabalho visa tornar-se um suporte para o desenvolvimento de controles mais elaborados tipo auto-adaptativo, *dead beat* ou algoritmo de predição, para melhoria dos sistemas de controle e possível aplicação industrial.

ABSTRACT

This work describes the circuits and algorithms used in a microprocessor-controlled AC/DC thyristor converter to implement a closed-loop current source and speed regulator.

The convertor consist of the three phase bridge circuit with digital control using Motorola MC6809 microprocessor.

The algorithm is experimentally verified and is found to give a very fast, precise, and equidistant control of the thyristor triggerings, making the system insentive to supply frequency variation.

Overall system implementation and response will also be discussed.

A speed and current controls schemes with proportional-integral (PI) control algorithms are presented for a 1 HP dc motor and tested experimentally.

Results are reported and compared with theoretical performance based on Z-transform analysis to obtain optimum parameters.

The object of this work is to support the development of novel schemes which contributes to improve the performance of the speed regulator for industrial control system such as autoadaptive control, *dead beat* or predictor algorithm.

ÍNDICE

Introdução..... pag.1

CAP.1- Estratégia de disparo de pontes tiristorizadas com microprocessadores	10
1.1- Retrospectiva dos métodos de disparo existentes.....	10
1.2- Método de disparo equidistante	13
1.3- Implementação do <i>hardware</i>	18
2.3.1- Microcontrolador.....	18
2.3.2- Lógica externa.....	21
2.3.3- Amplificadores de pulso.....	23
2.3.4- Detetor de zero.....	25
1.4- Implementação do <i>software</i>	26
1.4.1- Sequência de inicialização.....	27
1.4.2- <i>Loop</i> de espera.....	27
1.4.3- Interrupção pelo temporizador de 60 graus.....	27
1.4.3.1- <i>Reset</i> e inibição de pulso.....	28
1.4.3.2- Leitura do valor de referência.....	30
1.4.3.3- Cálculo dos intervalos.....	30
1.4.3.4- Preparo do próximo disparo.....	32
1.4.3.5- Erro de fase.....	36
1.4.4- Interrupção pelo detetor de zero da rede.....	39
1.4.5- Precisão dos ângulos de disparo.....	40
1.5- Ensaio dinâmico.....	40
CAP.2.- Estratégia de medida do valor médio da corrente.....	48
2.1- Valor médio da onda retificada.....	49
2.2- Circuito de medida do valor médio	50
2.3- Sistema de aquisição de dados.....	52
2.4- Operação do conversor A/D.....	52
2.5- Operação de leitura.....	55

CAP.3.-Reguladores digitais.....	pag.58
3.1- Algoritmo PID digital.....	60
3.2- Algoritmo PID digital melhorado.....	63
CAP.4.- Regulador digital de corrente.....	65
4.1- Análise transitória da fonte de corrente.....	68
4.2- Implementação do <i>hardware</i>	73
4.3- Implementação do <i>software</i>	75
4.3.1- Sequência de inicialização.....	75
4.3.2- <i>Loop</i> de espera.....	75
4.3.3- Interrupção pelo detetor de zero.....	75
4.3.4- Interrupção pelo temporizador de 60°.....	77
4.3.5- Regulador de corrente tipo PI.....	77
4.4- Ensaio dinâmico.....	80
CAP.5.- Regulador digital de velocidade.....	85
5.1- Medida de velocidade.....	87
5.2- Malha de controle de velocidade.....	88
5.2- Análise transitória da malha de velocidade.....	90
5.3- Implementação do <i>hardware</i>	93
5.4- Implementação do <i>software</i>	95
5.4.1- Sequencia de inicialização.....	95
5.4.2- Geração do tempo de amostragem.....	95
5.4.3- <i>Loop</i> de espera.....	95
5.4.4- Regulador de velocidade tipo PI.....	97
5.5- Ensaio dinâmico.....	98
5.6- Limitação de corrente.....	105
5.7- Implementação do limite de corrente.....	106
CAP.6- Conclusões e extensões.....	110

Apêndice A - Função de transferência do motor DC.....pag.115

Apêndice B - Listagem do programa de disparo.....125

Apêndice C - Listagem do programa de regulação de corrente....137

Apêndice D - Listagem do programa de regulação de velocidade..145

Referência Bibliográfica.....151

ÍNDICE DE FIGURAS

fig.1. - Diagrama em blocos do conjunto experimental.....	pag.06
fig.2. - Estratégia de alteração do ângulo de disparo de 30 para 100°.....	16
fig.3. - Estratégia de alteração do ângulo de disparo de 165 para 0°.....	17
fig.4. - Diagrama esquemático do microcontrolador.....	19
fig.5. - Cartão do microcontrolador.....	20
fig.6. - Circuito de interface micro-tiristor.....	22
fig.7. - Circuito de disparo.....	23
fig.8. - Circuito de disparo e ponte de tiristores.....	24
fig.9. - Circuito detetor de passagem por zero.....	25
fig.10- Fluxograma da lógica de comando de disparo.....	29
fig.11- Fluxograma da estratégia de determinação dos intervalos de disparo.....	34
fig.12- Estratégia de disparo para variação do ângulo de 165 para 30°.....	35
fig.13- Modelo da malha PLL.....	36
fig.14- Resposta temporal do circuito PLL para K=1.....	37
fig.15- Resposta temporal do circuito PLL para K=1/4.....	38
fig.16- Gráfico de tensão para α variando de 60 para 90°..	41
fig.17- Gráfico de tensão para α variando de 30 para 150°.	42
fig.18- Gráfico de tensão para α variando de 150 para 15°.	43
fig.19- Forma de onda de PB7	44
fig.20- Gráfico de tensão para α variando de 15 para 60°..	45
fig.21- Gráfico de tensão, corrente e referência para α variando de 15 para 100°.....	46
fig.22- Estratégia de medida.....	47
fig.23- Comportamento dos integradores.....	51
fig.24- Diagrama elétrico do circuito de medida.....	53
fig.25- Sequência ilustrativa do início de uma conversão A/D.....	54

fig.26-	Diagrama de ligação do conversor A/D (ADC0800).....	56
fig.27-	Diagrama de ligação do conversor A/D (ADC0808).....	57
fig.28-	Diagrama em bloco do computador na malha	62
fig.29-	Diagrama em blocos do acionamento da máquina DC com regulagem em velocidade e corrente.....	67
fig.30-	Diagrama em bloco da fonte de corrente.....	68
fig.31-	Resposta a degrau da malha de corrente.....	72
fig.32-	Diagrama esquemático da fonte de corrente.....	74
fig.33-	Fluxograma do algoritmo do regulador PI e sincronismo.....	76
fig.34-	Fluxograma do algoritmo do regulador PI.....	78
fig.35-	Conversão da saída do regulador.....	80
fig.36-	Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente para $K_p=21$ e $K_i=2$	81
fig.37-	Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente para $K_p=80$ e $K_i=1$	82
fig.38-	Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente com rotor travado, $K_p=21$	83
fig.39-	Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente com rotor travado, $K_p=128$	84
fig.40-	Malha de regulação de velocidade.....	88
fig.41-	Diagrama em bloco do regulador de velocidade e corrente para motor de c.c.....	90
fig.42-	Resposta a degrau para $K_p= 32$ e $K_iT= 0,5$	92
fig.43-	Malha de controle de velocidade.....	94
fig.44-	Fluxograma da lógica de regulação de velocidade.....	96
fig.45-	Resposta da malha de velocidade para referência variando em degrau, para $K_p= 32$ e $K_i= 0,5$	99
fig.45a-	idem, para $K_p= 32$ e $K_i= 1/8$	100
fig.46-	idem, para $K_p= 64$ e $K_i= 1$	101
fig.47-	Resposta da malha de velocidade para referência variando em degrau para $K_p= 64$ e $K_i= 4$	102
fig.48-	Resposta de corrente da malha de velocidade para $K_p= 224$ e $K_i= 1$ e $K_p= 21$ e $K_i= 2$	103
fig.49-	Resposta de corrente da malha de velocidade para o rotor travado.....	104

fig.50- Atuação do limite de corrente na malha de velocidade para $I_{max}= 2A$ e $I_{final}= 1,5A$	108
fig.51- Atuação do sistema intervencionista no limite de corrente na malha de velocidade.....	109
fig.52- Representação esquemática de um motor de c.c. de excitação independente.....	116
fig.53- Diagrama em blocos do motor de c.contínua.....	118
fig.54- Gráfico da desaceleração do motor.....	119

LISTA DE TERMOS

- B - coeficiente de atrito viscoso
- Cn- valor de saída do processo
- DELTA- intervalo entre dois disparos sucessivos
- DALPHA- diferença entre o valor de referência do ângulo e o valor em curso
- Ea- força contraeletromotriz
- Eac- tensão eficaz entre as fases A e C
- Em - tensão máxima entre fases
- e_n - erro entre o valor de referência e o valor realimentado
- e_v - valor instantâneo da tensão alternada
- G - função de transferência
- H - valor de realimentação
- I - corrente média
- i_a - corrente instantânea da armadura
- i_{ex} - corrente média do campo do motor
- I_{cc} - corrente de curto-circuito da ponte tiristorizada
- Ilim - corrente limite do motor
- Imax - valor de referência limite
- J - momento de inércia
- j - índice
- K - ganho
- Kp - ganho proporcional do regulador
- Ki - ganho integral do regulador
- Kd - ganho derivativo do regulador
- Kh - ganho do bloco de realimentação
- Kv - ganho do regulador de velocidade
- Km - constante da fcm do motor
- Kt - constante de torque do motor
- La - indutância do enrolamento de armadura
- Lb - indutância da bobina de alisamento
- L - indutância total

- m - valor da saída do regulador
 N e n - velocidade do motor
 P - potência média elétrica
 R - resistência total
 Ra - resistência do enrolamento de armadura
 r_n - valor de referência
 s - operador de Laplace
 t - tempo
 T - período(da corrente ou de amostragem)
 Ta - torque de atrito
 Te - torque elétrico do motor
 Ua - tensão média de armadura
 Uex - tensão média do campo do motor
 VAC - tensão de corrente alternada
 z - operador e^{ST} (transformada Z)
- α - ângulo de retardo de disparo dos tiristores
 τ_e - constante elétrica do motor
 τ_m - constante mecânica do motor
 γ - ângulo de comutação
- μp - microprocessador
 A/D - análogo/digital
 CPU - unidade central de processamento
 GCA - gerador de corrente alternada
 MCC - motor de corrente contínua
 PLL - *phase locked loop*
 FIRQ - requisição de interrupção rápida
 IRQ - requisição de interrupção
 NMI - interrupção não-mascarável
 EOC - final de conversão (*end of conversion*)
 SOC - início de conversão (*start of conversion*)
 TC - transformador de corrente
 VIA - interface (*versatile interface adapter*)

INTRODUÇÃO

INTRODUÇÃO

As aplicações de microprocessadores em controle de motores tem praticamente 20 anos de história [9], mas tem sido mais utilizado devido ao alto desempenho do *hardware*, redução de custos e rápida aplicação das técnicas desenvolvidas, oferecendo um alavancamento razoável na melhora do desempenho do sistema.

O controlador baseado em microprocessador apresenta muitas vantagens em relação ao controlador convencional, incluindo: alta precisão em velocidades extremamente baixas, faixa larga de ajuste de velocidade [25],[21], diminuição dos desvios devido ao envelhecimento, inerentes aos componentes do sistema, etc.

Para alta produtividade, os equipamentos requerem alto nível de confiabilidade, disponibilidade e manutenibilidade, execução de funções de diagnóstico e monitoração, indicação das condições de operação, deste modo diminuindo o tempo de parada em caso de defeito. Tais funções são facilmente implementáveis em sistemas de controle digitais.

As tendências atuais são os controles adaptativos ou controles autoajustáveis para a obtenção de respostas preestabelecidas ou segundo determinados padrões.

É dentro deste contexto que se propõe, neste trabalho de dissertação de mestrado, a implementação de uma malha de controle de velocidade e corrente para motores de corrente contínua, totalmente digital, com o uso de microprocessadores.

O sistema de controle proposto neste trabalho é composto de módulos independentes quanto as suas funções e realizam as seguintes tarefas: disparo dos tiristores, regulação de corrente, regulação de velocidade e aquisição de dados.

São utilizados para isto três sistemas de desenvolvimento baseados no microprocessador MC 6809, com duas interfaces de entrada/saída de 16 bits cada, conforme mostra a fig.1.

O *software* que compõe o sistema foi desenvolvido em linguagem *Assembler* para fornecer um algoritmo de controle rápido, exigido pelo regulador de corrente e módulo de disparo dos tiristores.

Após a aprovação dos controles individuais, nos sistemas de desenvolvimento, os programas são gravados em memória *EPROM* e os controles passam a ser realizados por placas dedicadas, constituídas somente de *CPU*, memórias *RAM*, *ROM* e *interfaces*.

O conjunto de teste montado é composto de uma ponte tiristorizada (*GRAETZ*) controlando um motor de corrente contínua de 1HP, com excitação independente, acionando um gerador síncrono que alimenta uma carga resistiva.

A apresentação deste trabalho está organizada da seguinte forma: no capítulo 1, apresentam-se os métodos de disparo de tiristores, destacando-se os métodos equidistantes, com o emprego de circuitos PLL (*phase locked loop*).

Foi proposta uma estratégia de disparo equidistante, independente da frequência da rede, através da medição do período da tensão da rede e a sua conversão para ângulo, em graus elétricos. Além disso, o intervalo de tempo entre dois disparos sucessivos pode ser modificado, dependendo do valor de referência do ângulo, para que o valor final seja alcançado no menor tempo possível.

A leitura do valor de referência e obtenção dos intervalos de disparo são feitos entre dois disparos sucessivos, de 15 a 165 graus.

Descreve-se o *hardware* e o *software* para o disparo digital de uma ponte tiristorizada, baseado em microprocessador.

A *interface* entre o microprocessador e o tiristor é feita por fotoacopladores que dispensa a utilização de transformadores de pulsos e fontes independentes para cada tiristor.

As principais vantagens do esquema de disparo são a precisão, a rapidez dos disparos e, pelo fato de ser digital, pode ser interligado diretamente aos reguladores baseados em microprocessadores.

A técnica de disparo equidistante que praticamente elimina a desigualdade dos ângulos de disparo dos tiristores, reduz a geração de harmônicos pares.

Para a unidade de disparo foram obtidos os gráficos das respostas a variações do ângulo de referência para diversos casos, que comprovam a lógica inicialmente proposta.

No capítulo 2 foi proposto um esquema de obtenção do valor médio da corrente da carga, através de dois integradores, cuja medida é feita sem a introdução de atrasos.

Os dois integradores funcionam alternadamente, enquanto um faz a integração do sinal de corrente de saída, o outro memoriza o sinal para leitura do conversor análogo-digital.

Com esta técnica pode-se obter o valor médio da corrente na carga, tanto para o modo de condução contínuo como para o modo descontínuo.

No capítulo 3 são analisados os algoritmos digitais de controle pelo método da equação diferença e Transformada Z. São propostos algoritmos com eliminação de sobrecarga devido a ação integral (*windup*) e algoritmo PID melhorado.

No capítulo 4 são descritas as fases de implementação do regulador de corrente tipo proporcional-integral, obtido pelo método da equação diferença.

Para a simulação da malha de corrente em computador tipo PC, foram deduzidas as funções de transferência do motor, ponte tiristorizada, unidade de disparo e regulador PI de corrente.

A obtenção da resposta a degrau é feita no domínio de Z, como foi dito anteriormente.

A partir das respostas obtidas é possível escolher o melhor desempenho da fonte de corrente.

Em seguida, são feitas as descrições da implementação do *hardware* e *software* do regulador de corrente para o motor de corrente contínua.

Os resultados experimentais são comparados com os obtidos por simulação.

No capítulo 5 são descritas as fases de implementação do regulador de velocidade tipo PI para o motor de corrente contínua, com a malha interna de regulação de corrente descrita no capítulo 4.

Os resultados experimentais são comparados com os resultados de simulação.

Também são analisados os métodos de limitação de corrente por *software* para proteção da carga e acionador contra sobrecarga. Este é acrescentado ao programa principal do regulador e testados os efeitos na malha de regulação de velocidade.

No capítulo 6 são descritas as principais conclusões da implementação do controle baseado em microprocessador para o motor de corrente contínua.

Finalmente, são apresentadas as sugestões consideradas importantes em futuros trabalhos neste tema.

O diagrama em blocos do conjunto montado e as fotos dos equipamentos utilizados são mostrados a seguir.

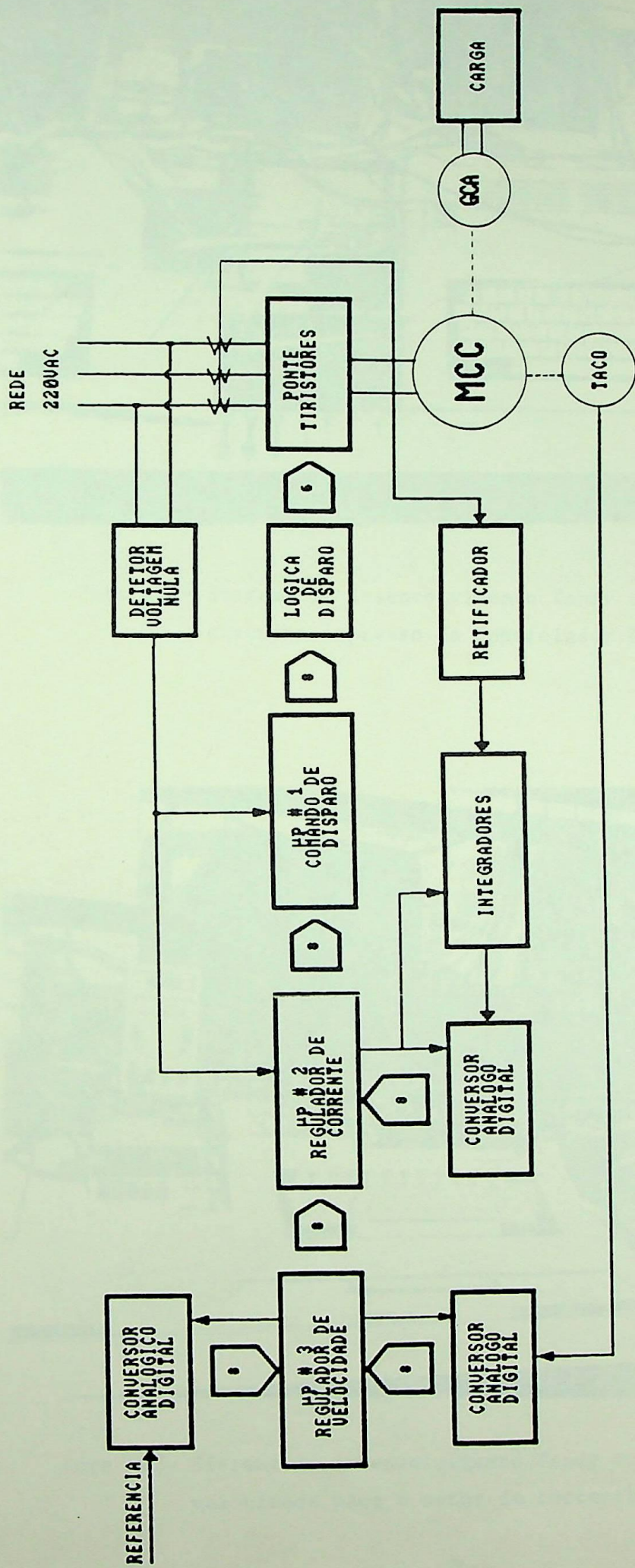


FIG.1. DIAGRAMA EM BLOCOS DO BANCO DE ENSAIO

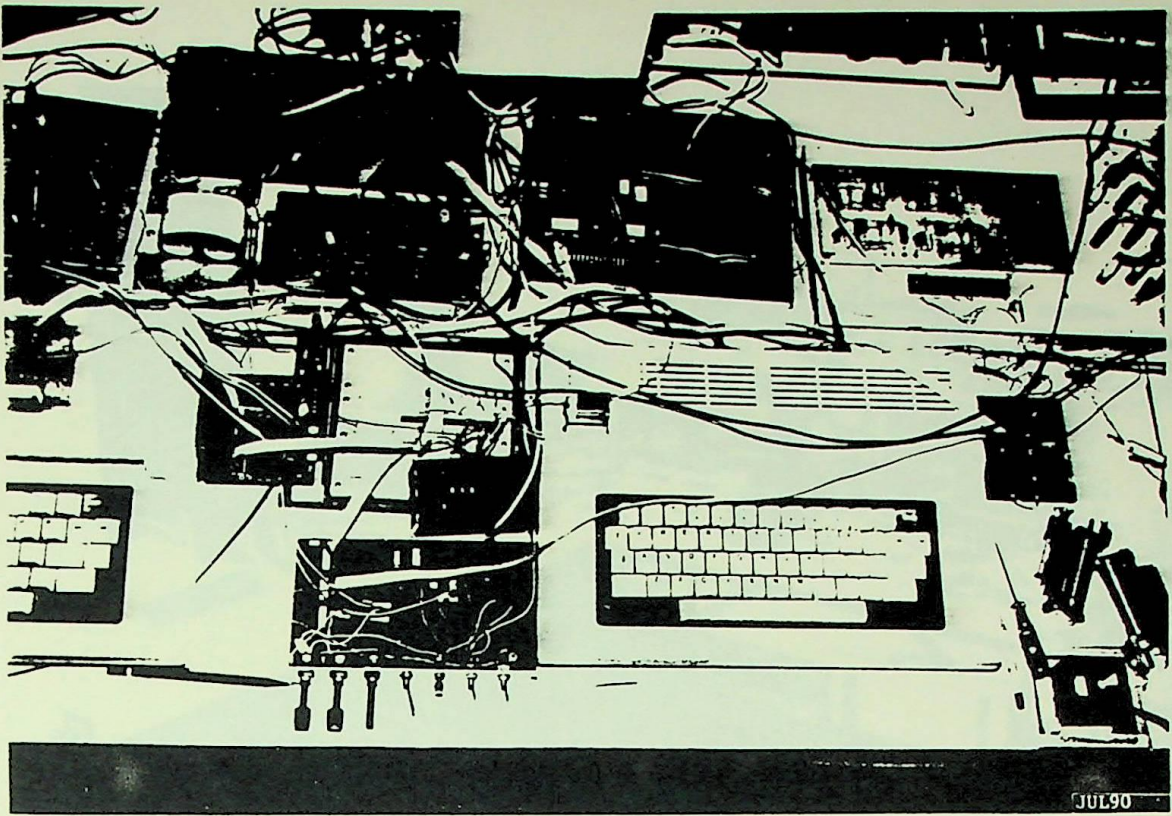


Foto nº1- Sistema de desenvolvimento Tandy com as placas de circuito impresso do Controlador Digital.

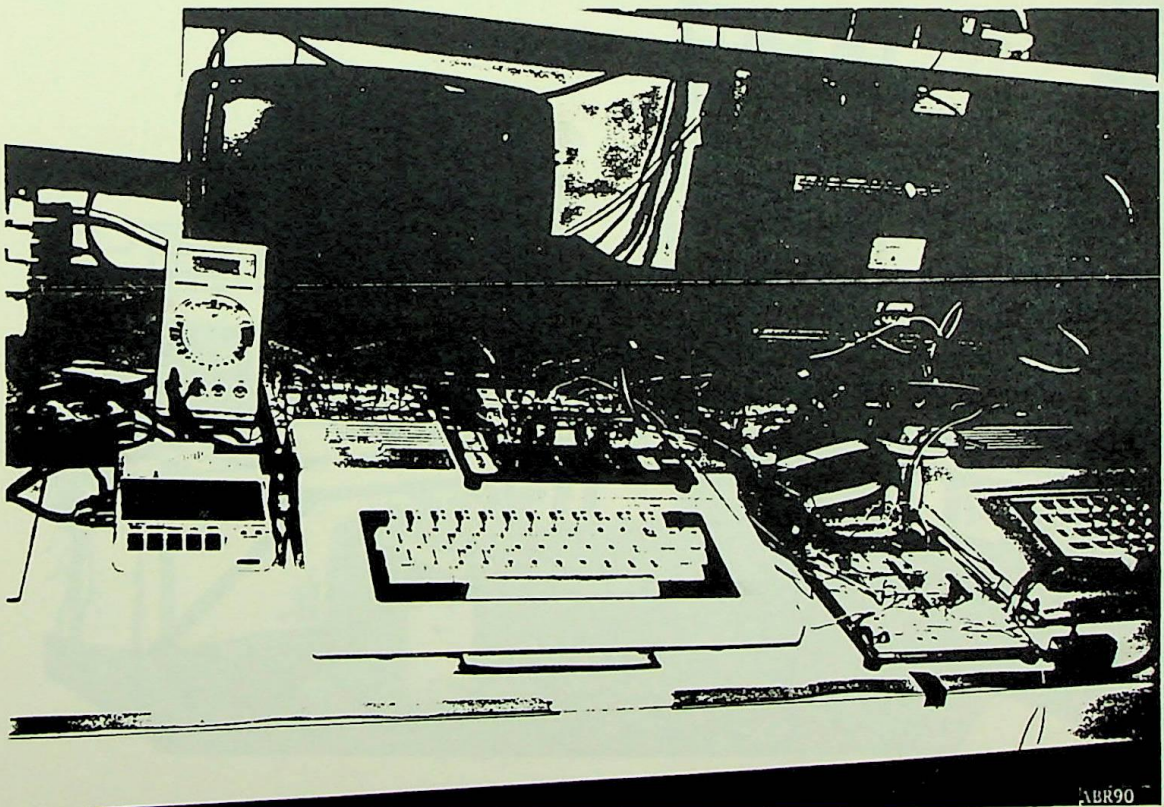


Foto nº2- Sistema de desenvolvimento Tandy do regulador de velocidade para o motor de corrente contínua.

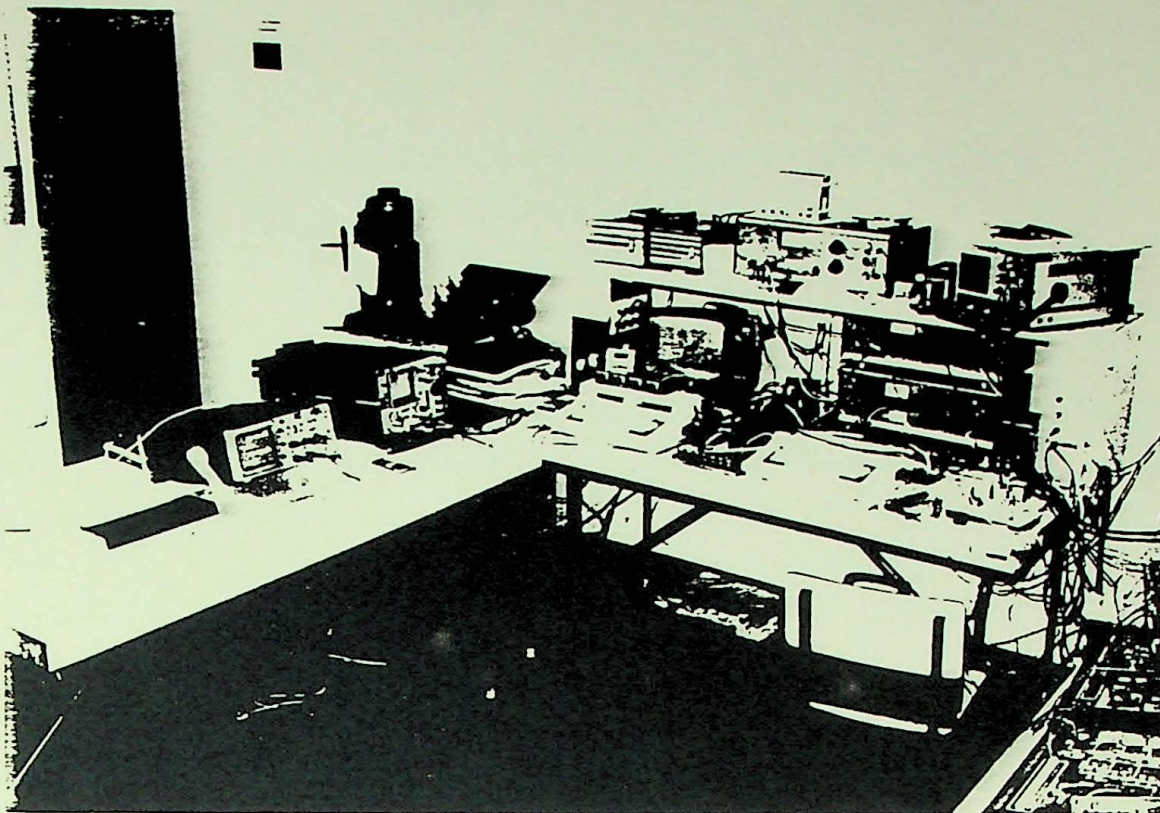


Foto nº3- Vista geral dos equipamentos e componentes do Sistema de Controle Digital.

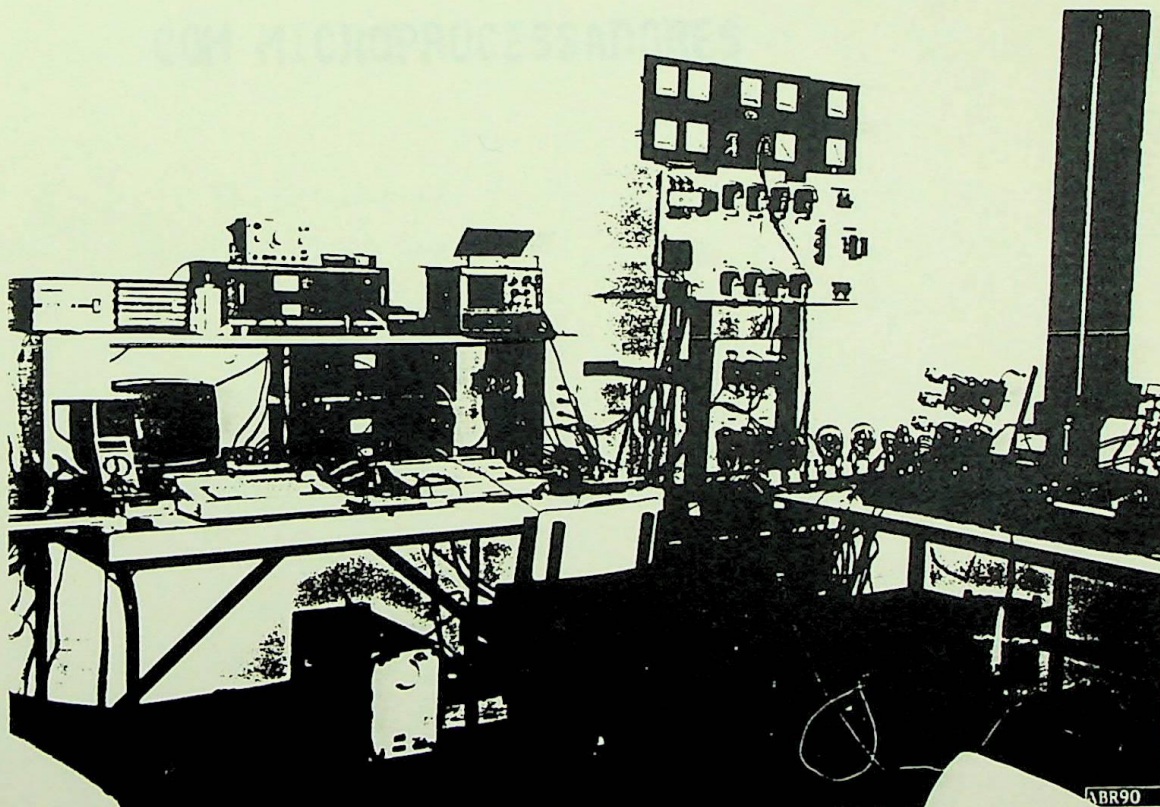


Foto nº4- Vista geral dos Sistemas de desenvolvimento Tandy e Ponte conversora a tiristor.

CAPÍTULO 1

ESTRATÉGIA DE DISPARO

DE PONTES TIRISTORIZADAS

COM MICROPROCESSADORES

1. ESTRATÉGIA DE DISPARO DE PONTES TIRISTORIZADAS COM MICROPROCESSADORES

Neste capítulo são apresentados os métodos de disparos existentes e a implementação de um sistema de controle baseado em microprocessador para controle de pontes trifásicas tiristorizadas.

Foi utilizado o método de comando equidistante com a utilização de PLL (*phase locked loop*), controlado por *software* (SCPLL).

É mostrado que os SCPLL podem oferecer várias vantagens sobre as implementações com *hardware* puro.

A filosofia básica de controle desenvolvida pode ser estendida a uma classe inteira de sistemas de controle de fase, isto é ,cicloconversores,controladores de tensão AC,etc.

2.1-RETROSPECTIVA DOS MÉTODOS DE COMANDO EXISTENTES [1]

A teoria de funcionamento do conversor trifásico clássico (ponte de *Graetz*) é discutida por vários autores, como Moltgen [17] e outros [1], [18]. Os primeiros conversores controlados utilizavam os transistores de uniunção para produzir os atrasos nos disparos dos tiristores envolvidos. Depois, estes foram substituídos por circuitos que empregavam uma combinação de amplificadores operacionais e de transistores bipolares.

Na maioria destes circuitos, um comparador dispara os tiristores quando uma rampa de tensão ou um sinal cosenoidal se iguala a tensão de referência. Depois apareceram os comandos baseados nos circuitos PLL (*phase locked loop*).

Todos estes comandos podem ser divididos em duas grandes categorias :

- comandos individuais
- comandos equidistantes

Os comandos individuais empregam 3 ou 6 circuitos idênticos para produzir os pulsos de disparo.

Cada circuito é sincronizado com a passagem por zero de uma tensão de linha (ou de fase) apropriada e é responsável pelo disparo de um ou um par de tiristores.

O sinal de disparo de cada tiristor é derivado de uma tensão alternada; a menor assimetria entre as tensões de linha acarreta ângulos diferentes para cada tiristor.

Assim, o atraso entre o disparo de dois tiristores sucessivos não é mais de 60 graus para uma ponte trifásica, que irá gerar harmônicas não características nas correntes de linhas, e ondulações assimétricas nas tensões contínuas.

Nas instalações de grande porte, estas harmônicas podem criar problemas maiores como : ruídos, interferências, instabilidades, etc, necessitando de filtros adicionais, dispendiosos e complicados [17],[18].

Estes problemas podem ser eliminados com o emprego de circuitos PLL, que irão produzir pulsos *equidistantes*. Este tipo de comando é, particularmente, bem adaptado às linhas de transmissão em corrente contínua.

O inconveniente principal destes circuitos é a lentidão de sua resposta dinâmica - é difícil se obter tempos de resposta inferior a um ciclo (16,6ms ou 20 ms).

Os comandos com utilização dos microprocessadores começaram a aparecer por volta de 1978 [1].

Uma das primeiras publicações consistia de uma combinação híbrida de um microprocessador e contadores externos sincronizados com a rede e por circuitos PLL.

Os pulsos de disparo eram produzidos quando o conteúdo de um dos contadores se igualava ao ângulo de referência fornecido pelo microprocessador.

Uma abordagem diferente é adotada por outros pesquisadores [48].

Nesses comandos, o microprocessador conta os atrasos elementares, as adições, e quando o tempo requerido é decorrido, dispara os contadores.

A fim de se obter uma precisão aceitável, a sequência que conta os atrasos elementares deve ser executada no menor tempo possível, o que impõe a utilização de microprocessadores rápidos ou a redução do programa empregando expressões mais simples.

A precisão obtida é da ordem de 0,75 a 1,5 graus, nos melhores casos [1].

Neste tipo de comando, o microprocessador não faz mais que substituir os contadores, e esta estratégia se caracteriza por um extremo subaproveitamento das características dos microprocessadores.

A utilização de temporizadores programáveis permitiu a alguns autores eliminarem os loops de contagem [1],[49].

A cada passagem por zero da tensão da rede, um gerador de intervalo é colocado com o atraso necessário para disparar os tiristores no instante correto.

Quando o temporizador, após uma contagem regressiva, chega a zero, o microprocessador é interrompido e os tiristores apropriados são disparados.

A precisão não depende, como nos comandos anteriores, do período de amostragem, nem da precisão dos atrasos programados dentro dos geradores de intervalos.

Pode-se esperar, com esse tipo de comando, uma precisão superior a 0,5 grau. Porém, como cada passagem por zero é detectada, esse comando é classificado como comando individual.

1.2- MÉTODO DE COMANDO EQUIDISTANTE

As características desejadas do comando são: tempo de resposta inferior a 2,78 ms, uma precisão sobre os instantes de disparo superiores a 0,25 graus [1] e um comando do tipo equidistante.

O método de disparo aqui proposto é aplicável às pontes de Graetz (6 tiristores), pontes de Graetz de 7 ou 8 tiristores com algumas modificações.

Este método dificilmente será implantado sem a ajuda de microprocessadores ou minicomputadores.

Dentro dos comandos existentes, os ângulos de disparo são geralmente definidos em sincronismo com a passagem por zero das tensões alternadas.

O valor do ângulo de disparo é modificado em função do intervalo de tempo entre o sinal produzido pelo detetor de passagem da tensão por zero e o disparo de um dado tiristor.

Para o comando equidistante, em regime permanente, os intervalos entre dois disparos sucessivos são aproximadamente de 60 graus.

Durante o transitório, este intervalo não é mais de 60 graus, porém variável, de acordo com a lógica de disparo.

Isto é válido tanto para o comando individual como para o equidistante.

É possível obter uma regulagem mais eficaz do ângulo de disparo, se o intervalo de tempo entre dois disparos sucessivos puder ser modificado antes do momento da passagem por zero da onda de tensão, usada como sincronismo. Esta é a base do método proposto aqui.

Assim, por exemplo, se o intervalo entre dois disparos sucessivos, denominado aqui de *Delta*, é reduzido momentaneamente de 60 para 40 graus, o ângulo de disparo é diminuído de 20 graus, ou, se ao contrário, *Delta* é momentaneamente aumentado para 100 graus, o ângulo de disparo dos tiristores é retardado de 40 graus suplementares.

Este método de comando é ilustrado na fig.2.

Neste exemplo, α passa de 30 para 100 graus quando um intervalo entre dois disparos é aumentado de 60 para 130 graus.

Como foi mencionado anteriormente, é necessário sincronizar os instantes de disparo com as tensões de linha (passagem por zero), pois é impossível obter dos geradores de intervalos programáveis atrasos exatamente iguais a 60 graus. O ângulo α deriva muito lentamente, porém continuamente, do valor de referência.

De tempo em tempo se verifica a necessidade de efetuar correções menores, a fim de manter o sistema em sincronismo com a rede, cuja frequência pode, além disso, mudar ligeiramente.

O erro de fase produzido pela deriva mencionada, pode ser calculado, comparando-se, neste instante, o valor desejado com o atraso decorrido.

O erro assim calculado é utilizado para corrigir o intervalo *Delta* que restabelece o ângulo de disparo ao seu valor exato.

Com este método é possível a obtenção de qualquer valor de α com pequenos atrasos de tempo.

Para aumentar α é necessário aumentar *Delta* da diferença entre o novo valor e o em curso.

O tempo de resposta é, então, essencialmente fixado pelo atraso inerente a todo retardo de fase.

Por outro lado, quando α é diminuído de mais de 60 graus, o processo é feito por etapas sucessivas.

Naturalmente, é muito difícil se obter atrasos negativos, que é o equivalente a se omitir um ou mais disparos de tiristores.

Para evitar conflitos ao nível de lógica, *Delta* deve ter um limite inferior de 15 graus, para o comando descrito acima.

Por exemplo, para variar α de 165 para zero grau (caso extremo e hipotético), é necessário produzir dois intervalos α_c de 15 graus, seguidos de um intervalo de 30 graus e um de 15 graus.

Ao final dos quatro intervalos, 75 graus depois, α terá alcançado o valor desejado.

Mesmo que uma diminuição de 165 graus requeira quatro intervalos, ele não demora mais que o caso inverso (aumento de 165 graus no ângulo), que é feito em uma única etapa de 165 graus.

Esta lógica é mostrada na fig.3.

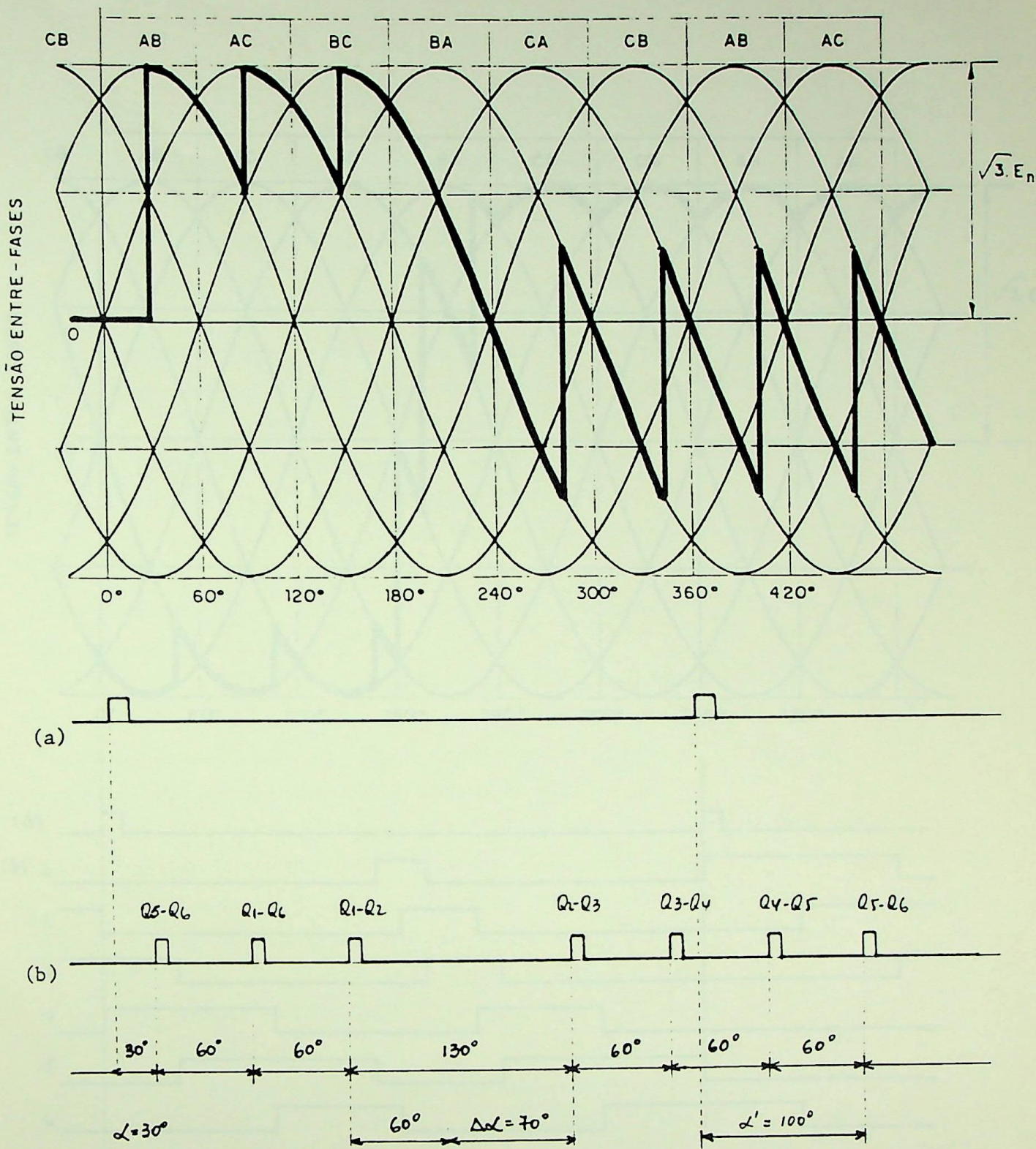


fig.2. Estratégia de alteração do ângulo de disparo de 30 para 100°

(a) Pulsos de passagem por zero

(b) Tiristores a serem disparados.

