

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UM SISTEMA DE CHAVEAMENTO "POINT-ON-WAVE"
BASEADO EM MICROCOMPUTADOR

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA

CARLOS ALBERTO MOHALLEM GUIMARÃES

FLORIANÓPOLIS, ABRIL DE 1986

UM SISTEMA DE CHAVEAMENTO "POINT-ON-WAVE"
BASEADO EM MICROCOMPUTADOR

CARLOS ALBERTO MOHALLEM GUIMARÃES

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

Hans Helmut Zürn

Prof. Hans Helmut Zürn, Ph.D.

ORIENTADOR

Rui Seara

Prof. Rui Seara, Dr. Ing.

COORIENTADOR

Ant. José Alves Simões Costa

Prof. Antônio José Alves Simões Costa, Ph.D.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Hans Helmut Zürn

Prof. Hans Helmut Zürn, Ph.D.

Rui Seara

Prof. Rui Seara, Dr. Ing.

José Carlos Moreira Bermúdez

Prof. José Carlos Moreira Bermúdez, Ph.D.

Geraldo Kindermann

Prof. Geraldo Kindermann, M.Sc.

Fernando Rodérico Holanda Azevedo

Eng. Fernando Rodérico Holanda Azevedo, Esp.

À minha esposa, Nadir

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Hans Helmut Zürn pela orientação.

Ao Prof. Rui Seara pela coorientação.

Aos funcionários do Departamento de Engenharia Elétrica.

Aos laboratoristas e estagiários.

À CAPES pelo apoio financeiro.

Ao Prof. Carlos Inácio Zanchin pelo indispensável apoio.

Aqueles que, direta ou indiretamente, colaboraram para a realização do presente trabalho.

RESUMO

O sistema de chaveamento "point-on-wave" é um equipamento de testes usado para análise de efeitos transitórios através do chaveamento controlado de sinais elétricos sinusoidais. Ele permite o chaveamento preciso do sinal com controle tanto do ângulo de incidência quanto do tempo de sustentação.

Esse trabalho apresenta um sistema de chaveamento "point-on-wave" versátil e flexível, baseado em microcomputador, que permite o chaveamento controlado de ondas de frequências desde 15 a 600 Hz, com precisão da ordem de 1 grau, no ângulo desejado. O sistema pode aplicar um conjunto de chaveamentos, todos controlados individualmente. Como consequência, pode-se programar, independentemente, todos os tempos mortos entre cada dois chaveamentos consecutivos, o que é muito eficaz na análise de efeitos transitórios em sistemas de potência que, usualmente, possuem relés de religamento.

Além disso, o microcomputador permite fazer uma supervisão do sistema pela emissão de um questionário inicial, programado numa linguagem de alto nível, para entrar dados do sistema elétrico, dos erros devidos aos atrasos inerentes e do conjunto de chaveamentos desejados. O microcomputador permite a compensação dos atrasos que ocorrem desde a tomada da referência sinusoidal de entrada até a condução completa de um par de tiristores trabalhando em antiparalelo, como uma chave bidirecional de alta velocidade.

Os chaveamentos controlados são aplicados em tempo real através de um algoritmo programado em linguagem de máquina.

ABSTRACT

The point-on-wave switching system is a test equipment used for transient analysis by the controlled switching of electrical sinusoidal signals. It allows precise signal switching with control of both angle and hold-on time.

This work presents a versatile and flexible microcomputer-based point-on-wave switching system that allows angle switching control for frequencies from 15 to 600 Hz with high precision (about 1 degree). It can apply a set of switchings all individually controlled. Hence, it is possible to independently program the dead times between each two consecutive switchings. This feature is specially effective in the transient analysis of power system, which usually contain reclosing relays.

Furthermore the microcomputer is employed to make a complete supervision of the system by issuing a set of initial questions programmed in a high level language to enter data of the electrical system, the errors due to inherent delays and the desirable set of switchings. The microcomputer allows to compensate for delays which occur from the pick-up of the input sinusoidal reference to the complete conduction of a pair of thyristors working in antiparallel mode like a bidirectional high speed switch.

