

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Este exemplar corresponde à versão final
da tese defendida por Raúl Marcio Borjas Montero
e aprovada pela Comissão Julgadora em 18/03/1987.

Sigmar M. Deckmann

Compensador de Reativos Tipo RCT

Controlado por Microcomputador

RAÚL MARCIO BORJAS MONTERO

Orientador:

Prof. Dr. Sigmar M. Deckmann

Tese apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica da Universida-
de Estadual de Campinas - UNICAMP,
como parte dos requisitos exigidos
para a obtenção do título de MES-
TRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

- Março 1987 -

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

Esta pesquisa teve o apoio financeiro da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo - FAPESP - Projeto nº 84/2970-2.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar aqui meu agradecimento a todas as pessoas que de alguma forma, contribuíram para a realização deste trabalho.

Ao meu orientador Dr. Sigmar Maurer Deckmann, pelo valioso apoio oferecido durante o desenvolvimento do trabalho.

A Universidade de Tarapaca de Arica - Chile, que facilitou minha permanência na UNICAMP.

Aos professores da UNICAMP pelo seu aporte no meu aperfeiçoamento.

Dedico este trabajo a mi esposa Hilda y a Rodrigo, Amory y Cristián, mis hijos. Por su amor, y permanente apoyo entregado.

SUMARIO

Descreve-se neste trabalho a implementação de um compensador estático de potência reativa, tipo Reator Controlado por Tiristores (RCT), utilizando um microcomputador nas malhas de controle. O objetivo é reduzir as flutuações rápidas de tensão, causadoras do efeito indesejável de cintilação luminosa ("lamp flicker"), associado aos ciclos de operação das cargas industriais variáveis.

A motivação para esta pesquisa é dupla: primeiramente devido ao crescente número de cargas especiais que tem sido instaladas, contribuindo para uma deterioração significativa da qualidade de serviço das empresas concessionárias, e em segundo lugar, pela possibilidade da comparação do controle digital com o equivalente controle analógico, realizado em trabalho prévio.

Os resultados obtidos com o protótipo implementado indicam a viabilidade de se utilizar com vantagens técnicas e econômicas o controle digital em um sistema trifásico de maior porte.

INDICE

	Página
Introdução Geral	01
Capítulo 1: Flutuações de tensão e compensação estática de reativos	04
1.1 - Introdução	04
1.2 - Características do protótipo utilizado	04
1.2.1 - Apresentação do problema geral, causas e efeitos	05
1.2.2 - O compensador de potência reativa	07
1.3 - Controles do compensador	08
1.4 - Generalidades do controle digital de processos	10
1.5 - Critérios adotados para a implementação do contro- le digital	10
Capítulo 2: Circuitos analógicos do compensador	13
2.1 - Introdução	13
2.2 - O circuito atuador	15
2.2.1 - Características principais do RCT	15
2.2.1.1 - Correntes instantânea e a compo- nente fundamental	15
2.2.1.2 - Harmônicas da corrente	19
2.2.2 - O circuito de disparo dos tiristores	19
2.3 - Sensor de tensão e pulsos de sincronismo	22

2.4 - Sensor de corrente	24
Capítulo 3: O microcomputador, interfaces e circuito se- letor para o controlador digital	27
3.1 - Introdução	27
3.2 - Generalidades do microcomputador utilizado	29
3.2.1 - Diagrama em bloco	30
3.2.2 - Organização de memória	32
3.2.3 - Conector de Saída-Expansão	34
3.3 - Interface para o sinal de tensão	36
3.3.1 - Conversão A/D do sinal de tensão	37
3.3.2 - Porta de entrada A	41
3.4 - Interface para o sinal de corrente	41
3.5 - Interface do sinal de saída	43
3.6 - O circuito seletor	44
Capítulo 4: Algoritmos desenvolvidos para o controle di- gital	47
4.1 - Introdução	47
4.2 - Fundamentos para os algoritmos do controle em ma- lha fechada	48
4.2.1 - Curva de linearização, ponto de operação e limites.	50
4.2.2 - Função de controle	54
4.2.3 - Detecção de erro	56

4.2.4 - Diagramas de fluxo e tempo, para os sinais no controle	58
4.3 - Fundamentos para os algoritmos do controle direto	63
4.3.1 - Determinação do sinal de controle e fun- ções implementadas	64
4.3.2 - Diagramas de fluxo e tempo, para os sinais no controle	70
4.4 - Comentários gerais sobre tempos e memória utiliza- dos na execução dos controles	76
Capítulo 5: Avaliação do desempenho do compensador	81
5.1 - Introdução	81
5.2 - Características do circuito de potência	83
5.2.1 - Componentes do circuito de potência	83
5.2.2 - Valores nominais no circuito de potência	84
5.3 - O sistema de controle digital do RCT	85
5.4 - Geração das flutuações e sua medição	86
5.4.1 - Geração e medição de flutuações senoidais	86
5.4.2 - Geração e medição de flutuações alea- tórias	88
5.5 - Avaliação do compensador com controle realimen- tado	90
5.5.1 - Desempenho do compensador com controle realimentado para flutuações senoidais	90
5.5.2 - Desempenho do compensador com controle realimentado para flutuações aleatórias	93

5.6 - Avaliação do comportamento com controle direto	93
5.6.1 - Desempenho do compensador com controle direto para flutuações senoidais	94
5.6.2 - Desempenho do compensador com controle direto para flutuações aleatórias	94
5.7 - Comentários dos resultados obtidos	96
Conclusão Geral	100
Apêndice A	103
Apêndice B	107
Apêndice C	116
Bibliografia	121

Introdução Geral

Compensadores estáticos de potência reativa e particularmente o reator controlado por tiristores (RCT) estão se tornando cada vez mais importantes como dispositivos de controle automático em sistemas elétricos de potência, especialmente na supressão das flutuações rápidas de tensão introduzidas nos sistemas de distribuição por cargas variáveis. Suas principais características nesse sentido são rapidez de resposta e flexibilidade no controle.

Sendo uma tecnologia recente, pesquisas ainda estão sendo realizadas para o domínio dos processos de controle mais adequados para cada aplicação. Com esse objetivo foi implementado recentemente [1] um compensador estático de reativos experimental, para reduzir as flutuações de tensão, desenvolvendo-se para isso todo um sistema de medição e de controle analógico.

Os controladores analógicos caracterizam-se pela rapidez de processamento, essencial para muitas aplicações. No entanto, sendo constituídos de circuitos com estruturas e características fixas, têm pouca flexibilidade para adequação a novas aplicações. Sempre que houver necessidade de mudar o método de controle tem-se que alterar o circuito, ou mesmo trocar partes do equipamento.

Atualmente, com o uso generalizado dos microprocessadores, pretende-se investigar a possibilidade de realizar a mesma função de controle substituindo-se grande parte dos circuitos do sistema analógico por algoritmos programados para um microprocessador, visando ainda obter esquemas de controle mais versáteis e flexíveis.

O presente trabalho, como uma extensão do trabalho já referido, tem como objetivo o desenvolvimento e implementação de um controlador digital, empregando um microcomputador diretamente no controle do compensador tipo RTC.

Para alcançar este objetivo, é preciso desenvolver alguns aspectos relacionados com os métodos de controle para a compensação e com interfaces necessárias entre o microcomputador e o sistema controlado.

O capítulo 1 apresenta uma descrição geral do problema das flutuações de tensão, do compensador utilizado, e de antecedentes essenciais que definem as bases e critérios usados para o desenvolvimento do controle por computador.

No capítulo 2 são apresentadas as funções dos circuitos sensores e do atuador utilizados dentro do esquema de controle digital proposto. São também detalhados os sinais e pulsos de sincronismo usados para a ligação com o microcomputador.

No capítulo 3 são desenvolvidas as interfaces necessárias para a ligação do microcomputador com o sistema analógico. São levadas em conta as características do microcomputador utilizado, velocidade na conversão A/D e o sincronismo do sistema.

No capítulo 4 estão apresentados os fundamentos dos controle realimentado e direto. São propostas as funções para serem processadas pelo microcomputador na forma de algoritmos, e as sequências esquematizadas no processamento de sinais dos dois controles.

No capítulo 5 é feita a avaliação do compensador com controle digital realimentado e direto, traçando-se um paralelo com seus equivalentes analógicos. Para isto, se apresenta o circuito de potência utilizado nos testes do compensador, considerando a simulação e medição das flutuações de tensão com as

características senoidais e aleatórias que caracterizam o efeito "flicker".

Nas conclusões gerais se faz um resumo dos aspectos críticos na implementação do protótipo do controle, consideram-se modificações e apresentam-se as principais fontes de erro detectadas na operação do sistema. É feito, também, um resumo dos resultados obtidos e sugestões para futuros trabalhos sobre o tema.

CAPÍTULO 1

FLUTUAÇÕES DE TENSÃO E COMPENSAÇÃO ESTATICA DE REATIVOS

1.1 - Introdução

Com a intenção de fornecer as informações essenciais para uma melhor compreensão do presente trabalho, faz-se neste capítulo um resumo dos aspectos gerais do problema das flutuações de tensão que foram levadas em conta na implementação do compensador de potência reativa, em trabalho prévio a este [1].

Com esse objetivo serão descritas as características tanto do RCT, que o credenciam como a opção mais adequada para solucionar o problema das flutuações, como também as dos tipos de controle empregados na sua operação.

Serão comentadas também algumas razões que justificam o uso crescente dos microcomputadores no controle de processos, e que, conjuntamente com os aspectos mencionados anteriormente, permitiram estabelecer os critérios gerais adotados para o desenvolvimento e implementação do protótipo do controle por microcomputador.

1.2 - Características do protótipo utilizado

As características do compensador protótipo usado neste trabalho estão relacionadas com o método e os critérios adotados para a sua implementação [1] - [3]. Serão destacados alguns dos aspectos considerados mais importantes.

1.2.1 - Apresentação do problema geral, causas e efeitos

As flutuações rápidas de tensão associadas a variações de carga são responsáveis, entre outros efeitos pelo aparecimento de cintilações luminosas, "lamp flicker" ou simplesmente "flicker", termos usados para descrever os efeitos visíveis da mudança na intensidade luminosa principalmente em lâmpadas incandescentes [4]. Podem ocorrer também efeitos indesejáveis sobre aparelhos de televisão e equipamentos eletrônicos sensíveis. Tem sido demonstrado que o olho humano é muito sensível ao "flicker" na faixa de frequência de 0 a 30 Hz com sensibilidade máxima em torno de 10 Hz. A figura 1.1 mostra as curvas de limiar de percepção para flutuações senoidais e quadradas, como também de sensibilidade normalizada do sistema lâmpada - olho - cérebro.

As fontes geradoras de "flicker" apontadas mais comumente são: bombas, compressores, grupos elevadores, soldadoras de arco ou ponto, laminadoras, fornos a arco, etc. Conforme é resumido na referência [1], os fornos a arco são os que produzem maiores problemas devido aos seguintes fatores:

- As elevadas potências que cada unidade pode alcançar;
- Os baixos fatores de potência utilizados;
- As grandes e rápidas variações de potência tanto ativa, como reativa;
- As características aleatórias das flutuações geradas;
- O espectro das flutuações atinge a faixa de maior sensibilidade visual.

Além disso, os fornos a arco, também são responsáveis pela geração de harmônicos e desequilíbrio (funcionamento de cada fase relativamente independente). Embora estes problemas não estejam associados diretamente ao "flicker", influem na sua solução. Na figura 1.2 estão reproduzidos gráficos característi-

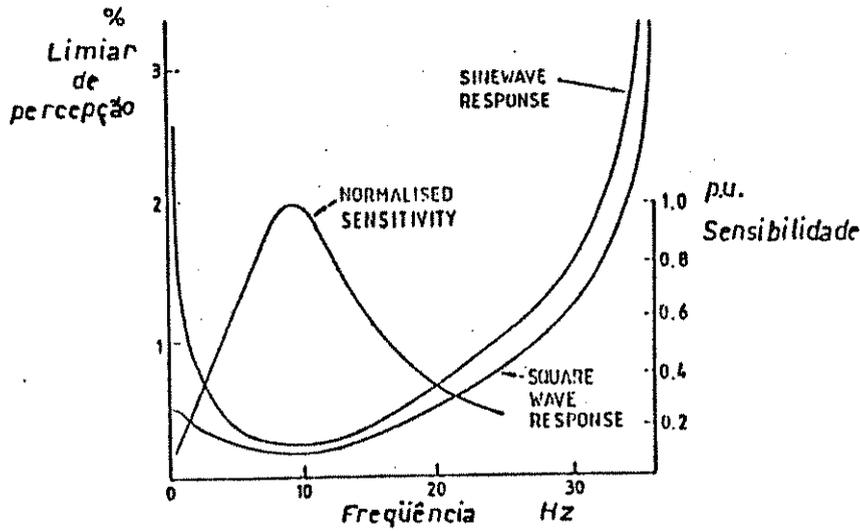


FIG.1.1. LIMIAR DE PERCEÇÃO E SENSIBILIDADE NORMALIZADA DO SISTEMA LÂMPADA - OLHO - CÉREBRO.

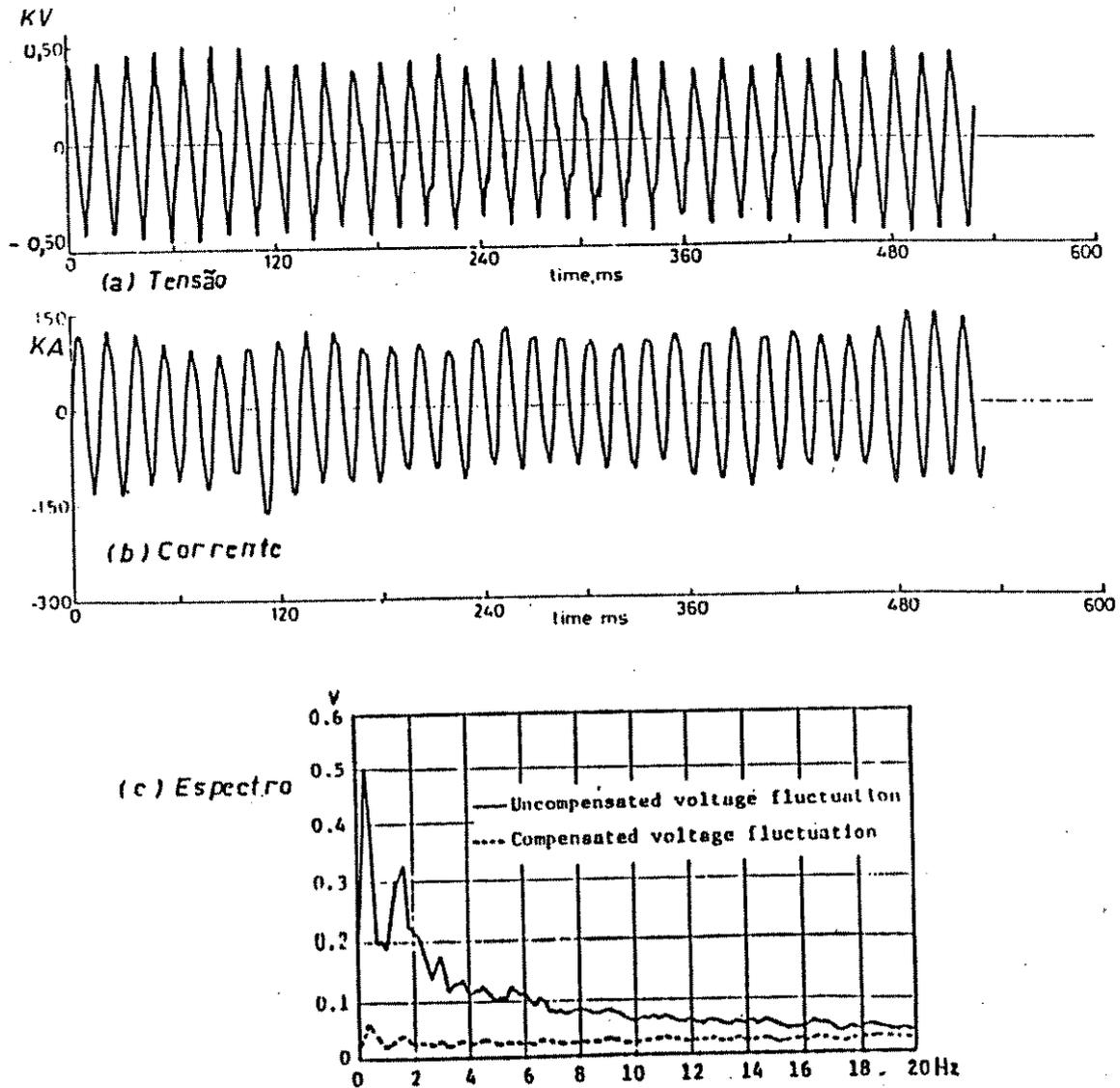


FIG.1.2. FORMAS TÍPICAS DA TENSÃO, CORRENTE E ESPECTRO DAS FLUTUAÇÕES DE TENSÃO PRODUZIDAS POR UM FORNO A ARCO.

cos de flutuações, seu espectro de frequência e forma de onda da corrente para um forno a arco.

Basicamente a flutuação da tensão é um problema de regulação de tensão. Do ponto de vista do controle da mesma, é conveniente separar em casos de atuação rápida e lenta, estabelecendo que um caso de "flicker" existe quando as frequências das variações de tensão estão na faixa de 0,5 a 30 Hz com respeito a um valor de tensão médio de longo prazo; e que um caso de regulação convencional ocorre quando as variações são mais lentas.

1.2.2 - O Compensador de potência reativa

As características essenciais que deve ter um compensador para reduzir o efeito "flicker", são:

- Alta velocidade de resposta;
- Atuação independente por fase;
- Grande precisão na atuação;
- Ampla faixa de controle

O RCT admite todas estas características além de apresentar outras vantagens de interesse, tais como: flexibilidade para programação do controle, mínimo transitório na partida e possibilidade de balanceamento de fases (no caso de um sistema trifásico).

Como desvantagens tem-se a geração de distorção harmônica e baixo fator de potência. No entanto para melhorar estes aspectos utilizam-se filtros para os harmônicos gerados que, por sua vez, contribuem para aumentar o fator de potência total.

A função atribuída ao protótipo experimental é reduzir as flutuações de tensão na faixa de 0,5 até 30 Hz, considerando-se para isso o problema das flutuações de tensão isola-

damente, isto é sem preocupação com o nível de desequilíbrio de fases ou do fator de potência resultante.

A compensação de uma carga do tipo forno a arco requer atuação independente por fase. Por isto, o protótipo foi desenvolvido na forma monofásica, o qual seria reproduzido para cada fase em aplicação trifásica real.

1.3 - Controles do compensador

Os métodos básicos utilizados para produzir o sinal de controle do compensador, para reduzir as flutuações de tensão são dois [1] e [5]:

- Controle realimentado de malha fechada ("feedback"), baseado no erro de tensão da barra controla;
- Controle direto ou malha aberta ("feedforward"), baseado na variação da corrente da carga perturbadora.

No método de controle em malha fechada o sinal de controle do compensador é função do erro, ou seja, da diferença entre o valor desejado e o valor atual da própria variável controlada (a tensão). Uma alteração no sinal de erro tem como resultado uma troca na corrente de saída do RCT que tende a eliminar o erro.

No método de controle direto, o sinal que produz a ação corretiva da compensação é obtido como resultado de um processo de cálculo sobre um conjunto de equações que envolvem o sistema e a forma como ele é afetado pela carga e pela própria ação corretiva. O método supõe que a carga (e o sistema C.A) são estáveis num intervalo de tempo, no qual as correntes da carga de interesse podem ser medidas e a partir daí determinar a corrente de compensação requerida.

O sistema de controle em malha fechada tolera alterações nos elementos do sistema controlado. Sua precisão depende da boa modelagem que se faça do sistema real e da rapidez de processamento das medidas. Assim, pela sua natureza, perde efetividade à medida que a frequência das flutuações começa a ser uma fração importante da frequência com que é possível medir e corrigir mediante o RCT.

O sistema de controle direto, sendo rápido, é também pouco susceptível à instabilidade. No entanto, só corrige as perturbações provocadas pela carga que é diretamente monitorada, ou seja, não tem efeito sobre outras cargas nem sobre as variações gerais provenientes do sistema de potência.

Pela combinação dos métodos de controle realimentado e direto é obtida outra alternativa de controle de características híbridas que combina as particularidades de cada tipo de controle básico.

Os aspectos relevantes dos dois controles básicos para a compensação do "flicker" são:

- A rapidez requerida em todo o processamento dos sinais envolvidos, para poder alcançar o melhor instante para a atuação do RCT.
- A precisão, já que o efeito das flutuações de tensão na faixa de frequência de interesse é perceptível inclusive para variações muito pequenas (até 0,25% de variação de tensão nas frequências críticas de 8 - 10 Hz).

Esses dois aspectos, evidentemente devem permanecer como os mais relevantes também no caso do controle digital por microprocessador, a ser considerado adiante.

1.4 - Generalidades do controle digital de processos

Atualmente, o grande desenvolvimento que tem atingido os microcomputadores de processos, além da redução de seus custos, tornou atraente sua utilização em substituição aos controladores analógicos convencionais [6] - [7].

Um controlador digital, comparado com um analógico na realização de uma mesma função de controle, substitui grande parte do "hardware" do sistema analógico por algoritmos programados para o microprocessador. Isto permite obter uma maior flexibilidade do controle, já que o "software" pode ser mudado mais facilmente, sempre que houver necessidade de alteração nos projetos.

Em vista da alta velocidade de processamento, um controlador digital pode substituir um ou vários controladores analógicos. Além disso, pode exercer outras funções de supervisão do estado do sistema, tais como realização de gráficos, tabelas e monitoração de instrumentos.

Para o controle de um processo específico, o microprocessador permite a implementação de programas simples, em linguagem apropriada, onde normalmente circuitos analógicos elaborados, com ajustes difíceis e estáveis, seriam necessários.

Outras importantes características dos microcomputadores de processo que devem ser consideradas, são a sua alta imunidade a ruídos e a confiabilidade na transmissão de dados.

1.5 - Critérios adotados para a implementação do controle digital

Considerando os aspectos apresentados nos itens anteriores, foram estabelecidos os critérios nos quais se baseou a implementação do controle do compensador por computador.

O microcomputador utilizado neste trabalho é de propósito geral e está baseado no microprocessador 6502. Sua escolha deve-se a dois fatores:

- Em primeiro lugar, pelo fato deste microcomputador já estar disponível;
- Em segundo, por sua construção de baixo custo permitir uma interligação fácil com as interfaces necessárias à implementação.

Convém observar que este microcomputador pode ser considerado lento e com um comprimento de palavras curto (8 bits), comparado com as possibilidades atuais [6] e [8]. Portanto, o trabalho que se pretende realizar é o estudo da viabilidade do controle do compensador usando um microcomputador simples e estabelecer os fatores que possam vir a limitar o desempenho do sistema, bem como possíveis soluções para as limitações encontradas.

Devido às características do problema, a maior prioridade no controle é a velocidade na execução dos processamentos envolvidos, para evitar atrasos na atuação do compensador até onde seja possível.

A alternativa de realizar um controle digital híbrido, como no caso analógico, é muito atrativa e teoricamente factível. Embora considerando que no controle por computador a execução das tarefas é sequencial, o qual implicaria num incremento grande do tempo de processamento, optou-se pela implementação dos dois controles básicos do compensador. Assim, pode-se avaliar separadamente os métodos, detetar suas limitações e apresentar soluções para estas e prever uma possível solução conjunta.

Por último, para aproveitar ao máximo o microcom-

putador como um sistema inteligente ele deve desenvolver basicamente a função de controlador. Todo tipo de processamento de sinais diferente do mencionado acima, que implicasse um significativo aumento do tempo de processamento deve ser feito por "hardware" evitando-se assim também uma subutilização do mesmo. Desta maneira o microcomputador poderá ficar com tempo disponível entre a geração de dois pulsos consecutivos de disparo dos tiristores. Isto é particularmente atraente no caso de sistemas trifásicos.

CAPÍTULO 2

CIRCUITOS ANALÓGICOS DO COMPENSADOR

2.1 - Introdução

Neste capítulo descrevem-se as características essenciais do sistema de controle por computador e detalham-se os sinais do atuador, sensores utilizados e pulsos que permitem sincronizar o sistema todo.

O diagrama de blocos mostrado na figura 2.1, representada um esquema simplificado do sistema de controle do compensador com respeito ao sistema controlado (processo) e consiste dos elementos sensores, controlador e atuador.

Os sensores têm a função de converter as variáveis de interesse do processo em sinais de tensão proporcionais às grandezas medidas. O controlador compara o valor atual dado pelos sensores (ou o resultado de um processo previo sobre ele) com o valor desejado, determina a variação atual e produz o sinal de controle para reduzir o erro a uma faixa de valores pequenos e toleráveis. O atuador fornece ao processo o ajuste necessário das grandezas que permitem essa correção.

Os sensores e o atuador são por essência circuitos analógicos e além de cumprir as funções mencionadas, permitem também isolar eletricamente o sistema de potência do circuito de controle.

Para o caso de um sistema de controle por computador é necessária a incorporação de circuitos conversores analógico/digital (A/D) e digital/analógico (D/A) [8], que permitam a ligação entre o microcomputador e os circuitos sensores e atua-

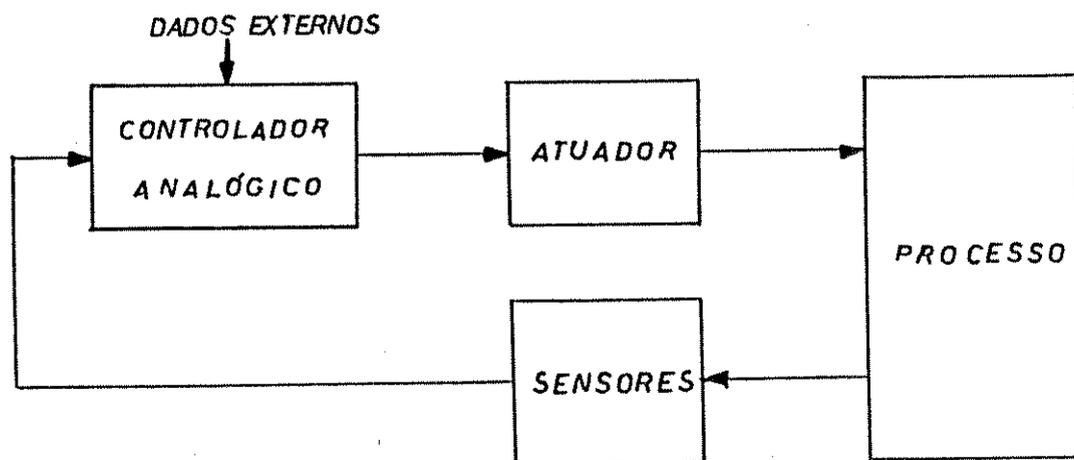


FIG. 2.1. ESQUEMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONTROLE

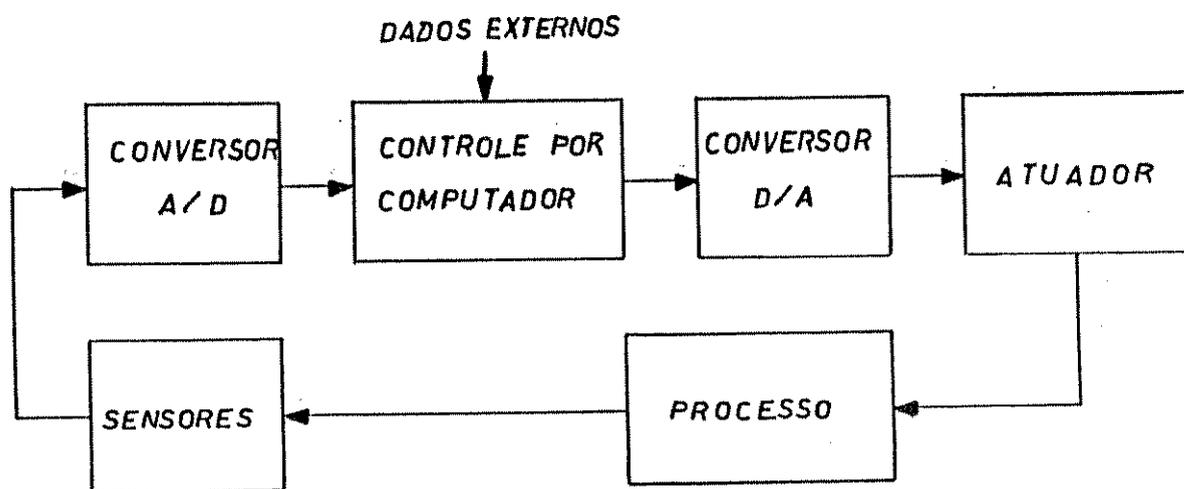


FIG. 2.2. SISTEMA DE CONTROLE POR COMPUTADOR

dos como são apresentados na figura 2.2.

Os conversores A/D e D/A conjuntamente com as interfaces do microcomputador cumprem um importante papel na adequação dos sinais analógicos/digitais e digitais/analógicos respectivamente, e serão tratados mais detalhadamente no capítulo 3.

Na continuação, pela importância que tem suas funções para a operação do sistema, é feita uma breve descrição dos circuitos representados pelos blocos sensores e atuador disponíveis, com respeito à configuração dos sinais de maior interesse, assim como dos pulsos que permitem sincronizar o funcionamento do sistema em conjunto.

2.2 - O circuito atuador

Consiste de duas partes principais: o reator controlado por tiristores e o circuito de disparo dos tiristores.

2.2.1 - Características principais do RCT

A estrutura seleccionada [1], com dois tiristores em antiparalelo é mostrado na figura 2.3, tem como vantagens dispor de um tempo maior para o cálculo dos algoritmos de controle, além de menor custo. Como desvantagem essa estrutura provoca um maior conteúdo de harmônicos na corrente do sistema.

2.2.1.1 - Correntes instantânea e a componente fundamental

Pela análise clássica feita sobre a estrutura seleccionada e conforme apresentado nas referências [1] - [2], assumindo $v(t) = \sqrt{2} V \sin \theta$, com $\theta = \omega t$ e desprezando as perdas

no reator, a corrente instantânea $i(t)$ é dada por:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}}{\omega L} \int_{\alpha}^{\omega t} V \sin \theta \, d\theta \quad (2.1)$$

Onde α é o ângulo de disparo, cujos limites são $90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$. Pode-se definir um ângulo de condução $\tau = 2(\pi + \alpha)$, de modo que desenvolvendo a equação (2.1) chega-se ao seguinte:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2} V}{\omega L} (\cos \alpha - \cos \theta) \quad \text{para } \alpha < \theta < \alpha + \tau \quad (2.2)$$

$i(t) = 0$ fora dos limites acima no meio ciclo considerado

A figura 2.4 mostra a corrente $i(t)$ para diversos ângulos de disparos. Nela vê-se que a corrente resultante é descontínua (exceto no limite $\alpha = 90^\circ$).

Se forem consideradas as perdas, a equação (2.2) se transforma em [9]:

$$i(t) = I_m \left\{ \sin(\theta - \psi) - \sin(\alpha - \psi) e^{\left(\frac{\theta - \alpha}{\text{tg } \psi}\right)} \right\} \quad (2.3)$$

$$\text{onde } I_m = \frac{\sqrt{2} V}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}}$$

$$\psi = \text{arc tg } (\omega L/R)$$

R = resistência do reator

A equação (2.3) é válida para $\alpha < \theta < \gamma$ onde γ é chamado ângulo de extinção (valor de θ que faz $i(t) = 0$).

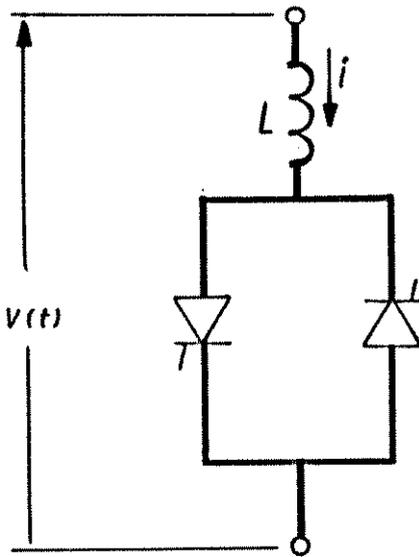


FIG.2.3. ESTRUTURA BÁSICA DO RCT.