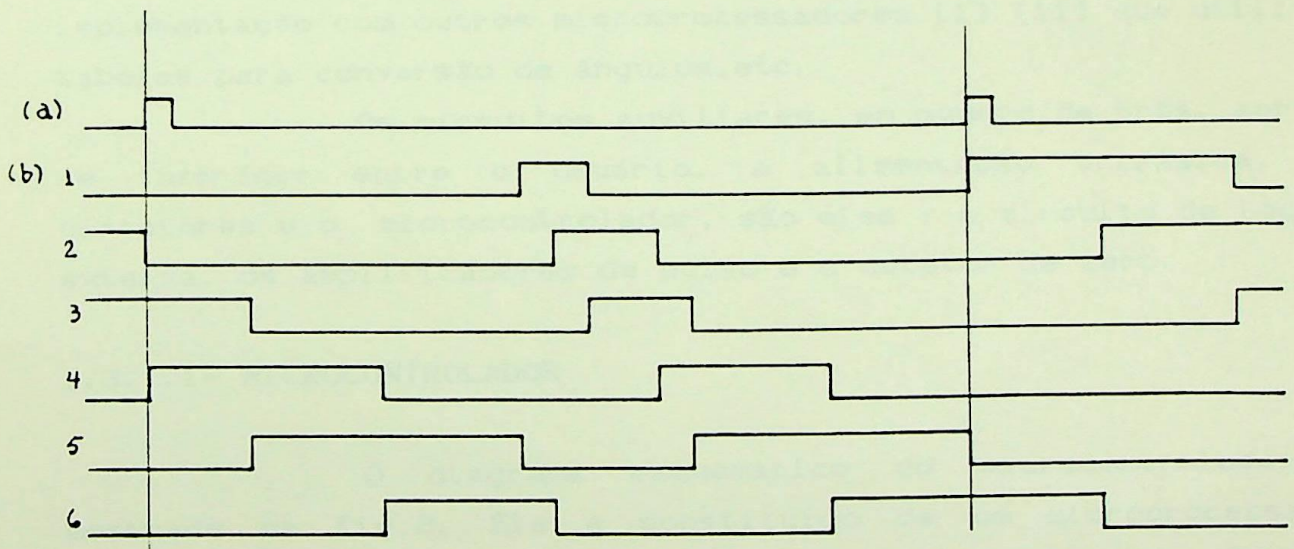
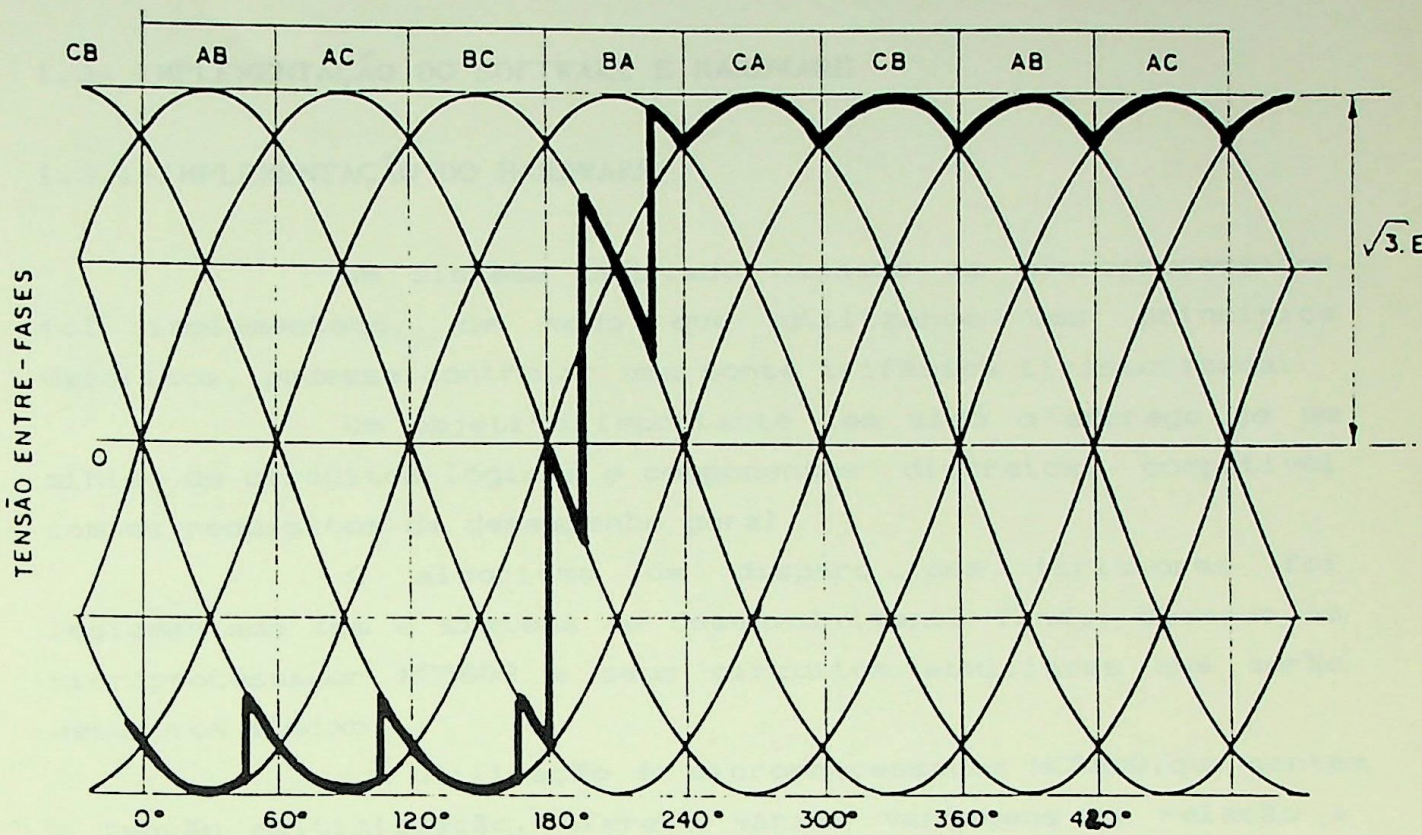


fig.3. Estratégia de alteração do ângulo de disparo de 165 para 0°.

(a) Pulsos de passagem por zero

(b) Tiristores a serem disparados.

1.3- IMPLEMENTAÇÃO DO SOFTWARE E HARDWARE

1.3.1-IMPLEMENTAÇÃO DO HARDWARE

Um sistema dedicado baseado em microprocessador foi implementado, de modo que utilizando dos princípios descritos, pudesse controlar uma ponte trifásica tiristorizada.

Um objetivo importante tem sido o emprego de um mínimo de circuitos lógicos e componentes discretos, compatível com os requisitos de desempenho geral.

O algoritmo de disparo dos tiristores foi implementado com o sistema de desenvolvimento *Tandy*, baseado no microprocessador MC6809 e seus circuitos auxiliares que serão descritos abaixo.

A utilização do microprocessador MC6809, que contém a função multiplicação, oferece várias vantagens em relação a implementação com outros microprocessadores [1] [11] que utilizam tabelas para conversão de ângulos, etc.

Os circuitos auxiliares, em número de três, servem de *interface* entre o usuário, a alimentação trifásica, os tiristores e o microcontrolador, são eles : o circuito de lógica externa, os amplificadores de pulso e o detetor de zero.

1.3.1.1- MICROCONTROLADOR

O diagrama esquemático do microcontrolador é mostrado na fig.2. Ele é constituído de um microprocessador MC6809, de duas memórias RAM de 1 Kbytes e de 2Kbytes (TMM6810 e TMM2016P), de uma memória EPROM de 2Kbytes (2716), de duas interfaces (6522) e dos circuitos auxiliares - clock (7404 - 7474) e decodificador de linhas de endereço (74LS00).

O diagrama esquemático e a disposição dos componentes na placa do microcontrolador são mostrados nas fig.4 e 5.

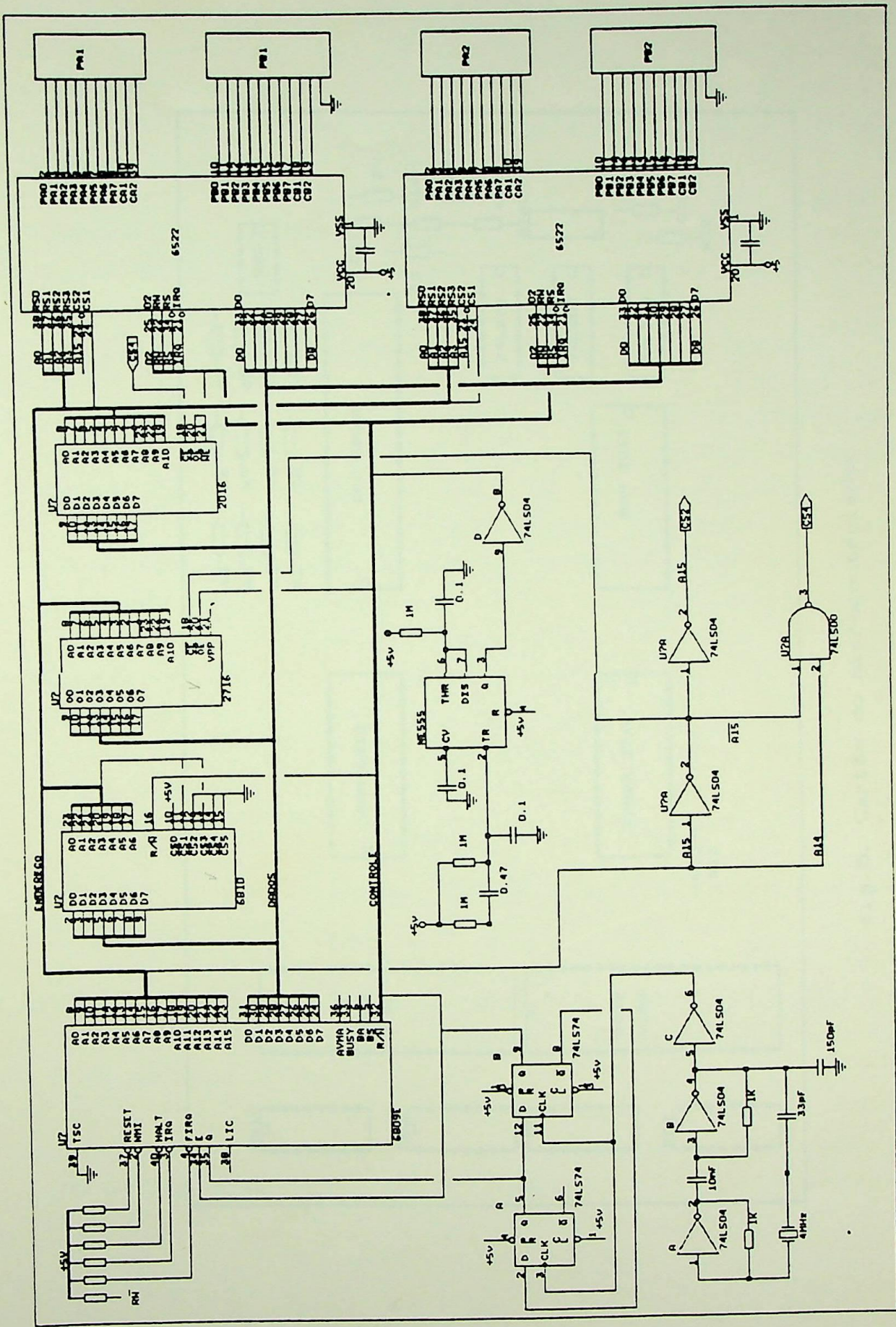


fig. 4. Diagrama esquemático do microcontrolador.

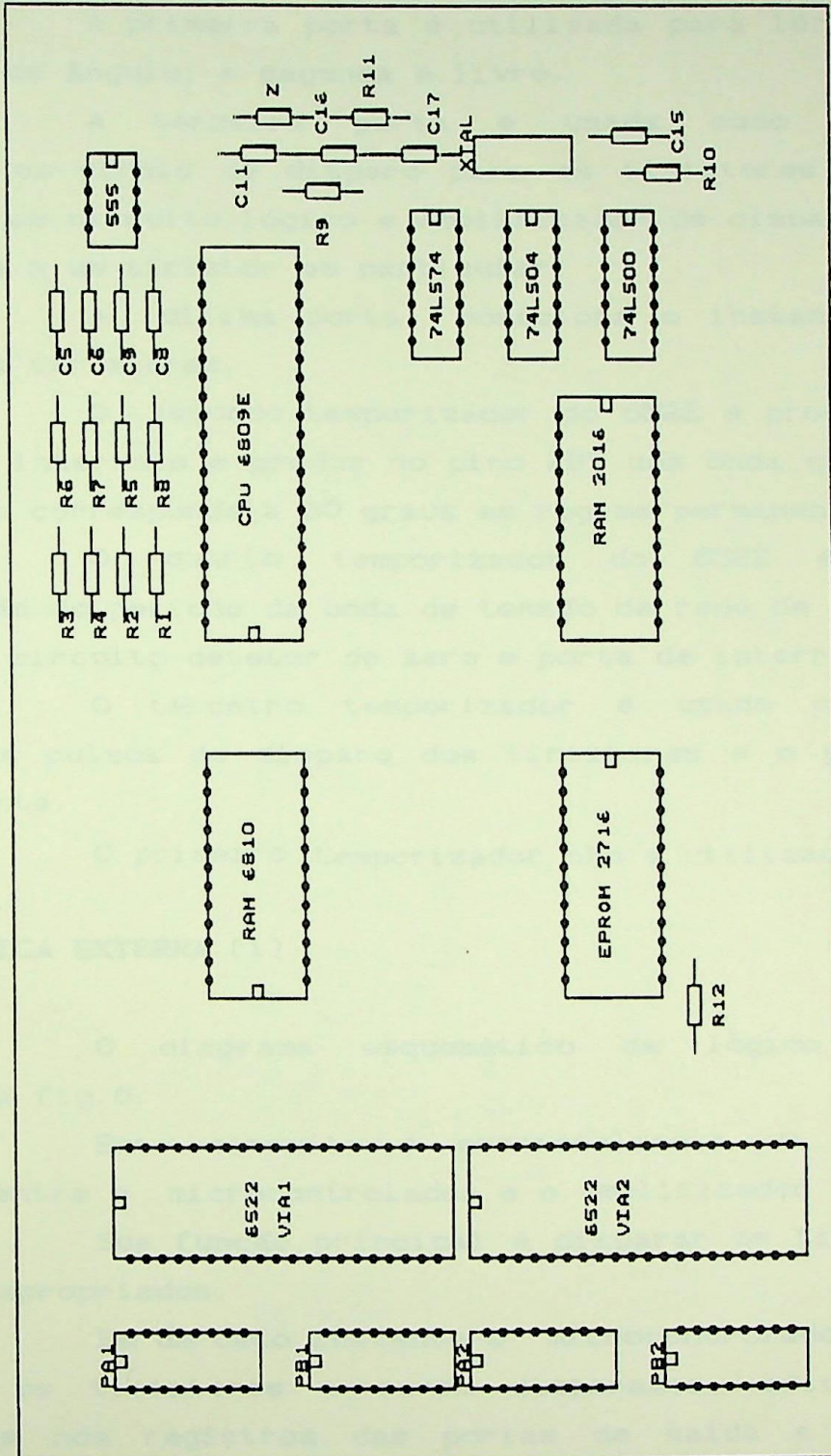


fig.5. Cartão do microcontrolador

A VIA 6522 contém essencialmente dois temporizadores programáveis de 16 bits e duas portas de entrada/saída de 8 bits cada.

A primeira porta é utilizada para ler o valor de referência do ângulo; a segunda é livre.

A terceira porta é usada como saída para transferir os sinais de disparo para os tiristores individuais através de um circuito lógico e amplificador de disparo. Cada bit corresponde a um tiristor em particular.

A última porta posiciona o instante exato do disparo dos tiristores.

O segundo temporizador do 6522 é programado como gerador de intervalo e produz no pino PB7 uma onda quadrada cujo semiperíodo corresponde a 60 graus em regime permanente.

O quarto temporizador do 6522 é usado na determinação do período da onda de tensão da rede de alimentação, através do circuito detetor de zero e porta de interrupção NMI.

O terceiro temporizador é usado para sincronização dos pulsos de disparo dos tiristores e o pulso obtido anteriormente.

O primeiro temporizador não é utilizado.

1.3.2- LÓGICA EXTERNA [1]

O diagrama esquemático de lógica externa é mostrado na fig.6.

Este circuito é essencialmente um circuito de interface entre o microcontrolador e o amplificador de pulso.

Sua função principal é disparar os tiristores nos instantes apropriados.

Em um dado instante o microcontrolador habilita e seleciona os tiristores a serem disparados, colocando estas informações nos registros das portas de saída e registro do 74273.

Os tiristores serão disparados na próxima transição do pino PB7, quando o registro 74273 deverá receber a instrução de carregar os dados na saída.

Cada transição é detectada por um circuito diferenciador composto de um *ou-exclusivo* 7486 e um *flip-flop* tipo D (7474).

1.3.3- OS AMPLIFICADORES DE PULSO [2]

Cada um dos tiristores da ponte é ligado a um amplificador de pulso (fig.7) que permite o disparo a partir de um sinal do circuito de lógica e perfeita isolação entre os circuitos de comando e de potência. Este elevado nível de isolação é devido a utilização de um foto-acoplador.

O circuito completo de disparo e ponte de tiristores são mostrados na fig.8.

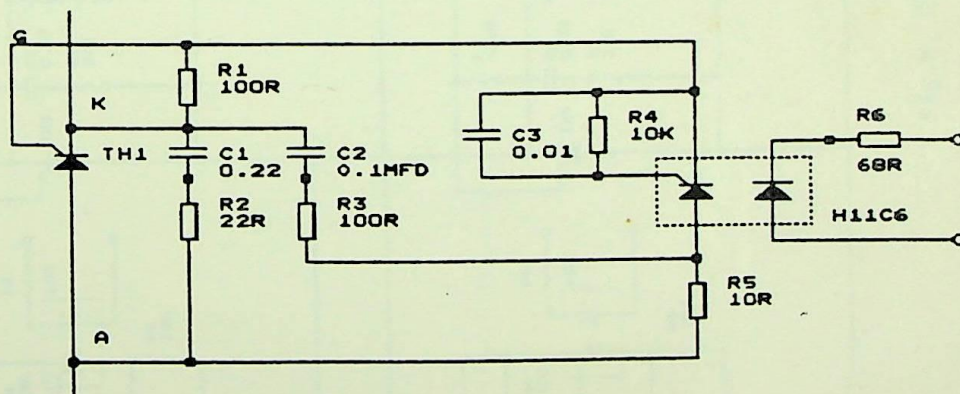


fig 7. Circuito de disparo

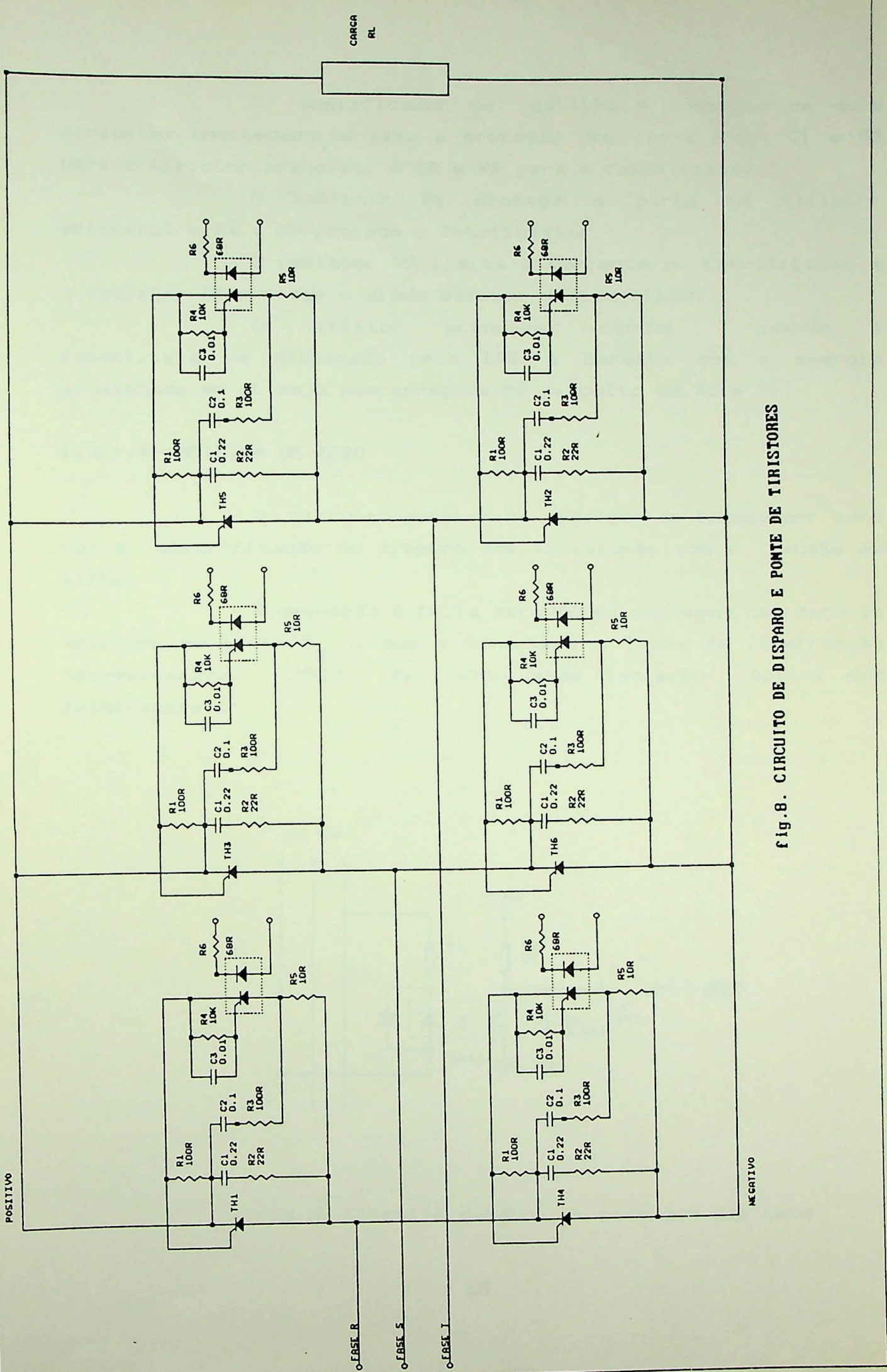


Fig.8. CIRCUITO DE DISPARO E PONTE DE TIRISTORES

O amplificador de gatilho é composto de dois circuitos amortecedores para a proteção dos tiristores: C1 e R2 para o tiristor principal e C2 e R3 para o fototiristor.

O resistor R1 protege a porta do tiristor principal e R4 e C3 protege o fototiristor.

O resistor R5 limita a corrente no fototiristor e o resistor R6 protege o diodo emissor de luz (LED).

O tiristor principal conduz quando o fototiristor é disparado pelo LED e permite que a energia armazenada em C1 seja descarregada no circuito R2, R5 e R1.

1.3.1.4- DETETOR DE ZERO

O circuito detetor de passagem da tensão por zero faz a sincronização do disparo dos tiristores com a tensão de linha.

A detecção é feita através da passagem por zero da voltagem de linha E_{ac} , que é conectada a linha de interrupção não-mascarável (NMI) da CPU, após isolação óptica com fototransistor.

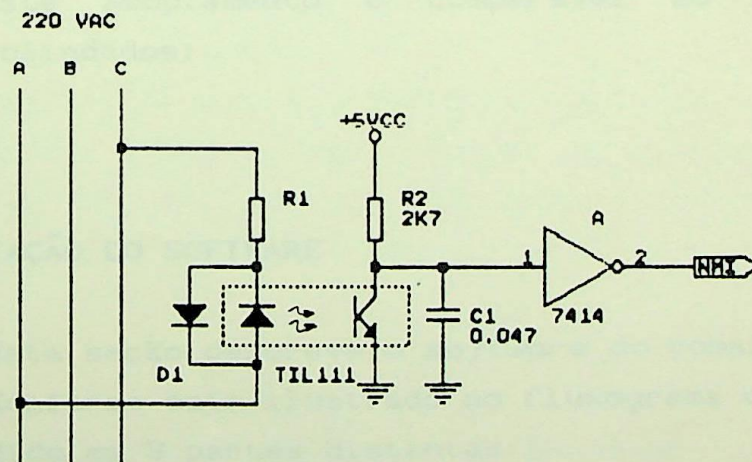


fig 9. Circuito detetor de passagem por zero

Como mostra a fig.9, o emprego de optoisoladores no lugar de transformadores de pulso resulta em um circuito simples, barato e compacto [5].

Por outro lado, este circuito elimina a necessidade de filtros passa-baixa geralmente utilizados em projetos convencionais com transformadores de pulso.

Durante um curto período de tempo próximo da passagem por zero da tensão entre fases, o diodo emissor de luz (LED) não está conduzindo, portanto, o fototransistor está bloqueado, e a saída do *Schmitt Trigger* 7414 está em nível zero.

Pelo fato do LED do optoisolador estar conduzindo quase que o tempo todo, faz com que ele fique imune dos transitórios da linha. Além disso, o baixo tempo de resposta dos fototransistores (da ordem de poucos microsegundos) filtra o ruído que pode ocorrer perto dos pontos de tensão zero.

Uma isolação de vários quilovolts entre os circuitos de linha e circuitos de controle está inerentemente presente devido ao uso de optoisoladores, que também possuem capacitância de acoplamento muito baixa comparada com a obtida com transformadores de pulso comuns.

Este acoplamento é comparável ao obtido com transformadores blindados.

1.3.2-IMPLEMENTAÇÃO DO SOFTWARE

Esta seção descreve o *software* do comando.

Conforme está ilustrado no fluxograma da fig.10, o programa é dividido em 3 partes distintas:

- sequência de inicialização e *loop* de espera
- programa de interrupção pelos temporizadores
- programa de interrupção pelo detetor de zero

1.3.2.1- SEQUÊNCIA DE INICIALIZAÇÃO

A sequência de inicialização tem por objetivo colocar nos diferentes registros, portas I/O do 6522, temporizadores e certos endereços da memória, valores adequados para a partida do sistema.

O temporizador deverá ser responsável pela interrupção do microprocessador - 60 graus em estado permanente ou um ângulo qualquer entre 15 e 165 graus, conforme a exigência da lógica de disparo.

O *Timer T2* é inicialmente carregado com um valor representativo de 120 graus e o disparo dos tiristores, com este ângulo, garante corrente nula na carga.

É colocado no *Latch* de *T2* o valor de 120 graus, que deverá ser o valor do próximo disparo, até que seja detectada uma variação na referência do ângulo.

1.3.2.2- LOOP DE ESPERA

Após o temporizador ter sido inicializado, o programa entra em *loop*, que é executado para o tempo de permanência do controle ligado.

No *loop* é obtido o valor do período da tensão da rede através do *Timer 4* e, em seguida, são calculados os valores representativos de 60, 30, 15, 45 e 90 graus, que serão depois utilizados na lógica de disparo e temporização de 60 graus.

1.3.2.3- INTERRUPÇÃO PELO TEMPORIZADOR DE 60 GRAUS

Esta sequência de instruções é executada quando um par de tiristores deve ser disparado na passagem por zero do *Timer 2*.

1.3.2.3.1. - RESET E INIBIÇÃO

Inicialmente é verificado se o sistema está *resetado* ou inibido.

O *RESET* é manual, através de chave externa, que impede a escolha dos tiristores e seus disparos.

Se a CPU for *resetada*, o bit PA7 vai para o nível alto e inibe a saída do 74LS273 e os pulsos para os tiristores.

Normalmente o bit PA7 é colocado em nível baixo.

A inibição é feita automaticamente sempre que o erro de sincronismo exceder o valor escolhido (5 graus).

Se as condições acima forem verificadas é feita a escolha do par de tiristores a ser disparado.

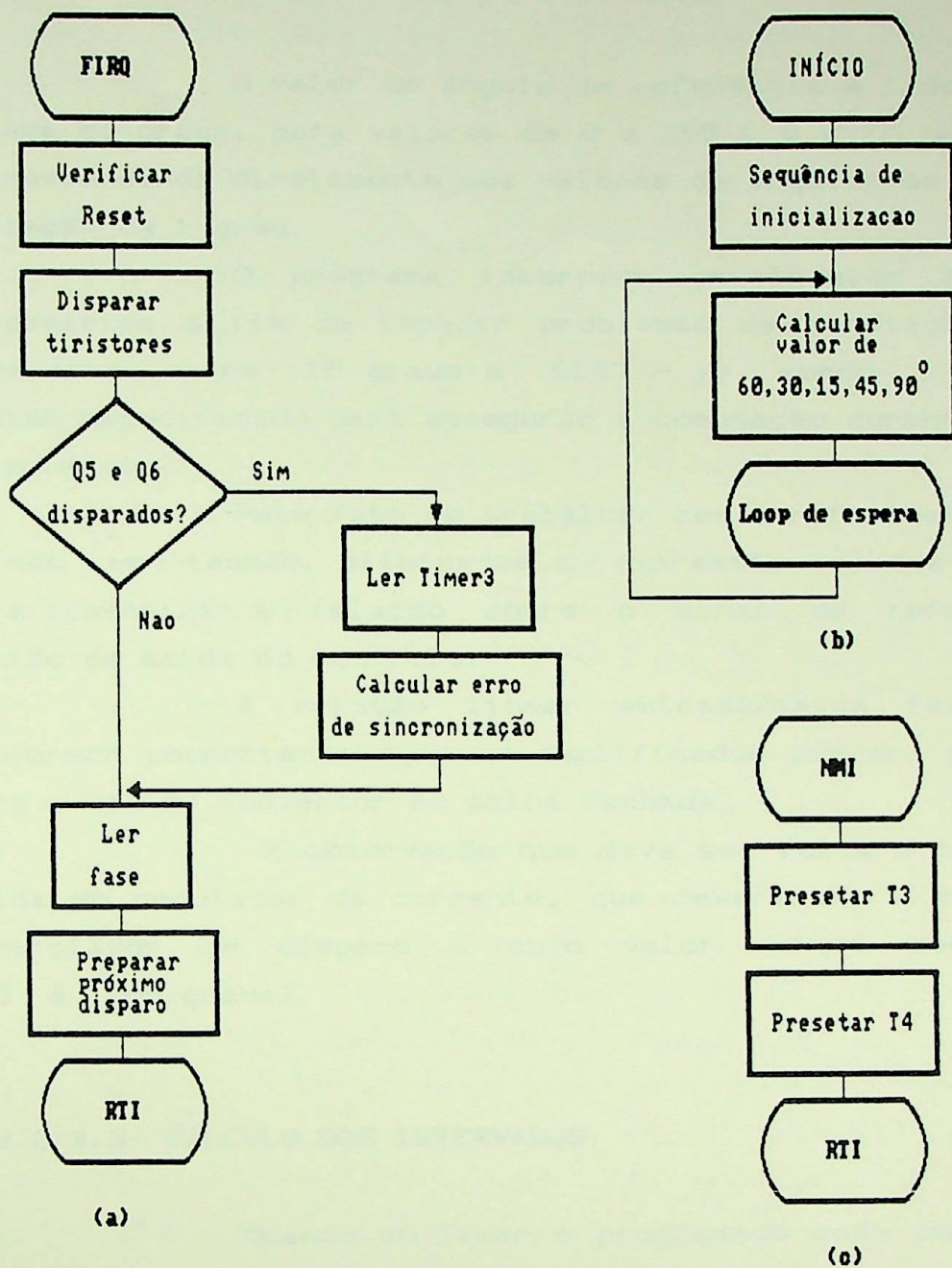


fig.18. Fluxograma da lógica do comando de disparo.

- (a) Rotina de Interrupção FIRQ
- (b) Loop de espera e rotina de calculo
- (c) Rotina de Interrupção MMI

1.3.2.3.2- LEITURA DO VALOR DE REFERÊNCIA

O valor do ângulo de referência é lido na porta B1 a cada 60 graus, para valores de 0 a 255 (0 a FF hexadecimal), correspondendo diretamente aos valores de ângulos de disparo, com variação de 1 grau.

O programa incorpora os ângulos de segurança necessários a fim de impedir problemas de comutação. O ângulo deve estar entre 15 graus e $(180 - \gamma)$, aonde γ é o ângulo mínimo especificado para assegurar a comutação durante a inversão de potência.

Pelo fato de trabalhar com a referência em ângulo, e não em tensão, elimina-se a expressão de \cos^{-1} necessária para linearizar a relação entre o sinal de referência e a tensão de saída do controle.

A relação linear entrada/saída faz com que o conversor comporte-se como um amplificador linear, pré-requisito para o uso do conversor em malha fechada.

A observação que deve ser feita é com relação a saída do regulador de corrente, que deverá ser a referência do controlador de disparo , cujo valor deverá ser em ângulo (15 a 165 graus).

1.3.2.3.3- CÁLCULO DOS INTERVALOS

Quando um *Timer* é programado como temporizador, é gerada automaticamente uma interrupção após um atraso correspondente ao número armazenado em um *latch* de 16 bits associado com um temporizador.

O sinal de interrupção transfere o valor do *latch* para um contador de 16 bits e o mesmo é decrementado na taxa de 890 kHz (clock do sistema de desenvolvimento) e quando alcança o valor zero, um sinal de interrupção é gerado.

Se o ângulo de referência não for alterado, o valor do *latch* permanece o mesmo e este valor é recolocado no contador, produzindo o mesmo atraso anterior, conforme mostra a equação 1.

$$\text{Delta} = \text{Temp3} = \text{Temp2} \pm \text{Dalphi} \quad (1)$$

aonde Dalphi é a diferença entre o valor de referência e o valor atual, em curso.

Para uma temporização de 60 graus o valor a ser colocado no *Timer2* é $9B6_{16}$ (2486_{10}), para o clock do sistema de desenvolvimento e frequência da rede de 60 Hz ($T/6 = 2,78\text{ms}$).

Porém, este valor pode variar de acordo com o clock, ciclo de instruções, frequência da rede, etc.

No programa, este valor é obtido inicialmente a partir do valor do período de tensão da rede, em tempo real, pela leitura direta do *Timer3* e sua divisão por 6.

$$\text{Temp2} = \text{Período} / 6 \quad (2)$$

Alguns autores [11] preferem dividir o período por 8, através de operações simples de deslocamento, porque o erro resultante é insignificante e não é cumulativo.

O valor mais preciso a ser colocado no *Timer* é obtido através da correção do valor inicial com a adição/subtração do erro obtido pela leitura do *Timer3*, segundo a técnica *PLL controlado por software* (v. equação 3).

$$\text{Delta} = \text{Temp1} = \text{Temp2} \pm \text{Erro} \quad (3)$$

É necessário converter o valor do ângulo de referência e os ângulos obtidos na estratégia de disparo (em graus) para um valor proporcional ao obtido anteriormente (*Temp1*), que pode ser visto na equação 4.

$$\alpha = \text{Temp1} / 60 * \text{Fase} \quad (4)$$

sendo a Fase um ângulo dado em graus.

O valor obtido em (4) é colocado no *Timer2* para a obtenção dos atrasos desejados.

A divisão por 60 é aproximada pela expressão:

$$\frac{N}{60} = \frac{N}{64} + \frac{N}{512} - \frac{N}{1024}$$

aonde

$$\frac{N}{1024} = \frac{N}{512 * 2}$$

1.3.2.3.4- PREPARO DO PRÓXIMO DISPARO

a - ESCOLHA DOS TIRISTORES A SEREM DISPARADOS

O ângulo de disparo é definido como o intervalo de tempo decorrido entre o momento em que o tiristor é polarizado diretamente e o momento em que o mesmo é disparado.

Cada tiristor na ponte de *Graetz* conduz durante 120 graus e na sequência apropriada [17] [18].

Como vimos em 2.3.1, uma das portas é utilizada com saída para disparar os tiristores. Cada bit corresponde a um tiristor em particular (Q1 a Q6). O bit 7 é sempre zero e o bit 8 é utilizado para inibir os pulsos de saída, conforme visto anteriormente.

A seleção dos tiristores é feita para cada interrupção do *Timer2*, segundo a sequência prédefinida e o disparo é feito a cada transição de PB7.

b - DETERMINAÇÃO DOS PRÓXIMOS INTERVALOS

Pela comparação do valor atual do ângulo de disparo com o valor desejado, o intervalo Delta entre os instantes de disparo para os próximos tiristores é computado.

Dependendo do valor de Delta necessário, o mesmo é dividido em 2 ou 3 vezes a serem distribuídos nas próximas interrupções.

O esquema desta variação é mostrado no fluxograma da fig.11.

Se a variação for maior que 90° , α é diminuído de 45° , tanto para Δ maior/igual ou menor que 120° , porém poderia ser outro valor qualquer, diferente de 45° .

Se, por exemplo, a referência varia de 165 para 30 graus, o valor final é alcançado em 4 interrupções, da seguinte forma:

1^a interrupção -

$$\Delta = 165 - 30 = 135 \quad (\Delta > 120 \Rightarrow \Delta\alpha = 45)$$

$$\alpha = 165 - 45 = 120, \quad \alpha_c = 60 - 45 = 15$$

2^a interrupção -

$$\Delta = 135 - 30 = 105 \quad (\Delta > 90 \Rightarrow \Delta\alpha = 45)$$

$$\alpha = 120 - 45 = 75, \quad \alpha_c = 60 - 45 = 15$$

3^a interrupção -

$$\Delta = 105 - 30 = 75 \quad (\Delta > 45 \Rightarrow \Delta\alpha = 30)$$

$$\alpha = 75 - 30 = 45, \quad \alpha_c = 60 - 30 = 30$$

4^a interrupção -

$$\Delta = 75 - 30 = 45 \quad (\Delta = 45 \Rightarrow \Delta\alpha = 45 - 30 = 15)$$

$$\alpha = 45 - 15 = 30, \quad \alpha_c = 60 - 15 = 45$$

Esta estratégia é ilustrada na fig.12.

Notar que o tempo de transição é de 105° , que é menor do que a variação $165 - 30 = 135^\circ$.

Além disso, quando ocorre o disparo do par de tiristores Q5 e Q6 é calculado o valor do erro de fase que deverá corrigir (ou não) o próximo intervalo Delta, segundo a técnica a ser descrita em seguida.

