

## MEDIDOR ADAPTATIVO DE FREQUÊNCIA USANDO MICROPROCESSADOR

Fernando Mendes de Azevedo

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE EM ENGENHARIA - ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO.

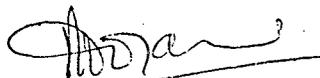


Prof. Rajamani Doraiswami Ph.D  
Orientador

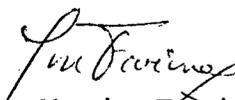


Prof. Renato Carlson Dr. Ing.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

APRESENTADA PERANTE A BÀNCA EXAMINADORA COMPOSTA DOS PROFESSORES



Prof. Rajamani Doraiswami Ph.D



Prof. Jean Marie Farines Dr. Ing.



Prof. Márcio Cherem Schneider M. Sc.



Prof. Marcos Cardoso Filho M. Sc.

À minha mulher

À meus pais e irmãos

## A G R A D E C I M E N T O S

Ao Professor Rajamani Doraiswami pela orientação prestada neste trabalho.

A todos que contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Santa Catarina pelo apoio financeiro.

Em particular ao amigo Joni da Silva Fraga por sua inestimável colaboração no decorrer deste trabalho.

## R E S U M O

Neste trabalho é desenvolvido um medidor digital utilizando microprocessador para medidas de frequência e/ou período, utilizando uma técnica de adaptatividade no sentido de manter a medida, mesmo que para variações dinâmicas da grandeza em questão, dentro de uma classe de precisão pré-estabelecida.

Outrossim, de maneira a evitar os efeitos causados pelo ruído, são também desenvolvidos algoritmos de tratamento de ruídos espúrios e aleatórios com vistas à manutenção da referida precisão de medida.

O algoritmo de adaptação é decomposto em diversas tarefas de aplicação e é estudada a distribuição destas tarefas no tempo e/ou em processadores concorrentes.

De maneira a implementar o algoritmo através de "software", é utilizado um microcomputador MCS-80 que, de modo a permitir a implementação de uma estratégia completa de controle, apresenta um interface com um minicomputador PDP 11-40.

Como exemplo de aplicação é realizada a medida de velocidade, corrente e detecção do sentido de rotação de uma máquina síncrona comandada por um motor de C.C., em uma faixa pré-estabelecida.

## A B S T R A C T

In this work, a digital meter for frequency and/or period measurements using microprocessor is developed. The proposed design uses an adaptivity technique which keeps the measurements within a pre-specified accuracy even in the presence of dynamical variations of the measured quantity.

In order to cope with the noise effects, algorithms for processing spurious and random noise are also developed, so that the accuracy is preserved.

The adaptive algorithm is decomposed into several application tasks, and the distribution of the tasks in time and/or in concurrent processors is investigated.

A MCS-80 microcomputer is used for the software implementation of the proposed algorithm. To implement a complete control strategy, an interface with a PDP 11-40 minicomputer has been also developed.

As an application of the proposed strategy, the speed and current measurements in a pre-specified range and the detection of the direction of rotation of a synchronous machine driven by a D.C. motor are determined.

## S U M Á R I O

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO .....	1
CAPÍTULO 2 - MEDIÇÃO DIGITAL DE PERÍODO E FREQUÊNCIA .....	4
2.1. Introdução .....	4
2.2. Princípios básicos de medição digital .....	5
2.3. Medição de frequência e do período .....	6
2.3.1. Medida modo frequência .....	7
2.3.2. Medida modo período .....	11
2.4. Presença de ruído .....	12
2.5. Conclusão .....	15
CAPÍTULO 3 - ALGORITMO DE ADAPTAÇÃO .....	17
3.1. Introdução .....	17
3.2. Esquema de adaptatividade período-período .....	18
3.3. Esquema de adaptatividade frequência-frequência .....	20
3.4. Esquema de adaptatividade período-frequência .....	22
3.5. Tratamento do ruído .....	26
3.6. Conclusão .....	28
CAPÍTULO 4 - IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO .....	30
4.1. Introdução .....	30
4.2. A utilização do microprocessador .....	30
4.3. Particionamento do algoritmo em tarefas .....	32
4.3.1. Tarefas do grupo 1 .....	34
4.3.2. Tarefas do grupo 2 .....	37

4.3.3. Tarefas do grupo 3 .....	44
4.4. Sequenciamento das tarefas .....	47
4.5. Conclusão .....	49
CAPÍTULO 5 - MEDIDA DE VELOCIDADE DE UMA MÁQUINA SÍNCRONA.	50
5.1. Introdução .....	50
5.2. Implementação do medidor .....	50
5.2.1. Considerações .....	50
5.2.2. Medidor de velocidade .....	53
5.2.3. O Detetor de sentido de rotação .....	58
5.2.4. O Medidor de corrente .....	59
5.3. O interface mini-microcomputador .....	62
5.3.1. Transmissão série-paralelo e síncrona-assíncro na .....	62
5.3.2. Circuitos transmissores-receptores digitais in tegrados .....	63
5.3.3. O interface DL-11 - 8251 .....	67
5.3.4. Resultados .....	70
CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES .....	77
APÊNDICE I - LISTAGENS DOS PROGRAMAS .....	80
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	91

## CAPÍTULO I

### INTRODUÇÃO

Devido ao desenvolvimento da eletrônica digital, os contadores eletrônicos digitais em conjunto com uma fonte de frequência padrão estão substituindo os velhos métodos de medidas de frequência em muitas aplicações.

Na área de instrumentação eletrônica surgiram dispositivos, como os contadores universais, capazes de medições em uma grande faixa de valores e em diversos modos de medidas como modo período, modo frequência, modo número de eventos e modo período médio.

Na engenharia de sistemas de potência a introdução da eletrônica digital tem criado grande interesse no desenvolvimento de instrumentos digitais para medidas de velocidade, ângulo de torque, tensão e corrente [1]. Nesta área, muitos trabalhos têm sido publicados, onde transdutores digitais de velocidade têm sido implementados para realizar medidas, tanto no transitório como em regime permanente de máquinas elétricas rotativas. Entretanto, a maioria dos métodos propostos apresenta algumas limitações. Por exemplo, para medidas no transitório, um bom transdutor de velocidade tem de apresentar um pequeno tempo de aquisição de dados. Outra limitação é que muitos transdutores usam um sensor ótico com fotodiodos acoplados ao rotor da máquina.

Porém, tanto no que diz respeito aos contadores universais quanto aos instrumentos digitais para sistemas de potência, a precisão pode ser comprometida por duas limitações básicas:

- para uma dada precisão, pequena faixa de medida
- ausência de previsão de tratamento de ruído.

No primeiro caso, sabe-se que a escolha da escala a ser usada no medidor, é realizada manualmente pelo operador. Em sistemas onde é necessária a monitoração de algum dispositivo em que a grandeza a ser medida varia dinamicamente em uma larga faixa, esse procedimento não seria adequado e, evidentemente, haveria um sério comprometimento da precisão de leitura.

No segundo caso, muitos dos instrumentos carecem de tratamento dos efeitos de ruídos. Em ambientes industriais a presença de ruído se faz de uma maneira muito efetiva podendo causar, também, prejuízos à precisão de medida.

Esta precisão é de grande importância visto que muitos desses medidores são utilizados não só para monitoração como também para controle.

Em vista disso é proposto neste trabalho, a implementação de um medidor adaptativo no sentido de manter uma precisão pré-fixada para uma larga faixa de valores de medida e apresentando tratamento para os efeitos do ruído.

No capítulo II são apresentados os princípios básicos de medição digital com ênfase nos modos período e frequência bem como os efeitos que o ruído pode causar nas medidas.

A seguir é apresentada uma solução para o problema

de manutenção da precisão de medida em uma larga faixa de valores através de um algoritmo de adaptação e de tratamento dos efeitos do ruído.

O capítulo IV trata da implementação do algoritmo de adaptatividade através de sua decomposição em tarefas dedicadas e como essas tarefas podem ser distribuídas no tempo e/ou em dispositivos concorrentes.

Finalmente, como exemplo de aplicação do algoritmo de adaptação, é implementado um medidor de velocidade para uma máquina síncrona comandada por um motor de C.C.

Este medidor, de maneira a tornar viável a realização de objetivos de controle e monitoração além de registros de dados, apresenta um interface com um computador digital.

## CAPÍTULO II

### MEDIÇÃO DIGITAL DE PERÍODO E FREQUÊNCIA

#### 2.1 - Introdução

Para efeitos de tratamento digital de dados é de se esperar que o resultado de uma medição seja um número digital.

Embora muitas medidas de laboratório utilizem medidores analógicos convencionais, estes instrumentos não são adequados para utilização em sistemas onde processamento numérico é necessário. Para isto se faz necessária a utilização de um conversor analógico - digital, A/D, de maneira a converter os dados da forma analógica para um formato compatível com os sistemas computacionais utilizados.

Todavia, o desenvolvimento da eletrônica tem permitido o aparecimento de uma nova classe de medidores automatizados, capazes de fornecer uma leitura digital direta, tanto para sinais analógicos como para eventos discretos - são os instrumentos digitais de medidas.

As vantagens da medição digital são as seguintes |2|:

- o resultado não está sujeito a erros de leitura da escala
- a informação pode ser manuseada diretamente e processada por computadores digitais
- existe menor sensibilidade ao ruído

- podem ser obtidos altas precisão e exatidão.

Neste capítulo são introduzidos os conceitos básicos acêrca da medição digital, sendo discutidos em detalhe as medidas modo freqüência e modo período.

## 2.2 - Princípios básicos de medição digital

A técnica mais utilizada de medição digital se baseia na contagem eletrônica de alta velocidade com leitura digital de dados. Em geral, a questão de quantos eventos  $N$  ocorrem dentro das condições de contorno especificadas  $D$  (como revoluções por minuto, ciclos por segundo, partículas por grama ou, em geral,  $N/D$ ) pode ser respondida pela utilização de contadores eletrônicos digitais, associados [2] a transdutores especializados como mostrado na fig. 2.1

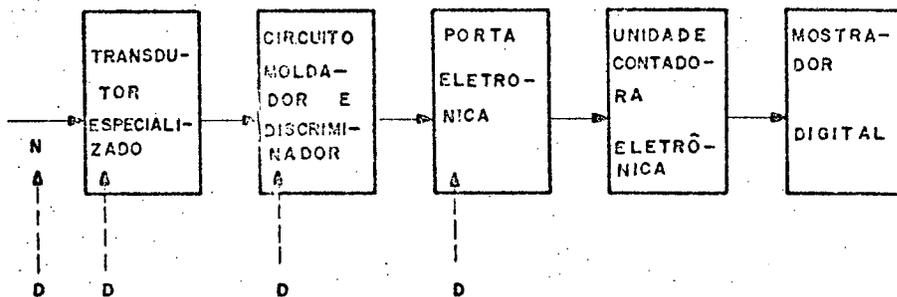


Figura 2.1 - Diagrama de blocos para um medidor digital

Os sinais elétricos são gerados em um sistema transdutor especializado, que converte ou codifica a informação desejada sobre um sistema físico complexo, em várias quantidades físicas seletivamente escolhidas, ou isola a informação, convertendo-a em sinal elétrico (muitas vezes o sistema irá consistir de

diversos tipos de transdutores). Este sinal que contém, agora, informações acerca do fenômeno a ser medido, é moldado em uma forma e grandeza necessárias para operar um tipo específico de circuito digital. O sinal elétrico é controlado por uma portaeletrônica que o direciona no instante apropriado à uma unidade contadora. Esta, por sua vez, origina um valor digital que pode ser apresentado através de um mostrador e está especificamente relacionado com a medida de interesse.

As linhas tracejadas indicam que podem haver diversas e distintas condições de contorno  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , etc sobre o processo. A significação dos dados é, então, determinada pela habilidade na colocação das condições de contorno.

É importante observar que a precisão de medida é determinada igualmente pelo numerador e denominador na razão  $N/D$ : não se pode esperar que a precisão na leitura de  $10^6$  contagens acumuladas no mostrador, esteja perto de 1 ppm se, para as condições de contorno selecionadas, a precisão de  $D$  não é boa.

### 2.3 - Medição de frequência e de período

Considerando que frequência e período são grandezas intrinsecamente relacionadas e, que o conhecimento de uma implica no conhecimento de outra, não faz muito sentido falar em medição de período e medição de frequência, em instrumentos digitais. Faz sentido, isto sim, falar em medida de frequência através do período ou através da frequência, bem como em medida do período através do período ou através da frequência.

Em outras palavras, a medição de frequência ou de período pode ser realizada através de dois modos distintos

- Medida Modo Frequência.
- Medida Modo Período.

### 2.3.1 - Medida modo frequência

A maioria dos métodos precisos de medição de frequência, baseia-se na comparação de uma frequência desconhecida com uma frequência padrão, precisa, conhecida [3].

Para o caso de uma medição digital, se na razão  $N/D$ , o denominador  $D$  for uma unidade de tempo  $T$ , tem-se um modo de medição  $N/T$  conhecido por modo frequência.

No arranjo mostrado na fig. 2.2, o sinal de temporização é derivado, inicialmente, de um oscilador controlado a cristal, desde que um alto grau de precisão é exigido. Este oscilador excita uma série de divisores de frequência, selecionados externamente para a base de tempo desejada.

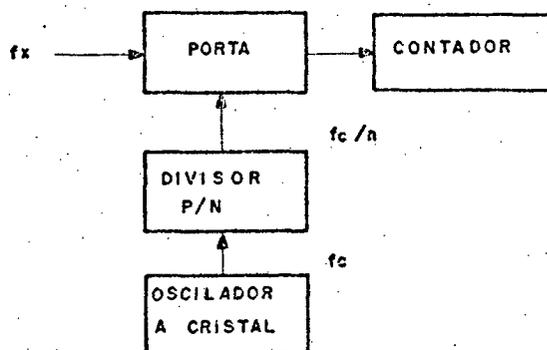


Fig. 2.2 - Esquema para medição modo frequência.

O número total de pulsos de entrada para o conta-

dor será, então:

$$N_f = t_c \cdot f_x \quad \text{ou} \quad N_f = n \frac{f_x}{f_c} \quad \text{já que} \quad t_c = \frac{n}{f_c}$$

onde  $N_f$  é o número de contagens no modo frequência

$t_c$  - é o período de oscilador a cristal

$f_x$  - é a frequência desconhecida.

$f_c$  - é a frequência do oscilador

$n$  - um número inteiro pelo qual  $f_c$  é dividido

e a frequência desconhecida será

$$f_x = k_f \cdot \frac{N_f}{t_c}$$

ou, em termos de contagens  $N_f = \frac{f_x}{f_c} K' f$

onde  $K_f$  e  $K'_f$  são constantes de proporcionalidade.

Se, por exemplo, a frequência  $f_x$ , do gerador de sinal for de 475,623 KHz e a porta for aberta por 1 seg., então o contador irá contar 475.623 pulsos. Para aumentar ou diminuir o número de dígitos significativos mostrados, deve ser selecionada uma base de tempo maior ou menor.

Foi observado anteriormente que a precisão na obtenção da frequência desconhecida é função tanto do numerador quanto do denominador da razão N/D ou, no caso estudado

$$f_x = K_f \cdot \frac{N_f}{t_c}$$

A constante  $K_f$  é uma constante de proporcionalidade e sua precisão é função, basicamente, da precisão e estabilidade dos divisores de frequência, contadores, portas, enfim dos circuitos constituintes do medidor. E, como tal, pode ser trabalhada de maneira a se tornar menos crítica.

A unidade de base de tempo é, em geral, dotada de um oscilador a cristal extremamente preciso e estável. Sua precisão está em torno de 10 ppm, sua estabilidade a longo termo (anos) em 10 ppm e a estabilidade a curto termo (horas, dias) chega algumas vezes a 0,1 ppm.

Existe ainda, em medidas de frequência, uma incerteza de  $\pm 1$  contagem na leitura de dados, que se soma a qualquer instabilidade de  $N/D$ . Isto se deve ao fato da base de tempo  $T$  não ser sincronizada com o sinal de entrada, conforme mostrado na fig. 2.3 [6]

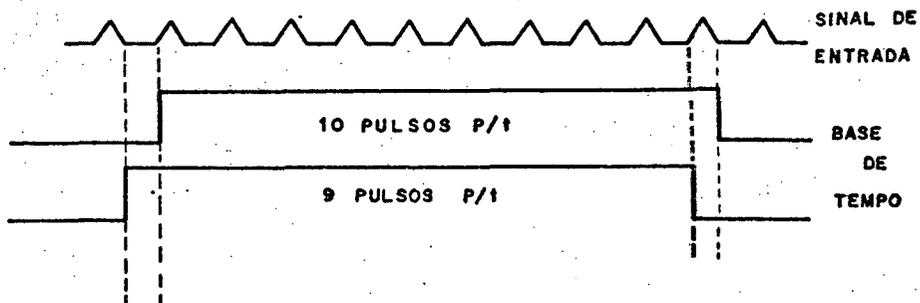


Figura 2.3 - Erro de  $\pm 1$  contagem devido à não sincronização entre os sinais.

Para idênticas bases de tempo e frequências de entrada, o número de pulsos contados na unidade de tempo varia de 1 unidade, dependendo da fase relativa de N e D.

Desde que o denominador D (tempo) é tão preciso em medidores bons, a precisão da medida é usualmente limitada pelo número de eventos N no instante da medida selecionada. Portanto, pode-se exprimir o erro em medida como sendo

$$\epsilon_{\%} = \pm \frac{1 \text{ cont}}{N_f} \times 100$$

Observa-se, então, que o erro é função do número de eventos contados e, por conseguinte, a precisão decresce para baixas frequências,  $f_x$ , quando medida no modo frequência.

A figura 2.4 apresenta uma família de curvas número de contagens  $N_f$  contra frequência desconhecida,  $f_x$ , para diferentes valores da frequência do oscilador,  $f_c$ .

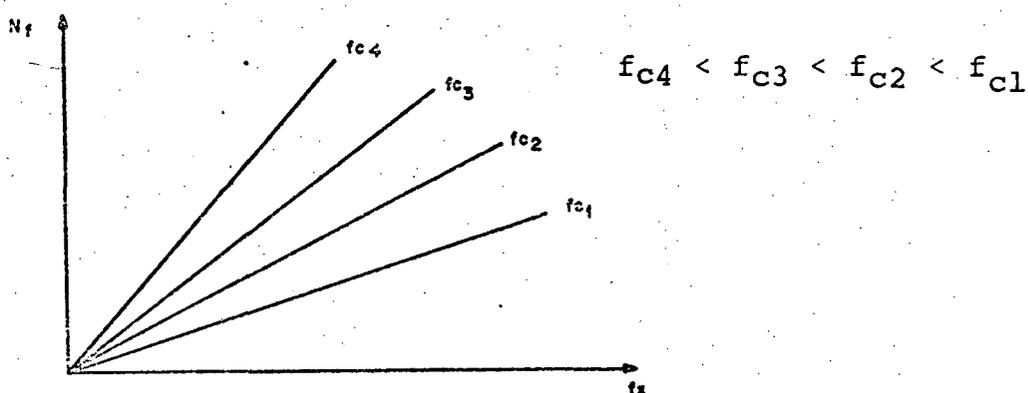


Figura 2.4 - Curva de número de contagens contra frequência desconhecida para diferentes frequências de oscilador.

### 2.3.2 - Medida modo período

Nas medidas realizadas no modo período o número de incrementos de unidade de tempo são contados durante um ciclo completo (período) do sinal de entrada. O modo período é o inverso do modo frequência, isto é, tempo por ciclo pois  $T = 1/f$ .

Conseqüentemente, o esquema do medidor modo período é essencialmente o mesmo do medidor modo frequência, com uma inversão entre  $f_x$  e  $f_c/n$  conforme a figura 2.5

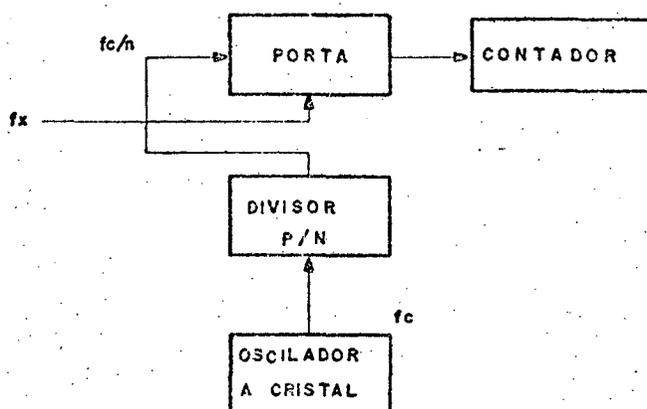


Figura 2.5 - Esquema para medição modo período

Neste caso pode-se afirmar que:

$$N_p = t_x \cdot \frac{f_c}{n} \quad \text{ou} \quad N_p = \frac{f_c}{n} \cdot \frac{1}{f_x} \quad \text{já que} \quad t_x = \frac{1}{f_x}$$

onde  $N_p$  - número de contagens no modo período  
 $t_x$  - período desconhecido  
 $f_c$  - frequência do oscilador  
 $n$  - inteiro qualquer pelo qual  $f_c$  é dividido  
 $f_x$  - frequência desconhecida.

e o período desconhecido será

$$t_x = K_T \cdot \frac{N_p}{f_c}$$

ou, em termos de contagens

$$N_p = \frac{f_c}{f_x} \cdot K'_T$$

onde  $K_T$  e  $K'_T$  são constantes de proporcionalidades.