Controlled switchings are applied in a real-time basis via an algorithm programmed in machine language.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 - Introdução	1
1.2 - O "point-on-wave" (P.O.W)	2
1.3 - O Sistema P.O.W. Utilizando Microcomputador	5
1.4 - Visão Geral do Sistema de Testes	7

CAPÍTULO 2 - PRECISÃO DE CHAVEAMENTO REQUERIDA

2.1 - Introdução	9
2.2 - Desenvolvimento	10
2.3 - Análise de Erro Introduzido Devido à Precisão do Ângulo de Incidência ϕ	12
2.4 - Escolha da Resolução ρ	20

CAPÍTULO 3 - FAIXA DO TEMPO DE SUSTENTAÇÃO

3.1 - Introdução	22
3.2 - Desenvolvimento	23
3.3 - Disjuntores - Tempo de Interrupção de Correntes de Falta	27
3.4 - Relés de Proteção - Tempos de Atuação	29
3.5 - Escolha da Faixa do Tempo de Sustentação	34

CAPÍTULO 4 - FAIXA DO TEMPO MORTO E NÚMERO DE RELIGAMENTOS

4.1 - Introdução	36
4.2 - Desenvolvimento	37
4.2.1 - Religamento Simples Versus Religamento Múlti plo	37
4.2.2 - Religamentos de Alta Velocidade	39
4.2.3 - O Relê de Religamento de Estado Sólido SRCU- 2, da Westinghouse	41
4.5 - Escolha da Faixa de Tempo Morto (dead time), sua Re solução e Número de Religamentos Permitidos	41
4.3.1 - Faixa do Tempo Morto e sua Resolução	42
4.3.2 - Número de Religamentos Permitidos	44

CAPÍTULO 5 - A INTERFACE DE REFERÊNCIA

5.1 - Introdução	46
5.2 - Circuito Geral da Interface de Referência	47
5.3 - Tabela 5.1 - Atraso da Interface de Referência (subi da da onda sinusoidal)	51
5.4 - Tabela 5.2 - Atraso da Interface de Referência. (des- cida da onda sinusoidal)	52

CAPÍTULO 6 - A INTERFACE PARA OS TIRISTORES E SINCRONISMO PARA EQUIPAMENTOS DE MEDIÇÃO

6.1 - Introdução	53
6.2 - Desenvolvimento	54

6.2.1 - Visão Geral do Sistema de Saída do Microcom putador	54
6.2.2 - Diagrama em Blocos e Considerações	55
6.3 - Circuito Final da Interface para os Tiristores	62
6.4 - Interface de Sincronismo para Equipamentos de Medi- ção	62
6.5 - Tabela 6.2 - Atraso da Interface mais Tiristor.....	68
6.6 - Conclusões	68

CAPÍTULO 7 - CONSIDERAÇÕES SOBRE A PRECISÃO DA LEITURA DA FREQUÊNCIA DO SISTEMA DE POTÊNCIA

7.1 - Introdução	71
7.2 - Limites da frequência do Sistema de Potência	72
7.2.1 - Os Temporizadores / Contadores da "Via" 6522	73
7.2.2 - Faixa de Frequência do Sistema de Potência.	73
7.3 - Mínima Precisão da Leitura da Frequência	76
7.4 - Peculiaridades do Freqüencímetro do Sistema	79
7.4.1 - Processo de Ampliação da Precisão	79
7.4.2 - Cálculo da Sensibilidade do Freqüencímetro Face aos Erros de Contagem	84

CAPÍTULO 8 - "SOFTWARE" DO SISTEMA DE CHAVEAMENTO "POINT- ON-WAVE"

8.1 - Introdução	90
8.2 - Generalidades Sobre o Programa	91

8.3 - A Subrotina de Inicialização	101
8.4 - O Sub-programa Freqüencímetro	103
8.5 - O Sub-programa "Point-on-wave"	104
8.6 - A Subrotina "Point-on-wave" em linguagem de máquina.	108