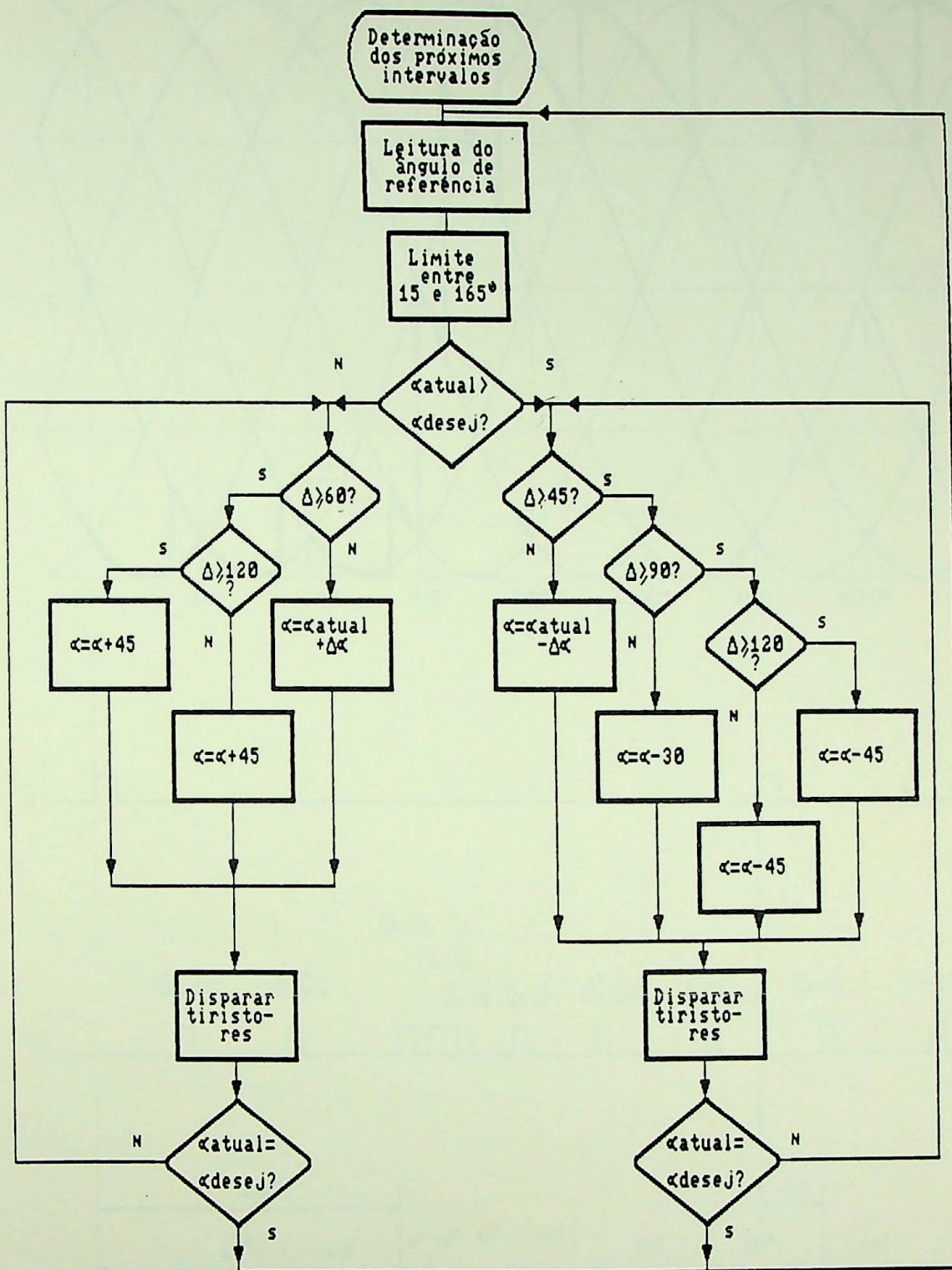


fig.7. FLUXOGRAMA DA ESTRATÉGIA DE DETERMINAÇÃO DOS PRÓXIMOS INTERVALOS DE DISPARO

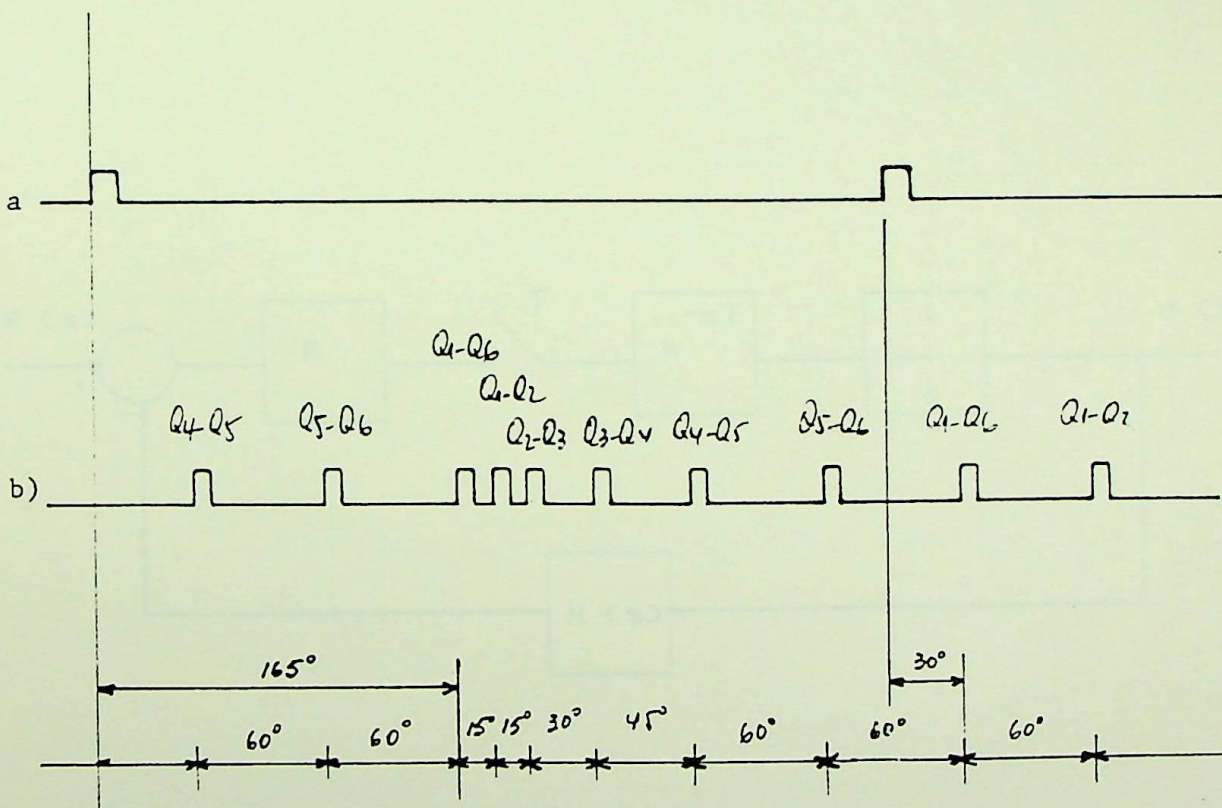
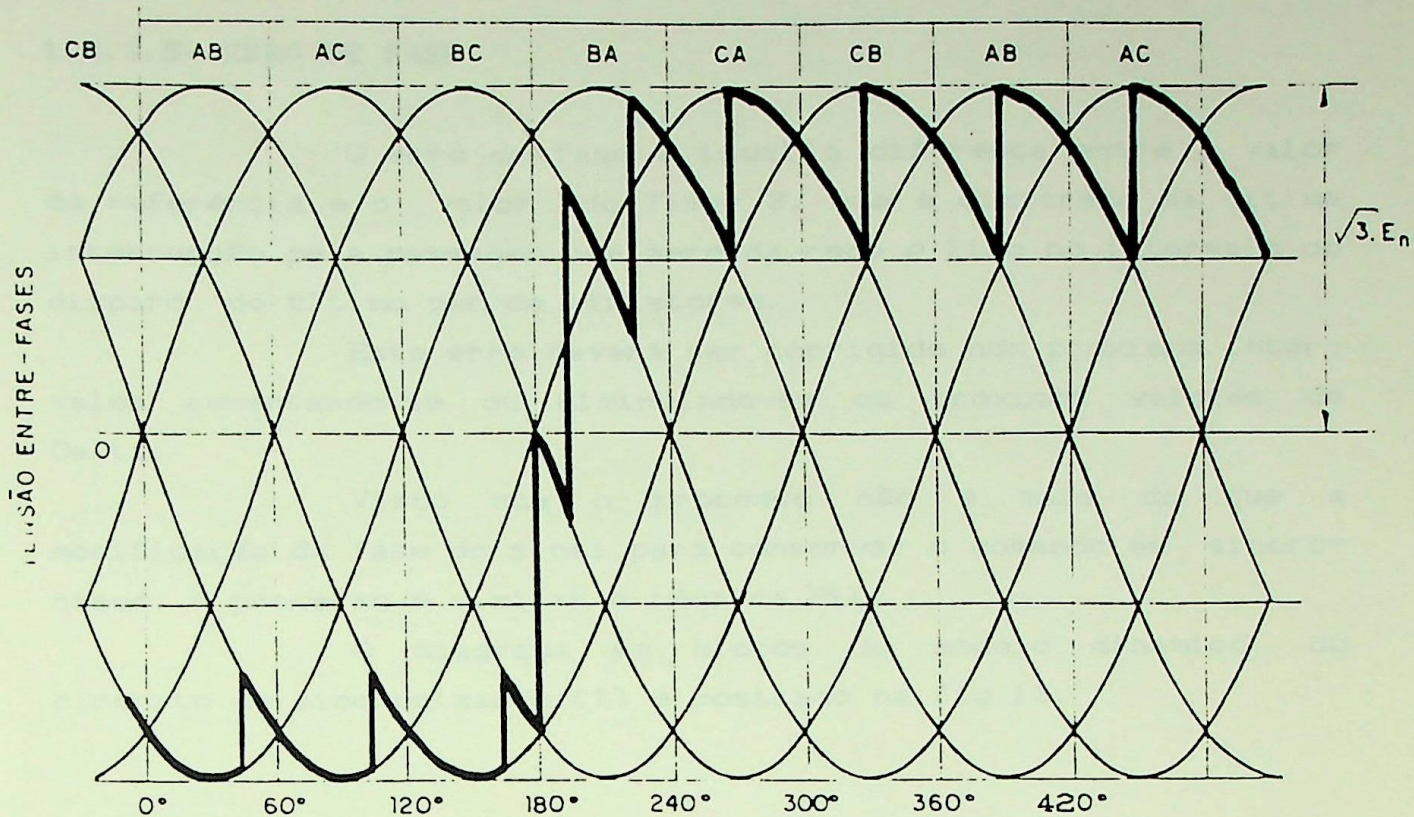


fig.12. Estratêgia de alteraçãõ do ângulo de disparo de 165 para 30 graus.

(a) Pulsos de passagem por zero

(b) Tiristores a serem disparados

1.4.3.5- ERRO DE FASE

O erro de fase é igual a diferença entre o valor de referência e o valor do Timer 3, que é disparado na última interrupção pela passagem por zero da rede e lido no intervalo do disparo do último par de tiristores.

Este erro deverá ser corrigido nos próximos intervalos aumentando-se ou diminuindo-se os próximos valores de Delta.

Visto que o processo não é mais do que a modificação da fase do sinal para conservar o comando em sincronismo, o processo é similar a técnica PLL.

O diagrama em blocos do modelo dinâmico do circuito de sincronização [1] é mostrado na fig.13.

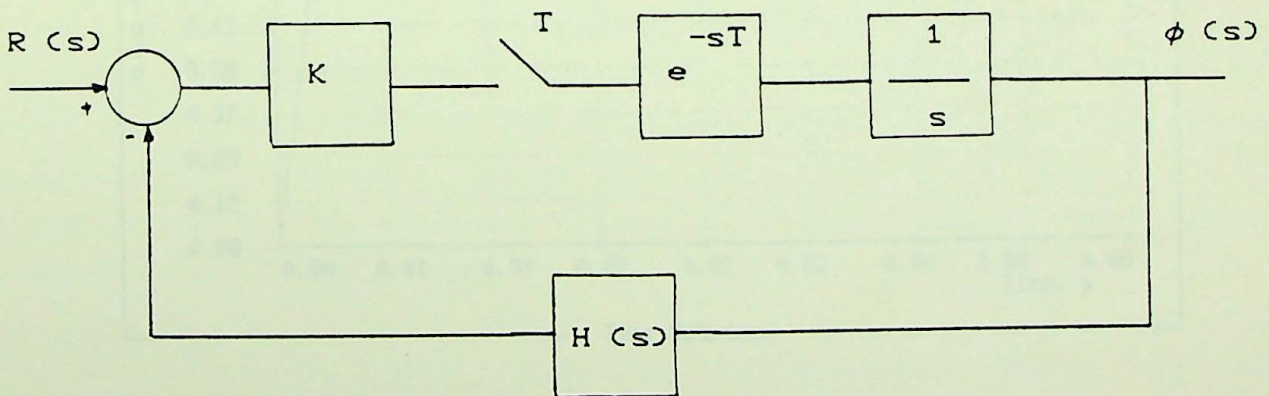


fig.13. Modelo da malha PLL

Neste modelo, considera-se o atraso elementar (entre a detecção do erro e a sua correção) como 30 graus [1].

Em regime permanente o erro é praticamente nulo e o ângulo de disparo correto é obtido por um somatório do erro, representado por um integrador.

A função $H(s)$ é unitária.

Finalmente, K representa o ganho para o qual o erro de fase é multiplicado (normalmente menor que a unidade).

O maior valor de K deve ser $1/6$ pois o erro de fase é corrigido uma vez por ciclo e deve ser dividido pelos 6 intervalos.

Se $K = 1/6$, o tempo de resposta é mínimo. Porém, o comando é muito sensível à mínima variação do sinal produzido pelo detetor de zero.

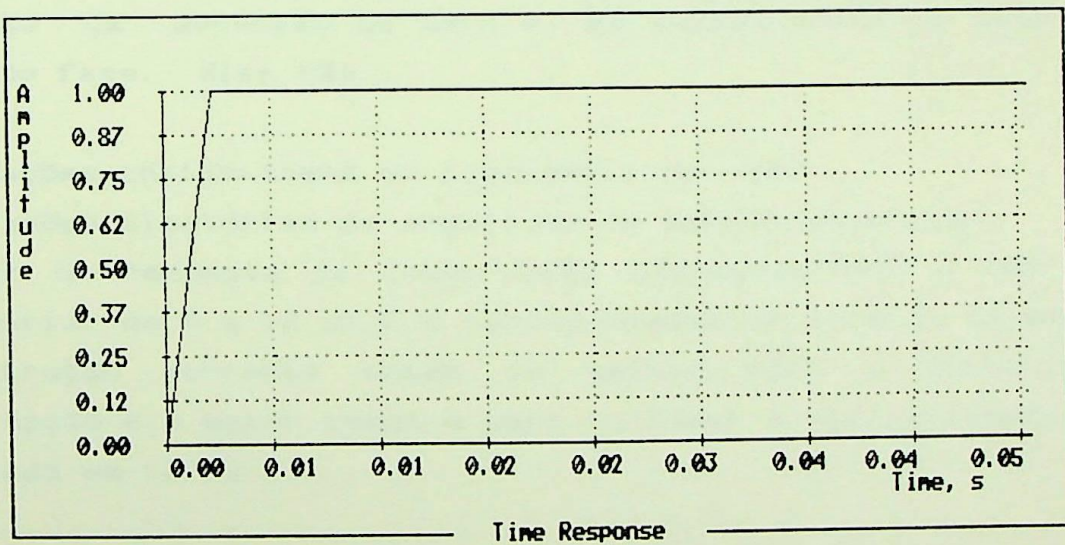


fig.14. Resposta temporal do circuito PLL para $K = 1$.

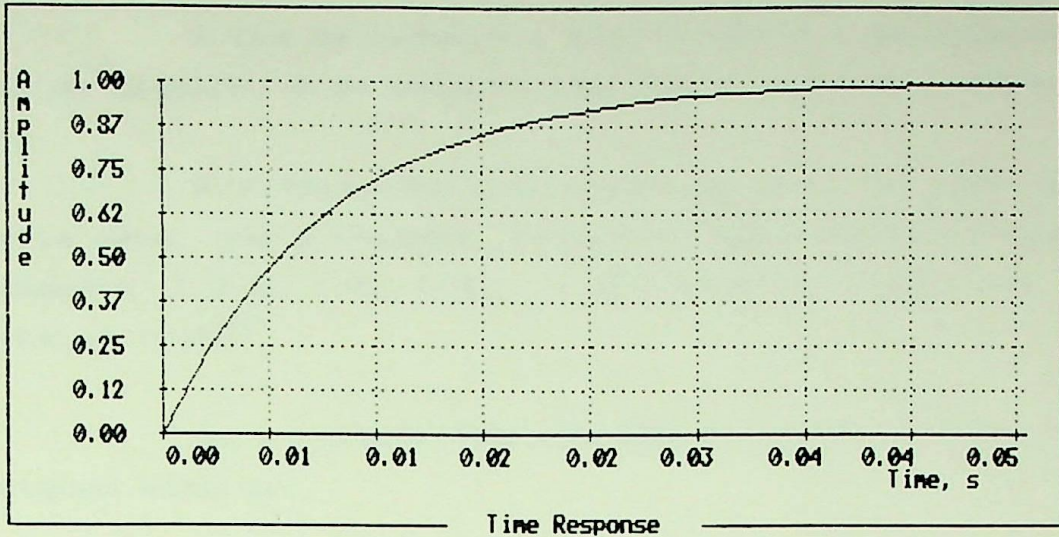


fig.15. Resposta temporal do circuito PLL para $K = 1/4$

Existem três fontes capazes de perturbar a precisão da detecção de zero e, em consequência, o cálculo do erro de fase. Eles são :

- variações instantâneas da frequência da rede
- variações aleatórias da amplitude da tensão alternada
- tempo de resposta da interrupção não-mascarável (NMI) que pode variar de 0 a $12 \mu s$ (o microprocessador termina de executar a instrução corrente antes de saltar para a subrotina de interrupção e o maior tempo é para se fazer a multiplicação que é executada em $12 \mu s$).

Os dois primeiros casos dependem do circuito detetor de zero e o terceiro, do próprio microprocessador. Eles originam uma incerteza na ordem de 12 a $18 \mu s$ (medido) sobre o cálculo do erro de fase, com o *clock* do microprocessador MC6809 na frequência de 890 KHz.

A fim de reduzir o efeito sobre a estabilidade dos ângulos de disparo, é necessário introduzir o filtro sobre o erro de fase.

A simples multiplicação de erro de fase por uma constante menor que a unidade, realizado por simples operações de deslocamento ($1/2$, $1/4$, $1/8...$), se comporta como um filtro passa-baixa [1][5].

Esta solução foi adotada e o ganho fixado em $1/16$, após alguns ensaios.

Depois do filtro ser acrescentado, as correções de fase não levam mais que $4 \mu s$ para serem feitas, que representam variações de ângulos de disparo inferior a $0,1$ grau.

1.3.2.4- INTERRUPTÃO PELO DETETOR DE PASSAGEM POR ZERO DA TENSÃO DA REDE

A passagem por zero da tensão E_{ac} provoca em cada ciclo uma interrupção não-mascarável (NMI) na CPU.

O subprograma de interrupção reinicializa o *Timer 3* com o carregamento do valor $FFFF_{16}$ com a finalidade de fazer a sincronização dos pulsos em relação a tensão da rede.

Também é obtido o valor do período da tensão da rede, em tempo real, que é proporcional ao valor contido no contador, inicializado em uma passagem por zero da tensão da rede e lido na próxima passagem por zero. Isto é feito através do *Timer4*.

1.4.5- PRECISÃO DOS ÂNGULOS DE DISPARO

Com o comando descrito é possível se ajustar os ângulos de disparo dos conversores com incremento mínimo de 1 grau, com desvio máximo de $\pm 0,5$ grau com relação ao ângulo desejado.

Os resultados experimentais demonstram que uma resolução de 1 grau é mais que suficiente para a aplicação desejada (acionamento de um motor de corrente contínua).

A precisão absoluta dos ângulos de disparo depende essencialmente da precisão do cálculo do erro de fase, mencionado anteriormente, que é da ordem de 0 a 4 μ s após filtragem.

No final pode-se obter uma precisão da ordem de 18 μ s ou 0,4 grau sobre os ângulos de disparo.

1.5 ENSAIOS DINÂMICOS

Os gráficos abaixo mostram alguns resultados dos ensaios dinâmicos do comando para variação tipo degrau do sinal de referência. Eles foram obtidos através de osciloscópio com memória digital tipo Tektronix 2211 e *plotter* colorido tipo Tektronix HC100.

Estes gráficos demonstram a rapidez de resposta do comando equidistante.

Gráfico 1 : α varia de 60° para 90°

A mudança é feita em uma única etapa, aumentando-se Delta de 60° para 90° .

A tensão medida nos terminais da carga R-L varia de 145 para 20 volts (o sistema é ligeiramente descontínuo).

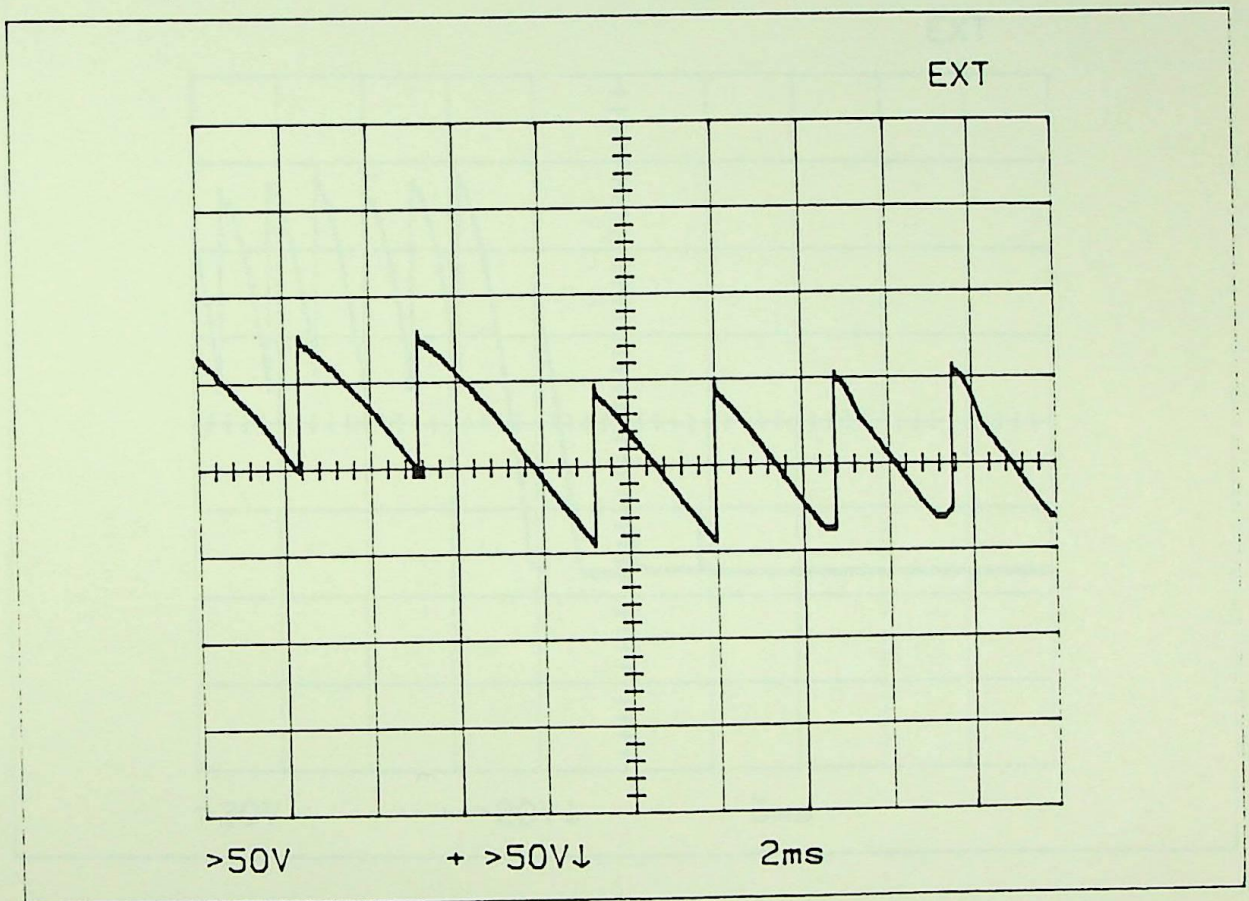


fig.16. Gráfico de tensão para α variando de 60° para 90°

Gráfico 2 : α varia de 30° para 150°

A mudança é feita em 3 etapas: de 30° para 75° , de 75° para 120° e de 120° para 150° .

A tensão medida nos terminais da carga resistiva varia de 230 volts para 0 volt.

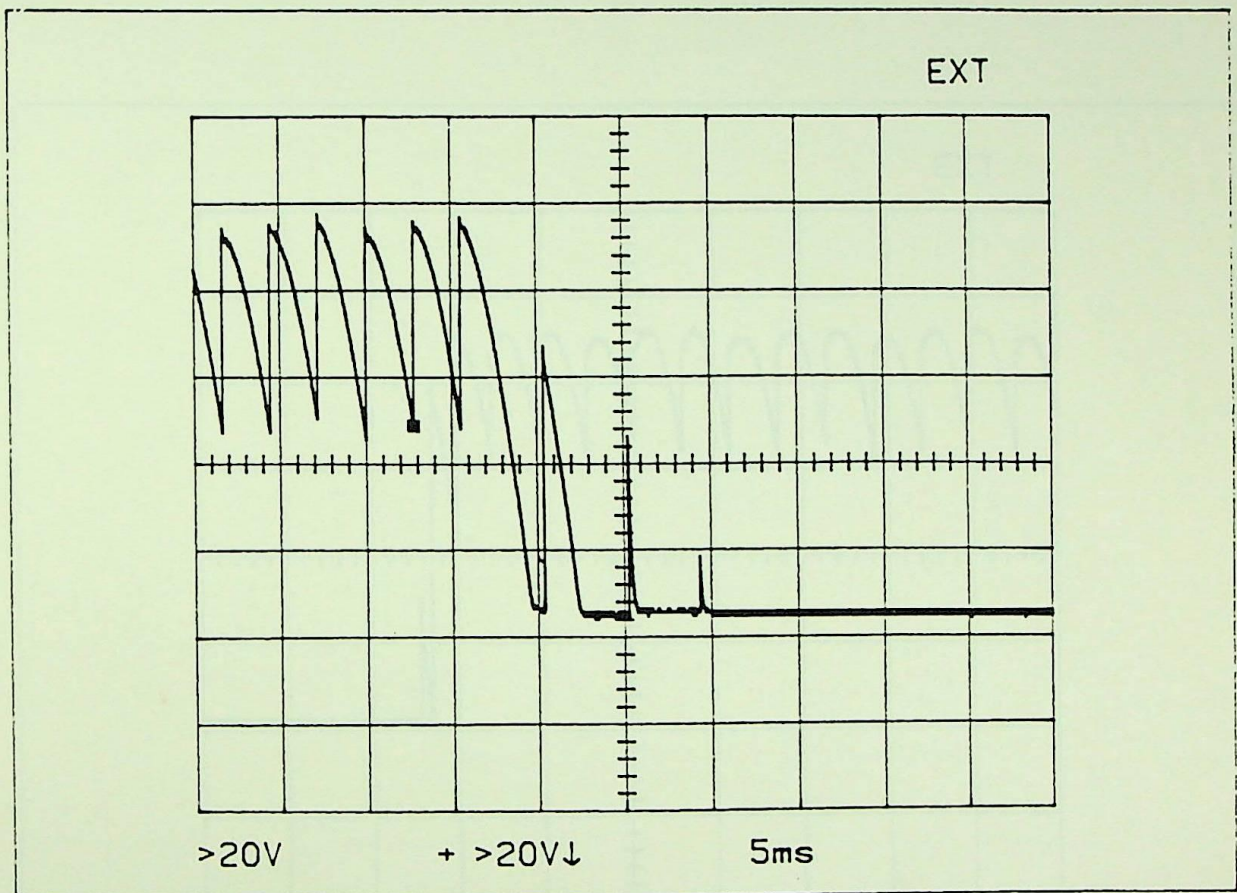


fig.17. Gráfico da tensão para α variando de 30° para 150° .

Gráfico 3 : α varia de 150° para 15° .

A mudança é feita em 4 etapas : de 150° para 105° , de 105° para 60° , de 60° para 30° e de 30° para 15° , num intervalo total de 90° .

A voltagem medida nos terminais da carga resistiva varia de 0 para 265 volts.

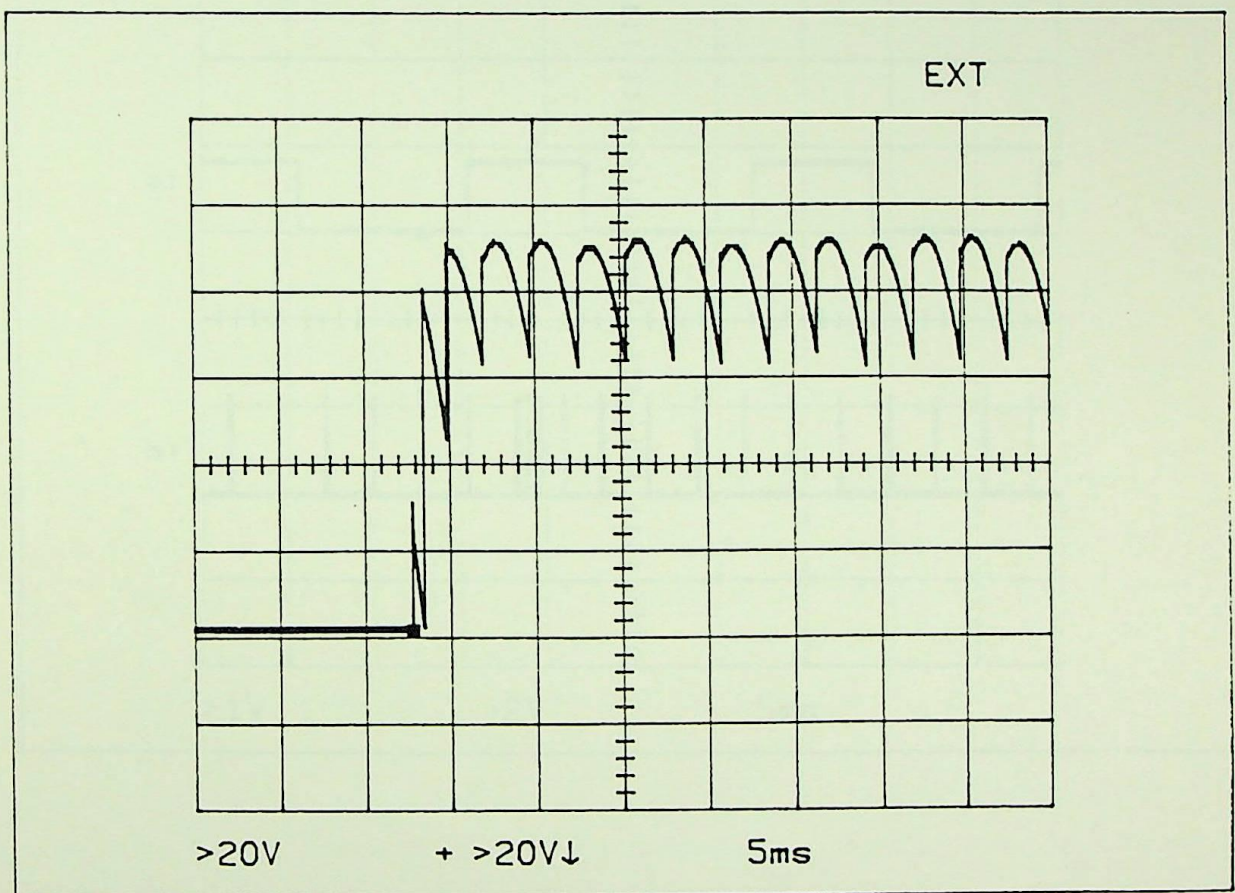


fig.18. Gráfico da tensão para α variando de 150° para 15° .

A fig.19 mostra as formas de ondas das interrupções pelo zero da tensão rede (NMI) e os pulsos gerados no pino PB7 durante a transição de 150° para 15° , correspondendo a variação do gráfico 3.

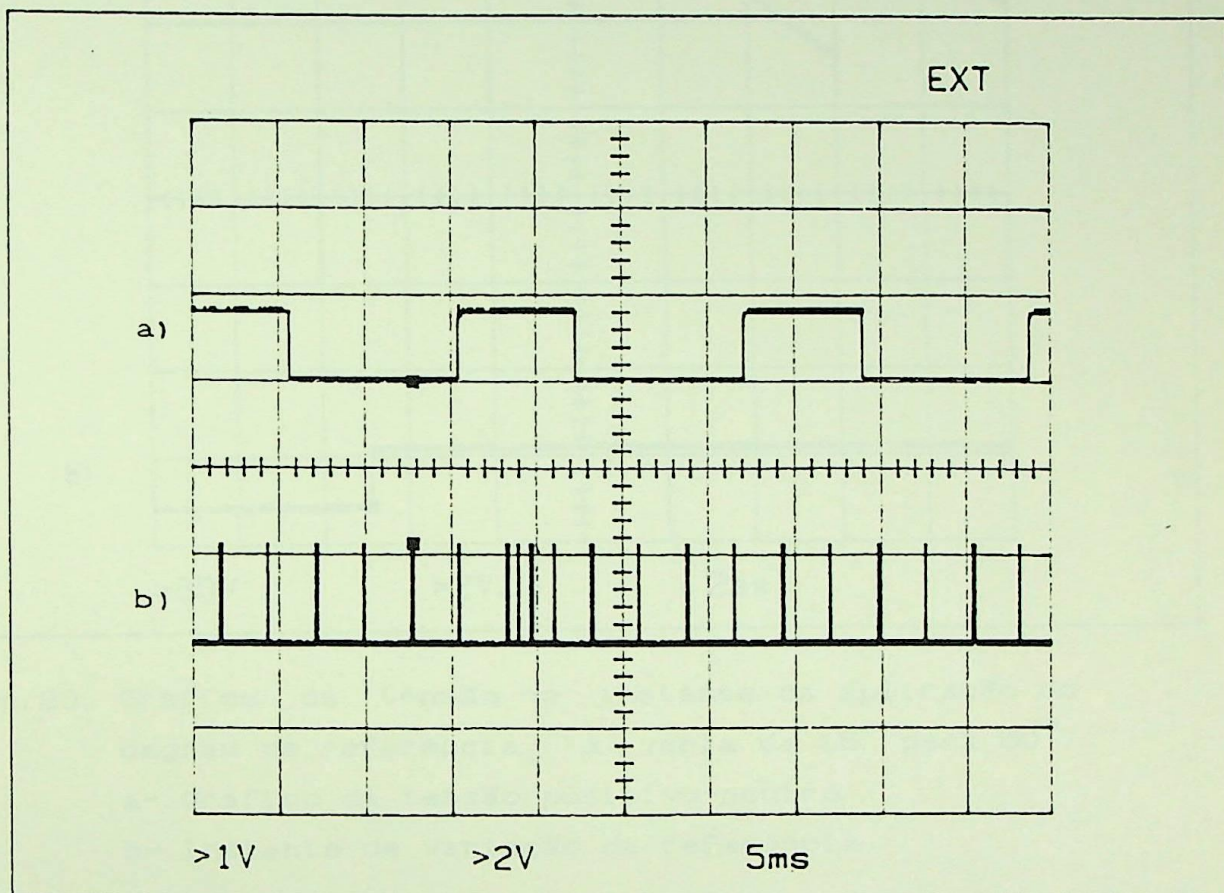


fig.19. Forma de onda de PB7 em relação a passagem por zero da tensão da rede durante a transição 150° para 15° .
a- Pulsos de passagem por zero
b- Pulsos do pino PB7

O atraso de tempo decorrido entre o aparecimento do novo valor de referência e o começo da modificação do ângulo de disparo é mostrado na fig.20.

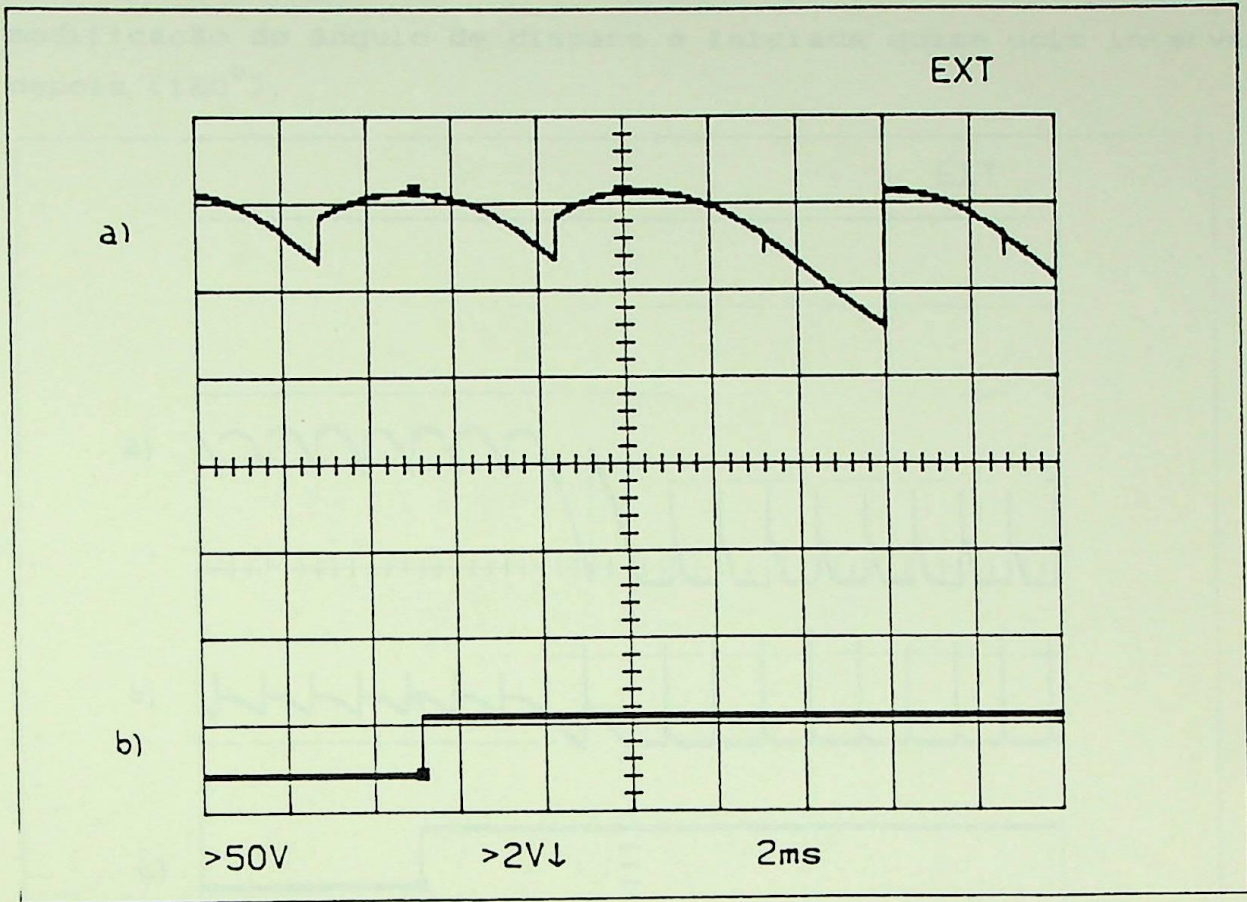


fig.20. Gráfico da tensão no instante da aplicação do degrau de referência. α varia de 15° para 60° .
a- Gráfico da tensão positivo-neutro
b- Instante de variação da referência

No exemplo dado, o atraso é de aproximadamente 2 ms (para o gráfico de tensão entre terminais positivo e negativo, não mostrado neste documento), mas poderá chegar a 4,6 ms, dependendo do instante de aplicação da mudança de referência em relação ao instante de leitura do microprocessador.

Por outro lado, o intervalo da transição, até alcançar o valor final, depende, além do instante de aplicação da referência, da sequência de instruções em curso e do valor da modificação exigida.

A aplicação do degrau da referência, a variação da tensão e a variação da corrente são mostrados na fig.21.

Neste caso, houve um atraso na leitura da modificação do ângulo de referência e, em consequência, a modificação do ângulo de disparo é iniciada quase dois intervalos depois (120°).

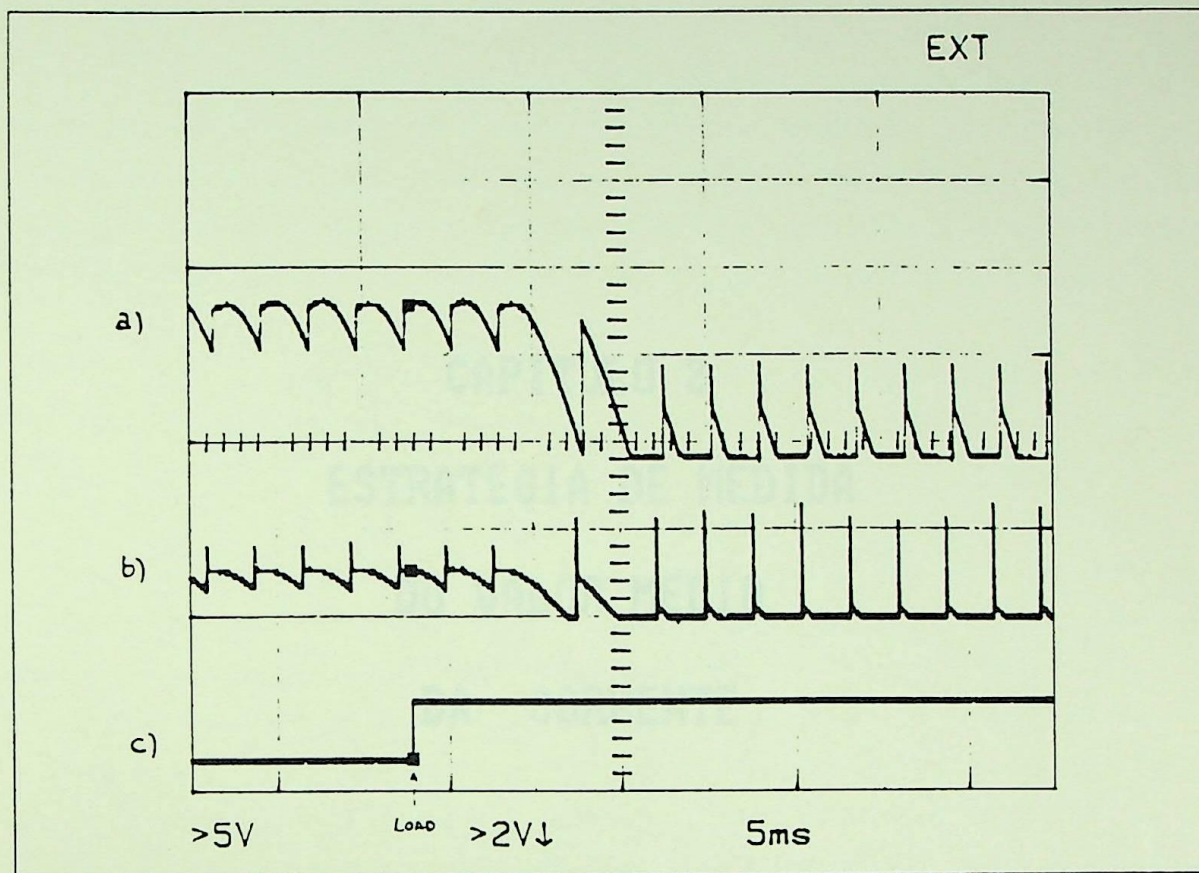


fig.21. Gráfico da tensão, corrente e referência variando de 15° para 100° .

a)- tensão b)- corrente c)- referência

É importante salientar que estes gráficos ilustram as variações dos ângulos de disparo em função da mudança do valor de referência do ângulo. Normalmente, em regime permanente, a referência é fixa e a variação do ângulo de disparo é mínima, quase imperceptível. Os picos de corrente mostrados na figura são devidos ao sistema de retificação na saída dos TCs, que foram depois eliminados com sensor de corrente de efeito Hall.

CAPÍTULO 2

ESTRATÉGIA DE MEDIDA

DO VALOR MÉDIO

DA CORRENTE

2. ESTRATÉGIA DE MEDIDA DO VALOR MÉDIO DA CORRENTE

Os circuitos normalmente utilizados para a detecção de corrente em conversores tiristorizados usam um filtro com o propósito de eliminar a ondulação contida na corrente contínua gerada pelo conversor. Porém esta estratégia introduz atrasos de tempo na leitura do valor de corrente.

Alguns autores, como Olivier [5], utilizam filtros R-C com constante de tempo de até 7ms.

A fim de eliminar o atraso, alguns autores, como Ishida K. e outros [25] e Ozaki S. e outros [26], propuseram um sistema de detecção de corrente baseado na relação existente entre a componente de ondulação da corrente e o valor da corrente média. Porém, este método só é aplicável para o conversor funcionando no modo contínuo de condução, uma vez que no modo descontínuo a corrente instantânea é nula na maior parte do período de aplicação da tensão.

Para utilização no modo descontínuo de condução, Olivier [1] e L.E.B.Silva [2] propuseram a utilização de integradores controlados, de forma a obter o valor médio real da corrente após o intervalo mínimo de 60 graus elétricos, que é o atraso intrínscico do conversor. Os dois integradores funcionam alternadamente, de modo a conseguir que não haja atraso entre medidas sucessivas. Enquanto um faz a integração, o outro memoriza o sinal com o tempo necessário para leitura do conversor análogo-digital.

2.1. Valor médio da onda retificada

A forma de onda da tensão na saída do conversor a comutação natural com 6 pulsos, ainda que contínua, possui uma ondulação igual a 60 graus, conforme mostra a fig.22 .