Usando as mesmas considerações que para o modo frequência, tem-se que

$$\epsilon_{\%} = \pm \frac{1 \text{ cont}}{N_p} \times 100$$

concluindo-se que quanto menor a frequência desconhecida maior será  $N_p$  já que o período será maior e, por conseguinte, melhor será a precisão.

A fig. 2.6 apresenta uma família de curvas  $N_p$  contra  $f_x$  para diversos valores de  $f_c$ .

#### 2.4 - Presença do ruído

Além dos erros causados pela incerteza de  $\pm 1$  contagem, existem outras fontes de erro. Uma fonte que deve ser cuidadosamente considerada é o ruído.

$$f_{c1} > f_{c2} > f_{c3}$$

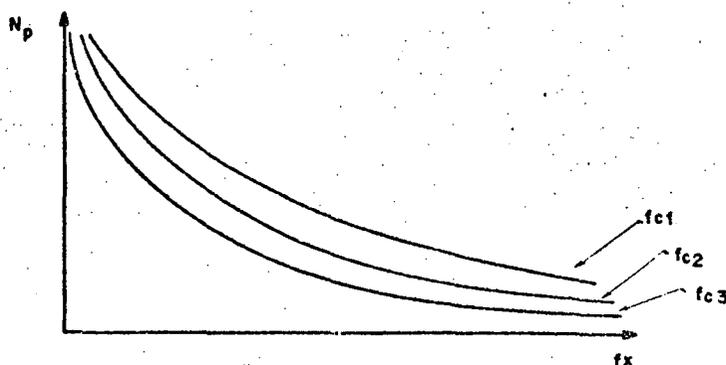


Figura 2.6 - Curva do número de contagens contra frequência desconhecida para diferentes frequências de oscilador.

O ruído pode alterar significativamente o tempo de gatilhamento (base de tempo) da porta principal em medidas modo frequência e modo período, devido à detecção do cruzamento do zero ter sido degenerada, conforme mostrado na fig. 2.7 [6]

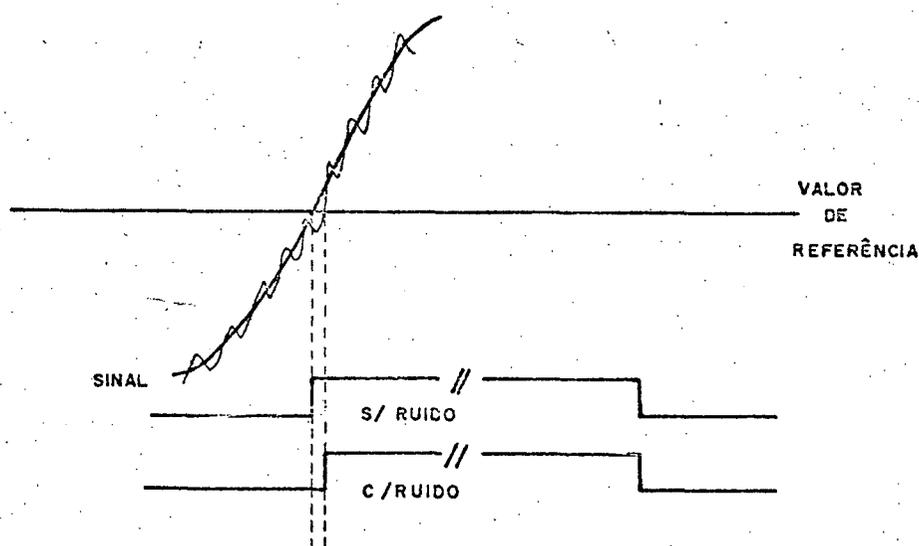


Figura 2.7 - Erro devido ao ruído

O termo ruído é usado geralmente para se referir a qualquer distúrbio espúrio ou indesejado em sistemas de medidas

e em canais de comunicações. |4|

Vários tipos de ruído podem ser citados, sendo porém, aqui, agrupados em três grandes classes:

- o ruído causado pelo homem
- distúrbios erráticos
- flutuações espontâneas e aleatórias.

Os ruídos causados pelo homem estão, em princípio, sob seu controle e incluem uma série de distúrbios como "pickups" eletromagnéticos de outros sinais de interferência, radiações próximas das fontes elétricas, vibrações mecânicas convertidas em distúrbios elétricos, entre outros. Este tipo de ruído pode ter seus efeitos eliminados, ou pelo menos minimizados, pois apresentam um padrão de ocorrências, por mais que não conhecido, para cada caso particular.

A segunda classe é representada pelos distúrbios erráticos. Estes podem ser catastróficos em seus efeitos, desde que, já que podem aparecer, desaparecer e reaparecer, se torna muito difícil especificar seus efeitos mesmo que probabilisticamente. São causas principais as tempestades elétricas na atmosfera e perturbações na rede de alimentação, entre outras.

A terceira classe representa aqueles que são de origem natural, essencialmente aleatórios e que, como tal, probabilisticamente podem ser tratados, pois representam séria limitação ao bom desempenho de um sistema. Exemplos são o ruído térmico, o ruído "shot" e o ruído "flicker".

## 2.5 - Conclusão

Com vista a controle de processos e monitoração de grandezas tornam-se de extrema importância os instrumentos de medidas digitais, devido às suas características.

Os princípios básicos de medidas digitais aqui discutidas para medidas modo período e modo frequência podem, com vistas a aplicações outras, ser perfeitamente estendidos, entre outros, a modos tais como:

- contador de eventos
- período médio
- razão de frequências

Com relação ao erro, desde que este é função do número de eventos contados, conclui-se que para baixas frequências, medidas modo período devem ser preferidos e, para altas frequências, medidas modo frequência são mais aconselháveis.

Todavia, talvez a mais importante conclusão é que pela observação das famílias de curvas para as medidas em modo período e em modo frequência, torna-se evidente que é possível o desenvolvimento de um algoritmo de maneira a ampliar a faixa de medidas desses instrumentos, mantendo a classe de precisão dentro de um valor pré-especificado.

Devem também ser desenvolvidos algoritmos para a minimização dos efeitos dos ruídos aleatórios e distúrbios erráticos de maneira a proteger os instrumentos de sua ação degeneradora.

Por outro lado, deve ser observado que não é possível

vel criar um sistema, ao menos satisfatório, para a proteção com relação aos ruídos causados pelo homem, pois sendo estes sistemáticos, não podem ser generalizados e cada caso deve ser tratado em particular.

## C A P Í T U L O    I I I

### ALGORITMO DE ADAPTAÇÃO

#### 3.1 - Introdução

No capítulo anterior foram introduzidos os princípios básicos para medição de frequência e/ou período utilizando medidas modo frequência e modo período.

No entanto, apesar de ser possível a obtenção de precisão de medidas bastante elevadas através da utilização de instrumentos medidores digitais, sempre existem algumas considerações a serem feitas.

No caso de medidas de frequência (ou período) para uma larga faixa de frequência (ou período), a técnica utilizada deve considerar o problema de manter uma dada precisão sem, ao mesmo tempo, ultrapassar o limite do contador.

Concomitantemente devem ser apreciados os problemas causados em face da presença de ruídos, problemas estes que podem ocasionar precisão inaceitável, ou seja, fora da faixa especificada.

Este capítulo introduz uma proposta de solução baseada em uma técnica de adaptatividade que é utilizada na prática em instrumentos convencionais pela mudança de escala por parte do operador, de modo a manter uma dada precisão de medida para uma larga faixa, bem como uma proposta de tratamento dos efei

tos do ruído visando sua minimização.

### 3.2 - Esquema de adaptatividade período - período

Anteriormente foi observado que para uma medição de frequência ou de período no modo período, quanto maior o número de contagens  $N_p$  no contador, melhor a precisão de medida. Porém, esta consideração implica, também, em uma frequência desconhecida a ser medida, baixa, visto que

$$N_p = \frac{f_c}{f_x} \cdot K'_T$$

Para valores maiores de  $f_x$ , o número de contagens  $N_p$  irá decrescer, o que implica em perda de precisão.

O problema, portanto, reside em que, para uma dada precisão, a faixa de valores a ser medida pelo instrumento é pequena.

Uma frequência  $f_x$ , maior, fora desta faixa, poderia ser medida com a mesma precisão se a frequência do oscilador a cristal fosse aumentada.

Este procedimento sugere várias faixas de medidas, para um mesmo valor de precisão, através da modificação do valor de  $f_c$ . As curvas são limitadas, superiormente, pelo número máximo de contagens,  $N_{\max}$ , possível para um determinado contador eletrônico e, inferiormente, por um número mínimo de contagens,  $N_{\min}$ , que é função da precisão especificada, conforme mostrado na fig.

3.1.

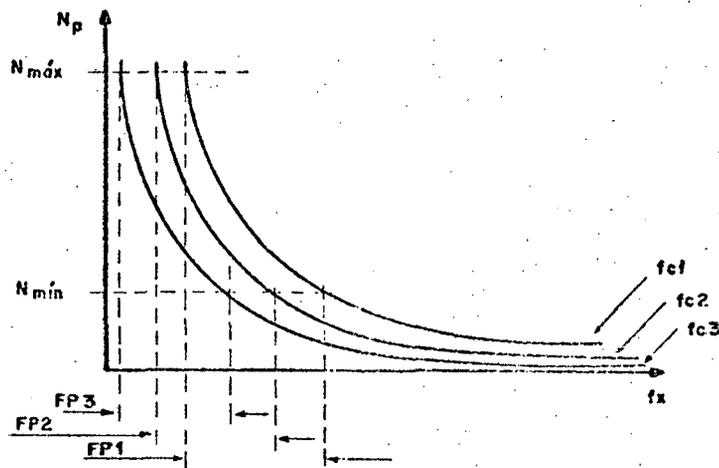


Figura 3.1 - Diferentes frequências de oscilador originam diferentes faixas de medidas.

De maneira a aumentar a faixa de medidas para abranger as três faixas consideradas, poder-se-ia sugerir um esquema de adaptatividade, ou seja, um esquema que, começando pela  $f_{cmin}$ , permitisse a mudança automática da referida frequência do oscilador, mesmo em situações onde a frequência medida estivesse variando sobre uma faixa.

Considere-se o caso dinâmico de  $f_x$  crescendo. A frequência do oscilador deve, a intervalos pré-fixados, mudar para um valor também mais alto de maneira que os valores medidos permaneçam entre os limites superior e inferior,  $N_{máx}$  e  $N_{mín}$ , respectivamente.

Podem ocorrer, todavia, casos em que uma frequência  $f'_x$  poderia ser medida com dois, ou até mais, valores diferentes de  $f_c$ , mantendo-se, ainda, dentro da precisão especificada.

Neste caso,  $f_c$  deve ser considerada a maior de to

das, de maneira que, mesmo dentro da precisão especificada, para esse  $f'_x$ ,  $N$  seja o maior possível.

A figura 3.2 apresenta o esquema de adaptatividade.

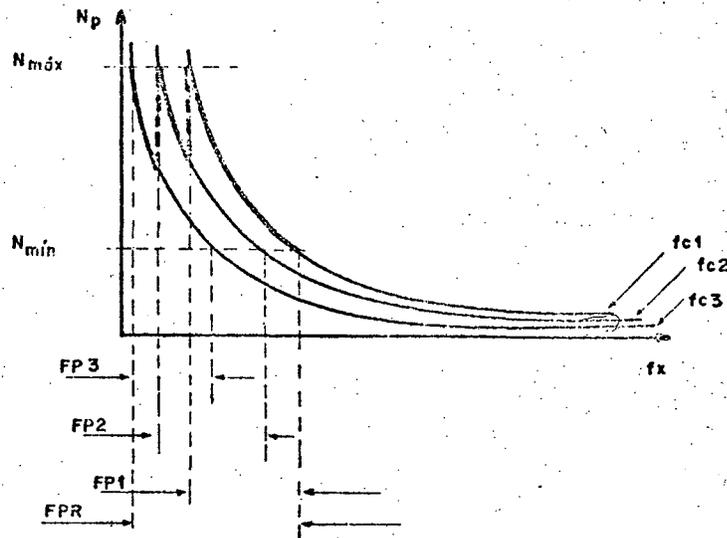


Figura 3.2 - Esquema de adaptatividade para medidas modo período

### 3.3 - Esquema de adaptatividade frequência-freqüência

No caso em que uma medida de frequência ou período deve ser efetuada no modo frequência, um raciocínio análogo ao aplicado ao modo período pode ser utilizado.

Para o modo frequência, a relação entre número de contagens  $N_f$ , frequência do oscilador  $f_c$ , e frequência desconhecida  $f_x$  é dada por

$$N_f = \frac{f_x}{f_c} \cdot K_f$$

Isto implica em que o número de contagens será tanto maior quanto maior fôr a frequência  $f_x$ .

Evidentemente que aqui também existem as limitações dadas pelo número máximo de contagens,  $N_{\text{máx}}$ , do contador e pelo número mínimo de contagens,  $N_{\text{mín}}$ , que é função da precisão exigida.

Existem, portanto, para diversos valores de frequência do oscilador,  $f_c$ , diferentes faixas de medidas, conforme mostrado na fig. 3.3.

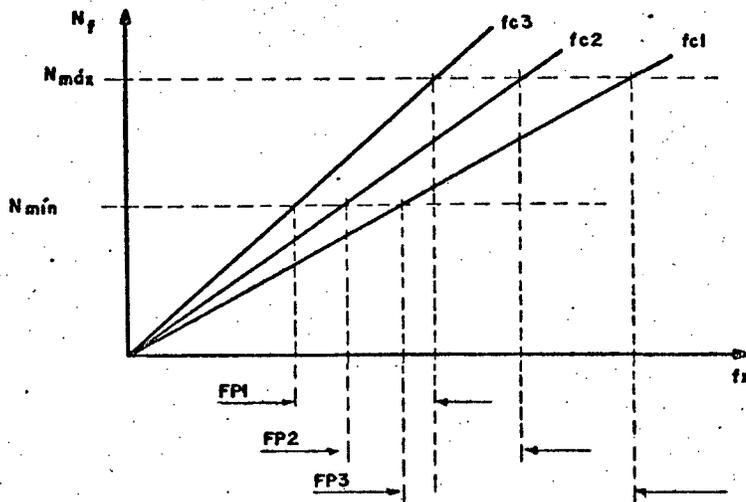


Figura 3.3 - Diferentes frequências de oscilador originam diferentes faixas de medidas.

Da mesma maneira que para o modo período, aqui também é sugerido um esquema de adaptatividade, de maneira a aumentar a faixa de medidas.

No caso de um valor de  $f_x$ , que possa ser medido com duas ou mais frequências de oscilador, a frequência  $f_c$  a ser escolhida, deve ser aquela que permita um maior número de contagens  $N$  ou seja, a menor  $f_c$ , já que com o aumento de  $f_x$ ,  $f_c$  deve

crescer para não ultrapassar o limite do contador.

O esquema de adaptatividade pode ser observado na fig. 3.4:

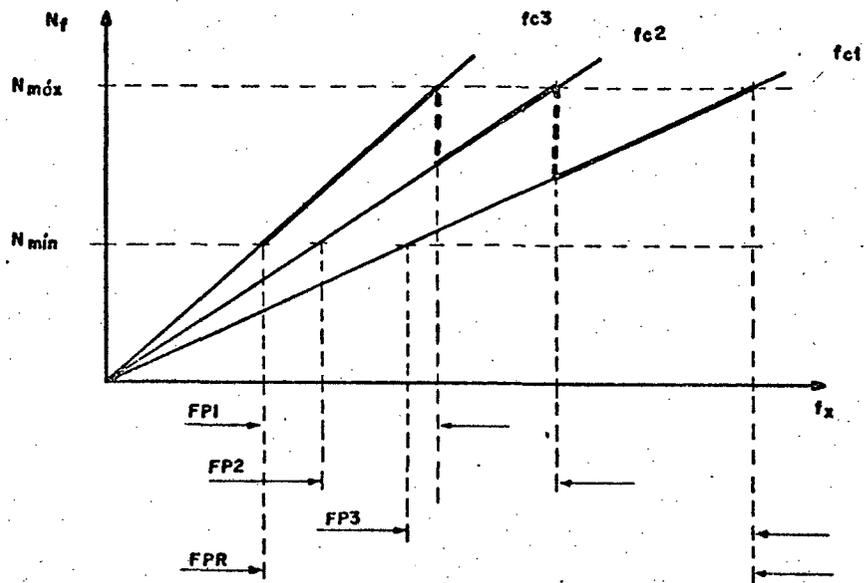


Figura 3.4 - Esquema de adaptatividade para medidas modo frequência.

### 3.4 - Esquema de adaptatividade período-frequência

Concluiu-se no capítulo 2 que a baixas frequências, medidas modo período devem ser preferidas e, a altas frequências, medidas modo frequência são mais aconselháveis.

Este fato sugere um esquema de adaptatividade período-frequência, em que ao invés de se mudar a frequência do oscilador muda-se, isto sim, o modo de medida.

Portanto, para um dado contador, existe alguma frequência abaixo da qual medidas modo período devem ser usadas e acima da qual medida modo frequência deve ser feita. Esta frequência é determinada pela relação |5|

$$f_o = f_c$$

conforme mostrado na fig. 3.5

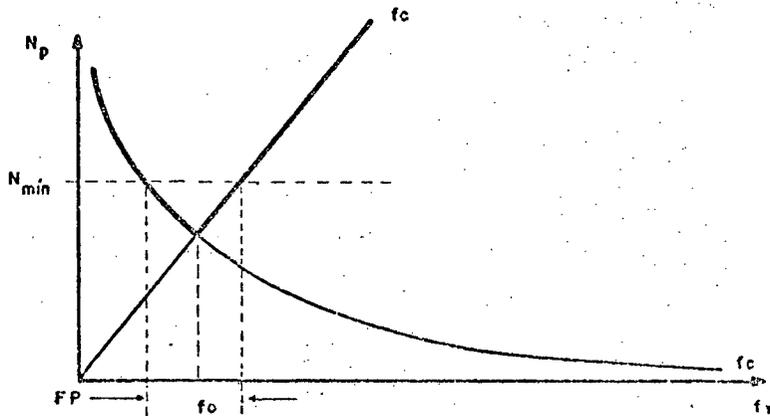


Figura 3.5 - Esquema de adaptatividade período - frequência

No entanto, é importante observar que nas proximidades de  $f_o$  a precisão de medida é pequena desde que o número de contagens é pequeno. Existe, por conseguinte, uma faixa de frequências, nas proximidades de  $f_o$ , em que as medidas devem ser evitadas. Esta faixa proibida, FP, é delimitada pelo número mínimo de contagens,  $N_{\min}$ , necessário para uma dada precisão. Ou seja, para que as medidas sejam precisas, é necessário que

$$f_x \gg f_c \quad \text{para medidas modo frequência}$$

e

$$f_x \ll f_c \quad \text{para medidas modo período}$$

Para que não haja uma descontinuidade na faixa de medidas, já que, para uma mesma  $f_c$ , existe uma faixa proibida para medidas, sugere-se que haja, além da mudança do modo de medidas, uma mudança na frequência,  $f_c$ , do oscilador.

Combinando-se os esquemas de adaptatividade T x T, F x F e T x F, poder-se-ia aumentar indefinidamente a faixa de medidas mantendo-se a precisão. Este esquema é apresentado na figura 3.6.

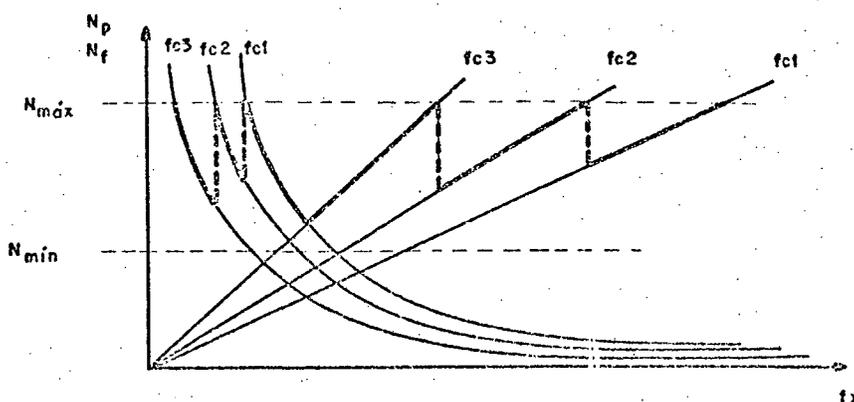


Figura 3.6 - Esquema de adaptatividade combinado, T x T, T x F, F x F

No entanto deve haver alguma relação entre as frequências de oscilador de maneira a tornar viável este esquema.