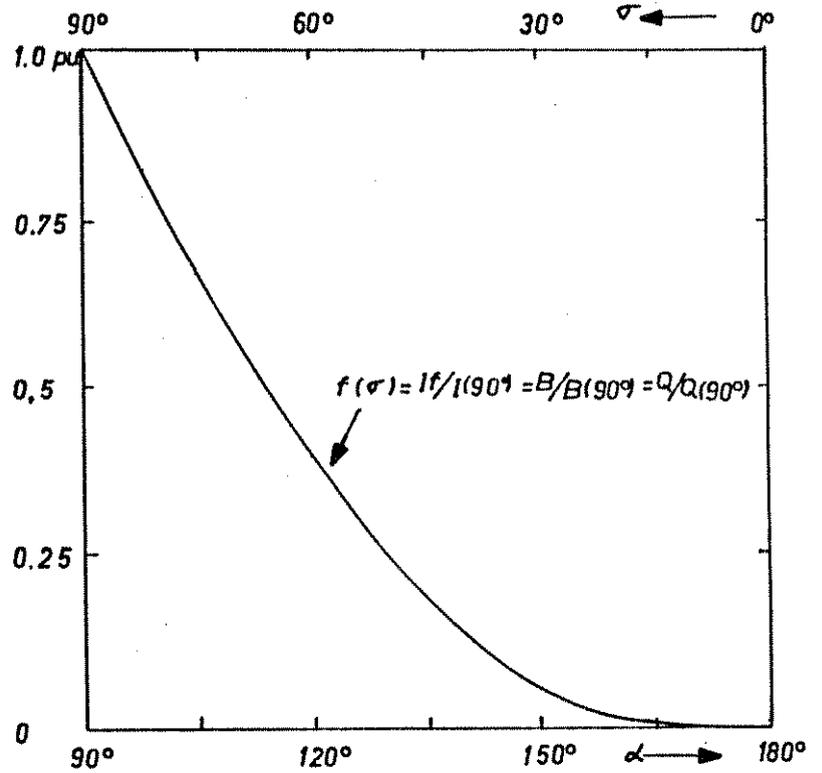


FIG.2.5. VARIAÇÃO NORMALIZADA DE I_f, B e Q COM α

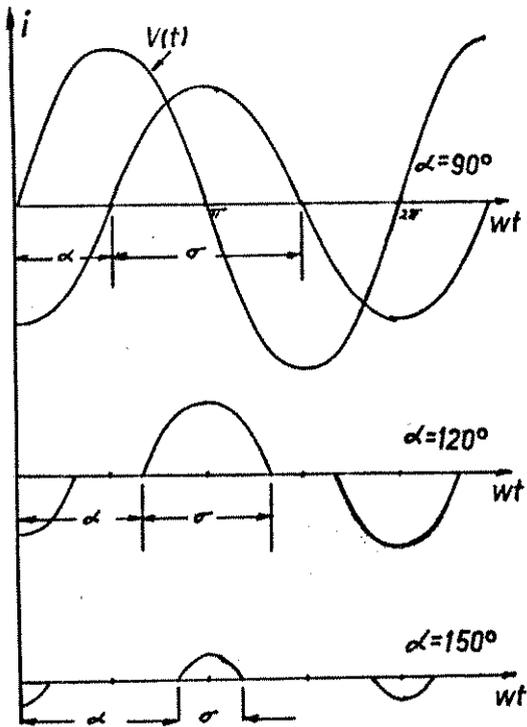


FIG.2.4. FORMA DE ONDA DA CORRENTE, DIVERSOS VALORES DE α

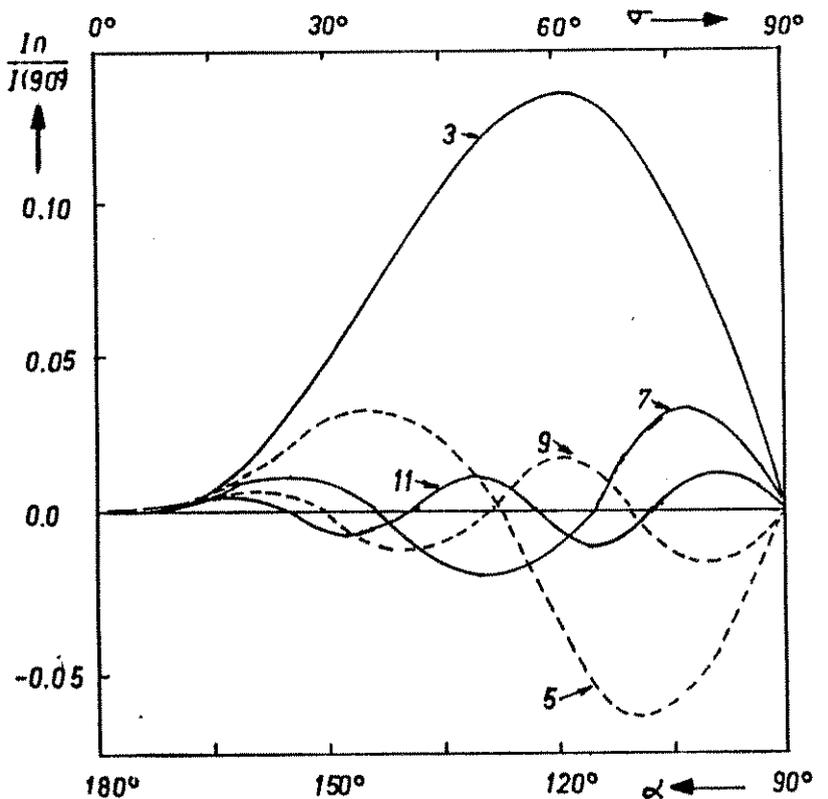


FIG.2.6. HARMÔNICOS DE CORRENTE NO RCT.

Em casos práticos $\text{tg } \psi$ é grande ($R \ll \omega L$) pelo que pode-se assumir que a corrente instantânea é dada pela equação (2.2).

Por outro lado, a amplitude da componente fundamental da corrente pode ser obtida a partir da equação (2.2) e é dada por [2]:

$$I_f(\alpha) = \frac{V}{\omega L} \frac{1}{\pi} \left\{ 2(\pi - \alpha) + \text{sen } 2\alpha \right\} \quad (2.4)$$

ou também por:

$$I_f(\tau) = \frac{V}{\omega L} \frac{1}{\pi} (\tau - \text{sen } \tau) \quad (2.5)$$

e para uma melhor interpretação:

$$I_f(\tau) = B_L(\tau) V \quad (2.6)$$

Onde $B_L(\tau)$ é uma susceptância à frequência fundamental, ajustável e controlada pelo ângulo de condução, dada por:

$$B_L(\tau) = \frac{(\tau - \text{sen } \tau)}{\pi \cdot \omega L} \quad (2.7)$$

Para maior simplicidade define-se a seguinte função:

$$f_1(\tau) = \frac{\tau - \text{sen } \tau}{\pi}$$

Assim

$$B_L(\tau) = B_L(90^\circ) \cdot f_1(\tau); \text{ onde } B_L(90^\circ) = 1/\omega L \quad (2.8)$$

$$I_f(\tau) = I(90^\circ) \cdot f_1(\tau); \text{ onde } I(90^\circ) = V \cdot B_L(90^\circ) \quad (2.9)$$

$$Q(\tau) = Q(90^\circ) \cdot f_1(\tau) \quad ; \quad \text{onde} \quad Q(90^\circ) = V^2 \cdot B_L(90^\circ) \quad (2.10)$$

e na figura 2.5 mostra-se a forma da variação de I_f, B, Q com α (ou τ).

2.2.1.2 - Harmônicas da corrente

Ao incrementar o ângulo de disparo tem-se outros dois efeitos importantes:

- As perdas de potência decrescem tanto nos tiristores como no reator;
- A forma de onda da corrente é menos senoidal gerando-se harmônicos de corrente.

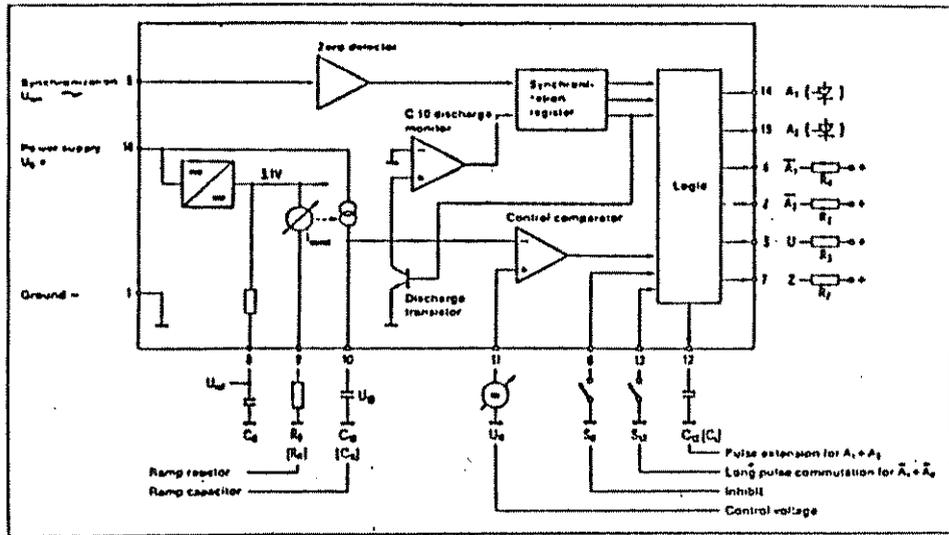
O primeiro efeito vem reforçar a sustentação da equação (2.2). O segundo representa a desvantagem do RCT. Assim, se os ângulos de disparo são balanceados, todas as harmônicas ímpares são geradas, e o valor RMS da enésima componente é [2]:

$$I_n = I(90^\circ) \cdot \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{\text{sen}(n+1)\alpha}{2(n+1)} + \frac{\text{sen}(n-1)\alpha}{2(n-1)} - \frac{\cos\alpha \text{sen } n\alpha}{n} \right\} \quad (2.11)$$

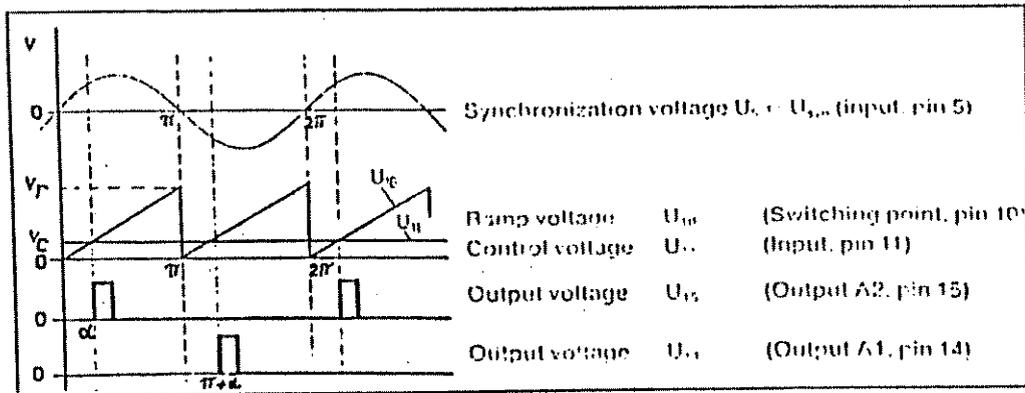
Na figura 2.6 mostra-se o valor das amplitudes das harmônicas com relação ao valor máximo da fundamental como função de α .

2.2.2 - O circuito de disparo dos tiristores

O circuito de disparo está baseado no integrado TCA-780 [1] - [10], cujo diagrama de blocos e sinais principais são reproduzidos na figura 2.7.



(a) Diagrama de blocos.



(b) Sinais principais.

FIG. 2.7. CIRCUITO DE DISPARO INTEGRADO TCA-780.

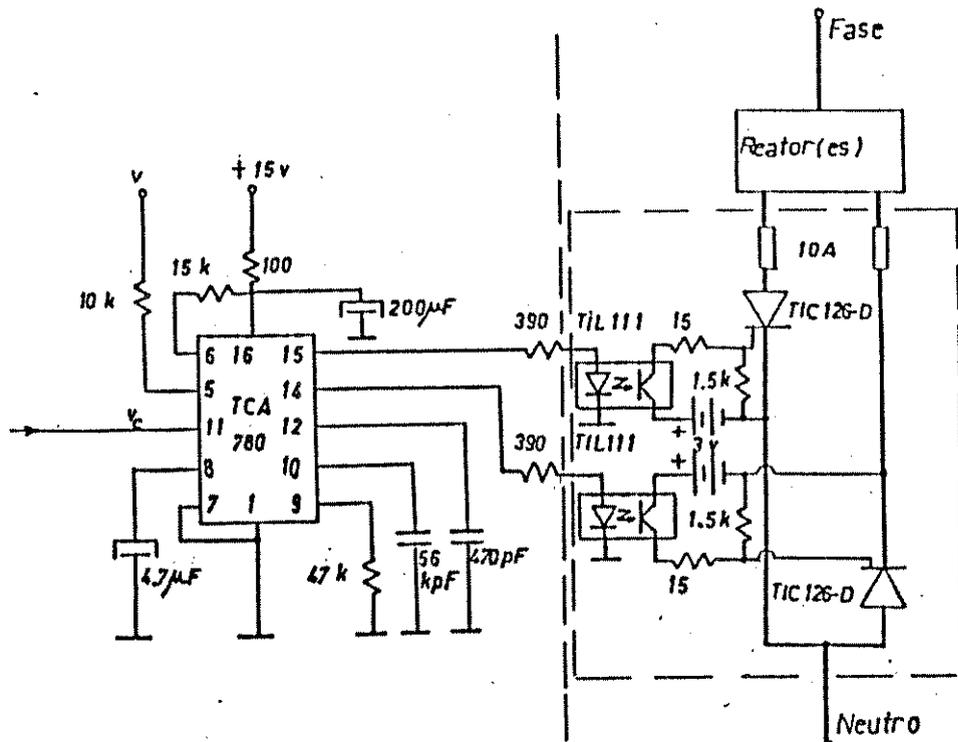


FIG. 2.8. CIRCUITO DE DISPARO E ACOPLAMENTO DOS PULSOS.

O circuito requer uma amostra de tensão da rede para sincronismo e uma tensão de controle de valor positivo entre zero e V_r . A tensão V_r é a amplitude da rampa que é gerada internamente. O cruzamento de V_c e a rampa gera o pulso que define o ângulo de disparo α como também o pulso complementar em $\pi + \alpha$.

Segundo esse esquema, o ângulo de disparo fica definido pela relação:

$$\alpha = \pi (V_c/V_r) \quad (2.12)$$

A figura 2.8 mostra o circuito de disparo completo e o método de acoplamento empregados (acopladores óticos), para isolar eletricamente o controle do circuito de potência.

Por outro lado, para assegurar a faixa de variação de α desde $\pi/2$ até π , define-se V_c em função de uma variável V_b que tem valor positivo ou zero:

$$V_c = (V_b + V_r)/2 \quad (2.13)$$

Substituindo esta equação na equação (2.12) se tem:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} (1 + V_b/V_r) \quad (2.14)$$

Além disso, a variável V_b é a saída da conversão D/A devendo ser definida com todo o comprimento da palavra do microcomputador a fim de maximizar a precisão na faixa de conversão do sinal de controle.

O circuito aproveitado cumpre as funções de assegurar o trabalho normal do reator e/ou limitar seu desempenho na faixa adequada, limitando V_c e, portanto, α . As funções básicas deste circuito são apresentadas na figura 2.9.

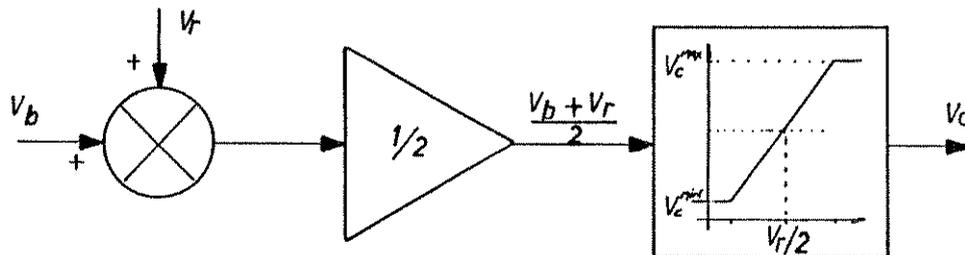


FIG. 2.9. DIAGRAMA DE BLOCOS DO AJUSTE NA FAIXA DE CONTROLE DO RCT.

2.3 - Sensor de tensão e pulsos de sincronismo

Na figura 2.10 apresenta-se o esquema em bloco da amostragem de tensão e geração dos pulsos de sincronismo utilizados.

No controle em malha fechada, idealmente, a informação de interesse da tensão da rede é o valor RMS de sua componente fundamental. Por isso, é preciso obter um valor de tensão contínuo que seja, com boa aproximação, proporcional ao valor RMS dessa componente da tensão.

Dada à superioridade sobre outros métodos de conversão ca/cc, o método escolhido é o dos dois integradores. Nesse método, são feitas duas integrais condicionadas, e sua diferença permite obter o sinal desejado. Na primeira integral é imposto o valor zero em $\omega t = 0, 2\pi, \dots, 2K\pi$, e na segunda o mesmo é feito em $\omega t = \pi, 3\pi, \dots, (2K+1)\pi$ com K inteiro.

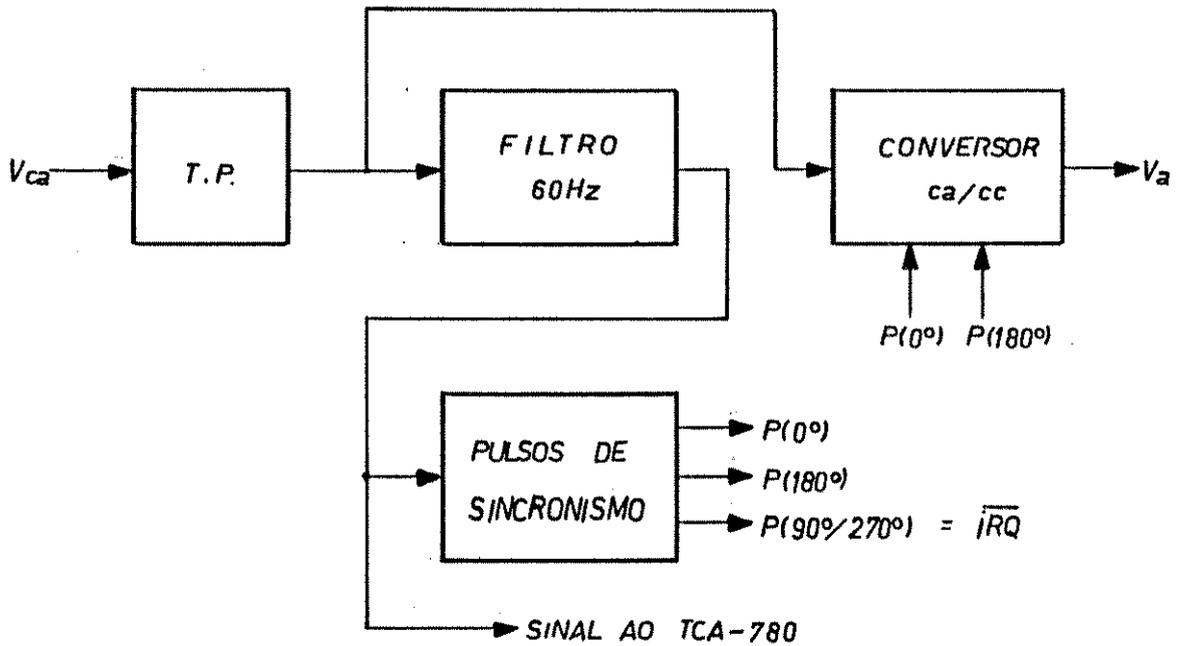


FIG. 2.10. ESQUEMA DE BLOCOS DO SENSOR DE TENSÃO E PULSOS DE SINCRONISMO

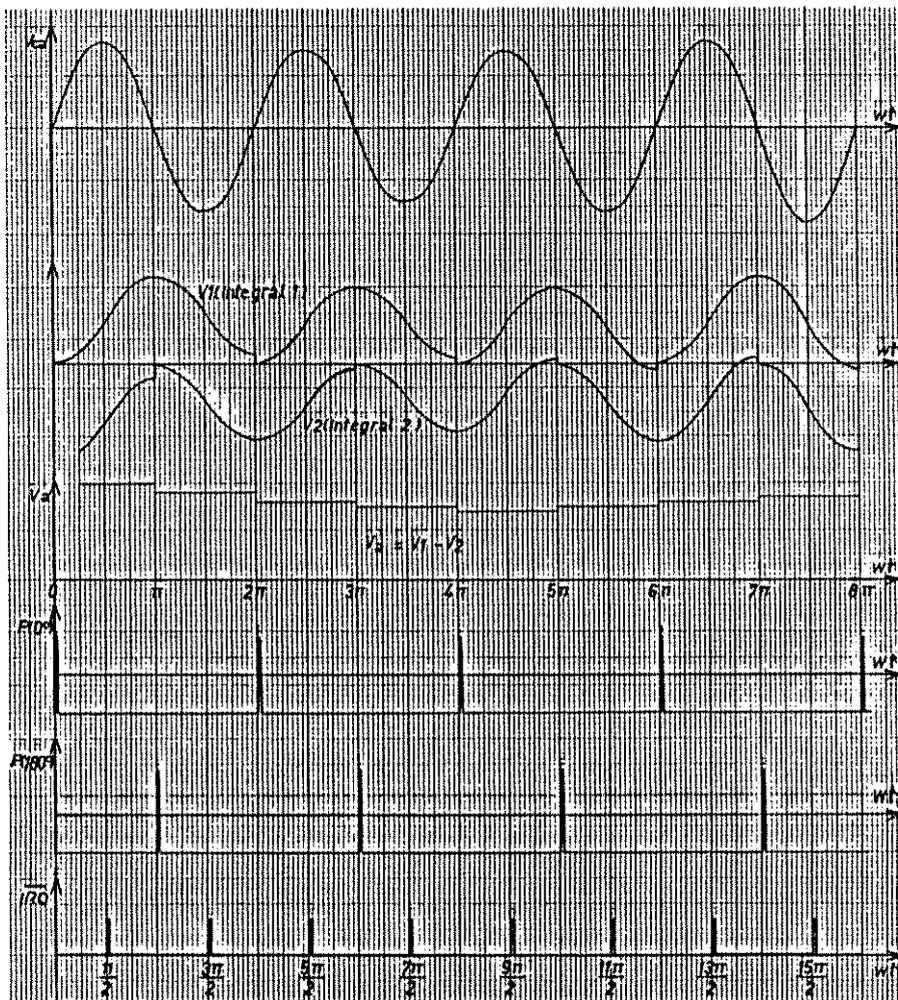


FIG. 2.11. SINAIS DE MAIOR INTERESSE NOS CIRCUITOS SENSOR E PULSOS DE SINC.

Assim a tensão de saída V_a , é atualizada a cada meio período e requer pulsos para zerar os integradores nos instantes indicados acima.

O método fornece a informação desejada com um atraso que varia de 90° até 180° , porém é altamente insensível à presença de harmônicos na tensão da rede, não sendo preciso uma filtragem previa.

A amostra de tensão da rede é obtida pelo transformador de potencial (T.P), e de sua precisão vai depender a exatidão dos pulsos de sincronismo e interrupção gerados. Portanto, precisa-se de filtragem para reduzir as amplitudes das harmônicas da tensão de rede, de forma a diminuir o erro na detecção dos cruzamentos por zero da fundamental de tensão.

Os pulsos de sincronismo, chamados $p(0)^\circ$ e $p(180^\circ)$, são os pulsos em $2K\pi$ e $(2K+1)\pi$, respectivamente, requeridos pelo conversor ca/cc.

Os pulsos chamados $p(90^\circ/270^\circ)$ ocorrem nos picos positivos e negativos da tensão da rede e são requeridos para a interrupção ao microcomputador (relógio em tempo real) e sincronizar o sinal de saída, como se verá nos capítulos posteriores.

A figura 2.11 mostra os sinais de maior interesse do sensor de tensão e pulsos de sincronismo.

2.4 - Sensor de corrente

A figura 2.12 mostra o esquema em bloco da amostragem da corrente.

No controle direto a informação de interesse da corrente de carga é a sua componente fundamental, pelo que é necessário obter com a máxima aproximação possível um sinal pro-



FIG.2.12. ESQUEMA DE BLOCOS PARA A AMOSTRA DE CORRENTE

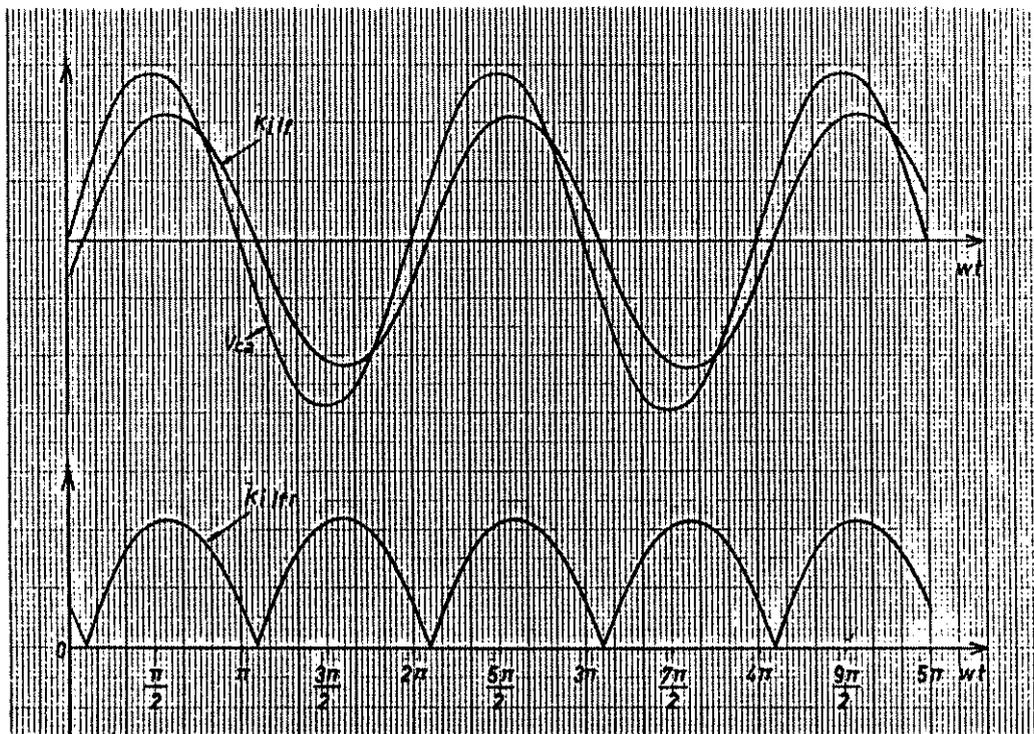


FIG.2.13. SINAIS DE INTERESSE NA AMOSTRAGEM DA CORRENTE

porcional a ela.

A amostra da corrente de carga é obtida através do transformador de corrente (T.C.) e convertida no sinal de tensão proporcional V_i . As cargas que geram flutuações rápidas de tensão, especialmente os fornos a arco, têm suas correntes distorcidas, sendo necessário filtrar o sinal V_i para eliminar as principais harmônicas, sem produzir atraso de defasagem da componente fundamental.

O sinal de tensão $K_i i_f$ na saída dos filtros de harmônicos é praticamente senoidal e proporcional à componente fundamental da corrente de carga. Pela conveniência de processar a informação de corrente somente com valores de sinal positivo, nesse conversor, é também usado um retificador de onda completa. Na figura 2.13 apresenta-se os sinais na operação do esquema sensor da corrente empregado

CAPÍTULO 3

O MICROCOMPUTADOR, INTERFACES E CIRCUITO SELETOR PARA O CONTROLADOR DIGITAL

3.1 - Introdução

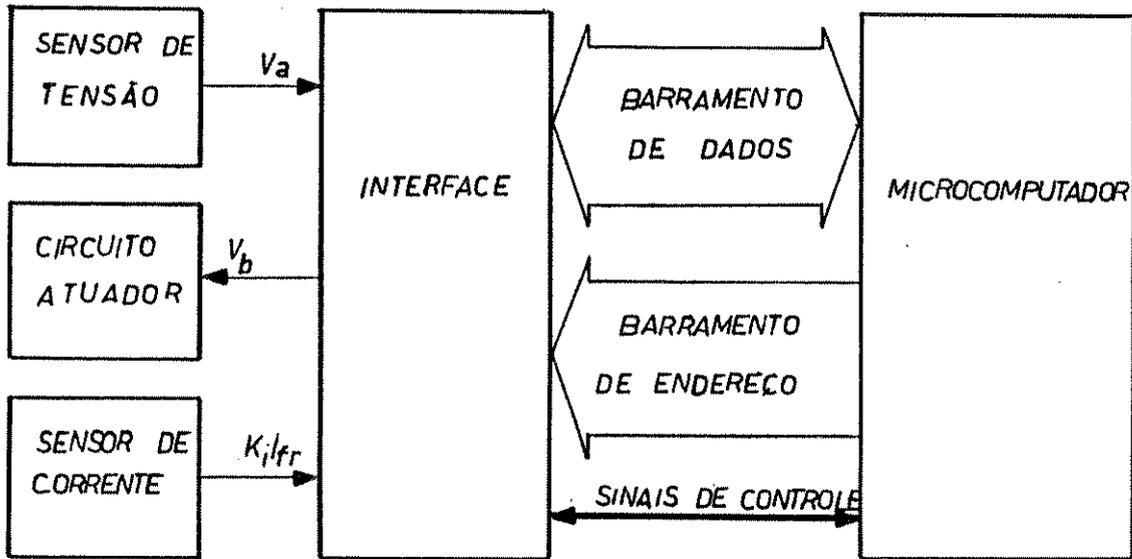
Neste capítulo são desenvolvidos os circuitos para a interligação dos sinais, no barramento de conexão, do microcomputador com os sinais dos circuitos analógicos externos apresentados no capítulo anterior.

A figura 3.1(a) mostra o esquema de blocos considerando os sinais utilizados tanto pelo controle realimentado como pelo direto, e 3.1(b) o esquema desenvolvido destacando o fluxo de informações, sinais de interrupção, seleção e endereçamento.

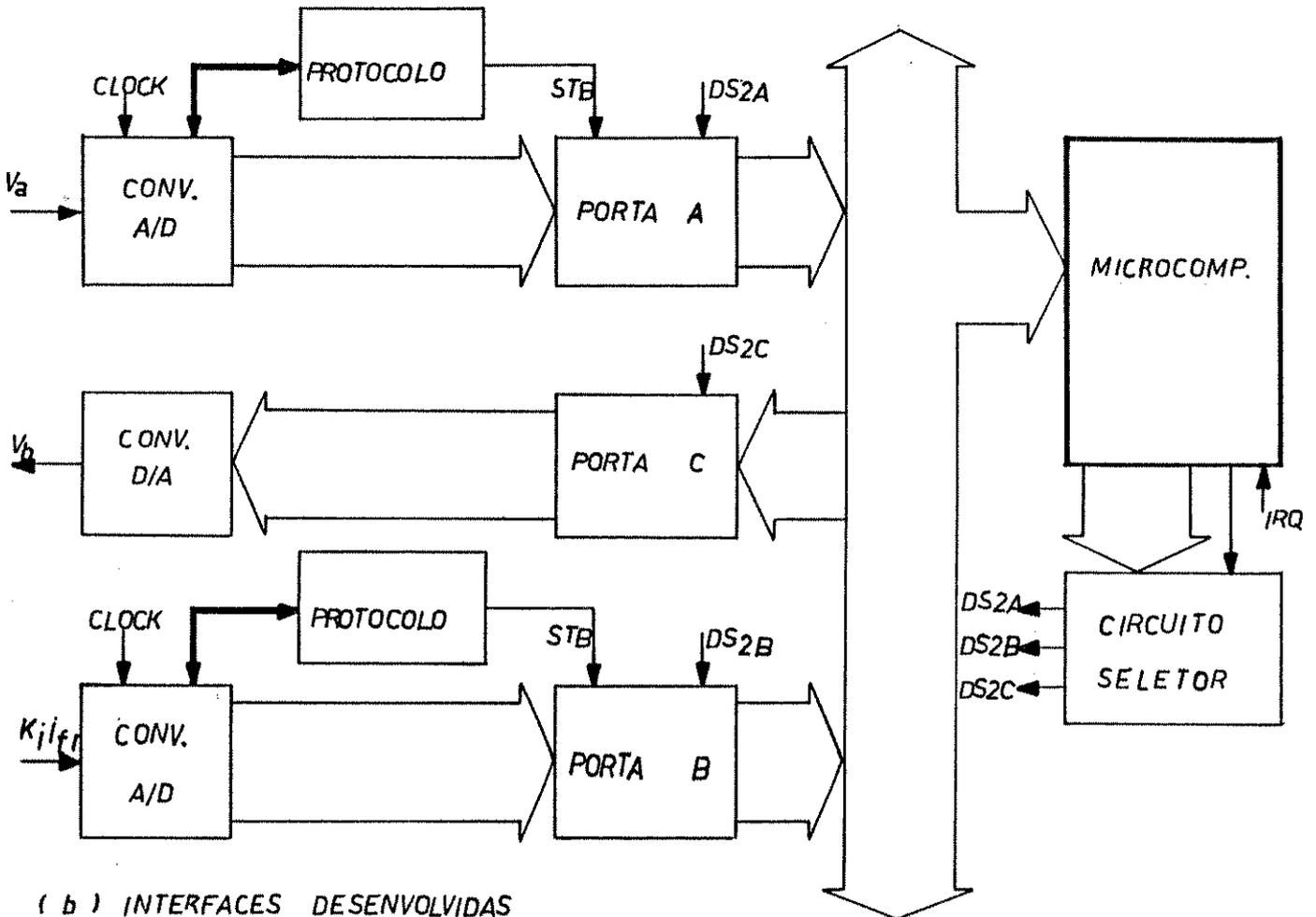
Na operação, os sinais de entrada V_A e $K_{i\text{fr}}$ são amostrados, convertidos em sinais digitais e sustentados nas portas de entrada respectivas A ou B até que sejam solicitadas pelo microcomputador. Este último toma a informação das portas, cuja seleção é feita pelos sinais $DS2_A$ ou $DS2_B$ conforme o caso, e faz o processamento para obter o sinal de controle. O sinal IRQ inicializa o processo de saída para que o valor final calculado seja armazenado na porta de saída C, ativada pelo sinal $DS2_C$, e convertido na amostra analógica V_b que é o sinal atuante que determina o ângulo de disparo do RCT.

Na implementação destes circuitos foram considerados os seguintes aspectos:

- características do microcomputador utilizado;



(a) ESQUEMA GERAL



(b) INTERFACES DESENVOLVIDAS

FIG. 3.1. INTERFACE ENTRE O MICROCOMPUTADOR E OS CIRCUITOS ANALÓGICOS

- conversão A/D e D/A;
- sincronização do sistema;
- armazenamento e amostragem dos sinais;
- portas de entrada e saída;
- seleção das portas.

Começa-se pela revisão das principais características do microcomputador e em seguida analisa-se as três interfaces desenvolvidas.

3.2 - Generalidades do microcomputador utilizado

Dentro do esquema de controle do compensador, as funções principais que serão realizadas pelo microcomputador são:

- Inicializar o sistema de controle (programas em linguagem Basic);
- Calcular em tempo real o sinal de controle (programas em linguagem de máquina).

Portanto, é de interesse ter uma visão global do "hardware" e da organização da memória do sistema empregado. Tanto para a operação e localização de programas, dados e tabelas de uso, como para os endereços das portas de entrada e saída das interfaces a implementar.

Também no segundo caso, é de vital importância o tempo de processamento dos algoritmos de controle e a precisão do valor calculado, os quais dependem, respectivamente, da frequência de operação do microcomputador e do comprimento da palavra utilizada.

3.2.1 - Diagrama em bloco

Na figura 3.2 é apresentado o diagrama de blocos do microcomputador, mostrando de maneira geral o funcionamento do sistema [11].