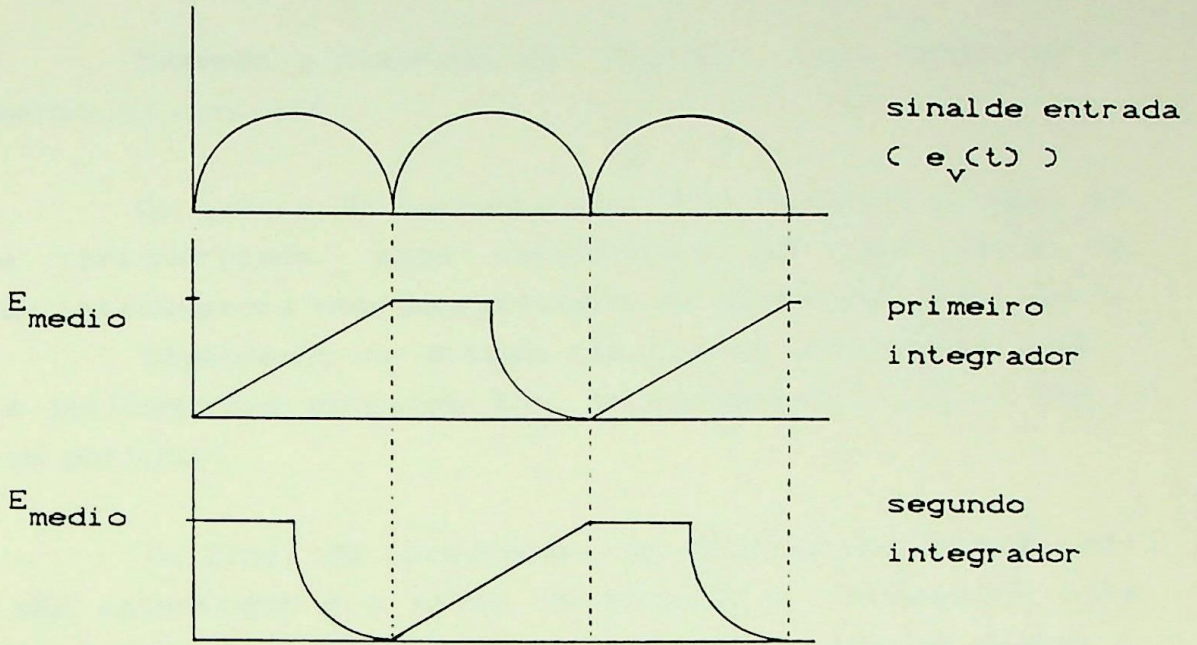


fig.22. Estratégia de medida.

O valor de interesse para o circuito de comando é o valor médio do sinal.

Como, por definição, o valor médio é igual a superfície sob a curva durante um período, a solução é integrar o sinal medido durante um período de 60 graus (no caso da fig.22) para obtenção do valor médio real.

$$E_{\text{MEDIO}} = \frac{1}{T} \int_0^T e_v(t) dt. \quad (2.1)$$

O valor médio é disponível somente no final de cada período, por isso são utilizados dois integradores, de modo a evitar atrasos entre medidas.

2. Circuito de medida do valor médio da corrente

Tomemos o diagrama da fig.24 para descrever o funcionamento do circuito.

Os sinais de corrente dos TC's ligados no lado AC da ponte tiristorizada, após retificados por uma ponte de diodos, são introduzidos num amplificador de ganho variável (CI1).

Dependendo do estado das chaves analógicas (CI9), o sinal é aplicado nas entradas dos integradores (CI2 ou CI3) durante um período.

No final da integração, os estados das chaves analógicas são invertidos e o sinal de entrada é transferido para outro integrador. O integrador utilizado anteriormente guarda o resultado para a conversão analógica-digital.

A fig.23. nos mostra o comportamento temporal dos integradores, do mesmo modo que os sinais lógicos de comando das chaves analógicas.

A operação do circuito pode ser dividido em 3 partes:

- tempo de integração
- tempo de retenção
- tempo de descarga

Para se entender este diagrama é necessário saber que os sinais lógicos I e \bar{I} são responsáveis pelo comando das chaves analógicas de seleção do canal a integrar, e os sinais lógicos R e \bar{R} são responsáveis pelo comando das chaves analógicas que fazem a reinicialização dos integradores.

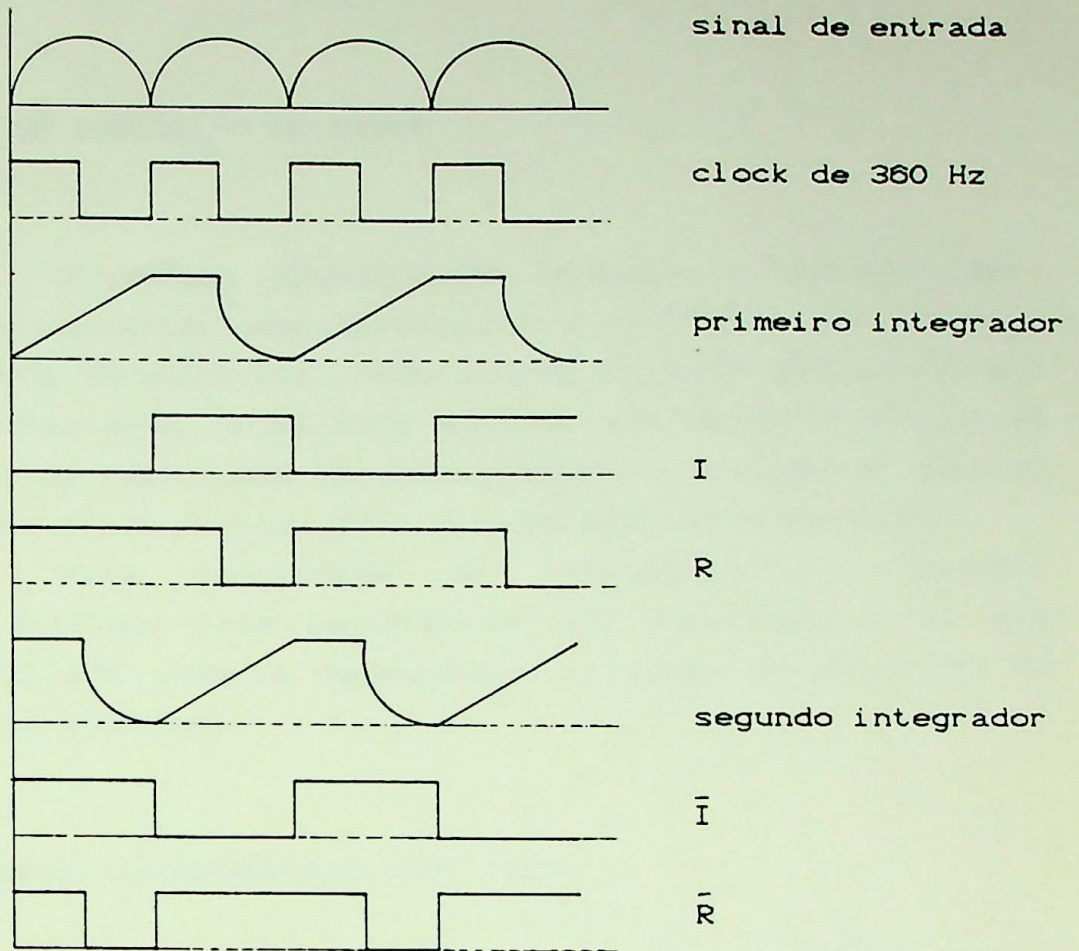


fig.23. Comportamento dos integradores.

Tomando o primeiro integrador da fig.23 como exemplo, entre 0 e 60 graus e entre 120 e 180 graus, onde o sinal I permanece em nível baixo, o circuito integra o sinal de entrada.

Entre 60 e 90 graus o sinal I é alto e a integração é finalizada, e o circuito amostrador retém este resultado.

Entre 90 e 120 graus, o sinal R é baixo, pois o capacitor de integração é descarregado e o integrador é reinicializado.

O diagrama temporal mostra claramente a defasagem entre os 2 integradores.

2.3. SISTEMA DE AQUISIÇÃO DE DADOS

O sistema de aquisição de dados é composto basicamente de um conversor análogo-digital (ADC0800), que converte o sinal de -5 a +5 volts dos integradores em sinal digital para o regulador de corrente, e de dois ADC0808 que converte os sinais de referência de velocidade do potenciômetro e o sinal do gerador tacométrico em sinal digital para o regulador de velocidade.

Para facilidade de utilização e expansão, preferiu-se utilizar três conversores A/D separados, visto que somente um ADC0808 poderia desempenhar a função de aquisição de dados com oito entradas.

2.4. OPERAÇÃO DO CONVERSOR A/D [40] [42]

Para que a aquisição de dados seja efetuada é necessário que o microprocessador execute dois passos:

Passo 1- Libere um pulso de início de conversão

Passo 2- Terminada a conversão, leia o barramento de dados do conversor A/D.

2.4.1- Passo 1 -

O microprocessador libera um pulso estreito na linha SOC (*start of conversion*), pino 6 do ADC0800 ou pino 6 do ADC0808, iniciando uma conversão.

Ao mesmo tempo, a linha EOC (*end of conversion*), pino 9 do ADC0800 ou pino 7 do ADC0808, que normalmente está no nível lógico 1, muda para o nível lógico 0 e permanece neste estado enquanto não se completar a conversão, conforme mostra a fig.25.

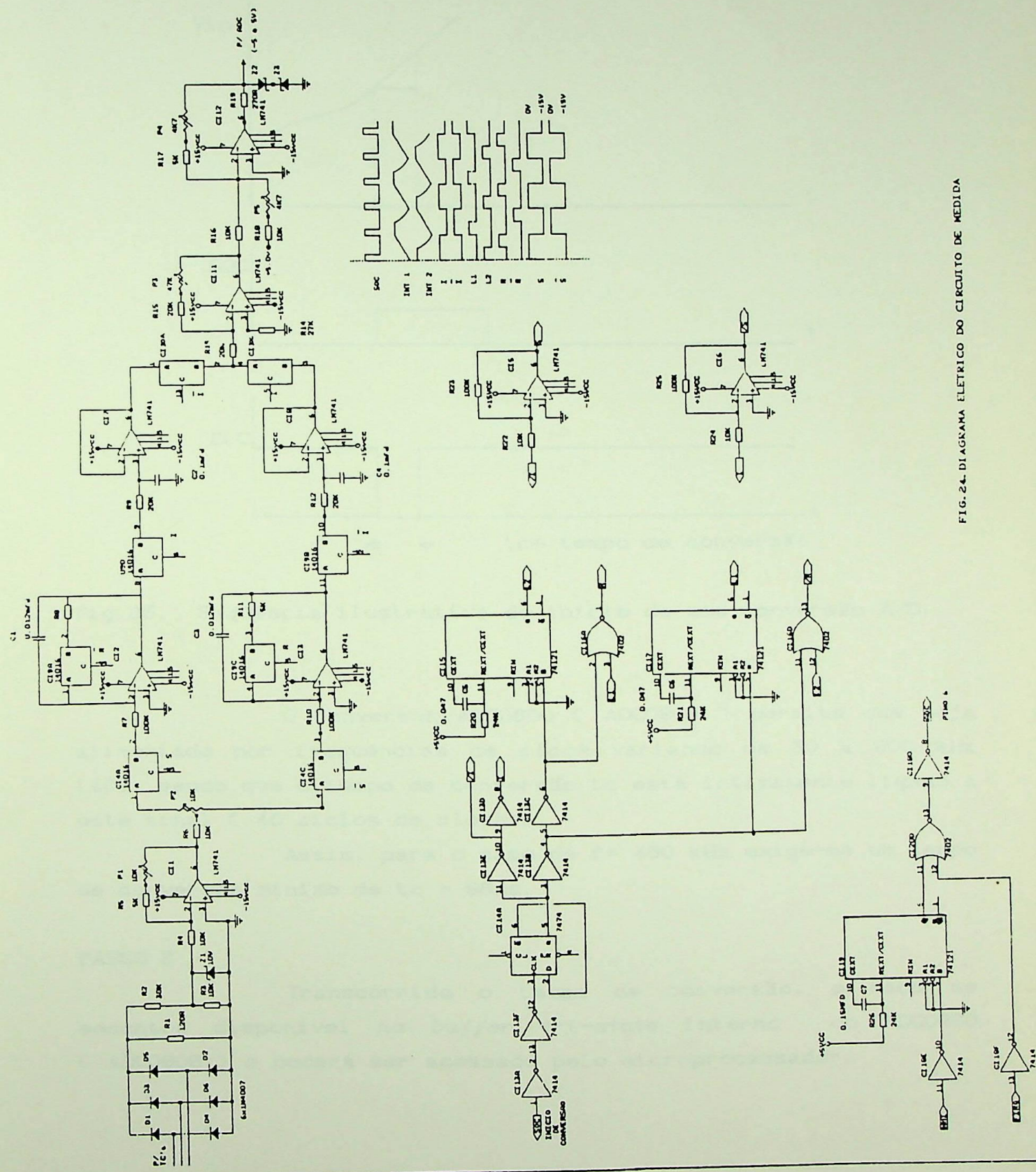


FIG. 24. DIAGRAMA ELETRICO DO CIRCUITO DE MEDIDA

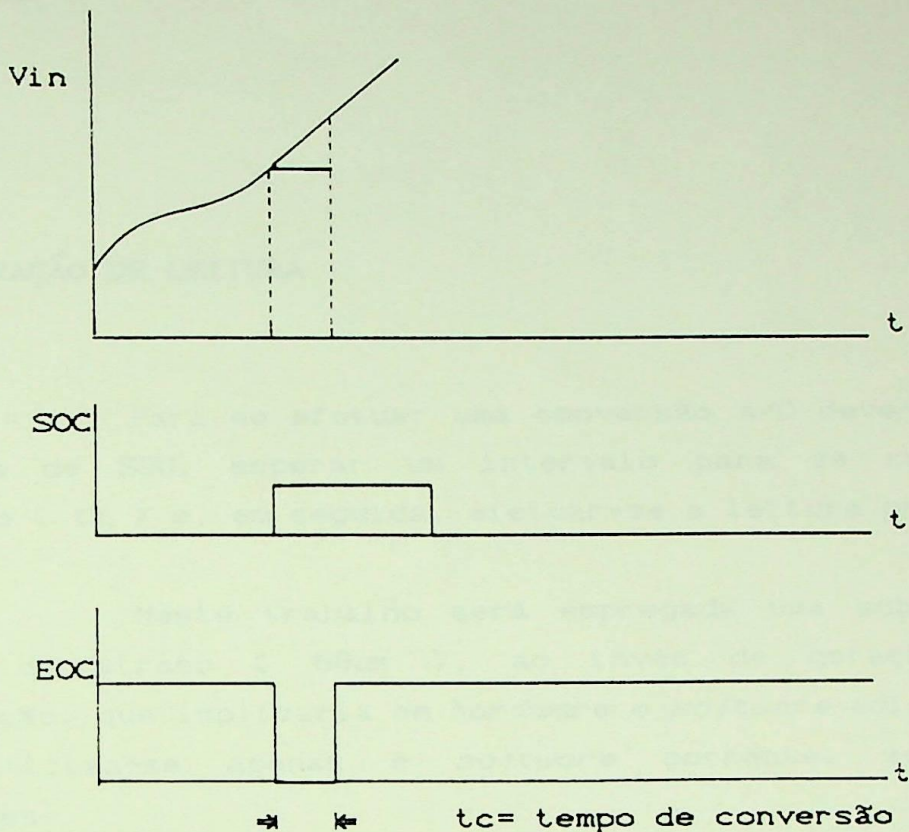


fig.25. Sequência ilustrativa do início de uma conversão A/D.

O conversor ADC0800 (ADC0808) permite que seja alimentado por frequências de *clock* variando de 50 a 800 kHz [40], sendo que o tempo de conversão t_c está intimamente ligado a este sinal (40 ciclos de *clock*).

Assim, para o caso de $f = 450$ kHz exige-se um tempo de conversão mínimo de $t_c = 88\mu s$.

PASSO 2 -

Transcorrido o tempo de conversão, o dado se encontra disponível no *buffer tri-state* interno do ADC0800 (ADC0808) e poderá ser acessado pelo microprocessador.

2.5. OPERAÇÃO DE LEITURA

Para se efetuar uma conversão A/D deve-se liberar um pulso de SOC, esperar um intervalo para se completar a conversão (t_c) e, em seguida, efetuar-se a leitura propriamente dita.

Neste trabalho será empregada uma sub-rotina de geração de atraso ($88\mu s$), ao invés de geração de uma interrupção, que implicaria em *hardware* e *software* adicional. Com isto, utiliza-se apenas o *software* corrente, sem grandes alterações.

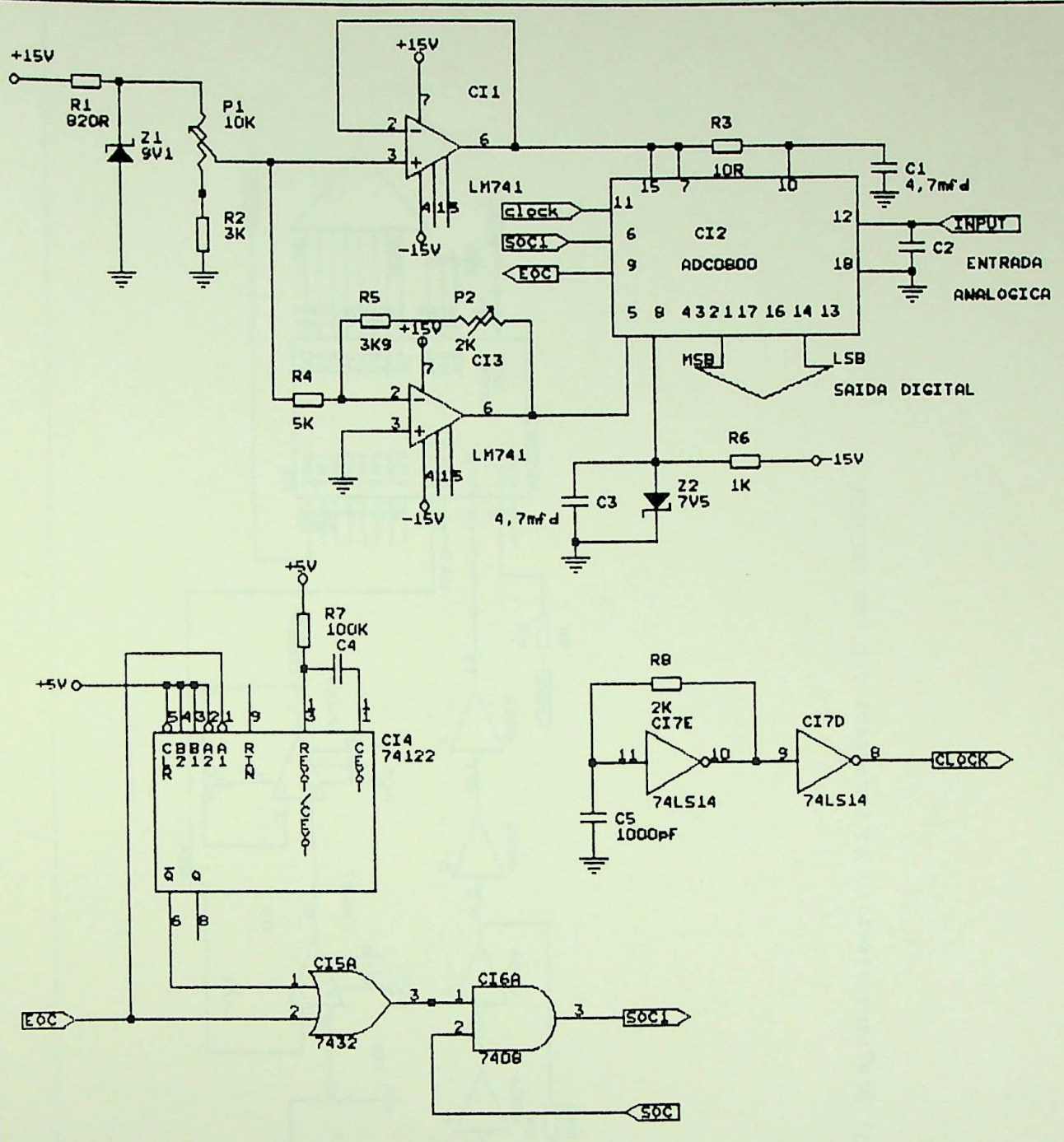


FIG. 26. DIAGRAMA DE LIGAÇÃO DO CONVERSOR A/D (ADC0800)

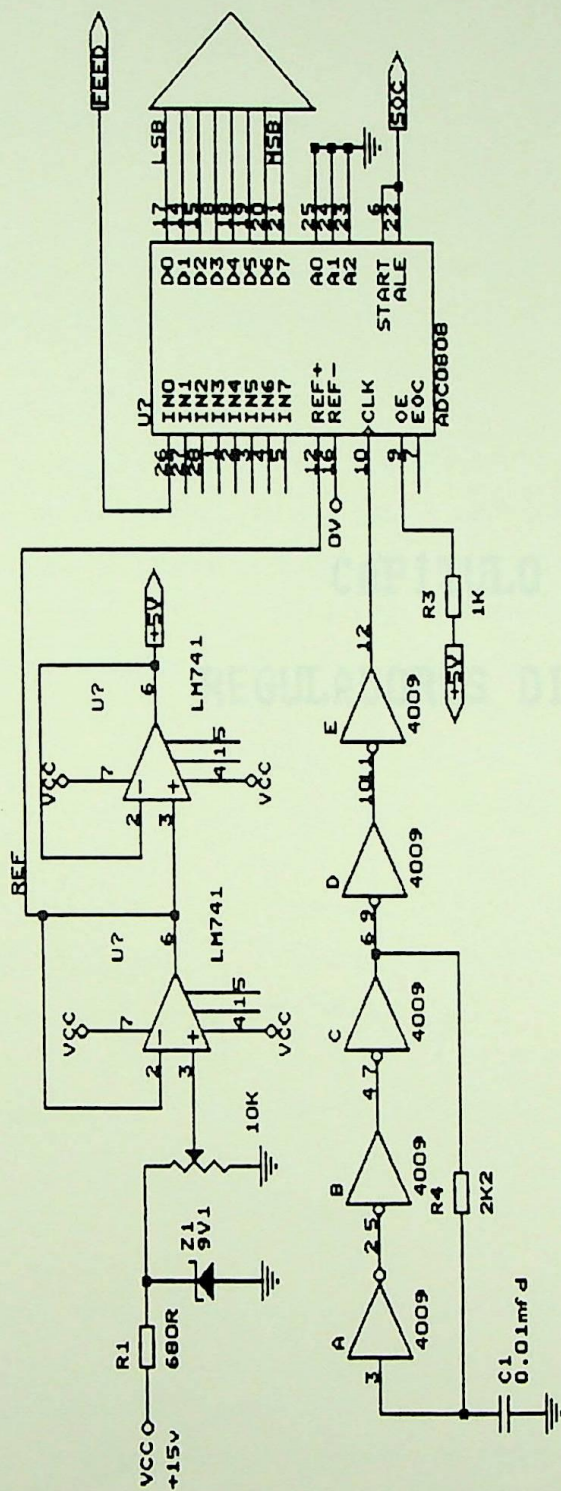


fig.27. Diagrama elétrico do conversor A/D com ADC0808.

CAPÍTULO 3
REGULADORES DIGITAIS

3. REGULADORES DIGITAIS

Na implementação de um regulador digital são utilizadas as equações de controle contínuo para reguladores analógicos e feita a conversão para o equivalente digital.

A transformação das equações de controle contínuo para dados amostrados (digital), pode ser feita com o uso de *Transformada Z* [3] [29] [31] [35] ou por meio da equação de diferença [28] [30]. A última abordagem é mais fácil de ser implementada no microprocessador, e menos sujeita a erros.

A simulação destas equações será feita aqui no plano Z, segundo [35] e [42].

Os passos para determinar qualquer algoritmo digital pelo *método da equação de diferença* são:

1- Escrever a função de transferência derivada da equação de controle na forma analógica, usando a notação da *Transformada de Laplace* ou equação diferencial.

2- Colocar na forma de diferença usando a aproximação

$$\frac{dD}{dt} \cong \frac{D_n - D_{n-1}}{T_s}$$

aonde T_s é o intervalo de amostragem igual a $T_n - T_{n-1}$.

3- Resolver a equação do valor presente da variável (com índice n) usando somente valores passados das variáveis (índice $n-i$, onde i é igual ou maior que 1).

3.1. ALGORITMO PID

Muitas malhas de processo, aonde a função de transferência da planta não tem sido completamente caracterizada (definida), utilizam o algoritmo PID ou uma de suas variações.

São normalmente utilizados controladores PI nas malhas de velocidade e corrente para que o erro em regime permanente seja zero, para uma rampa ou degrau na referência.

O regulador PID ideal é a soma dos elementos proporcional, integral e diferencial, dado por:

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

aonde

$m(t)$ = saída do regulador

$e(t)$ = erro = $r_n - c_n$

r_n = valor da referência

c_n = valor da saída do processo

K_p = ganho proporcional do regulador

K_i = ganho integral do regulador

K_d = ganho derivativo do regulador

A forma discreta de (3.1) é

$$m_n = K_p e_n + K_i \sum_{j=1}^n T \cdot e_j + K_d \left(\frac{e_n - e_{n-1}}{T} \right) \quad (3.2)$$

Tomando-se o valor anterior, obtém-se

$$m_{n-1} = K_p e_{n-1} + K_i \sum_{j=1}^{n-1} T e_j + K_d \left(\frac{e_{n-1} - e_{n-2}}{T} \right) \quad (3.3)$$

Subtraindo a equação (3.3) de (3.2) obtem-se o algoritmo na forma incremental, que é

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_p (e_n - e_{n-1}) + K_i T e_n + \frac{K_d}{T} (e_n - 2e_{n-1} + e_{n-2}) \quad (3.4)$$

Rearranjando a equação (3.4) tem-se

$$\Delta m_n = m_n - m_{n-1} = K_1 e_n + K_2 e_{n-1} + K_3 e_{n-2} \quad (3.5)$$

aonde

$$K_1 = K_p + K_i T + K_d / T \quad (3.6)$$

$$K_2 = -K_p - 2K_d / T \quad (3.7)$$

$$K_3 = K_d / T \quad (3.8)$$

As variáveis internas do algoritmo são atualizadas a partir das relações:

$$m_{n-1} = m_n \quad e_{n-2} = e_{n-1} \quad e_{n-1} = e_n$$

Uma das vantagens da utilização das equações (3.4) ou (3.5) é a eliminação dos somatórios que podem sobrecarregar ou saturar devido a ação integral (*windup*), quando, por alguma razão o erro persiste [28] [29].

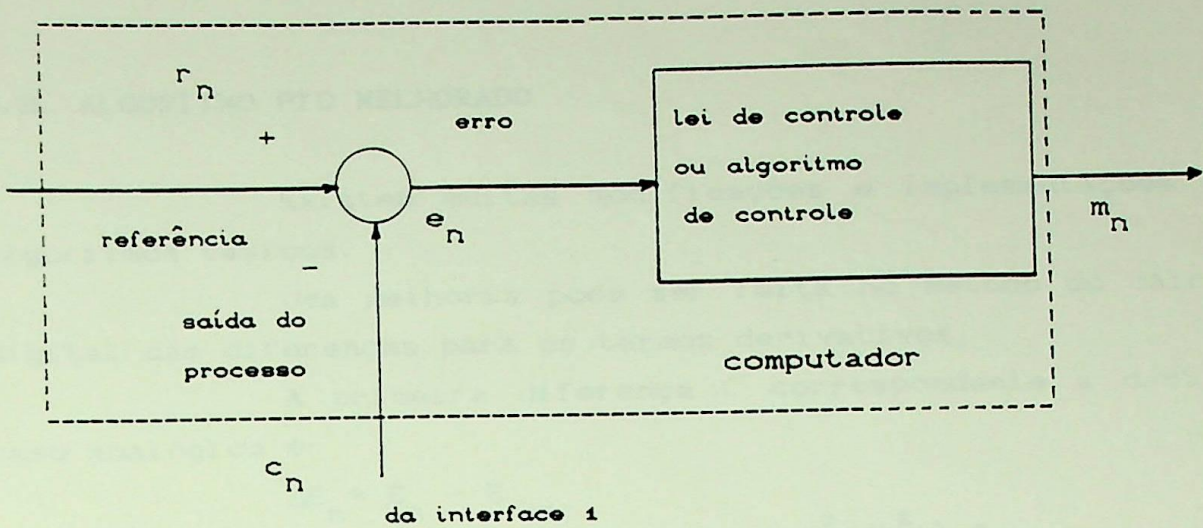


fig.28. Diagrama em bloco do computador na malha de controle

A transformação da equação (3.1) para seu equivalente digital, através da Transformada Z, é feita usando as relações:

$$\int e(t) dt \Rightarrow \frac{z}{z-1} E(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} E(z)$$

$$\frac{d}{dt} e(t) \Rightarrow \frac{1-z^{-1}}{T} E(z)$$

que se obtém

$$M(z) = K_p E(z) + K_i T E(z) \left(\frac{1}{1-z^{-1}} \right) + K_d \left(\frac{1-z^{-1}}{T} \right) E(z) \quad (3.9)$$

ou

$$M(z) = \frac{K_1 + K_2 z^{-1} + K_3 z^{-2}}{1 - z^{-1}} E(z) \quad (3.10)$$

aonde K_1 , K_2 e K_3 foram definidos anteriormente.

3.2. ALGORITMO PID MELHORADO

Existem muitas modificações e implementações dos algoritmos básicos.

Uma melhoria pode ser feita no método do cálculo digital das diferenças para os termos derivativos.

A primeira diferença (correspondente a d/dt no caso analógico é:

$$\Delta E_n = E_n - E_{n-1}$$

e a segunda diferença (correspondente a d^2/dt^2) é

$$\Delta^2 E = \Delta E_n - \Delta E_{n-1}$$

$$\Delta^2 E = (E_n - E_{n-1}) - (E_{n-1} - E_{n-2})$$

$$\Delta^2 E = E_n - 2E_{n-1} + E_{n-2} \quad (3.11)$$

Desde que a diferenciação ou seu equivalente numérico pode gerar na saída variações bruscas devido a dados errados, é necessário algum alisamento antes da derivada ser calculada.

Uma técnica suplementar (além do uso de filtros passa-baixa analógico ou digital) frequentemente empregada é o uso de fórmulas de interpolação.

Tomando-se os valores de vários pontos igualmente espaçados pode-se obter uma diferenciação analítica, dando uma derivada mais amortecida.

Uma fórmula que tem sido empregada com sucesso é a técnica da diferença de 4 pontos centrais.

Assumindo 4 pontos E_n a E_{n-3} , igualmente espaçados no intervalo de amostragem:

$$E^* = \frac{E_n + E_{n-1} + E_{n-2} + E_{n-3}}{4} \quad (3.12)$$

então,

$$\frac{\Delta E}{T_s} = \frac{\frac{E_n - E^*}{1,5 T_s} + \frac{E_{n-1} - E^*}{0,5 T_s} + \frac{E^* - E_{n-2}}{0,5 T_s} + \frac{E^* - E_{n-3}}{1,5 T_s}}{4} \quad (3.13)$$

$$\frac{\Delta E}{T_s} = \frac{1}{6T_s} (E_n - E_{n-3} + 3E_{n-1} - 3 E_{n-2}) \quad (3.14)$$

O número de adições e subtrações neste algoritmo é mínima, mas requer armazenagem de três valores passados adicionais da variável E.

A integral numérica ou somatório em (3.2) pode também ser melhorado do ponto de vista da precisão.

Para a integral retangular

$$\sum_{i=0}^n e_i$$

pode ser substituído pela regra trapezoidal

$$\sum_{i=0}^n \frac{e_i + e_{i-1}}{2} \quad (3.15)$$

Estas modificações para melhoria do algoritmo PID não foram implementadas neste trabalho mas ficam aqui sugeridas como possível melhoria na continuação deste trabalho.

6. REGULADOR DE CORRENTE

Fontes de corrente são largamente usadas nas indústrias, mais frequentemente como parte do equipamento de testes com malha de velocidade de regulação de torque. De tal modo que, a fonte de corrente controlada elétrica é usada para controlar o movimento dinâmico de motores e sistemas elétricos contra perturbações.

Entretanto, estas vantagens podem ser conseguidas através de a malha de controle com velocidade suficiente e resposta adequadamente distribuída e com boa precisão em estado permanente.

CAPÍTULO 4

REGULADOR DIGITAL

DE CORRENTE

2) O regulador digital é tipicamente usado para controle de velocidade de realização de corrente de carga, onde a resposta é consideravelmente lenta as respostas de malha de regulação de corrente.

3) Faixa de trabalho para diferentes cargas que podem ser conectadas a fonte de corrente.

A constante de tempo de carga está entre a resposta de corrente. Consequentemente, a faixa de corrente são tipicamente ajustáveis a uma carga particular.

4) Imunidade ao ruído.

O chaveamento do transistor para cargas consideráveis que são eletricamente transitórios e irradiados.

5) Longo tempo de proteção e estabilidade.

Devido a existência das condições de operação, tais como componentes, etc, o desempenho do controlador de corrente pode deteriorar.

4. REGULADOR DE CORRENTE

Fontes de corrente são largamente usadas nas indústrias, mais frequentemente como parte do acionamento de motores com malha de velocidade ou regulação de torque. Em tais aplicações, a fonte de corrente controlada oferece a vantagem de melhorar o desempenho dinâmico do acionamento e inerente proteção contra curto-circuito.

Entretanto, essas vantagens podem ser conseguidas somente se a malha de controle tiver velocidade suficiente e resposta adequadamente amortecida e com boa precisão em estado permanente.

No projeto da fonte de corrente, para satisfazer esses requisitos, devem ser feitas as seguintes considerações :

1) É necessário eliminar o ripple de 360Hz, tipicamente produzido pela ponte de 6 pulsos, do sinal de realimentação de corrente. Os filtros necessários poderão tornar consideravelmente lentas as respostas das malhas de regulação de corrente.

2) Faixa de trabalho para diferentes cargas que poderão ser conectadas a fonte de corrente.

A constante de tempo da carga afeta muito a resposta de corrente. Consequentemente, fontes de corrente são tipicamente ajustáveis a uma carga particular.

3) Imunidade ao ruído.

O chaveamento do tiristor gera ruídos consideráveis que são eletricamente transmitidos e irradiados.

4) Longo tempo de precisão e estabilidade.

Devido a mudança nas condições de operação, idade dos componentes, etc, o desempenho do controlador de corrente pode deteriorar.

Projetos de fontes de corrente, baseados em métodos analógicos para controle de corrente, são bem documentados [19][20][57].

Recentemente, vários projetos digitais têm sido descritos [1],[2],[3].

Em adição as vantagens bem conhecidas de maior imunidade ao ruído, maior precisão, longo tempo de estabilidade, diminuição nos ajustes e manutenção, a implementação digital produz uma fonte de corrente com possibilidade de interface direta com microprocessadores.

Desde que acionamento de motores de alto desempenho requer alguma forma de controle adaptativo de velocidade, para um desempenho ótimo sobre toda a faixa de velocidade, é esperado que aumente o número de aplicações de microprocessadores nos controladores de motores, o que favorece o controle digital na malha de corrente.

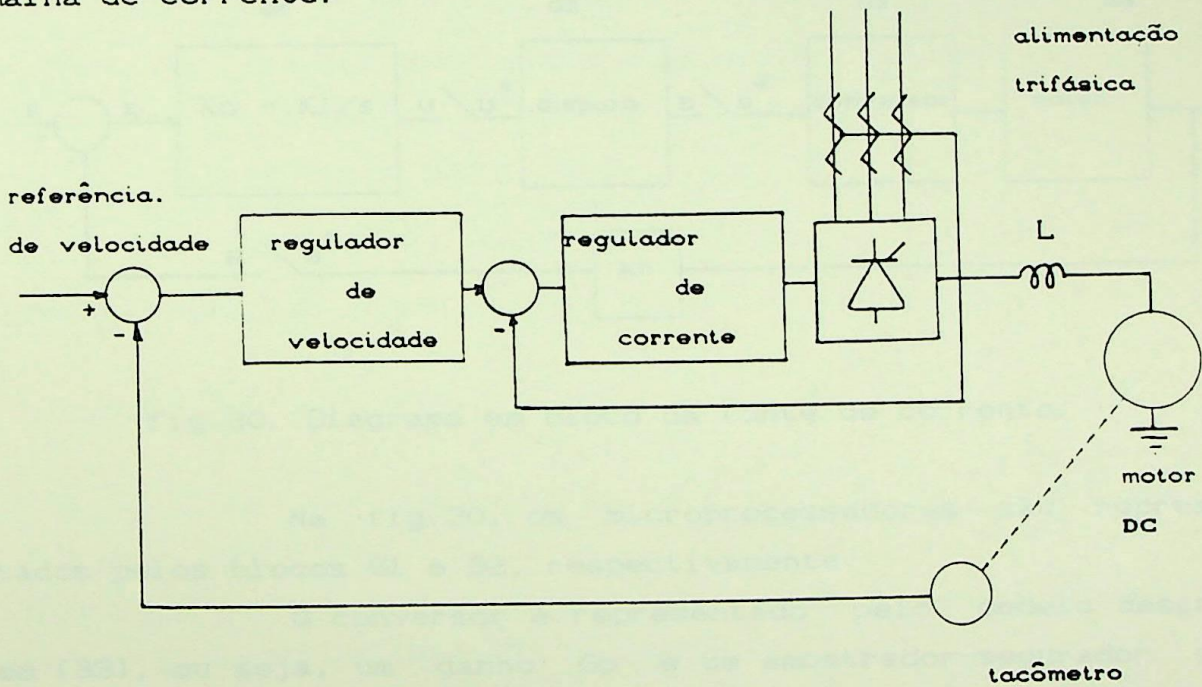


fig.29. Diagrama em blocos do acionamento da máquina de corrente contínua com regulagem em velocidade e corrente.

4.1- ANÁLISE TRANSITÓRIA DA FONTE DE CORRENTE

A fonte de corrente implementada emprega dois microprocessadores:

O primeiro, faz o papel do regulador PI e compensa as variações de tensão de alimentação e carga no eixo do motor.

o segundo, utilizando da estratégia descrita no capítulo anterior, gera os pulsos de disparo para os tiristores da ponte de Graetz.

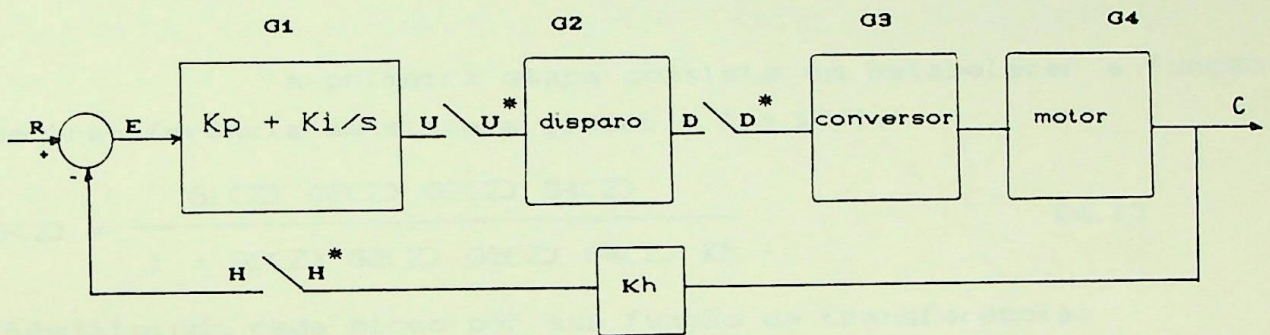


fig.30. Diagrama em bloco da fonte de corrente.

Na fig.30, os microprocessadores são representados pelos blocos G1 e G2, respectivamente.

O conversor é representado pelo modelo descrito em [33], ou seja, um ganho G_p e um amostrador-segurador cuja frequência de amostragem é 360Hz. Entretanto, em muitos casos, um modelo simplificado consiste de um ganho G_p somente e é adequado para prever com precisão a resposta transitória de velocidade.

O motor de corrente contínua é representado pelo modelo deduzido no Apêndice A.

A utilização do circuito de medida de corrente, descrita no capítulo 2, permite eliminar o filtro normalmente existente no bloco de realimentação, representado pelo ganho K_h .

Uma análise transitória a partir da *Transformada de Laplace* não permite computar o retardo de 60 graus inerente aos conversores trifásicos [1].

Essa abordagem pode conduzir a resultados absurdos durante a simulação dos modelos.

A *Transformada Z* permite tratar o conversor como um sistema amostrado e o atraso é considerado como 60 graus.

A obtenção da resposta a degrau no domínio de Z é semelhante a abordagem habitual no domínio de S .

A primeira etapa consiste em estabelecer a função de transferência do sistema global (fig.30).

$$G(Z) = \frac{G_1(Z) G_2(Z) G_3(Z) G_4(Z)}{1 + G_1(Z) G_2(Z) G_3(Z) G_4(Z) K_h} \quad (4.1)$$

Substituindo cada bloco por sua função de transferência:

$$G_1(Z) = Z (K_p + K_i/s) = K_p + K_i \cdot Z / (Z-1) \quad (4.2)$$

$$G_3(Z) = \frac{V_s}{2 \pi / 24} \quad (V/\text{rad}) \quad (4.3)$$

aonde V_s é a máxima tensão de saída quando o ângulo de condução dos tiristores é $2\pi/24$ (15°). Portanto,

$$G_3(Z) = \frac{287}{2\pi / 24} = 1096 \quad (4.4)$$

O sinal de controle é dado pelo temporizador do microprocessador 2. O mesmo especifica o intervalo de tempo que determina o ângulo de condução dos tiristores, como descrito no capítulo 1.

Desde que o número colocado no contador é atualizado sempre que uma nova medida é obtida e a informação de erro é processada pelo algoritmo de controle, podemos considerar o sinal de controle como um sinal que é amostrado e mantido.