CAPÍTULO 9 - ERRO DE CHAVEAMENTO

9.1 - Introdução	115
9.2. - Atraso e Incerteza do Programa em Linguagem de Máqui na no Disparo dos Tiristores	116
9.3 - Incerteza no Disparo Causada pela Leitura da Freqüên cia	118
9.4 - Atraso Total e Incerteza Provável	123
9.5 - Resultados Práticos	126

CAPÍTULO 10 - CONCLUSÕES FINAIS

APÊNDICE 1 - RESOLUÇÃO DA EQUAÇÃO (2.1)	139
---	-----

APÊNDICE 2 - DESENVOLVIMENTO DA INTERFACE DE REFERÊNCIA .	145
---	-----

APÊNDICE 3 - CIRCUITO IMPRESSO DA INTERFACE DE REFERÊNCIA	165
---	-----

APÊNDICE 4 - DISPOSIÇÃO DOS COMPONENTES DA INTERFACE DE REFERÊNCIA	166
---	-----

APÊNDICE 5 - DESENVOLVIMENTO DA INTERFACE PARA OS TIRISTO RES	167
--	-----

APÊNDICE 6 - CIRCUITO IMPRESSO DA INTERFACE PARA OS TIRISTORES E SINCRONISMO DE EQUIPAMENTOS DE MEDIÇÃO EXTERNOS	182
APÊNDICE 7 - DISPOSIÇÃO DOS COMPONENTES DA INTERFACE PARA OS TIRISTORES E SINCRONISMO DE EQUIPAMENTOS DE MEDIÇÃO EXTERNOS	183
APÊNDICE 8 - SUBROTINA DE INICIALIZAÇÃO, PRIMEIRA EM LINGUAGEM DE MÁQUINA	184
APÊNDICE 9 - SUBROTINA FREQUÊNCÍMETRO PARA SEMIPERÍODO, SEGUNDA EM LINGUAGEM DE MÁQUINA	185
APÊNDICE 10 - SUBROTINA FREQUÊNCÍMETRO PARA N_{cp} PERÍODOS, TERCEIRA EM LINGUAGEM DE MÁQUINA	186
APÊNDICE 11 - SUBROTINA "POINT-ON-WAVE" , QUARTA EM LINGUAGEM DE MÁQUINA	187
APÊNDICE 12 - PROGRAMA PRINCIPAL EM BASIC	193
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	212

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - Introdução

Não raras vezes, necessita-se de estudos sobre fenômenos transitórios em redes que envolvam sinais sinusoidais. Atualmente, um computador digital pode fazer esses estudos mediante o modelamento matemático e aplicação de perturbações sobre a rede em questão. No entanto, o computador não atende às necessidades de testes de campo, diretamente, como é o caso, por exemplo, de testes do comportamento da atuação de um relé de proteção mediante determinadas condições de falta de um sistema de potência.

Devido a essa razão, houve-se a necessidade do desenvolvimento de um equipamento de testes que simulasse as condições reais de um sistema elétrico sob falta. Tal equipamento recebeu o nome de "Bancada de testes dinâmicos em relés de proteção" [1]. Essa bancada possui duas importantes propriedades:

- 1ª) É capaz de manusear sinais elétricos, corrente e tensão, em níveis suficientes para sensibilizar até relés de proteção eletromecânicos que requerem uma potência de sinal considerável, face aos eletrônicos, quer sejam analógicos, digitais discretos ou baseados em microcomputador.

2^a) Permite testes de campo para análise de efeitos transitórios em sistemas de potência de sinal sinusoidal.

Simplem em sua configuração e funcionamento, essa bancada possui, basicamente, um transformador trifásico de baixa impedância em sua entrada, simulando um gerador ideal; resistências e reatâncias simulando as impedâncias do gerador e da linha de transmissão; transformadores de corrente (TC), de potencial (TP), "phase-shifters"; "links" para seleção de faltas e um simulador de faltas mais comumente chamado de sistema de "point-on-wave" (POW), que comanda tiristores (SCR) em antiparalelo para ocasionar as faltas. A Figura 1.1 mostra a estrutura simplificada dessa bancada.