A CPU deste microcomputador é o integrado 6502. Suas características principais, resumidas de [11] e [12] são as seguintes:

- Possui 56 instruções, com 13 possíveis modos de endereçamento;
- Processamento paralelo de 8 bits de dados;
- Capacidade para interrupção mascarada (IRQ) e não mascarada (NMI);
- Barramento de endereço de 16 bits, paralelo;
- Barramento de dados de 8 bits, paralelo e bidirecional;
- Tensão única de trabalho de 5 volts.

A CPU opera numa frequência de 1,021 MHz, obtida de um circuito de temporização a partir de 14,3 MHz. Este circuito é também responsável pela geração de sinais de sincronismo para o decodificador de endereços, para as RAM dinâmicas e para o controlador de vídeo.

O circuito de decodificador de endereço é responsável pela seleção do(s) bloco(s) que se comunicam com a CPU. Nelo também existe um multiplexador que gera o endereçamento das RAM dinâmicas; este endereço é selecionado entre o barramento de endereços da CPU e o endereço gerado pelo controlador de vídeo.

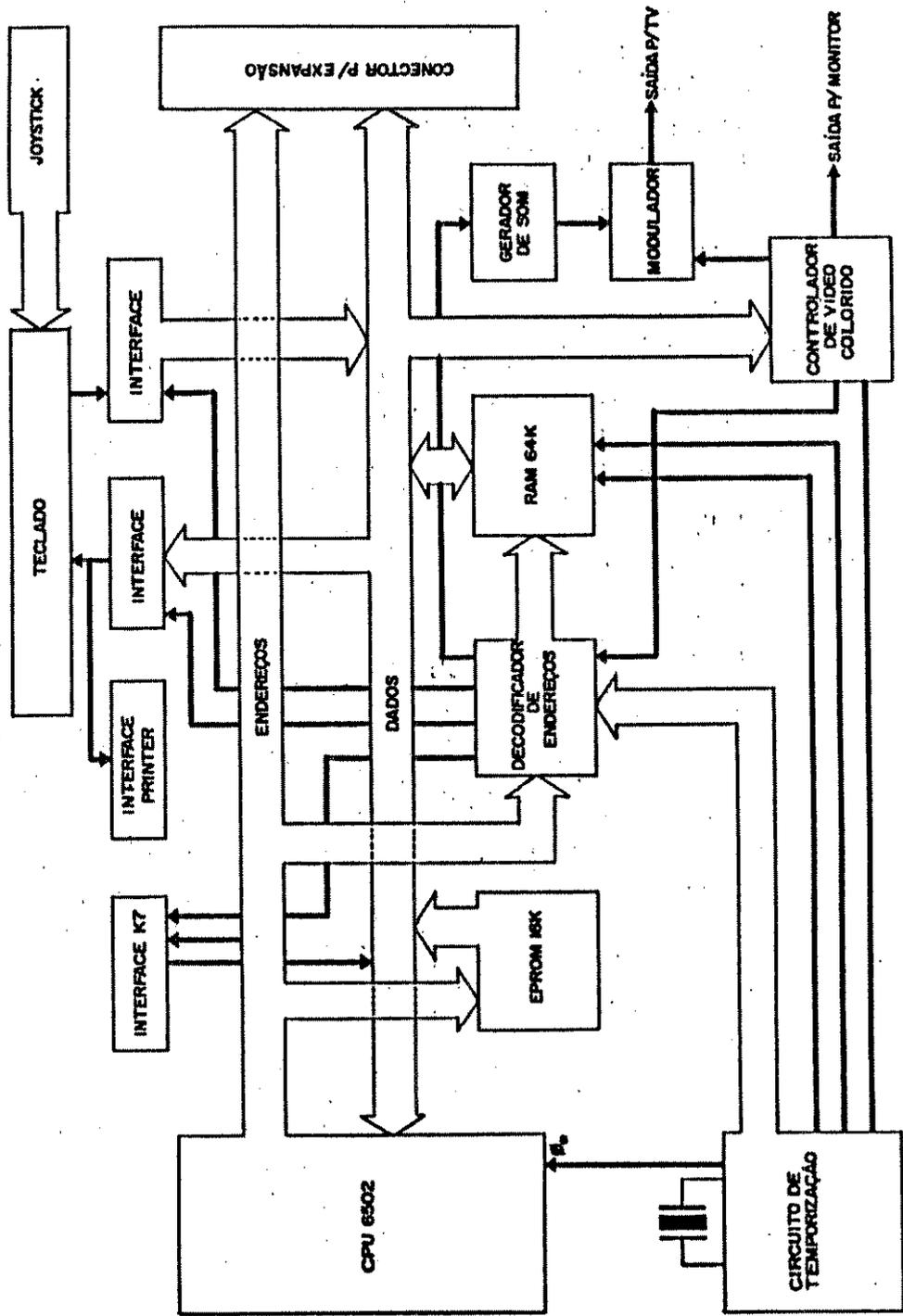


FIG. 3.2. DIAGRAMA DE BLOCOS DO MICROCOMPUTADOR

O teclado é composto por uma matriz interligada ao barramento de dados por dois buffer/interfaces. O primeiro buffer/interface armazena uma informação gerada pela CPU, que provoca uma resposta pelo teclado lida pela CPU através do segundo buffer/interface.

A interface da impressora está ligada aos mesmos buffer/interfaces de teclado.

A interface de gravador cassete está associada a uma linha de dados, permitindo assim o reconhecimento pela CPU da informação lida.

O microcomputador possui 64 Kbytes de RAM dinâmica, dos quais 16 Kbytes estão superpostas aos 16 Kbytes de EPROM que são selecionadas por "software".

3.2.2 - Organização de memória

A organização da memória é análoga a um livro de 256 páginas, onde cada página contém 256 posições. Portanto, como o endereço de qualquer posição de memória requer 2 bytes, relaciona-se o byte mais significativo como sendo o número da página e o menos significativo como a localização dentro da página.

As 256 páginas da memória compreendem funcionalmente três categorias: RAM, ROM e área de I/O (entrada e saída) [11]. A figura 3.3 apresenta estas três categorias e um mapa básico da memória.

A área utilizada pela memória RAM é compreendida entre a página 0 - BF (hexadecimal), seu uso é diferenciado pela função que foi atribuída a cada área.

A área de ROM efetivamente disponível para 6502

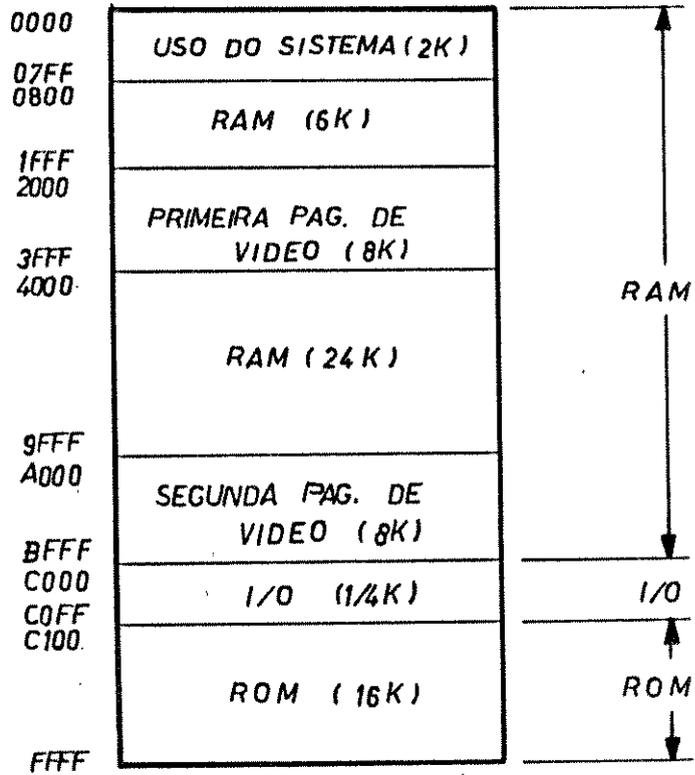


FIG. 3.3. MAPEO DA MEMORIA

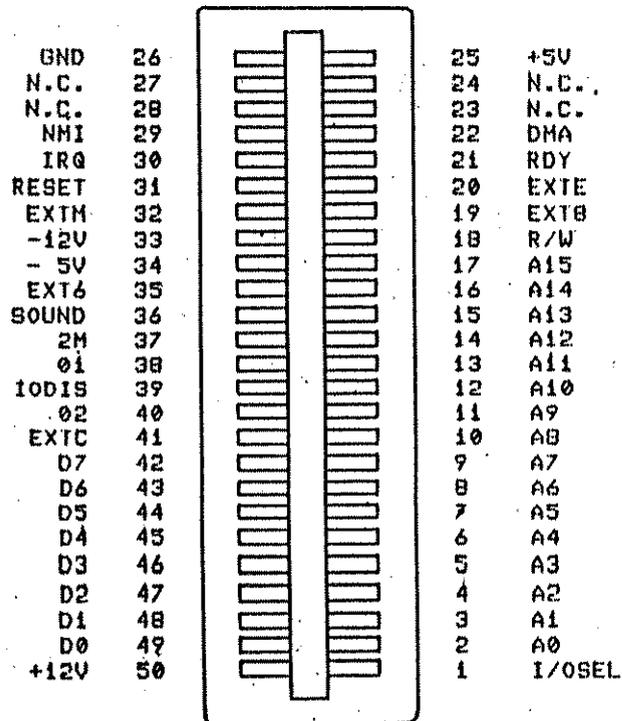


FIG. 3.4. CONECTOR DE EXTENSÃO

ocupa as páginas C1-FF. Nela está contido o "software" residente do microprocessador, que permite o controle das operações dos programas em Basic e em Linguagem de Máquina.

A área de I/O ocupa a página C0, e nela estão localizados os registros, e endereços apropriados, que permitem à CPU controlar tanto periféricos externos quanto as chaves internas que comandam o funcionamento do microcomputador.

3.2.3 - Conector de Saída - Expansão

Os sinais de entrada e saída do 6502 para a interligação da interface implementada, estão disponíveis no conector de saída do microcomputador [11]. Na figura 3.4 apresenta-se a pinagem do conector e na tabela 3.1 são descritos pinos e sinais usados.

Das características da CPU, verifica-se que o modo normal e mais rápido opera com dados de 8 bits, paralelo, à frequência de 1.021 MHz.

A possibilidade de usar um número maior de bits no tratamento de dados à entrada, para uma melhor precisão, fica restrita pelo aumento do tempo na execução dos programas e subprogramas em linguagem de máquina utilizados [7]-[8]. Em particular, a limitação do tempo no cálculo das variáveis de controle do compensador é crítico, como será evidenciado no capítulo 4 onde se faz a análise dos controles realizados.

Portanto, como a maior prioridade é a velocidade, o comprimento de palavra usada na conversão dos sinais foi de 8 bits. Estes aspectos são considerados na implementação das interfaces detalhados na continuação.

Tabela 3.1: Sinais utilizados pelo Controlador

Pino	Nome	Descrição
1	IOSEL (SAÍDA)	Esta linha normalmente está em nível 1, somente passará para 0 quando o microprocessador estiver acessando qualquer endereço entre C000 e C0FF. Este sinal torna-se ativo durante o período 02.
2-9	A0 - A7 (SAÍDA)	Linha bufferizada do byte de endereço menos significativo. Estes endereços são duranterante o período 02.
26	GND	Terra de sistema
30	IRQ (ENTRADA)	Requisição de interrupção mascarada. Quando esta linha é levada a nível 0 o microprocessador inicia o ciclo de interrupção somente se a bandeira I estiver desativada. No caso positivo, o processador irá pular para uma rotina cujo endereço está guardado nas posições 03FE e 03FF.
40	02 (SAÍDA)	Fase 2 da saída do clock do microprocessador (1,021 MHz).
42-49	D0 - D7 (ENTRADA/ SAÍDA)	Barramento de dados.

3.3 - Interface para o sinal de tensão

Este circuito é composto de duas partes principais, figura 3.1(b): O conversor A/D e a porta de entrada.

No tratamento do sinal de entrada numa palavra binária, adequada para a leitura, se produz um atraso que vai depender principalmente do tempo utilizado na conversão.

Existem hoje em dia diferentes tipos de conversores A/D, cujo uso depende da aplicação específica. As características comparativas são indicadas na tabela 3.2, resumida de [7], onde se mostra que a velocidade e custo estão relacionados diretamente.

Tabela 3.2: Comparação dos conversores A/D

Tipo de Conversão	Taxa de conversão resolução 12 bits	custo/complexidade	Tempo conv.
Contador de rampa	baixa velocidade 1000/seg	baixo	variável
Aproximações sucessivas	alta velocidade 10^6 /seg	médio	fixo
Rampa Simples	baixa velocidade 1000/seg	baixo	variável
Rampa dupla	baixa velocidade	médio	variável
Paralelo-rápido	alta velocidade $10^6 - 10^8$ /seg	alto	fixo

Entre eles os mais adequados de usar no controle digital, pela velocidade e tempo fixo na conversão, são os conversores de aproximações sucessivas e paralelo-rápido. Embora, pelo custo e disponibilidade no mercado o tipo de conversão empregado foi o de aproximações sucessivas.

3.3.1 - Conversão A/D do sinal de tensão

O conversor A/D do sinal de tensão é apresentado na figura 3.5, utilizando-se na implementação:

- Um registrador de aproximações sucessivas o integrado MM74C905 [13], cujo diagrama de tempo é apresentado na figura 3.6.
- Um comparador de tensão de alta velocidade, o integrado LM710 [14].
- Uma malha de resistores de precisão "ladder R-2R".

A função do circuito é converter o sinal V_a num sinal digital de 8 bit (DI_1 - DI_8), em modo contínuo, de forma que em cada 8 ciclos do clock (02) se complete uma conversão.

O circuito lógico que permite a ativação e contagem do conversor em 8 ciclos é definido pela equação (3.1), e seus estados apresentados na tabela 3.3.

$$\bar{S} = \overline{CC + \bar{Q}_3} \quad (3.1)$$

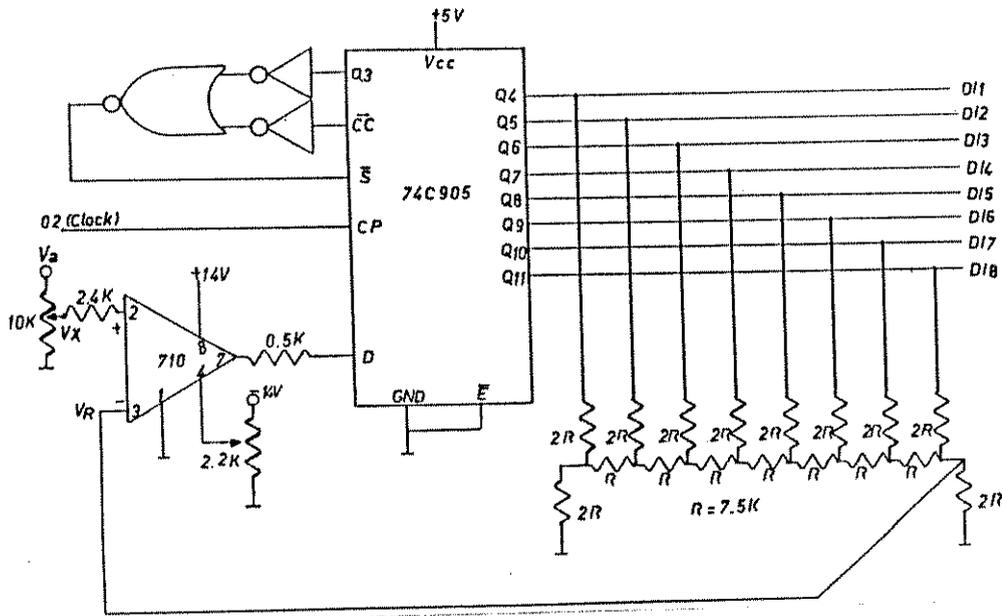


FIG.3.5. CONVERSOR A/D DE OITO BITS.

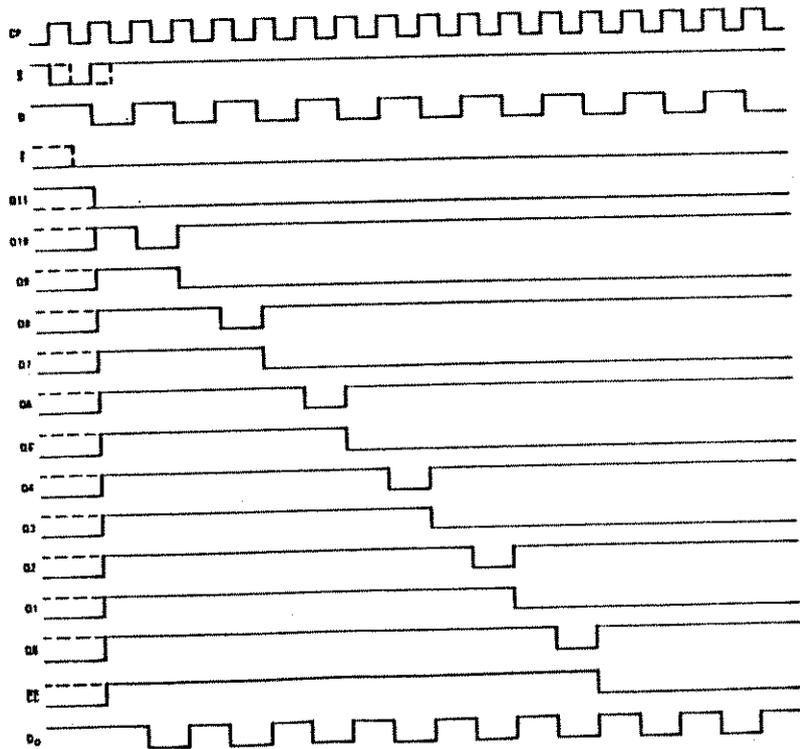


FIG.3.6. DIAGRAMA DE TEMPO

Tabela 3.3

\overline{CC}	Q_3	\overline{S}
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Por outro lado, a tensão de comparação V_R é representada por [15]:

$$V_R = \frac{2}{3} \left(\frac{V_{Q4}}{2^8} + \frac{V_{Q5}}{2^7} + \frac{V_{Q6}}{2^6} + \frac{V_{Q7}}{2^5} + \frac{V_{Q8}}{2^4} + \frac{V_{Q9}}{2^3} + \frac{V_{Q10}}{2^2} + \frac{V_{Q11}}{2} \right) \quad (3.2)$$

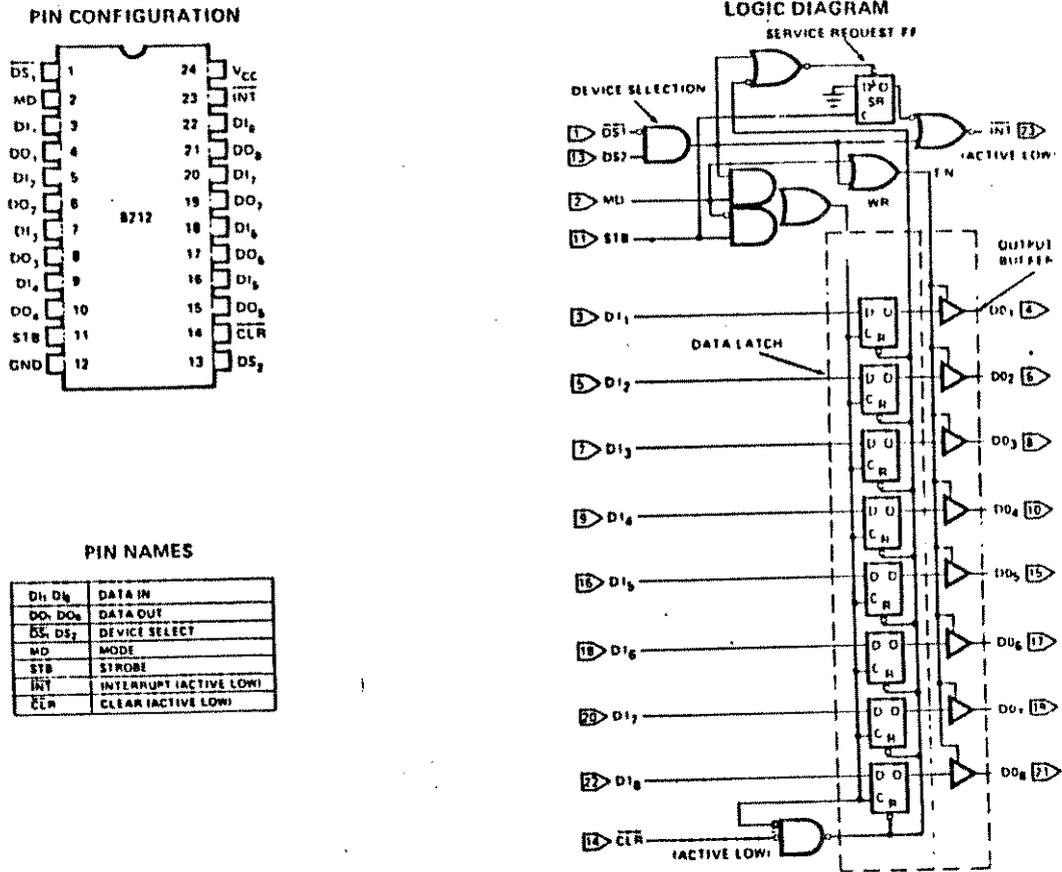
Onde as tensões $V_{Q4}, V_{Q5}, \dots, V_{Q11}$, tem um valor teórico V_{CC} ou zero.

O valor máximo que pode atingir V_R determina o ajuste da tensão máxima de entrada V_X é dada, a partir da equação (3.2), por:

$$V_X^{\max} = (0,9961) \cdot \frac{2}{3} V_{CC} \quad (3.3)$$

A frequência da contagem do conversor é sincronizada à frequência de trabalho do microcomputador (1,021 MHz), pelo que o valor desejado na saída digital é atualizada a cada 7,84 microsegundos. Tempo que estabelece o máximo atraso na etapa de conversão.

A saída digital deve manter-se fixa durante a seguinte conversão e sincronizada com o microcomputador, para a leitura como se verá no próximo item.



(a) DIAGRAMA LOGICO E PINOS

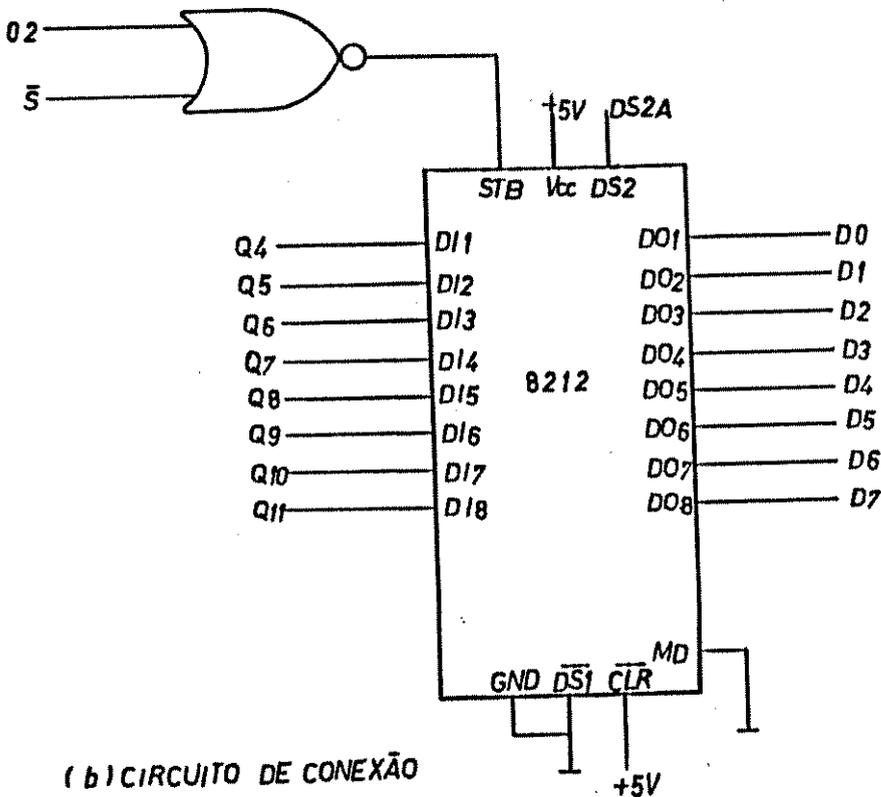


FIG.3.7. PORTA DE ENTRADA PARA O SINAL DE TENSÃO.

3.3.2 - Porta de entrada A

Este circuito foi realizado com uma porta de entrada/saída, o integrado 8212 [16]. O diagrama lógico, pinos e esquema de conexão usados, são apresentados na figura 3.7.

Como a informação na saída do conversor A/D e no barramento de dados varia permanentemente, a porta deve ter sob controle o armazenamento e saída dos sinais. Assim, cada vez que o conversor complete um ciclo de conversão os dados são armazenados na porta. Isto é protocolizado pelo sinal \bar{S} , sincronizado com ϕ_2 , em STB. Quando o microcomputador requer a informação, ativa a porta com o sinal $DS2_A$, o que permite seu traslado ao barramento de dados.

De acordo com o circuito de conexão, os estados possíveis dos dados na saída são apresentados na tabela 3.4.

Tabela 3.4

STB	MD	($\overline{DS1}$. DS2)	Estados dos dados na saída
0	0	0	3 state (impedância alta na saída)
1	0	0	3 state (dados de entrada são armazenados)
1	0	1	data In (dados de entrada na saída)
0	0	1	data Latch (dados armazenados na saída)

3.4 - Interface para o sinal de corrente

No tratamento da amostra da corrente, a função do circuito do conversor A/D e porta de entrada é equivalente à discutida para a tensão, ítem anterior. No entanto, o sinal amostrado é $K_i i_{fr}$ e a leitura da porta é feita com um sinal próprio de seleção $DS2_B$. O circuito completo desta interface é apresentado na figura 3.8.

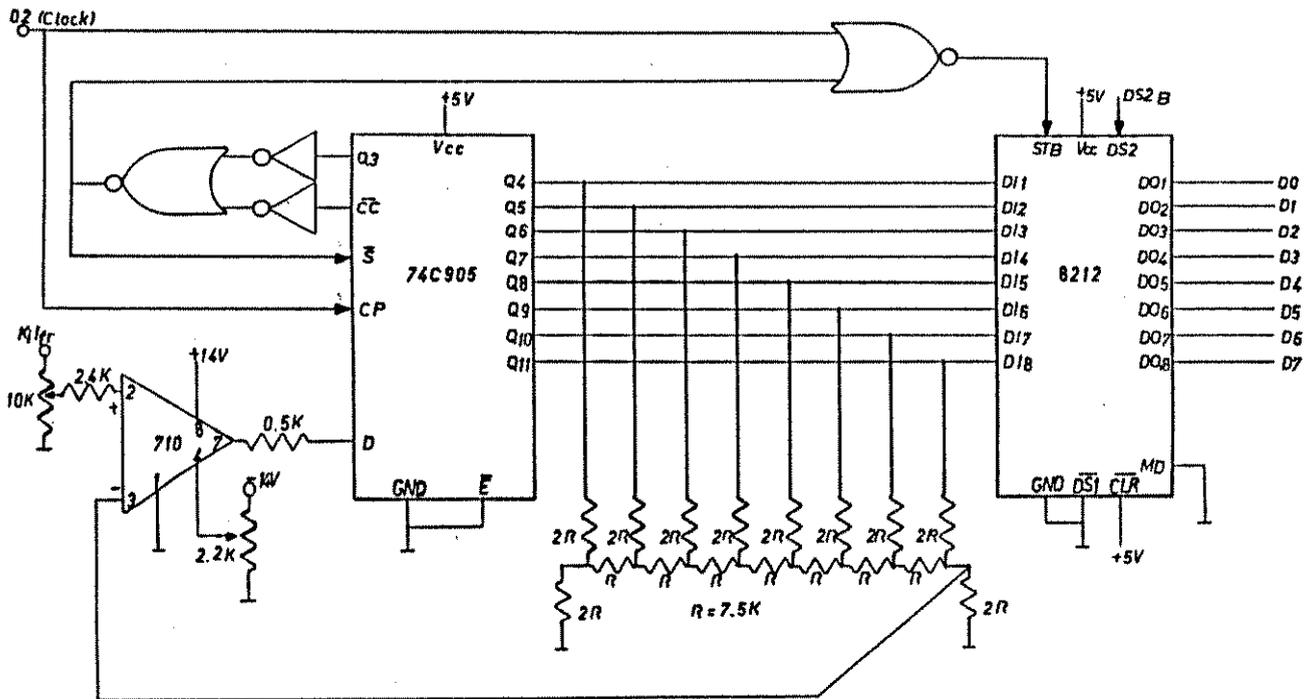


FIG.3.8. INTERFACE PARA O SINAL DE CORRENTE.

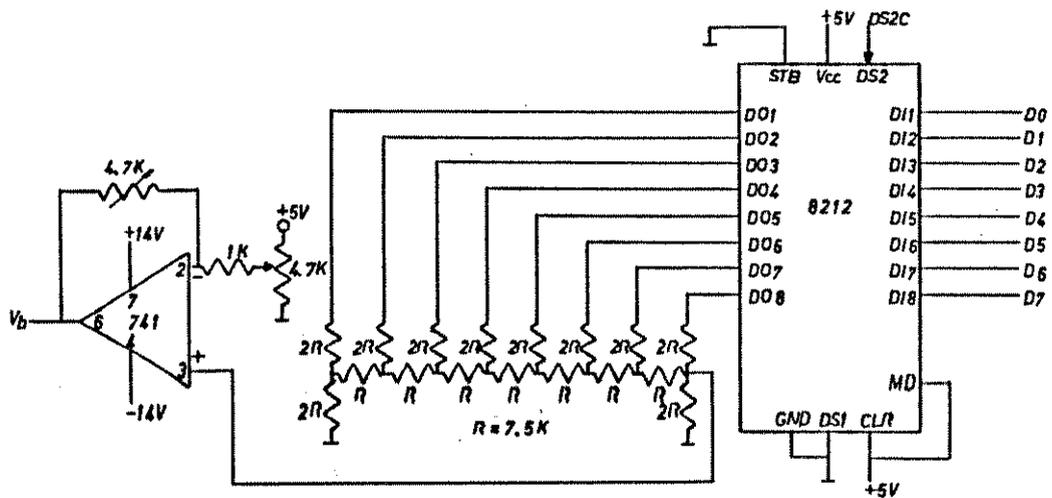


FIG.3.9. INTERFACE PARA O SINAL DE SAIDA V_b

3.5 - Interface do sinal de saída

Esta interface está composta de um integrado 8212 (como porta de saída), uma malha conversora e um circuito amplificador. A figura 3.9 apresenta o circuito utilizado.

Na operação do sistema de controle, o valor do sinal atuante deve ser sustentado pelo menos desde que a porta de saída é ativada até o cruzamento com a rampa gerada no circuito atuador, item 2.2.2. Para tanto, o valor é armazenado, convertido de digital a análogo e ajustado ao circuito analógico.

A seleção da porta, armazenagem e ativação do seu buffer interno estão controlados pelo sinal $DS2_C$, existindo duas possibilidades para a amostra dos dados na saída, como é apresentado na tabela 3.5.

Tabela 3.5

STB	MD	$(\overline{DS1} \cdot DS2)$	Estados dos dados na saída
0	1	1	data in (dados de entrada na saída)
0	1	0	data latch (dados armazenados na saída)

Do circuito, na conversão D/A o tratamento dos 8 bits é paralelo (praticamente sem atraso), e o sinal análogo resultante é amplificado e ajustado ao valor V_b desejado. Este valor deve ser atualizado a cada meio ciclo (na frequência do sistema controlado de 60 Hz), pelo que o amplificador usado não requer ser muito rápido sendo suficiente um de propósito geral, como é o integrado 741.

3.6 - O circuito seletor

Para o traslado da informação entre o microcomputador e os circuitos da interface é preciso identificar primeiramente a porta, com a qual deve-se comunicar. Esta função é realizada pelo circuito seletor.

Na seleção das três portas são necessários apenas dois bits de endereço. No entanto, para não interferir com endereços usados com outro objetivo, se especificarão três localizações de memória disponível dentro da zona de portas, item 3.2.2. O circuito implementado é apresentado na figura 3.10 e o bit seletor obedece às seguintes equações binárias:

$$\overline{(\overline{A_1} \cdot \overline{A_0})} + \overline{\omega} = DS2_B \quad (3.4)$$

$$\overline{(\overline{A_1} \cdot A_0)} + \overline{\omega} = DS2_C \quad (3.5)$$

$$\overline{(A_1 \cdot A_0)} + \overline{\omega} = DS2_A \quad (3.6)$$

Assim se IOSEL (tabela 3.1) estiver em nível zero e A_2 até A_7 em nível 1, o bit $\overline{\omega}$ passará ao nível 0. Sob esta suposição e de acordo às equações (3.4) até ((3.6) os estados das saídas DS2 são apresentados na tabela 3.6.

Tabela 3.6

$\overline{\omega}$	A_1	A_0	DS2 _B	DS2 _C	DS2 _A
0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	0	0	1

Conseqüentemente os endereços das portas ficaram da seguinte forma:

- Porta de entrada A - endereço COFF
- Porta de entrada B - endereço COFE
- Porta de saída C - endereço COFD

Os circuitos apresentados nos capítulos 2 e 3 definem o "hardware" do sistema compensador por computador para os dois controladores básicos, que sob controle dos programas de controle permitiram a operação sincronizada do sistema.

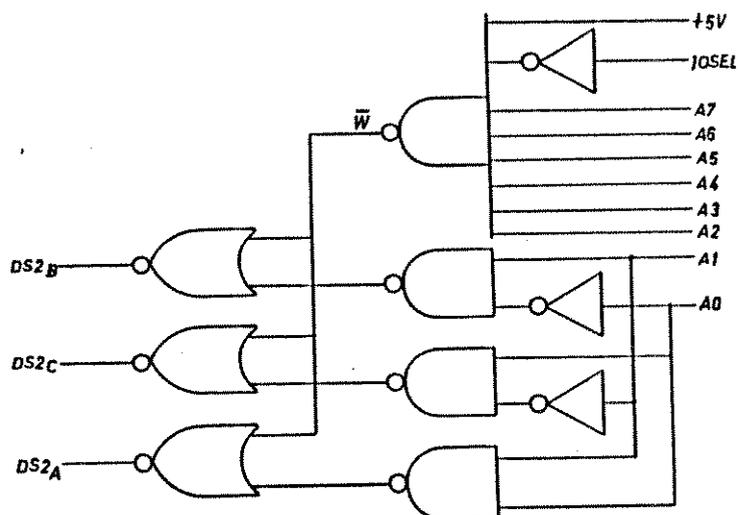


FIG.3.10. CIRCUITO SELETOR DE PORTA

Na figura 3.11 é apresentado um oscilograma da conversão A/D, para a saída do comparador de tensão, e na figura 3.12 uma visão geral da interface entre o microcomputador e o sistema analógico.