Portanto, a função de transferência para o circuito de disparo é expressa por

$$G_2(Z) = \frac{2\pi/24}{K_c} \frac{1 - e^{-st}}{s} \quad (\text{rad/contagem}) \quad (4.5)$$

onde K_c é o valor do contador para o ângulo de disparo igual a $2\pi/24$ (15°). Para a frequência de 890 Khz do microprocessador e frequência de 60 Hz da rede, $K_c = 618$.

$$G_4(s) = \frac{1.667s + 0.384}{s^2 + 5.35s + 173.812} \quad (4.6)$$

$$G_o(s) = G_2(s) G_3(s) G_4(s)$$

$$G_o(s) = 0,00042 \cdot \frac{1 - e^{-st}}{s} \cdot 1096 \cdot \frac{1,667s + 0,384}{s^2 + 5,35s + 173,812} \quad (4.7)$$

$$G_o(s) = \frac{1 - e^{-st}}{s} \frac{0,76735s + 0,17676}{s^2 + 5,35s + 173,812} \quad (4.8)$$

transformando para o domínio de Z temos,

$$G_o(z) = \frac{0,002118}{z - 1} \quad (4.9)$$

com o regulador PI,

$$G_o(z) = \frac{0,002118 (K_p + K_i) z - 0,002118 K_p}{z^2 - 2z + 1} \quad (4.10)$$

Em malha fechada temos,

$$G(Z) = \frac{0,002118 (K_p + K_i) Z - 0,002118 K_p}{Z^2 + [0,002118(K_p + K_i) K_h - 2] Z + 1 - 0,002118 K_p K_h} \quad (4.11)$$

Portanto, a função de transferência global é uma divisão de 2 polinômios do tipo

$$C(Z) = \frac{n_2 Z^{-1} + n_1 Z^{-2}}{1 + d_1 Z^{-1} + d_2 Z^{-2}} \quad (4.12)$$

que permite obter a resposta temporal da fonte de corrente para diferentes valores de ganhos K_p , K_i e K_h , ganhos proporcional, integral e de realimentação, respectivamente.

A partir das respostas obtidas é possível escolher o melhor desempenho da fonte de corrente.

Considerando $K_p = 21$, $K_i = 2$ e $K_h = 1$, resulta a função de transferência

$$G(Z) = \frac{C(Z)}{R(Z)} = \frac{0,0487 Z - 0,044478}{Z^2 - 1,9513 Z + 0,9555} \quad (4.13)$$

Para entrada em degrau, $R(Z) = Z / (Z-1)$

$$C(Z) = \frac{0,0487 Z^2 - 0,044478 Z}{Z^3 - 2,9513 Z^2 + 2,9068 Z + 0,955} \quad (4.14)$$

$$C(Z) = 0,0487 Z^{-1} + 0,09923 Z^{-2} + 0,1513 Z^{-3} + \dots \quad (4.15)$$

Notar que é necessário calcular muitos termos para determinar a resposta e quanto mais termos forem incluídos, maior a aproximação do valor final.

Esse valor também pode ser calculado pelo Teorema do valor final [30][35].

Para entrada degrau, basta fazer em (4.13)

$$\text{valor final} = G(1) = \frac{0,0487 - 0,0445}{1 - 1,9513 + 0,9555} = \frac{0,0042}{0,0042} = 1$$

Utilizando o programa de simulação de [42], obtem-se a resposta temporal da fonte de corrente, que é mostrada na fig.31.

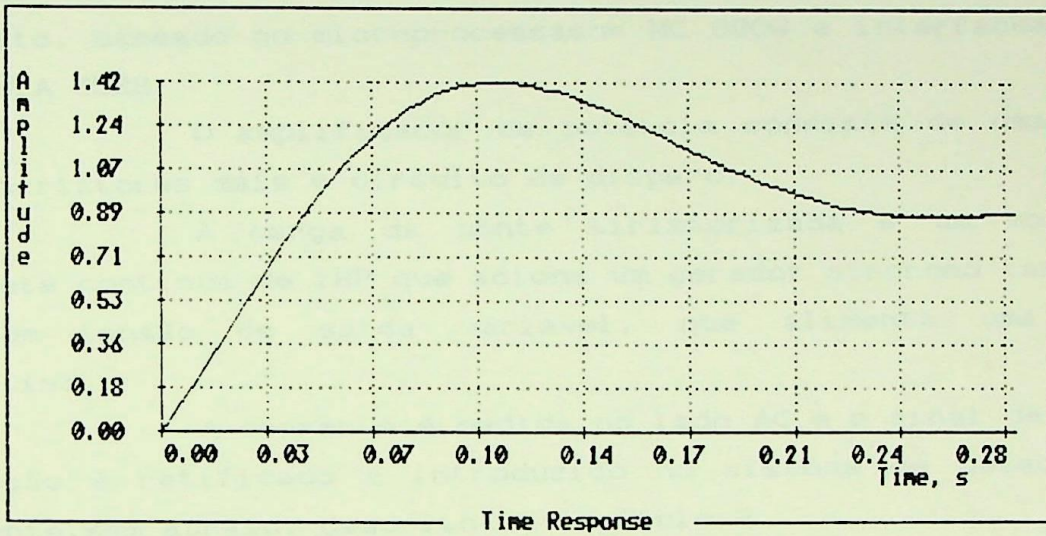


fig.31. Resposta a degrau da malha de corrente para $K_p = 21$ e $K_i = 2$.

4.2- IMPLEMENTAÇÃO DO HARDWARE

Para verificar experimentalmente os resultados da simulação do regulador de corrente foi montado um sistema experimental como na fig.32.

O algoritmo do regulador de corrente foi implementado no sistema de desenvolvimento Tandy, anteriormente descrito, baseado no microprocessador MC 6809 e interfaceado por duas VIA 6522.

O amplificador de potência consiste de uma ponte de 6 tiristores mais o circuito de disparo.

A carga da ponte tiristorizada é um motor de corrente contínua de 1HP que aciona um gerador síncrono também de 1HP com tensão de saída variável, que alimenta uma carga resistiva.

A corrente é medida no lado AC e o sinal de realimentação é retificado e introduzido no sistema de detecção de corrente, sem atraso, descrito no capítulo 2.

O transdutor de medida deve isolar adequadamente o circuito de controle do circuito de potência. Por esta razão, e devido ao baixo custo, foram utilizados 3 transformadores de corrente alimentando uma ponte de diodos. Nesta configuração, os transformadores comportam-se como fonte de corrente, eliminando a banda morta associada a queda de tensão no diodo.

Os 3 resistores de 120 ohms conectados nos terminais do TC para proteção não afetam a precisão da malha de realimentação.

Desde que a ponte de diodos é uma duplicata exata da ponte principal, o sinal de tensão através do resistor R_{sh} é proporcional a corrente de contínua de saída.

O sinal DC é convertido por um conversor ADC0808 na taxa de 450Khz em um sinal de 8 bits, como mostra a fig.27.

O sinal de referência é dado por outro microprocessador ou por um potenciômetro conectado a outro ADC.

O erro de corrente é então processado através do regulador proporcional-integral digital.

A saída do regulador é dada em ângulo (15° - 165°), não sendo, portanto, necessário linearizar através de tabelas de conversão de \cos^{-1} .

A saída do regulador é conectada ao módulo de disparo, anteriormente descrito.

A sincronização é feita pelo mesmo circuito detetor de passagem por zero.

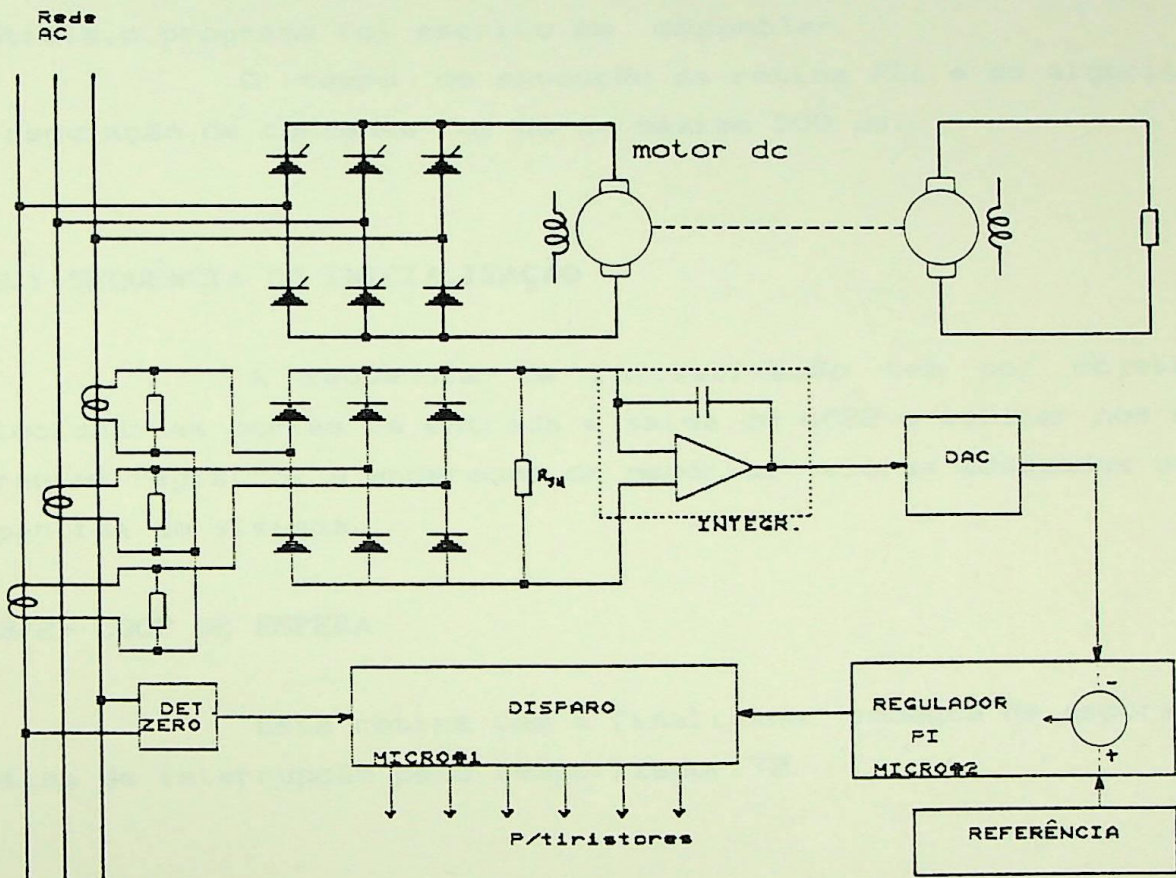


fig. 32. Diagrama esquemático da fonte de corrente.

4.3- IMPLEMENTAÇÃO DO SOFTWARE

As etapas de implementação do algoritmo de controle de corrente são mostradas no fluxograma da fig.33.

Devido a necessidade de um algoritmo veloz de controle, o programa foi escrito em *assembler*.

O tempo de execução da rotina PLL e do algoritmo de regulação de corrente foi de no máximo 600 μ s.

4.3.1- SEQUÊNCIA DE INICIALIZAÇÃO

A sequência de inicialização tem por objetivo selecionar as portas de entrada e saída do 6522 e colocar nos diferentes registros e endereços de memória, valores adequados para a partida do sistema.

4.3.2- LOOP DE ESPERA

Esta rotina tem a finalidade somente de esperar a rotina de interrupção pelo temporizador T2.

4.3.3- INTERRUPTÃO PELO DETETOR DE ZERO DA REDE

A passagem por zero da tensão Eac provoca em cada ciclo uma interrupção não-mascarável (NMI) na CPU.

O subprograma de interrupção, que já foi descrito para o circuito de disparo dos tiristores, tem a finalidade de produzir 6 pulsos de 60 graus por ciclo, pela técnica PLL controlado por software (SCPLL).

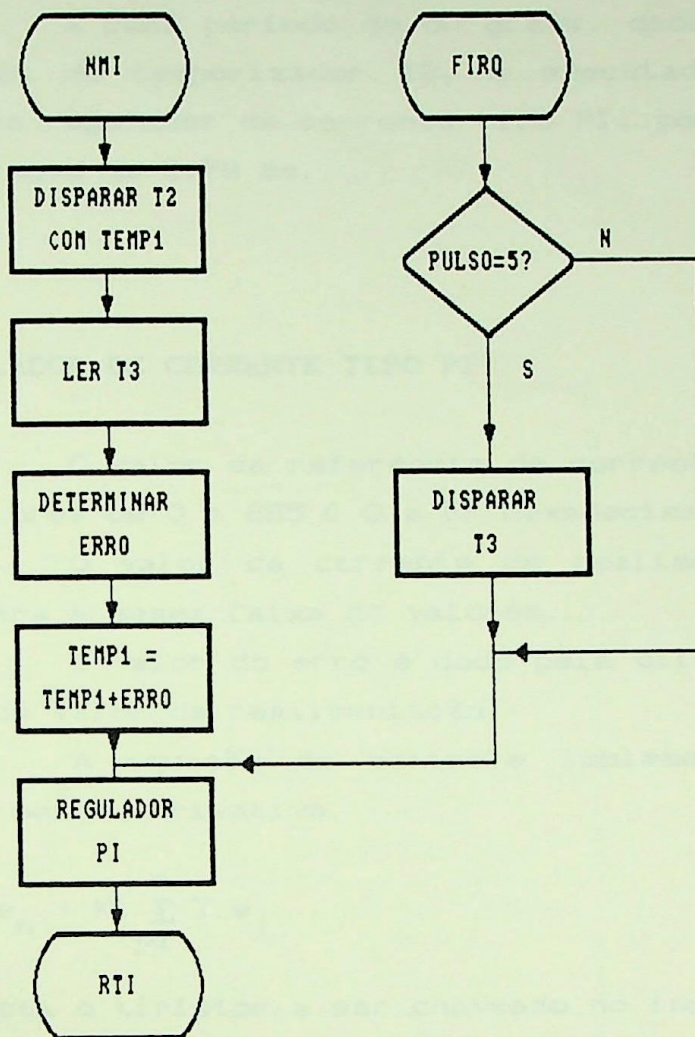


fig.33. FLUXOGRAMA DO ALGORITMO DO REGULADOR PI E SINCRONISMO

4.3.4- INTERRUPTÃO PELO TEMPORIZADOR DE 60 GRAUS

A cada período de 60 graus, dada pela interrupção FIRQ, através do temporizador T2, é executada a sequência de instruções do regulador de corrente tipo PI, portanto, com período de amostragem de 2,78 ms.

4.3.5- REGULADOR DE CORRENTE TIPO PI

O valor da referência de corrente é lido na porta A2, para valores de 0 a 255 (0 a FF hexadecimal).

O valor da corrente de realimentação é lido na porta B2, para a mesma faixa de valores.

O valor do erro é dado pela diferença do valor de referência do valor de realimentação.

A equação de controle implementada é a (4.2), retirando a parte derivativa.

$$m_n = K_p \cdot e_n + K_i \sum_{j=1}^n T \cdot e_j \quad (4.16)$$

aonde j denota o tiristor a ser chaveado no instante j , tal que o erro e_j é o erro no chaveamento j , m_n é o valor de saída do regulador (a ser corrigido, como veremos adiante), enquanto T é o intervalo de amostragem do somador.

No estado permanente $T=2,78$ ms, que é determinado pelo instante de disparo do tiristor.

O controlador digital PI é realizado computando a integral e o termo proporcional em (4.16) separadamente, e , então, são adicionados, a cada período de amostragem.

A cada adição é necessário verificar a sobrecarga do somatório, que é devido a ação integral [29], que poderá gerar oscilações na saída do regulador.

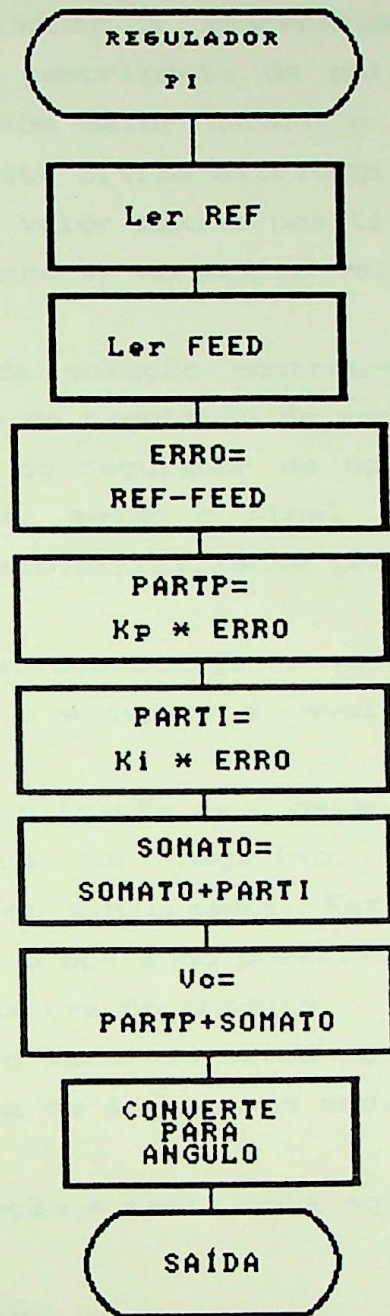


fig.34. Fluxograma do algoritmo do regulador PI

Para eliminar a sobrecarga são possíveis duas soluções: o aumento do comprimento da palavra (p.ex. 32 bits), que permite trabalhar com maior número e adições, ou o uso de saturação aritmética. Esta última estratégia simplesmente força o resultado permanecer no valor máximo positivo se ocorre *overflow* positivo, ou força permanecer no máximo valor negativo se ocorre *underflow*.

A segunda solução mostrou-se suficiente e foi implantado no algoritmo de regulação de corrente.

No caso do regulador de corrente, o intervalo de amostragem é pequeno e, mesmo o sinal atuante evoluindo mais lentamente que o previsto, dificilmente provoca uma sobrecarga da ação integral.

Se houver sobrecarga, o valor de saída é mantido em 32767 (ou - 32768) e espera a evolução do próprio sistema regulador.

Na multiplicação da constante de ganho (Kp ou Ki) pelo erro, se o erro for negativo, deverá ser feita uma multiplicação de números sinalizados. Faz-se a multiplicação dos operandos e subtrai-se o operando positivo (constante de ganho) da parte mais significativa do produto.

Obtido o valor de saída do regulador, é necessário corrigi-lo para a faixa de ângulos do módulo de disparo, que é de 15° a 165°.

A correção é feita pela equação

$$Y = OF_H + \frac{96H + (X + 8000H)}{256_{10} * 256_{10}} \quad (4.17)$$

que corresponde ao gráfico b da fig.35.

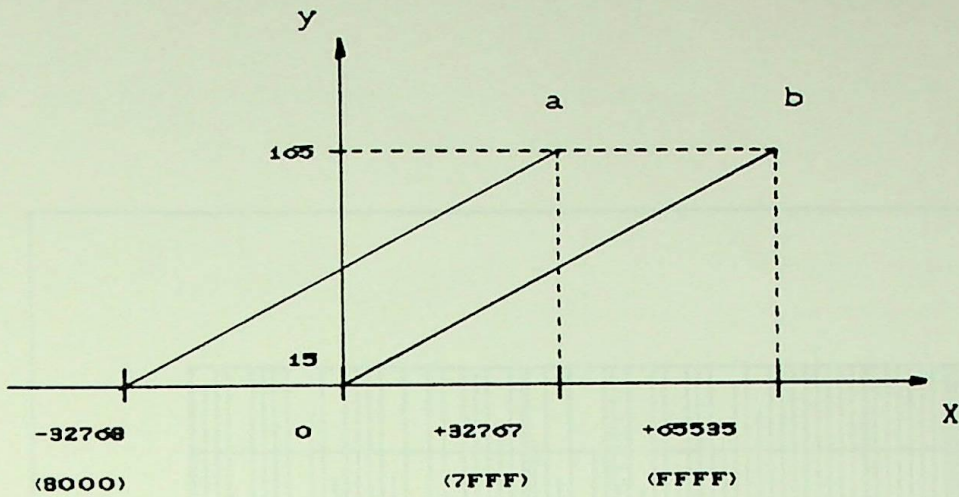


fig. 35 Conversão da saída do regulador

4. 4- ENSAIOS DINÂMICOS

A equação foi verificada experimentalmente para várias cargas e diversos ajustes de ganho.

Alguns exemplos representativos aparecem nas figuras 36 a 39.

Os resultados experimentais estão de acordo com os valores calculados e os resultados analíticos são menos amortecidos que os valores obtidos em laboratório.

Para o ensaio com rotor travado, pode ser visto que a resposta do sistema é estável, sem *overshoot* e *rise-time* de 120ms (fig. 39).

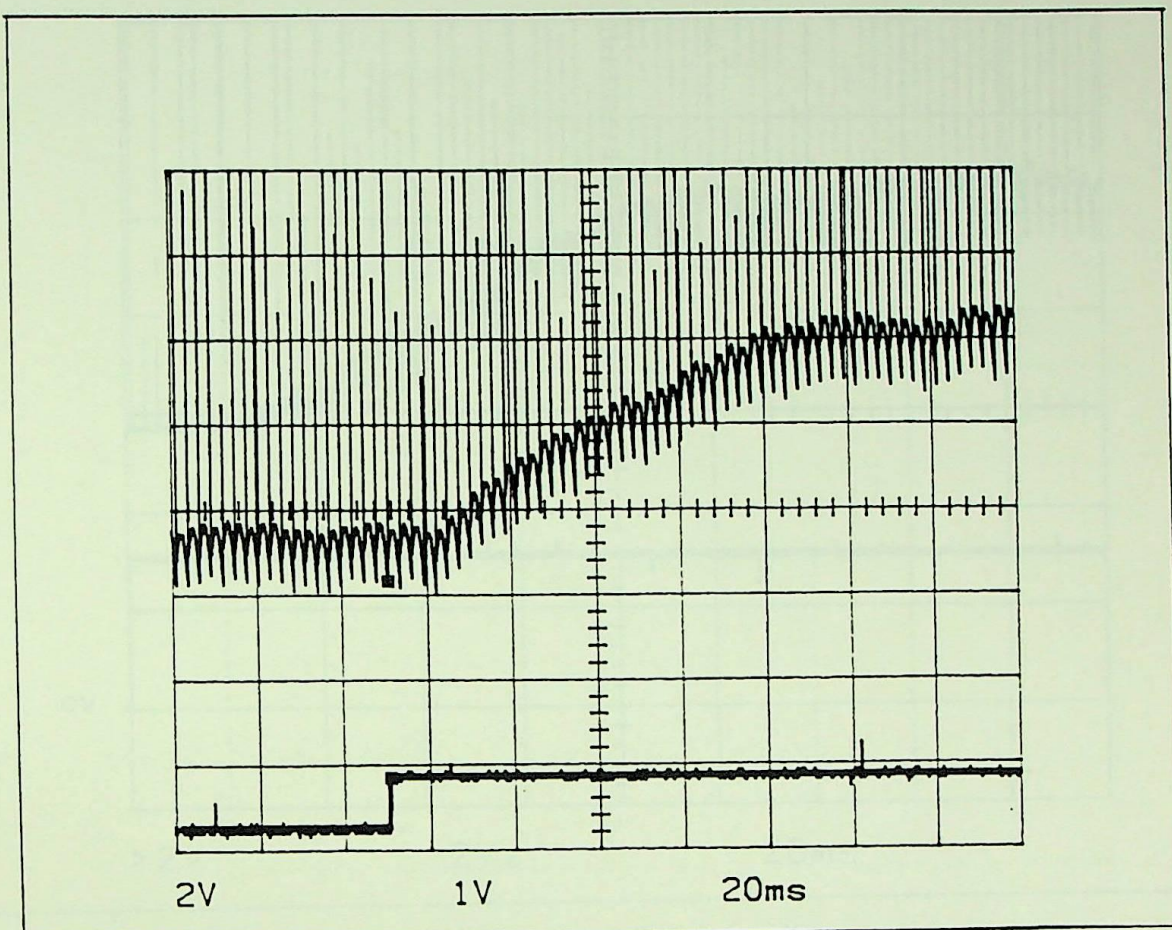


fig.36. Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente

- (a) corrente no motor (1,3 a 2,8A)
- (b) referência de corrente (13H a 32H)

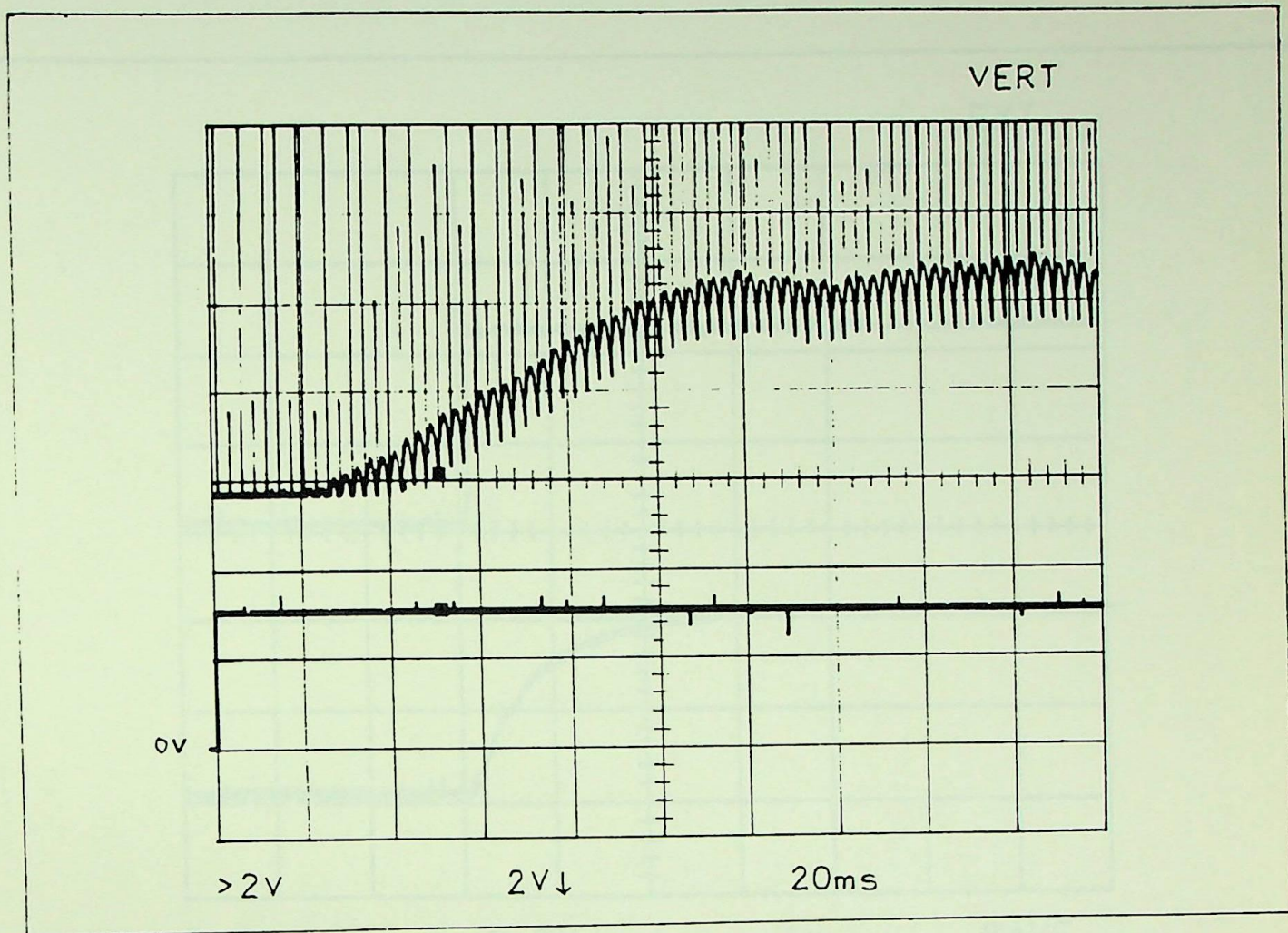


fig. 37. Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente para $K_p = 255$ e $K_i = 1/2$ e referência variando de 0 a 58. $I_{final} = 0,6A$.

- a- corrente na saída do T.C.
- b- degrau de referência.

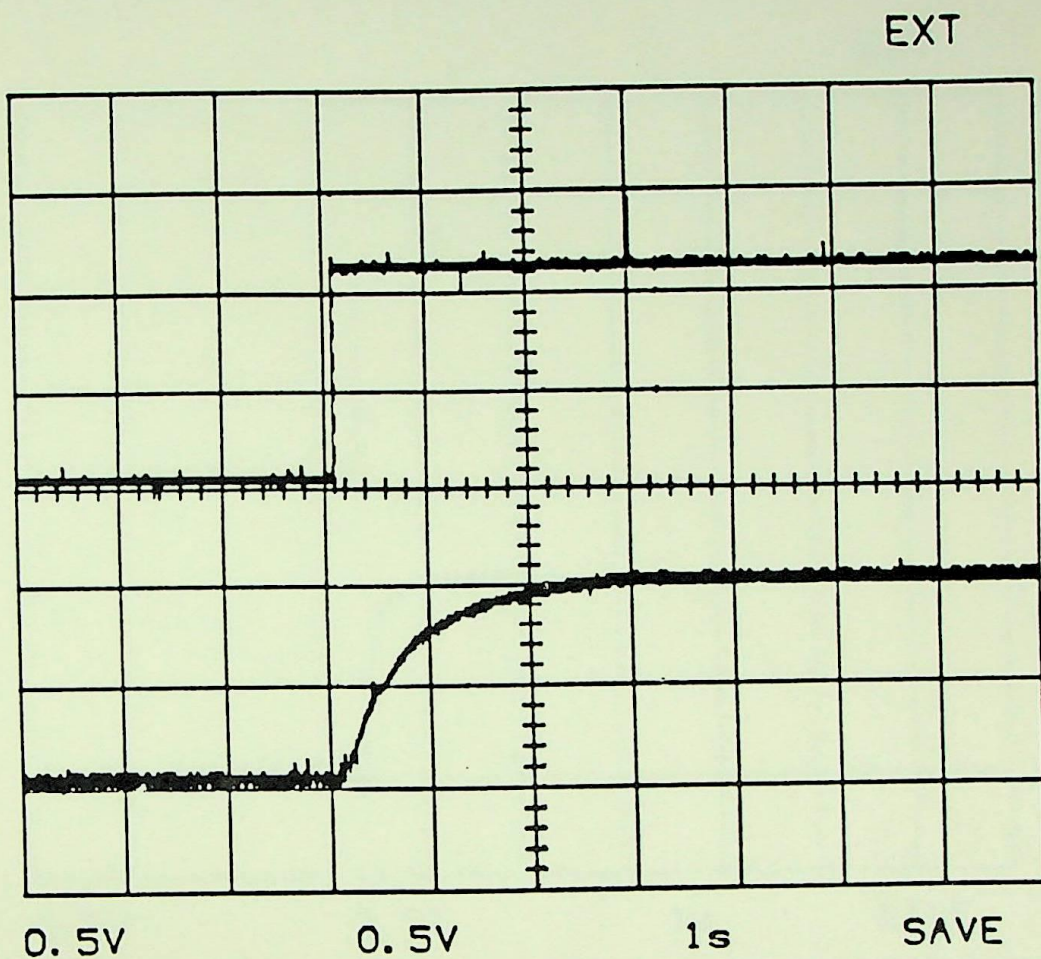


fig.38. Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente, com rotor travado.

$K_p = 21$ e $K_i = 2$.

(a) referência de corrente

(b) corrente no motor

$I_{final} = 2,5A$ (após os integradores)

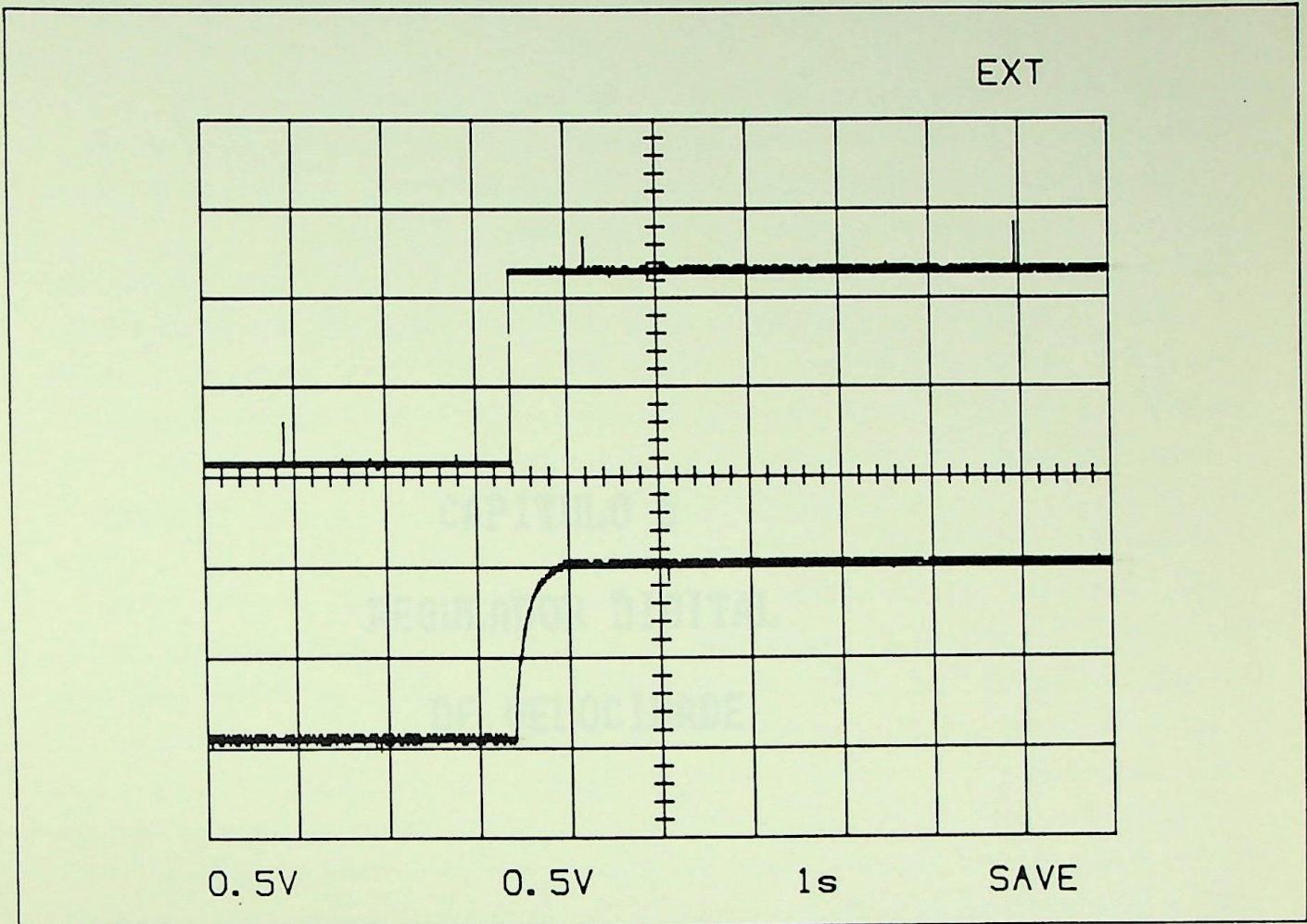


fig.39. Gráfico da resposta a degrau do regulador de corrente com rotor travado.

$K_p = 128$ e $K_i = 11$.

(a) referência de corrente

(b) corrente de armadura do motor

(após os integradores)

$I_{final} = 2,5A$.

Na maioria dos sistemas de controle, a velocidade é regulada por um controlador de velocidade. Este controlador recebe como entrada a velocidade de referência e a velocidade real do motor, e produz como saída o torque de referência. Este torque é convertido em tensão de referência, que é aplicada ao motor. O motor produz uma velocidade real, que é comparada com a velocidade de referência para gerar o erro de velocidade. Este erro é integrado e o resultado é o torque de referência.

CAPÍTULO 5

REGULADOR DIGITAL DE VELOCIDADE

Um sistema de controle de velocidade digital é formado por um conversor analógico-digital (A/D), um processador digital de sinais (PDS) e um conversor digital-analógico (D/A). O PDS recebe a velocidade de referência e a velocidade real, e produz o torque de referência. O A/D converte a velocidade real em um valor digital, e o D/A converte o torque de referência em um valor analógico.

A velocidade do motor é regulada pelo ajuste na tensão de referência. Os valores de referência são comparados com os valores reais para gerar o erro de velocidade. Este erro é integrado e o resultado é o torque de referência. Este torque é convertido em tensão de referência, que é aplicada ao motor. O motor produz uma velocidade real, que é comparada com a velocidade de referência para gerar o erro de velocidade.

5. REGULADOR DIGITAL DE VELOCIDADE

Na maioria dos controles de processos industriais é necessário ajustar a velocidade do motor de corrente contínua numa faixa ampla, com fidelidade e boa resolução de velocidade.

Métodos convencionais de controle analógico sofrem várias restrições, incluindo a não-linearidade do transdutor de velocidade e a dificuldade de transmitir o sinal analógico após a saída do transdutor. Também, enquanto o sinal é manipulado, a fim de efetuar a ação de controle no motor, são incluídos erros devido a temperatura, envelhecimento de componentes e distúrbios estranhos.

Um sistema de controle de velocidade digital é superior nestes aspectos citados, além da sua flexibilidade em poder ajustar certos parâmetros do sistema, tais como, intervalo de amostragem, ganho da realimentação, valor final de velocidade, ou mesmo, a alteração do algoritmo de controle (*soft variable*).

Surgem os seguintes problemas na aplicação de microprocessadores em controle de velocidade de motores [21]:

1- O microprocessador precisa operar em alta velocidade (tempo de resposta menor que 0,1s) e alto nível de precisão (erro menor que 0,1%) e o cuidado que se deve ter na avaliação e seleção do microprocessador mais adequado.

2-A velocidade do motor é regulada pelo ajuste na tensão de entrada, comparando-se os valores de referência com os valores de tensão, corrente ou velocidade do motor. Estes valores são quantizados no regulador digital de velocidade, portanto, são descontínuos. Por esta razão, a velocidade do motor flutua mesmo em estado permanente, que pode tornar impossível obter o grau de precisão requerido.

5.1. MEDIDA DE VELOCIDADE

São vários os métodos de medida de velocidade digital utilizados:

- Cálculo da frequência dos pulsos gerados por um gerador de pulso óptico acoplado ao eixo do motor,
- Medida do tempo entre dois pulsos do tacômetro óptico, porém com dificuldades em se medir este tempo para velocidades altas,
- Contar o número de pulsos durante um intervalo de tempo fixo. Neste caso contagem é diretamente proporcional a velocidade.

As vantagens e desvantagens dos métodos de medidas são discutidas em [14].

O sinal de velocidade também pode ser derivada da tensão de armadura, através de uma associação de resistores e isolados por amplificadores isoladores.

Sistemas de alto desempenho utilizam geradores tacômetros de baixo ruído [14] e precisão da ordem de 0,1 a 0,5% da velocidade nominal [3].

O sistema de acoplamento do tacômetro ao eixo da máquina também é importante, analisado em [14], pode comprometer o desempenho do regulador de velocidade, através de oscilações devido a vibrações torsionais.

Quando o torque de carga flutua, como no caso dos laminadores em plantas siderúrgicas, são geradas vibrações torsionais ao longo do eixo de transmissão [38].

Teorias modernas de controle estão sendo aplicadas para compensar a flutuação de carga devido a vibração. Vários autores têm sugerido que observadores de estado para torque de carga são eficazes para redução da flutuação de velocidade do motor e supressão da vibração torsional. Porém, tais observadores de estado necessitam conhecer os valores detectados da velocidade e torque do motor.

Como geradores de pulso óptico são geralmente utilizados na detecção de velocidade em sistemas de regulação de velocidade baseado em microprocessador, é difícil para o observador de estado estimar a flutuação do torque de carga que varia rapidamente, a não ser que o número de pulsos gerados pelo tacômetro seja alto o suficiente para detectar as pequenas oscilações de velocidade e o observador de estado seja de resposta rápida.

5.2. MALHA DE CONTROLE DE VELOCIDADE

O controle do sistema eletrônico de potência é implementado por uma ou mais malhas realimentadas, dependendo da aplicação e desempenho requeridos.

Um diagrama em bloco de um sistema multimalha e multiamostragem, de controle de motor de corrente contínua, é mostrado na fig.40.

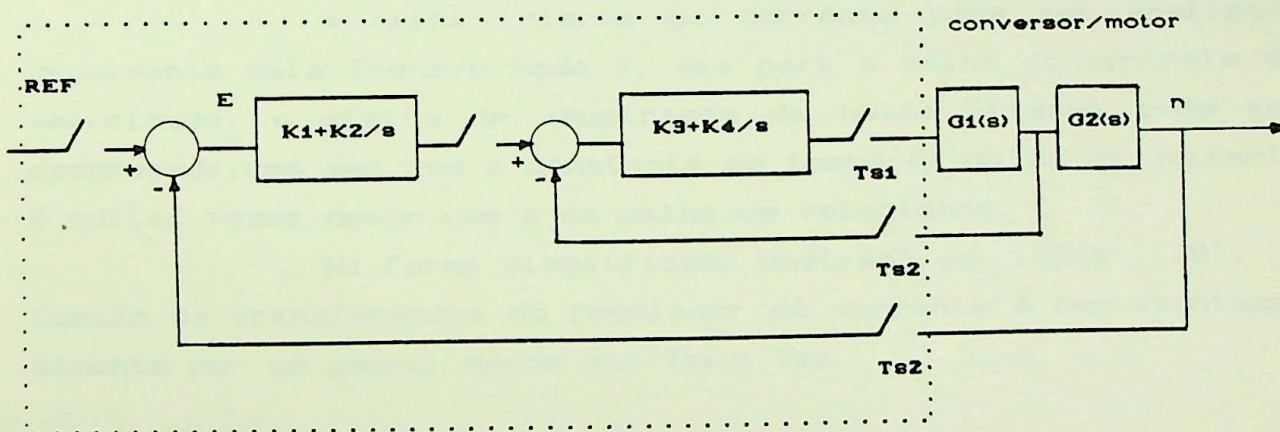


fig.40. Malha de regulação de velocidade.

O sistema possui malha interna de regulação de corrente tipo PI, e controle de velocidade na malha externa com regulador também PI, projetados para fornecer resposta rápida e erro nulo em estado permanente.

Em operação, o regulador de velocidade automaticamente fornece referência de corrente, tal que, a velocidade desejada é mantida constante, independente da carga do motor.

Durante a partida do motor, a corrente de partida poderá atingir valores muito altos, danificando principalmente o coletor do motor. Também, sobrecargas poderão resultar em sobrecorrentes. A malha de controle de corrente protege o motor e os tiristores de sobrecorrentes, como descrito anteriormente.

Em um sistema de controle de velocidade com multimalhas internas, cada malha tem que ser mais rápida que a anterior, para que não haja interação entre malhas e a estabilidade seja conseguida [3].

Na fig.40. a amostragem é multitaxa, isto é, a malha de corrente requer resposta mais rápida e taxa de amostragem maior ($1/T_{s1}$) do que a malha de velocidade ($1/T_{s2}$).

A análise em *Transformada Z* para um sistema de multiamostragem é complicada, como mostra [36] e [37].

A malha interna de corrente pode ser analisada usualmente pela *Transformada Z*, mas para a malha de controle de velocidade, o efeito de amostragem da malha interna pode ser desprezada, uma vez que a constante de tempo da malha de corrente é muitas vezes menor que a da malha de velocidade.