Considerando que para o modo período o número de contagens é dado por

$$N_p = \frac{f_c}{f_x}$$

e desde que  $N$  é limitado pelo número máximo de contagens permitido pelo contador e pelo número mínimo de contagens admissível para uma dada precisão, ou

$$N_{\min} < N_p < N_{\max}$$

resulta que

$$N_{\min} < \frac{f_c}{f_x} < N_{\max}$$

ou

$$\frac{f_c}{N_{\max}} < f_x < \frac{f_c}{N_{\min}}$$

que é a faixa de medidas admissível para uma dada frequência de oscilador de modo a manter a precisão e não ultrapassar o limite de contagens.

Para o modo frequência tem-se

$$N_f = \frac{f_x}{f_c} \quad \text{e} \quad N_{\min} < N_f < N_{\max}$$

resultando que

$$N_{\min} < \frac{f_x}{f_c} < N_{\max}$$

ou 
$$N_{\min} f_c < f_x < N_{\max} f_c$$

que é a faixa de medidas admissível para uma dada frequência de oscilador de modo a manter a precisão e não ultrapassar o limite de contagens.

Considerando-se, na fig. 3.6, que  $f_{c1} > f_{c2} > f_{c3}$

e que

$$f_x < \frac{f_{c1}}{N_{\min}}$$

para medidas no modo período e

$$f_x > N_{\min} f_{c3}$$

para medidas no modo frequência

resulta que

$$\frac{f_{c1}}{N_{\min}} > N_{\min} f_{c3}$$

e

$$\alpha = \frac{f_{c1}}{f_{c3}} > N_{\min}^2$$

que é a relação entre a maior e a menor frequência de oscilador de maneira a permitir a medida de  $f_x$ , mesmo na região próxima à mudança de modo de medição, mantendo a precisão pré-estabelecida.

Evidente é que a implementação deste algoritmo de esquemas de adaptação combinados tornar-se-ia mais complexo, visto que, além de se ter de trocar a frequência,  $f_c$ , do oscilador, ter-se-ia de mudar em algum (alguns) ponto(s) a modo de medição.

### 3.5 - Tratamento do ruído

O tratamento do ruído é da maior relevância, visto que erros podem ser introduzidos durante o processo de medição, podendo comprometer todo um sistema.

Definindo filtragem como qualquer operação sobre os dados de maneira a reduzir ou eliminar a presença de ruído, conforme fig. 3.7,

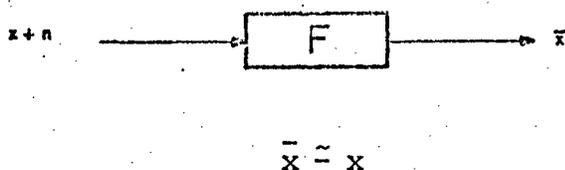


Figura 3.7 - Diagrama de blocos de um filtro.

um algoritmo deve ser desenvolvido de maneira a tratar o sinal com relação a dois tipos principais de ruído:

- distúrbios erráticos
- flutuações espontâneas e aleatórias.

Com relação aos distúrbios erráticos, existe uma faixa de valores possíveis e portanto um valor medido não pode estar fora desta faixa ou de um valor pré-especificado.

Um tratamento que pode ser dado é o da comparação de cada leitura  $N_t$  com sua(s) antecessora(s)  $N_{t-1}$  ( $N_{t-2}, N_{t-3} \dots N_{t-n}$ ), ou, em geral, uma informação inicial sobre esta grandeza.

Se, por acaso, ocorrer um ruído impulsivo, é de se esperar que  $N_t$  seja de valor razoavelmente diferente de  $N_{t-1}$ . Neste caso pode-se desprezar  $N_t$  fazendo, para fins de prosseguimento das operações,  $N'_t = N_{t-1}$ .

Porém, é necessário levar em consideração que a frequência do sinal a ser medido pode estar dinamicamente variando. Torna-se, então, perigoso este tratamento para variações bruscas de frequência, visto que as novas frequências obtidas podem ser descartadas como sujeitas a ruídos espúrios. É necessário, então, a obtenção de um valor prático  $\Delta N_{t-1}$  para efeitos de va-

lidade de  $N_t$ . Em outras palavras,  $N_t$  deve estar sempre dentro de uma faixa pré-determinada.

$$N_{t-1} - \Delta N_{t-1} < N_t < N_{t-1} + \Delta N_{t-1}$$

Com relação as flutuações espontâneas e aleatórias, estas produzem erros acidentais conhecidos por erros aleatórios. Desde que estes erros não possuem um padrão consistente, supõe-se que se comportem como variáveis aleatórias com média zero.

Em vista disso, a média aritmética de um determinado número de observações pode ser usada para minimizar os efeitos destes erros [6]. A média aritmética  $\bar{N}$  de uma coleção de  $n$  medidas  $N_1, N_2, \dots, N_n$  é dada por

$$\bar{N} = \frac{\sum_{i=1}^n N_i}{n}$$

A dispersão destas leituras em relação à média é geralmente descrita em termos de desvios padrões, que pode ser estimado para  $n$  observações pela expressão

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (N_i - \bar{N})^2}{n - 1}}$$

### 3.6 - Conclusão

Discutidos os algoritmos pertinentes à adaptativi

dade e ao tratamento do ruído torna-se pertinente esclarecer que, com pequenas alterações, poderiam ser eles perfeitamente aplicáveis a modos de medida outros que não período e frequência.

O grande problema consiste, agora, na implementação de um medidor digital que apresente essas características. Se deve ser ele implementado com lógica programável ou não programável e como fazer a distribuição das tarefas, no tempo ou, caso da utilização da lógica programável, por diversos processadores concorrentes.

## C A P Í T U L O    I V

### IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO

#### 4.1 - Introdução

No capítulo anterior foram discutidos aspectos para a obtenção de um algoritmo de adaptação visando medidas de frequência em uma larga faixa de valores mantendo uma precisão especificada.

Neste capítulo serão introduzidos os conceitos de tarefa de aplicação de maneira que se possa, então, discutir a implementação do algoritmo proposto, através de sua decomposição em tarefas moduladas.

Em prosseguimento será discutida a distribuição das tarefas, no tempo e/ou em dispositivos concorrentes.

#### 4.2 - A utilização do microprocessador

Antes de se discutir a implementação do algoritmo de adaptação, é imprescindível que se resolva um aspecto muito importante na implementação do dispositivo de medidas: - utilização de lógica não programável ou lógica programável.

A utilização de lógica não programável consiste no uso de blocos lógicos, isto é, portas lógicas, contadores, flip-flops, registradores, etc [7].

Em geral, o uso de lógica não programável tem, nos dias de hoje, seu uso evitado em sistemas mais complexos devido ao grande número de blocos lógicos necessários, alto custo, assim como o tempo envolvido no desenvolvimento do projeto dedicado e nos testes. Por conseguinte, seu uso só é justificado em aplicações onde os custos de desenvolvimento podem ser distribuídos por um grande número de unidades.

A lógica programável é representada pelos computadores digitais que têm continuamente se tornado mais eficientes, expandindo seu campo de aplicações a cada novo aperfeiçoamento tecnológico. Hoje, com a utilização de computadores digitais, o controle de processos tomou grande impulso, tornando-se realidade a implementação de controladores sofisticados até então impossíveis de serem realizados por meios analógicos. No momento, a tendência é de aumentar a utilização de computadores digitais no controle moderno, incluindo identificação de sistemas, estimação de estados e controle adaptativo, exigindo cada vez mais capacidade computacional |8|.

Infelizmente o custo dos computadores digitais limitou seu uso em aplicações dedicadas.

Porém, o desenvolvimento da tecnologia de integração em larga escala (LSI) possibilitou o aparecimento de um novo elemento - o microprocessador. Com capacidade cada dia mais próxima da dos minicomputadores e preços mais competitivos com os sistemas de lógica não programável, o microcomputador ocupa, hoje, a faixa de aplicações entre a lógica não programável e o minicomputador |7|.

As vantagens da utilização do microcomputador são muito mais do que meramente simplificar o desenvolvimento do sistema. A vantagem mais aparente é o ganho em simplicidade com relação aos dispositivos não programados. Um microprocessador substitui dezenas de elementos lógicos não programáveis reduzindo, portanto, o custo bem como o tamanho do circuito. Porém, talvez a maior vantagem de microcomputador é sua flexibilidade. Para modificar um sistema, meramente se reprograma seus elementos de memória.

Em consequência, torna-se lógica a utilização do microprocessador na implementação do medidor em questão, desde que os microcomputadores são, hoje, incorporados tanto em sensores, como atuadores e controladores [9].

#### 4.3 - Particionamento do algoritmo em tarefas

Um conceito importante é o de "tarefa de aplicação". Neste trabalho o termo é usado para se referir a um módulo, "hardware" e/ou "software", que controla um dispositivo particular ou realiza uma função particular (por exemplo um algoritmo de controle) [9].

A implementação de um dado algoritmo, usando microprocessador, exige um particionamento do problema em tarefas moduladas, de modo a tornar mais simples e confiável a implementação, bem como permitir futuras expansões e alterações sem grandes modificações no conjunto.

Essas tarefas devem, portanto, ter seus objetivos perfeitamente delimitados, bem como deve ser observada a interação

ção entre elas, sua concorrência e seqüenciamento.

O algoritmo desenvolvido tem por objetivo a medida de frequência com adaptatividade da frequência  $f_c$  do oscilador, bem como considerar o tratamento de dados com vistas aos efeitos causados por quaisquer distúrbios erráticos. Ademais, considerando o ganho em tempo, confiabilidade e flexibilidade na implementação de uma estratégia completa de controle utilizando diversos processadores, faz-se necessário um interface com computador(es) maior(es).

Deve-se, aqui, considerar como as tarefas são executadas. Portanto elas serão divididas em três grandes grupos: o nível mais baixo consiste nas tarefas relacionadas com aquisição de dados e geração de entradas e saídas de controle. No segundo grupo tem-se as tarefas que envolvem o controle e manipulação de dados como o controle adaptativo e filtragem. O terceiro grupo seria composto pelas tarefas relacionadas à comunicação entre computadores.

Para o caso específico do algoritmo em questão, as tarefas devem ser divididas conforme os grupos definidos anteriormente, da seguinte maneira:

grupo 1:

- obtenção de frequência
- outras possíveis medidas

grupo 2:

- filtragem
- adaptação da frequência do oscilador

grupo 3:

- comunicações com outros computadores

#### 4.3.1 - Tarefas do grupo 1

##### a) Obtenção de frequência

Esta tarefa consiste na contagem do número de pulsos que ocorrem na base de tempo. Se realizada por "software", esta contagem será demasiado demorada visto que seu tempo de realização é dado pela própria base de tempo. Por conseguinte, neste intervalo o microprocessador estaria impossibilitado de realizar outra atividade mais importante. Uma solução alternativa consiste em atribuir a tarefa de contagem a um circuito contador, ficando o microprocessador incumbido apenas de adquirir o valor da contagem de tempos em tempos. Em outras palavras, deve-se obter um bom compromisso na divisão das tarefas entre "hardware" e "software".

Como não é conveniente a perda de informações de contagem por parte do microprocessador, se faz imperativo que esta tarefa seja realizada por uma subrotina de interrupção. Ou seja, ao fim de cada contagem um circuito externo de interrupção deve interromper o microprocessador de maneira que este realize a subrotina de interrupção.

A fig. 4.1 apresenta o fluxograma de uma subrotina, chamada LERN, que realiza esta tarefa. É importante observar que o bit mais significativo, SR, é isolado pois pode ser utilizado para outros fins conforme será discutido a seguir. Os bits restantes, representados por  $N_{CONT}$ , contém a informação em

questão.

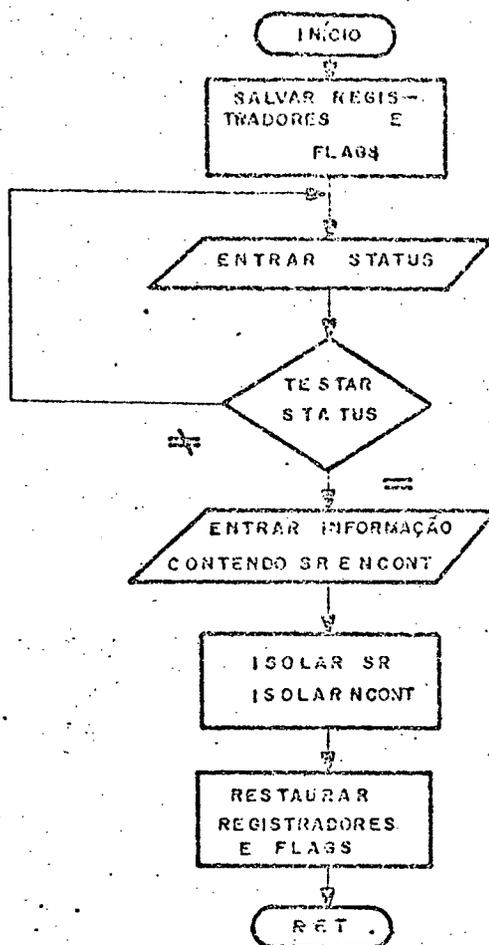


Figura 4.1 - Fluxograma da subrotina de interrupção LERN de obtenção de frequência.

#### b) Outras possíveis medidas

De maneira a prover o instrumento de flexibilidade para um maior número de aplicações, faz-se necessário dotar o medidor de capacidade de medir outras grandezas tais como corrente, tensão, sentido de rotação e ângulo de torque.

Estas tarefas, dependendo de cada aplicação em particular, poderiam ser também de interrupção. Neste caso deveria ser criada uma escala de prioridades visto que a subrotina LERN

é de interrupção.

Em uma aplicação de medida de velocidade de máquinas elétricas, por exemplo, pode ser necessário o conhecimento do sentido de rotação da máquina, bem como da corrente.

O sentido de rotação de uma máquina pode ser representado por um único bit, pois que só pode assumir dois valores. Assim sendo, pode-se incluí-lo como o bit mais significativa da palavra que contém a informação de frequência (no caso correspondente à velocidade). Ou seja, faria parte da subrotina de interrupção de obtenção de frequência, conforme foi considerado no ítem anterior.

No caso da corrente, esta não constitui um valor crítico em muitas aplicações, devendo-se apenas ter controle sobre ela no sentido de não permitir que ultrapasse o valor nominal dado pela máquina, sob pena de sérios prejuízos.

Um algoritmo para obtenção do valor de pico da corrente através da utilização de conversor analógico-digital foi desenvolvido. Consiste ele na obtenção de sucessivos valores de corrente  $I_t$ , sempre considerando o módulo, e fazendo uma comparação com o valor anterior  $I_{t-1}$ . Quando for encontrado um valor  $I_t$  menor que  $I_{t-1}$ , aquele será o valor de pico. Porém em alguns casos pode haver presença de ruído, de maneira que o valor considerado como de pico pode ser falso, conforme mostrado na fig. 4.2.

Neste caso, sugere-se que mais alguns valores sejam testados de maneira a se ter certeza que realmente o sinal considerado já passou pelo seu máximo.

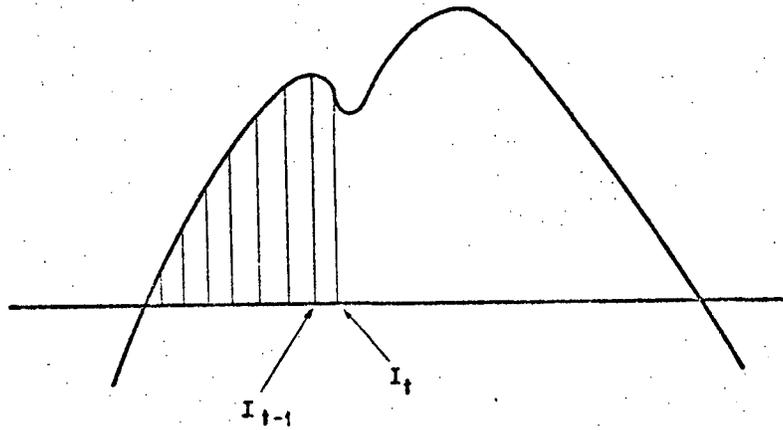


Figura 4.2 - Erro na detecção do valor de pico de corrente devido a presença de ruído.

A fig. 4.3 apresenta o fluxograma para uma subrotina de corrente, LERI.

#### 4.3.2 - Tarefas do grupo 2

##### a) Filtragem

Esta tarefa envolve todos os procedimentos no sentido de minimização dos efeitos do ruído.

Foram, anteriormente, discutidas três classes de ruído, sendo que destas, duas poderiam ser tratadas de modo genérico. São elas: os distúrbios erráticos e as flutuações espontâneas e aleatórias. Conseqüentemente, ter-se-ia duas tarefas distintas a serem executadas no sentido de minimização dos efeitos do ruído, visto que o tratamento é diverso para cada classe.

No caso da minimização dos erros aleatórios, o tratamento é realizado através da média aritmética de  $n$  leituras. Porém, não é conveniente se fazer  $n$  leituras para, só então, se

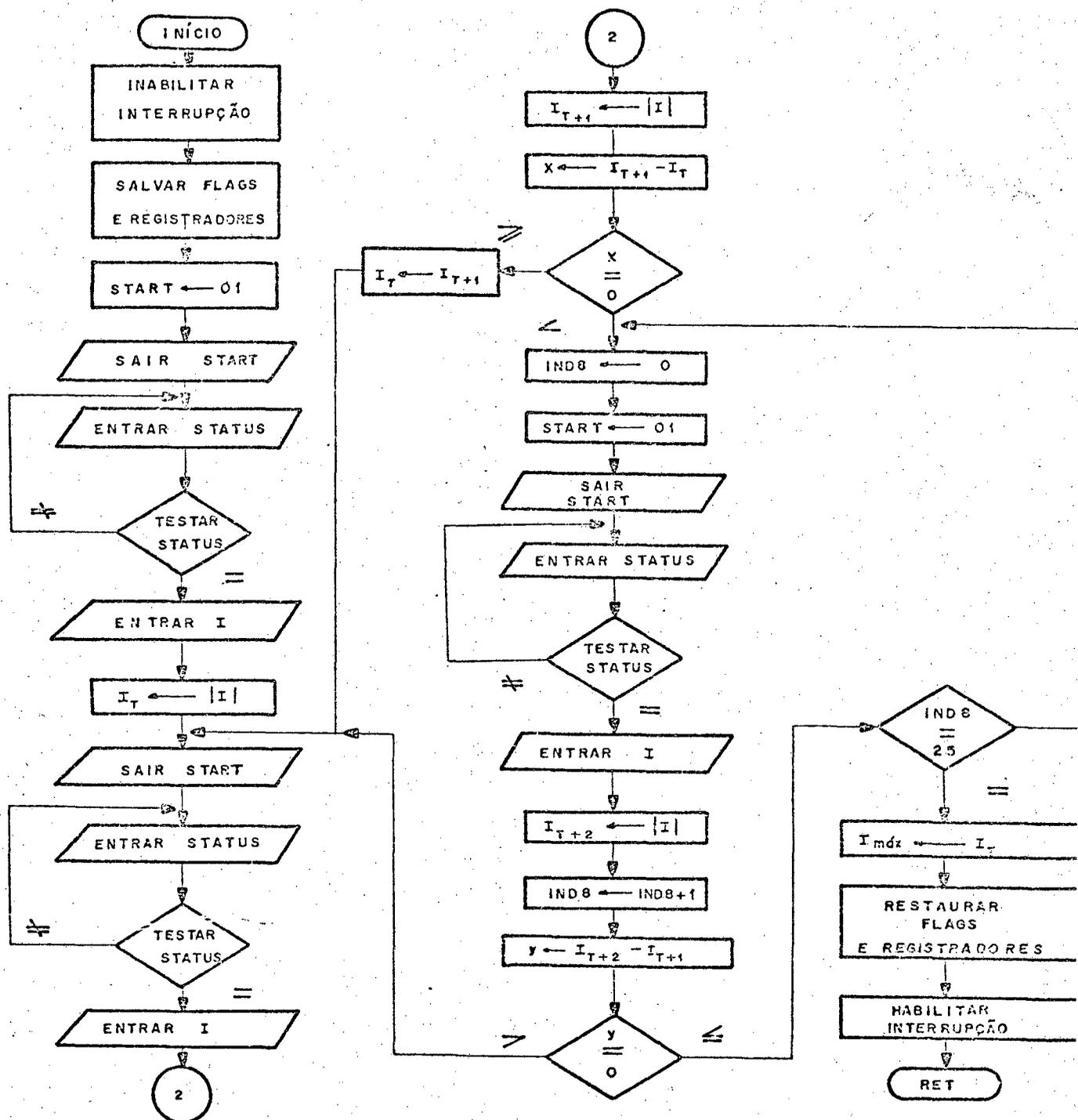


Figura 4.3 - Fluxograma da subrotina LERI de obtenção de corrente.

proceder ao cálculo da média, visto que o tempo desperdiçado é considerável. O procedimento alternativo, aqui adotado, é o da criação de uma pilha de memória FIFO (primeira que entra, primeira que sai). Esta pilha deve registrar  $n$  valores de leituras e, cada vez que é medido um novo valor, a pilha é atualizada. Em consequência sempre se pode ter um valor  $N_{\text{médio}}$  calculado sobre o valor da medida  $N$  e de suas  $n-1$  antecessoras. A fig. 4.4 apresenta o fluxograma de uma subrotina MÉDIA, que realiza o cálculo de  $N_{\text{médio}}$ . A criação e atualização da pilha FIFO, foi deixada para a subrotina que realiza a eliminação dos distúrbios erráticos, sem prejuízo algum, visto que estas duas subrotinas são interdependentes.