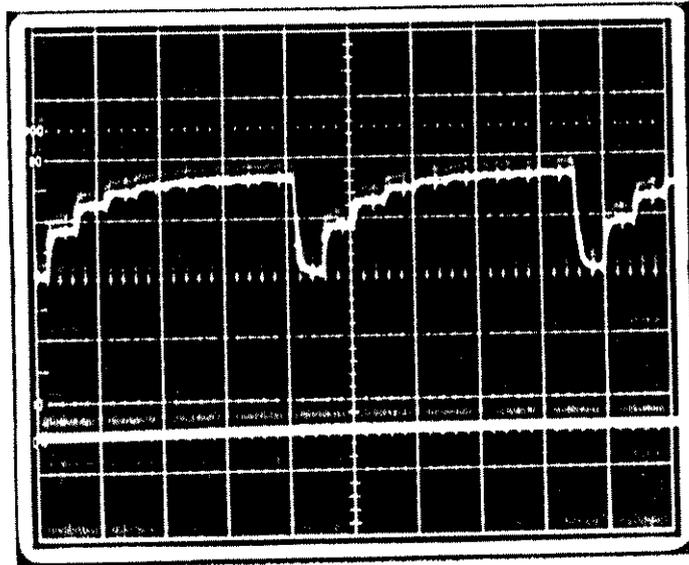


FIG.3.11. OSCILOGRAMA DE UM CICLO DE CONVERSÃO,
SINAL DE SAÍDA DO COMPARADOR DE TENSÃO

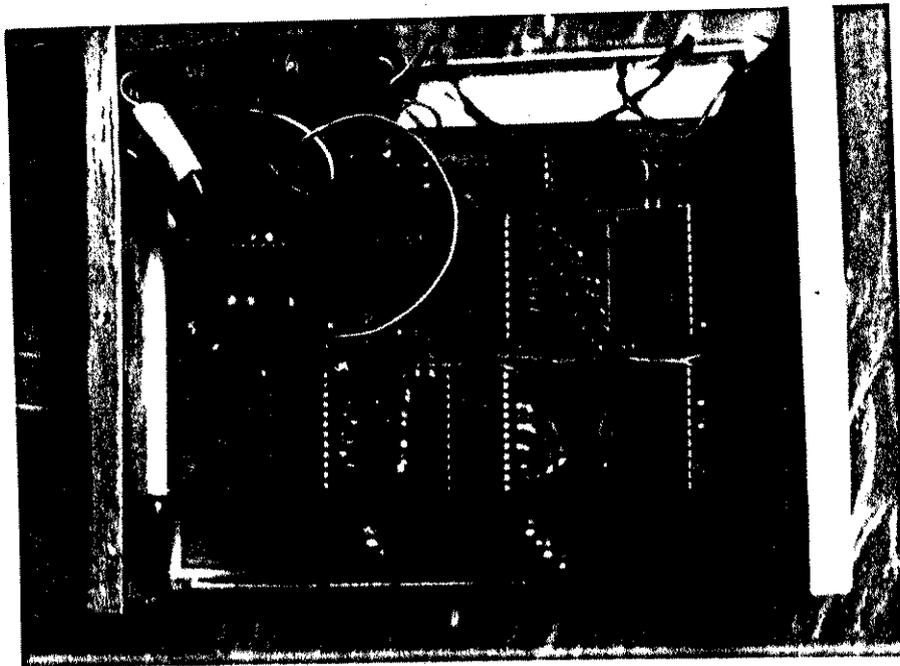


FIG.3.12. INTERFACE IMPLEMENTADA, PARA A CONEXÃO
DO MICROCOMPUTADOR AO SISTEMA ANALÓGICO

CAPÍTULO 4

ALGORITMOS DESENVOLVIDOS PARA O CONTROLE DIGITAL

4.1 - Introdução

Neste capítulo são analisadas, as funções requeridas pelos controles realimentado e direto para a redução das flutuações de tensão.

Primeiramente são detalhadas as características do controle digital em malha fechada e posteriormente as do controle direto.

Uma importante consideração, que deve ser levada em conta no controle digital, é que o cálculo dos algoritmos utilizados é sequencial. Pelo que a execução destes, em tempo real, devem ser efetuados com rapidez, dentro de certos limites, para manter o sincronismo do sistema. No caso do controle do RCT para redução das flutuações rápidas de tensão, como se verá, o tempo de execução é crítico impondo limitações à implementação.

Os aspectos discutidos no presente capítulo, para cada um dos controles, são os seguintes:

- A curva de linearização, do sinal de controle versus corrente do RCT, fixação do ponto de operação e faixa de controle;
- Determinação dos algoritmos para o cálculo do sinal de controle;

- Obtenção do sinal de controle e considerações sobre a referência utilizada;
- Diagramas de fluxo e de tempo dos sinais no controle, e sincronismo da operação.

4.2 - Fundamentos para os algoritmos do controle em malha fechada

As funções a serem realizadas, na forma de uma sequência de algoritmos, pelo sistema de controle em malha fechada são apresentadas como diagrama de blocos na figura 4.1.

O objetivo é calcular o sinal de entrada ao circuito atuador, representado como o dado de saída de microcomputador através da porta C. Este valor é função do sinal de controle U , que a sua vez, depende do erro E obtido da diferença entre o valor desejado (valor de referência V_{ref}) e o valor atual da variável controlada (tensão de rede V_a), representado como dado de entrada ao micro através da porta A.

Das características do RCT e do circuito sensor de tensão, discutidos no capítulo 2, tem-se que:

- O controle sobre o RCT é, pela sua natureza, discreto no tempo e com intervalos de atuação variáveis em geral, (figura 2.4);
- O sinal que ativa os tiristores pode ser controlado periodicamente, de modo que a ação de controle seja periódica e sustentada em intervalos discretos do tempo, (figura 2.7);
- A medição de tensão é também discreta no tempo e atualizada em forma periódica, (figura 2.11);

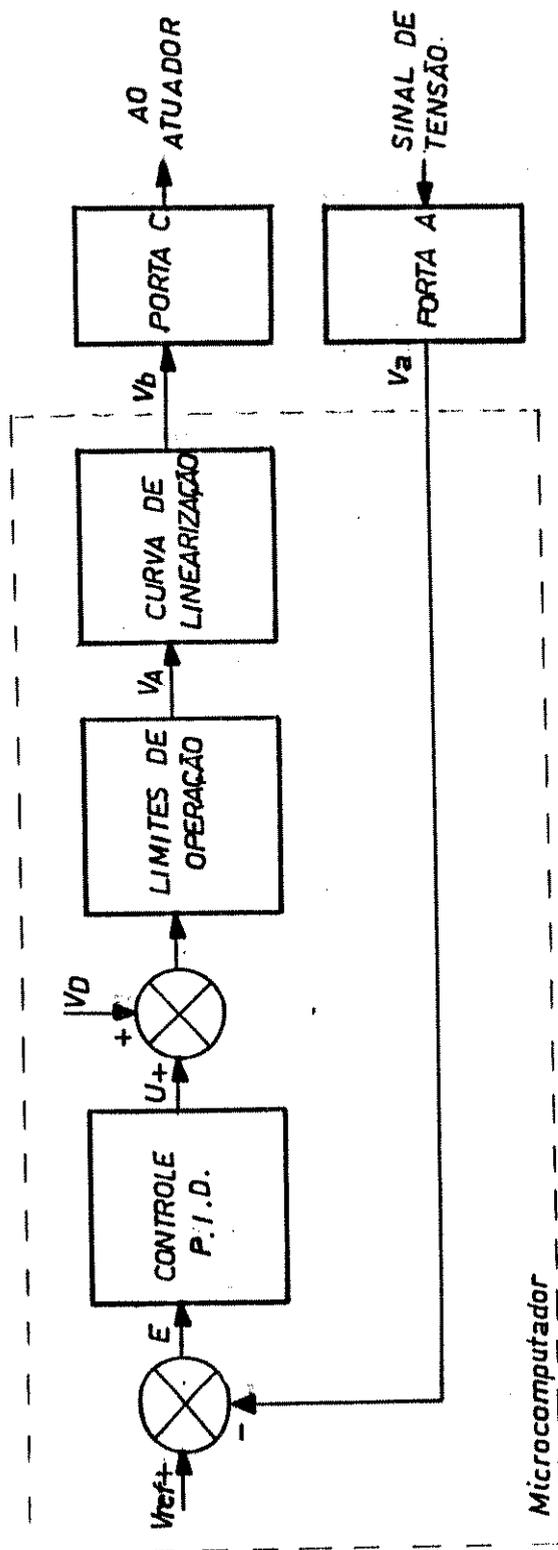


FIG.4.1. FUNÇÕES PARA O MICROCOMPUTADOR NO CONTROLE REALIMENTADO.

Isto permite ver que o intervalo natural mínimo de amostragem e atuação é meio período (8,33 msec para a frequência de 60 Hz). Pela necessidade de velocidade na resposta do controle, é necessário estabelecer este intervalo mínimo para a atualização do sinal de atuação.

Todavia, o instante de atualização do sinal de saída para disparo dos tiristores deve ocorrer 90° depois do cruzamento por zero da tensão monitorada, havendo portanto uma defasagem de $1/4$ de ciclo respeito à mudança do sinal de entrada. Assim, para utilizar o sinal de entrada mais adequada para o controle, o tempo máximo permitido no cálculo destes algoritmos fica reduzido a 4,1666 msec.

Por outro lado, a frequência de operação do microcomputador influe diretamente no tempo de cálculo, impondo restrições pela velocidade requerida. Por esta razão, no cálculo dos algoritmos, se empregou aritmética de ponto fixo [8] e em alguns casos, considerando o aumento do tamanho da memória que isso implica, se usou tabela "look-up" [17]. No entanto, para manter a precisão com todo o comprimento do dado binário (8 bits), nas operações de multiplicação, divisão como também em adições e subtrações necessárias, foi usado duplo comprimento (16 bits).

4.2.1 - Curva de linearização, ponto de operação e limites

No capítulo 2 mostrou-se que a componente fundamental da corrente no RCT, tem uma variação com respeito ao ângulo α , dada pela equação (2.4). Substituindo nesta a equação (2.14) e desenvolvendo, se obtém:

$$I_f(V_b) = \frac{V}{\omega L} \cdot f_2(V_b) \quad (4.1)$$

Onde

$$f_2(V_b) = 1 - \left(\frac{V_b}{V_r} + \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} \pi \frac{V_b}{V_r} \right)$$

A equação (4.1) mostra a corrente como função não linear do sinal controlado de saída, V_b .

Porém, para não tornar complexo o algoritmo de controle, e incorrer num grande tempo de execução, é necessário adaptar o RCT ao seu sinal resultante, de tal forma que seja satisfeita a seguinte relação linear:

$$I_f = I_0 - K U \quad (4.2)$$

Onde I_f = Componente fundamental da corrente no reator

I_0 = Corrente no reator no ponto de operação

U = Tensão de controle

Para isso define-se uma tensão V_A , de modo que, a equação (4.1) seja:

$$I_f = \frac{V}{\omega L} (1 - K_2 V_A) \quad (4.3)$$

Onde

$$K_2 V_A = \frac{V_b}{V_r} + \frac{1}{\pi} \operatorname{sen} \pi \frac{V_b}{V_r}$$

e escolhendo por simplicidade $K_2 = \frac{1}{V_r}$ se terá:

$$V_A = V_b + \frac{V_r}{\pi} \operatorname{sen} \pi \frac{V_b}{V_r} \quad (4.4)$$

Portanto, para o processo de linearização se deve dispor da função inversa da equação (4.4), ou seja:

$$V_b = f_3^{-1}(V_A) \quad (4.5)$$

Esta função foi implementada na forma de uma tabela "look-up". Calculada e armazenada previamente ao processo de controle, com o algoritmo apresentado no apêndice (A). Nesta tabela o valor de V_A atua como ponteiro de endereço, cujo conteúdo corresponde ao valor V_b desejado.

Como a faixa de variação de V_b é de zero até V_r , item 2.2.2, no equivalente digital será de zero até FF_{16} (Hexadecimal), ou 255 (decimal) pelo que V_A terá uma faixa permitida de zero até 255. Os resultados obtidos são apresentados na figura 4.2 que mostra a discretização obtida para V_b e portanto para o ângulo α .

A tensão V_A em função do sinal de controle U , figura 4.1, é:

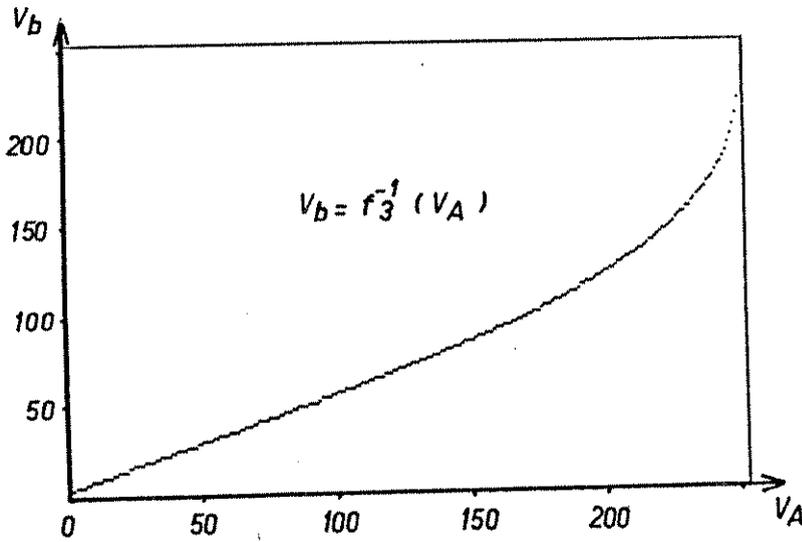
$$V_A = V_D + U \quad (4.6)$$

Considerando que o circuito de disparo requer uma tensão positiva mesmo que o sinal de controle U seja negativo, é necessária a soma da tensão fixa positiva V_D que define o ponto de operação do RCT. A alteração da tensão V_D permite reajustar o ponto de operação, ou ângulo básico de disparo do RCT.

A faixa de variação definida para V_A , limita os ângulos de disparo dentro de $90^\circ < \alpha < 180^\circ$. Portanto, para manter o ângulo de disparo na faixa permitida é preciso prever os limites de V_A , controlando o sinal U com a seguinte composição:

$$-V_D \leq U \leq 0 \quad \text{para valores negativos de } U$$

$$0 \leq U \leq 255 - V_D \quad \text{para valores positivos de } U$$



Faixa de variação para V_A , 0 - 255

V_A	V_b (teórico)	V_b (real)
0	0	0
3	1.50004269	2
4	3.00003416	3
7	4.5011533	5
12	6.00273506	6
15	7.5053452	8
18	9.00724348	9
21	10.5146914	11
24	12.0219526	12
27	13.5312934	14
30	15.0429827	15
33	16.5572931	17
36	18.0745007	18
39	19.5948857	20
42	21.1187331	21
45	22.6463327	23
48	24.17798	24
51	25.7139766	26
54	27.2546305	27
57	28.8002569	29
60	30.3511787	30
63	31.9077271	32
66	33.4702423	33
69	35.0390743	35
72	36.6145834	37
75	38.1971411	38
78	39.7871311	40
81	41.3849501	41
84	42.9910087	43
87	44.6057325	45
90	46.2295634	46
93	47.8629605	48
96	49.5064018	50
99	51.1603853	51
102	52.8254307	53
105	54.5020818	55
108	56.1909065	56
111	57.892501	58
114	59.6074905	60
117	61.3365324	61
120	63.0803189	63
123	64.8395798	65
126	66.6150856	67

V_A	V_b (teórico)	V_b (real)
129	68.4076517	68
132	70.2181419	70
135	72.0474733	72
138	73.8966211	74
141	75.7666243	76
144	77.6585918	78
147	79.57371	80
150	81.5132504	82
153	83.4785792	83
156	85.4711672	85
159	87.4926021	87
162	89.5446021	90
165	91.629031	92
168	93.7479173	94
171	95.9034752	96
174	98.0981284	98
177	100.33454	100
180	102.615648	103
183	104.944702	105
186	107.325318	107
189	109.761533	110
192	112.257876	112
195	114.819462	115
198	117.452093	117
201	120.1624	120
204	122.958025	123
207	125.847795	126
210	128.842075	129
213	131.953103	132
216	135.195507	135
219	138.586999	139
222	142.149351	142
225	145.909791	146
228	149.903091	150
231	154.174773	154
234	158.78629	159
237	163.823877	164
240	169.414795	169
243	175.76016	176
246	183.210886	183
249	192.484019	192
252	205.564725	206
255	254.544151	255

FIG.4.2. CARACTERÍSTICA DE LINEARIZAÇÃO

Os valores de U dentro dos limites, definem a faixa de trabalho normal de controle sobre a tabela de linearização.

O valor de V_D é escolhido de modo que a faixa de variação do sinal de controle tanto positiva como negativa seja similar. Na referência [1] se fixou o ponto de operação para $\alpha = 115^\circ$ o qual implica em $V_b = 71$ (decimal) e, pela curva de linearização, $V_D = V_A = 133$ que é aproximadamente o ponto médio da faixa.

4.2.2 - Função de controle

O controle utilizado é do tipo proporcional, integral e derivativo (PID) na forma discretizada.

A particularidade deste controle é que não precisa ter definida completamente a função de transferência do processo controlado, já que a forma e estrutura da sua equação são dados e o desempenho depende do ajuste dos parâmetros.

O controlador PID, na forma discreta, é dado pela equação seguinte [18]:

$$U(K) = U(0) + K_p E(K) + K_I T_0 \sum_{i=0}^{K-1} E(i) + \frac{K_D}{T_0} [E(K) - E(K-1)] \quad (4.7)$$

Onde $U(0)$: valor inicial de sinal de controle

$E(K)$: valor de erro para amostra

K_p : ganho proporcional

K_I : ganho de integração

K_D : ganho de diferenciação

T_0 : Tempo de amostragem

Obtida a partir de sua forma contínua e onde a derivada é substituída por uma diferença de primeira ordem e a integral, supondo integração retangular, por uma soma.

A equação (4.7) determina um algoritmo de controle digital PID não recursivo, pois para obter $U(K)$ todos os valores passados de $E(K)$ tem que ser armazenados. Para a programação no processo de controle, uma forma recursiva é mais adequada, já que evita a saturação do termo integral e mostra uma maior velocidade na execução do algoritmo. Isto é devido a que o cálculo do sinal de controle num instante, $U(K)$, pode ser baseado no valor do instante anterior, $U(K-1)$, mais termos corretivos. Para obter a forma recursiva se considera:

$$U(K-1) = U(0) + K_p E(K-1) + K_I T_0 \sum_{i=0}^{K-2} E(i) + \frac{K_D}{T_0} (E(K-1) - E(K-2)) \quad (4.8)$$

Subtraindo (4.8) de (4.7) e desenvolvendo, se tem:

$$U(K) - U(K-1) = \left(K_p + \frac{K_D}{T_0}\right) E(K) + \left(K_I T_0 - \frac{2K_D}{T_0} - K_p\right) E(K-1) + \frac{K_D}{T_0} E(K-2) \quad (4.9a)$$

ou, numa forma mais compacta:

$$U(K) = U(K-1) + q_0 E(K) + q_1 E(K-1) + q_2 E(K-2) \quad (4.9b)$$

Em geral a estrutura da equação (4.9b) é válida para diversos valores do tempo de amostragem. No entanto, as aproximações dos controladores contínuos feitos anteriormente, para T_0 grande, não são válidos completamente. Assim na aplicação, o desempenho do controlador dependerá do ajuste dos parâmetros q_0, q_1, q_2 em conjunto.

Para a utilização desta equação deve-se garantir que o sinal de entrada está livre de sinais ruidosos, já que não se prevê sua filtragem. Esta condição é garantida pelo sinal entregue pelo sensor de tensão, ítem 2.3.

Por outro lado, os valores dos parâmetros q_i também condicionam o comportamento do controlador. Dado o caráter experimental do protótipo em estudo, foram testadas diversas combinações de parâmetros, caracterizando os três modos de controle, indicados na tabela 4.1 e detalhados no apêndice (C).

Os ajustes finais e resultados obtidos do comportamento do compensador são apresentados no capítulo 5.

Tabela 4.1: Tipo de Controle

Comportamento	Condição paramétrica
Tipo P	$q_0 > 0$; $q_1 = q_2 = 0$; $U(K-1) = 0$
Tipo PI	$q_0 > 0$; $q_0 + q_1 > 0$; $q_2 = 0$
Tipo PID	$q_0 > 0$; $-q_0 > q_1$; $q_0 > q_2 > -(q_0 + q_1)$

4.2.3 - Detecção do erro

O valor do erro $E(K)$ é obtido da diferença entre os valores V_{ref} e V_a , válidos no instante K . Assim, se o valor de referência for constante, o compensador assumirá a função de regulador de tensão tentando eliminar tanto as flutuações rápidas da tensão como também as variações lentas gerais do sistema. Se estas últimas forem grandes, o compensador pode saturar e ficar sem controle, eliminando a efetividade na redução das flutuações rápidas de menor magnitude ("flicker"). Uma solução do anterior é sobredimensionar o compensador. Outra mais razoável, é ter uma referência flutuante igual ao valor médio de longo prazo da tensão da rede, o que permite manter o RCT trabalhando sempre em torno do seu ponto de operação na redução das flutuações rápidas [1].

Para obter uma referência flutuante, o algoritmo usado é baseado na equação do valor médio dos últimos K_A valores de uma série, dado por:

$$V_{\text{ref}}(K) = \frac{1}{K_A} \sum_{i=K+1-K_A}^K V_a(i) \quad (4.10)$$

Onde

$$K \geq K_A$$

K_A : número de amostras consideradas

Desenvolvendo as equações da diferença e aproximando chega-se a:

$$V_{\text{ref}}(K) = \frac{V_a(K) + (K_A - 1) V_{\text{ref}}(K-1)}{K_A} \quad (4.11)$$

Esta equação permite determinar o novo valor de referência em função do valor da variável de porta atual e a referência antiga ajustada pela constante K_A . Devido ao algoritmo usado, a faixa de ajuste para K_A é de 1 até 127. Embora na prática, para um K_A de 127, o valor de referência fica constante.

Por outro lado, o valor máximo possível que a variável de entrada V_a pode atingir, é de 255 e está dado por:

$$V_a^{\text{max}} = V_{\text{ref}}^{\text{max}} + \Delta E^{\text{max}} \quad (4.12)$$

Supondo permitida uma variação máxima de $6,7\% V_{\text{ref}}^{\text{max}}$, o valor V_a^{max} será de $1.067 V_{\text{ref}}^{\text{max}}$. Obtendo-se então, um valor $V_{\text{ref}}^{\text{max}}$ de 239 e um erro mínimo detectável de $0.41\% V_{\text{ref}}^{\text{max}}$, que corresponde a 1 bit.

Esta porcentagem mínima de erro, depende do comprimento da palavra usada. Assim, na alternativa de dispor de

comprimento normal de 12 bit, no exemplo anterior os valores envolvidos seriam: $V_a^{\max} = 4095$; $V_{ref}^{\max} = 3838$ e o erro mínimo detectável de $0.026\% V_{ref}$. Em consequência, se terá um aumento considerável na precisão tanto na conversão A/D como também no cálculo dos algoritmos utilizados.

4.2.4 - Diagramas de fluxo e tempo, para os sinais no controle.

Fazendo uma síntese do que foi exposto, a sequência no cálculo dos algoritmos para o controle é a seguinte:

- i) Inicialização do sistema
- ii) Leitura da porta de entrada, V_a
- iii) Determinação do sinal de erro, E
- iv) Cálculo do sinal de controle, U
- v) Cálculo da variável de controle com respeito ao ponto de operação, V_A
- vi) Determinação do sinal de controle, V_b , e armazenamento na porta de saída
- vii) Atualização do valor de referência, V_{ref}
- viii) Volta ao passo ii)

A sequência dos passos ii) até vi) deve ser realizada num tempo máximo de 4,1666 mseg.

O valor do sinal de saída, passo vi), é atualizado a cada meio ciclo em $wt = \pi/2, 3\pi/2, \dots, \left(\frac{2K+1}{2}\right) \pi$. Os pulsos que sinalizam esses instantes geram uma interrupção ao mi-

crocomputador, que ativa a rotina de saída da tensão de controle V_b , cujo valor é armazenado na porta C por um tempo mínimo de 4,1666 mseg.

A interrupção é gerada pelo sinal IRQ, tabela 3.1, que é obtida como o sinal inverso de $P(90^\circ/270^\circ)$, item 2.3. Quando a interrupção ocorre, o microcomputador inicia a rotina de interrupção que, uma vez executada, retorna ao programa de chamada ao ponto em que aconteceu a interrupção. Portanto, este sinal sincroniza a saída em cada 1/2 ciclo garantindo a operação do sistema em conjunto.

O cálculo de V_{ref} , passo vii) deveria, a rigor, ser realizado entre os passos ii) e iii). Considerando que V_{ref} varia lentamente, o que é traduzido por um valor de $K_A \gg 1$ na equação (4.11), a posição desse cálculo no ciclo de atuação não é importante, o que foi confirmado através de testes. O posicionamento após o passo vi) significa que a atualização da referência não aumentará o tempo de obtenção do sinal de controle V_b .

A figura 4.3 mostra o diagrama de fluxo do controle em malha fechada do passo ii) até viii). O tempo máximo de execução dos algoritmos das figuras 4.3(a), (b) e (c) é de 1,07 mseg. Pelo que foi necessário incluir um bloco de temporização, prévio à leitura da porta A, para alcançar o instante adequado da leitura da variável de entrada. A figura 4.3(d) apresenta o diagrama de fluxo da rotina de interrupção.

O diagrama de tempo da figura 4.4 apresenta uma sequência das variações da tensão da barra controlada e a acção do controlador com os principais sinais no controle. A tensão instantânea da barra é representada por V_{ca} . A diferença entre o valor V_{ref} e o valor RMS de entrada V_a permite o cálculo do sinal de saída V_b , que é prévio à atualização, sinalizada pelo sinal de sincronismo IRQ. O valor V_b , em torno ao ponto de operação é mantido na porta de saída para obter a amostra $(V_r + V_b)/2$ que no cruzamento com a rampa interna o circuito TCA-780, item 2.2.2, gera os pulsos que definem os ângulos de disparo α e $\pi + \alpha$ nos semiciclos positivos e negativos, de V_{ca} ,

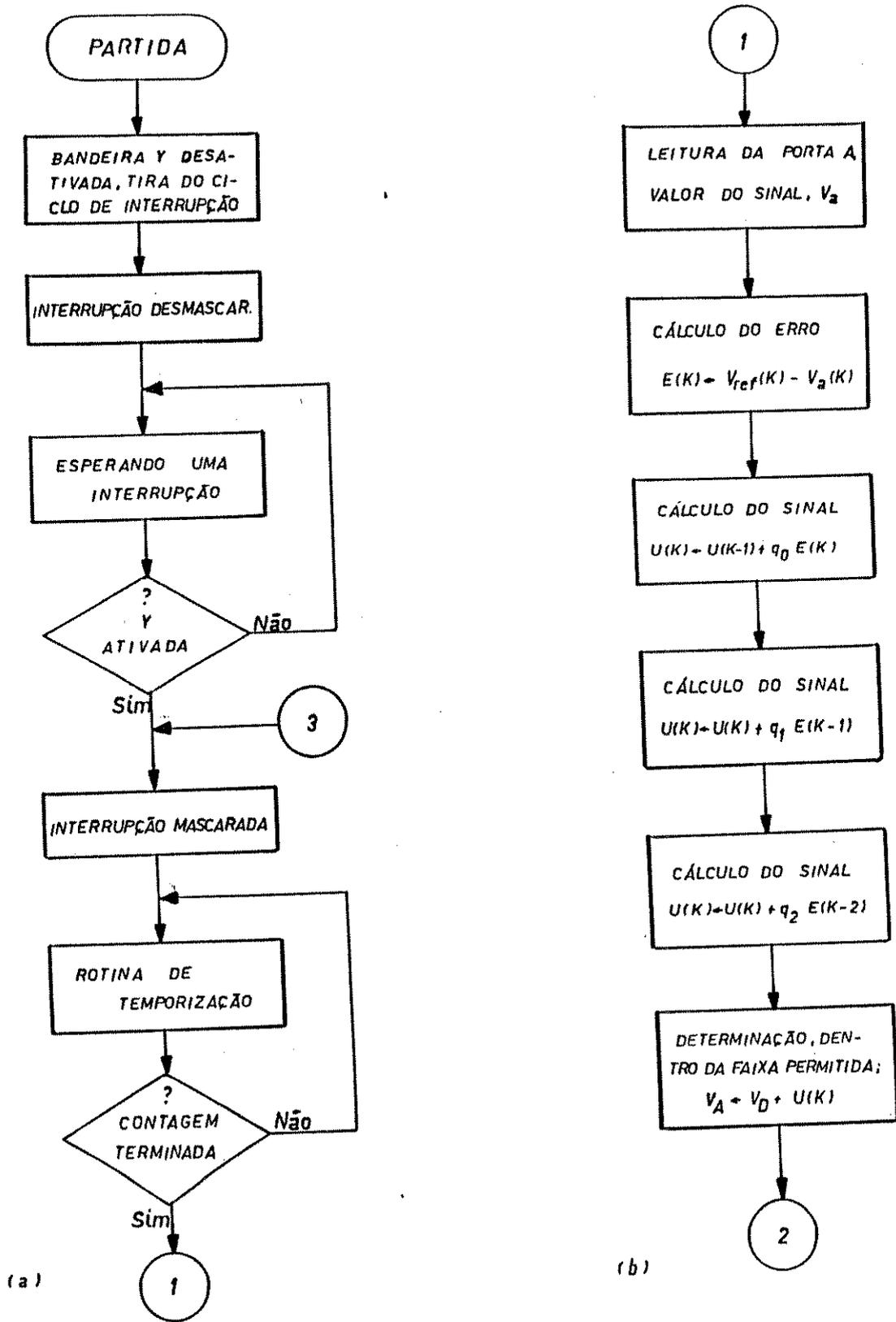
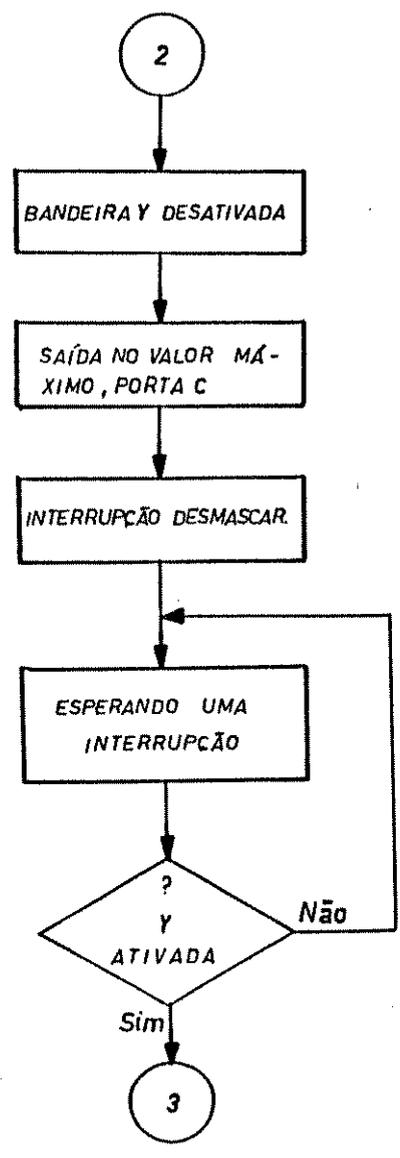
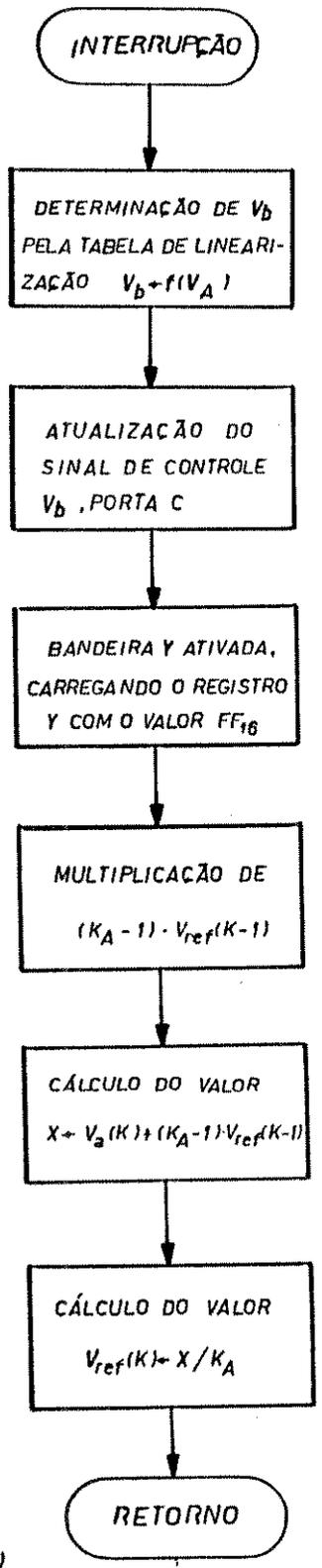


FIG.4.3. DIAGRAMA DE FLUXO DO CONTROLE REALIMENTADO.