Na forma simplificada mostrada em [20] e [39], a função de transferência do regulador de corrente é representada sómente por um ganho, desde que $T_{s1} < T_{s2}$.

5.3. ANÁLISE TRANSITÓRIA DA MALHA DE VELOCIDADE

O regulador de velocidade deverá ser implementado em um microprocessador separado, apresentando, portanto, o diagrama em blocos da fig.41.

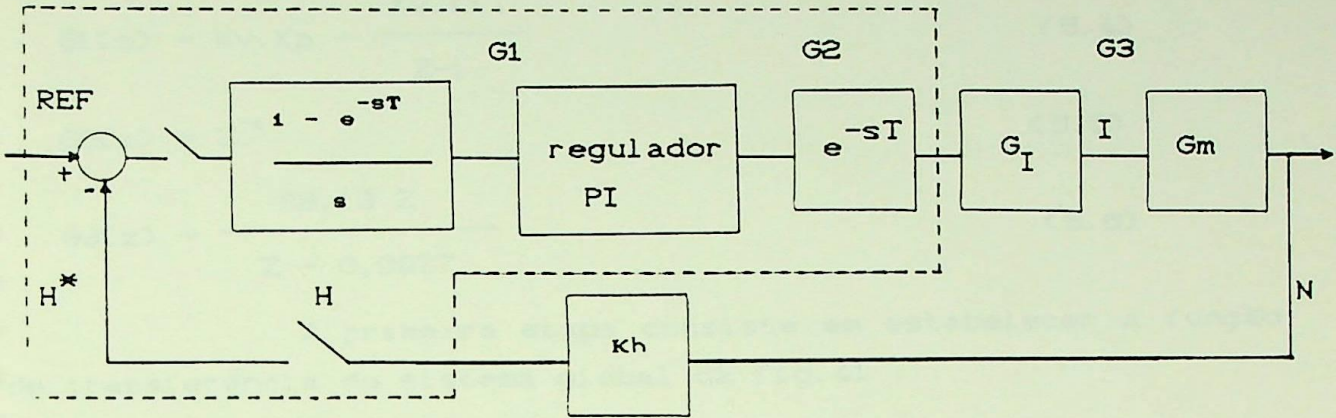


fig.41. Diagrama em blocos do regulador de velocidade e corrente para motor de corrente contínua

O microprocessador é representado pelos blocos dentro da linha tracejada, sendo o primeiro bloco referente ao sinal de erro amostrado e mantido, antes de entrar no segundo bloco, um regulador PI, e na saída um terceiro bloco com atraso unitário, representando os retardos de cálculos.

G_I representa a função de transferência do regulador de corrente, o módulo de disparo e o conversor a tiristor.

G_m representa a função de transferência do motor com entrada em corrente e saída em velocidade.

Substituindo cada bloco por sua função de transferência:

$$G1(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (5.1)$$

$$G2(s) = e^{-sT} \quad (5.2)$$

$$G3(s) = G_I \frac{88,13}{s + 0,23} \quad (5.3)$$

Na forma simplificada [20], o ganho do regulador de corrente + módulo de disparo + conversor, $G_I = 1$.

Transformando para o plano Z, temos:

$$G1(z) = K_v \cdot K_p + \frac{K_v \cdot K_i T}{Z-1} \quad (5.4)$$

$$G2(z) = Z^{-1} \quad (5.5)$$

$$G3(z) = \frac{88,13 Z}{Z - 0,9977} \quad (5.6)$$

A primeira etapa consiste em estabelecer a função de transferência do sistema global da fig.41 :

$$G(Z) = \frac{G1(z) G2(z) G3(z)}{1 + G1(z) G2(z) G3(z) K_h} \quad (5.7)$$

Substituindo as equações acima em (5.7) teremos:

$$G(Z) = \frac{88,13 \cdot K_v \cdot K_p \cdot Z + 88,13 \cdot K_v \cdot (K_i T - K_p)}{Z^2 + (88,13 \cdot K_v \cdot K_p \cdot K_h - 1,9977) Z + 0,9977 + 88,13 \cdot K_v \cdot K_h (K_i T - K_p)} \quad (5.8)$$

Portanto, a função de transferência global é uma divisão de 2 polinômios do tipo

$$C(Z) = \frac{n_2 \cdot Z^{-1} + n_1 \cdot Z^{-2}}{1 + d_1 \cdot Z^{-1} + d_2 \cdot Z^{-2}} \quad (5.9)$$

que permite obter a resposta temporal da malha de velocidade para diferentes valores de ganhos K_p , K_i , K_h e K_v , ganhos proporcional, integral, de realimentação e regulador de velocidade, respectivamente.

A partir das respostas obtidas é possível escolher o melhor desempenho do regulador de velocidade.

Considerando $K_p=32, K_iT=0,5, K_h=0,5$ e $K_v=0,00001$, resulta a função de transferência

$$G(Z) = \frac{0,0282 Z - 0,02776}{Z^2 - 1,9695 Z + 0,96994} \quad (5.10)$$

Utilizando o programa de simulação dado em [42], obtem-se a resposta temporal da malha de velocidade, que é mostrada na fig. 42.

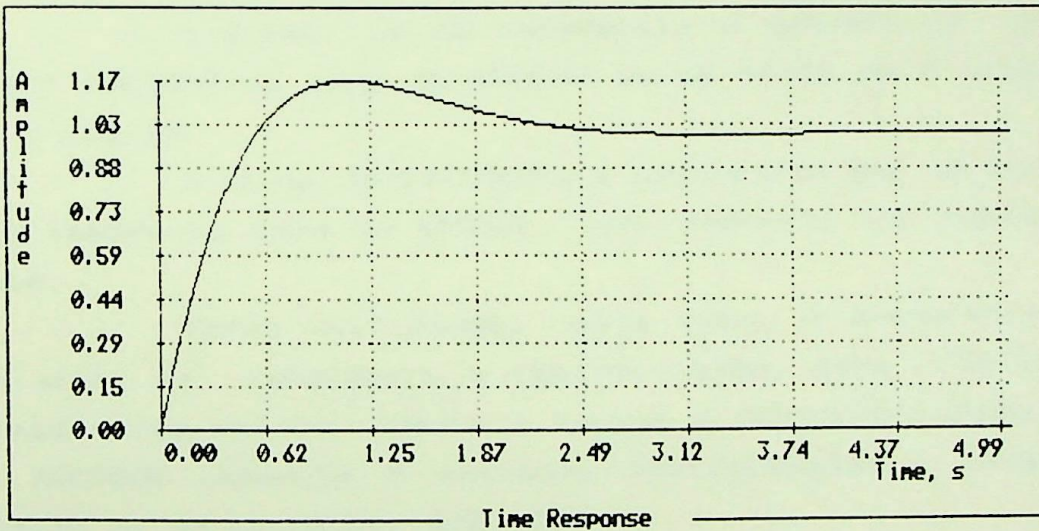


fig. 42. Resposta a degrau para $K_p = 32$ e $K_iT = 0,5$.

5.4. IMPLEMENTAÇÃO DO HARDWARE

Para verificar experimentalmente os resultados da simulação da malha de velocidade, o sistema com os microprocessadores foi montado, como mostra o diagrama da fig.43.

A malha de controle é composta por 3 microprocessadores (para regulação de velocidade, corrente e disparo, respectivamente), um conjunto de aquisição de dados, uma ponte conversora AC/DC, uma máquina de corrente contínua e um tacogerador como elemento de realimentação.

O algoritmo do regulador de velocidade foi implementado no sistema de *desenvolvimento Tandy*, anteriormente descrito, com microprocessador MC6809 e duas VIAS 6522.

O sinal DC de referência é convertido por um conversor ADC0800 na taxa de 450kHz em um sinal de 8 bits, como mostra a fig.26.

O sinal do tacômetro é convertido por um conversor ADC0808 também na taxa de 450kHz, como descrito no regulador de corrente.

Foram utilizados, neste caso, 2 conversores A/D, para o sinal de referência e realimentação, para facilitar a utilização dos mesmos, quanto a *layout* e disponibilidade, visto que o ADC0808 comporta 8 entradas multiplexadas e bastaria a utilização de um conversor A/D sómente.

O erro de velocidade é então processado através do regulador proporcional-integral digital.

A saída do regulador de velocidade (de 0 a FF) é conectada ao regulador de corrente, atuando como referência de corrente.

Os cálculos são atualizados na taxa de amostragem de 10ms, fornecido através do *loop* de contagem, por *software*.

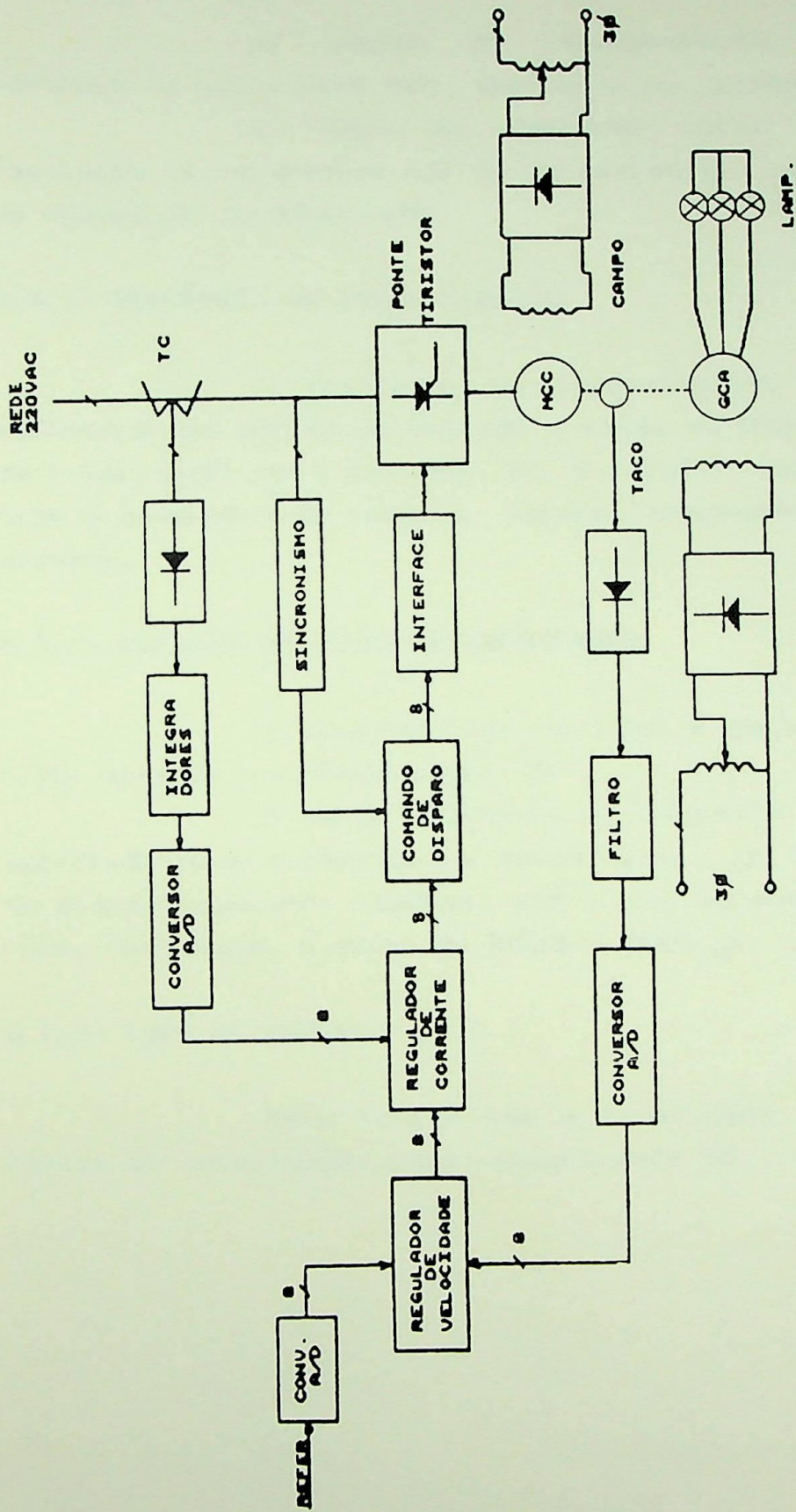


FIG. 43 MALHA DE CONTROLE DE VELOCIDADE

5.5- IMPLEMENTAÇÃO DO SOFTWARE

As etapas de implementação do algoritmo de controle de velocidade são mostradas no fluxograma da fig.44.

O tempo de execução total do algoritmo de regulação de velocidade foi de no máximo 410 μ s, com a utilização do *assembler do 6809* [46].

5.5.1- SEQUÊNCIA DE INICIALIZAÇÃO

A sequência de inicialização tem por objetivo selecionar as portas de entrada e saída do 6522, habilitar o *flag* de interrupção pelo contador T2, e colocar nos diferentes registros e endereços de memória, valores adequados para a partida do sistema.

5.5.2- GERAÇÃO DO TEMPO DE AMOSTRAGEM

A cada período de 10ms é gerada uma interrupção FIRQ, através do temporizador T2.

O valor colocado no registro do temporizador é calculado para o decréscimo deste valor, na frequência do *clock* do microprocessador (890kHz) até a sua zeragem, no intervalo de 10ms, resultando o valor de 22C4H (8900_{10}).

5.5.3- LOOP DE ESPERA

Esta rotina tem a finalidade única de esperar a rotina de interrupção pelo temporizador T2.

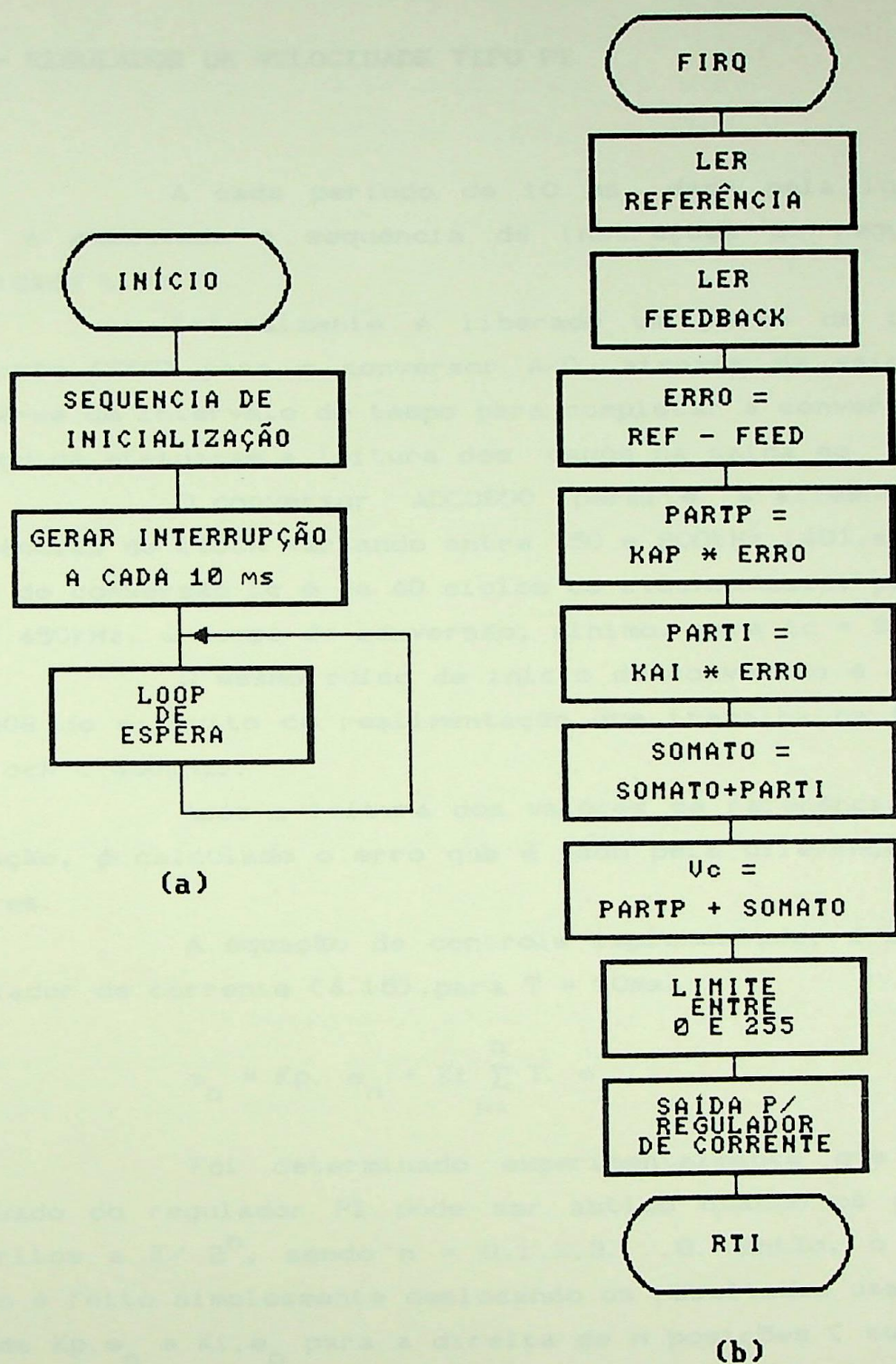


fig.44.FLUXOGRAMA DA LÓGICA DE REGULAÇÃO DE VELOCIDADE

(a) Rotina de inicialização e loop de espera

(b) Rotina de interrupção FIRQ

5.5.4- REGULADOR DE VELOCIDADE TIPO PI

A cada período de 10 ms, dada pela interrupção FIRQ, é executada a sequência de instruções do regulador de velocidade tipo PI.

Inicialmente é liberado um pulso de início de conversão (SOC) para o conversor A/D, através da saída PCR1 e espera-se um intervalo de tempo para completar a conversão (t_c) e em seguida efetua-se a leitura dos dados na saída do ADC0800.

O conversor ADC0800 permite a alimentação com frequências de *clock* variando entre 50 e 800kHz [40], sendo que o tempo de conversão t_c é de 40 ciclos de *clock*. Assim, para o caso de $f = 450\text{kHz}$, o tempo de conversão, mínimo, será $t_c = 88,9 \mu\text{s}$.

O mesmo pulso de início de conversão é enviado ao ADC0808 do circuito de realimentação que trabalha na frequência de *clock* (450kHz).

Após a leitura dos valores de referência e realimentação, é calculado o erro que é dado pela diferença desses 2 valores.

A equação de controle implementada, é a mesma do regulador de corrente (4.16), para $T = 10\text{ms}$.

$$m_n = K_p \cdot e_n + K_i \sum_{j=1}^n T \cdot e_j$$

Foi determinado experimentalmente que o ajuste adequado do regulador PI pode ser obtido quando os ganhos são restritos a $K/2^n$, sendo $n = 0,1,2,3,\dots,8$. Então, o ajuste do ganho é feito simplesmente deslocando os resultados das multiplicações $K_p \cdot e_n$ e $K_i \cdot e_n$ para a direita de n posições (subrotina de divisão).

Para o caso implantado, $n = 1$.

Os problemas de sobrecarga devido a ação integral, para o caso do regulador de velocidade, mostraram-se mais acentuados devido ao período de amostragem ser maior.

Foram testadas duas soluções - o aumento do comprimento da palavra (32 bits) e o uso da saturação aritmética, utilizada no regulador de corrente.

A segunda solução mostrou-se suficiente e foi implantado no algoritmo de regulação de velocidade.

Faz-se aqui a mesma observação para a multiplicação do ganho pelo erro negativo, ou seja, número sinalizado. Multiplica-se os operandos e subtrai-se o operando positivo da parte mais significativa do produto.

5.5- ENSAIOS DINÂMICOS

A equação foi verificada experimentalmente para várias cargas e diversos ajustes de ganho.

Alguns exemplos representativos são mostrados a partir da fig. 45.

Os resultados experimentais estão de acordo com os valores calculados e mostraram-se bem mais estáveis que os obtidos por simulação.

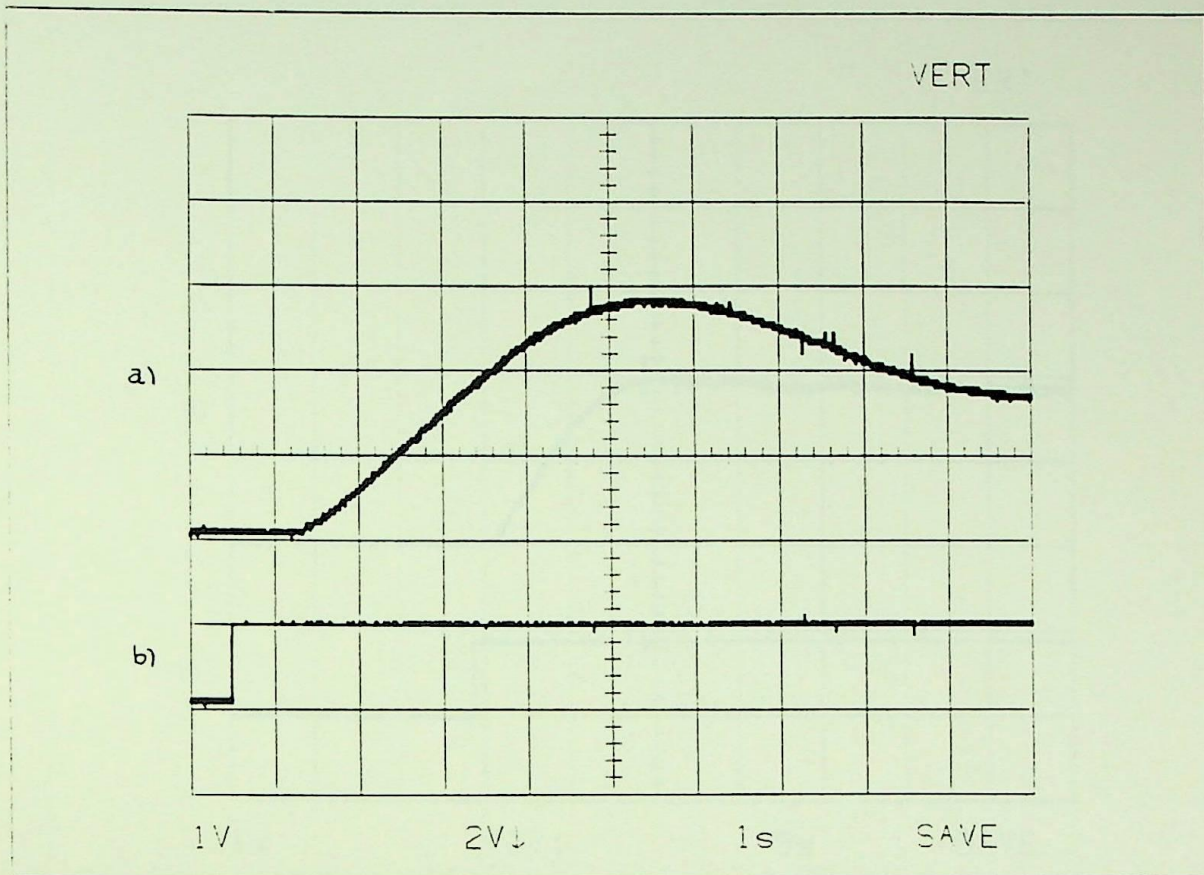


fig. 45. Resposta da malha de velocidade para a referência variando em degrau. $K_p=32$, $K_i=0,5$, $T_a=10$ ms e $N_{final}=443$ rpm.

(a) velocidade do motor

(b) referência de velocidade.

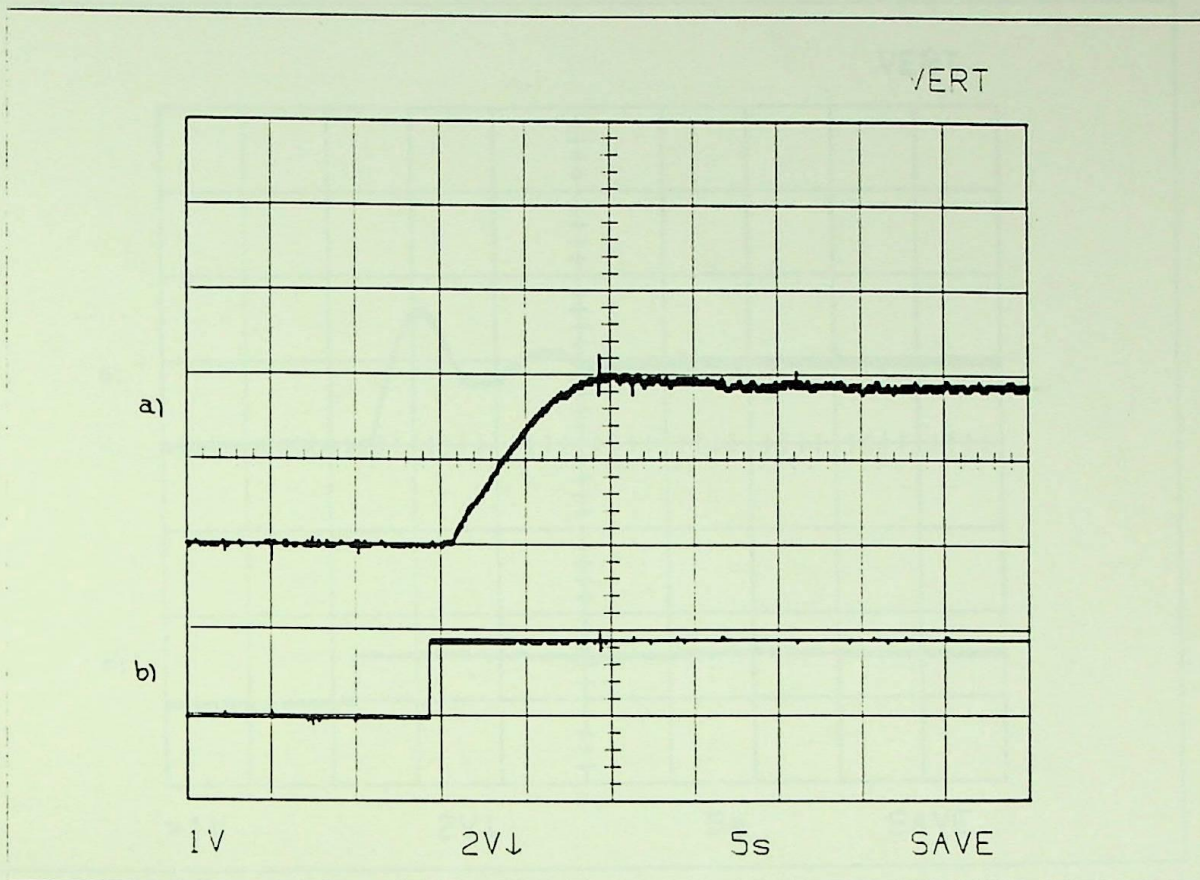


fig. 45. Resposta da malha de velocidade para a referência variando
^a em degrau. $K_p=32$, $K_i=1/8$, $T_a=10$ ms e $N_{final}=443$ rpm.

(a) velocidade do motor

(b) referência de velocidade.

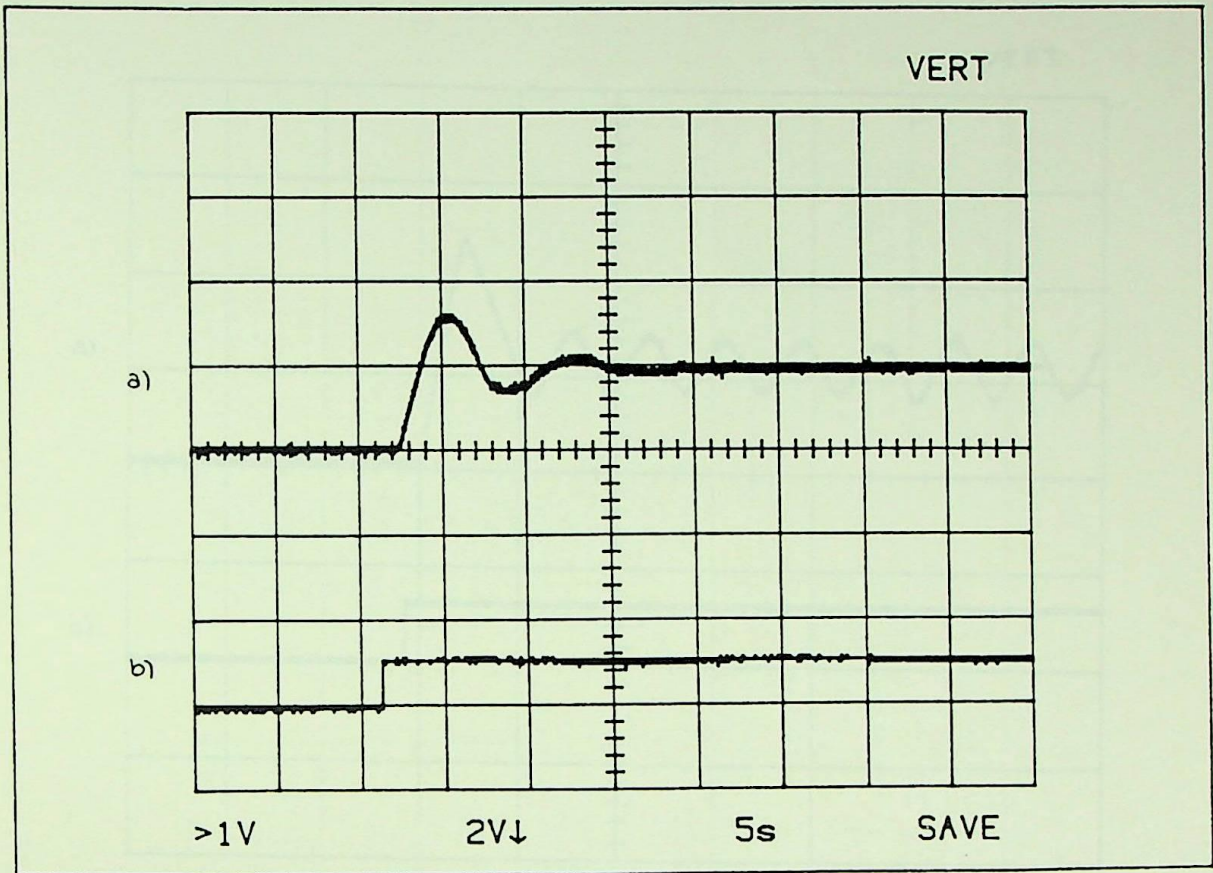


fig.46. Resposta da malha de velocidade para a referência variando em degrau. $K_p=64$, $K_i=1$ e $T_a=10$ ms.

- (a) velocidade do motor
- (b) referência de velocidade.

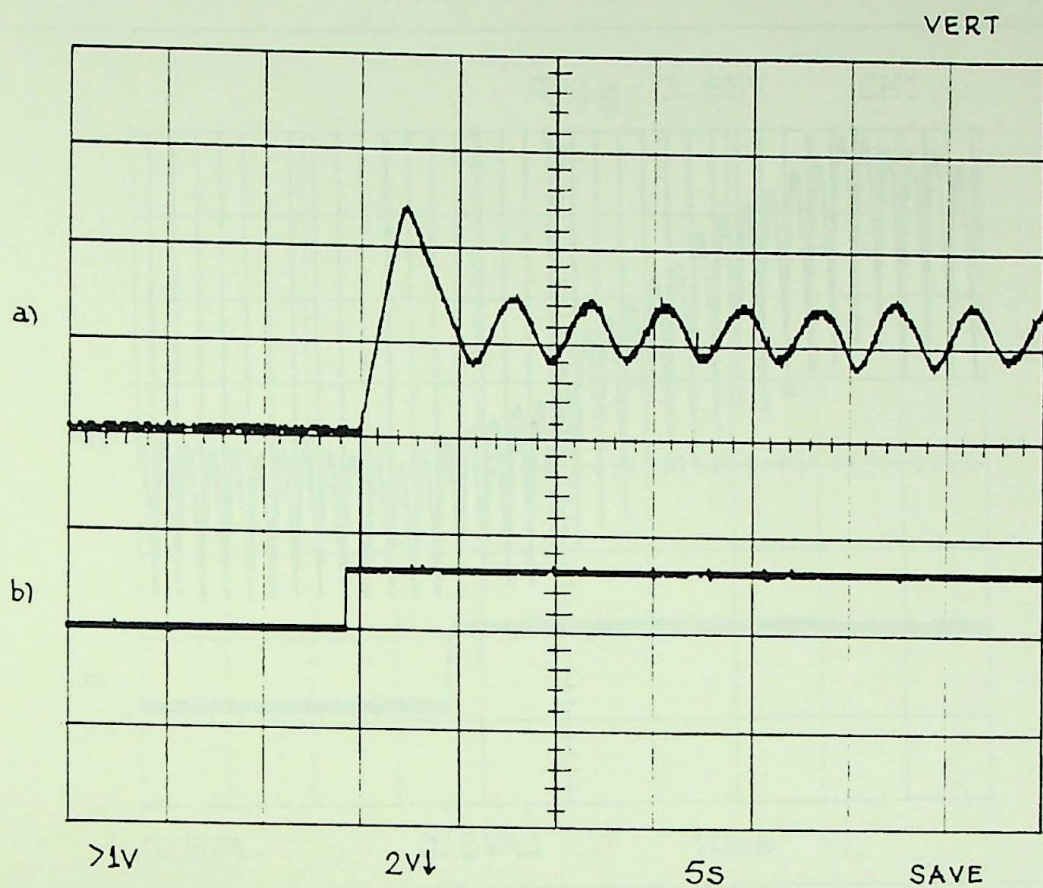


fig. 47. Resposta da malha de velocidade para a referência variando em degrau, com $K_p=64$, $K_i=4$ e $T_a=10$ ms.

- (a) velocidade do motor
- (b) referência de velocidade.

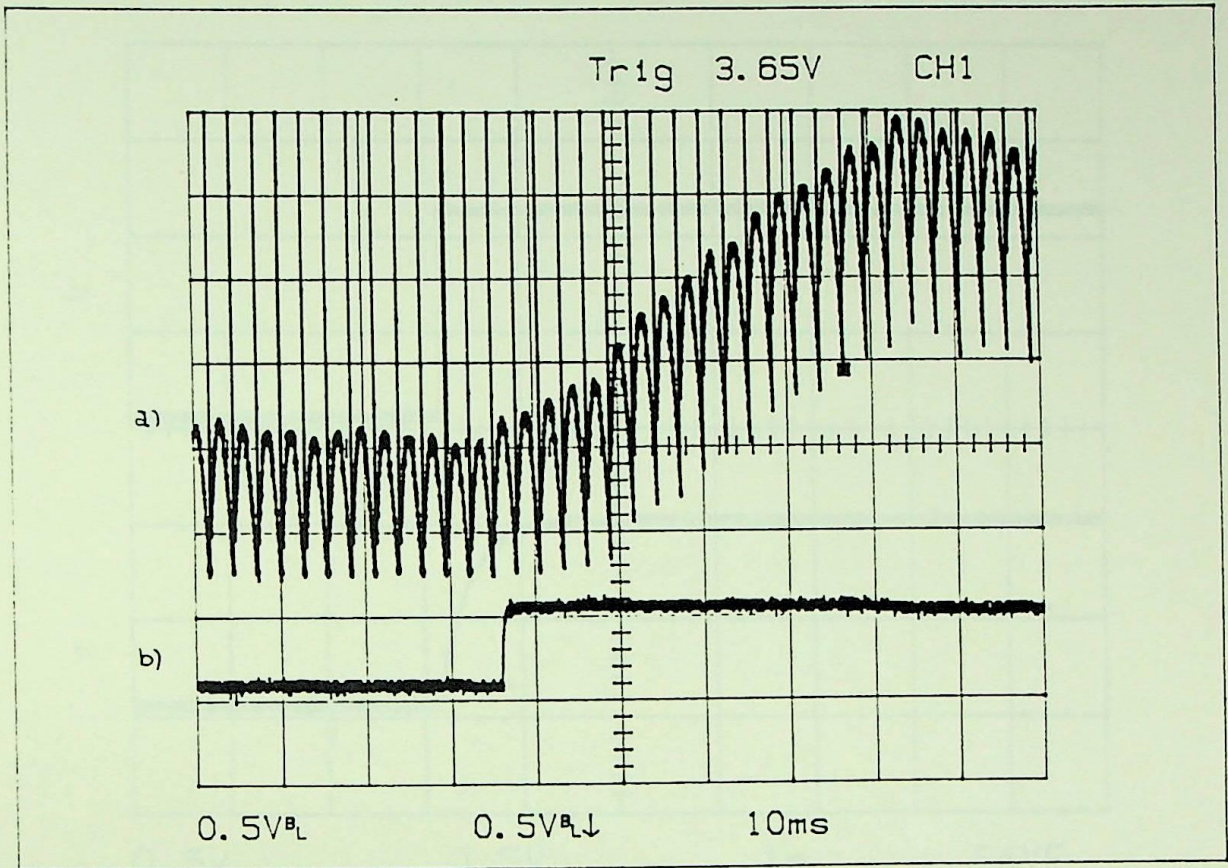


fig. 48. Resposta de corrente da malha de velocidade com $K_p = 224$ e $K_i = 1$ (regulador de velocidade) e $K_p = 21$ e $K_i = 2$ (regulador de corrente)

(a) corrente do motor

(b) referência de velocidade.

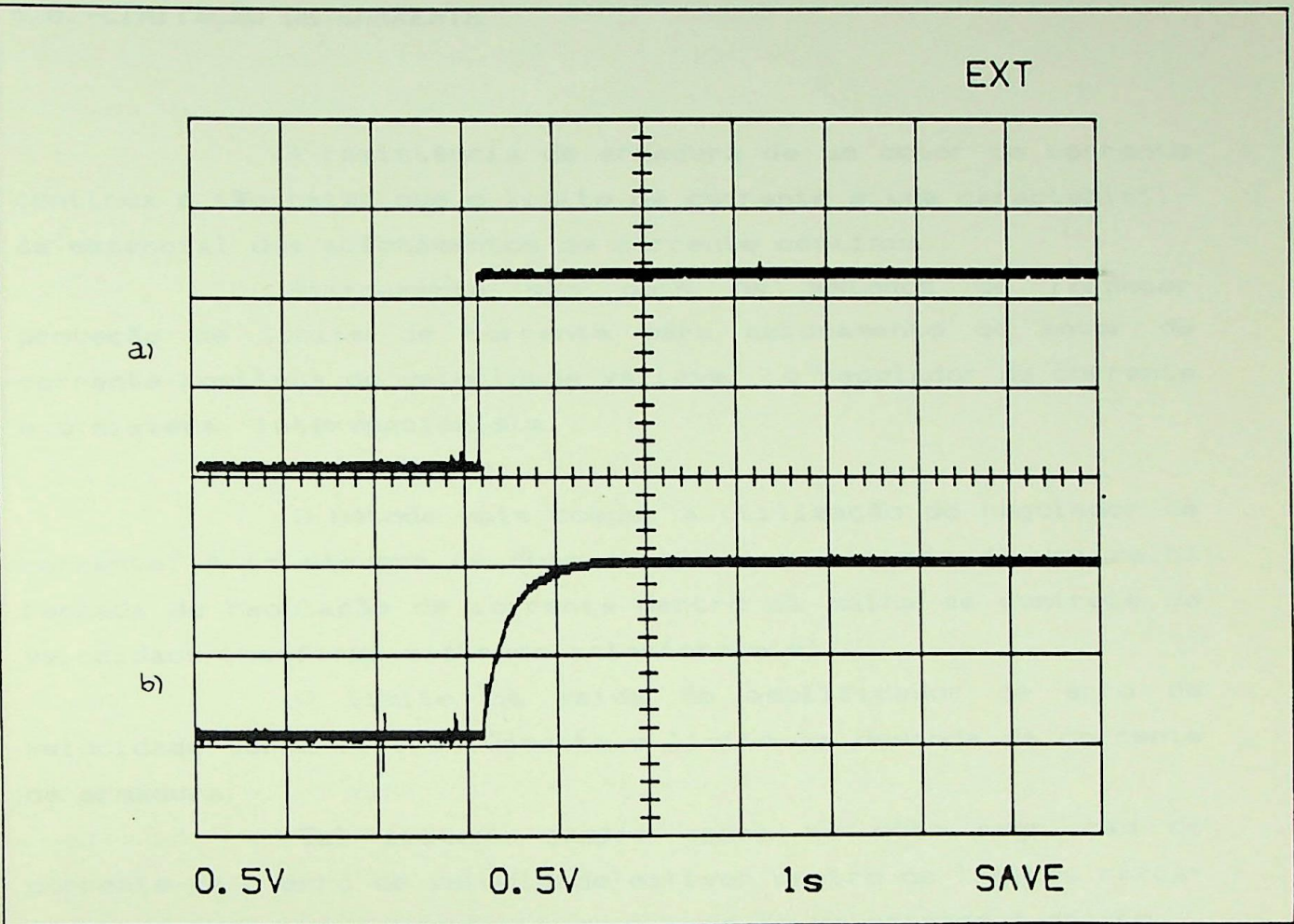


fig. 49. Resposta de corrente da malha de velocidade para o rotor do motor DC travado, com $K_p = 64$ e $K_i = 5$ (regulador de velocidade) e $K_p = 21$ e $K_i = 2$ (regulador de corrente)

(a) degrau de referência (0 a 55H)

(b) corrente média (0 a 2,5A), após os integradores

5.6. -LIMITAÇÃO DE CORRENTE

A resistência de armadura de um motor de corrente contínua é tão baixa que o limite de corrente é uma característica essencial dos acionamentos de corrente contínua.

Básicamente são dois os métodos de fornecer proteção de limite de corrente para acionamento do motor de corrente contínua de velocidade variável : o regulador de corrente e o sistema intervencionista.

O método mais comum, a utilização do regulador de corrente, é um esquema de duas malhas, consistindo de uma malha fechada de regulação de corrente dentro da malha de controle de velocidade (conforme mostrado anteriormente).

O limite na saída do amplificador de erro de velocidade torna-se efetivamente o limite na demanda da corrente de armadura.

Tal sistema sempre opera no modo regulação de corrente se o erro de velocidade estiver dentro de limites razoáveis ou com entrada constante se o erro de velocidade é grande.

Um método alternativo é o sistema intervencionista [24], que normalmente opera no modo de controle de velocidade e entra no modo limitação de corrente somente se a corrente de armadura exceder um valor predeterminado.

O sistema intervencionista possui várias vantagens. Sua relativa simplicidade reduz custos, aumenta a confiabilidade do sistema e permite projetar o sistema de controle de velocidade sem preocupações quanto as propriedades do sistema de regulação de corrente.

Ele tem a desvantagem de permitir um *overshoot* de corrente inicial até intervir efetivamente na corrente.

Por outro lado, o sistema de regulação de corrente passa do sistema controle de velocidade para o modo limite de corrente suavemente, mas é um sistema complexo de duas malhas.