1.2 - O Point-On-Wave (P.O.W)

O sistema de chaveamento "point-on-wave" é um equipamento para auxiliar estudos de fenômenos transitórios em sistemas de potência. Sua função é, basicamente, chavear um circuito num determinado instante e mantê-lo assim por um certo tempo.

Sabe-se que, uma falta em um sistema de potência é aleatória no tempo, ou seja, ela pode ocorrer a qualquer momento. Como, a saída de tensão no gerador é sinusoidal, isso significa dizer que, uma falta pode ocorrer desde zero a 360 graus do período da sinusóide. Associado a esse fenômeno, tem-se ainda que, a sustentação dessa falta é também aleatória, podendo

ter desde um a infinitos ciclos de duração.

Os sistemas de chaveamento "POW" existentes permitem, no mínimo, a execução de um único chaveamento controlado em ângulo de incidência e tempo de sustentação da falta. Vários modelos têm sido desenvolvidos, utilizados e apresentados na literatura [1-8]:

- Sistemas de chaveamento de incidência única [5 e 6]. Esses sistemas permitem um único chaveamento controlado. Apesar de sua simplicidade, esses sistemas podem apresentar precisão suficiente, quando se usam tiristores para efetuar o chaveamento. No entanto, há modelos que usam relés telefônicos especiais, de baixa inércia mecânica, que introduzem erros significativos no ângulo de incidência. Atualmente, desaconselha-se o uso desses relés para realizar tal tarefa.

- Sistemas de chaveamento de incidência múltipla [1,2,3,4 e 7]. Mais elaborados que os primeiros, esses sistemas prevêem mais de um chaveamento controlado, o que possibilita a análise de efeitos transitórios com multireligamento. Esse tipo de análise traduz o caso mais real, que são os sistemas de potência que possuem relés de religamento. Pelo fato de que, a maioria deles foi realizada com componentes de lógica não programável, pode-se conseguir

um, ou até dois chaveamentos controlados, ou seja, uma falta e um religamento. A partir de sistemas desenvolvidos com componentes de lógica não programável, percebe-se a grande dificuldade que há em se conseguir mais de dois chaveamentos.

Os sistemas de chaveamento existentes atualmente, tornaram-se obsoletos, pois, apesar de alguns apresentarem precisão suficiente, eles oferecem pouca ou nenhuma versatilidade de em sua operação.

Com montagens discretas, possuindo base de tempo a cristal e tiristores para efetuarem o chaveamento, pode-se conseguir alta precisão no ângulo de chaveamento. Porém, a versatilidade estará relegada a um plano secundário. Alguns sistemas de chaveamento em uso, utilizam ângulos de chaveamento fixos, escalonados de 10 e 10, desde zero a 360 graus [5].

Entende-se por versatilidade de um sistema de chaveamento "point-on-wave", tudo aquilo que ele puder fazer além de um único chaveamento. Alguns exemplos de versatilidade são:

- Operação em sistemas de potência com freqüências diferentes.
- Incidência controlada independentemente em cada fase do sistema de potência.
- Múltipla incidência.
- Controle fino do tempo de sustentação da falta e do tempo morto entre um chaveamento e

outro.

- Total isolação galvânica entre o sistema eletrônico e o sistema de potência.
- Sincronismo para equipamentos de medição externos.
- Outras versatilidades.

1.3 - O Sistema "Pow" Utilizando Microcomputador

Assim, esse trabalho propõe a realização de um moderno sistema de chaveamento "POW" baseado em microcomputador. Essa nova filosofia é justificada por três razões básicas.

- 1^a) Essa filosofia permite extrema maleabilidade na geração dos sinais de comando das chaves bidirecionais (pares de tiristores em antiparalelo).
- 2^a) O requerido "hardware" externo é, sem dúvida, o mais simples, confiável e mais eficiente, comparado com realizações que utilizam componentes de lógica não programável, a fim de se obter o mesmo efeito.
- 3^a) Fornece alta precisão no ângulo de chaveamento dos tiristores, devido à possibilidade de se poder compensar os atrasos inerentes do programa, interfaces e tiristores.