(c)



(d)

FIG.4.3. CONTINUAÇÃO

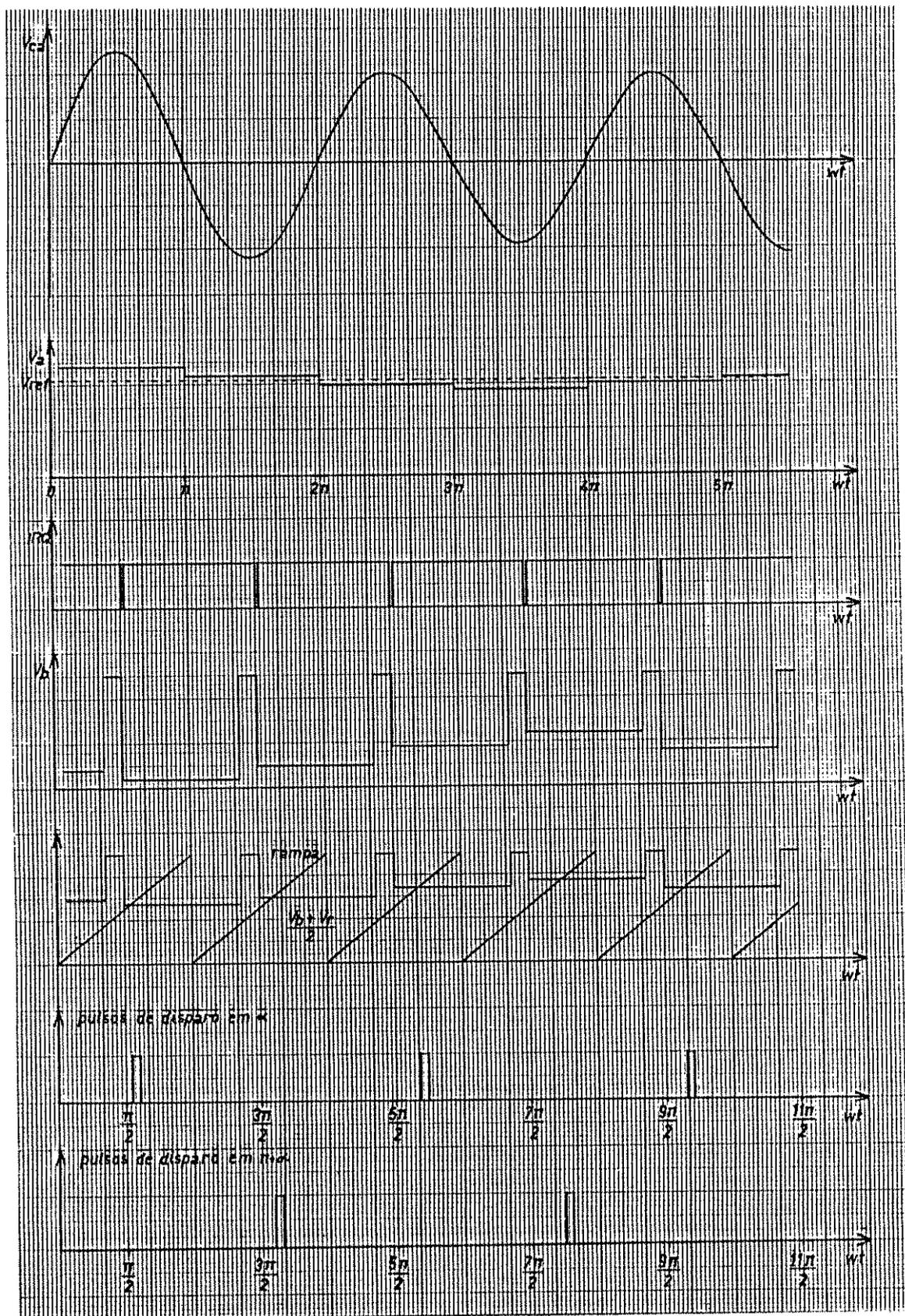


FIG.4.4. DIAGRAMA DE SINAIS NO CONTROLE REALIMENTADO.

respectivamente.

Na inicialização do sistema, passo 1), são introduzidos os parâmetros de todos os algoritmos usados, ou seja, q_0, q_1, q_2, V_D, K_A e os valores iniciais de $U(K-1), E(K-1), E(K-2)$ e V_{ref} . Além disso é feito o cálculo e armazenamento da tabela de linearização.

Dado o carácter experimental do sistema e a possibilidade de eleger alternativamente os diversos controles implementados, o diagrama de fluxo da inicialização conjunta é apresentado no final deste capítulo.

4.3 - Fundamentos para os algoritmos do controle direto.

No controle direto, o sinal que produz a ação corretiva resulta do processo de cálculo realizado sobre a corrente de carga, responsável pelas flutuações de tensão. É necessário para isso, obter um modelo do sistema de suprimento que permita ver como ele é afetado pelas variações de corrente da carga monitorada, e pela própria ação do RCT.

Sob vários aspectos o controle direto para esta aplicação se aproxima do ideal, uma vez que o sistema de alimentação pode ser suposto conhecido e invariante. No entanto, na prática existem diversos fatores que limitam sua efetividade, tais como [1]:

- As inexatidões tanto nos processos de medição e atuação como no processo de cálculo do sinal de controle.
- A velocidade limitada em todos os processos envolvidos no ciclo de controle.
- As variações eventuais dos parâmetros do sistema

Todos esses fatores produzem erro na correção e devem ser minimizados. Para tanto, como se verá nos próximos itens, o efeito das variações dos parâmetros da rede é parcialmente cancelado e no cálculo do sinal de controle se utiliza um algoritmo de rápida execução. Os restantes fatores somente podem ser reduzidos pelas precauções tomadas na implementação.

4.3.1 - Determinação do sinal de controle e funções implementadas

Em geral, o sistema controlado encontra-se em regime dinâmico. Apesar disso, para obter o sinal de controle, é considerado o equivalente estático da figura 4.5, pelo que o resultado é aproximado. A validade da análise sobre este circuito equivalente melhora na medida em que o controle elimina as variações, e o sistema fica mais perto do regime permanente.

Do diagrama fasorial da figura 4.5(b) se obtém as seguintes relações:

$$V_r = I_a R_s + I_r X_s + I_c X_s \quad (4.13)$$

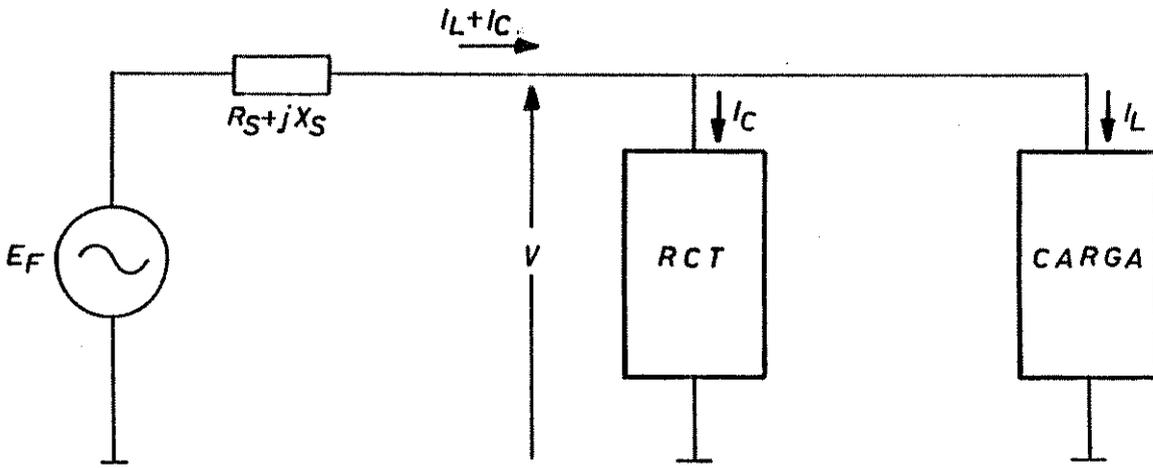
$$V_x = I_a X_s - I_r R_s - I_c R_s \quad (4.14)$$

$$E_F = V \cos \delta + V_r \cos \delta + V_x \sin \delta \quad (4.15)$$

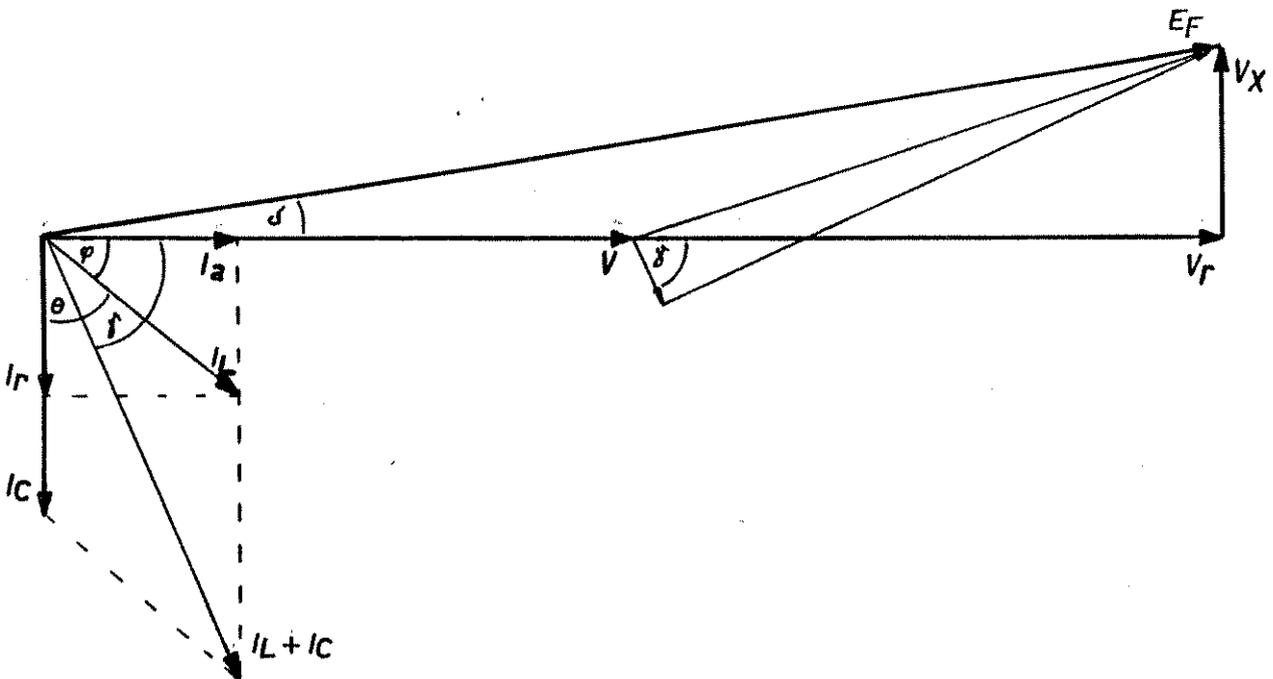
$$E_F \cos \delta = V + V_r \quad (4.16)$$

Somando as duas últimas equações e desenvolvendo se chega a:

$$E_F = V + V_r + V_x \operatorname{tg}(\delta/2) \quad (4.17)$$



(a) CIRCUITO EQUIVALENTE



(b) DIAGRAMA FASORIAL

FIG.4.5. REDE DE SUPRIMENTO - RCT - CARGA

Considerando que, na prática, δ é pequeno e substituindo a equação (4.13) em (4.17) se obtém que a tensão no ponto de conexão do compensador é dada por:

$$V = E_F - I_a R_s - I_r X_s - I_c X_s \quad (4.18)$$

Supondo E_F constante, e assumindo uma variação incremental com respeito a um ponto de trabalho, cada variável pode ser expressa como:

$$\begin{aligned} V &= V_0 + \Delta V \\ I_a &= I_{a0} + \Delta I_a \\ I_r &= I_{r0} + \Delta I_r \\ I_c &= I_{c0} + \Delta I_c \end{aligned}$$

Introduzindo estes valores na equação (4.18) se obtém:

$$V_0 + \Delta V = E_F - (I_{a0} + \Delta I_a) R_s - (I_{r0} + \Delta I_r) X_s - (I_{c0} + \Delta I_c) X_s \quad (4.19)$$

Assim, no estado permanente

$$V_0 = E_F - I_{a0} R_s - I_{r0} X_s - I_{c0} X_s \quad (4.20)$$

Da diferença se obtém a variação de tensão que é:

$$\Delta V = -\Delta I_a R_s - \Delta I_r X_s - \Delta I_c X_s \quad (4.21)$$

Portanto, para manter a tensão no valor fixo V_0 , ΔV deve ser zero de onde:

$$\Delta I_c = -(\Delta I_r + \Delta I_a R_s / X_s) \quad (4.22)$$

Por outro lado, a corrente do RCT também é dada pela equação (4.2) pelo que $\Delta I_c = -KU$ e o sinal de controle vale:

$$U = \frac{1}{K} (\Delta I_r + \Delta I_a R_a / X_s) \quad (4.23a)$$

Ou também,

$$U = \frac{1}{K} (I_r + I_a R_s / X_s) - U_{med} \quad (4.23b)$$

Onde

$$U_{med} = \frac{1}{K} (I_{r0} + I_{a0} R_s / X_s)$$

Esta última equação permite ver que o controle deve eliminar as flutuações em torno do valor médio U_{med} . Além disso, que o efeito da variação dos parâmetros é reduzido por sua relação inversa e porque o termo mais significativo, relacionado com a componente reativa, é independente destes.

Para obter o sinal de controle U se requer, idealmente sem atraso, as componentes ativa e reativa de corrente no instante em que é atualizado o ângulo de disparo do RCT. Isto mostra a necessidade de fazer a medição o mais próximo possível da atuação.

A corrente medida é proporcional ao valor instantâneo retificado de $i(t) = I_{max} \cdot \text{sen}(wt - \phi)$, item 2.4, sendo ϕ o ângulo de deslocamento de corrente com respeito à tensão. Nos instantes onde se faz a atualização do sinal de controle, $wt = \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}, \dots, \frac{(2K+1)}{2} \pi$, a corrente tem o valor de sua componente ativa dada por:

$$I_a = I_{max} \cos \phi \quad (4.24)$$

e como a componente reativa é:

$$I_r = I_{max} \text{sen} \phi \quad (4.25a)$$

Nesses instantes esta última pode ser expressa em função da primeira como:

$$I_r = I_a \text{tg} \phi \quad (4.25b)$$

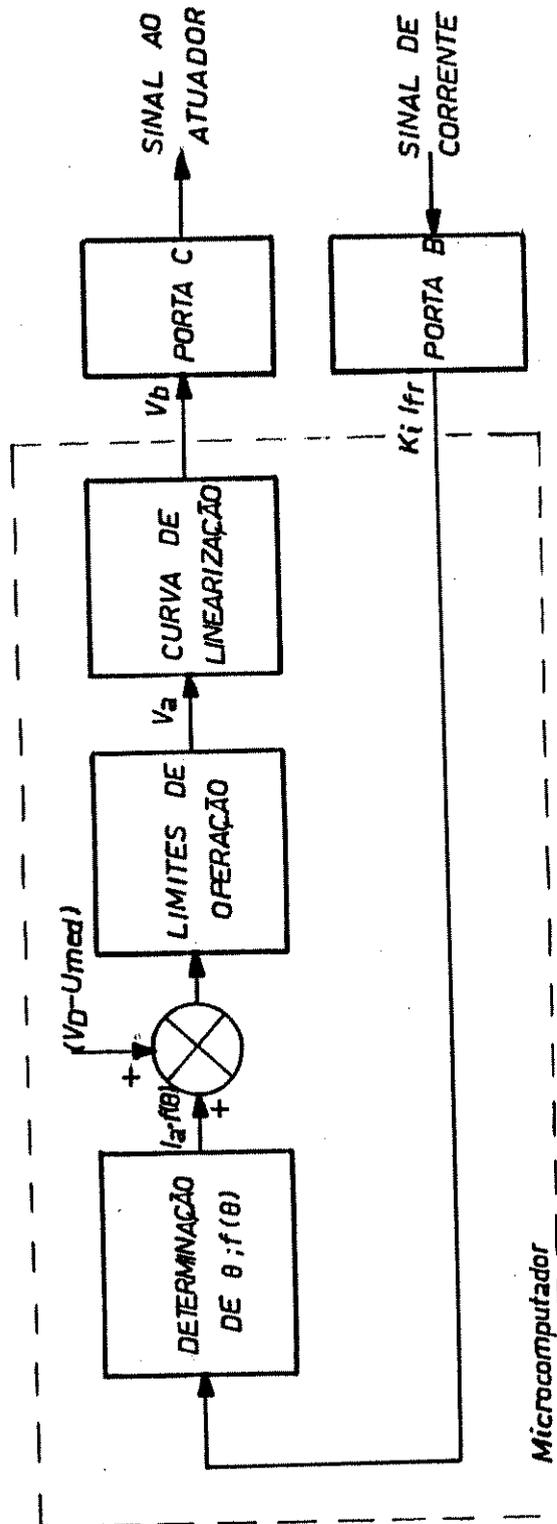


FIG. 4.6. FUNÇÕES PARA O MICROCOMPUTADOR NO CONTROLE DIRETO

Se definir $\theta = 90^\circ - \phi$, sendo θ o ângulo entre os instantes que a corrente toma os valores zero e I_a , então:

$$I_r = I_a \operatorname{ctg} \theta \quad (4.25c)$$

Introduzindo a equação (4.25c) em (4.23b) se chega:

$$U = I_a \cdot f(\theta) - U_{\text{med}} \quad (4.26)$$

Onde

$$f(\theta) = \frac{1}{K} (\operatorname{ctg} \theta + R_s / X_s)$$

Equação que permite uma implementação mais simples e rápida de executar.

Do anterior e da característica do RCT, as funções a realizar pelo microcomputador para o controle direto são apresentadas como blocos na figura 4.6.

O tempo empregado no cálculo do sinal V_b , a partir da obtenção de I_a , é crítico, posto que esse tempo invade e portanto, encurta a faixa de controle do compensador. Por isso, se deve reduzir ao mínimo possível o tempo no cálculo dos algoritmos associados ao controle direto.

A função $f(\theta)$ foi implementada como tabela "look-up", onde o valor do ângulo θ atua como ponteiro de endereço e $f(\theta)$ como conteúdo do mesmo. Ela é calculada e armazenada inicialmente ao processo de controle, com o algoritmo apresentado no apêndice (A).

Devido à característica não linear da função $f(\theta)$, o comportamento da tabela é de uma janela móvel, dentro da qual os valores ajustados devem permitir a maior precisão e faixa possível, em torno do ponto de operação do RCT. No entanto, a faixa de variação vai depender do ponto de operação, comprimento da palavra utilizada e do tempo de execução da operação do ajuste.

Para este propósito define-se $f(\theta) = f_1(\theta)/K_2$, sendo $f_1(\theta)$, a função armazenada, dada por:

$$f_1(\theta) = K_1 \cdot K_2 (\text{ctg } \theta + R_s/X_s) \quad (4.27)$$

Onde K_2 = fator de ajuste arbitrário
 K_1 = ganho (1/K)

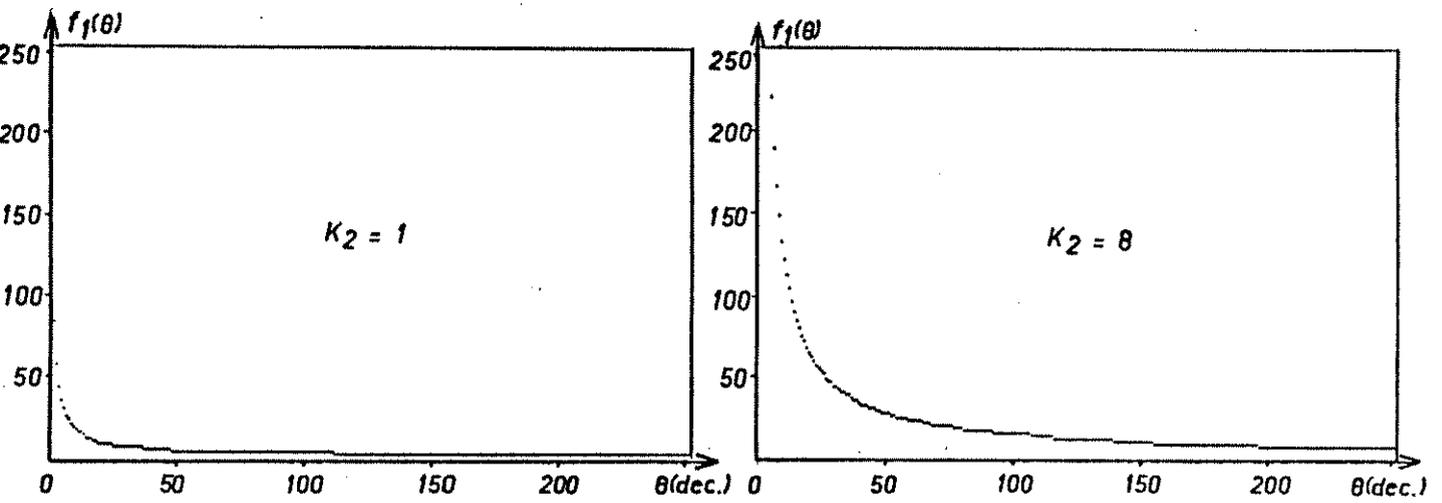
Os resultados obtidos, tendo como dados os parâmetros do sistema R_s , X_s e K_1 fixo, são apresentados na figura 4.7, que mostra a função $f_1(\theta)$ para dois valores de K_2 observando-se a sua influência na precisão da conversão de ponto fluante para ponto fixo na zona de controle.

As funções de linearização e limites de V_A , como também a obtenção do valor médio U_{med} , são similares às descritas nos itens 4.2.1 e 4.2.3 para o controle realimentado.

4.3.2 - Diagramas de fluxo e tempo, para os sinais no controle.

De acordo ao anterior, a sequência no cálculo dos algoritmos no controle é a seguinte:

- i) Inicialização do sistema
- ii) Determinação do ângulo θ
- iii) Leitura da porta de entrada, I_a
- iv) Cálculo do sinal U
- v) Cálculo da variável de controle com respeito ao ponto de operação, V_A
- vi) Determinação do sinal de controle, V_b , e armazenamento na porta de saída



Valores de θ e $f_1(\theta)$ na zona de operação

decimal	θ graus	$f_1(\theta)$ com $K_2=1$		$f_1(\theta)$ com $K_2=8$	
		ledrico	real	ledrico	real
1	.1904916	165.626432	166	1325.01145	255
2	.3809832	82.8692772	83	662.954217	255
3	.5712048	55.2831528	55	442.265223	255
4	.7616064	41.489786	41	331.918288	255
5	.952008	33.2135223	33	263.708178	255
6	1.1424096	27.69581	28	221.56648	222
7	1.3328112	23.7544128	24	190.835303	190
8	1.5232128	20.7982126	21	166.385701	166
9	1.7136144	18.4988184	18	147.998483	148
10	1.904016	16.6591667	17	133.273334	133
11	2.0944176	15.1338929	15	121.231143	121
12	2.2848192	13.8993944	14	111.195172	111
13	2.4752208	12.8378057	13	102.782445	103
14	2.6656224	11.9277836	12	95.422269	95
15	2.856024	11.1398166	11	89.1121324	89
16	3.0464256	10.4487691	10	83.5981531	84
17	3.2368272	9.83965554	10	78.7172443	79
18	3.4272288	9.29815346	9	74.3852277	74
19	3.6176304	8.81358738	9	70.598699	71
20	3.808032	8.37741689	8	67.0173351	67
21	3.9984336	7.98272832	8	63.8618265	64
22	4.1888352	7.62386593	8	60.9989293	61
23	4.3792368	7.29615417	7	58.3692333	58
24	4.5696384	6.99578165	7	55.9456132	56
25	4.76004	6.71923647	7	53.7538918	54
26	4.9504416	6.46399886	6	51.7119269	52
27	5.1408432	6.22768706	6	49.8208565	50
28	5.3312448	6.00886417	6	48.0645133	48
29	5.5216464	5.80362	6	46.42876	46
30	5.712048	5.61276468	6	44.9021174	45
31	5.9024496	5.43418314	5	43.4734651	43
32	6.0928512	5.26672472	5	42.1337977	42
33	6.2832528	5.10937819	5	40.8750255	41
34	6.4736544	4.96125134	5	39.6909187	40
35	6.664056	4.82155389	5	38.5724311	39
36	6.8544576	4.68958338	5	37.516667	38
37	7.0448592	4.56471329	5	36.5177863	37
38	7.2352608	4.44638385	4	35.5718644	36
39	7.4256624	4.33408958	4	34.6727167	35
40	7.616064	4.22738913	4	33.819041	34
41	7.8064656	4.12584689	4	33.0067686	33
42	7.9968672	4.02911776	4	32.2329421	32
43	8.1872688	3.93689989	4	31.494879	31
44	8.3776704	3.84876761	4	30.7981489	31
45	8.568072	3.76456325	4	30.116306	30
46	8.7584736	3.68399323	4	29.4719458	29
47	8.9488752	3.60682554	4	28.8546043	29
48	9.1392768	3.53284735	4	28.2627894	28
49	9.3296784	3.46186394	3	27.6949115	28
50	9.52008	3.39269505	3	27.1495684	27
51	9.7104816	3.32817529	3	26.6254923	27
52	9.9008832	3.26515182	3	26.1212146	26
53	10.0912848	3.20448333	3	25.6358666	26
54	10.2816864	3.14603898	3	25.1683118	25
55	10.472088	3.08969743	3	24.7175794	25
56	10.6624896	3.03534693	3	24.2827682	24
57	10.8528912	2.98288802	3	23.8638481	24
58	11.0432928	2.93228187	3	23.457615	23
59	11.2336944	2.88322866	3	23.0657633	23
60	11.424096	2.83585155	3	22.6888124	23
61	11.6144976	2.79001522	3	22.3281218	22
62	11.8048992	2.7456375	3	21.9651	22
63	11.9953008	2.70264893	3	21.6211914	22
64	12.1857024	2.66098438	3	21.287875	21

$$f_1(\theta) = K_1 K_2 (\text{Ctg } \theta + R_s/X_s)$$

com $K_1 = 0.55$

$R_s = 0.375$ (ohms)

$X_s = 1.81$ (ohms)

FIG.4.7. CARACTERISTICA DE $f_1(\theta)$

vii) Atualização do valor médio, U_{med}

viii) Cálculo do valor, $(V_D - U_{med})$

ix) Volta ao passo ii)

A determinação do ângulo θ , passo ii), é feita usando o registro Y do microcomputador, como contador. A contagem começa nos instantes em que o sinal de entrada é mínimo e finaliza em $wt = \pi/2, 3\pi/2, \dots, (\frac{2K+1}{2})\pi$, instantes sinalizados pela interrupção ao microcomputador com IRQ. Este sinal ativa o processo de cálculo do sinal de controle V_b , passos iii) até vi), cujo valor é armazenado na porta C por um tempo superior ao fixado pela faixa de controle.

O sinal IRQ, de modo similar à função realizada no controle realimentado, sincroniza a operação do sistema em conjunto e faz com que o microcomputador execute a rotina de interrupção. Porém, neste caso, o cálculo do sinal de saída V_b é posterior a ele.

O tempo máximo de execução da sequência dos passos iii) até vi), foi de 0,325 msec pelo que a faixa de controle fica reduzida em aproximadamente 7° , começando portanto em 97° ao invés dos 90° teóricos.

O cálculo dos valores de U_{med} e $(V_D - U_{med})$, passos vii) e viii), é prévio ao seguinte ciclo de controle. O tempo de execução dos algoritmos usados, deve ser inferior ao tempo definido pela faixa de controle.

O diagrama de fluxo do controle direto é apresentado na figura 4.8. Em 4.8(a) se mostra uma sequência do algoritmo para obter o ângulo θ que é dado no cálculo do sinal de controle V_b . Na figura 4.8(b) apresenta-se a primeira parte da rotina de interrupção, sequência seguida no cálculo e saída do sinal V_b , e em 4.8(c) a continuação, sequência no cálculo do valor U_{med} e a diferença $V_D - U_{med}$.

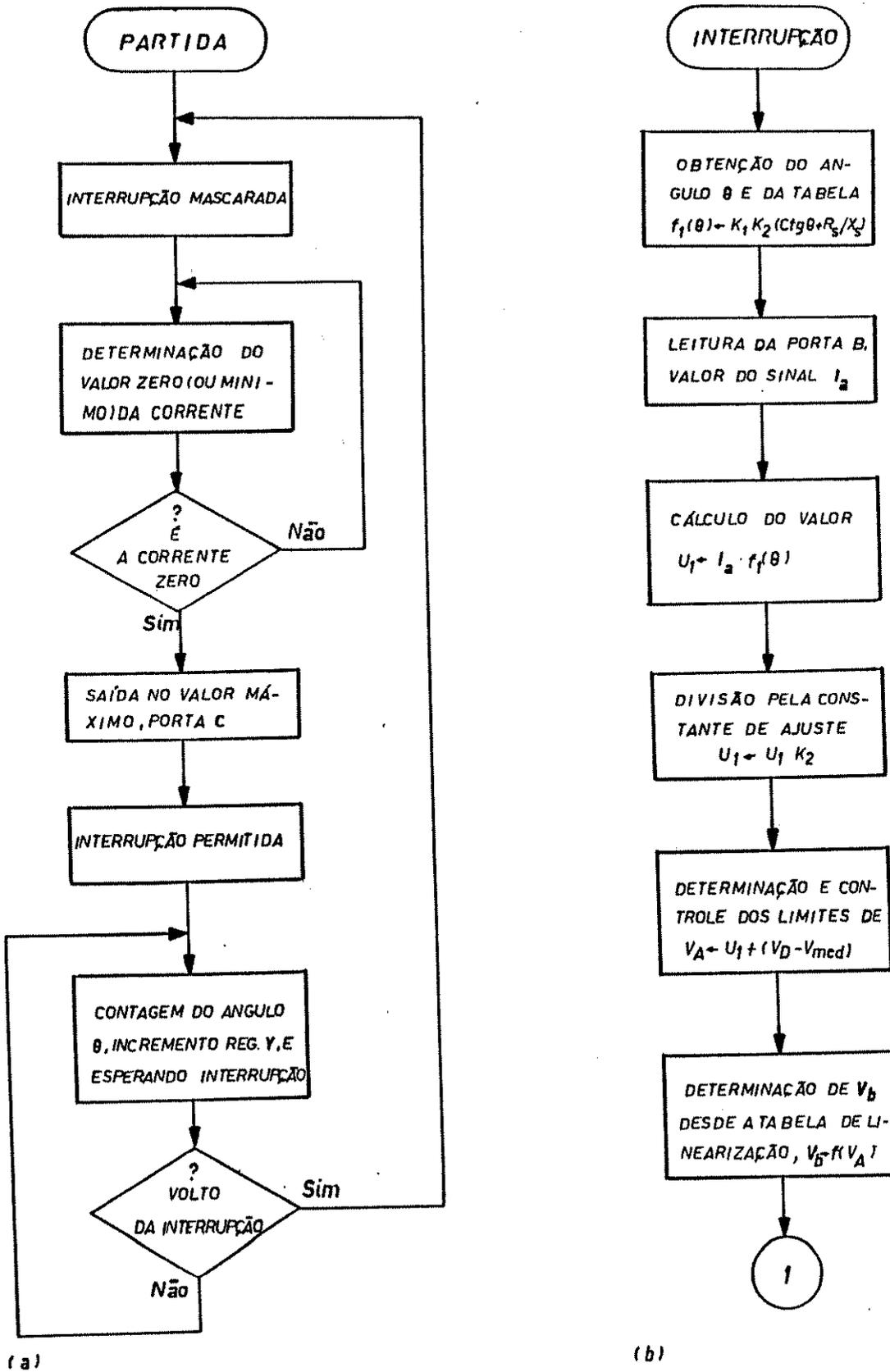


FIG. 4.8. DIAGRAMA DE FLUXO DO CONTROLE DIRETO.

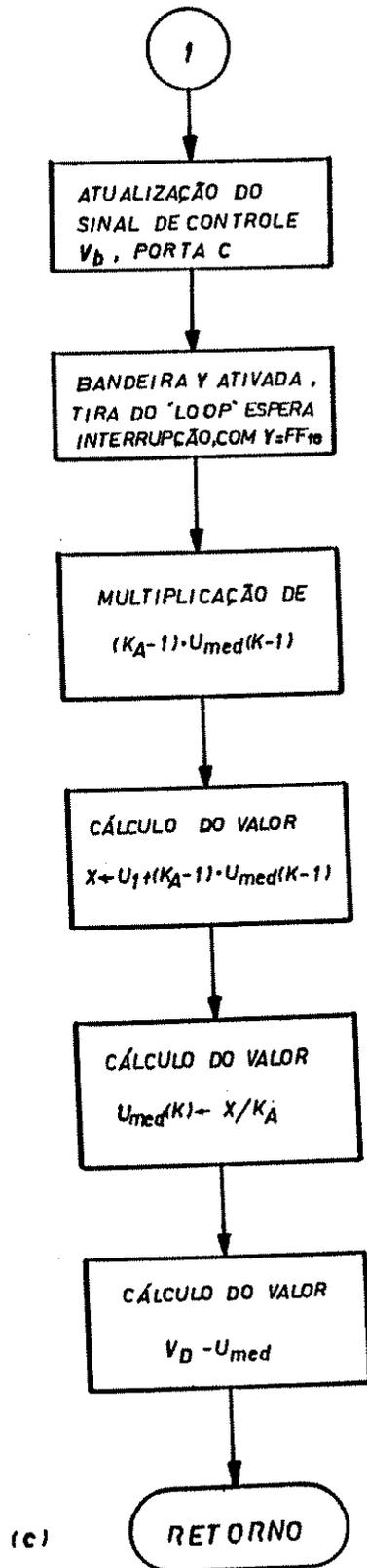


FIG. 4.8. CONTINUAÇÃO

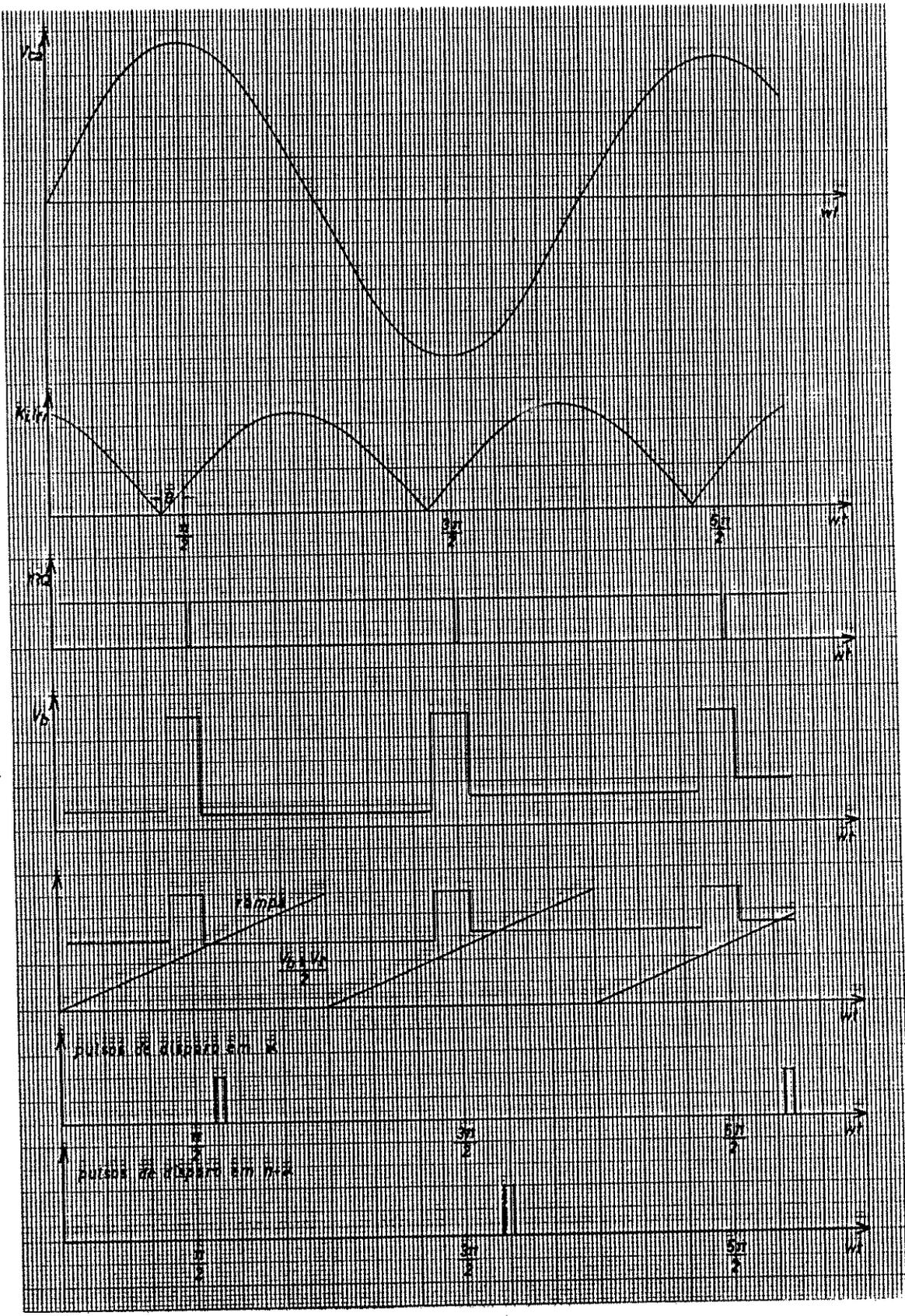


FIG.4.9. DIAGRAMA DE SINAIS NO CONTROLE DIRETO.