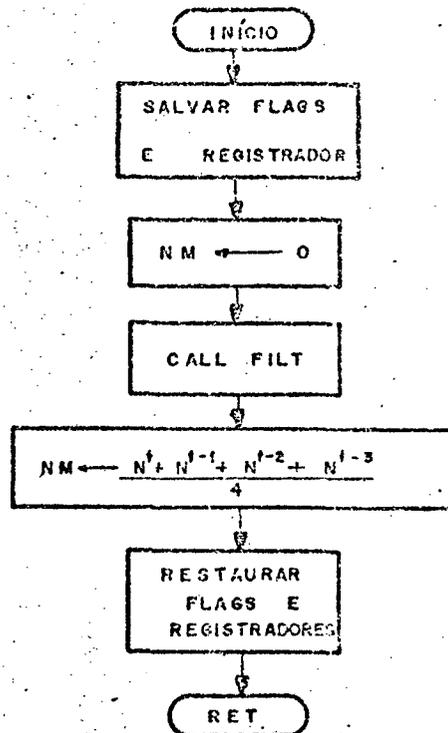


Figura 4.4 - Fluxograma da subrotina MÉDIA de tratamento dos efeitos dos ruídos aleatórios

Com relação aos distúrbios erráticos, o tratamento consiste na comparação do valor medido com algum valor de referência. Caso o valor medido esteja fora de uma faixa de referência baseada em uma informação inicial, deve ser descartado. O valor de referência pode ser alterado sempre que necessário, pois que em processos dinâmicos, este valor de referência é constituído por uma fração pré-determinada da medida anterior.

Esta tarefa deve ser efetuada sobre todos os valores obtidos pela subrotina de interrupção LERN que sejam aproveitados.

A fig. 4.5 mostra o fluxograma de uma subrotina FILT que realiza esta tarefa, atualizando sempre o valor de referência e criando um pilha FIFO de  $n$  medidas realizadas.

Todavia, uma observação se faz importante com relação a estas duas tarefas de filtragem: a necessidade de operações de divisão. Em microprocessadores, estas operações são realizadas através do uso de subrotinas existentes no programa monitor. Torna-se evidente que este procedimento não é adequado visto que a execução dessas subrotinas, repetidas vezes nas tarefas deste grupo, pode contribuir ainda mais para comprometer o fator tempo. Por outro lado, sabe-se que todos os esforços estão sendo feitos no sentido de evitar este compromisso. Sugere-se, como procedimento alternativo, o uso das instruções de deslocamento que permitem a realização de multiplicações e divisões, apesar de que apenas por números que sejam potência de 2.

#### b) Adaptação da frequência do oscilador

As tarefas aqui envolvidas se constituem na adapta

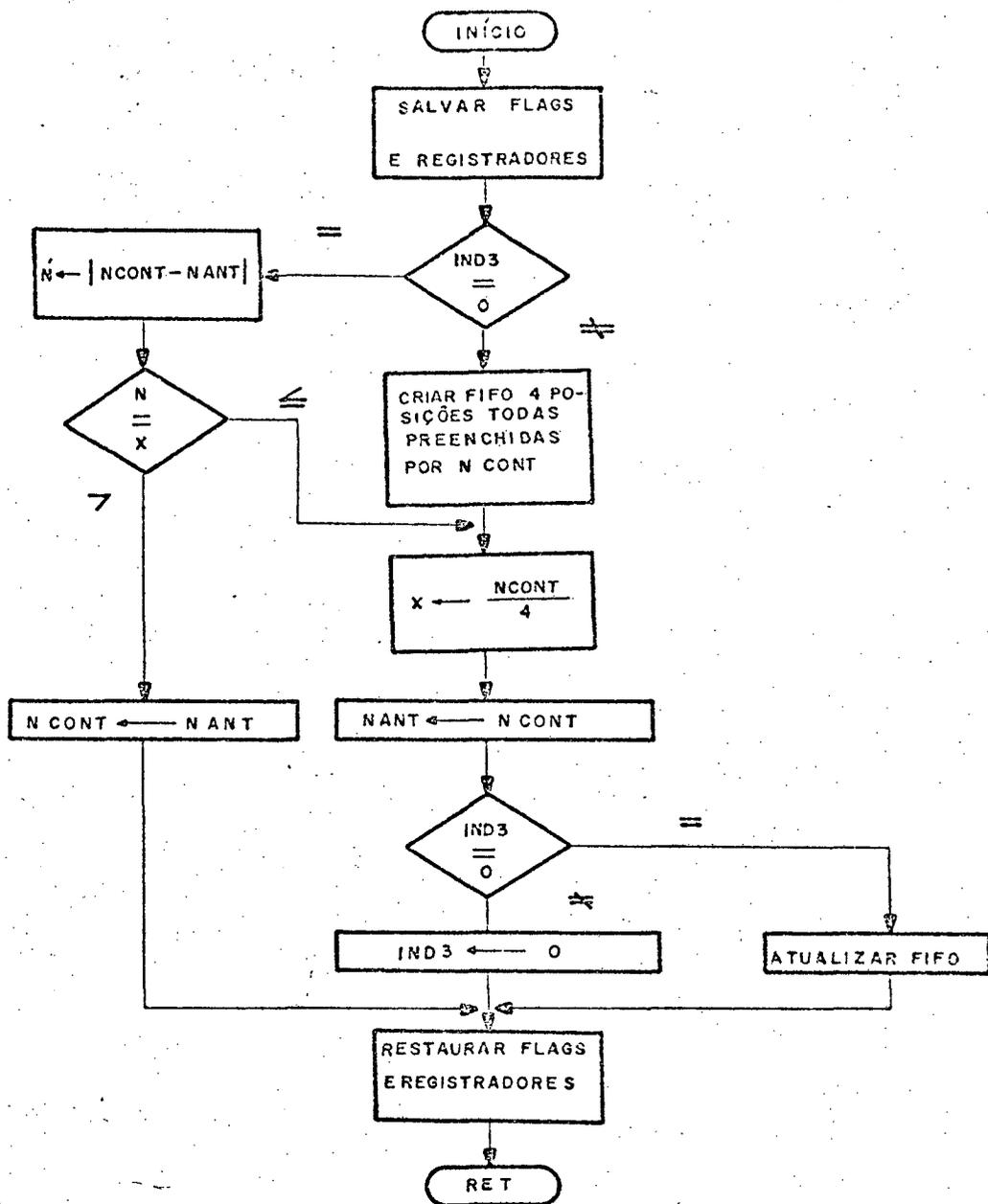


Figura 4.5 - Fluxograma da subrotina FILT de tratamento dos efeitos de ruídos espúrios.

ção automática da frequência do oscilador de maneira a manter a precisão do medidor dentro do intervalo pré-estabelecido. Estas tarefas devem ser tão flexíveis quanto possível de maneira a permitir expansões, sem grandes alterações, com o intuito de aten-

der um grande número de aplicações.

Duas espécies de tarefas devem, aqui, ser realizadas: a primeira deve testar se uma determinada frequência do oscilador é adequada para uma medida em particular e a segunda deve alterar o valor da frequência do oscilador caso ela não seja adequada para aquela medida.

No primeiro caso foi mostrado, em capítulo anterior, que a faixa de medidas para uma determinada aplicação poderia ser dividida em diversas pequenas faixas, cada qual correspondendo a uma frequência de oscilador. Supondo o caso mostrado na fig. 4.6 em que a faixa é dividida em três pequenas outras, a cada  $f_c$  correspondem dois valores limites de contagem:  $N_{sup}$  e  $N_{inf}$ , sendo que  $N_{sup}$  de uma faixa tem a mesma significação de  $N_{inf}$  da faixa subsequente.

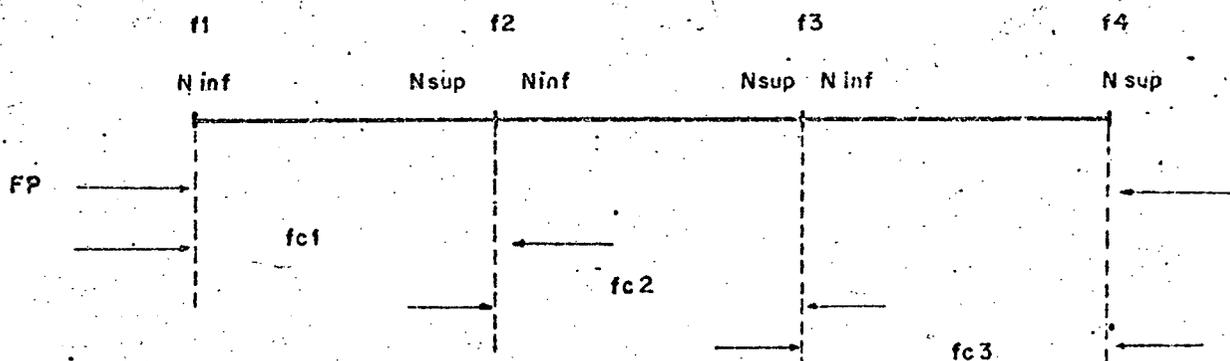


Figura 4.6 - Faixa do medidor FP dividida em três pequenas faixas, considerando um esquema de adaptação frequência x frequência

O algoritmo pode ser realizado da seguinte maneira: a cada faixa se faz corresponder uma subrotina, aqui chamada ADPn ( $n = 1, 2, \dots$ ). Cada subrotina testa o valor da medida

realizada para o intervalo  $N_{inf} - N_{sup}$  correspondente. Caso o valor medido esteja dentro do intervalo considerado, o apontador volta para o programa principal continuando a execução normalmente. Caso contrário, a subrotina deve verificar se o valor medido é maior que  $N_{sup}$  ou menor que  $N_{inf}$ , de maneira a "ligar" indicadores que acusem uma ou outra situação.

É importante ressaltar que podem existir tantas faixas quantas forem necessárias para uma determinada aplicação, pelo simples acréscimo de novas subrotinas ADPn à estrutura do programa principal.

O fluxograma genérico para uma subrotina ADPn é apresentado na fig. 4.7.

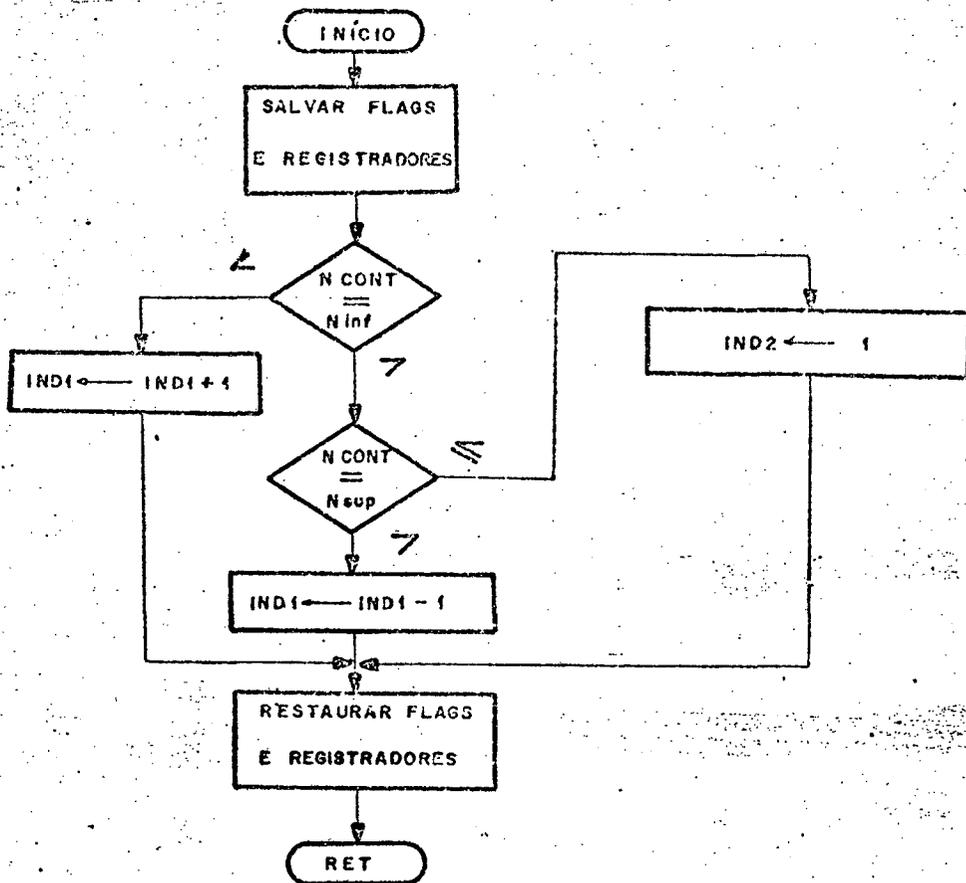


Figura 4.7 - Fluxograma de uma subrotina ADPn de adaptação

No caso da mudança da frequência do oscilador, considere-se um circuito composto por divisores de frequência programáveis, tantos quanto necessários. Deve-se então implementar uma subrotina que realize a programação destes divisores de acordo com as especificações de precisão. Esta subrotina, chamada MUDF e cujo fluxograma é mostrado na fig. 4.8 testa os indicadores acionados nas subrotinas ADPn e, então, gera os sinais de controle para que os divisores gerem a frequência de referência apropriada.

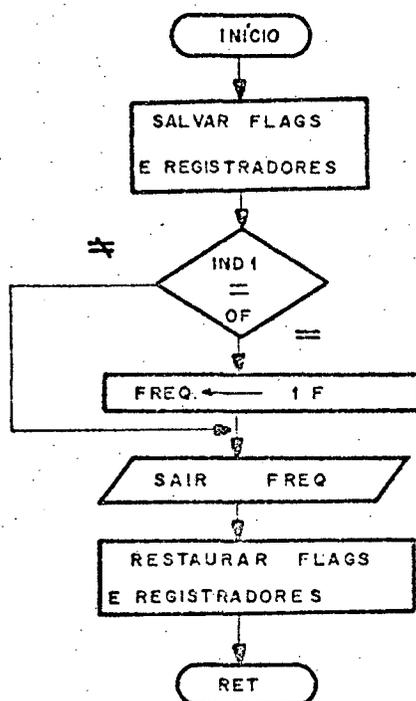


Figura 4.8 - Fluxograma da subrotina MUDF de controle da frequência do oscilador

#### 4.3.3 - Tarefas do grupo 3

a) Comunicações com outro(s) computador(es)

Tendo-se em vista que para uma estratégia completa

de controle, muitas vezes se torna necessária a utilização de mais de um computador, onde alguns realizam tarefas dedicadas e um outro se encarrega da supervisão (computador anfitrião), torna-se necessário o desenvolvimento de um sistema de comunicações entre eles.

O projeto e a implementação de tal sistema de comunicações envolve especificações e considerações tais como |9|

1 - Necessidade de transferência de informações.

Este item trata especificamente do tipo de transferência de informações e envolve considerações como:

- Tipos de informação
- Comprimento das mensagens
- Modelos e fluxos de informações
- Nomes e endereços
- Transferência
- Protocolos

2 - Considerações de desempenho

- Sendo considerações principais
- Atraso de transferência e tempo de resposta
- Razões de transferência de informações
- Prioridades

3 - Considerações de confiabilidade

Esta seção trata de todos os aspectos de confiabilidade - como pode ser medido em termos de integridade e disponibilidade e como pode ser obtido. São itens importantes:

- Integridade da transferência de informação
- Controle de erros
- Disponibilidade
- Proteção

4 - Considerações ambientais e de segurança.

Estas são considerações impostas pelo meio físico

5 - Considerações físicas

Relacionam-se aos aspectos dos componentes físicos que constituem o sistema de comunicações, como eles são interconectados e como isto afeta a aplicação.

São itens principais:

- meios de transmissão
- Interfaces físicas
- Topologia do dispositivo
- Número de estações
- Distância entre estações
- Reconfiguração.

Pode-se, por conseguinte, concluir que este é um estudo extenso e com muitas variáveis envolvidas, de tal forma que não é possível sugerir um sistema genérico. Cada caso é um problema particular. Assim sendo, a interligação de dois ou mais computadores deve ser tratada de acordo com as exigências que se faz para o problema em questão, considerando suas características e limitações próprias.

#### 4.4 - Sequenciamento das tarefas

Nos itens anteriores foi discutido o particionamento do algoritmo proposto em diversas tarefas. Torna-se, por consequinte, necessário desenvolver um programa de maneira a coordenar as subrotinas realizadoras das respectivas tarefas. Cada subrotina deve, portanto, ser alocada no tempo de acordo com a interação que possa haver entre elas, de maneira a compor um conjunto lógico, executável e implementador do algoritmo proposto.

A fig. 4.9 apresenta o fluxograma de uma solução em que todas as tarefas são realizadas por um único microprocessador. Na inicialização, são realizadas as programações de todas as portas paralelas de entrada e saída, bem como de todos os transmissores e receptores série. A seguir o programa principal PROGP se torna uma malha perpétua contendo todas as decisões lógicas de maneira a coordenar todas as atividades do algoritmo de adaptação. É importante observar a provisão para subrotinas, ADPn de maneira a ampliar a faixa de medidas.

Como o preço dos microcomputadores caiu, cada dispositivo medidor ou controlador pode, potencialmente, incluir um ou mais deles.

Com a utilização de mais de um microprocessador seria possível um grande número de soluções, alocando as tarefas não só no tempo, como também em processadores concorrentes.

Uma configuração muito utilizada considera a utilização de dois microprocessadores: um deles é dedicado as tarefas de comunicação com outro computador, deixando o outro com liber-

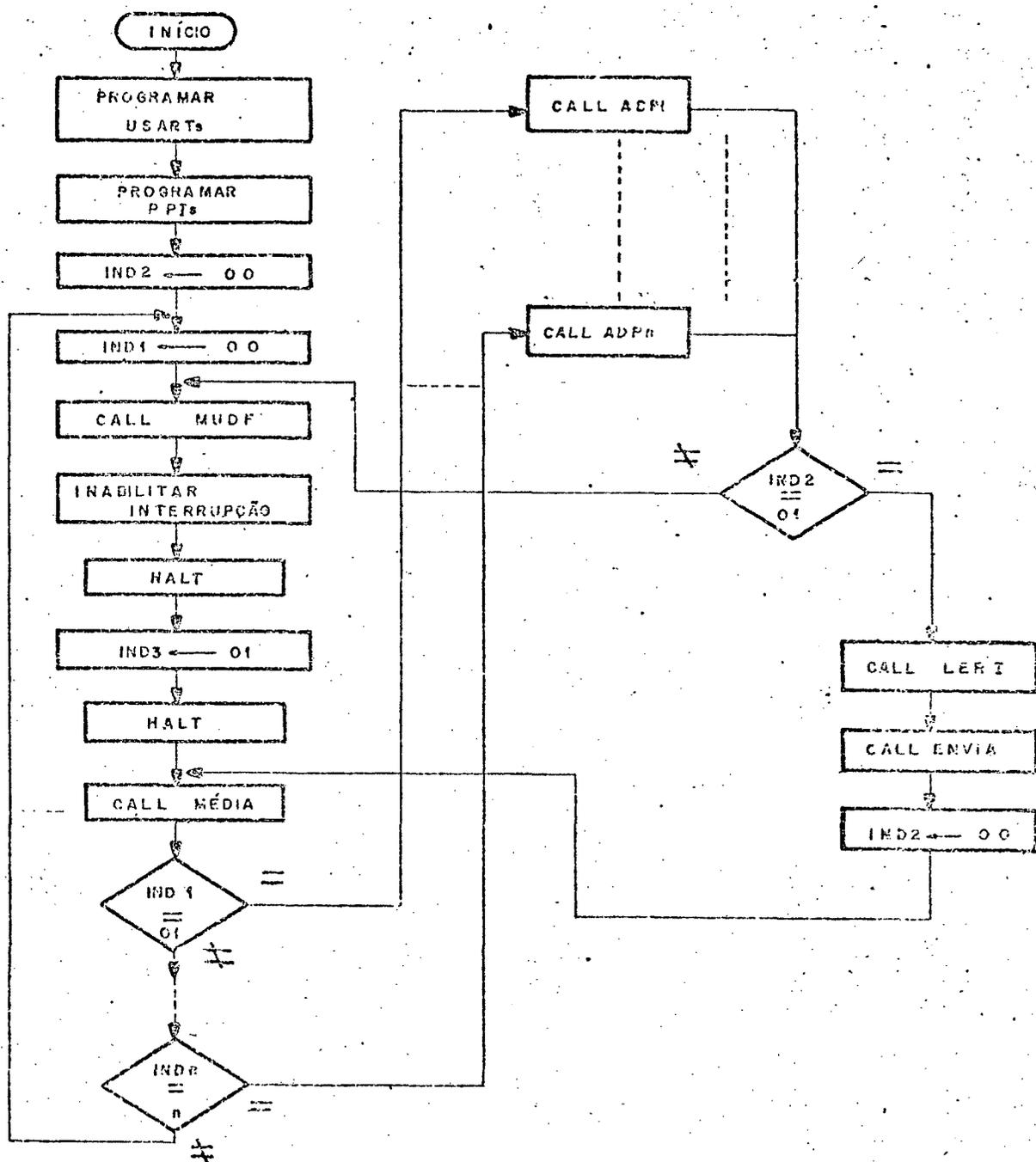


Figura 4.9 - Fluxograma do programa principal PROG

dade para realizar apenas as tarefas inerentes ao algoritmo em questão.