Com a utilização de um microcomputador, é conseguido um alto grau de sofisticação nos testes de chaveamento "point-on-wave", permitindo tarefas que, até então, não podiam ser realizadas com os sistemas convencionais existentes.

Esse novo sistema une a versatilidade, flexibilidade e precisão ao mesmo tempo. Pode ser adaptado a várias circunstâncias de trabalho, inclusive em sistemas de potência cujas frequências são diferentes, sem qualquer modificação.

Sua portabilidade e operação foram extremamente facilitadas por possuir um mínimo "hardware" externo e um "software" poderoso.

No Capítulo 2 do presente trabalho, é calculada e analisada qual deve ser a mínima precisão do sistema de chaveamento. Com isso, é definida a resolução do ângulo de incidência, com que se deve trabalhar.

Nos Capítulos 3 e 4, são feitos levantamentos de parâmetros, obtidos a partir de dados de fabricantes e bibliografia especializada, que dizem respeito ao tempo de sustentação de uma falta, tempo morto requerido para um religamento, resolução desses tempos e número de religamentos utilizados.

O "hardware" externo ao microcomputador, composto de duas interfaces e o periférico de entrada e saída, é estudado nos Capítulos 5 e 6.

Devido ao sistema de chaveamento poder trabalhar em sistemas de potência com frequências diferentes, sem que se exerçam modificações, houve a necessidade de se saber sob qual frequência ele está operando. O valor dessa frequência pode ser obtido a partir de um freqüencímetro externo ou um interno, incorporado ao sistema.

No Capítulo 7, é estudada qual deve ser a mínima precisão com que se deve efetuar a leitura de frequência do sistema de potência, sendo analisadas, também, algumas particularidades do freqüencímetro interno.

No Capítulo 8 é analisado o "software" do sistema de chaveamento, que é composto do programa principal escritito em linguagem "BASIC" para tarefas "off-line" e subrotinas em linguagem de máquina para tarefas em tempo real.

Finalmente no Capítulo 9 é calculado o erro de chaveamento provável e confrontado com os valores obtidos na prática, a partir de um protótipo, enquanto que, no Capítulo 10, são apresentadas as conclusões finais sobre o trabalho.

1.4 - Visão Geral do Sistema de Testes

O sistema de testes é composto do microcomputadora, periférico "I/O e Timer", interfaces e tiristores. O osciloscópio visualiza os fenômenos transitórios no equipamento sob teste.

A Figura 1.2 mostra uma visão geral desse sistema.

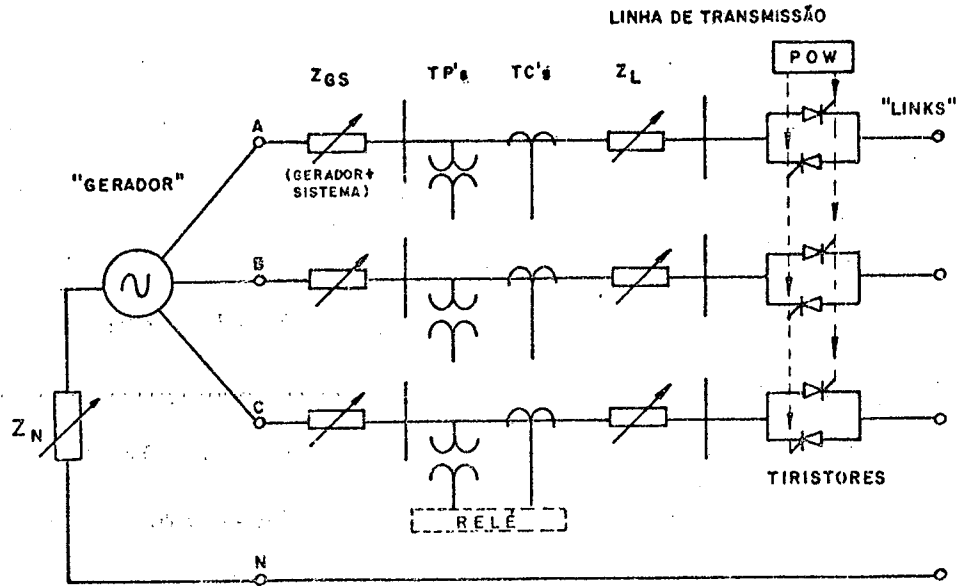


Figura 1.1 - Bancada de Testes Dinâmicos em Relés de Proteção.