O diagrama de tempo da figura 4.9 mostra as variações de tensão da barra controlada, V_{ca} , e a ação do controlador com os principais sinais envolvidos. O ângulo θ é obtido quando o sinal de entrada $K_i i_{fr}$ é equivalente à componente ativa de corrente, instante esse sinalizado pelo pulso de sincronismo IRQ. A partir deste instante é feito o cálculo do sinal de saída V_b , que uma vez atualizado é mantido na porta de saída para obter a amostra $(V_r + V_b)/2$ e os pulsos de disparo em α e $\pi + \alpha$, de maneira similar ao controle realimentado.

Na inicialização do sistema, passo 1), são dados os parâmetros de todos os algoritmos utilizados, ou seja, (frequência do sistema controlado), R_s , X_s , V_D , K_A e o valor inicial de U_{med} . Além disso, é feito o cálculo e armazenamento das tabelas de linearização e $f(\theta)$.

4.4 - Comentários gerais sobre tempos e memória utilizados na execução dos controles

Na inicialização, do controle por microcomputador, são apresentadas como alternativas de escolha para o usuário a obtenção da característica de linearização e os controles do sistema implementado.

Os dados e condições iniciais necessárias são solicitadas, pelo programa, através da tela do monitor e introduzidos pelo teclado do computador.

Os programas desenvolvidos nesta etapa foram feitos em linguagem Basic para facilitar a comunicação com o microcomputador, a implementação dos algoritmos do cálculo das tabelas "look-up" e localização dos dados na memória. Na figura 4.10, é apresentado o diagrama de fluxo desta etapa e no apêndice (A) as listagens dos programas desenvolvidos.

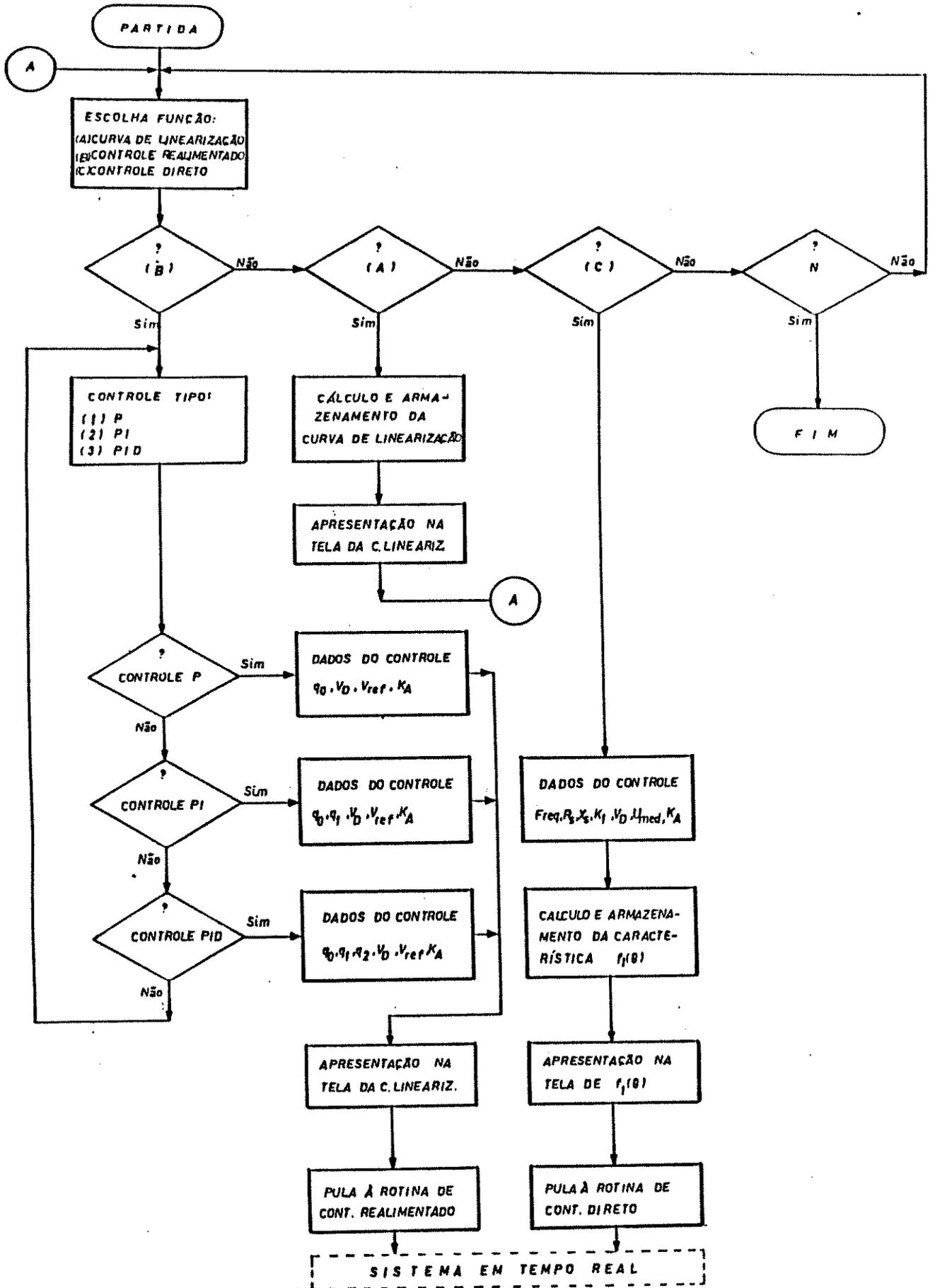


FIG.4.10. DIAGRAMA DE FLUXO PARA A INICIALIZAÇÃO DO SISTEMA.

A etapa de inicialização está fora do ciclo de controle em tempo real, pelo que o tempo de execução de seus algoritmos não influi na operação dos controles.

Na operação em tempo real dos dois controles, a função de interrupção e sincronismo é feita pelo mesmo sinal, que indica quando deve ser atualizada a saída. Porém, no realimentado o cálculo do sinal de controle é prévio à interrupção e no direto posterior a ela. Isto permite supor, que na eventualidade de uma ação conjunta (controle híbrido [1] - [2]), os dois controles podem ser processados em forma sequencial mantendo as características de cada um deles.

Portanto, há interesse em se conhecer bem os tempos empregados nas etapas mais relevantes como o tamanho da memória utilizada em cada um deles. Na tabela 4.2 se faz um resumo da memória ocupada por tabelas, dados e programas na linguagem de máquina e dos tempos de execução dos algoritmos de cálculo do sinal de saída V_b , referência V_{ref} , médio U_{med} e de diferença $V_D - U_{med}$, envolvidos no controle realimentado e direto respectivamente.

Tabela 4.2: Dados de memória e tempo de uso nos controles

Controle	Tempo de execução (mseg)		Memória utilizada (nº bytes)		
	Cálculo de V_b a partir de V_a ou I_a	Cálculo de V_{ref} ou $(V_D - U_{med})$	tabela e dados	programas	total
PID	1,068	0,481	285	524	809
Direto	0,325	0,512	525	313	838
Híbrido (estima- do)	1,400	0,600 -1,000	525	900	1425

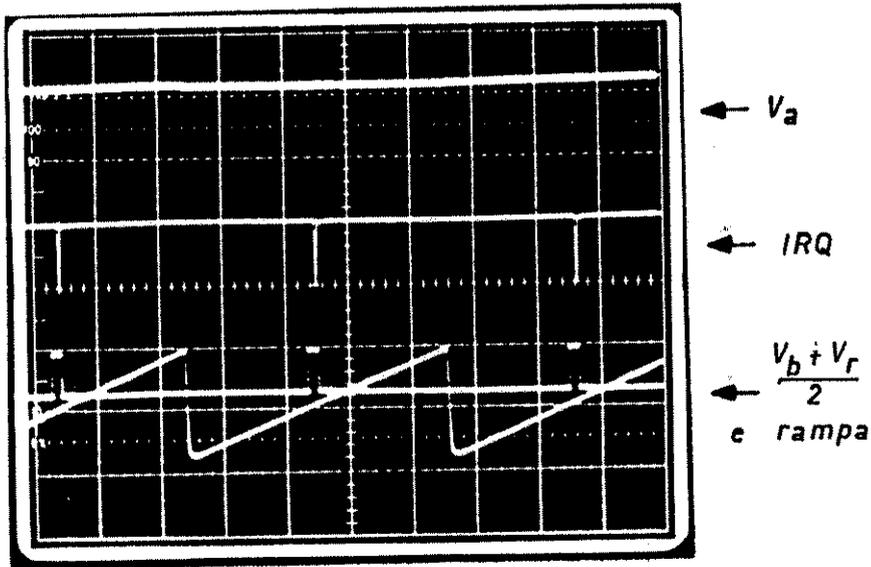
No controle direto, o tempo utilizado na determinação do ângulo θ tem uma faixa de variação grande e não foi considerado na tabela 4.2 posto que neste tempo o microcomputador atua como contador, o que implica uma subutilização do mesmo. Portanto, num caso prático, é recomendável fazer o cálculo de θ externamente e aproveitar o microcomputador em outras funções próprias dele.

A memória ocupada pela tabela de linearização é independente do tipo de controle empregado, ou seja, é fixa num tamanho básico que depende do comprimento do dado binário de saída e precisão requerida.

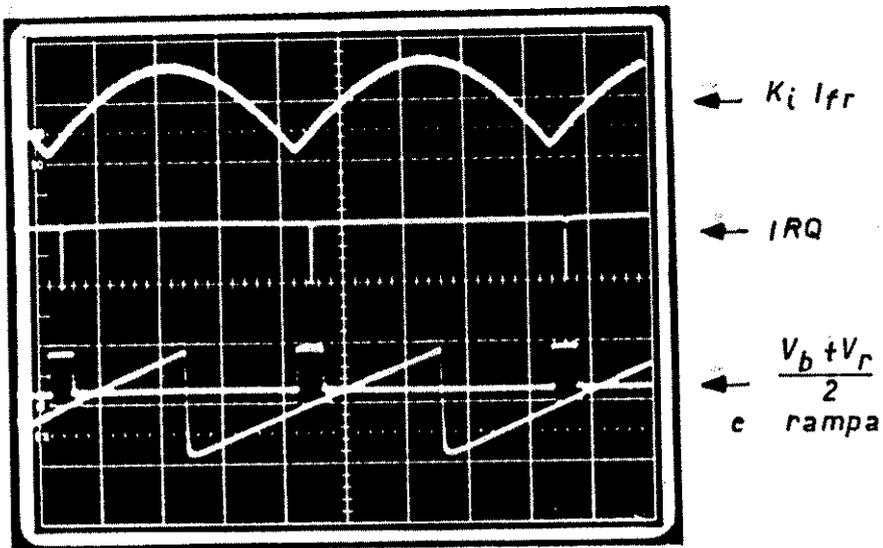
As listagens dos programas desenvolvidos em linguagem de máquina, para os dois controles se encontra no apêndice (B).

Na eventualidade de um controle híbrido se pode estimar que a memória e tempos aproximados utilizados seriam os indicados na tabela 4.2.

Na figura 4.11 se mostram oscilogramas dos sinais envolvidos no controle realimentado e direto.



(a) OSCILOGRAMAS DE ALGUNS SINAIS NO CONTROLE REALIMENTADO



(b) OSCILOGRAMAS DE ALGUNS SINAIS NO CONTROLE DIRETO

FIG.4.11. SINAIS ENVOLVIDOS NO CONTROLE DO COMPENSADOR

CAPÍTULO 5

AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DO COMPENSADOR

5.1 - Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados dos testes realizados. Para isto, descrevem-se primeiramente as características gerais do circuito de potência, do compensador e do simulador de carga variável.

Na avaliação do desempenho do compensador descrito nos capítulos anteriores, foi usado um simulador de carga variável que gera flutuações senoidais e também flutuações aleatórias com características similares aos fornos a arco. A efetividade do compensador resultou da comparação das flutuações de tensão registradas no ponto de acoplamento da carga variável e rede de suprimento, com e sem compensação.

O esquema geral usado é mostrado na figura 5.1, destacando-se o compensador(a), a carga variável (b) e a rede de suprimento (c). As variações de carga são geradas pelo sinal de modulação V_{mod} que atua no circuito de disparo dos tiristores do simulador de carga, bloco(e), enquanto que a avaliação das flutuações é feita pela amostragem da tensão no bloco (d).

O processo básico seguido para a avaliação do desempenho é similar ao utilizado na referência [1], que descreve os ensaios com um controlador analógico PID, Direto e Híbrido. O objetivo é traçar um paralelo, no que for possível, entre o controlador analógico e o digital destacando as vantagens de um e

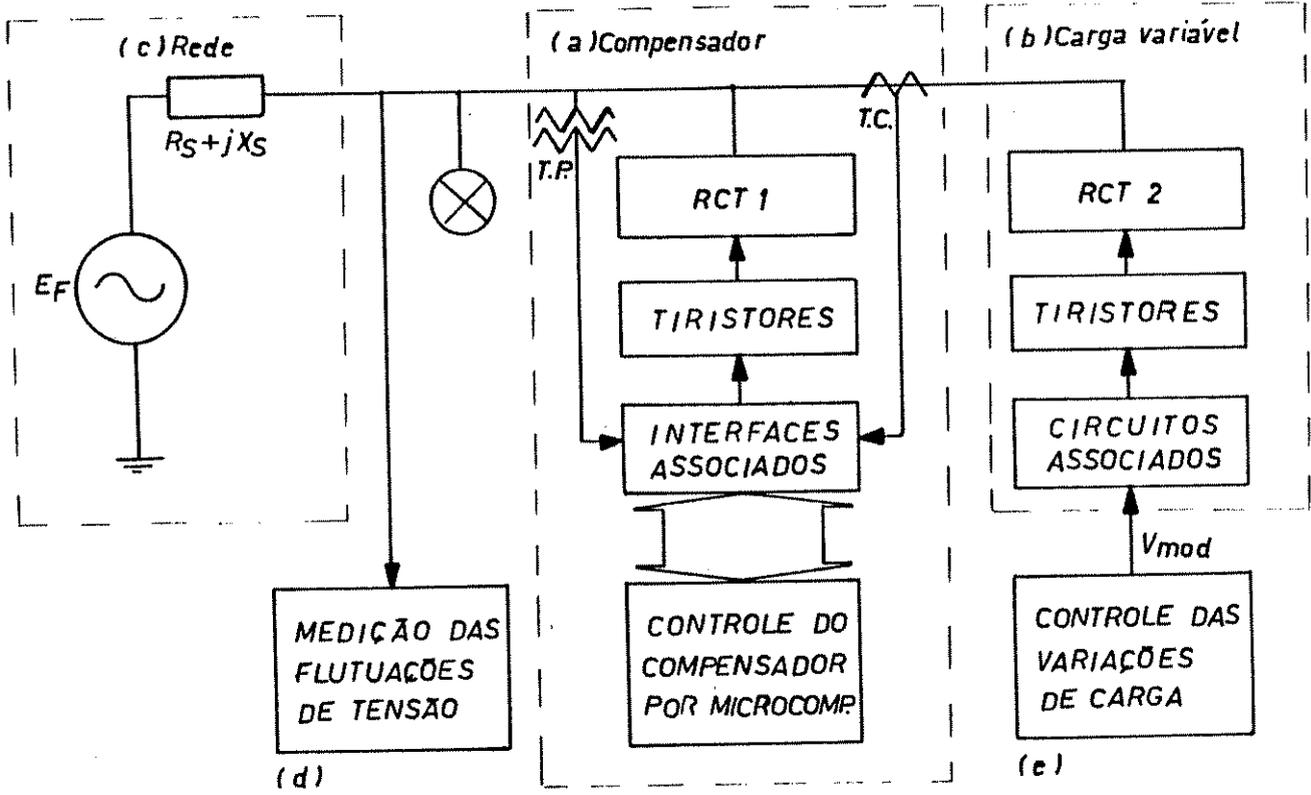


FIG.5.1. ESQUEMA GERAL PARA OS ENSAIOS DA COMPENSAÇÃO

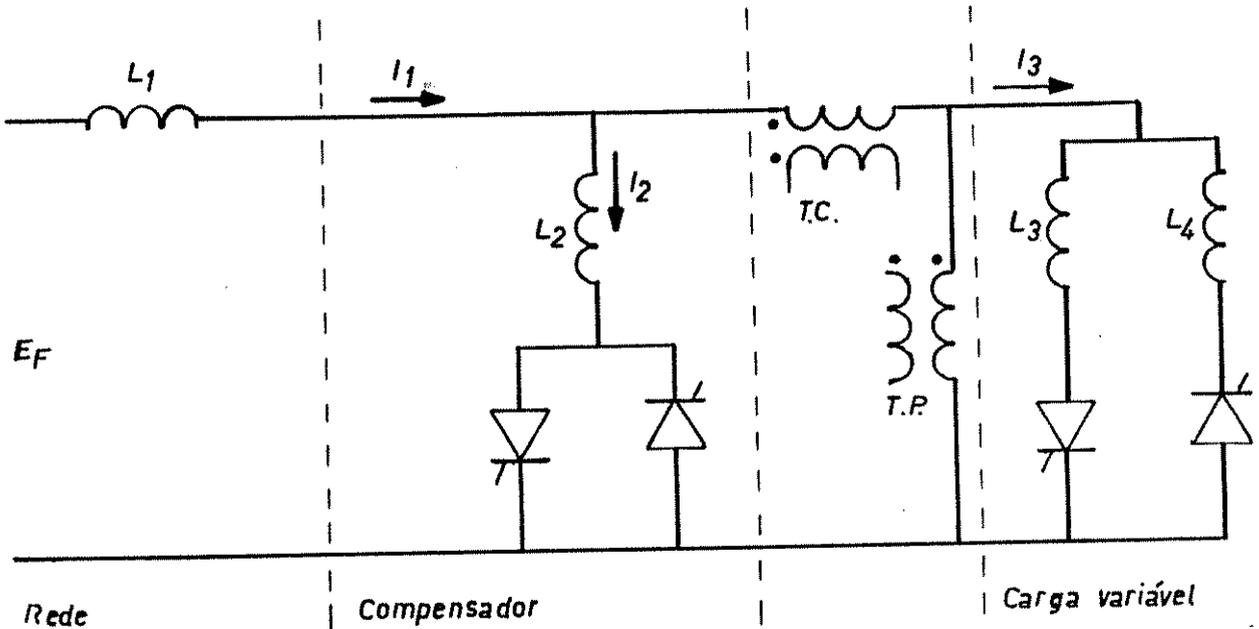


FIG.5.2. CIRCUITO DE POTENCIA UTILIZADO NOS TESTES

outro para a redução de flutuações rápidas de tensão em um sistema trifásico de potência.

A seguir são destacados alguns dos aspectos considerados mais importantes dos circuitos utilizados, na avaliação do compensador controlado pelo microcomputador, resumidos da referência [1].

5.2 - Características do circuito de potência

5.2.1 - Componentes do circuito de potência

O circuito de potência utilizado nos testes do compensador é apresentado na figura 5.2. O reator série L_1 é usado para reduzir o nível de curto-circuito, e "enfraquecer" a rede no ponto de acoplamento da carga; L_2 é o RCT do compensador; L_3 e L_4 compõem o RCT da carga, responsável pelas variações da corrente de carga que gera as flutuações de tensão. Os parâmetros destes elementos são apresentados na tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Dados dos elementos do circuito de potência

Elemento	Indutância (mH)	Resistência (ohm)	Reatância (ohms)	Impedância (ohms)
Reator L_1	4.8	0.375	1.81	$1.85 \angle 78.3^\circ$
Reator L_2	31.2	1.05	11.8	$11.9 \angle 84.9^\circ$
Reator L_3-L_4	51.9	1.39	19.5	$19.6 \angle 85.9^\circ$

Em relação ao circuito da figura 5.2, os tiristores dos RCT são TIC 126-D de 12 amperes e 400 volts eficazes máximos. O RCT do compensador recebe os pulsos de disparo através dos circuitos de acoplamento apresentados no item 2.2.2, e os

RCT da carga, por sua vez, de um circuito de disparo próprio de características similares.

As informações requeridas pelo sistema de controle do compensador e do circuito de potência descrito, são as amostras de tensão e corrente na carga, obtidas através dos T.P. e T.C., processadas no controle realimentado e direto respectivamente.

5.2.2 - Valores nominais no circuito de potência

Os valores nominais da tensão e correntes em diferentes pontos do circuito da figura 5.2 estão definidos pelos pontos de operação dos RCT do compensador e carga, e , respectivamente e apresentados na tabela 5.2. Os valores estão em volts ou amperes RMS, segundo o caso, referidos à tensão na carga.

Tabela 5.2 - Valores nominais

Variação	ponto	Tensão ou corrente
V	Carga	$110 \angle 0^\circ$
I_1	Total	$8.8 \angle -86.9^\circ$
I_2	RCT ₁	$3.2 \angle -85.1^\circ$
I_3	RCT ₂	$5.6 \angle -85.4^\circ$

Da tabela 5.2 se deduz que o compensador tentará manter a tensão na carga em 110 volts, ainda que a carga introduza perturbações que gerem flutuações de tensão. O comportamento do compensador e medição da efetividade nesta função são apresentados nos itens 5.5 e 5.6.

5.3 - O sistema de controle digital do RCT.

O sistema de controle digital utiliza alguns módulos do painel de controle analógico da referência [1], relativos aos sinais de entrada da tensão, corrente, pulso de sincronismo e sinal de saída ao circuito atuador, como também os circuitos da simulação de carga variável. Por isso, para o teste do controle por computador é importante o posicionamento de algumas chaves (CH), dentro destes módulos, como são apresentados na tabela 5.3.

Tabela 5.3 - Posição das chaves no painel e suas funções

CH	Posição	Função
1	SF	Elimina filtragem da amostra de tensão para os conversores ca/cc
2	CF	Introduz filtragem para o sincronismo do sistema
3	Met ₁	Seleciona o método de conversão ca/cc dos dois integradores
8	SC	Habilita o controle digital do compensador
9	B	Habilita o sinal de controle digital ao circuito atuador
10	B	Seleciona estrutura dos 2 reatores para o RCT da carga.

Para a operação do sistema, deve-se carregar os programas em Basic e linguagem de máquina, apresentados nos apêndices (A) e (B), na memória do microcomputador e, em segui-

da, executar o programa em Basic. Na execução do programa são apresentadas, na tela do monitor, como alternativa de escolha a característica de linearização e os controles realimentado e direto. Antes de selecionar alguns dos controles é necessário escolher, por uma vez, a característica de linearização para armazenar na memória.

5.4 - Geração das flutuações e sua medição

No teste do compensador, a avaliação é feita através da diferença das variações de tensão com respeito ao valor médio de longo prazo da mesma. Para isto, é preciso produzir variações rápidas de tensão no ponto de acoplamento da carga e rede de suprimento, gerando-se um efeito "flicker" observável diretamente na lâmpada conectada em paralelo com a carga.

As variações de tensão são produzidas pelas variações da carga. Para obter medições de acordo a normas estabelecidas [19]-[20]-[22], a simulação da carga variável gera flutuações senoidais ou aleatórias de carga reativa, através do circuito de disparo do RCT da carga, descritas na continuação.

5.4.1 - Geração e medição de flutuações senoidais

O ponto de operação do RCT da carga é fixado pelo ângulo de disparo de seus tiristores. A variação senoidal da carga em torno de seu ponto de operação é obtida introduzindo-se o sinal senoidal de um gerador de funções no controle de disparo. O ajuste do nível e da frequência das variações da carga permite observar o efeito "flicker" que neste caso é senoidal, com intensidade e frequência conhecidas. A varredura da faixa de frequência de interesse para o "flicker" é obtida através de uma rampa na entrada VCO (oscilador controlado por tensão) do gerador de funções, conforme mostra a figura 5.3.

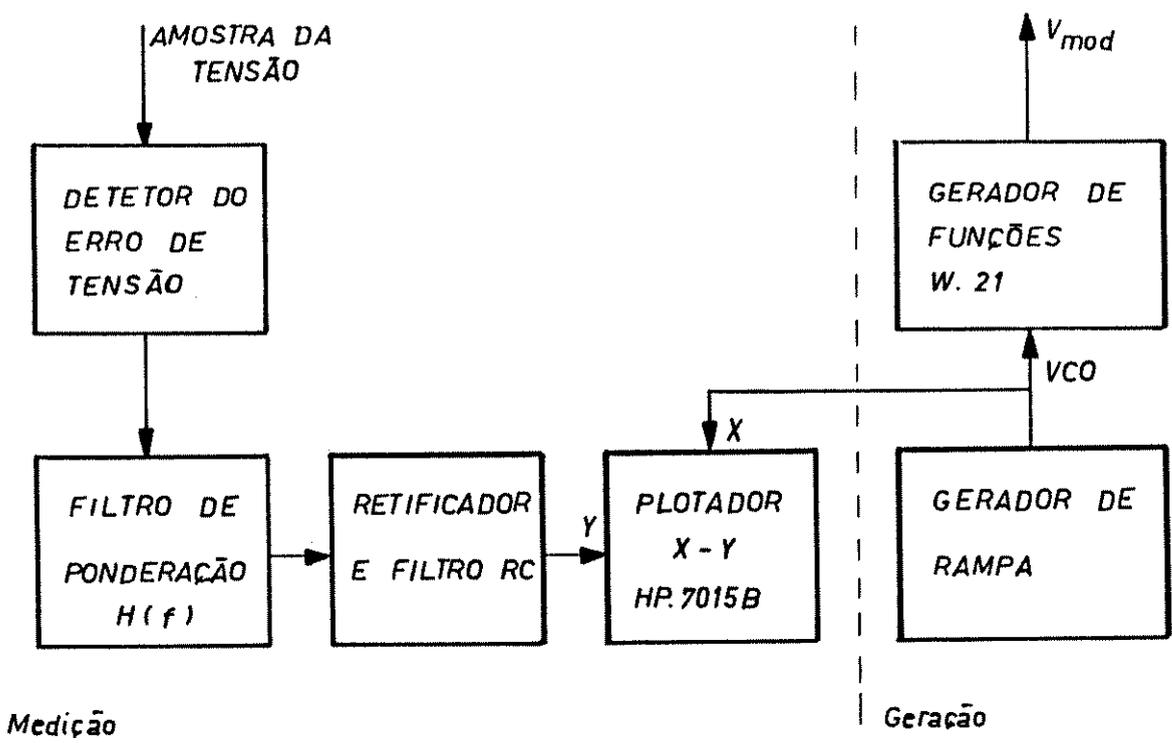


FIG.5.3. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.

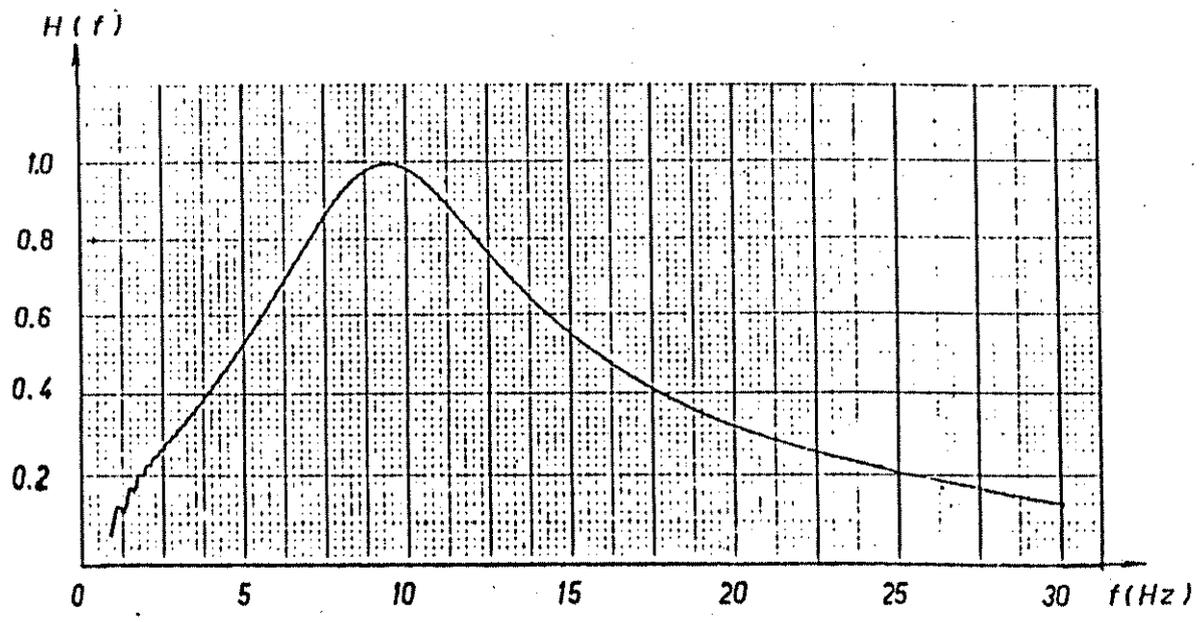


FIG.5.4. RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DO FILTRO DE PONDERAÇÃO

Em relação às medições, para quantizar o efeito "flicker", são aproveitados critérios estabelecidos pelas normas da U.I.E. (União Internacional de Eletrotermia) [19]. Para isto, da amostra de tensão é obtida a flutuação que, introduzida no filtro de ponderação, representativo do sistema lâmpada-olho-cérebro, (figura 5.4), entrega o erro ponderado.

O erro de tensão assim ponderado é retificado e filtrado para ser aplicado na entrada y do plotador, e na entrada x é aplicada a tensão (VCO) proporcional à frequência das flutuações geradas. Obtendo-se a curva do erro de tensão ponderado em função da frequência sem compensação e com compensação, pode-se fazer uma primeira avaliação do compensador. O esquema geral utilizado na geração e medição de flutuações senoidais é mostrado na figura 5.3.

Da informação das respostas de frequências obtidas, é possível obter também a avaliação global do compensador. Para isto, calcula-se o fator de redução das flutuações, definido pela relação de áreas sob as curvas:

$$R_f = \frac{\int_0^{30} H(f) |\Delta V_1(f)| df}{\int_0^{30} H(f) |\Delta V_2(f)| df} \quad (5.1)$$

Onde $\Delta V_1(f)$ e $\Delta V_2(f)$ são os valores em volts RMS das flutuações sem e com compensação, respectivamente e $H(f)$ o ganho do filtro à frequência f .

5.4.2 - Geração e medição de flutuações aleatórias

O efeito "flicker", na prática, é gerado por perturbações de características aleatórias. Como os fornos a arco são as cargas que produzem os maiores níveis de perturbação, as flutuações geradas tem características semelhantes às deste tipo de carga. Na figura 5.5 mostra-se o esquema geral empregado na geração e medição das flutuações aleatórias.