#### 4.5 - Conclusão

Neste capítulo foi discutido a implementação do algoritmo proposto no capítulo 3. Esta implementação foi realizada de modo genérico, de maneira a atender um grande número de apli-  
cações. Em função disto duas observações devem ser feitas:

- cada aplicação é um caso particular apresentando suas características próprias, suas singularidades. Estas devem ser consi-  
deradas alterando-se, onde e sempre que necessário, a implementação proposta de maneira a adequá-la às condições inerentes à apli-  
cação.

- Com relação à implementação física do medidor, o(s) micro-  
processador(es), bem como o "hardware" externo utilizado tam-  
bém contribuem de uma forma ou de outra para alterações na imple-  
mentação básica do algoritmo.

## C A P Í T U L O V

### MEDIDA DE VELOCIDADE DE UMA MÁQUINA SÍNCRONA

#### 5.1 - Introdução

Muitas aplicações de controle de máquinas elétricas rotativas exigem a medida da velocidade angular com um alto grau de precisão. O medidor deve considerar o problema da dinâmica do sistema em questão, visto haver um compromisso entre a precisão de medida e a dinâmica exigível do sistema.

Por outro lado, para melhor compatibilidade entre os dispositivos de medida e de controle, economia e flexibilidade, é desejável obter os sinais correspondentes à medida desejada, diretamente na forma digital.

Neste capítulo é implementado um medidor digital para medida de velocidade de uma máquina síncrona, utilizando o algoritmo de adaptatividade no sentido de obter uma precisão especificada para uma dada faixa de frequência, bem como minimizar os efeitos do ruído. São também realizadas medidas de corrente e detecção do sentido de rotação da máquina.

#### 5.2 - Implementação do medidor

##### 5.2.1 - Considerações

A medida digital de velocidade de um elemento mó-

vel consiste em converter o sinal, obtido pelo transdutor e que contém tal informação, em uma seqüência de pulsos e determinar a velocidade por medida modo período ou modo freqüência.

Para baixas velocidades do elemento móvel, o período do trem de pulsos é grande e o número de pulsos contados é correspondentemente grande. Para altas velocidades do elemento móvel, a freqüência do trem de pulsos é grande e, consequentemente o número de pulsos contados em um dado intervalo é correspondentemente grande. Portanto, para baixas velocidades, a medida do período do trem de pulsos é desejável e para altas velocidades, a medida da freqüência do trem de pulsos é aconselhável.

A técnica de medida para medir a velocidade sobre uma larga faixa deve considerar o problema de manter uma dada precisão face aos distúrbios de ruído presentes sem, ao mesmo tempo, ultrapassar o limite dos contadores. O ruído pode ser o ruído aleatório ou algum sinal espúrio. Esses distúrbios de ruído causam um erro na detecção do zero e, por conseguinte, o período do sinal medido torna-se errôneo.

A precisão pode ser mantida se for assegurado um grande número de contagens para toda a faixa especificada de velocidade e o problema do ruído é sobrepujado utilizando-se a média de  $n$  leituras e comparando o período medido com o período anteriormente medido  $|11|$ .

A fig. 5.1 apresenta uma máquina síncrona comandada por um motor de C.C.

A velocidade da máquina síncrona é relacionada com a freqüência do sinal de tensão do estator da seguinte forma:

$$\omega = K_{\omega} f_s$$

onde  $\omega$  é a velocidade angular da máquina síncrona,  $f_s$  é a frequência do sinal de tensão do estator e  $K_{\omega}$  é uma constante de proporcionalidade.

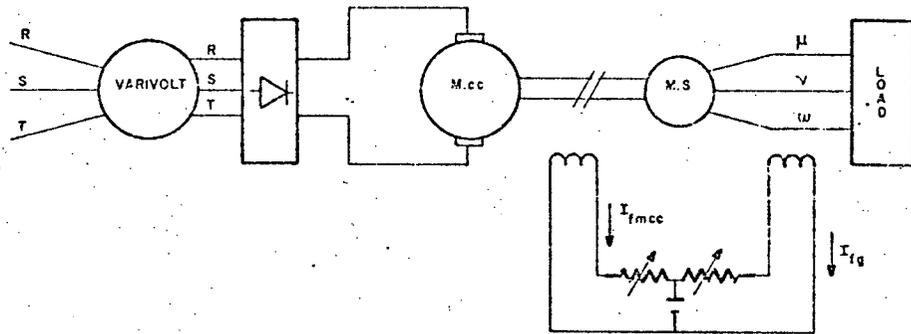


Figura 5.1 - A máquina síncrona comandada por um motor de C.C.

A relação acima citada é explorada para determinação da velocidade. O uso do período do sinal de tensão para medição da velocidade (considerando que a tensão é uma senóide pura) é melhor, do ponto de vista de confiabilidade, que um dispositivo envolvendo partes móveis como, por exemplo, um disco perfurado conectado ao eixo de uma máquina.

Considerando a complexidade na implementação do algoritmo de adaptação, é utilizado como base para o medidor um microcomputador MCS-80 (SDK-80) da INTEL CORPORATION constituído de uma CPU 8080A, um gerador de "clock" 8224, um sistema controlador 8228, 1k de memória RAM estática 2111, 4k de memória PROM 2708, dois interfaces paralelos programáveis 8255 e um transmis

sor/receptor síncrono/assíncrono universal 8251.

### 5.2.2 - Medidor de velocidade

No projeto do medidor adaptativo de velocidade algumas especificações devem ser obedecidas. Considere-se o caso de uma faixa de medidas de 9 a 80 Hz e que o erro máximo admissível, devido aos componentes digitais do medidor, seja  $\epsilon = 0,01\%$ .

Em função do erro máximo admissível pode-se determinar o número mínimo de bits necessários no contador. Desde que

$$\epsilon_{\text{máx}\%} = \frac{\pm 1}{N_{\text{cont}_{\text{min}}}} \times 100$$

onde  $N_{\text{cont}}$  é o número de contagens do contador

$$\text{tem-se } 0,01 = \frac{\pm 100}{N_{\text{cont}_{\text{min}}}} \quad \text{ou } N_{\text{cont}_{\text{min}}} = 10.000$$

Para um número mínimo de contagens de 10000, o mínimo de bits no contador é de 14 pois  $2^{13} = 8192$  e  $2^{14} = 16.384$ . Todavia, de maneira a permitir mais flexibilidade, pois que não se pode gerar tantas frequências de oscilador quantas seriam desejáveis, fica estipulado o número de bits em 15 o que implica em um máximo de 32.768 contagens.

As frequências do oscilador podem ser geradas a partir de um contador/divisor programável que dividiria por

1,2,... n a frequência de 2.048 KHz do gerador de "clock" do microprocessador.

Para a faixa experimental de medidas de 9 Hz a 80 Hz, sugere-se uma divisão em quatro menores faixas, cada uma correspondendo a uma frequência de oscilador diferente.

A fig. 5.2 apresenta as faixas  $FP_1$ ,  $FP_2$ ,  $FP_3$ ,  $FP_4$  e a faixa resultante FPR, bem como os valores de contagem (em hexadecimal) correspondentes a  $N_{max}$  e  $N_{min}$  para cada faixa.

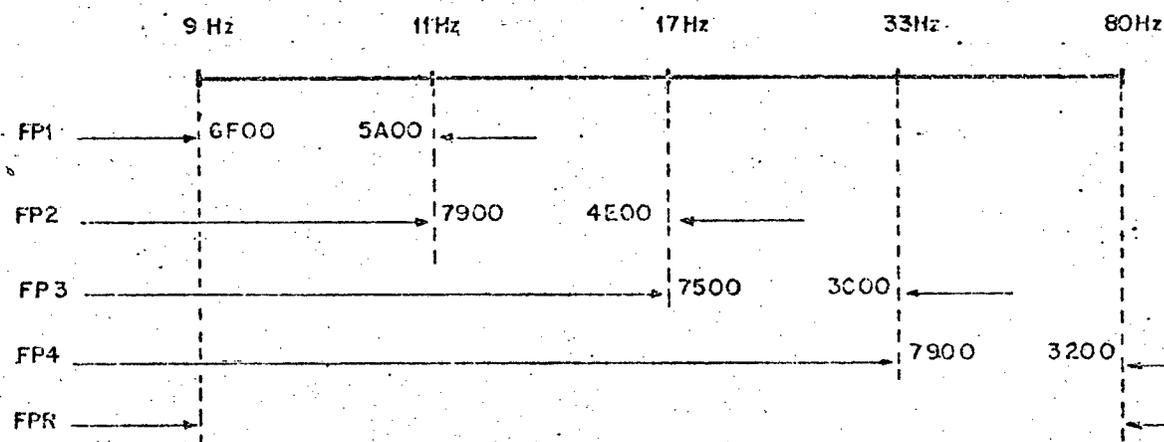


Figura 5.2 - A divisão adotada para a faixa de 9 a 80 Hz

As frequências de "clock" para cada uma das quatro faixas, bem como os erros correspondentes são

$$f_{c4} = 2048 \text{ KHz} \quad \epsilon_4 = 0,0078\%$$

$$f_{c3} = 1024 \text{ KHz} \quad \epsilon_3 = 0,0065\%$$

$$f_{c2} = 682,66 \text{ KHz} \quad \epsilon_2 = 0,005\%$$

$$f_{c1} = 512 \text{ KHz} \quad \epsilon_1 = 0,0043\%$$

garantindo, portanto, que o erro relativo para a faixa toda está dentro da especificação de  $\epsilon = 0,01\%$

A fig. 5.3 apresenta um diagrama de blocos do circuito medidor de velocidade.

O período do sinal de tensão senoidal é medido como segue. O sinal de tensão do estator da máquina, após ser devidamente condicionado por um transformador abaixador (que também isola os circuitos da máquina e do medidor), é convertido em um sinal de tensão retangular pelo uso de um comparador. Se faz importante que o comparador seja implementado através da utilização de um amplificador operacional de alto "slew rate" como o CA3140 ("slew rate" de  $10 \text{ V}/\mu\text{s}$ ) bem como realização de ajuste de "off-set", visto que este é o ponto mais crítico do medidor em termos de precisão, desde que a determinação do cruzamento zero tem, necessariamente, de ser precisa. A saída do comparador é limitada através de um diodo Zener em 4,7V de maneira a ser compatível com a lógica TTL.

Então, um número de pulsos gerados pelo contador/divisor 74193, cuja frequência pode ser mudada por "software", é contado no período do sinal retangular.

Na borda negativa do sinal retangular do comparador, um monoestável ( $1/2$  74221) é disparado de maneira a habilitar a entrada  $\overline{\text{STB}}$  ("STROBE") da PPI 8255 (definida para operação no Modo 1) para que as memórias de entrada desta, obtenham o valor de contagem presente na saída dos contadores (4 contadores binários assíncronos 7493). Após as memórias de entrada da PPI terem adquirido o número de contagens, o sinal IBF ("INPUT BUFFER



FULL") vai a "1". Este sinal é utilizado de maneira a gatilhar um outro monoestável que "zera" os contadores habilitando, assim, uma nova contagem. Por outro lado, um outro monoestável ativa o sistema de interrupções do microprocessador, no sentido de que a subrotina LERN seja executada.

A fig. 5.4 apresenta a tensão senoidal do estator, o sinal retangular, os pulsos do oscilador e os sinais de controle para o microprocessador.

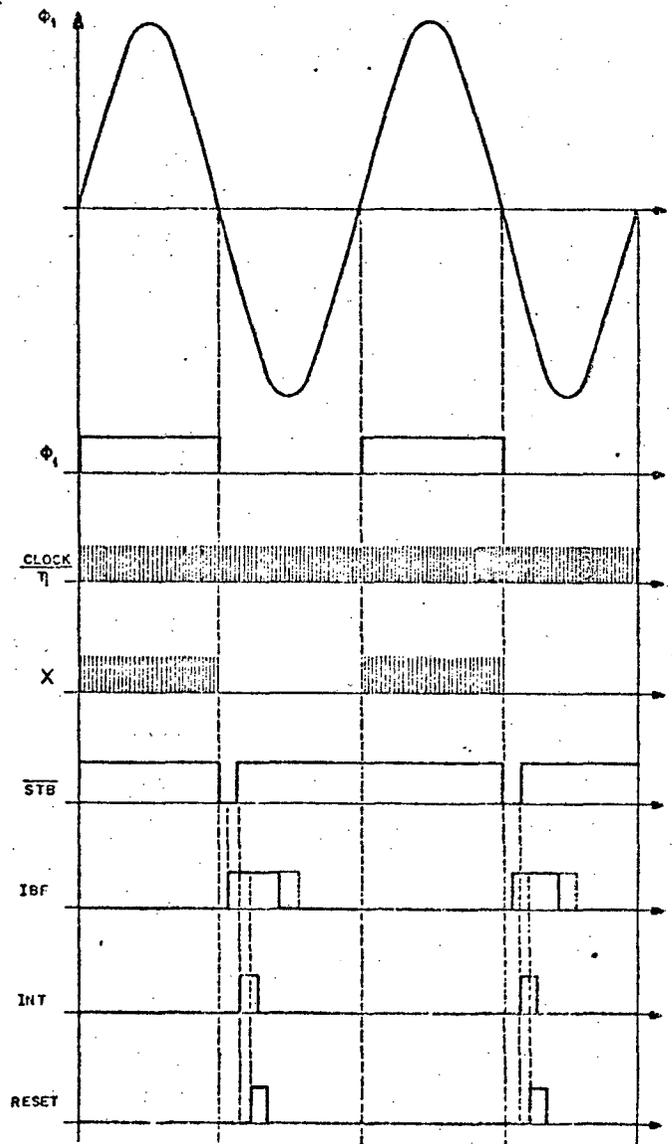


Figura 5.4 - A tensão senoidal do estator da máquina, o sinal retangular, os pulsos do oscilador e os sinais de controle.

O circuito RC entre IBF e o monoestável 2, é colocado de maneira a garantir a aquisição do número de contagens pela PPI antes da "zeragem" do contador. E, a presença dos três monoestáveis deve-se tão somente as exigências de largura dos pulsos  $\overline{STB}$ , RESET e INT. Observa-se também que o 16º bit do contador não é utilizado, pois que se garante que a contagem não ultrapassa o valor 32.768.

A frequência do oscilador é selecionada de acordo com um programa de "software" que gera os sinais de controle necessários para a programação do contador/divisor 74193.

### 5.2.3 - O detetor de sentido de rotação

A detecção do sentido de rotação da máquina é baseada na comparação de duas das três fases do gerador síncrono. Com um flip-flop tipo D sensível a borda é gerado um sinal SR de valor "0" para uma rotação positiva (sentido horário) ou "1" para uma rotação negativa (sentido anti-horário) [12], conforme mostrado na fig. 5.5.

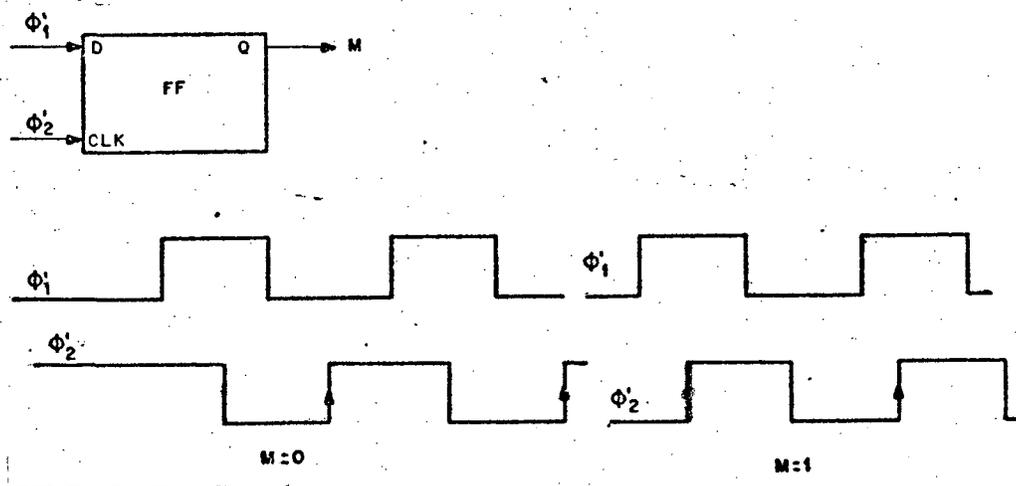


Figura 5.5 - Detecção do sentido de rotação através da comparação de duas fases.

#### 5.2.4 - O Medidor de corrente

Este circuito tem como objetivo fazer sucessivas medidas de corrente, de maneira que, através do algoritmo de obtenção de corrente, seja determinado seu valor de pico.

O conversor utilizado é um ADC 800, que é um conversor analógico-digital, A/D, monolítico, implementado com tecnologia MOS canal P. Este dispositivo contém um comparador, um conversor digital-analógico, D/A, na malha de realimentação, memórias de saída com terceiro estado, saída de dados ( $D_0$ - $D_7$ ) compatível com TTL e uma lógica de controle.

Este conversor utiliza o método das aproximações sucessivas. Este é um dos processos de conversão que apresenta melhor precisão, bem como altas razões de conversão (da ordem de  $10^5$  palavras por seg). O processo consiste basicamente em, iniciando pelo MSB (bit mais significativo) testar todos os bits do decodificador D/A. A cada bit escolhido, a saída do decodificador D/A é comparada com o sinal analógico de entrada. Se a saída D/A é maior, o "1" é removido daquele bit particular e o processo continua com o teste do próximo bit. Se o sinal analógico de entrada é maior, o "1" permanece naquele bit. Ao fim do processo, depois que o bit menos significativo, LSB, foi testado, a palavra digital presente no decodificador D/A é o equivalente digital da tensão analógica de entrada.

A conversão tem início com um pulso de "início de conversão" aplicado na entrada SC do ADC 800. A duração máxima deste pulso é de três períodos de "clock". O tempo de conversão

corresponde a  $40 \times T$ , onde  $T$  é o período do sinal usado como "clock". Ao fim da conversão o sinal de fim de conversão, EOC, é ativado avisando que o valor convertido está disponível nas memórias de saída e lá deve permanecer até nova subida de EOC.

O circuito de aquisição de corrente é apresentado na fig. 5.6. De maneira a possibilitar conversões bipolares, a rede resistiva do conversor ADC 800 está ligada a + 5V e - 5V.

As ligações do conversor, tanto para + 5V como para - 5V, são feitas através de potenciômetros que servem para o ajuste de plena escala e de zero respectivamente.

A frequência de "clock" utilizada é de 512 KHz, obtida através da divisão por 4 da frequência do gerador de "clock" do próprio microcomputador [13]. Com isto, o tempo de conversão fica determinado em  $80 \mu_s$ , o que permite mais de 150 medidas para a máxima frequência (80 Hz) considerada.

O pulso de início de conversão é obtido através de um comando gerado pela subrotina LERI, sendo sua largura controlada por um monoestável 74121. Este pulso deve estar em níveis aceitáveis pela entrada SC do conversor (nível "1" > 4v, nível "0" < 0,8v) o que é conseguido com a utilização de uma resistência de "pull-up".