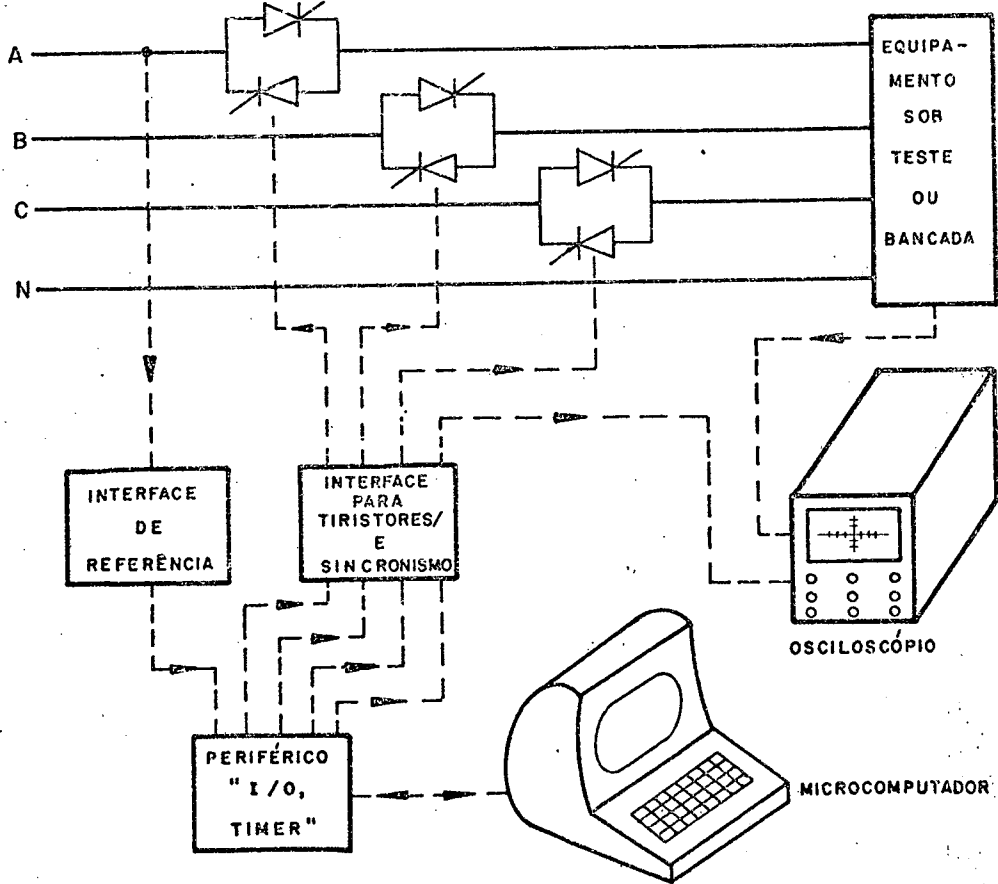


Figura 1.2 - Visão Geral do Sistema de Chaveamento P.O.W. baseado em Microcomputador.

CAPÍTULO 2

PRECISÃO DE CHAVEAMENTO REQUERIDA

2.1 - Introdução

Esse Capítulo visa calcular a mínima precisão necessária no ângulo de incidência de um chaveamento, obtido através de um "point-on-wave", para que, o erro fique em níveis toleráveis.

Basicamente, todo equipamento de medição eletro-eletrônico, deve apresentar uma precisão aceitável, para a sua aplicação. Essa precisão, maior ou menor, será escolhida pelo usuário, que irá medir uma determinada grandeza. Sendo-lhe facultada a opção de escolha de vários equipamentos de medida, obviamente, haverá a opção pelo mais preciso. Dessa escolha, pode-se observar dois fenômenos:

- 1º) Nem sempre será necessária a opção pelo equipamento mais preciso, sendo que, a própria grandeza a ser medida, bem como a aplicação dos dados obtidos, não iriam necessitar tal precisão.
- 2º) Um equipamento de maior precisão, sempre será mais caro que o seu similar de menor precisão, devido a uma tecnologia mais sofisticada aplicada em sua fabricação.