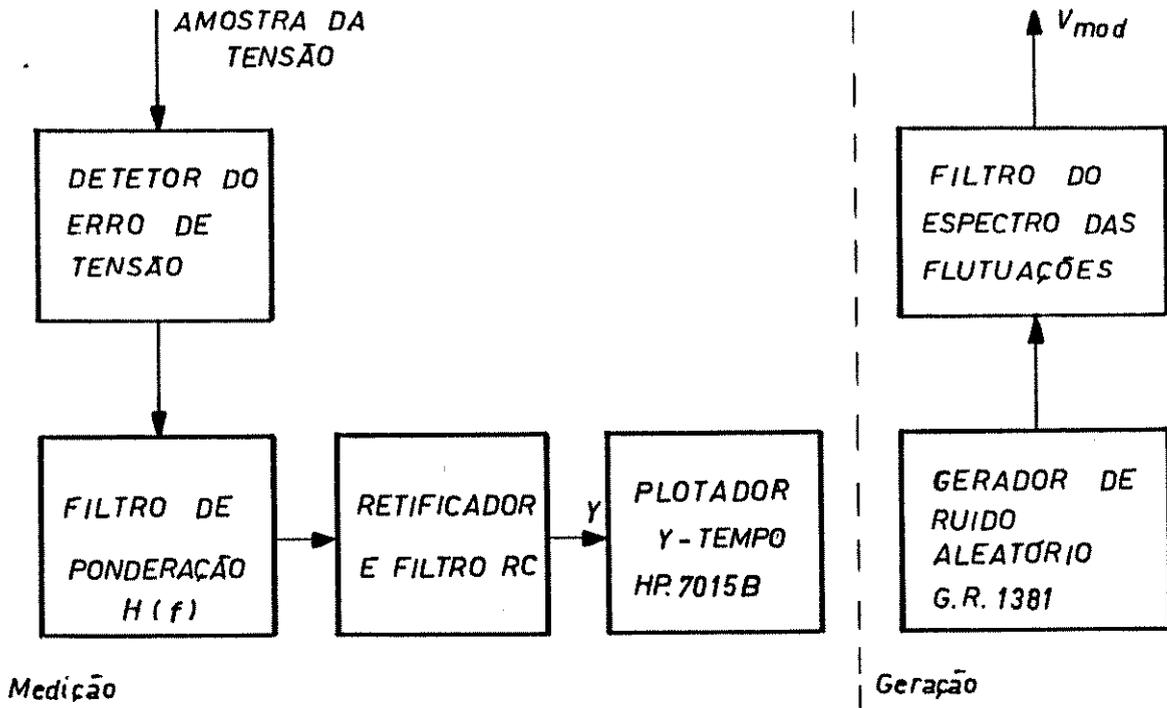


FIG.5.5. GERAÇÃO E MEDIÇÃO DE FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS

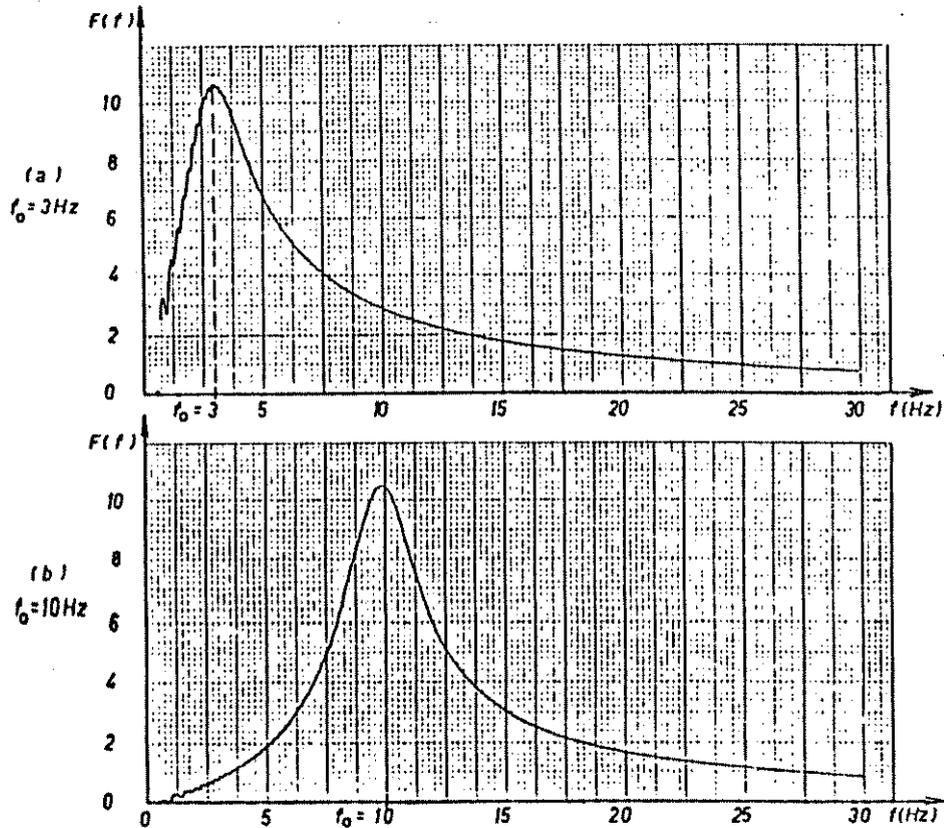


FIG.5.6. RESPOSTA DE FREQUÊNCIA DO FILTRO DO ESPECTRO DAS FLUTUAÇÕES

Na simulação do espectro dos fornos o sinal modulante da carga é obtido de um gerador de sinais aleatórios [21], cuja saída é restringida através de um filtro passa-faixa, de segunda ordem, com frequência de ressonância ajustável entre 1 e 10 Hz. Os testes recomendados são com $f_0=3\text{Hz}$ por ser o espectro de um forno típico, e com $f_0=10\text{Hz}$ por ser o pior caso para a produção do efeito "flicker". Portanto, os espectros utilizados são apresentados na figura 5.6. O ganho de 10,5 ajusta a intensidade do sinal às necessidades do simulador. O sinal aleatório que sai do filtro modula a corrente pelo controle do ângulo de disparo dos tiristores do RCT da carga, que passa a ter um comportamento aleatório, observado na cintilação da lâmpada.

Na medição desse efeito, é usado o sinal de tensão como no caso anterior, obtendo-se um gráfico do erro ponderado em função do tempo sem e com compensação. Para obter a avaliação do desempenho global, neste caso é utilizado o fator redução das flutuações definido por:

$$R_t = \frac{\int_{t_1}^{t_2} H(f) \cdot |\Delta V_1(f,t)| dt}{\int_{t_1}^{t_2} H(f) \cdot |\Delta V_2(f,t)| dt} \quad (5.2)$$

5.5 - Avaliação do compensador com controle realimentado.

Nos testes realizados e descritos neste item consideram-se os ajustes mais representativos obtidos com as limitações expostas no item 4.2.

5.5.1 - Desempenho do compensador com controle realimentado para flutuações senoidais

Nas figuras 5.7(a), (b) e (c) mostram-se os efeitos dos controles proporcional (P), proporcional-integral (PI) e proporcional-integral-derivativo (PID) respectivamente. Indica-se em cada tipo de controle as constantes (q_1, q_2, q_3, K_A) e ten-

sões V_D e V_{ref} utilizadas como dados de entrada ao microcomputador. Em cada figura é mostrada também a curva das flutuações sem compensação (S.C).

Em geral, dos resultados obtidos se conclui:

- A compensação parcial atingida deve-se principalmente à baixa discretização da variável de entrada V_a , como também ao erro induzido no cálculo do sinal de controle ao considerar somente valores inteiros para as operações. Porém o comportamento dos controles concorda com a teoria e, em particular, com a performance dos apresentados na referência [1], a dizer;
- O controle P tem uma atuação uniforme na faixa das baixas frequências. Neste caso a efetividade nas frequências superior, vê-se prejudicadas, pela falta de precisão nos cálculos, e também pelo atraso do sinal de entrada;
- O controle integral mostra seu efeito, no controle PI, aumentando a efetividade nas frequências baixas que se perde rapidamente com o incremento da frequência;
- O controle derivativo mostra sua ação no controle PID, com um efeito mínimo nas baixas frequências. Sua efetividade é significativa com o aumento da frequência;
- O controle PID é superior ao P e PI pelos resultados apresentados e, conseqüentemente, para a maior efetividade na faixa de frequência de interesse existe o compromisso do ajuste dos parâmetros q_i em conjunto.

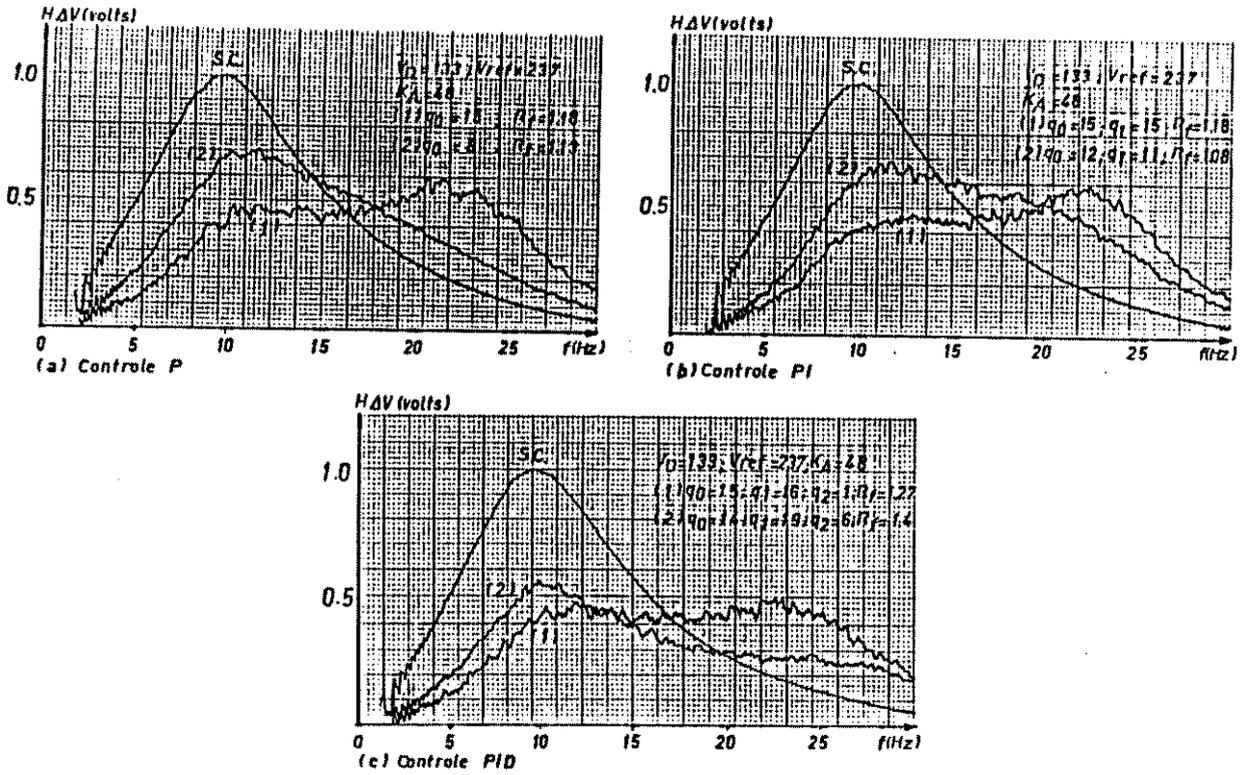


FIG.5.7. COMPENSAÇÃO COM CONTROLE REALIMENTADO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.

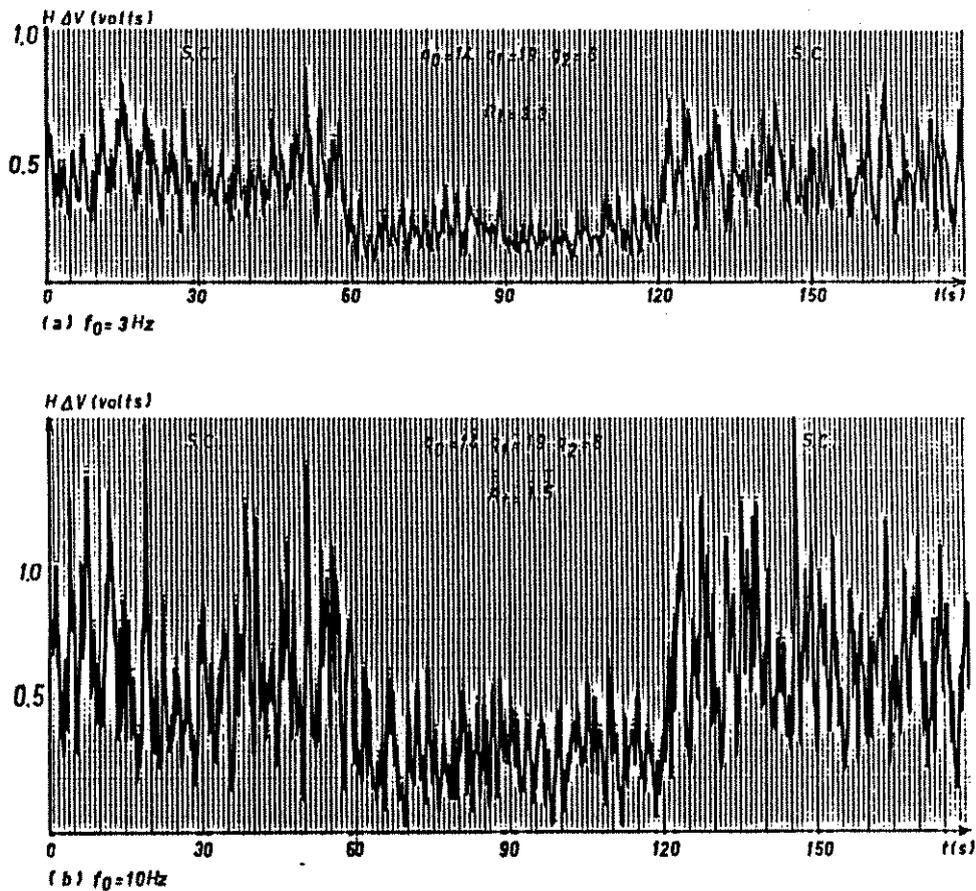


FIG.5.8. CONTROLE REALIMENTADO, COMPENSAÇÃO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS

Os fatores de redução das flutuações obtidos estão indicados em cada curva; o melhor resultado corresponde à curva (2) da figura 5.7(c), sendo $R_f = 1.4$. No controle PID analógico da referência [1] o fator de redução correspondente foi de $R_f = 4.4$, três vezes mais eficaz, portanto. A discussão deste e dos demais resultados será feita no item 5.7.

5.5.2 - Desempenho do compensador com controle realimentado para flutuações aleatórias

Neste caso, os resultados são apresentados nos gráficos da figura 5.8 que mostram as amplitudes ponderadas das flutuações em função do tempo.

Na figura 5.8(a) estão os resultados para o espectro das flutuações com máximo em $f_0 = 3\text{Hz}$ e na figura 5.8(b) para $f_0 = 10\text{Hz}$. Nos dois gráficos o compensador foi ativado em $t = 60\text{seg}$ e desativado em $t = 120\text{seg}$.

O controle utilizado foi o PID, da figura 5.7(c), que deu o melhor resultado.

Os fatores de redução obtidos foram $R_t = 3.3$ para $f_0 = 3\text{Hz}$ e $R_t = 1.5$ para $f_0 = 10\text{Hz}$. A maior efetividade em torno aos 3 Hz está de acordo com as características do controle realimentado. No controle analógico os fatores correspondentes foram $R_t = 4.4$ e $R_t = 3.3$ para $f_0 = 3\text{Hz}$ e $f_0 = 10\text{Hz}$, respectivamente.

5.6 - Avaliação do comportamento com controle direto

No controle direto foi possível ganhar em precisão, já que o ajuste do ganho e armazenamento de tabela $f_1(\theta)$ é realizado fora do processo de controle. Porém, a faixa de controle é restringida em torno ao ponto de operação, item 4.3.1.

5.6.1 - Desempenho do compensador com controle direto para flutuações senoidais

Na figura 5.9 é apresentado o resultado com flutuações senoidais de frequência variável. São indicadas as constantes (f, R_s, X_s, K_1, K_A) e as tensões V_D e U_{med} utilizadas como dados de entrada ao microcomputador e também é mostrada a curva das flutuações sem compensação.

Dos resultados se tem:

- A redução média das flutuações é muito boa e praticamente constante nas frequências de maior interesse. Isto quer dizer que no resultado foi fundamental a precisão lograda no método de cálculo do algoritmo implementado.

O fator de redução das flutuações, obtido foi $R_f=8,6$, muito superior ao atingido no controle realimentado. No controle analógico a redução alcançada pelo controle direto foi de $R_f=8.4$.

5.6.2 - Desempenho do compensador com controle direto para flutuações aleatórias

Os resultados são apresentados como gráficos das flutuações ponderadas em função do tempo. A figura 5.10(a) mostra o resultado com o espectro com máxima em $f_0=3\text{Hz}$, onde o fator de redução das flutuações foi $R_t=8$. Na figura 5.10(b), os resultados são para o espectro com $f_0=10\text{Hz}$ e o fator de redução resultou $R_t=11,8$. No controle analógico os fatores correspondentes foram de $R_t=7,5$ e $R_t=13$.

Para os dois espectros de flutuações os resultados atingidos, usando o controle direto são superiores aos obtidos no controle realimentado.

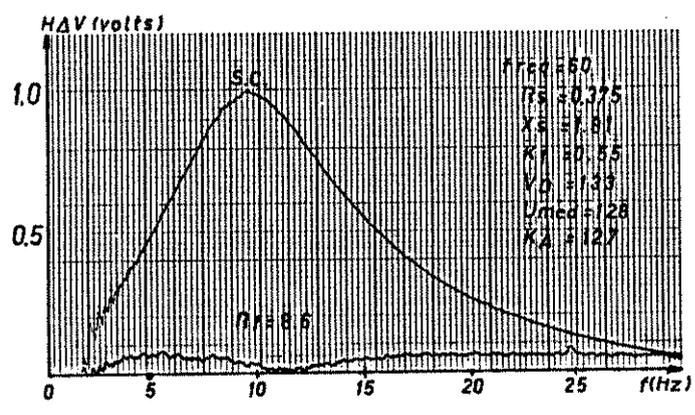


FIG.5.9. COMPENSAÇÃO COM CONTROLE DIRETO PARA FLUTUAÇÕES SENOIDAIS.

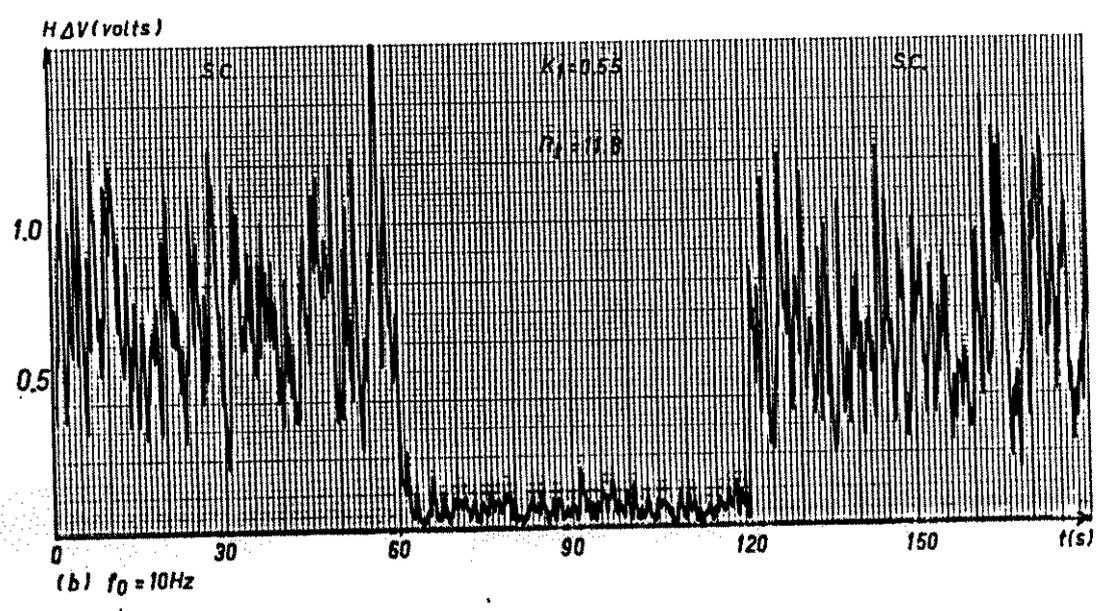
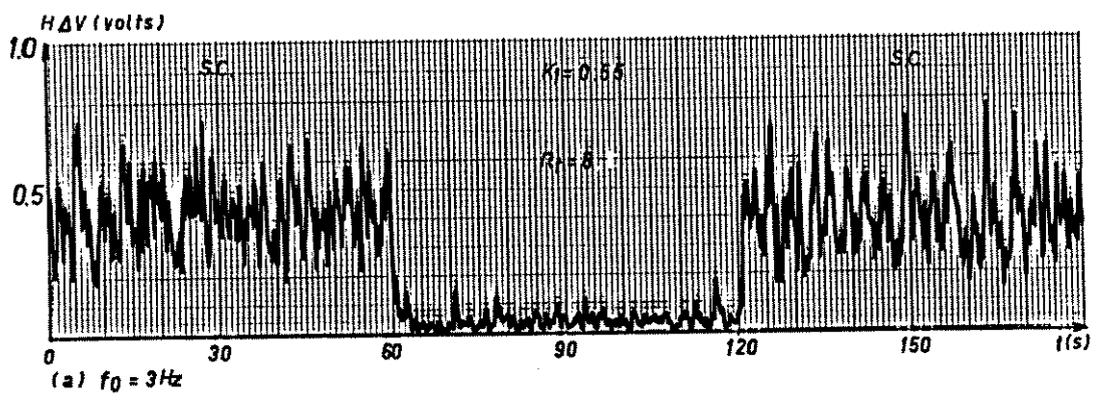


FIG.5.10. CONTROLE DIRETO,COMPENSAÇÃO PARA FLUTUAÇÕES ALEATÓRIAS.

Os fatores de redução do compensador com controle digital e analógico, para cada tipo de controle e flutuações apresentadas, são sintetizados na tabela 5.4

Tabela 5.4 - Fatores de redução das flutuações

Tipo de Controle	Flutuações senoidais R_f		Flutuações aleatorias $R_t(f_0=3\text{Hz})$; $R_t(f_0=10\text{Hz})$			
	Digital	Analógico	Digital		Analógico	
Realimentado	1.4	4.4	3.3	1.5	4.4	3.3
Direto	8.6	8.4	8	11.8	7.5	13

5.7 - Comentário dos resultados obtidos

Os sinais de entrada no controle realimentado e direto, na versão digital e analógica respectivamente, são os mesmos. Cabe, portanto, alguma comparação.

O controle realimentado analógico mostra uma melhor resposta que seu equivalente digital, nas diversas flutuações. Isto deve-se, principalmente, à pouca precisão atingida no controle digital na discretização da variável controlada, sinal de entrada. Conseqüentemente, o sinal de erro (atual e passado) tem a mesma discretização e influi diretamente na resposta do controle.

O controle direto, porém, na sua versão digital mostra uma resposta similar e, em alguns casos, melhor que seu equivalente analógico. Isto se deve, a que o sinal de controle não depende diretamente da variável controlada (tensão), mas sim de um sinal de maior variação (corrente) e portanto mais discretizada, como também à maior precisão das características de linearização e $f(\theta)$, realizadas numericamente.

Portanto, de acordo ao ajuste atingido para o controle digital direto e dos resultados obtidos no laboratório, fica evidenciado que se pode melhorar o desempenho dos dois controles digitais tanto na amplitude da faixa de controle quanto no nível de precisão se for empregado um microcomputador com maior frequência de operação (3 a 5 MHz) e maior comprimento de palavra (12 a 16 bits). O primeiro para realizar mais operações no tempo disponível para o cálculo dos algoritmos e, o segundo, para uma melhor discretização dos sinais analógicos utilizados.

As grandes vantagens do controle analógico, sobre o digital, são:

- A faixa de controle do compensador, isto é, o processamento dos sinais envolvidos no cálculo do sinal é paralelo e praticamente instantâneo, o que permite uma faixa máxima de 90° ;
- A precisão atingida, particularmente, no controle híbrido que mostra uma excelente performance nas frequências de maior interesse.

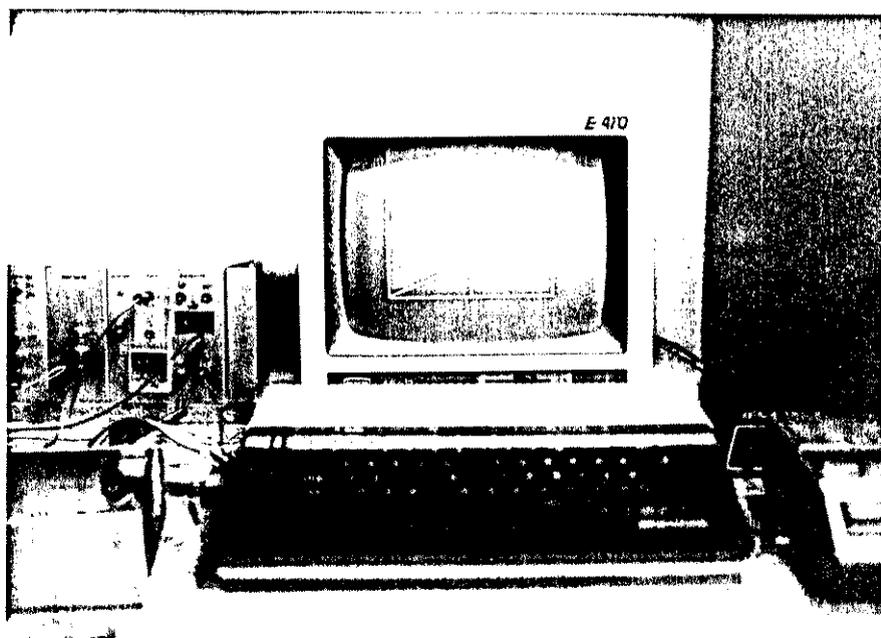
Ainda assim, os resultados obtidos para o controle digital direto apresentam-se equivalentes aos do controle analógico que, em termos relativos, são superiores aos de equipamentos reais em funcionamento. Isto, além das vantagens do controle digital quais são:

- Menor sensibilidade aos sinais ruidosos, próprios do processamento dos sinais digitais;
- Simplicidade e flexibilidade na programação do controle;
- Eliminação de grande parte das fontes de erro relativos aos ajustes dos circuitos no controle analógico.

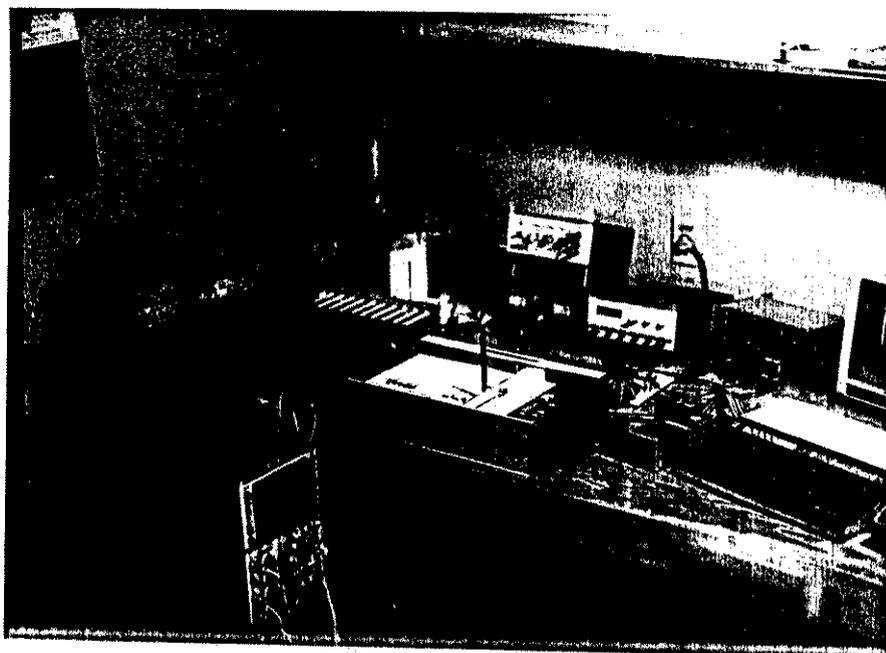
Estas vantagens credenciam o controle digital direto como uma interessante alternativa a ser utilizada na implementação de um compensador estático de grande porte para a redução do efeito "flicker".

No caso de um sistema trifásico, as funções a realizar pelo microcomputador são praticamente as mesmas, sendo necessário adicionar um curto processo de seleção, para identificar a fase que solicita o controle. Portanto, pode-se dizer que o tamanho de memória é fixado pelos algoritmos do controle de uma fase. Também, o tempo utilizado no controle das três fases deverá ser, somente seis vezes maior ao emprego de controles no meio ciclo de uma fase (tabela 4.2). Isto permite dizer que o microcomputador dispõe de tempo, para realizar alguma outra função relacionada ao processo, num esquema de tarefas compartilhadas, tais como supervisão da proteção, sinalização, etc.

Na figura 5.11 tem-se uma visão geral do equipamento utilizado para a compensação das flutuações de tensão e medição das mesmas.



(a) MICROCOMPUTADOR UTILIZADO



(b) MONTAGEM USADA NOS TESTES DO COMPENSADOR

FIG. 5.11. ASPECTOS GERAIS DO EQUIPAMENTO EMPREGADO.

CONCLUSÃO GERAL

Ao finalizar o projeto de desenvolvimento do presente trabalho, é possível fazer uma avaliação de seus aspectos positivos e negativos. O produto obtido, o controle digital do compensador tipo RCT, encontra-se na forma de um protótipo de laboratório, não sendo ainda, um equipamento com condições ótimas para uso nas mais variadas circunstâncias. Através da montagem e testes realizados no equipamento foi possível relacionar alguns pontos susceptíveis de modificação, dos quais destacam-se os principais.

Foram atingidos fatores de redução das flutuações (aleatórias e senoidais) superiores a 8, o que constitui um bom desempenho do compensador na redução do "flicker". Porém, para atingir estes resultados a faixa de controle foi limitada, aproximadamente, a 8° em torno a seu ponto de operação. Por tanto, para ampliar a faixa a 90° , é imprescindível o uso de um microprocessador com um comprimento normal de palavra maior (12-16 bits) como também de frequência de operação maior (3-5 MHz), ao utilizado.

Um microcomputador com as características enunciadas anteriormente, também melhoraria a operação do controle realimentado.

O microcomputador ligado ao compensador, mostra ser muito sensível ao meio ambiente. Está localizado num ambiente extremamente agressivo, isto é, altas temperaturas, ruídos elétricos, campos magnéticos etc, condições similares às encontradas nos processos industriais. Portanto, o microcomputador utilizados no processo, também deverá apresentar maior confiabilidade nestas condições ambientais.

A determinação do ângulo θ (ou ϕ) deve ser realizada externamente, de modo que seja dado de entrada ao micro-computador, para encurtar o tempo de execução do controle direto. Isto é de grande importância no caso de um sistema trifásico, como também num eventual controle híbrido.

Quanto à operação de controle direto os aspectos críticos destacáveis e que alteram a efetividade do compensador, foram as seguintes:

- É de vital importância a exatidão dos pulsos de sincronismo, a determinação do valor zero da fundamental retificada da corrente de carga e do conjunto de carga e do ângulo θ .
- Uma das principais fontes de erro detectadas no controle direto são os harmônicos residuais na amostra filtrada e retificada da corrente de carga, especialmente para fatores de potência baixas.
- Existe não linearidade na rampa do circuito de disparo.

Como projetos considerados de interesse para futuros trabalhos sobre o tema se propõe:

- Tentar a simulação digital do compensador, estabelecendo um modelo dinâmico apropriado para a avaliação do processo de compensação.
- A implementação de um sistema compensador trifásico com controle digital direto.
- Projetar filtros adequados para obter a fundamental da corrente e tensão, numa carga tipo forno a arco.

- Projetar um conversor ca/cc que permita obter um valor RMS contínuo.

Finalmente, se pode dizer que o objetivo do presente trabalho foi atingido. Os resultados indicam que é viável de se utilizar um controle por computador para o compensador tipo RCT, seja de tipo direto ou híbrido. Porém, dos testes feitos e resultados obtidos o controle direto já é uma boa opção de usar-se no compensador estático para a redução de efeito "flicker" produzido por fornos a arco e outras cargas especiais.