Os valores de corrente de carga são obtidos a partir de uma resistência de  $0,02 \Omega$ , que transforma a corrente em tensão. Esta tensão é amplificada através de um amplificador diferencial com ganho 21. A saída do amplificador está limitada em +5,5V e -5,5V por dois diodos Zener de 4,7V.

Os dados convertidos são armazenados nas memórias

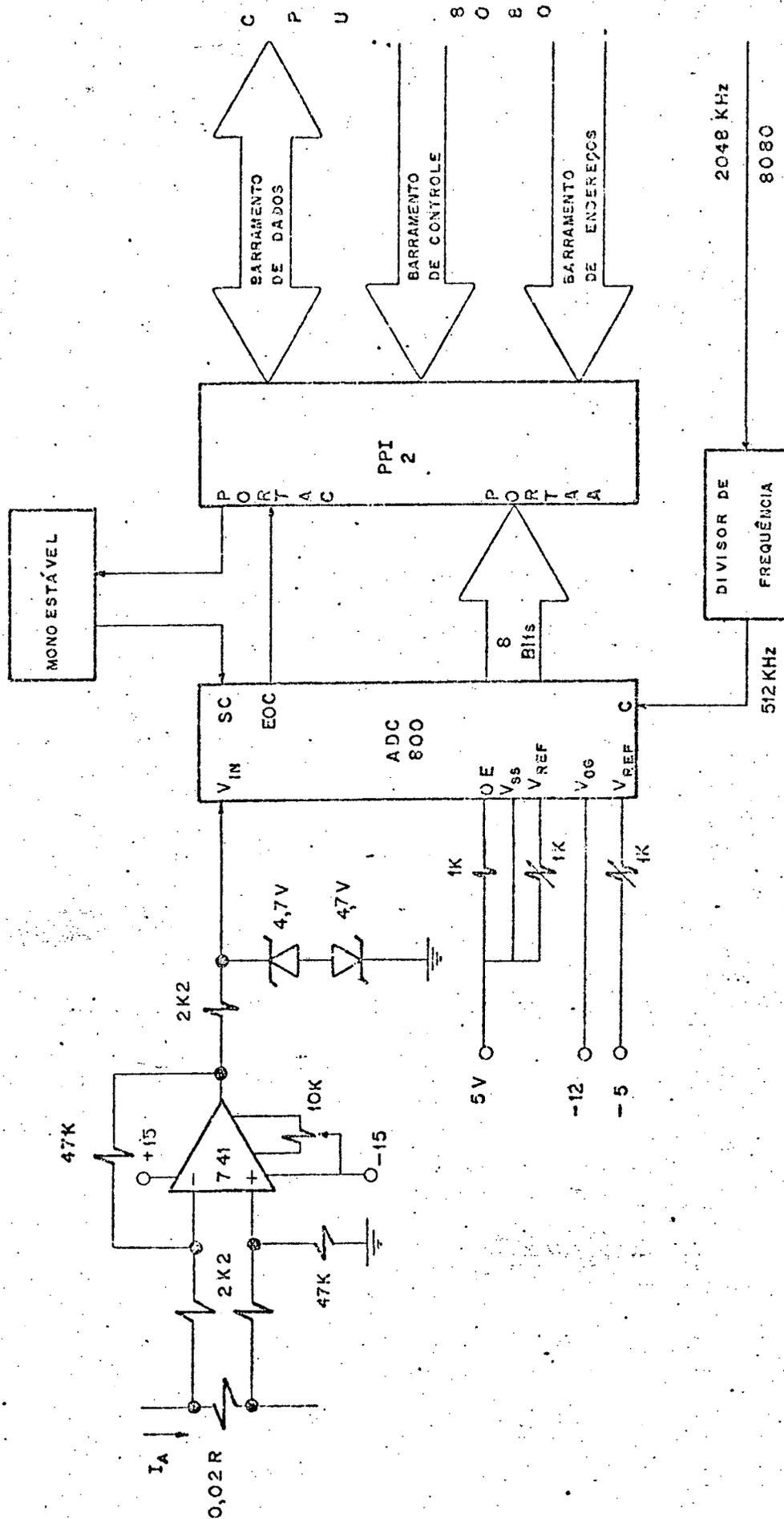


Figura 5.6 - Circuito de aquisição de corrente.

de saída conforme é sinalizado através da subida de EOC. Estes dados permanecem disponíveis, até uma outra subida de EOC, desde que o terceiro estado está desativado através do nível "1" na entrada OE que habilita as saídas. A saída de dados (DO-D7) está ligada à porta A de uma PPI 8255 programada na MODO 0.

### 5.3 - O Interface mini-microcomputador

O interface pode ser definido como a ligação de membros de um grupo de tal maneira que eles estejam aptos a funcionarem compatível e coordenadamente [14]. Em 1950, quando os instrumentos digitais eram virtualmente desconhecidos, a tarefa de interface era unicamente uma: sinais analógicos eram simplesmente conectados entre instrumentos por cabos padrão. Um profundo conhecimento de casamento de impedância, redução de ruído e amplificação, geralmente eram necessários para realizar o interface de instrumentos. Hoje, além daquele interface chamado analógico-analógico, existem opções de interfaces de instrumentos analógicos a digitais, digitais a analógicos e, mais importante, instrumentos digitais e outros instrumentos digitais ou computadores digitais.

#### 5.3.1 - Transmissão série x paralela e síncrona x assíncrona

Apesar de que uma série de fatores devem ser considerados quanto à ligação entre instrumentos digitais e/ ou computadores, duas questões são fundamentais: transmissão série ou paralela e síncrona ou assíncrona.

Considere-se primeiro o uso da transferência de da

dos em paralelo. Para grandes distâncias, o custo dos cabos pode se tornar por demais alto. Um procedimento alternativo consiste em converter os dados do formato paralelo para o formato série na transmissão e voltar ao formato paralelo ao fim da recepção.

A outra consideração diz respeito ao formato de transmissão. O formato assíncrono é mais comumente usado para comunicações com dispositivos remotos. Todavia, para dispositivos de alta velocidade, este formato de transmissão é prejudicial sobre a capacidade de transmissão da linha, em bits por segundo, por causa da necessidade de transmitir bits de sinalização de começo e fim de caráter. Melhor utilização da linha de transmissão pode ser obtida pelo uso de transmissão síncrona. Neste caso, um "clock" operando continuamente é usado para temporizar a transmissão de bits consecutivos [15]. Ou seja, na transmissão e na recepção os "clocks" devem ter a mesma frequência e mesma relação de fase. Todavia é necessário existir alguma maneira de se poder definir o início e o fim de cada bloco de informações, ou seja, definir a existência de um caráter de sincronização.

### 5.3.2 - Circuitos transmissores - receptores digitais integrados

Construir transmissores e receptores com blocos lógicos não é uma tarefa fácil. Exatamente por isto, desde princípios de 1970, justamente quando essas funções começavam a ser exigidas, têm surgido uma série de circuitos integrados que realizam essas funções.

No caso particular da realização do interface de

um microcomputador MCS-80 da INTEL CORPORATION com um minicomputador PDP 11-40 da DIGITAL EQUIPMENT CORPORATION, convém conhecer dois destes dispositivos, quais sejam:

- DL 11 ASYNCHRONOUS LINE INTERFACE (UART)
- 8251 UNIVERSAL SYNCHRONOUS/ASYNCHRONOUS RECEIVER/TRANSMITTER (USART)

O DL 11 SYNCHRONOUS LINE INTERFACE é um interface de comunicações, consistindo de um único circuito integrado, que realiza duas operações básicas: recepção e transmissão assíncrona de dados. Quando recebendo dados, o interface converte um caráter série assíncrono de um dispositivo externo em um caráter paralelo para a transferência para o barramento do minicomputador PDP 11-40. Este caráter pode, então, ser levado pelo barramento para a memória, para um registro do processador ou qualquer outro elemento do processador. Quando transmitindo dados, um caráter paralelo do barramento é convertido em uma linha série para transmissão para um dispositivo externo. Por causa das duas unidades de transferência de dados (transmissor e receptor) serem independentes, elas são capazes de duas vias de comunicações simultâneas.

Tanto transmissor como receptor operam com dois registros relacionados: um registrador de "status" e um de controle para funções de monitoração e de comando, e mais um registrador de armazenamento de dados para armazenar os dados antes da transferência para o barramento ou para o dispositivo externo.

|16| O diagrama de blocos do DL-11 é mostrado na fig. 5.7.

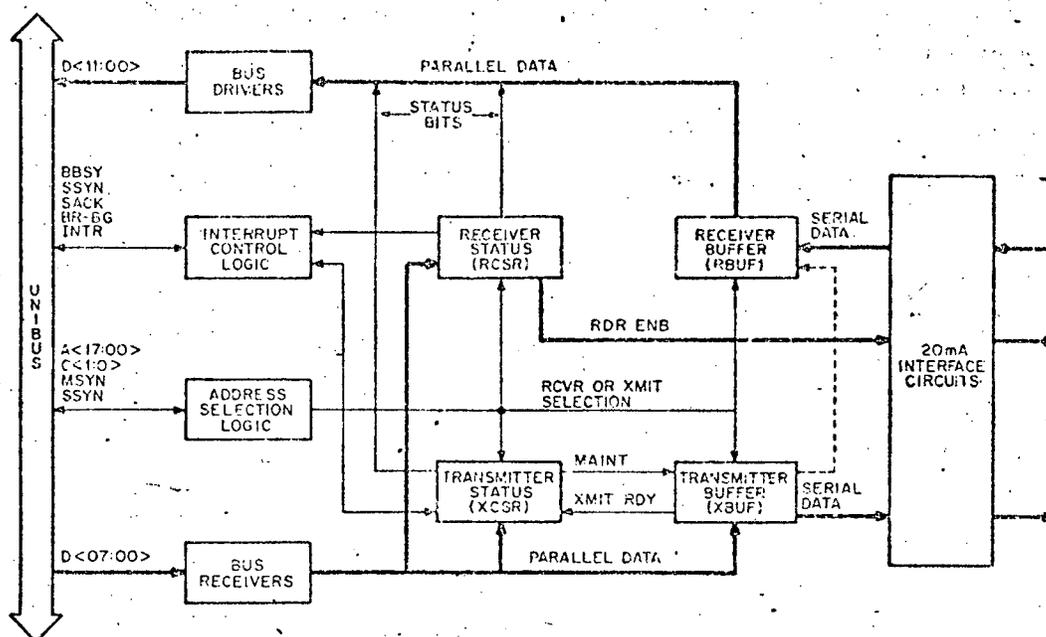


Figura 5.7 - Diagrama de blocos do transmissor/receptor DL 11-A

Existem cinco opções disponíveis para o DL-11

a) Controle de Teletipo: DL 11-A e DL 11-C

As DL 11-A e DL 11-C usam malhas de corrente de 20 mA para transmissão, recepção e operações necessárias para teletipo ou controle de terminais mostradores.

O DL 11-C é simplesmente uma versão mais flexível da DL 11-A e inclui seleção de códigos de dados e de razão de transmissão.

b) Controle de Terminal EIA: DL 11-B e DL 11-D

As DL 11-B e DL 11-D contêm acionadores e receptores EIA (ELECTRONIC INDUSTRY ASSOCIATION), como o EIA RS - 232C, para compatibilidade com os níveis

lógicos exigidos pelos terminais EIA.

O DL 11-D é simplesmente uma versão mais flexível do DL 11-B e inclui seleção de códigos de dados e de razão de transmissão.

c) Controle de coleção de dados: DL 11-E

O DL 11-E fornece controle para seleção completa de dados para MODEMS de comunicações.

Dependendo da opção usada, o usuário pode escolher as razões de transmissão, tamanho de caracteres, tamanho do código de fim de caráter, seleção de paridade, funções de controle e indicações de "status".

O 8251 UNIVERSAL SYNCHRONOUS/ASYNCHRONOUS RECEIVER/TRANSMITTER (USART) foi projetado para comunicações dos dados com os sistemas de microcomputadores 80/85. Como outros dispositivos de entrada/saída, I/O, em um sistema microcomputador, sua configuração funcional é programada pelo "software" do sistema para máxima flexibilidade. O 8251 pode operar usando virtualmente qualquer técnica de dados série presentemente em uso [7]. O USART aceita caracteres de dados da Unidade Central de Processamento, CPU, no formato paralelo e então os converte para um trem de pulsos para transmissão. Simultaneamente, pode receber um novo trem de pulsos e convertê-lo ao formato paralelo para a CPU. A CPU pode ler o "status" da USART em qualquer instante. A fig. 5.8 apresenta um diagrama de blocos da USART 8251

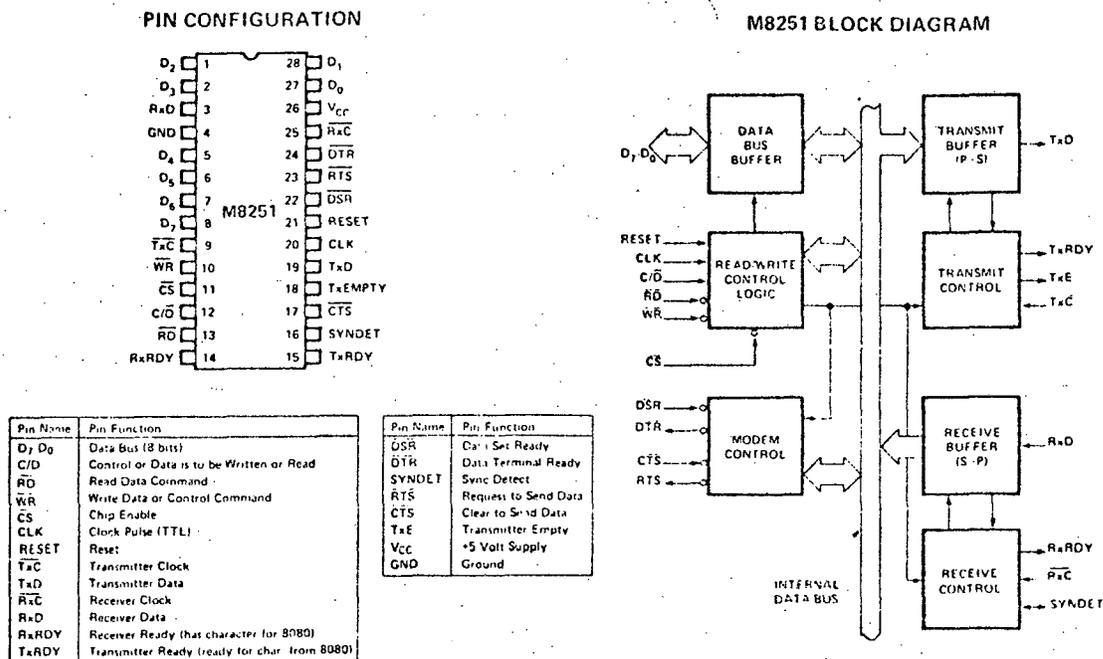


Figura 5.8 - Diagrama de blocos e configuração de pinos da USART 8251.

### 5.3.3 - O interface DL-11 - 8251

Desde que não é boa prática a transmissão de níveis TTL à uma distância maior que 10 polegadas [14], estes níveis não são, aqui, considerados. A maior parte das transmissões assíncronas usa um dos dois mais populares padrões de interfaces de comunicação: a malha de corrente de 20 mA e os níveis de tensão padrão RS-232C.

Devido ao fato do uso, por parte das malhas de corrente, de linhas de transmissão de baixa impedância que são resistentes ao ruído, este foi o padrão utilizado. A fig. 5.9 apresenta o esquema da ligação, observando-se o uso de acopladores

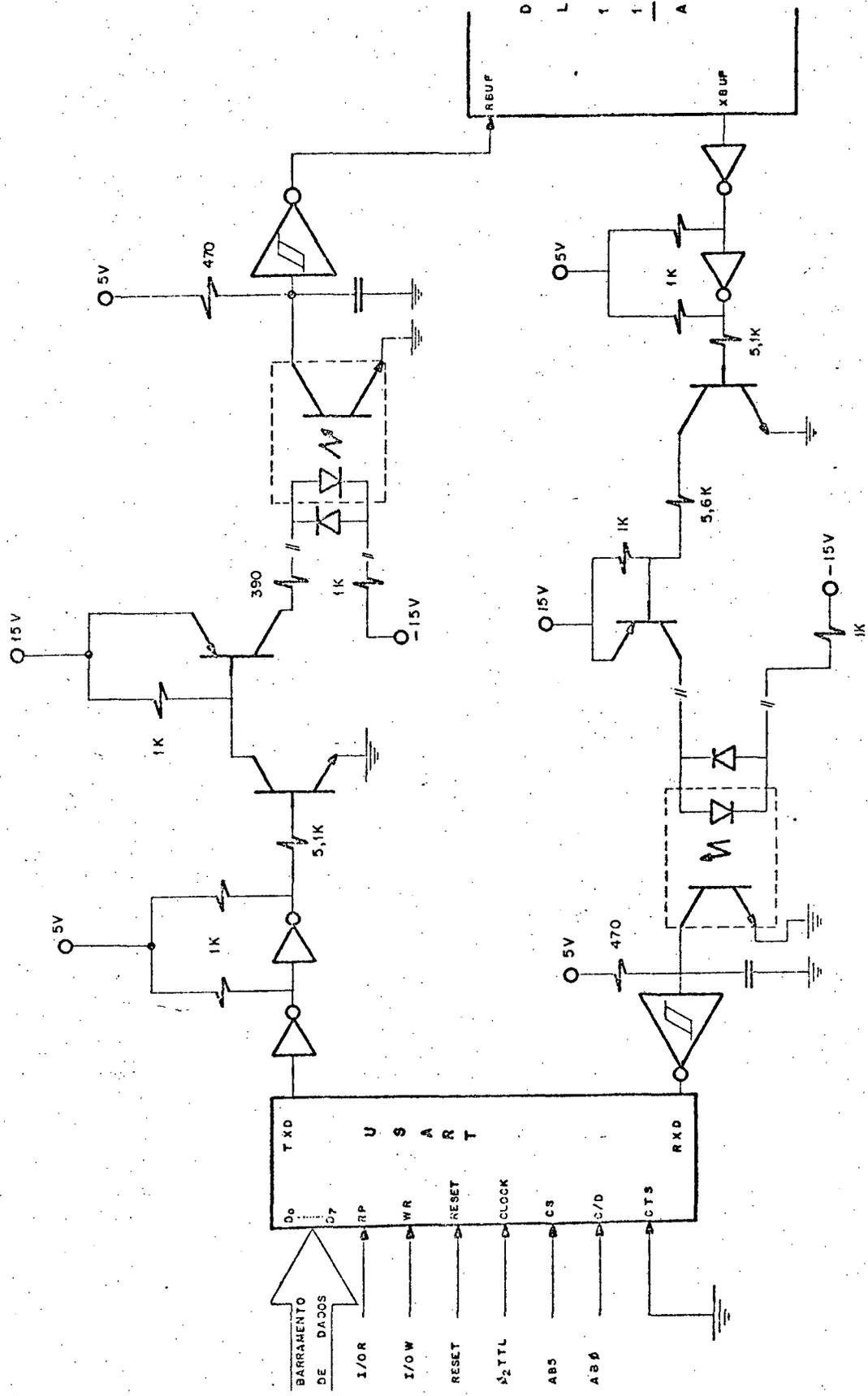


Figura 5.9 - Interface USART 8251 - USART DL 11-A

óticos (ou isoladores óticos) de maneira a isolar eletricamente as conexões entre a malha de corrente e os circuitos lógicos.

Considerando-se não ser o objetivo fundamental deste trabalho a discussão acerca da interação entre os dois computadores, optou-se por um interface com um pequeno número de especificações. Desta maneira, as unidades transmissoras e receptoras, tanto do dispositivo DL 11-A quanto do USART 8251, foram programadas da seguinte forma:

- Quanto ao formato de dados
  - 1 bit de início de caráter
  - 8 bits de dados
  - 2 bits de fim de caráter
  - não utilização de bit de paridade
- Quanto a razão de transmissão
  - 1.200 bits/segundo.

Com relação as "software" de comunicações, cinco são os caracteres a serem enviados:

- 1º caráter: 8 bits de sincronismo
- 2º caráter: 1 bit de sentido de rotação e 7 de número de contagens
- 3º caráter: 8 bits de número de contagens
- 4º caráter: 8 bits de frequência do oscilador
- 5º caráter: 8 bits de corrente.

Ao minicomputador cabe a detecção do caráter de sincronismo contido no bloco de informações enviada pelo microprocessador, de maneira que as informações sejam reconhecidas e processadas.

#### 5.3.4 - Resultados

O dispositivo de medição proposto foi implementado em laboratório usando um motor de C.C. comandando uma máquina síncrona.

Como não é possível a apresentação dos resultados obtidos no dispositivo medidor desde que, para isto, foi utilizado um terminal de vídeo, são apresentados, a seguir, algumas listagens obtidas no minicomputador PDP 11-40.