O sistema escolhido para implementação é o de regulação de corrente, pois o regulador de corrente é parte do próprio sistema. Futuramente o sistema poderá trabalhar como uma fonte de corrente, com inúmeras aplicações e, inclusive, dentro da malha de velocidade, conforme já mostrado no capítulo 4.

5.7 - IMPLEMENTAÇÃO DO LIMITE DE CORRENTE

Foram implementados dois sistemas de limitação de corrente:

o primeiro, baseado no limite de corrente analógico [19], simplesmente limita o valor de referência correspondente ao valor máximo de corrente permitido no motor.

A implementação é extremamente simples, bastando conhecer o valor limite de referência, que corresponde ao valor máximo de corrente na saída.

Se a corrente de saída igualar ou ultrapassar o nível máximo permissível (p.ex. 4,2A), a referência é mantida no valor anteriormente definido.

O resultado é comprovado através do gráfico de limite de corrente (fig.50).

o segundo, como no sistema intervencionista, atua somente quando a corrente excede o valor preestabelecido e mantém, através do segundo regulador de corrente, este valor, até que, pela atuação do sistema, a corrente saia da faixa estabelecida.

O resultado é uma oscilação em torno do valor de corrente preestabelecido e a tentativa de eliminá-la resulta em um sistema de limitação muito lenta.

O método foi aplicado e o resultado é mostrado no gráfico de limite de corrente (fig.51).

Outra forma de proteção é o de sobrecorrente temporizado.

Para o caso da corrente exceder várias vezes o valor predeterminado, durante um período de tempo, é necessária uma atuação mais drástica, a fim de proteger os tiristores. Neste caso, o ângulo de disparo é simplesmente levado ao valor máximo, resultando em corrente nula na carga.

O sistema também foi implementado para assegurar mais uma proteção aos tiristores e aos demais componentes.

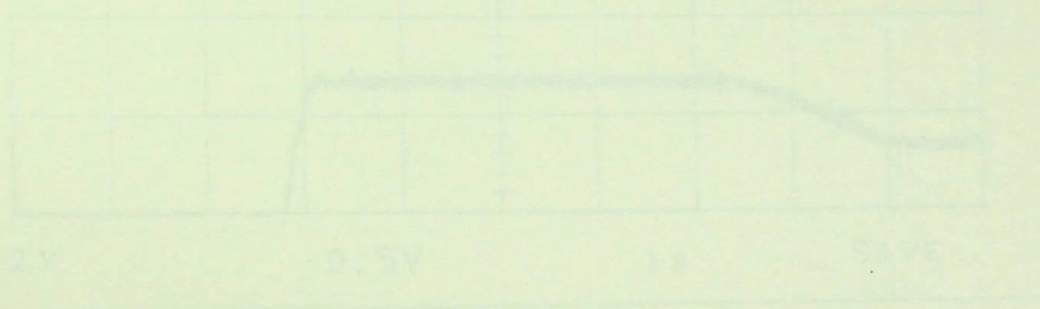


Fig. 51. Associação do limite de corrente na faixa de velocidades, durante a partida do motor.
Dados: $I_{lim} = 1.5A$, $V_{lim} = 240V$
1 - A velocidade do motor
2 - A corrente de armadura do motor

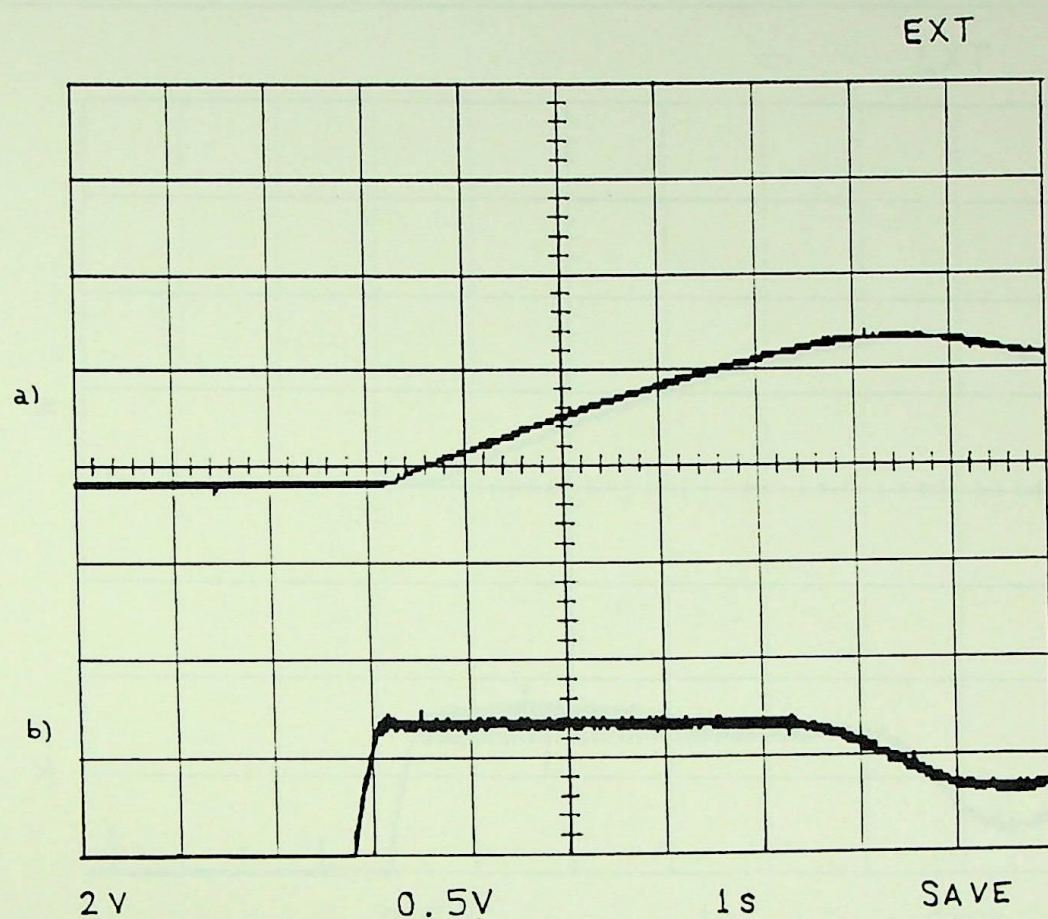


fig.50. Atuação do limite de corrente na malha de velocidade, durante a partida do motor.

$I_{max} = 2A$, $I_{final} = 1,5A$, $N_{final} = 545$ rpm.

(a) velocidade do motor

(b) corrente de armadura do motor

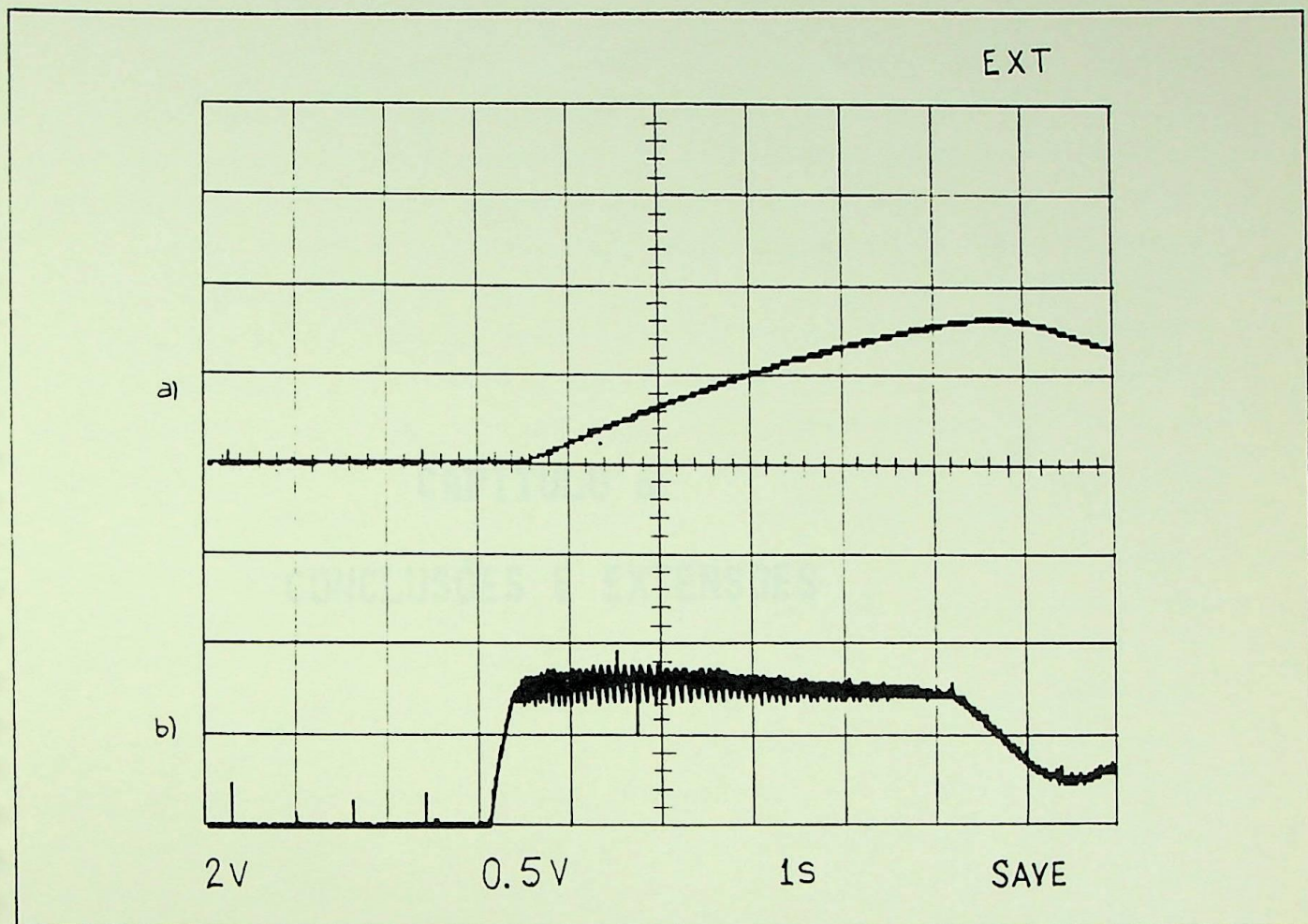


fig.51. Atuação do sistema intervencionista no limite de corrente na malha de velocidade, durante a partida do motor.
 $I_{max} = 1,5A$, $I_{final} = 0,5A$ e $N_{final} = 545$ rpm.

(a) velocidade do motor

(b) corrente de armadura do motor

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES E EXTENSÕES

6. CONCLUSÕES E EXTENSÕES

O objetivo principal deste trabalho foi a implementação de uma malha de controle de velocidade e corrente para motor de corrente contínua totalmente digital, baseado em microprocessadores, inclusive o disparo dos tiristores.

Foram considerados alguns aspectos de interesse como um algoritmo veloz para efetuar o disparo dos tiristores e controle de corrente do motor de corrente contínua, proteção contra sobrecarga, precisão na resposta de velocidade do motor e desenvolvimento de algoritmos que melhorassem o tempo de resposta do sistema a mudanças na referência de velocidade.

Para o disparo dos tiristores foi apresentada uma estratégia de disparo equidistante com a utilização de PLL (*phase locked loop*) controlado por software (SCPLL), que independe da frequência da rede de alimentação.

A implementação foi feita em linguagem *Assembler* para o MC6809, que permitiu com *clock* de 890kHz, um tempo de execução da rotina de leitura de referência, cálculo do período da tensão da rede e cálculo dos intervalos e comando de disparo, de 648 μ s (medido e calculado).

Com isto é possível ler o valor de referência a cada intervalo entre disparos e calcular o valor do próximo intervalo, dentro da lógica de alcançar o valor final no menor tempo possível.

Os resultados são demonstrados através dos gráficos de variação do ângulo de referência e resposta de voltagem e corrente na carga.

Para os reguladores de corrente e velocidade foram implementados algoritmos de reguladores PI empregando o método da equação diferença, com malha interna de corrente e proteção contra sobrecargas.

O tempo máximo de execução do algoritmo de regulação de corrente foi de $600\mu\text{s}$ (medido e calculado), suficiente para o tempo de amostragem de 2,78 ms do regulador.

A técnica de obtenção do valor médio da corrente na carga, para a realimentação de corrente, é feita por integradores, que independe do modo de condução dos tiristores, se contínuo ou descontínuo, Além disso, pelo fato de utilizar dois integradores, não há a introdução de atrasos de leitura.

O tempo máximo de execução do algoritmo de regulação de velocidade foi de $410\mu\text{s}$ (medido e calculado) e o tempo de amostragem escolhido foi de 10ms.

Para os dois reguladores, de corrente e velocidade, foram feitas simulações em computador tipo PC, depois de obtidas as funções de transferências dos elementos da malha de controle. Foram obtidas as respostas no tempo para diferentes valores de ganhos proporcional e integral e a partir das respostas obtidas foi possível escolher o melhor desempenho dos reguladores.

A atuação do limite de corrente no regulador de corrente também foi satisfatória, conforme comprova os gráficos de aceleração do motor, em resposta ao degrau de referência.

Para facilidade de expansão, correção dos erros e utilização, o sistema foi implementado modularmente.

Para os trabalhos futuros nesta área fica a possibilidade de se aproveitar a implementação com a utilização de algoritmos mais sofisticados de controle adaptativo e preditivo [50]a[56].

O gerador tacômetro poderá também ser substituído por um gerador de pulso rotativo (em torno de 600 pulsos/volta) e, dependendo da precisão requerida, substituir o sistema por microprocessador e conversores A/D de 16 bits.

O principal produto deste trabalho é uma implementação didática, com a estrutura simples dos reguladores PID e grande flexibilidade para testes de outros algoritmos que melhorem o desempenho do sistema.

Nesta linha de pesquisa, a próxima etapa é a utilização deste microsistema na substituição de partes bem definidas de sistemas maiores, até evoluir para a substituição do sistema inteiro com total domínio da tecnologia de controle digital baseado em microprocessador.

Foi mostrado que a Transformada Z é um instrumento válido e poderoso para estudar a resposta transitória das fontes de corrente e malha de velocidade. Porém, certos comentários são necessários:

- a análise a partir da Transformada Z é muito sensível a precisão dos parâmetros do circuito.

O conhecimento do valor exato dos ganhos, da resistência da carga e, em particular, da sua indutância é essencial para se obter resultados coerentes.

Um erro mínimo é suficiente para se obter um sistema instável na simulação, e que se mostra perfeitamente estável em laboratório.

- Durante um transitório, o intervalo entre o disparo de dois pares de tiristores não é mais de 60° mas ele varia conforme a estratégia de disparo.

- No laboratório, os amostradores não são sincronizados entre si.

- A análise teórica supõe que o valor de referência muda de maneira síncrona com os amostradores. Na realidade, a referência muda de maneira completamente aleatória entre dois instantes de amostragens.

Todas estas razões explicam as ligeiras diferenças entre o modelo e o sistema experimental, e entre os resultados analíticos e os resultados experimentais.

APÊNDICE A

ANÁLISE DE INESTABILIDADE
NO
SISTEMA DE CÍRCULO CONTÍNUO

APÊNDICE A

FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

APÊNDICE A

FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DO MOTOR

A fig.52 mostra a representação esquemática de um motor de corrente contínua de excitação independente.

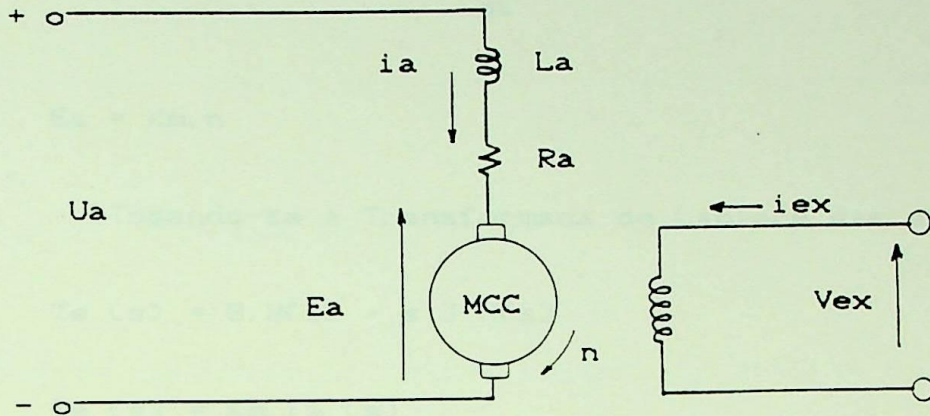


Fig.52. Representação esquemática de um motor de corrente contínua de excitação independente.

Definições [34]:

a) o conjugado de atrito é suposto proporcional à velocidade, desta forma:

$$T_a = B \cdot n \quad (A.1)$$

b) conjugado motor :

$$T_e = B \cdot n + J \frac{dn}{dt} \quad (A.2)$$

também

$$T_e = K_m \cdot i_a \quad (A.3)$$

onde K_m é a constante de torque do motor.

Do circuito de armadura tem-se

$$U_a = E_a + R_a \cdot I_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (A.4)$$

$$E_a = K_m \cdot n \quad (A.5)$$

Tomando-se a Transformada de Laplace das equações

$$T_e(s) = B \cdot N(s) + s J N(s) \quad (A.6)$$

$$T_e(s) = K_m \cdot I_a(s) \quad (A.7)$$

$$U_a(s) = E_a(s) + R_a \cdot I_a(s) + s L_a \cdot I_a(s) \quad (A.8)$$

$$E_a(s) = K_m \cdot N(s) \quad (A.9)$$

de (A.8) tem-se:

$$\frac{I_a(s)}{U_a(s) - E_a(s)} = \frac{1}{R_a + s L_a} \quad (A.10)$$

de (A.6) tem-se:

$$\frac{N(s)}{T_e(s)} = \frac{1}{B + s J} \quad (A.11)$$

Com estas duas últimas equações representa-se o motor através da sua Transformada de Laplace e em diagrama em blocos tem-se:

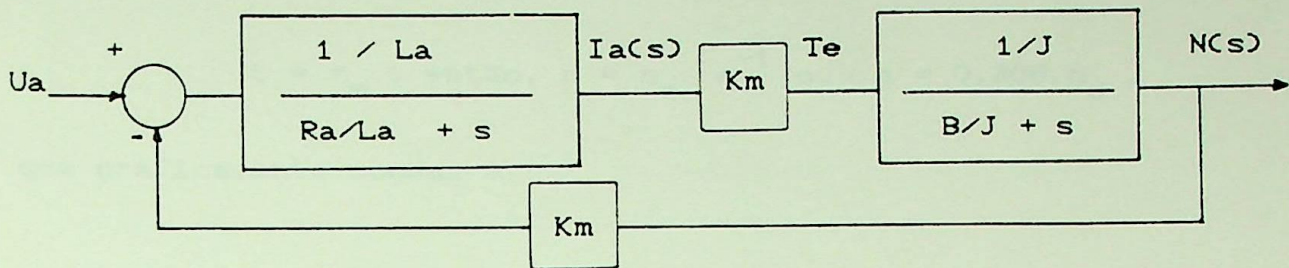


fig.53. Diagrama em blocos do motor de corrente contínua

A. 2. LEVANTAMENTO EXPERIMENTAL DOS PARÂMETROS DO MOTOR

A. 2.1. CONSTANTE DE TEMPO MECÂNICA DO MOTOR - τ_m

De (A.3) e levando-se em consideração [34],
tem-se:

$$T_e = B \cdot n + J \frac{dn}{dt}$$

fazendo-se $U_a = 0$, o conjugado motor cai a zero e o motor desacelera de sua velocidade inicial n_0 até 0 .

Assim, tem-se:

$$J \frac{dn}{dt} + B \cdot n = 0$$

cuja solução é:

$$n = n_0 \cdot e^{-t/\tau_m}, \text{ onde:}$$

$$\tau_m = \frac{J}{B} \text{ é a constante de tempo mecânica do motor.}$$

Fazendo-se:

$$t = \tau_m, \text{ então, } n = n_0 \cdot e^{-1} \text{ ou } n = 0,368 \cdot n_0,$$

que gráficamente conduz a :

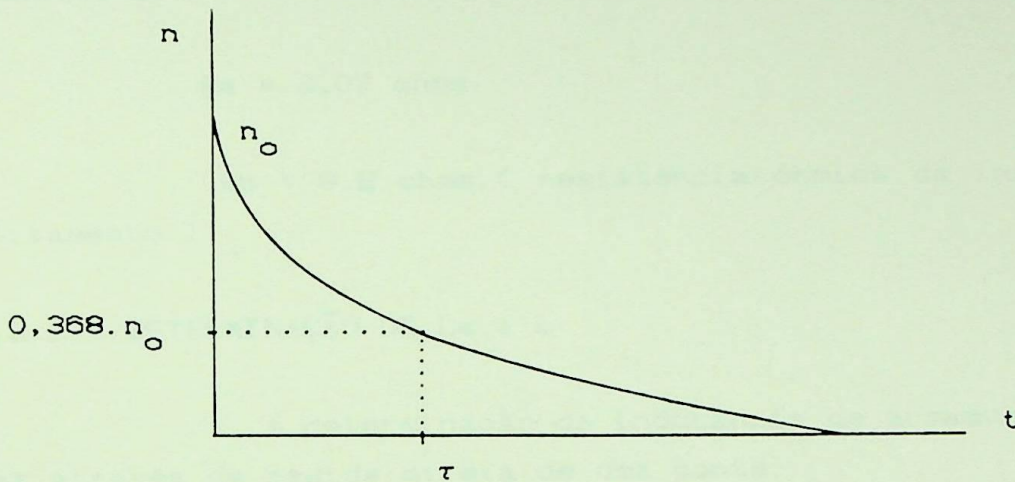


fig.53. Gráfico da desaceleração do motor.

Através de um osciloscópio de memória Tektronix 2211, levantou-se esta constante de tempo

$$\tau_m = 4,28 \text{ s}$$

A.2.2. RESISTÊNCIA DE ARMADURA R_a , INDUTÂNCIA DE ARMADURA L_a e INDUTÂNCIA DE ALISAMENTO L

A.2.2.1. DETERMINAÇÃO DE R_a

A determinação da resistência da armadura se faz através de medida direta com o auxílio de uma ponte de *Wheatstone*.

$$R_a = 3,07 \text{ ohms}$$

$R_b = 9,2 \text{ ohms}$ (resistência ôhmica da indutância de alisamento)

A.2.2.2. DETERMINAÇÃO DE L_a e L

A determinação da indutância de armadura também se faz através de medida direta de uma ponte.

$$L_a = 34,2 \text{ mH}$$

Da mesma forma:

$$L = 600 \text{ mH}$$

A.2.3. DETERMINAÇÃO DA CONSTANTE DE TORQUE DO MOTOR - K_m

Da equação (A.4) para $di_a/dt = 0$ e substituindo os dados do motor, temos:

$$K_m = 1,159 \text{ [V/rad/ s]}$$

A.2.4. DETERMINAÇÃO DO MOMENTO DE INÉRCIA TOTAL J e do COEFICIENTE DE ATRITO DO MOTOR B

Para a determinação dessas grandezas foram levadas em consideração os dados de placa do motor [34] :

$$P_N = 746 \text{ W}$$

$$I_N = 4,2 \text{ A}$$

$$I_o = 0,5 \text{ A}$$

$$n = 1800 \text{ rpm } (188,4955 \text{ rad/s })$$

tem-se que

$$P_N = T_N \cdot n \quad \longrightarrow \quad T_N = P_N / n$$

substituindo-se os dados do motor:

$$T_N = 746 / 188,4955 = 3,96 \text{ [Nm]}$$

Tem-se ainda que

$$T_N = K_m \cdot I_N \text{ e}$$

$$T_o = K_m \cdot I_o \text{ (conjugado a vazio)}$$

assim:

$$T_o = T_N \frac{I_o}{I_N}$$

portanto,

$$T_o = 3,96 \cdot 0,5 / 4,2$$

$$T_o = 0,47 \text{ [Nm]}$$

lembrando que:

$$T = B \cdot n \longrightarrow T_o = B \cdot n_o$$

$$B = T_o / n_o = 0,47 / 188,4955$$

$$B = 0,0025 \text{ [Nm/rad/ s]}$$

sabendo que

$$\tau_m = J / B \text{ e } \tau_m = 4,28 \text{ s}$$

tem-se que

$$J = B \cdot \tau_m = 0,0025 \cdot 4,28$$

$$J = 0,0107 \text{ [kg.m}^2\text{]}$$

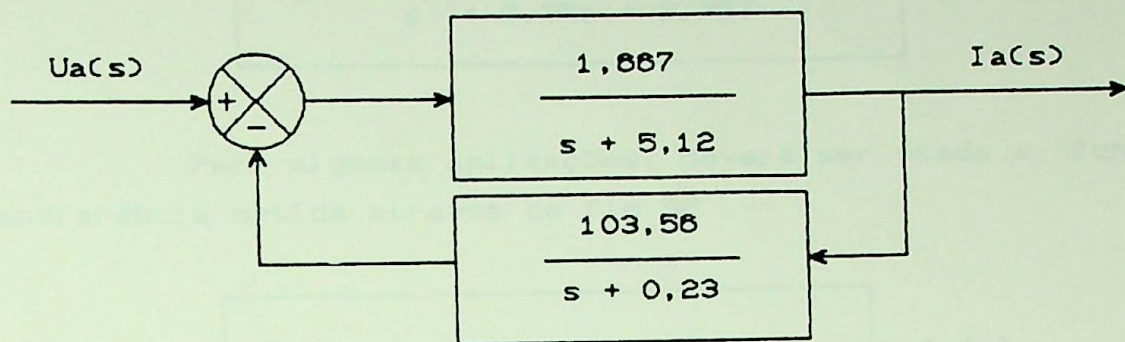
A.2.5. Cálculo da constante elétrica do motor

$$\tau_e = \frac{34,2 \text{ mH}}{3,07 \Omega} = 11,14 \text{ ms}$$

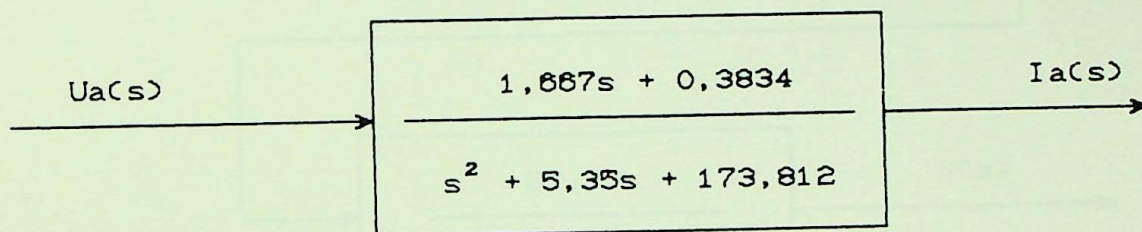
A.2.6. Cálculo da constante elétrica do circuito da carga

$$\tau_e = \frac{634,2 \text{ mH}}{12,27 \Omega} = 51,69 \text{ ms}$$

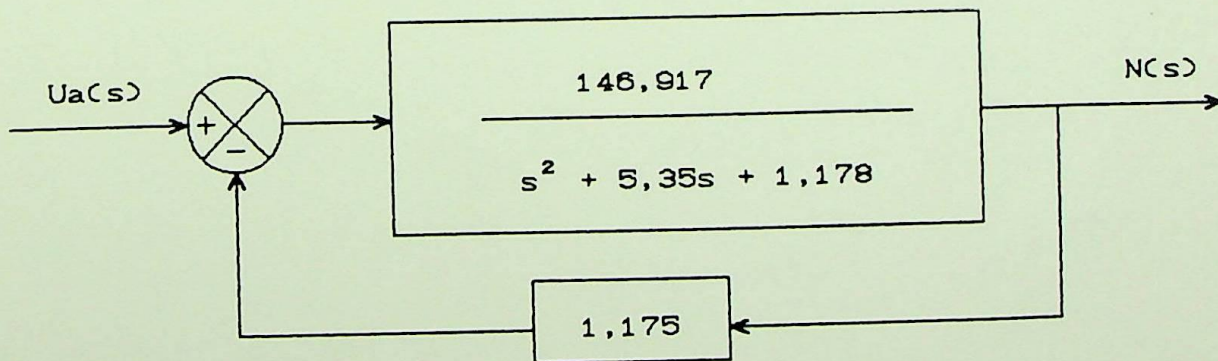
Substituindo os dados calculados e medidos no diagrama em blocos da fig.52, teremos:



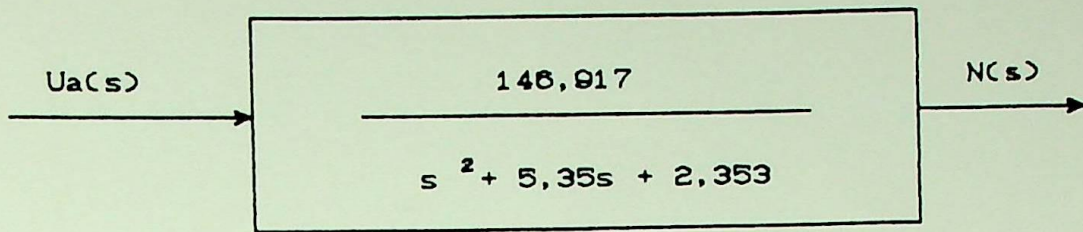
que pode ser reduzido para



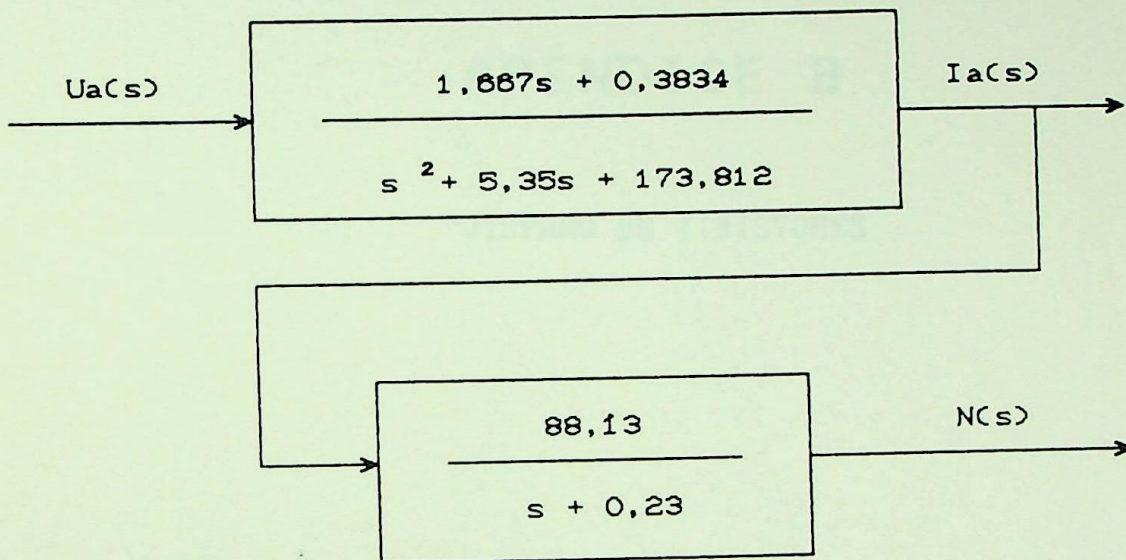
Para a saída em velocidade:



que se reduz a :



Para algumas aplicações, deverá ser usada a função de transferência obtida através da fig.52 :



APÊNDICE B

DISPARO DE TIRISTORES

```

00100 *-----*
00110 * DISPARO DE TIRISTORES
00120 * ATRAVES DE MICROPROCESSADOR
00130 * MC 6809E
00140 *-----*
00150 *
00160 * AUTOR: MARIO G. SINZATO
00170 *
00180 * ORIENTADOR : L. EDUARDO B. SILVA
00190 *
00200 * -----*
00210 * DEFINICOES DE I/O *
00220 * -----*
00230 *
00240 *-----*
00250 * 6522A - ( FF40 ) *
00260 *-----*
00270 PORB1      EQU      $FF40
00280 PORA1      EQU      $FF41
00290 DDRB1      EQU      $FF42
00300 DDRA1      EQU      $FF43
00310 T1L        EQU      $FF44
00320 T1H        EQU      $FF45
00330 LT1L       EQU      $FF46
00340 LT1H       EQU      $FF47
00350 T3L        EQU      $FF48
00360 T3H        EQU      $FF49
00370 SR1        EQU      $FF4A
00380 ACR1       EQU      $FF4B
00390 PCR1       EQU      $FF4C
00400 IFR1       EQU      $FF4D
00410 IER1       EQU      $FF4E
00420 PA1        EQU      $FF4F
00430 *-----*
00440 * 6522B - ( FF50 ) *
00450 *-----*
00460 PORB2      EQU      $FF50
00470 PORA2      EQU      $FF51
00480 DDRB2      EQU      $FF52
00490 DDRA2      EQU      $FF53
00500 T2L        EQU      $FF54
00510 T2H        EQU      $FF55
00520 LT2L       EQU      $FF56
00530 LT2H       EQU      $FF57
00540 T4L        EQU      $FF58
00550 T4H        EQU      $FF59
00560 SR2        EQU      $FF5A
00570 ACR2       EQU      $FF5B
00580 PCR2       EQU      $FF5C
00590 IFR2       EQU      $FF5D
00600 IER2       EQU      $FF5E
00610 PA2        EQU      $FF5F
00620 *
00630 *

```

00640	*			
00650	*	-----*		
00660	*	VARI AVEIS	*	
00670	*	-----*		
00680		ORG	\$5000	
00690	TEMP1	RMB	2	VALOR EXATO DE 60°
00700	TEMP2	RMB	2	VALOR DO TIMER P/60°
00710	TEMP3	RMB	2	VALOR DE DISPARO
00720	PHASE	RMB	2	VALOR DESEJADO DE FASE
00730	DELTA	RMB	2	REGISTRO TEMPORARIO DA FASE
00740	RESU	RMB	2	RESULTADO DA MULTIPLICACAO
00760	DALPHA	RMB	2	INCREMENTO DA FASE
00770	FASE1	RMB	2	REGISTRO DA FASE ANTIGA
00780	FASE	RMB	2	REGISTRO DA REFERENCIA
00790				
00800	ALPHAT	RMB	2	SOMATORIO DA FASE
00810				
00820	PART1	RMB	2	REGISTRO TEMPORARIO
00830	PART2	RMB	2	IDEM
00840	PULSO	RMB	1	NUMERO DE INTERVALOS
00860	ERROR	RMB	2	ERRO DA FASE
00870	FLAG1	RMB	1	FLAG DE LEITURA DA REF.
00880	FLAG2	RMB	1	IDEM
00890	FLAG3	RMB	1	IDEM
00892	FLAG4	RMB	1	IDEM
00894	FLAG5	RMB	1	IDEM
00900	REGI 1	RMB	2	REGISTRO TEMPORARIO
00910	REGI 2	RMB	2	IDEM
00920	REGI 3	RMB	2	IDEM
00930	REGI 4	RMB	2	IDEM
00940	DATA	RMB	2	REGISTRO DA FASE REAL
00950	MULTPL	RMB	2	REGISTRO DO MULTIPLICANDO
00960	MULTD	RMB	2	REGISTRO DO MULTIPLICADOR
00970	AUXIL	RMB	2	REGISTRO TEMPORARIO
00980	TEMPM	RMB	2	VALOR DE 30 GRAUS
01000	T45	RMB	2	VALOR DE 45 GRAUS
01010	TM90	RMB	2	VALOR DE 90 GRAUS
01012	PERI	RMB	2	VALOR DO PERIODO
01020	INIB	RMB	2	INIBICAO DOS PULSOS
01030	DIFER	RMB	2	DIFERENCA DE FASE
01040	RESETA	RMB	2	INIBICAO MANUAL

```

01050 *-----*
01060 *   INICIALIZACAO   *
01070 *-----*
01080          ORG          $4000
01090          LDS          #$7500   INICIALIZACAO DO STACK
01100          LDX          #$6000   NAO USADO
01110          LDY          #$7000   NAO USADO
01120          LDD          #$00     CONDICAOES INICIAIS NULAS
01130          STD          DATA
01140          STA          FASE1
01150          STA          PULSO
01160          STA          FLAG1
01170          STA          FLAG2
01180          STA          FLAG3
01190          STA          FLAG4
01200          STA          RESETA
01210          LDA          #$80     INIB=1 INIBE
01220 *                OS PULSOS DE SAIDA
01230          STA          INIB
01240          LDA          #$00
01250          STA          DDRB1     MODO LEITURA
01260          STA          DDRA1
01270          LDA          #$FF
01280          STA          DDRB2     MODO SAIDA
01290          STA          DDRA2
01300          ANDCC        #$1F
01310          LDA          #$C0
01320          STA          IER1     HABILITA INTERRUPCAO
01330          STA          IER2
01340          STA          ACR2     INTERRUPCAO CONTINUA
01350          LDA          #$40     PB7 DESABILITADO
01360          STA          ACR1
01370 *-----*
01380 *   PROGRAMA PRINCIPAL   *
01390 *-----*
01400          LDD          #$9C5     TEMP2=60 graus
01410          STD          TEMP2
01420          STD          TEMP1
01430          LDD          #$FFE2    PERI=360 graus
01440          STD          PERI
01450          LDD          #$E6A     DISPARO INICIAL
01460 *                DE 90 graus
01470          STD          FASE1
01480          STD          ALPHAT
01490          LDD          TEMP1
01500          ADDD         #$E6A
01510          STB          T2L
01520          STA          T2H
01530          LDD          TEMP1     PROXIMO DISPARO = 60
01540          STB          LT2L
01550          STA          LT2H

```

```

01560 *-----*
01570 *   LOOP   *
01580 *-----*
01590 LOOP      LDD      PERI      CALCULO PERIODO/6
01600          EORA     #$FF
01610          EORB     #$FF
01620          LSRA
01630          RORB
01640          LSRA
01650          RORB
01660          LSRA
01670          RORB
01700          STD      MULTPL
01710          LDA      #$55
01720          MUL
01730          STA      AUXIL
01740          LDA      MULTPL
01750          LDB      #$55
01760          MUL
01770          ADDB     AUXIL
01780          ADCA     #$00
01790          ADDD     MULTPL
01800          STD      TEMP2      VALOR DE 60 graus
01830          LSRA
01840          RORB
01850          STD      TEMPM      VALOR DE 30 graus
01860          LSRA
01870          RORB
01880          ADDD     TEMPM
01890          STD      T45      VALOR DE 45 graus
01900          LDD      TEMP2
01910          ADDD     TEMPM
01920          STD      TM90      VALOR DE 90 graus
01930          JMP      LOOP
01940 *-----*
01950 *   RESET   *
01960 *-----*
01970 RESET      LDA      #$FF
01980          STA      RESETA
01990          RTI
02000
02010 *-----*
02020 *   INTERRUPCAO NMI   *
02030 *-----*
02040 NMI X      LDA      #$FF      DISPARA T3 PARA
02050          STA      T3L      CALCULO DA FASE ATUAL
02060          STA      T3H
02070          LDA      T4H      LEITURA DO PERIODO
02080          LDB      T4L
02090          STD      PERI
02100          LDA      #$FF
02110          STA      T4L      DISPARA T4 PARA
02120          STA      T4H      DETERMINAR O PERIODO
02130          RTI

```

```

02150 *-----*
02160 *   INTERRUPCAO FIRQ   *
02170 *-----*
02180 FIRQX      INC      PULSO
02190             LDA      PULSO
02200             CMPA     #1      1ª INTERRUPCAO?
02210             BEQ      IRQX1
02220             CMPA     #2      2ª INTERRUPCAO?
02230             BEQ      IRQX2
02240             CMPA     #3      3ª INTERRUPCAO?
02250             BEQ      IRQX3
02260             CMPA     #4      4ª INTERRUPCAO?
02270             BEQ      IRQX4
02280             CMPA     #5      5ª INTERRUPCAO?
02290             BEQ      IRQX5
02300             CMPA     #6      6ª INTERRUPCAO?
02310             BEQ      IRQX6
02320 IRQX1      LDA      #S21    DISPARA T1 E T6
02330             ORA      INIB    INIB=1?
02340             ANDA     RESETA   RESET?
02350             STA      PORA2
02360             JMP      READ     FAZER LEITURA
02370 FINAL1     LDD      TEMP3    VALOR DO PROXIMO DISPARO
02380 FINAL2     STB      LT2L
02390             STA      LT2H
02400 FINAL      LDA      T2L
02410             RTI
02420 IRQX2      LDA      #S3     DISPARA T1 E T2
02430             ORA      INIB
02440             ANDA     RESETA
02450             STA      PORA2
02460             JMP      READ
02470             LDA      T2L
02480             RTI
02490 IRQX3      LDA      #6      DISPARA T2 E T3
02500             ORA      INIB
02510             ANDA     RESETA
02520             STA      PORA2
02530             JMP      READ
02540             LDA      T2L
02550             RTI
02560 IRQX4      LDA      #SC    DISPARA T3 E T4
02570             ORA      INIB
02580             ANDA     RESETA
02590             STA      PORA2
02600             JMP      READ
02610             LDA      T2L
02620             RTI
02630 IRQX5      LDA      #S18   DISPARA T4 E T5
02640             ORA      INIB
02650             ANDA     RESETA
02660             STA      PORA2
02670             JMP      READ
02680             LDA      T2L
02690             RTI

```

```

02710 *-----*
02720 *   COMPARACAO DE FASE   *
02730 *-----*
02740 IRQX6      LDA      #30      DISPARA T5 E T6
02750           ORA      INIB
02760           ANDA     RESETA
02770           STA     PORA2
02780           CLR     PULSO
02790           LDA     T3H
02800           LDB     T3L
02810           EORA     #FF
02820           EORB     #FF
02830           STD     DATA      VALOR DE FASE REAL
02840 *
02860 VIA6      LDD     DATA
02870           SUBD     ALPHAT
02880           STD     DIFER      DIFER=DATA-αtotal
02890           BHI     VIA5
02900           LDD     ALPHAT
02910           SUBD     DATA
02920           STD     DIFER      DIFER=αtotal-DATA
02930           SUBD     #C8      SE >5°, INIBE
02940           BHI     VIA7
02950           LDA     #00
02960           STA     INIB
02970 VIA8      LDD     DIFER      CALCULA O ERRO
02980           JSR     DIV16
02990           LDD     TEMP2
03000           ADDD    ERROR
03010           STD     TEMP1
03020           JMP     FINAL2
03030 VIA3      LDD     #9C5
03040           STD     TEMP1
03050           JMP     VIA6
03060 VIA4      LDD     #9C5
03070           STD     TEMP1
03080           JMP     VIA6
03090 VIA5      LDD     DIFER
03100           SUBD     #C8      SE >5°, INIBE
03110           BHI     VIA1
03120           LDA     #00
03130           STA     INIB
03140 VIA2      LDD     DIFER      CALCULA O ERRO
03150           JSR     DIV16
03160           LDD     TEMP2
03170           SUBD    ERROR
03180           STD     TEMP1
03190           JMP     FINAL2
03200 VIA1      LDA     #80
03210           STA     INIB
03220           JMP     VIA2
03230 VIA7      LDA     #80
03240           STA     INIB
03250           JMP     VIA8
03260