APENDICE A

Programa em linguagem Basic, inicialização do sistema de controle

```
TEXT : PRINT "          PROGRAMA DE
ONTROLE"
PRINT "FUNCAO DE LINEARIZACAO :A"
PRINT "CONTROLE REALIMENTADO :B"
PRINT "CONTROLE DIRETO      :C"
PRINT
PRINT
PRINT "ESCOLHA OPERACAO :";
GET B$
IF B$ = "A" GOTO 200
IF B$ = "B" GOTO 300
IF B$ = "C" GOTO 450
0 IF B$ = "N" GOTO 180
0 PRINT : GOTO 60
0 END
0 HOME : REM FUNCAO LINEARIZACAO

0 INPUT "TENSAO DE OPERACAO :";VD
0 GOSUB 1300
0 GOSUB 600
05 VV = 24656
0 GOSUB 800
0 GOSUB 850
0 GOTO 10
00 HOME : REM INICIALIZACAO CONTRO
LE REALIMENTADO
05 PRINT "CONTROLE REALIMENTADO"
10 PRINT "CONTROLE P :1"
15 PRINT "CONTROLE PI :2"
20 PRINT "CONTROLE PID:3"
25 PRINT : PRINT "ESCOLHA CONTROLE :
"
30 GET C$
35 IF C$ = "1" GOTO 350
40 IF C$ = "2" GOTO 370
43 IF C$ = "3" GOTO 385
45 PRINT : GOTO 325
50 HOME : REM - CONTROLE P -
55 INPUT "CTE Q0:";Q0
60 Q1 = 0;Q2 = 0; POKE 17016,141
63 POKE 17017,12; POKE 17018,96
65 GOTO 400
70 HOME : REM - CONTROLE PI -
73 INPUT "CTE Q0:";Q0
75 INPUT "CTE Q1:";Q1
80 Q2 = 0
83 GOTO 397
85 HOME : REM - CONTROLE PID -
87 INPUT "CTE Q0:";Q0
90 INPUT "CTE Q1:";Q1
93 INPUT "CTE Q2:";Q2
97 POKE 17016,234; POKE 17017,234
98 POKE 17018,234
00 INPUT "VOPER :";VD
05 INPUT "VREF :";VR
10 INPUT "KAMOSTRA:";KA
```

Primeiro endereço da tabela de linearização (6050Hex)

```

15 GOSUB 1400
20 GOSUB 1300
25 VV = 24656 Primeiro endereço da tabela de linearização;
30 GOSUB 800 Endereço da rotina de interrupção (40A0 Hex)
35 POKE 1022,160: POKE 1023,64 Chamado ao controle realimentado (42B0 Hex)
37 POKE 17405,64
40 CALL 17072
45 GOTO 10
50 HOME : REM INICIALIZACAO CONTRO
   LE DIRETO
55 INPUT "FREQUENCIA F :";F
60 INPUT "RESISTENCIA RS:";RS
65 INPUT "REATANCIA XS:";XS
70 INPUT "GANHO K :";KI
75 INPUT "VOPER VD:";VD
77 INPUT "UMED UM:";UM
78 INPUT "AMOSTRAS KA:";KA
79 KI = 8 * KI
80 KT = KI * (RS / XS):VV = 24928 Primeiro endereço da tabela f1(θ) (6160 Hex)
83 POKE 1022,00: POKE 1023,67 Endereço da rotina de interrupção (4300 Hex)
85 POKE VV,255
87 POKE 24598,VD: POKE 24601,UM
88 POKE 24609,KA: POKE 24610,KA - 1
90 FOR T = 1 TO 255: REM -DETERMINA
   CAO TABELA F(θ) -
500 AA = COS (0.003323 * T) θ angulo θ mais pequeno, é equivalente aos
505 BB = SIN (0.003323 * T) 9 ciclos de relógio
510 CC = KI * (AA / BB)
515 DD = CC + KT
520 IF DD > 255 GOTO 540
525 IF DD < 0 GOTO 550
530 POKE VV + T,DD + 0.5: GOTO 560
540 POKE VV + T,255: GOTO 560
550 POKE VV + T,0
560 NEXT T
562 IF VD > UM GOTO 565
563 POKE 24596,255: POKE 24597,UM - V
)
564 GOTO 570
565 POKE 24596,00: POKE 24597,VD - UM

570 GOSUB 1300
575 GOSUB 800
577 POKE 17405,173 Chamado ao controle direto (4280 Hex)
580 CALL 17024
590 GOTO 10
600 V0 = 0:K = 255 / 3.1415927
610 FOR VA = 0 TO 255: REM -DETERMINA
   CAO TABELA LINEARIZACAO -
620 V1 = V0 Metodo de Newton no cálculo de Vb=f(VA)
630 VB = V1 + K * SIN (V1 / K)
640 IF ABS (VA - VB) < 0.00001 GOTO
690
650 VP = 1 + COS (V1 / K)
660 IF VP = 0 THEN "ERR Z": STOP

```

```

570 V0 = (VA - VB) / VP + V1
580 GOTO 620
590 POKE 24656 + VA, V1 + 0.5
700 NEXT VA
710 RETURN
800 VG = 159 / 255: REM - DISENHO FUN
      CAO NA TELA -
810 FOR I = 0 TO 255
820 H PLOT 4 + I, 159 - PEEK (VV + I) * VG
830 NEXT I
840 RETURN
850 FOR I = 0 TO 1500
860 NEXT I
870 TEXT
880 RETURN
900 HOME : REM - QUADRO DA TELA -
910 HGR : HCOLOR = 3
920 H PLOT 4, 0 TO 260, 0 TO 260, 160 TO
930 H PLOT 4 + VD, 1 TO 4 + VD, 159
940 RETURN
950 FOR I = 0 TO 50: REM - DADOS CON
      TROLE PID -
960 POKE 24576 + I, 0
970 NEXT I
980 POKE 24576, VR
990 POKE 24578, Q0
1000 POKE 24579, Q1
1010 POKE 24580, Q2
1020 POKE 24609, KA: POKE 24610, KA - 1
1030 POKE 24596, VD
1040 POKE 24616, 232: POKE 24617, 117
1050 POKE 24618, 79: POKE 24619, 60
1060 POKE 24599, 112
1070 RETURN

```

*Localizações para a operação das
variáveis e dados*

APÊNDICE B

Programas em linguagem de máquina, para o controle realimentado
e direto

INICIO CONTROLE REALIMENTADO

```

2B0-  A0 0F      LDY    #50F
2B2-  58        CLI
2B3-  AD FF C0   LDA    $C0FF
2B6-  8D 01 60   STA    $6001
2B9-  C0 FF     CPY    #5FF
2BB-  F0 03     BEQ    $42C0
2BD-  4C B3 42   JMP    $42B3
2C0-  78        SEI
2C1-  A2 04     LDX    #504
2C3-  A0 F0     LDY    #5F0
2C5-  88        DEY
2C6-  F0 03     BEQ    $42CB
2C8-  4C C5 42   JMP    $42C5
2CB-  CA        DEX
2CC-  F0 03     BEQ    $42D1
2CE-  4C C3 42   JMP    $42C3
2D1-  4C 00 40   JMP    $4000
2D4-  00        BRK
2D5-  00        BRK
2D6-  00        BRK
    
```

INTERRUPÇÃO PERMITIDA

ROTINA DE TEMPORIZAÇÃO

```

000-  AD FF C0   LDA    $C0FF
003-  8D 01 60   STA    $6001
006-  38        SEC
007-  ED 00 60   SBC    $6000
00A-  30 0B     BMI    $4017
00C-  8D 07 60   STA    $6007
00F-  A9 FF     LDA    #5FF
011-  8D 0A 60   STA    $600A
014-  4C 26 40   JMP    $4026
017-  AD 00 60   LDA    $6000
01A-  38        SEC
01B-  ED 01 60   SBC    $6001
01E-  8D 07 60   STA    $6007
021-  A9 00     LDA    #500
023-  8D 0A 60   STA    $600A
026-  8D 13 60   STA    $6013
029-  A2 09     LDX    #509
02B-  AD 07 60   LDA    $6007
02E-  8D 11 60   STA    $6011
031-  AD 02 60   LDA    $6002
    
```

*LEITURA PORTA A
CÁLCULO DO SINAL DE ERRO*

*CÁLCULO DO SINAL $U(K)$
 $U(K-1) + q_0 E(K) \rightarrow U(K)$*

```

034- 8D 0B 60 STA $600B
037- A9 00 LDA #500
039- 20 00 41 JSR $4100
03C- A2 09 LDX #509
03E- AD 06 60 LDA $6006
041- 8D 11 60 STA $6011
044- AD 09 60 LDA $6009
047- 49 FF EOR #5FF
049- 8D 13 60 STA $6013
04C- AD 03 60 LDA $6003
04F- 8D 0B 60 STA $600B
052- A9 00 LDA #500
054- 20 00 41 JSR $4100
057- A2 09 LDX #509
059- AD 05 60 LDA $6005
05C- 8D 11 60 STA $6011
05F- AD 0B 60 LDA $600B
062- 8D 13 60 STA $6013
065- AD 04 60 LDA $6004
068- 8D 0B 60 STA $600B

```

ROTINA DE MULTIPLICAÇÃO E SOMA
 $U(K) + q_1 E(K-1) \rightarrow U(K)$

$U(K) + q_2 E(K-2) \rightarrow U(K)$

```

06B- A9 00 LDA #500
06D- 20 00 41 JSR $4100
070- 20 00 42 JSR $4200
073- A0 00 LDY #500
075- A9 FF LDA #5FF
077- 8D FD C0 STA $C0FD
07A- 58 CLI
07B- C8 INY
07C- F0 03 BEQ $40B1
07E- 4C 7B 40 JMP $407B
081- 4C C0 42 JMP $42C0
084- 60 RTS
085- 00 BRK
086- 00 BRK
087- 00 BRK
088- 00 BRK
089- 00 BRK
08A- 00 BRK
08B- 00 BRK
08C- 00 BRK

```

ROTINA CÁLCULO DE VA

SAIDA NO MÁXIMO
 ESPERA INTERRUPÇÃO

ROTINA MULTIPLICAÇÃO E SOMA

4100-	6E 11 60	ROR	\$6011
4103-	CA	DEX	
4104-	F0 0A	BEQ	\$4110
4106-	90 04	BCC	\$410C
4108-	18	CLC	
4109-	6D 0B 60	ADC	\$600B
410C-	6A	ROR	
410D-	4C 00 41	JMP	\$4100
4110-	8D 12 60	STA	\$6012
4113-	AD 13 60	LDA	\$6013
4116-	CD 10 60	CMP	\$6010
4119-	D0 16	BNE	\$4131
411B-	18	CLC	
411C-	AD 0C 60	LDA	\$600C
411F-	6D 11 60	ADC	\$6011
4122-	8D 0C 60	STA	\$600C
4125-	AD 0E 60	LDA	\$600E
4128-	6D 12 60	ADC	\$6012
412B-	8D 0E 60	STA	\$600E
412E-	4C 7A 41	JMP	\$417A
4131-	AD 12 60	LDA	\$6012
4134-	CD 0E 60	CMP	\$600E
4137-	B0 16	BCS	\$414F
4139-	38	SEC	
413A-	AD 0C 60	LDA	\$600C
413D-	ED 11 60	SBC	\$6011
4140-	8D 0C 60	STA	\$600C
4143-	AD 0E 60	LDA	\$600E
4146-	ED 12 60	SBC	\$6012
4149-	8D 0E 60	STA	\$600E
414C-	4C 7A 41	JMP	\$417A
414F-	F0 1B	BEQ	\$416C
4151-	AD 11 60	LDA	\$6011
4154-	ED 0C 60	SBC	\$600C
4157-	8D 0C 60	STA	\$600C
415A-	AD 12 60	LDA	\$6012
415D-	ED 0E 60	SBC	\$600E
4160-	8D 0E 60	STA	\$600E
4163-	AD 13 60	LDA	\$6013
4166-	8D 10 60	STA	\$6010
4169-	4C 7A 41	JMP	\$417A
416C-	AD 11 60	LDA	\$6011
416F-	CD 0C 60	CMP	\$600C
4172-	B0 03	BCS	\$4177
4174-	4C 39 41	JMP	\$4139
4177-	4C 51 41	JMP	\$4151
417A-	60	RTS	
417B-	00	BRK	

```

4200- AD 06 60 LDA $6006
4203- 8D 05 60 STA $6005
4206- AD 07 60 LDA $6007
4209- 8D 06 60 STA $6006
420C- AD 09 60 LDA $6009
420F- 8D 08 60 STA $6008
4212- AD 0A 60 LDA $600A
4215- 8D 09 60 STA $6009
4218- A9 FF LDA #$FF
421A- 38 SEC
421B- ED 14 60 SBC $6014
421E- 8D 15 60 STA $6015
4221- AD 0E 60 LDA $600E
4224- C9 00 CMP #$00
4226- F0 05 BEQ $422D
4228- A9 FF LDA #$FF
422A- 8D 0C 60 STA $600C
422D- AD 10 60 LDA $6010
4230- C9 00 CMP #$00
4232- F0 23 BEQ $4257

4234- AD 0C 60 LDA $600C
4237- CD 14 60 CMP $6014
423A- 90 0E BCC $424A
423C- AD 14 60 LDA $6014
423F- 8D 0C 60 STA $600C
4242- A9 00 LDA #$00
4244- 8D 16 60 STA $6016
4247- 4C 73 42 JMP $4273
424A- AD 14 60 LDA $6014
424D- 38 SEC
424E- ED 0C 60 SBC $600C
4251- 8D 16 60 STA $6016
4254- 4C 73 42 JMP $4273
4257- AD 0C 60 LDA $600C
425A- CD 15 60 CMP $6015
425D- 90 0E BCC $426D
425F- AD 15 60 LDA $6015
4262- 8D 0C 60 STA $600C
4265- A9 FF LDA #$FF
4267- 8D 16 60 STA $6016

426A- 4C 73 42 JMP $4273
426D- 6D 14 60 ADC $6014
4270- 8D 16 60 STA $6016
4273- A9 00 LDA #$00
4275- 8D 0E 60 STA $600E
4278- 8D 0C 60 STA $600C
427B- 60 RTS
427C- 00 BRK

```

ROTINA CALCULO DE V_A E
 LOCALIZAÇÃO DOS ERROS E U(K-1)
 PARA O PROXIMO CICLO DE CONTROLE

ROTINA DE INTERRUÇÃO DO CONTROLE REALIMENTADO

```

0A0-- AE 16 60 LDX $6016
0A3-- BD 50 60 LDA $6050,X
0A6-- BD FD C0 STA $C0FD
0A9-- AD 00 60 LDA $6000
0AC-- BD 19 60 STA $6019
0AF-- AD 01 60 LDA $6001
0B2-- BD 1A 60 STA $601A
0B5-- A0 FF LDY #$FF
0B7-- 4C AA 43 JMP $43AA

```

OBTENDO V_b DA TABELA DE LINEARIZ.
SINAL DE CONTROLE NA PORTA C

BANDEIRA Y ATIVADA

```

3AA-- A2 09 LDX #$09
3AC-- A9 00 LDA #$00
3AE-- 6E 19 60 ROR $6019
3B1-- CA DEX
3B2-- F0 0A BEQ $43BE
3B4-- 90 04 BCC $43BA
3B6-- 18 CLC
3B7-- 6D 22 60 ADC $6022
3BA-- 6A ROR
3BB-- 4C AE 43 JMP $43AE
3BE-- BD 1F 60 STA $601F
3C1-- AD 19 60 LDA $6019
3C4-- 18 CLC
3C5-- 6D 1A 60 ADC $601A
3C8-- BD 19 60 STA $6019
3CB-- AD 1F 60 LDA $601F
3CE-- 6D 1D 60 ADC $601D
3D1-- BD 1F 60 STA $601F
3D4-- A2 08 LDX #$08
3D6-- AD 1F 60 LDA $601F

```

CÁLCULO DO SINAL DE REFERÊNCIA
ATUALIZADO

```

3D9-- 0E 19 60 ASL $6019
3DC-- 2A ROL
3DD-- CD 21 60 CMP $6021
3E0-- 90 06 BCC $43E8
3E2-- ED 21 60 SBC $6021
3E5-- EE 19 60 INC $6019
3E8-- CA DEX
3E9-- F0 03 BEQ $43EE
3EB-- 4C D9 43 JMP $43D9
3EE-- 0A ASL
3EF-- CD 21 60 CMP $6021
3F2-- 90 03 BCC $43F7
3F4-- EE 19 60 INC $6019
3F7-- AD 19 60 LDA $6019
3FA-- BD 00 60 STA $6000
3FD-- 40 RTI

```

RETORNO

INICIO CONTROLE DIRETO

4280-	78	SEI		
4281-	AD FE C0	LDA	\$C0FE	DETERMINAÇÃO DO MENOR VALOR DO SINAL DE ENTRADA
4284-	C9 0F	CMP	#50F	
4286-	90 08	BCC	\$4290	
4288-	4C 81 42	JMP	\$4281	
428B-	00	BRK		
428C-	00	BRK		
428D-	00	BRK		
428E-	00	BRK		
428F-	00	BRK		
4290-	A0 00	LDY	#500	
4292-	A9 FF	LDA	#5FF	
4294-	8D FD C0	STA	\$C0FD	SAÍDA NO MÁXIMO ESPERA INTERRUPTÃO E REALIZA-SE A CONTAGEM DE 0
4297-	58	CLI		
4298-	C8	INY		
4299-	F0 04	BEQ	\$429F	
429B-	EA	NOP		
429C-	4C 98 42	JMP	\$4298	
429F-	4C 80 42	JMP	\$4280	
42A2-	60	RTS		

RÓTINA DE INTERRUPTÃO DO CONTROLE DIRETO

4300-	B9 60 61	LDA	\$6160,Y	OBTEÇÃO DE $f_1(\theta)$ ATRAVES DA TABELA
4303-	8D 1B 60	STA	\$601B	
4306-	A2 09	LDX	#509	
4308-	AD FE C0	LDA	\$C0FE	LEITURA PORTA B, I_a
430B-	8D 1C 60	STA	\$601C	
430E-	A9 00	LDA	#500	
4310-	6E 1C 60	ROR	\$601C	MULTIPLICAÇÃO $I_a \cdot f_1(\theta)$
4313-	CA	DEX		
4314-	F0 0A	BEQ	\$4320	
4316-	90 04	BCC	\$431C	
4318-	18	CLC		
4319-	6D 1B 60	ADC	\$601B	
431C-	6A	ROR		
431D-	4C 10 43	JMP	\$4310	
4320-	18	CLC		DIVISÃO DO PRODUTO ANTERIOR POR $K_2 (\theta)$
4321-	6A	ROR		
4322-	8D 1D 60	STA	\$601D	
4325-	6E 1C 60	ROR	\$601C	
4328-	18	CLC		
4329-	6E 1D 60	ROR	\$601D	

432C-	6E 1C 60	ROR	\$601C
432F-	18	CLC	
4330-	6E 1D 60	ROR	\$601D
4333-	6E 1C 60	ROR	\$601C
4336-	AD 1D 60	LDA	\$601D
4339-	AD 14 60	LDA	\$6014
433C-	C9 00	CMP	H\$00
433E-	F0 25	BEQ	\$4365
4340-	AD 1D 60	LDA	\$601D
4343-	C9 00	CMP	H\$00
4345-	F0 33	BEQ	\$437A
4347-	38	SEC	
4348-	AD 1C 60	LDA	\$601C
434B-	ED 15 60	SBC	\$6015
434E-	BD 17 60	STA	\$6017
4351-	AD 1D 60	LDA	\$601D
4354-	E9 00	SBC	H\$00
4356-	BD 18 60	STA	\$6018
4359-	C9 00	CMP	H\$00
435B-	F0 3C	BEQ	\$4399
435D-	A9 FF	LDA	H\$FF
435F-	BD 17 60	STA	\$6017
4362-	4C 99 43	JMP	\$4399
4365-	18	CLC	
4366-	AD 15 60	LDA	\$6015
4369-	6D 1C 60	ADC	\$601C
436C-	BD 17 60	STA	\$6017
436F-	A9 00	LDA	H\$00
4371-	6D 1D 60	ADC	\$601D
4374-	BD 18 60	STA	\$6018
4377-	4C 59 43	JMP	\$4359
437A-	AD 1C 60	LDA	\$601C
437D-	CD 15 60	CMP	\$6015
4380-	90 0A	BCC	\$438C
4382-	38	SEC	
4383-	ED 15 60	SBC	\$6015
4386-	BD 17 60	STA	\$6017
4389-	4C 99 43	JMP	\$4399
438C-	A9 00	LDA	H\$00
438E-	BD 17 60	STA	\$6017
4391-	4C 99 43	JMP	\$4399
4394-	00	BRK	
4395-	00	BRK	
4396-	00	BRK	
4397-	00	BRK	
4398-	00	BRK	
4399-	AD 1C 60	LDA	\$601C
439C-	BD 1A 60	STA	\$601A
439F-	AE 17 60	LDX	\$6017
43A2-	BD 50 60	LDA	\$6050,X
43A5-	BD FD C0	STA	\$C0FD
43A8-	A0 FF	LDY	H\$FF
43AA-	A2 09	LDX	H\$09
43AC-	A9 00	LDA	H\$00
43AE-	6E 19 60	ROR	\$6019
43B1-	CA	DEX	
43B2-	F0 0A	BEQ	\$43BE
43B4-	90 04	BCC	\$43BA
43B6-	18	CLC	
43B7-	6D 22 60	ADC	\$6022

CÁLCULO DA VARIÁVEL VA

OBTENÇÃO DO SINAL DE CONTROLE V_b,
 SINAL DE CONTROLE NA PORTA C
 BANDEIRA Y ATIVADA
 CALCULO DO VALOR U_{med} ATUAL

BA-	6A		ROR	
BB-	4C	AE 43	JMP	\$43AE
BE-	8D	1F 60	STA	\$601F
C1-	AD	19 60	LDA	\$6019
C4-	18		CLC	
C5-	6D	1A 60	ADC	\$601A
C8-	8D	19 60	STA	\$6019
CB-	AD	1F 60	LDA	\$601F
CE-	6D	1D 60	ADC	\$601D
D1-	8D	1F 60	STA	\$601F
D4-	A2	08	LDX	#508
D6-	AD	1F 60	LDA	\$601F
D9-	0E	19 60	ASL	\$6019
DC-	2A		ROL	
DD-	CD	21 60	CMP	\$6021
E0-	90	06	BCC	\$43E8
E2-	ED	21 60	SBC	\$6021
E5-	EE	19 60	INC	\$6019
E8-	CA		DEX	
E9-	F0	03	BEQ	\$43EE
EB-	4C	D9 43	JMP	\$43D9
EE-	0A		ASL	
EF-	CD	21 60	CMP	\$6021
F2-	90	03	BCC	\$43F7
F4-	EE	19 60	INC	\$6019
F7-	AD	19 60	LDA	\$6019
FA-	8D	00 60	STA	\$6000
FD-	AD	16 60	LDA	\$6016
00-	CD	19 60	CMP	\$6019
03-	90	0E	BCC	\$4413
05-	ED	19 60	SBC	\$6019
08-	8D	15 60	STA	\$6015
0B-	A9	00	LDA	#500
0D-	8D	14 60	STA	\$6014
10-	4C	22 44	JMP	\$4422
13-	AD	19 60	LDA	\$6019
16-	38		SEC	
17-	ED	16 60	SBC	\$6016
1A-	8D	15 60	STA	\$6015
1D-	A9	FF	LDA	#5FF

CALCULO DA DIFERENÇA
 $V_D - U_{med}$

1F-	8D	14 60	STA	\$6014
22-	40		RTI	

RETORNO

APENDICE C

Características dos tipos de algoritmos utilizados no controle
realimentado do RCT.

A equação recursiva utilizada, tem a forma genérica dada por [18]:

$$U(K) = U(K-1) + q_0 E(K) + q_1 E(K-1) + \dots + q_v E(K-v) \quad (C-1)$$

Onde os parâmetros q_0, q_1, \dots, q_v devem ser ajustados ao processo para se obter uma operação adequada do controlador.

No caso de um algoritmo de controle de segunda ordem com $v = 2$ a equação (C-1) fornece:

$$U(K) = U(K-1) + q_0 E(K) + q_1 E(K-1) + q_2 E(K-2) \quad (C-2)$$

Assumindo uma entrada tipo degrau unitário para o erro $E(K)$, a resposta do controlador será:

$$\begin{aligned} U(0) &= q_0 \\ U(1) &= U(0) + q_0 + q_1 = 2q_0 + q_1 \\ U(2) &= U(1) + q_0 + q_1 + q_2 = 3q_0 + 2q_1 + q_2 \\ &\vdots \\ U(K) &= U(K-1) + q_0 + q_1 + q_2 = (K+1)q_0 + Kq_1 + (K-1)q_2 \end{aligned} \quad (C-3)$$

onde $K \geq 2$

Para que o algoritmo descrito pela equação (C-3) tenha um comportamento do tipo PID é necessário que $U(1) < U(0)$ e para os parâmetros do controlador, com $q_0 > 0$, se terá:

$$\text{De } U(1) < U(0) \quad ; \quad q_0 + q_1 < 0 \quad \text{ou} \quad q_1 < -q_0$$

$$\text{De } U(K) > U(K-1) \quad ; \quad q_0 + q_1 + q_2 > 0 \quad \text{ou} \quad q_2 > -(q_0 + q_1)$$

Para um controlador de ganho positivo $q_0 > q_2$ (ver equação (C-5)). Resumindo as faixas de variação dos parâmetros fica da seguinte forma:

$$q_0 > 0 \quad ; \quad q_1 < -q_0 \quad ; \quad (q_0 + q_1) < q_2 < q_0 \quad (C-4)$$

Os resultados da resposta são apresentados na figura C.1(a) e as faixas dos parâmetros na figura C.2. O parâmetro q_0 determina o valor da variável $U(K)$ depois do pulso de entrada.

Os seguintes coeficientes são definidos:

$$\begin{aligned}
 K &= q_0^{-q_2} && \text{ganho proporcional} \\
 C_D &= q_2/K && \text{ganho derivativo} \\
 C_I &= (q_0 + q_1 + q_2)/K && \text{ganho integral}
 \end{aligned}
 \tag{C-5}$$

Estes coeficientes para tempos de amostragem pequeno estão relacionados aos parâmetros dos algoritmos de controle contínuos PID, através da equação 4.7, como segue:

$$K_p \triangleq K \quad ; \quad C_D \triangleq \frac{K_D}{K_p} \cdot \frac{1}{T_0} \quad ; \quad C_I \triangleq \frac{K_I}{K_p} \cdot T_0
 \tag{C-6}$$

Os coeficientes são mostrados na resposta do algoritmo na figura C.3.

No caso de um algoritmo de primeira ordem, se faz $q_2 = 0$, e da equação C-2 se obtém:

$$U(K) = U(K-1) + q_0 E(K) + q_1 E(K-1)
 \tag{C-7}$$

A resposta do controlador para uma função degrau unitária de $E(K)$ torna-se:

$$\begin{aligned}
 U(0) &= q_0 \\
 U(1) &= U(0) + q_0 + q_1 = 2q_0 + q_1 \\
 U(2) &= U(1) + q_0 + q_1 = 3q_0 + 2q_1 \\
 &\vdots \\
 U(K) &= U(K-1) + q_0 + q_1 = (K+1)q_0 + Kq_1
 \end{aligned}
 \tag{C-8}$$

onde $K \geq 2$

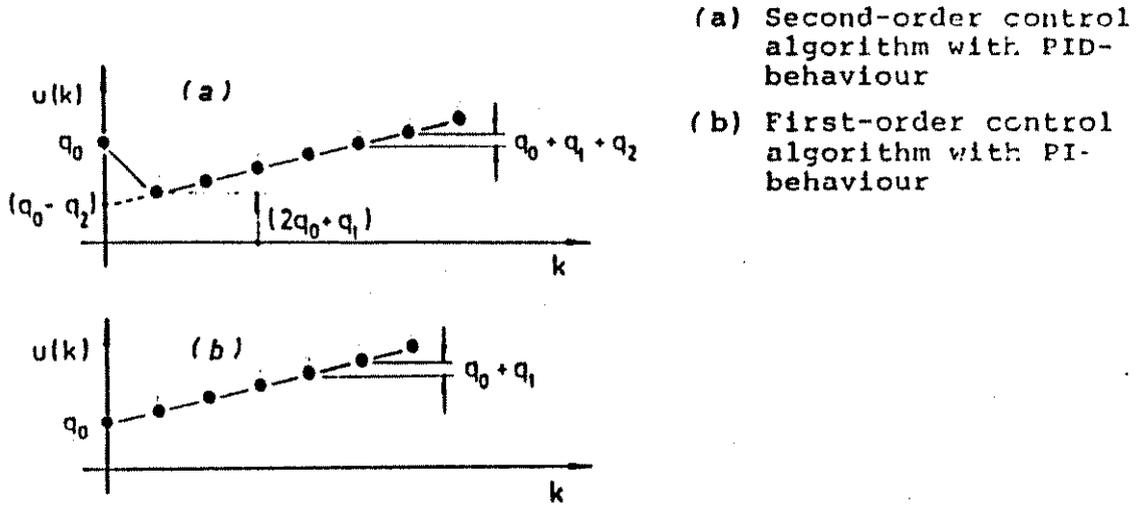
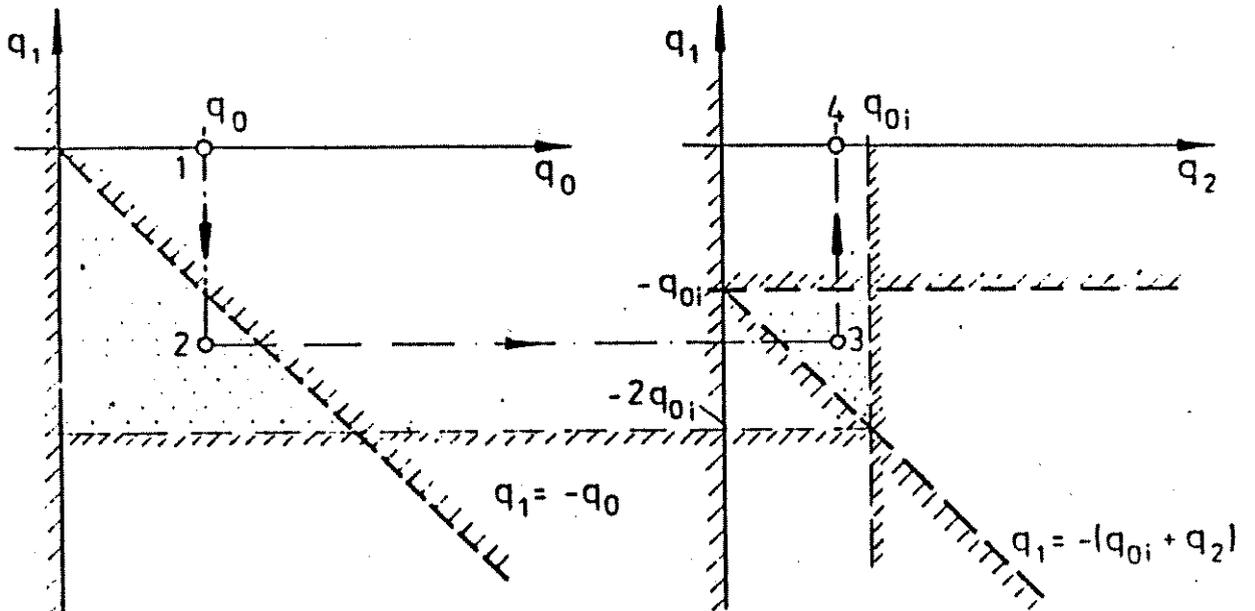


FIG.C.1. RESPOSTA DO ALGORITMO DE CONTROLE, PRIMEIRA E SEGUNDA ORDEM.



For fixed q_{0i} , q_{1i} and q_{2i} must be placed within the dotted angles (according to line 1-2-3-4)

FIG.C.2. FAIXA DE VARIAÇÃO DOS PARÂMETROS q_0, q_1 e q_2 , NO CONTROLE PID.

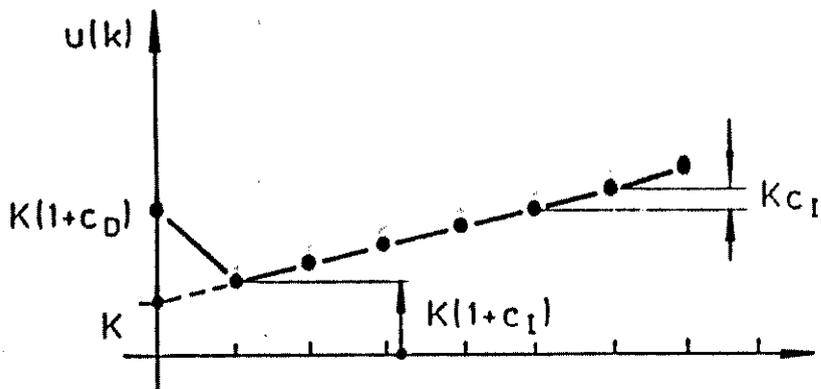


FIG.C.3. RESPOSTA DO ALGORITMO DE CONTROLE PID E OS COEFICIENTES K, C_D, C_I .

Para $U(1) > U(0)$ o algoritmo de controle de primeira ordem pode ser comparado com o controlador PI contínuo. Com $q_0 > 0$ se obtém $q_0 + q_1 > 0$ ou $q_1 > -q_0$. A correspondente resposta é apresentada na figura C.1(b). Como na equação C-5, podem definir-se os seguintes coeficientes:

$$K = q_0 \quad \text{ganho proporcional} \quad (C-9)$$

$$C_I = \frac{(q_0 + q_1)}{K_p} \quad \text{ganho integral}$$

Operando-se de uma maneira similar se chega a obter uma ação do controlador proporcional, onde $q_2 = q_1 = 0$ e $U(K-1) = 0$, ou seja:

$$U(K) = q_0 E(K) \quad (C-10)$$

Onde o parâmetro $q_0 > 0$.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Jorge Benavides Silva, "Redução de Flutuações de Tensões por Compensação Reativa Usando Reator Controlado por Tiristores", 1986, Tese.
- [2] Miller, T.J.E., "Reactive Power Control in Electric Systems", John Wiley, New York, 1982.
- [3] Jones, K.M., "Introduction to Special Section: Static Compensation for AC Power Systems", IEE Proc. Vol. 128-C, nº6, 1981, pags. 362-365.
- [4] Seebald, R. C., "Flicker Limitation of Electric Utilities", IEEE Trans. Vol. PAS-104, nº9, 1985, pags. 2627-2631.
- [5] Gyugyi, L., "Control of Shunt Compensation With Reference to New Design Concepts", IEE Proc. Vol. 182-C, 1981, pags. 374-381.
- [6] Bibbero, R.J., "Microprocessors in Instruments and Control", John Wiley, New York, 1977
- [7] Krikelis, N.J., "Microprocessor Implementation of PID Controllers and Lead-Lag Compensators", IEEE Tras. Vol. 1E-31, nº1, 1984, pags. 79-85.
- [8] Phillips, Ch.L., "Digital Control System Analysis and Design", Prentice-Hall, N.J., 1984.
- [9] Ricardo Ferreira Pinheiro, "Equipamentos Estáticos para Compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos", ELETROBRAS, EFEI, UFRN, 1980.
- [10] Schott, W., "Integrated Phase Control TCA-780 for Power Electronics", Application Note, Siemens.

- [11] Microdigital eletrônica Ltda., "Manual Técnico do TK 2000 Color", Manual de Suporte ao Usuário, São Paulo, 1985.
- [12] Leventhal, L.A., "6502 Assembly Language Programming", Osborne/McGraw-Hill, California, 1986.
- [13] National Semiconductor Corporation, "Hybrid Products Databook", Instruction Manual, 1982.
- [14] National Semiconductor Corporation, "Linear Databook", Instruction Manual, 1980.
- [15] Schmid, H., "Electronic Analog/Digital Conversions", Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1970.
- [16] Intel Corporation, "MCS-80/85 Family User's Manual", Instruction Manual, 1979.
- [17] Pekmestzi, K., "Realization de Digital Filters with Microprocessor Using Look-Up Tables", IEEE Trans. Vol. IE-30, nº4, 1983, pags. 390-391.
- [18] Iserman, R., "Digital Control Systems", Springer - Verlag, New York, 1981.
- [19] UIE Disturbance Study Committee, "UIE Flickermeter Functional and Desing Specifications", 1982.
- [20] Granstrom, S., "Performance Results of Differents S.V.C. Compensators in Arc Furnace Installations", Reactive Power Compensation Department - ASEA, 1981.
- [21] General Radio Company, "Type 1381 Random Noise Generator", Instruction Manual, 1968.
- [22] Deckmann, S.M., "Compensação de Cargas Especiais", Relatório sobre Projeto com apoio da FAPESP, Fundação de Apoio à Pesquisa de São Paulo, 1986.