No entanto, deve-se ressaltar que não foi utilizado nem um procedimento de eliminação de ruídos no interface entre os computadores, bem como na recepção e processamento de dados por parte do computador anfitrião.

Alguns erros podem ser observados e são, aqui, discutidos.

Na listagem 3, o ensaio apresenta uma repetição de informações(1) de número de contagens e, conseqüentemente, de frequência (note-se que não ocorre repetição no valor de corrente) próximo ao ponto de adaptatividade(2). Esta ocorrência pode ser explicada pela utilização de um número máximo de contagens,  $N_{sup}$ , próximo do limite dos contadores implicando, para variações dinâmicas de velocidade, em uma provável ultrapassagem do limite dos contadores. Desta maneira esta informação é rejeitada pelo algoritmo de filtragem e, para prosseguimento das operações, o valor da medida anterior é repetido. De maneira a evitar esta ocorrência, sugere-se a diminuição do número máximo de contagens,  $N_{sup}$ , diminuindo, assim, a probabilidade de uma ultrapassagem do limite dos contadores.

Na listagem 4, três erros podem ser observados:

- No primeiro caso(3), os erros devem-se à perda de sincronismo entre os computadores, pois que o caráter escolhido como de sincronismo (caráter 05) pode ocorrer como um caráter de dados. Deve-se, pois, prover o protocolo de comunicações de condições de determinar se o caráter 05 é um caráter de sincronismo ou de dados. Isto pode ser realizado pela inclusão de mais um caráter no bloco a ser transmitido.

- O segundo erro(4), supõe-se ser decorrente de superposição de blocos de informações e/ou ruídos na linha de transmissão. Estes podem ser evitados através da utilização de protocolos melhor elaborados, bem como utilização de geração e teste de bit de paridade para cada caráter constituinte do bloco de informações.

- O terceiro erro(5) deve-se a presença de um ruído espúrio no sinal utilizado para fins de medição. Isto implica em que, no algoritmo de filtragem de ruídos espúrios, a faixa considerada para validade de uma medida (0,75 a 1,25 da medida anterior) deve ser diminuída. No entanto, a diminuição desta faixa pode comprometer a dinâmica do sistema.

Com relação à dinâmica do sistema, é importante salientar que apenas um semiciclo do sinal de estator da máquina síncrona foi utilizado para fins de determinação de velocidade. Com ligeiras modificações de "hardware" pode-se-ia utilizar os dois semiciclos melhorando, sobremaneira, a referida dinâmica.

Concluindo, os testes resultantes foram satisfatórios, tendo o dispositivo digital se mostrado flexível desde que

o algoritmo de medida pode ser modificado por mudança de "software".

ROT	NO. CONT.	FREQ(HZ)	CORR. (A)
0	20823	49.18	1.63
0	20823	49.18	1.63
0	20814	49.20	1.63
0	20813	49.20	1.63
0	20861	49.09	1.63
0	20839	49.14	1.63
0	20790	49.25	1.63
0	20829	49.16	1.63
0	20828	49.16	1.63
0	20860	49.09	1.63
0	20849	49.12	1.63
0	20832	49.16	1.63
0	20855	49.10	1.66
0	20846	49.12	1.63
0	20817	49.19	1.63
0	20828	49.16	1.63
0	20845	49.12	1.63
0	20870	49.07	1.63
0	20838	49.14	1.63
0	20831	49.16	1.63
0	20862	49.08	1.63
0	20814	49.20	1.63
0	20832	49.16	1.63
0	20854	49.10	1.63
0	20844	49.13	1.63
0	20862	49.08	1.63
0	20876	49.05	1.63
0	20822	49.18	1.63
0	20801	49.23	1.63
0	20829	49.16	1.63
0	20845	49.12	1.63
0	20871	49.06	1.63
0	20823	49.18	1.63
0	20814	49.20	1.63
0	20862	49.08	1.63
0	20896	49.00	1.63
0	20855	49.10	1.63
0	20864	49.08	1.63
0	20812	49.20	1.63
0	20833	49.15	1.63
0	20865	49.08	1.63
0	20816	49.19	1.63
0	20845	49.12	1.63
0	20865	49.08	1.63
0	20870	49.07	1.63
0	20863	49.08	1.63
0	20831	49.16	1.63
0	20849	49.12	1.63
0	20864	49.08	1.63
0	20865	49.08	1.63
0	20886	49.03	1.63
0	20816	49.19	1.63

Listagem 1: Ensaio com sentido de rotação positivo e velocidade e carga constantes.

ROT	NO. CONT.	FREQ (HZ)	CORR. (A)
1	16417	62.37	1.47
1	16417	62.37	1.49
1	16428	62.33	1.47
1	16428	62.33	1.47
1	16432	62.32	1.49
1	16417	62.37	1.48
1	16422	62.36	1.48
1	16417	62.37	1.47
1	16406	62.42	1.49
1	16416	62.38	1.49
1	16416	62.38	1.48
1	16422	62.36	1.49
1	16423	62.35	1.48
1	16429	62.33	1.47
1	16414	62.39	1.47
1	16414	62.39	1.48
1	16415	62.38	1.47
1	16412	62.39	1.47
1	16416	62.38	1.47
1	16422	62.36	1.48
1	16412	62.39	1.47
1	16423	62.35	1.47
1	16417	62.37	1.49
1	16423	62.35	1.47
1	16431	62.32	1.47
1	16431	62.32	1.49
1	16416	62.38	1.48
1	16430	62.33	1.47
1	16430	62.33	1.47
1	16429	62.33	1.49
1	16430	62.33	1.47
1	16416	62.38	1.47
1	16415	62.38	1.47
1	16416	62.38	1.49
1	16417	62.37	1.48
1	16422	62.36	1.47
1	16428	62.33	1.47
1	16422	62.36	1.49
1	16422	62.36	1.48
1	16438	62.29	1.49
1	16432	62.32	1.48
1	16444	62.27	1.47
1	16432	62.32	1.47
1	16431	62.32	1.49
1	16438	62.29	1.47
1	16438	62.29	1.47
1	16422	62.36	1.47
1	16430	62.33	1.48
1	16428	62.33	1.47
1	16439	62.29	1.47
1	16439	62.29	1.49
1	16444	62.27	1.48

Listagem 2: Ensaio com sentido de rotação negativo e velocidade e carga constantes.

ROT	NO. CONT.	FREQ(HZ)	CORR. (A)
0	28092	36.45	1.49
0	28124	36.41	1.49
0	28144	36.38	1.49
0	28175	36.34	1.49
0	28239	36.26	1.49
0	28204	36.31	1.49
0	28237	36.26	1.48
0	28270	36.22	1.49
0	28310	36.17	1.48
0	28524	35.90	1.48
0	27776	36.87	1.48
0	28162	36.36	1.47
0	28652	35.74	1.38
0	29089	35.20	1.38
0	30550	33.52	1.43
0	30391	33.69	1.42
0	30349	33.74	1.42
0	30399	33.69	1.42
0	30556	33.51	1.38
0	30380	33.71	1.38
0	32189	31.81	1.41
0	32189	31.81	1.42
0	16551	30.93	1.38
0	16598	30.85	1.38
0	16672	30.71	1.42
0	16785	30.50	1.37
0	17950	28.52	1.42
0	18045	28.37	1.36
0	18158	28.20	1.37
0	18268	28.03	1.37
0	18359	27.89	1.37
0	19505	26.25	1.42
0	19617	26.10	1.36
0	19728	25.95	1.42
0	19847	25.80	1.36
0	19975	25.63	1.36
0	20049	25.54	1.42
0	20145	25.42	1.35
0	20279	25.25	1.38
0	20438	25.05	1.35
0	19564	26.14	1.38
0	19792	25.87	1.31
0	19936	25.68	1.38
0	20064	25.52	1.35
0	20221	25.32	1.38
0	20289	25.24	1.31
0	20447	25.04	1.31
0	20599	24.86	1.37

Listagem 3: Ensaio com sentido de rotação positivo, carga constante e velocidade variável, podendo-se observar o ponto de adaptação(2).

ROT	NO. CONT.	FREQ(HZ)	CORR. (A)
0	30286	11.27	1.24
0	30333	11.25	1.13
0	30526	11.18	1.23
0	30397	11.23	1.24
0	3487	26.70	0.88-(3)
0	30252	11.28	1.24
0	30318	11.26	1.13
0	30215	11.30	1.26
0	30422	11.22	1.26
0	30432	11.22	1.24
0	30519	11.18	1.24
0	30439	11.21	1.23
0	30495	11.19	1.23
0	30685	11.12	1.23
1	20848	16.37	1.26-(4)
0	30476	11.20	1.24
0	30493	11.19	1.23
0	30333	11.25	1.18
0	30337	11.25	1.24
0	30432	11.22	1.22
0	30310	11.26	1.17
0	30353	11.25	1.23
0	29166	11.70	1.24
0	30254	11.28	1.23
0	30223	11.29	1.23
0	30231	11.29	1.24
0	30390	11.23	1.24
0	30487	11.20	1.23
0	30528	11.18	1.23
0	29102	11.73	1.23
0	30544	11.18	1.24
0	30687	11.12	1.24
0	30429	11.22	1.24
0	30431	11.22	1.24
0	30224	11.29	1.23
0	30252	11.28	1.13
0	30241	11.29	1.26
0	28454	12.00	1.26
0	28945	11.79	1.23
0	30668	11.13	1.13
0	30509	11.19	1.22
0	30343	11.25	1.23
0	30357	11.24	1.24
0	30573	11.16	1.24
0	30478	11.20	1.24
0	30599	11.16	1.24
0	30479	11.20	1.24
0	28615	11.93	1.13
0	24711	13.81	1.24-(5)
0	30534	11.18	1.23
0	30620	11.15	1.24

Listagem 4: Ensaio com sentido de rotação positivo e velocidade e carga constantes, podendo-se observar erros devido ao ruído na linha e à sobreposição de blocos de informação.

## CAPÍTULO VI

## CONCLUSÕES

Aspectos fundamentais podem ser observados, baseados nos resultados obtidos no problema exemplo implementado.

No que diz respeito ao algoritmo de adaptação, observa-se que um número de faixas finito, pequeno, é suficiente no sentido da manutenção da precisão de medida dentro de um valor previamente estabelecido, desde que a precisão do conjunto medidor não é função apenas do número de contagens. Por outro lado, um acréscimo no número de faixas utilizadas, ocasiona uma perda no tempo de processamento, no caso de variações bruscas, o que implica, necessariamente, na redução da taxa de variação de frequência. Por conseguinte, para uma dada aplicação onde a frequência esteja variando dinamicamente no tempo, se faz necessário um cuidadoso compromisso entre o número de faixas utilizadas e a taxa de variação de frequência permissível.

Com relação à incerteza na detecção do cruzamento do zero devido aos erros aleatórios, a utilização de apenas alguns poucos valores de medidas para determinação do valor médio é suficiente, desde que o projeto do circuito comparador seja cuidadoso. A utilização de um número maior de medidas é viável. No entanto, a atualização da pilha de memória tipo FIFO irá exigir um número maior de instruções, ocasionando perdas no tempo de processamento.

No caso dos distúrbios erráticos, observa-se que a faixa considerada para efeito de validade de uma medida é apropriada. É importante salientar que a informação prévia para a determinação da validade de uma medida deve ser consistente com esta, pois que, de outra maneira, distúrbios erráticos podem ocorrer sem que sejam reconhecidos como tais pelo algoritmo correspondente.

Outro aspecto se relaciona à utilização de instruções de deslocamento para realização de operações de multiplicação e/ou divisão. Este procedimento evita a utilização de subrotinas para a realização de tais operações, resultando em considerável ganho em tempo. Um procedimento alternativo seria de utilização de "hardware" específico para operações de ponto flutuante. No entanto este procedimento implica em um aumento de complexidade dos circuitos do microcomputador utilizado.

Com relação à estrutura do microcomputador, observa-se que é mínima, sendo constituída, basicamente, do conversor A/D, das portas paralelas programáveis, PPI's, e dos transmissores/receptores universais, USART's, além da unidade central de processamento, CPU. Desta maneira seu custo se torna atraente e compatível com outros sistemas.

Aplicações típicas seriam como parte de laços de controle, como por exemplo, onde um motor deva ter sua velocidade mantida igual a uma referência. Como o tempo de atraso deve ser aceitável, necessita-se de um estudo de redes de microprocessadores. Além disso, pode-se necessitar da inclusão de uma outra malha de estabilização, ou seja, uma malha rápida dentro da

malha lenta do medidor.

Para efeitos de melhorias futuras, pode-se sugerir:

- estudo de um algoritmo de filtragem digital de maior eficiência.
- Estudo de outros métodos de tratamento dos ruídos espúrios, métodos estes baseados em alguma informação prévia de maneira a conseguir sua redução.
- Estudo da distribuição de tarefas entre microprocessadores dedicados.
- Implementação de um interface mais aprimorado, considerando a geração de códigos de detecção e correção de erros.

## A P Ê N D I C E I

## LISTAGENS DOS PROGRAMAS

		1	PROGRAMA PRINCIPAL		
0810	0810	2		ORG	0810H
0810	0CFE	3	MUDF	EQU	0CFEH
0810	0CA1	4	MEDI	EQU	0CA1H
0810	0D0D	5	ADP1	EQU	0D0DH
0810	0D3C	6	ADP2	EQU	0D3CH
0810	0D6B	7	ADP3	EQU	0D6BH
0810	0D9A	8	ADP4	EQU	0D9AH
0810	0DC9	9	ADP5	EQU	0DC9H
0810	1103	10	LERI	EQU	1103H
0810	1106	11	ESCR	EQU	1106H
0810	F3	12		DI	
0811	3ECH	13		MVI	A,0CFH
0813	D3DF	14		OUT	0DFH
0815	3E27	15		MVI	A,027H
0817	D3DF	16		OUT	0DFH
0819	3EEF	17		MVI	A,0EFH
081B	D3F7	18		OUT	0F7H
081D	3E8A	19		MVI	A,8AH
081F	D3EF	20		OUT	0EFH
0821	3E00	21	Z11	MVI	A,00H
0823	328310	22		STA	1083H
0826	F3	23	Z10	DI	
0827	1E08	24		MVI	E,08H
0829	7B	25		MOV	A,E
082A	328210	26		STA	1082H
082D	0DFE0C	27	Z2	CALL	MUDF
0830	FB	28		EI	
0831	76	29		HLT	
0832	3E00	30		MVI	A,00H
0834	328710	31		STA	1087H
0837	328810	32		STA	1088H
083A	3E01	33		MVI	A,01H
083C	325210	34		STA	1052H
083F	76	35		HLT	
0840	0DA10C	36	Z3	CALL	MEDI
0843	7B	37		MOV	A,E
0844	FEOB	38		CPI	0BH
0846	0A6008	39		JZ	Z4
0849	FE0C	40		CPI	0CH
084B	0A6608	41		JZ	Z5
084E	FE0D	42		CPI	0DH
0850	0A6C08	43		JZ	Z6
0853	FE0E	44		CPI	0EH
0855	0A7208	45		JZ	Z7
0858	FE0F	46		CPI	0FH
085A	0A7808	47		JZ	Z8

085D	C32608	48		JMP	Z10
0860	CD0B0D	49	Z4	CALL	ADP1
0863	C37B08	50		JMP	Z9
0866	CD3C0D	51	Z5	CALL	ADP2
0869	C37B08	52		JMP	Z9
086C	CD6B0D	53	Z6	CALL	ADP3
086F	C37B08	54		JMP	Z9
0872	CD9A0D	55	Z7	CALL	ADP4
0875	C37B08	56		JMP	Z9
0878	C1C90D	57	Z8	CALL	ADP5
087B	3A8310	58	Z9	LDA	1083H
087E	FE01	59		CPI	01H
0880	CA8A08	60		JZ	Z1
0883	3A8210	61		LDA	1082H
0886	5F	62		MOV	E,A
0887	C32D08	63		JMP	Z2
088A	CD0311	64	Z1	CALL	LER1
088D	05	65		PUSH	B
088F	3A8710	66		LDA	1087H
0891	47	67		MOV	B,A
0892	4F	68		MOV	C,A
0893	3A8110	69		LDA	1081H
0896	88	70		CMF	B
0897	C2A908	71		JNZ	X4
089A	328710	72		STA	1087H
089D	3A8810	73		LDA	1088H
08A0	47	74		MOV	B,A
08A1	79	75		MOV	A,C
08A2	88	76		CMF	B
08A3	CAB308	77		JZ	X3
08A6	C2AD08	78		JNZ	X5
08A9	328710	79	X4	STA	1087H
08AC	79	80		MOV	A,C
08AD	328810	81	X5	STA	1088H
08B0	C3E708	82		JMP	X6
08B3	01	83	X3	POP	B
08B4	C32108	84		JMP	Z11
08B7	01	85	X6	POP	B
08B8	3A8010	86		LDA	1080H
08BB	FE30	87		CPI	30H
08BD	DA2108	88		JC	Z11
08C0	CD0611	89		CALL	ESCR
08C3	3E00	90		MVI	A,00H
08C5	328310	91		STA	1083H
08C8	C34008	92		JMP	Z3

		1	#SUB-ROTINA	MUDF	
0CFE	0CFE	2		ORG	0CFEH
0CFE	F5	3		PUSH	PSW
0CFF	3A8210	4		LDA	1082H
0D02	FE0F	5		CPI	0FH
0D04	C2090D	6		JNZ	D1
0D07	3E1F	7		MVI	A,1FH
0D09	03EC	8	D1	OUT	OECH
0D0B	F1	9		POP	PSW
0D0C	C9	10		RET	

		1	PSUB	ROUTINA	MEDIA
OCA1	OCA1	2		ORG	OCA1H
OCA1	1100	3	FILT	EGU	1100H
OCA1	15	4		PUSH	PSW
OCA2	D5	5		PUSH	D
OCA3	E5	6		PUSH	H
OCA4	2600	7		MVI	H,00H
OCA6	2E00	8		MVI	L,00H
OCA8	0D0011	9		CALL	FILT
OCA8	37	10		STC	
OCA8	3F	11		CMC	
OCA8	3A4010	12		LDA	1040H
OCA8	57	13		MOV	D,A
OCA8	3A4110	14		LDA	1041H
OCA8	5F	15		MOV	E,A
OCA8	19	16		DAD	D
OCA8	3A4210	17		LDA	1042H
OCA8	57	18		MOV	D,A
OCA8	3A4310	19		LDA	1043H
OCA8	5F	20		MOV	E,A
OCA8	19	21		DAD	D
OCA8	7C	22		MOV	A,H
OCC0	1F	23		RAR	
OCC1	324810	24		STA	1048H
OCC4	7D	25		MOV	A,L
OCC5	1F	26		RAR	
OCC6	324910	27		STA	1049H
OCC9	2600	28		MVI	H,00H
OCCB	2E00	29		MVI	L,00H
OCCD	37	30		STC	
OCCD	3F	31		CMC	
OCCD	3A4410	32		LDA	1044H
OCCD	57	33		MOV	D,A
OCCD	3A4510	34		LDA	1045H
OCCD	5F	35		MOV	E,A
OCCD	19	36		DAD	D
OCCD	3A4610	37		LDA	1046H
OCCD	57	38		MOV	D,A
OCCD	3A4710	39		LDA	1047H
OCCD	5F	40		MOV	E,A
OCCD	19	41		DAD	D
OCCD	7C	42		MOV	A,H
OCCD	1F	43		RAR	
OCCD	67	44		MOV	H,A
OCCD	7D	45		MOV	A,L
OCCD	1F	46		RAR	
OCCD	6F	47		MOV	L,A
OCCD	3A4810	48		LDA	1048H
OCCD	57	49		MOV	D,A
OCCD	3A4910	50		LDA	1049H
OCCD	5F	51		MOV	E,A
OCCD	19	52		DAD	D
OCCD	7C	53		MOV	A,H
OCCD	1F	54		RAR	
OCCD	328010	55		STA	1080H
OCCD	7D	56		MOV	A,L
OCCD	1F	57		RAR	
OCCD	328110	58		STA	1081H
OCCD	E1	59		POP	H
OCCD	D1	60		POP	D
OCCD	F1	61		POP	PSW
OCCD	C9	62		RET	