```

```

03270 *-----*
03280 *   CALCULO DO ERRO   *
03290 *-----*
03300 DIV32      LSRA
03310           RORB
03320 DIV16      LSRA
03330           RORB
03340 DIV8       LSRA
03350           RORB
03360 DIV4       LSRA
03370           RORB
03380 DIV2       LSRA
03390           RORB
03400           STD      ERROR
03410           RTS
03420 *-----*
03430 *   LEITURA DA FASE   *
03440 *-----*
03450 READ      LDA      PORA1      LER REFERENCIA
03460           LDB      PORB1
03470           STD      FASE
03480           SUBD     #$15      >15?
03490           BHI      GT15
03500           LDD      #$15
03510           STD      FASE
03520           JMP      M165      <165?
03530 GT15     LDD      #$165
03540           SUBD     FASE
03550           BHI      M165
03560           LDD      #$165
03570           STD      FASE
03580 M165     LDA      FLAG1      JUMP SE >-120 graus
03590           BNE      READ9
03600 CONV1    LDA      FLAG2      JUMP SE >-90 graus
03610           BNE      READ5
03620           LDA      FLAG5      JUMP SE >-45 graus
03630           BNE      READ18
03640           LDA      FLAG3      JUMP SE >60 graus
03650           BNE      READ13
03660           LDA      FLAG4      JUMP SE >120 graus
03670           BNE      READ14
03672 *
03674 * A CONVERSAO P/ BINARIO E FEITA SOMENTE QUANDO
03676 * FOR USADA A CHAVE TIPO BCD
03678 *
03680 CONVER    LDD      FASE      CONVERTE P/BINARIO
03690           ANDA     #$00
03700           STD      PART2
03710           ANDB    #$0F
03720           STD      PART1
03730           LDD      PART2
03740           ANDB    #$F0

```

03750		LSRB		
03760		LSRB		
03770		LSRB		
03780		LSRB		
03790		LDA	#10	
03800		MUL		
03810		STD	PART2	
03820		LDD	FASE	
03830		ANDA	#\$OF	
03840		ANDB	#00	
03850		LDB	#100	
03860		MUL		
03870		ADDD	PART1	
03880		ADDD	PART2	
03890		ADDD	#\$OE	
03900		STD	PART1	
03910		JMP	RMUL	
03920	READ5	LDD	DELTA	
03930		STD	FASE	
03940		CLR	FLAG2	
03950		JMP	READ15	
03960	READ18	LDD	DELTA	
03970		STD	FASE	
03980		CLR	FLAG5	
03990		JMP	READ7	
04000	READ14	LDD	DELTA	
04010		STD	FASE	
04020		CLR	FLAG4	
04030		JMP	READ1	
04040	READ9	LDD	DELTA	
04050		STD	FASE	
04060		CLR	FLAG1	
04070		JMP	READ17	
04080	READ13	LDD	DELTA	
04090		STD	FASE	
04100		CLR	FLAG3	
04110		JMP	READ1	
04120	READ4	LDD	TEMPM	
04130		STD	FASE	
04140		CLR	FLAG1	
04150		JMP	CONV1 "	
04160	READ6	LDD	DALPHA	> -90 graus?
04170		SUBD	TM90	
04180		BHI	READ8	
04190	READ15	LDA	#1	
04200		STA	FLAG5	
04210		LDD	FASE	DELTA=FASE
04220		STD	DELTA	
04230		LDD	TEMP2	
04240		SUBD	TEMPM	TEMP3= FASE1 -30
04250		STD	TEMP3	
04260		LDD	FASE1	
04270		SUBD	TEMPM	
04280		STD	FASE1	FASE1 = FASE1 -30

04290		LDD	ALPHAT	
04300		SUBD	TEMPM	
04310		STD	ALPHAT	ALPHAT=ALPHAT-30
04320		JMP	FINAL1	
04330	READ8	LDD	DALPHA	>-120 graus?
04340		SUBD	TEMP2	
04350		SUBD	TEMP2	
04360		BHI	READ16	
04370	READ17	LDA	#1	
04380		STA	FLAG2	
04390		LDD	FASE	
04400		STD	DELTA	
04410		LDD	TEMP2	
04420		SUBD	T45	
04430		STD	TEMP3	TEMP3 = FASE1-45
04440		LDD	FASE1	
04450		SUBD	T45	
04460		STD	FASE1	FASE1 = FASE1-45
04470		LDD	ALPHAT	
04480		SUBD	T45	
04490		STD	ALPHAT	ALPHAT=ALPHAT-45
04500		JMP	FINAL1	
04510	READ16	LDA	#1	
04520		STA	FLAG1	
04530		LDD	FASE	
04540		STD	DELTA	
04550		LDD	TEMP2	TEMP3=TEMP2-45
04560		SUBD	T45	
04570		STD	TEMP3	
04580		LDD	FASE1	FASE1=FASE1-45
04590		SUBD	T45	
04600		STD	FASE1	
04610		LDD	ALPHAT	
04620		SUBD	T45	
04630		STD	ALPHAT	
04640		JMP	FINAL1	
04650	READ1	LDD	FASE	DALPHA=FASE-FASE1
04660		SUBD	FASE1	
04670		STD	DALPHA	
04680		BHI	READ3	JUMP SE
04682	*			FASE > FASE1
04690	READ7	LDD	FASE1	DALPHA=FASE1-FASE
04700		SUBD	FASE	
04710		STD	DALPHA	
04720		SUBD	T45	
04730		BHI	READ19	JUMP SE >-45 graus
04740		LDD	ALPHAT	ALPHAT=ALPHAT-DALPHA
04750		SUBD	DALPHA	
04760		STD	ALPHAT	
04770		LDD	FASE	FASE1 = FASE
04780		STD	FASE1	
04790		LDD	TEMP2	
04800		SUBD	DALPHA	TEMP3=TEMP2-DALPHA
04810		STD	TEMP3	
04820		JMP	FINAL1	

04830	READ19	JMP	READ6	
04840	READ3	SUBD	TEMP2	DALPHA >60 graus?
04850		BHS	READ10	
04860		LDD	FASE	FASE1 =FASE
04870		STD	FASE1	
04880		LDD	ALPHAT	
04890		ADDD	DALPHA	
04900		STD	ALPHAT	ALPHAT=ALPHAT+DALPHA
04910	READ2	LDD	TEMP2	
04920		ADDD	DALPHA	
04930		STD	TEMP3	TEMP3=TEMP2+DALPHA
04940		JMP	FINAL1	
04950	READ10	LDD	DALPHA	DALPHA >120 graus?
04960		SUBD	TEMP2	
04970		SUBD	TEMP2	
04980		BHI	READ11	
04990		LDA	#1	
05000		STA	FLAG3	
05010	READ12	LDD	FASE	
05020		STD	DELTA	DELTA= FASE
05030		LDD	TEMP2	
05040		ADDD	T45	
05050		STD	TEMP3	TEMP3=TEMP2+45
05060		LDD	FASE1	
05070		ADDD	T45	
05080		STD	FASE1	FASE1 =FASE1 +45
05090		LDD	ALPHAT	
05100		ADDD	T45	
05110		STD	ALPHAT	ALPHAT=ALPHAT+45
05120		JMP	FINAL1	
05130	READ11	LDA	#1	
05140		STA	FLAG4	
05150		LDD	FASE	
05160		STD	DELTA	DELTA= FASE NOVA
05170		LDD	TEMP2	
05180		ADDD	T45	
05190		STD	TEMP3	TEMP3=TEMP2+45
05200		LDD	FASE1	
05210		ADDD	T45	
05220		STD	FASE1	FASE1 =FASE1 +45
05230		LDD	ALPHAT	
05240		ADDD	T45	
05250		STD	ALPHAT	ALPHAT=ALPHAT+45
05260		JMP	FINAL1	

```

05270 *-----*
05280 *   CONVERSAO GRAUS/ TEMPO   *
05290 *-----*
05292 *   DIVISAO POR 60           *
05300 *-----*
05310 RMUL      LDD      TEMP1      N/60 =
05320          LSRA      DIV/02      N/64 +N/512 -N/1024
05330          RORB
05340          LSRA      DIV/04
05350          RORB
05360          LSRA      DIV/08
05370          RORB
05380          LSRA      DIV/16
05390          RORB
05400          LSRA      DIV/32
05410          RORB
05420          LSRA      DIV/64
05430          RORB
05440          STD      REGI 2
05450          LDD      TEMP2
05460          CLR B
05470          EXG      A, B
05480          LSR B
05490          STD      REGI 3
05500          LSRA
05510          RORB
05520          STD      REGI 4
05530          LDD      REGI 2
05540          ADDD     REGI 3
05550          SUBD     REGI 4
05560          STB      REGI 4      VALOR DE 1 GRAU
05570 *-----*
05580 *   MULTIPLICACAO 16b* 8b   *
05590 *-----*
05600 RMULT     LDD      PART1      VALOR DA REFERENCIA
05610          LDA      REGI 4
05620          MUL
05630          STD      REGI 2
05640          LDA      PART1
05650          LDB      REGI 4
05660          MUL
05670          STD      REGI 3
05680          EXG      A, B
05690          LDB      #00
05700          ADDD     REGI 2
05710          STD      FASE      FASE =
05720          JMP      READ1     TEMP2/60*REFERENCIA
05730
05740 *-----*
05750 *   INTERRUPCAO  IRQ         *
05760 *-----*
05770 IRQX      LDA      T1L
05780          RTI
05790          END

```

APÊNDICE C

REGULADOR DE CORRENTE

```

00100 *-----*
00110 * REGULADOR DE CORRENTE
00120 * ATRAVES DE MICROPROCESSADOR
00130 * MC 6809E
00140 *-----*
00150 *-----*
00160 * DEFINICOES I/O *
00170 *-----*
00180 *
00190 *-----*
00200 * 6522A-(FF40)*
00210 *-----*
00220 PORB1 EQU $FF40
00230 PORA1 EQU $FF41
00240 DDRB1 EQU $FF42
00250 DDRA1 EQU $FF43
00260 T1L EQU $FF44
00270 T1H EQU $FF45
00280 LT1L EQU $FF46
00290 LT1H EQU $FF47
00300 T3L EQU $FF48
00310 T3H EQU $FF49
00320 SR1 EQU $FF4A
00330 ACR1 EQU $FF4B
00340 PCR1 EQU $FF4C
00350 IFR1 EQU $FF4D
00360 IER1 EQU $FF4E
00370 PA1 EQU $FF4F
00380 * *-----*
00390 * 6522B-( FF50 ) *
00400 * *-----*
00410 PORB2 EQU $FF50
00420 PORA2 EQU $FF51
00430 DDRB2 EQU $FF52
00440 DDRA2 EQU $FF53
00450 T2L EQU $FF54
00460 T2H EQU $FF55
00470 LT2L EQU $FF56
00480 LT2H EQU $FF57
00490 T4L EQU $FF58
00500 T4H EQU $FF59
00510 SR2 EQU $FF5A
00520 ACR2 EQU $FF5B
00530 PCR2 EQU $FF5C
00540 IFR2 EQU $FF5D
00550 IER2 EQU $FF5E
00560 PA2 EQU $FF5F

```

```

00570 *-----*
00580 *----- VARIAVEIS -----*
00590 *-----*
00600          DRG          $5000
00610 FLAGS      RMB          1      FLAG DE CORRENTE MAXIMA
00620 PARTP      RMB          2      PARTP=KAP*ERRO
00630 PARTI      RMB          2      PARTI=KAI*ERRO
00640 ERRO       RMB          2      ERRO=FEED-REF
00650 KAI        RMB          1      GANHO INTEGRAL
00660 KAP        RMB          1      GANHO PROPORCIONAL
00670 FEED       RMB          1      REALIMENTACAO DE CORRENTE
00680 REF        RMB          1      REFERENCIA DE CORRENTE
00690 DATA      RMB          2      VALOR FINAL DE CONTROLE
00700 SOMATO     RMB          2      INTEGRAL DA CORRENTE
00710 TEMP1     RMB          2      VALOR DO TIMER P/ 60GRAUS
00720 FLAG1     RMB          1
00730 ERROR     RMB          2      CORRECAO DA DEFASAGEM
00740 PULSO     RMB          1      NUMERO DE INTERVALOS
00750 MULTPL    RMB          2      REGISTRO TEMPORARIO
00760 MULT      RMB          1      REGISTRO TEMPORARIO
00770 AUXIL     RMB          1      REGISTRO TEMPORARIO
00780 RESU      RMB          3      RESULTADO DA MULTIPLICACAO
00790 ILIM     RMB          1      CORRENTE LIMITE
00800 ICC       RMB          1      CORRENTE DE C.CIRCUITO
00810 DATAM    RMB          2
00820 IMAX     RMB          1      REFERENCIA LIMITE

```

```

00830 *-----*
00840 *--- INICIALIZACAO ---*
00850 *-----*
00860      ORG      $4000
00870      LDS      $$7500
00880      LDX      $$6000
00890      LDY      $$7000
00900      LDD      $$00      VALORES INICIAIS=0
00910      STD      DATAM
00920      STA      FLAG1
00930      STA      FLAGS
00940      STD      SOMATO
00950      STA      PULSO
00960      STD      ERRO
00970      LDA      $$00      SELECIONA FORA1 E FORA2
00980      STA      DDRA2      COMO ENTRADAS
00990      STA      DDRA1
01000     LDA      $$FF      SELECIONA PORB1 E PORB2
01010     STA      DDRB1      COMO SAIDAS
01020     STA      DDRB2
01030     ANDCC    $$0F
01040     LDA      $$C0      HABILITA FLAG DE INTERRUPCAO
01050     STA      IER1      POR T1 E T2
01060     STA      IER2
01070     LDA      $$40      MODO FREERUNNING
01080     STA      ACR2      E PB7 DESABILITADO
01090     LDD      $$9A0     VALOR INICIAL DO TIMER
01100     STD      TEMP1     APROX. IGUAL A 60GRAUS
01110     LDA      $$A5     SAIDA INICIAL IGUAL A 165
01120     STA      DATA
01130     STA      PORB1

01140 *-----*
01150 * LOOP DE ESPERA *
01160 *-----*
01170 LOOP      JMP      LOOP

```

```

01180 *-----*
01190 * PLL FOR SOFTWARE *
01200 *-----*
01210 NMIX      LDD      TEMP1      CARREGA O CONTADOR COM
01220          STB      T2L          VALOR APROXIMADO
01230          STA      T2H
01240          LDB      T3L          LER O CONTADOR T3
01250          LDA      T3H
01260          STD      DATAM
01270          LDA      #$00        ZERA O PULSO
01280          STA      PULSO
01290          LDA      FLAG1      PRIMEIRO PERIODO SOMENTE
01300          BNE      DIR1      PARA LEITURA
01310          INC      FLAG1
01320          JMP      FINAL
01330 DIR1      LDD      DATAM      COMPLEMENTA O VALOR DE T3
01340          EORA      #$FF
01350          EORB      #$FF
01360          STD      DATAM
01370          SUBD     TEMP1      CALCULA O ERRO POSITIVO
01380          BHI      DIR11
01390          BEQ      FINAL      SE O ERRO FOR NULO IR P/ FINAL
01400          LDD      TEMP1
01410          SUBD     DATAM      CALCULA O ERRO NEGATIVO
01420          JSR      DIV16
01430          LDD      TEMP1
01440          SUBD     ERROR
01450          STD      TEMP1      TEMP1=TEMP1-ERRO/16
01460          JMP      FINAL
01470 DIR11    JSR      DIV16
01480          LDD      TEMP1
01490          ADDD     ERROR      TEMP1=TEMP1+ERRO/16
01500          STD      TEMP1
01510 FINAL    LDA      #$C0      HABILITA INTERRUPCAO
01520          STA      IER2
01530          LDA      T2L
01540          LDD      TEMP1
01550          STB      LT2L      CARREGA LATCH C/VALOR CORRIGIDO
01560          STA      LT2H
01570          RTI
01580 *-----*
01590 * INTERRUPCAO FIRQ *
01600 *-----*
01610 FIRQX    LDA      #$FF      DISPARA T3 COM FFFF
01620          STA      T3L
01630          STA      T3H
01640          INC      PULSO      PULSO=PULSO+1
01650          LDA      PULSO
01660          CMPA     #5         E O QUINTO PULSO?
01670          BEQ      IRQX1
01680          JMP      FINAL1
01690 IRQX1   LDA      #$40      SE FOR, DESABILITA INTERRUPCAO
01700          STA      IER2
01710          JMP      INIT      VAI P/REGULADOR CORRENTE
01720 FINAL1  LDA      T2L
01730          JMP      INIT

```

```

01740 *-----*
01750 *REGULADOR DE CORRENTE *
01760 * TIPO PI *
01770 *-----*
01780 INIT LDA FLAGS FLAGS=1 =>C.CIRCUITO
01790 BEQ INICIO
01800 JMP CURTO IR P/ ROTINA DE CURTO
01810 INICIO CLR FLAGS
01820 LDA FORA1 LER FEEDBACK
01830 STA FEED
01840 CMPA ICC COMPARE C/ CORRENTE C.CIRC.
01850 LBHI CURTO SE I>ICC IR P/ROTINA DE CURTO
01860 CMPA ILIM COMPARE C/ CORRENTE LIMITE
01870 LBHI LIMIT SE I>ILIMT IR P/ROTINA DE LIMITE
01880 LDA PORAZ LER REFERENCIA
01890 STA REF
01900 RETIN LDA FEED
01910 SUBA REF ERRO=FEED-REF
01920 LBCS VIA1 ERRO<0
01930 VIA2 STA ERRO ERRO>0
01940 LDB KAP
01950 MUL PARTP=KAP*ERRO
01960 STD PARTP
01970 LDA ERRO
01980 LDB KAI
01990 MUL PARTI=KAI*ERRO
02000 STD PARTI
02010 VIA4 LDD PARTI
02020 ADDD SOMATO SOMATO=SOMATO+PARTI
02030 BVC DIR12 NAO HA OVERFLOW
02040 LBPL VIA12 UNDERFLOW
02050 LDD #$7FFF OVERFLOW
02060 DIR12 STD SOMATO
02070 ADDD PARTP DATA=SOMATO+PARTP
02080 BVC DIR14 NAO HA OVERFLOW
02090 LBPL VIA14 UNDERFLOW
02100 LDD #$7FFF OVERFLOW

```

02110	DIR14	STD	DATA	
02120		ADDD	##8000	SOMENTE VALORES POSITIVOS
02130		STD	MULTPL	PREPARA P/MULTIPLICACAO
02140		LDA	##96	
02150		STA	MULT	
02160		JSR	RMUL	
02170		ADDD	##0F	$X=0F+96*Y/256*256$
02180		STD	DATA	
02190		CMPD	##A5	LIMITE SUPERIOR
02200		BLE	VIA5	<A5
02210		LDD	##A5	>A5
02220	VIA5	CMPD	##0F	LIMITE INFERIOR
02230		BGE	VIA6	>F
02240		LDD	##0F	<F
02250	VIA6	STD	DATA	
02260	FINAL3	STB	FORB1	SAIDA
02270		RTI		
02280	VIA1	STA	ERRO	
02290		LDB	KAP	
02300		MUL		PARTP=KAP*ERRO (SINALIZADO)
02310		STD	PARTP	
02320		SUBA	KAP	
02330		STA	PARTP	
02340		LDA	ERRO	
02350		LDB	KAI	
02360		MUL		PARTI=KAI*ERRO (SINALIZADO)
02370		STD	PARTI	
02380		SUBA	KAI	
02390		STA	PARTI	
02400		JMP	VIA4	
02410				
02420	VIA12	LDD	##8000	UNDERFLOW=> SOMATO=8000
02430		JMP	DIR12	
02440	VIA14	LDD	##8000	UNDERFLOW=> DATA=8000
02450		JMP	DIR14	
02460				

```

02470 *-----*
02480 * LIMITE DE CORRENTE *
02490 *-----*
02500 LIMIT    LDA    IMAX
02510         STA    REF
02520         JMP    RETIN
02530         RTS
02540
02550 CURTO    LDA    FLAGS
02560         CMPA   #$06    SE HOVER 6 SOBRECARGAS=>CURTO
02570         BEQ    CURTO1
02580         INC    FLAGS
02590         RTI
02600 CURTO1   LDB    #$A4
02610         STB    PORB1   SE FOR C.CIRCUITO=>SAIDA=A4
02620         RTI
02630
02640 *-----*
02650 * MULTIPLICACAO 16B*8B *
02660 *-----*
02670 RMUL      LDD    MULTFL
02680         LDA    MULT
02690         MUL    96*Y
02700         STA    AUXIL
02710         STB    RESU+2   DIV.256
02720         LDA    MULTFL
02730         LDB    MULT
02740         MUL
02750         ADDB   AUXIL
02760         STD    RESU
02770         EXG    A,B      DIV.256
02780         CLRA
02790         RTS
02800
02810 *-----*
02820 * DIVISAO *
02830 *-----*
02840 DIV16     LSRA    DIVISAO POR 16
02850         RORB
02860 DIV8      LSRA    DIVISAO POR 8
02870         RORB
02880 DIV4      LSRA    DIVISAO POR 4
02890         RORB
02900 DIV2      LSRA    DIVISAO POR 2
02910         RORB
02920         STD    ERROR
02930         RTS
02940         END

```

APÊNDICE D

REGULADOR DE VELOCIDADE

```

00100 *-----*
00110 * REGULADOR DE VELOCIDADE
00120 * ATRAVES DE MICROPROCESSADOR
00130 * MC 6809E
00140 *-----*
00150 *-----*
00160 * DEFINICOES I/O *
00170 *-----*
00180 *
00190 *-----*
00200 * 6522A-(FF40)*
00210 *-----*
00220 PORB1 EQU $FF40
00230 PORA1 EQU $FF41
00240 DDRB1 EQU $FF42
00250 DDRA1 EQU $FF43
00260 T1L EQU $FF44
00270 T1H EQU $FF45
00280 LT1L EQU $FF46
00290 LT1H EQU $FF47
00300 T3L EQU $FF48
00310 T3H EQU $FF49
00320 SR1 EQU $FF4A
00330 ACR1 EQU $FF4B
00340 PCR1 EQU $FF4C
00350 IFR1 EQU $FF4D
00360 IER1 EQU $FF4E
00370 PA1 EQU $FF4F
00380 * *-----*
00390 * 6522B-( FF50 ) *
00400 * *-----*
00410 PORB2 EQU $FF50
00420 PORA2 EQU $FF51
00430 DDRB2 EQU $FF52
00440 DDRA2 EQU $FF53
00450 T2L EQU $FF54
00460 T2H EQU $FF55
00470 LT2L EQU $FF56
00480 LT2H EQU $FF57
00490 T4L EQU $FF58
00500 T4H EQU $FF59
00510 SR2 EQU $FF5A
00520 ACR2 EQU $FF5B
00530 PCR2 EQU $FF5C
00540 IFR2 EQU $FF5D
00550 IER2 EQU $FF5E
00560 PA2 EQU $FF5F

```

```

00570 *-----*
00580 *----- VARIAVEIS -----*
00590 *-----*
00600          ORG          $5000
00610 PARTP   RMB         2      PARTP=KAP*ERRO
00620 PARTI   RMB         2      PARTI=KAI*ERRO
00630 ERRO    RMB         1      ERRO=FEED-REF
00640 KAI     RMB         1      GANHO INTEGRAL
00650 KAP     RMB         1      GANHO PROPORCIONAL
00660 FEED    RMB         1      REALIMENTACAO DE VELOCIDADE
00670 REF     RMB         1      REFERENCIA DE VELOCIDADE
00680 REF1    RMB         2      REFERENCIA DE 2BYTES
00690 DATA   RMB         2      VALOR FINAL DE CONTROLE
00700 SOMATO  RMB         2      INTEGRAL DA VELOCIDADE
00710 MULTPL  RMB         2      REGISTRO TEMPORARIO
00720 MULT    RMB         1      REGISTRO TEMPORARIO
00730 AUXIL   RMB         1      REGISTRO TEMPORARIO
00740 RESU    RMB         3      RESULTADO DA MULTIPLICACAO
00750 *-----*
00760 *--- INICIALIZACAO ---*
00770 *-----*
00780          ORG          $4000
00790          LDS          $$7500
00800          LDX          $$6000
00810          LDY          $$7000
00820          LDD          $$00      VALORES INICIAIS=0
00830          STD          SOMATO
00840          STA          ERRO
00850          LDA          $$00      SELECIONA FORA1 E FORA2
00860          STA          DDRA2    COMO ENTRADAS
00870          STA          DDRA1
00880          LDA          $$FF      SELECIONA PORB1 E PORB2
00890          STA          DDRB1    COMO SAIDAS
00900          STA          DDRB2
00910          ANDCC       $$0F      HABILITA FLAG DE INTERRUPCAO
00920          LDA          $$C0    POR T1 E T2
00930          STA          IER1
00940          STA          IER2
00950          LDA          $$40      MODO FREERUNNING
00960          STA          ACR2     E PB7 DESABILITADO
00970          LDA          $$00
00980          STA          ACR1
00990          LDA          $$0D
01000         STA          PCR1
01010         LDA          $$00
01020         STA          PCR2
01030         LDA          $$A5      SAIDA INICIAL IGUAL A 165
01040         STA          DATA
01050         STA          PORB1
01060 *-----*
01070 * GERACAO DO TEMPO *
01080 * DE AMOSTRAGEM *
01090 *-----*
01100          LDD          $$22C4    T=10MS
01110          STB          T2L
01120          STA          T2H
01130 *-----*
01140 * LOOP DE ESPERA *
01150 *-----*
01160 LOOP      JMP          LOOP

```

```

01170 *-----*
01180 *REGULADOR DE VELOCIDADE*
01190 *-----*
01200 FIRQX   LDA     #$E0
01210         STA     PCR1      INICIO DE CONVERSAO
01220         NOP
01230         LDA     #$C0
01240         STA     PCR1      FINAL DO PULSO
01250         LDA     #$1C
01260 LOOP1   DECA
01270         BNE     LOOP1
01280         LDB     POR2      LER REFERENCIA
01290         STB     REF
01300         CLRA
01310         STD     REF1      REFERENCIA DE 2BYTES
01320         LDA     POR1      LER FEEDBACK
01330         STA     FEED
01340 TESTE   LDA     REF
01350         SUBA    FEED      ERRO=REF-FEED
01360         LBCS   VIA1      ERRO<0
01370 VIA2    STA     ERRO      ERRO>0
01380         LDB     KAP
01390         MUL
01400         STD     PARTP     PARTP=KAP*ERRO
01410         SUBD   #$7FFF     >VALOR LIMITE?
01420         BVS     REL1
01430 VIA3    LDA     ERRO
01440         LDB     KAI
01450         MUL
01460         JSR     N2
01470         STD     PARTI     PARTI=KAI*ERRO/N
01480         SUBD   #$7FFF     >VALOR LIMITE?
01490         BVS     REL2
01500 VIA4    LDD     PARTI
01510         ADDD   SOMATO     SOMATO=SOMATO+PARTI
01520         BVS     COMP1     OVERFLOW?
01530 DIR12   STD     SOMATO     SOMATO=SOMATO+PARTI
01540         ADDD   PARTP     SOMATO+PARTP
01550         BVS     COMP4     OVERFLOW?
01560 DIR14   ADDD   REF1      SOMATO+PARTP+REF
01570         BVS     COMP7     OVERFLOW?
01580 DIR15   STD     DATA     DATA=SOMATO+PARTP+REF
01590         ADDD   #$8000     SOMENTE VALOR. POSITIVOS
01600 FINAL   STA     PORB1     SAIDA P/ REG. CORRENTE
01610         STB     PORB2     SAIDA P/ DISPLAY
01620         LDA     T2L
01630         RTI
01640 REL1     LDD     #$7FFF     PARTP=VALOR MAXIMO
01650         STD     PARTP
01660         JMP     VIA3
01670 REL2     LDD     #$7FFF     PARTI=VALOR MAXIMO
01680         STD     PARTI
01690         JMP     VIA4
01700

```

01710	COMP1	LDD	PARTI	TESTE DE OVERFLOW E UNDERFLOW
01720		ADDD	SOMATO	
01730		BMI	COMP2	N E V => OVERFLOW
01740		LDD	PARTI	
01750		ADDD	SOMATO	
01760		BLO	COMP3	V E C => UNDERFLOW
01770		JMP	DIR12	
01780	COMP2	LDD	#\$7FFF	OVERFLOW=> SOMATO=VALOR MAXIMO
01790		JMP	DIR12	
01800	COMP3	LDD	#\$8000	UNDERFLOW=> SOMATO=VALOR LIMITE
01810		JMP	DIR12	
01820	COMP4	LDD	SOMATO	TESTE DE OVERFLOW E UNDERFLOW
01830		ADDD	PARTP	
01840		BMI	COMP5	N E V => OVERFLOW
01850		LDD	SOMATO	
01860		ADDD	PARTP	
01870		BLO	COMP6	V E C => UNDERFLOW
01880		JMP	DIR14	
01890	COMP5	LDD	#\$7FFF	OVERFLOW=> SOMATO+PARTP=
01900		JMP	DIR14	VALOR MAXIMO
01910	COMP6	LDD	#\$8000	UNDERFLOW=> SOMATO+PARTP=
01920		JMP	DIR14	VALOR LIMITE
01930	COMP7	LDD	DATA	TESTE DE OVERFLOW E UNDERFLOW
01940		ADDD	REF1	
01950		BMI	COMP8	N E V => OVERFLOW
01960		LDD	DATA	
01970		ADDD	REF1	
01980		BLO	COMP9	V E C => UNDERFLOW
01990		JMP	DIR15	
02000	COMP8	LDD	#\$7FFF	OVERFLOW=> DATA=VALOR MAXIMO
02010		JMP	DIR15	
02020	COMP9	LDD	#\$8000	UNDERFLOW=> DATA=VALOR LIMITE
02030		JMP	DIR15	
02040				
02050	VIA1	STA	ERRO	PARTP=KAP*ERRO(SINALIZADO)
02060		LDB	KAP	
02070		MUL		
02080		STD	PARTP	
02090		SUBA	KAP	
02100		STA	PARTP	
02110		SUBD	#\$8000	<VALOR LIMITE?
02120		BLS	REL3	SE FOR,FAZER LIMITE
02130	VIA5	LDA	ERRO	
02140		LDB	KAI	
02150		MUL		
02160		STD	PARTI	PARTI=KAI*ERRO(SINALIZADO)
02170		SUBA	KAI	
02180		STA	PARTI	
02190		JSR	N2	
02200		STD	PARTI	
02210		SUBD	#\$8000	<VALOR LIMITE?
02220		BLS	REL4	SE FOR,FAZER LIMITE
02230		JMP	VIA4	
02240	REL3	LDD	#\$8000	PARTP=8000
02250		STD	PARTP	
02260		JMP	VIA5	
02270	REL4	LDD	#\$8000	PARTI=8000
02280		STD	PARTI	
02290		JMP	VIA4	

```

02300 *-----*
02310 * DIVISAO *
02320 *-----*
02330 N128 ASRA DIVISAO FOR 128
02340 RORB
02350 N64 ASRA DIVISAO FOR 64
02360 RORB
02370 N32 ASRA DIVISAO FOR 32
02380 RORB
02390 N16 ASRA DIVISAO FOR 16
02400 RORB
02410 N8 ASRA DIVISAO FOR 8
02420 RORB
02430 N4 ASRA DIVISAO FOR 4
02440 RORB
02450 N2 ASRA DIVISAO FOR 2
02460 RORB
02470 RTS
02480
02490 *-----*
02500 * MULTIPLICACAO 16B*8B *
02510 *-----*
02520 RMUL LDD MULTPL MULTPL=B
02530 LDA MULT MULT=C
02540 MUL
02550 STA AUXIL
02560 STB RESU+2 RESU+2=B*C
02570 LDA MULTPL=A
02580 LDB MULT MULT=C
02590 MUL
02600 ADDB AUXIL
02610 STD RESU RESU=A*C
02620 EXG A, B
02630 CLRA
02640 RTS
02650 END

```

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [01]- Olivier, G. - " Étude comparative et commande de convertisseurs triphases avec applications aux machines electriques", Tese de Doutorado, Concordia University - Montreal, 1982.
- [02]- Silva, L.E.B. - " Application des ensembles flous a la regulation d'un convertisseur de puissance ", Tese de Doutorado, Universidade de Montreal- École Polytechnique, 1988.
- [03]- Borges, R.M. - " Controle por microcomputador da velocidade de motor de corrente contínua alimentado por retificador controlado a tiristor para acionamento industrial ", Tese de Mestrado, UNICAMP, 1987.
- [04]- Olivier, G.; Stefanovic, V.R.; Abril, G.E. - " Microprocessor controller for a thyristor converter with an improved power factor ", IEEE Trans. Ind. Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI-29, 188-194, 1981.
- [05]- Olivier, G.; Stefanovic, V.R.; Jamil, M.A. - " Digitally controlled thyristor current source ", IEEE Trans. Ind. Electronic and Control Instrumentation, vol. IECI-26, 185- 191, 1979.
- [06]- Tso, S.K.; Ho, P.T. - " Dedicated-microprocessor scheme for thyristor phase control of multiphase convertors ", IEE Proc. vol 128, Pt B, n.2, 101- 108, 1981.
- [07]- Frederich, W.L.; Swenson, K.S. - " Microprocessor based converter firing pulse generator ", IEEE/ IAS Annual Meeting, 439-445, 1982.

- [08]- Bose, B.K. - " Motion control technology - present and future ", IEEE Trans, Ind. Application, vol. IA-21, n.6, 1337-1342,1985.
- [09]- Bose, B.K. - " Introduction to microcomputer control ", Microcomputer control of power electronics and drives, IEEE PRESS, N.Y., 1987.
- [10]- Saito, K.; Kamiyama, K.; Ohmae,T.; Matsuda, T. - " A microprocessor- controlled speed regulator with instantaneous speed estimation for motor drives ", IEEE Trans.Ind. Electronics, vol.35,n.1, 95- 99, 1988.
- [11]- Dewan, S.B.; Dunford,W.G. - " A microprocessor- based controller for a three-phase controlled rectifier bridge ", IEEE Trans.Ind. Applications, vol.IA-19, n.1, 113-119, 1983.
- [12]- Bose, B.K.- " Technology trends in microcomputer control of electrical machines ", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol.35,n.1, 160-177, 1988.
- [13]- Joos,G.;Barton, T.H. - " Four quadrant DC variable speed drives- design considerations ", Proc. IEEE vol.63, n.12, 1660-1668, 1975.
- [14]- Sule, R.R.; Vasanth, B.J.; Krishnan,T.;Kumar,M.-" Micro-processor- based speed control system for high-accuracy drives ", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol.IE-32, n.3, 209-214, 1985.
- [15]- Luo, F.L.;Hill, R.J.- " Disturbance response techniques for digital control systems ", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol.IE-32, 245-253, 1985.

- [16]- Mirbod, A.; El-Amawy, A. - " Performance analysis of a novel microprocessor-based controller for a phase- controlled rectifier connected to a weak AC system ", IEEE Trans. Ind. Applications, vol.IA-23,n.1, 57-66, 1987.
- [17]- Moltgen, G. - " Line commutated thyristor converters" Siemens Co. & Pitman Publishing, Londres, 1972.
- [18]- Kimbark, E.W. - " Direct current transmission ", vol I, Wiley Intercience, John Wiley and Sons, EUA, 1971.
- [19]- Krishnan, T.; Ramaswani,B. - "A fast response DC motor speed control system ", IEEE Ind. Applications, vol. IA-10, n.5, 643-651, 1974.
- [20]- Sen, P.C.; MacDonald, M.L. - " Thyristorized DC drives with regenerative bracking and speed reversal ", IEEE Trans. Ind. Electron. Control Instrum.vol IECI- 25, 1978.
- [21]- Konishi, T.; Kamiyama, K.; Ohmae, T. - " A performance analysis of microprocessor- based control systems applied to adjustable speed motor drives ", IEEE Trans. Ind. Applications, vol.IA-16,n.3, 378-387, 1980.
- [22]- Chan, Y.T.; Chmier, A.J.; Plant, J.B. - "A microprocessor-based current controller for SCR - DC motor drives ", IEEE Trans. Ind.Electronics Control Instr. vol. IECI- 27, n.3, 169-176, 1980.
- [23]- De, N.K.; Sinha, S.; Chattopadhyay, A.K. - " Microcomputer as a programmable controller for state feedback control of a DC motor employing thyristor amplifier ", IEEE/ IAS Annual Meeting, 586-592, 1984.

- [24]- Zelenka, K.R. - " A fast acting current limit for a DC motor drive ", IEEE/IAS Annual Meeting, 695- 699, 1984.
- [25]- Ishida, K.; Nakamura, K.; Izumi, T.; Ohara, M. - "Microprocessor control of converter- fed DC motor drives ", IEEE/ IAS Annual Meeting, 619-623, 1982.
- [26]- Osaki, S.; Ohara, M.; Ishida, K. - " A microprocessor DC motor drive with a stateobserver for impact drop suppression ", IEEE/ IAS Annual Meeting, 771- 775, 1983.
- [27]- Magyar, P. - " The dynamic behaviour of the current control loop of a microcomputer- controlled DC drive in discontinuous current mode operation ", Proceeding Conference Microelectronics Power Electron, Electric Drives. Darmstadt, Germany, 1982.
- [28]- Bibbero, R.J. - " Microprocessors in instruments and control ", John Wiley & Sons, N. York , 1977.
- [29]- Bruciapaglia, A.H.; Apolonio, R. - " Uma estratégia de eliminação da sobrecarga da ação integral para controladores PID discretos: aplicação no controle de velocidade de um motor CC." 2º Congresso Latinoamericano de Controle Automático- Buenos Aires, 519-524, 1986.
- [30]- Bollinger, J.G.; Duffie, N.A. - " Computer control of machines and processes", Addison- Wesley Publishing Company, Universidade de Wisconsin, 1988.
- [31]- Vanlandingham, H.F. - " Introduction to digital control system ", Macmillan Publishing Company, N. York.
- [32]- Ogata - " Engenharia de controle moderno ", Prentice Hall do Brasil, 1982.

- [33]- MILLAN, R.H.; PAIVA, J.P.S.; FRERIS, L.L. - " Modelling of controlled rectifiers in feedback systems ". Power Appl. Syst. PAS-93,n.1. 167-175, 1974.
- [34]- REZEK, A.J.J. - " Análise em regime permanente e transitório de um sistema de conversão de energia elétrica AC/DC ", Tese de Mestrado, EFEI, 1986.
- [35]- PHILLIPS, C.L.; NAGLE JR., H.T. - " Digital control system analysis and design ", Prentice-Hall Inc. Englewood Cliffs, N.J. 1984.
- [36]- KINNEN, E.; TOU, J. - " Analysis of nonlinear sampled-data control systems- II ", AIEE Transactions, 390- 394, 1960.
- [37]- RAGAZINI, J.R.; FRANKLIN, G.F. - " Sampled data control systems ", Mc Graw- Hill Book Co. Inc. N.Y. ,227-227, 1958.
- [38]- OHMAE, T.; MATSUDA, T.; KANNO, M.; SAITOH, K.; SUKEGAWA, T. " A microprocessor- based speed regulator using fast response state observer for motor drives ". IEEE/ IAS Annual Meeting, 271-276, 1986
- [39]- HUY, H. L.; JAKUBOWICZ, A.; PERRET, R. - " A self-controlled synchronous motor drive using terminal voltage sensing ". IEEE/ IAS Annual Meeting, 562- 569, 1980.
- [40]- NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION - " Linear Databook ", 1980.
- [41]- ROSA, P.C. - " Implementação de reguladores PID - digitais em sistemas com microprocessadores ", Tese de Mestrado, EFEI, 1989.

- [42]- PHILLIPS, C.L; ORANC, B.T. - " Control systems programs ", Prentice Hall Inc. Englewood Cliffs, N.J; 1990.
- [43] -SEN, P.C. - " Thyristor DC drives ", John Wiley & Sons, N.Y; 1981.
- [44]- LORD, W; HWANG, J.H.- " DC motor model parameters " 335-337.
- [45]- SYNERTEK - " Microprocessor Products ", SY6522 Versatile Interface Adapter, 1978.
- [46]- LEVENTHAL, L.A. - " 6809 Assembly Language Programming ", OSBORNE/ McGRAW - HILL, California, 1981.
- [47]- REVELLIN G. - " Microprocesseur: du 6800 au 6809, modes d'interfaçage ", Paris, 1981.
- [48]- KAMIYAMA, K; AZUSAWA, N; MIYAHARA, Y; OHMAE, T; KIRISAWA, T. " Microprocessor-controlled fast-response speed regulator for thyristorized reversible regenerative DCM drives"; IECI'78 Proceedings - Industrial Applications of Microprocessors, 216-222, 1978.
- [49]- LIN. A.K; KOEPEL, W.W; " A microprocessor speed control system ", IEEE Trans. Ind. Electronics and Control Instrumentation, vol.IECI-24, n.3, 241-247, 1977.
- [50]- AYLOR, J.H; RAMEY, R.L; COOK, G; " Design and application of microprocessor PID predictor controller ", IEEE Trans. Ind. Electronics and Control Instr.vol. IECI-27, n.3, 133-137, 1980.
- [51]- OUMAMAR, A; LOUIS, J.P; HEFNAWY, E; "Design of an optimal, autoadaptive current loop for D.C. motor. Realization with an hybrid device including a microprocessor ", Proceeding of the Second IFAC Symposiun - Dusseldorf, 593-601, 1977.

[52]- MOLLENKAMP, R.A; CORRIPIO, A.B; " Designing digital controller for fast processes ", Instruments and Control Systems, 47-49, agosto, 1973.

[53]- MOLLENKAMP, R.A; CORRIPIO, A.B; " Using models to tune industrial controllers ", Instruments and Control Systems, 46-47, setembro, 1973.

[54]- CHIU, K.C; CORRIPIO, A.B; SMITH, C.L; "Digital Control Algorithms - Dahlin Algorithms ", Instruments and Control Systems, 57-59, outubro, 1973.

[55]- CHI, K.C; CORRIPIO, A.B; SMITH, C.L; " Digital Control Algorithms - Kalman Algorithms ", Instruments and Control Systems, 55-58, novembro, 1973.

[56]- CHI, K.C; CORRIPIO, A.B; SMITH, C.L; " Digital Control Algorithms - Tuning PI and PID controllers ", Instruments and Control Systems, 41-43, dezembro, 1973.

[57]- MUKHOPADHYAY, S.K; SEN, P.C; " Current control scheme for solid state D.C. motor drives ", IEEE Trans. Ind. Electronics and Control Instr. vol. IECI-20, n°4, 252-257, 1973.