		1	SUB-ROUTINA FILY		
0C2D	0C2D	2		ORG	0C2DH
0C2D	F5	3		PUSH	PSW
0C2E	D5	4		PUSH	D
0C2F	E5	5		PUSH	H
0C30	3A0010	6		LDA	1000H
0C33	6F	7		MOV	L+A
0C34	3A0110	8		LDA	1001H
0C37	67	9		MOV	H+A
0C38	3A5210	10		LDA	1052H
0C3B	FE00	11		CPI	00H
0C3D	CA7C00	12		JZ	B20
0C40	224610	13		SHLD	1046H
0C43	224410	14		SHLD	1044H
0C45	224210	15		SHLD	1042H
0C49	224010	16		SHLD	1040H
0C4C	37	17	B9	STC	
0C4D	3F	18		CMC	
0C4E	7D	19		MOV	A+L
0C4F	1F	20		RAR	
0C50	1F	21		RAR	
0C51	325310	22		STA	1053H
0C54	3A5210	23		LDA	1052H
0C57	FE00	24		CPI	00H
0C59	029800	25		JNZ	B21
0C5C	EB	26		XCHG	
0C5D	2A4610	27		LHLD	1046H
0C60	EB	28		XCHG	
0C61	224610	29		SHLD	1046H
0C64	2A4410	30		LHLD	1044H
0C67	EB	31		XCHG	
0C68	224410	32		SHLD	1044H
0C6B	2A4210	33		LHLD	1042H
0C6E	EB	34		XCHG	
0C6F	224210	35		SHLD	1042H
0C72	2A4010	36		LHLD	1040H
0C75	EB	37		XCHG	
0C76	224010	38		SHLD	1040H
0C79	039D00	39		JMP	B92
0C7C	3A5310	40	B20	LDA	1053H
0C7F	57	41		MOV	D+A
0C80	3A4610	42		LDA	1046H
0C83	37	43		STC	
0C84	9D	44		SBB	L
0C85	0A4C00	45		JZ	B9
0C88	F28F00	46		JP	B2
0C8B	2F	47		CMA	
0C8C	039100	48		JMP	B3
0C8F	0601	49	B2	ADI	01H
0C91	BA	50	B3	CMP	D
0C92	D29D00	51		JNC	B92
0C95	034C00	52		JMP	B9
0C98	3E00	53	B21	MOI	A+00H
0C9A	325210	54		STA	1052H
0C9D	E1	55	B92	POP	H
0C9E	01	56		POP	D
0C9F	F1	57		POP	PSW
0CA0	C9	58		RET	

		1	‡SUB-ROTINA LERN DE INTERRUPTCA
0C00	0C00	2	ORG 0C00H
0C00	F5	3	PUSH PSW
0C01	C5	4	PUSH B
0C02	D5	5	PUSH D
0C03	E5	6	PUSH H
0C04	DBF6	7	IN A2
0C06	E622	8	ANI 34
0C08	CA040C	9	JZ A2
0C0B	DBF5	10	IN 0F5H
0C0D	FE00	11	CPI 00H
0C0F	CA040C	12	JZ A2
0C12	325010	13	STA 1050H
0C15	E680	14	ANI 80H
0C17	325110	15	STA 1051H
0C1A	3A5010	16	LDA 1050H
0C1D	E67F	17	ANI 7FH
0C1F	320010	18	STA 1000H
0C22	DBF4	19	IN 0F4H
0C24	320110	20	STA 1001H
0C27	E1	21	POP H
0C28	D1	22	POP D
0C29	C1	23	POP B
0C2A	F1	24	POP PSW
0C2E	FB	25	EI
0C2C	C9	26	RET

		1	‡SUB-ROTINA ADP1
		2	‡INTERVALO (58,7F)
0D0D	0D0D	3	ORG 0D0DH
0D0D	F5	4	PUSH PSW
0D0E	3A8210	5	LDA 1082H
0D11	5F	6	MOV E,A
0D12	3A8010	7	LDA 1080H
0D15	FF58	8	CPI 58H
0D17	CA240B	9	JZ E1
0D1A	D2240B	10	JNC E1
0D1D	1C	11	INR E
0D1E	7B	12	MOV A,E
0D1F	328210	13	STA 1082H
0D22	F1	14	POP PSW
0D23	C9	15	RET
0D24	FE7F	16	CPI 7FH
0D26	CA280B	17	JZ E2
0D29	D2340B	18	JNC E3
0D2C	3E01	19	MVI A,01H
0D2E	328310	20	STA 1083H
0D31	C3220B	21	JMP E4
0D34	1D	22	DCR E
0D35	7B	23	MOV A,E
0D36	328210	24	STA 1082H
0D39	C3220B	25	JMP E4

		1	;	SUB-RUTINA	ADP2	
		2	;	INTERVALO	(5A,6F)	
0D3C	0D3C	3		ORG	0D3CH	
0D3C	F5	4		PUSH	PSW	
0D3D	3A8210	5		LDA	1082H	
0D40	5F	6		MOV	E,A	
0D41	3A8010	7		LDA	1080H	
0D44	FE5A	8		CPI	5AH	
0D46	CA530D	9		JZ	F1	
0D47	D2530D	10		JNC	F1	
0D4C	1C	11		INR	E	
0D4D	7B	12		MOV	A,E	
0D4E	328210	13		STA	1082H	
0D51	F1	14	F4	POP	PSW	
0D52	C9	15		RET		
0D53	FE6F	16	F1	CPI	6FH	
0D55	CA5B0D	17		JZ	F2	
0D58	D2630D	18		JNC	F3	
0D5B	3E01	19	F2	MVI	A,01H	
0D5D	328310	20		STA	1083H	
0D60	C3510D	21		JMP	F4	
0D63	1D	22	F3	DCR	E	
0D64	7B	23		MOV	A,E	
0D65	328210	24		STA	1082H	
0D68	C3510D	25		JMP	F4	

		1	;	SUB-RUTINA	ADP3	
		2	;	INTERVALO	(4E,79)	
0D6B	0D6B	3		ORG	0D6BH	
0D6B	F5	4		PUSH	PSW	
0D6C	3A8210	5		LDA	1082H	
0D6F	5F	6		MOV	E,A	
0D70	3A8010	7		LDA	1080H	
0D73	FE4E	8		CPI	4EH	
0D75	CA820D	9		JZ	G1	
0D78	D2820D	10		JNC	G1	
0D7B	1C	11		INR	E	
0D7C	7B	12		MOV	A,E	
0D7D	328210	13		STA	1082H	
0D80	F1	14	G4	POP	PSW	
0D81	C9	15		RET		
0D82	FE79	16	G1	CPI	79H	
0D84	CA8A0D	17		JZ	G2	
0D87	D2920D	18		JNC	G3	
0D8A	3E01	19	G2	MVI	A,01H	
0D8C	328310	20		STA	1083H	
0D8F	C3800D	21		JMP	G4	
0D92	1D	22	G3	DCR	E	
0D93	7B	23		MOV	A,E	
0D94	328210	24		STA	1082H	
0D97	C3800D	25		JMP	G4	

	1		1	SUB-ROTTINA ADP4	
	2		2	INTERVALO (3C,75)	
OD9A	OD9A	3		ORG	OD9AH
OD9A	F5	4		PUSH	PSW
OD9E	3A8210	5		LDA	1082H
OD9E	5F	6		MOV	E,A
OD9F	3A8010	7		LDA	1080H
ODA2	FE3C	8		CFI	3CH
ODA4	CAB10H	9		JZ	H1
ODA7	D2B10B	10		JNC	H1
ODAA	1C	11		INR	E
ODAB	7E	12		MOV	A,E
ODAC	328210	13		STA	1082H
ODAF	F1	14	H4	POP	PSW
ODBO	C9	15		RET	
ODB1	FE75	16	H1	CFI	75H
ODB3	CAB90B	17		JZ	H2
ODB6	D2C10B	18		JNC	H3
ODB7	3E01	19	H2	MVI	A,01H
ODBB	328310	20		STA	1083H
ODBE	C3AF0B	21		JMP	H4
ODC1	1D	22	H3	DCR	E
ODC2	7E	23		MOV	A,E
ODC3	328210	24		STA	1082H
ODC4	C3AF0B	25		JMP	H4

	1		1	SUB-ROTTINA ADP5	
	2		2	INTERVALO (01,79)	
ODC9	ODC9	3		ORG	ODC9H
ODC9	F5	4		PUSH	PSW
ODCA	3A8210	5		LDA	1082H
ODCB	5F	6		MOV	E,A
ODCE	3A8010	7		LDA	1080H
ODD1	FE01	8		CFI	01H
ODD3	CAE00B	9		JZ	I1
ODD6	D2E00B	10		JNC	I1
ODD9	1C	11		INR	E
ODDA	7E	12		MOV	A,E
ODDB	328210	13		STA	1082H
ODDE	F1	14	I4	POP	PSW
ODDF	C9	15		RET	
ODE0	FE79	16	I1	CFI	79H
ODE2	CAB80H	17		JZ	I2
ODE5	D2F00B	18		JNC	I3
ODE8	3E01	19	I2	MVI	A,01H
ODEA	328310	20		STA	1083H
ODED	C3BF0B	21		JMP	I4
ODFO	1D	22	I3	DCR	E
ODF1	7E	23		MOV	A,E
ODF2	328210	24		STA	1082H
ODF5	C3DE0B	25		JMP	I4

		1	SUB-ROUTINA LERI DE CORRENTE	
0E86	0E86	2		ORG 0E86H
0E86	F3	3		DI
0E87	F5	4		PUSH PSW
0E88	F5	5		PUSH H
0E89	05	6		PUSH D
0E8A	F5	7		PUSH B
0E8B	3E00	8		MVI A,00H
0E8D	D3EE	9		OUT 0EEH
0E8F	3E01	10		MVI A,01H
0E91	D3EE	11		OUT 0EEH
0E93	3E00	12		MVI A,00H
0E95	D3EE	13		OUT 0EEH
0E97	D3EE	14	F1	IN 0EEH
0E99	E610	15		ANI 10H
0E9B	CA970E	16		JZ F1
0E9E	DBED	17		IN 0EDH
0EA0	57	18		MOV D,A
0EA1	FE7F	19		CPI 7FH
0EA3	CAAB0E	20		JZ F2
0EA6	D2AB0E	21		JNC F2
0EA9	2F	22		CMA
0EAA	57	23		MOV D,A
0EAB	6A	24	F2	MOV L,D
0EAC	62	25		MOV H,D
0EAD	0F10	26		MVI C,10H
0EAF	0D	27	F3	DCR C
0EB0	C2AF0E	28		JNZ F3
0EB3	3E01	29		MVI A,01H
0EB5	D3EE	30		OUT 0EEH
0EB7	3E00	31		MVI A,00H
0EB9	D3EE	32		OUT 0EEH
0EBB	D3EE	33	F4	IN 0EEH
0EBD	E610	34		ANI 10H
0EBF	CAB0E	35		JZ F4
0EC2	DBED	36		IN 0EDH
0EC4	57	37		MOV D,A
0EC5	FE7F	38		CPI 7FH
0EC7	CA0D0F	39		JZ F90
0ECA	D2CF0E	40		JNC F5
0ECD	2F	41		CMA
0ECE	57	42		MOV D,A
0ECF	4A	43	F5	MOV C,D
0ED0	7A	44		MOV A,D
0ED1	8C	45		CMP H
0ED2	DAD90E	46		JC F6
0ED5	51	47		MOV D,C
0ED6	C3AB0E	48		JMP F2
0ED9	0600	49	F6	MVI B,00H
0EDB	0E25	50	F11	MVI C,25H
0EDD	0D	51	F7	DCR C
0EDE	C2DD0E	52		JNZ F7
0EE1	3E01	53		MVI A,01H
0EE3	D3EE	54		OUT 0EEH
0EE5	3E00	55		MVI A,00H
0EE7	D3EE	56		OUT 0EEH
0EE9	D3EE	57	F8	IN 0EEH
0EEB	E610	58		ANI 10H
0EED	CAE90E	59		JZ E8
0EF0	DBED	60		IN 0EDH
0EF2	4F	61		MOV C,A
0EF3	FE7F	62		CPI 7FH
0EF5	CAFD0E	63		JZ F9

OEFS D2FD0E	64	JNC	F9
OFFB 2F	65	CMA	
OFFC 4F	66	MOV	C,A
OFFD 04	67 F9	INR	B
OFFE 79	68	MOV	A,C
OFFF BC	69	CMF	H
OF00 DA070F	70	JC	F10
OF03 51	71	MOV	D,C
OF04 C3A00F	72	JMP	F2
OF07 78	73 F10	MOV	A,B
OF08 FE25	74	CFI	25H
OF0A DAD00E	75	JC	F11
OF0D 7D	76 F90	MOV	A,L
OF0E 328510	77	STA	1085H
OF11 C1	78	POP	B
OF12 D1	79	POP	D
OF13 E1	80	POP	H
OF14 F1	81	POP	PSW
OF15 FB	82	EJ	
OF16 C9	83	RET	

	1	SUBROTINA DE ENVIO	
	2	DE INFORMACAO	
	3	MICRO-MINI	
OE31 OE31	4	ORG	OE31H
OE31 F5	5	PUSH	PSW
OE32 3E27	6	MVI	A,27H
OE34 D3DF	7	OUT	ODFH
OE36 DBDF	8 Z1	IN	ODFH
OE38 E601	9	ANI	01H
OE3A CA360E	10	JZ	Z1
OE3D 3E05	11	MVI	A,05H
OE3F D3DE	12	OUT	ODEH
OE41 DBDF	13 Z2	IN	ODFH
OE43 E601	14	ANI	01H
OE45 CA410E	15	JZ	Z2
OE48 3A5110	16	LDA	1051H
OE4B 4F	17	MOV	C,A
OE4C 3A8010	18	LDA	1080H
OE4F B1	19	ORA	C
OE50 D3DE	20	OUT	ODEH
OE52 DBDF	21 Z3	IN	ODFH
OE54 E601	22	ANI	01H
OE56 CA520E	23	JZ	Z3
OE59 3A8110	24	LDA	1081H
OE5C D3DE	25	OUT	ODEH
OE5E DBDF	26 Z4	IN	ODFH
OE60 E601	27	ANI	01H
OE62 CA5E0E	28	JZ	Z4
OE65 3A8210	29	LDA	1082H
OE68 D3DE	30	OUT	ODEH
OE6A DBDF	31 Z5	IN	ODFH
OE6C E601	32	ANI	01H
OE6E CA6A0E	33	JZ	Z5
OE71 3A8510	34	LDA	1085H
OE74 D3DE	35	OUT	ODEH
OE76 DBDF	36 Z6	IN	ODFH
OE78 E601	37	ANI	01H
OE7A CA760E	38	JZ	Z6
OE7D DBDF	39 Z7	IN	ODFH
OE7F E604	40	ANI	04H
OE81 CA7D0E	41	JZ	Z7
OE84 F1	42	POP	PSW
OE85 C9	43	RET	

```

1  ;SUB-ROUTINA ESCRIV
0000 0203      2  NMOU      EQU      0203H
0000 01E3      3  CO        EQU      01E3H
0DF8 0DF8      4          ORG      0DF8H
0DF8 F5        5          PUSH   PSW
0DF9 C5        6          PUSH   B
0DFA D5        7          PUSH   D
0DFB E5        8          PUSH   H
0DFC 0E00      9          MVI     C,00H
0DFE CDE301   10         CALL   CO
0E01 0E0A     11         MVI     C,0AH
0E03 CDE301   12         CALL   CO
0E06 3A5110   13         LDA     1051H
0E09 4F       14         MOV     C,A
0E0A 3A8010   15         LDA     1080H
0E0D B1       16         ORA     C
0E0E CDC302   17         CALL   NMOU
0E11 3A8110   18         LDA     1081H
0E14 CDC302   19         CALL   NMOU
0E17 0E20     20         MVI     C,20H
0E19 CDE301   21         CALL   CO
0E1C 78       22         MOV     A,E
0E1D CDC302   23         CALL   NMOU
0E20 0E20     24         MVI     C,20H
0E22 CDE301   25         CALL   CO
0E25 3A8510   26         LDA     1085H
0E28 4F       27         MOV     C,A
0E29 CDC302   28         CALL   NMOU
0E2C E1       29         POP    H
0E2D D1       30         POP    D
0E2E C1       31         POP    B
0E2F F1       32         POP    PSW
0E30 C9       33         RET

```

```

1          .GLOBAL PROT
2          .TITLE PROT
3          RCSR=175620
4          RBUF=175622
5          R5=%5
6          R0=%0
7          PC=%7
8 000000 012737 PROT:  MOV#1,@*RCSR
          000001
          175620
9 000006 105737 LOOP:  TSTB @*RCSR
          175620
10 00012 100375      BPL LOOP
11 00014 013700      MOV @*RBUF,R0
          175622
12 00020 020022      CMP R0,#05
          000005
13 00024 001365      BNE PROT
14 00026 000207      RTS PC
15          000001
          .END

```

```

1          .GLOBAL BUSCA
2          .TITLE BUSCA
3          175620      RCSR=175620
4          175622      RBUF=175622
5          000005      R5=%5
6          000007      PC=%7
7 000000 012737 BUSCA:  MOV #1,@#RCSR
                000001
                175620
8 000006 105737 LOOP:   TSTB @#RCSR
                175620
9 000012 100375        EPL LOOP
10 00014 013775        MOV @#RBUF,@2(R5)
                175622
                000002
11 00022 000207        RTS PC
12          000001      .END

```

```

0001      REAL NCONT(1000),NO
0002      DIMENSION J(4000),ISR(1000),CI(1000),FREQ(1000)
0003  10    WRITE(7,5)
0004  5     FORMAT(IX,'NUMERO DE INTERACOES N')
0005      READ(5,6)N
0006  6     FORMAT(I5)
0007      DO 1 I=1,N,4
0008      CALL PROT
0009      DO 1 JJ=1,4
0010      CALL BUSCA(K)
0011      J(I-1+JJ)=K
0012  1     CONTINUE
0013      DO 12 I=1,N,4
0014      B1=FLOAT (J(I))
0015      B2=FLOAT (J(I+1))
0016      NO=(256.)*B1+B2
0017      IF (NO.LT.32.768E3)GO TO 15
0018      ISR(I)=1
0019      NCONT(I)=NO-32.768E3
0020      GO TO 16
0021  15    ISR(I)=0
0022      NCONT(I)=NO
0023  16    C4=FLOAT(J(I+2))
0024      A=16.-C4
0025      FREQ(I)=(2048E3/A)/(2.*NCONT(I))
0026      CI(I)=(J(I+3)*2.)/256.
0027  12    CONTINUE
0028      WRITE(6,18)
0029  18    FORMAT(5X,'ROT',4X,'NO.CONT.',4X,'FREQ(HZ)',4X,'CORR.(A)')
0030      DO 19 I=1,N,4
0031      IC1=FIX(NCONT(I))
0032      WRITE(6,20)ISR(I),IC1,FREQ(I),CI(I)
0033  20    FORMAT(6X,I1,6X,I5,6X,F6.2,6X,F5.2)
0034  19    CONTINUE
0035      GO TO 10
0036      END

```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- |1| - B. HABIBULAH e outros, "A New Digital Speed Transducer", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, vol. IECI - 25, nº 4, Nov. 1978, pp. 339-342.
- |2| - M. V. MALMSTADT e C. G. ENKE, "Digital Electronics for Scientists", W. A. Benjamin Inc, New York 1969.
- |3| - J. F. GOLDING, "Counter Methods of Frequency Measurement", British Communication and Electronics, Nov. 1961, pp. 848-855.
- |4| - A. B. CARLSON, "Sistemas de Comunicação", McGraw-Hill do Brasil, São Paulo 1981.
- |5| - E. B. MAGRAB e D. S. BLOMQUIST, "The Measurement of Time-Varying Phenomena: Fundamentals and Applications", John Wiley & Sons Inc, 1971.
- |6| - D. G. FINK e outros, "Electronics Engineers' Handbook", McGraw-Hill Book Company, 1975.
- |7| - "SAB 8080 Microcomputer User's Manual", Siemens.
- |8| - M. CARDOSO FILHO, "Sistemas de Controle por Computadores Distribuidos", Publicação Interna, USP, 1980.

- [9] - S. M. PRINCE e M. S. SLOMAN, "Communication Requirements of a Distributed Computer Control System", IEE Proc. vol. 128, nº 1, Jan. 1981, pp. 21-34.
- [10] - D. W. HUBER e outros, "A Digital Device to Measure Angular Speed and Torque Angle", IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation", vol. IECI-22, nº 2, maio 1975, pp. 186-188.
- [11] - F. M. de AZEVEDO e R. DORAISWAMI, "Adaptive Digital Speed Transducer Using Microprocessor", Mini and Microcomputers Fifteenth International Symposium, México, 1981.
- [12] - A. J. P. LUCHESE e M. M. RIBEIRO, "Desenvolvimento de um Tacômetro Analógico de Baixo Custo", 2º Congresso Brasileiro de Automática, Florianópolis, SC. 1978.
- [13] - J. S. FRAGA, "Controle de Velocidade de Motor C.C. Usando Microcomputador", Dissertação M. Eng., UFSC, 1979.
- [14] - P. R. RONY e outros, "Interfacing & Scientific Data Communications Experiments", Howard Soms & Co., Inc, 1979.
- [15] - V. C. HAMACHER e outros, "Computer Organization", McGraw-Hill Kogakusha, LTD, 1978.
- [16] - "DL 11 - Asynchronous Line Interface User's Manual", Digital Equipment Corporation, 1976.