Não diferentemente, o desenvolvimento do sistema "point-on-wave" seguirá o pensamento exposto acima. A escolha de uma mínima precisão no ângulo de chaveamento será ditada por situações reais que deverão ser compromissadas, a fim de se obter um resultado que satisfaça às exigências impostas pela medição da grandeza em questão.

2.2 - Desenvolvimento

O sistema "point-on-wave" desenvolvido é aplicado, inicialmente, a uma bancada de testes dinâmicos em relés de proteção. E como tal, todo levantamento de dados e cálculos efetuados serão baseados em suas necessidades. Não obstante, os passos utilizados nos cálculos, bem como os resultados obtidos, servirão de base a outras aplicações específicas do equipamento.

A bancada supra citada, representa um simples sistema elétrico, conforme a Figura 2.1.

Se o tempo de fechamento, $t_f = 0$, é considerado o instante de referência, o ângulo ϕ é aquele em que houve o fechamento da chave, chamado de ângulo de incidência da falta. A Figura 2.2 ilustra o exposto.

Obtendo-se a equação do sistema da Figura 2.1, tem-se:

$$Ri + L \frac{di}{dt} = V_m \text{ sen } (\omega t + \phi) \quad (2.1)$$

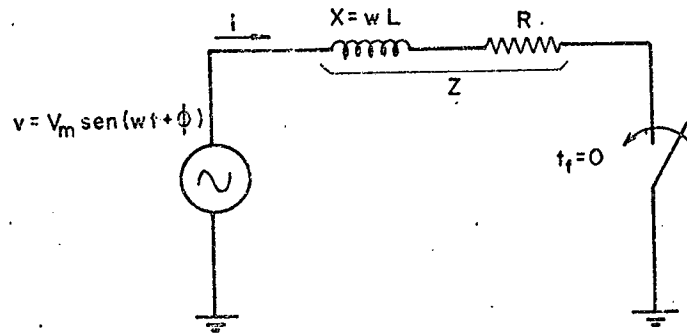


Figura 2.1 - Representação da Bancada de Testes Dinâmicos.

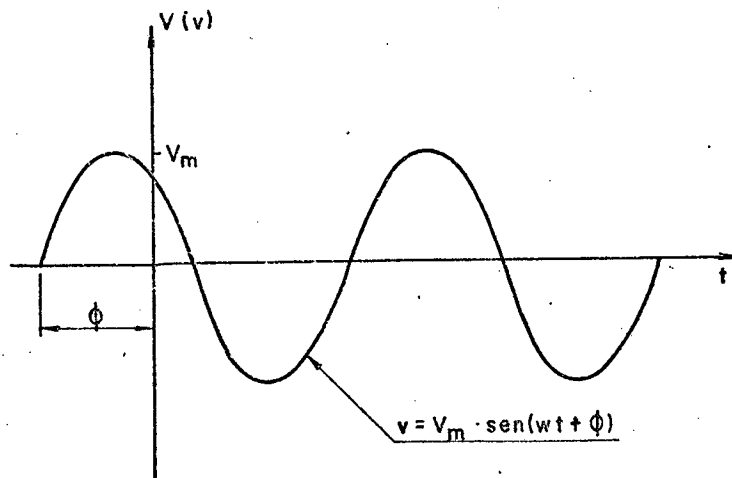


Figura 2.2 - Incidência na Onda Sinusoidal.

A resolução desta equação é mostrada no Apêndice 1.

A expressão geral de $i = i(t)$ é:

$$i(t) = e^{-\frac{R}{X} \omega t} \left[\frac{-V_m}{\sqrt{X^2 + R^2}} \cdot \text{sen} (\phi - \text{arctg } X/R) \right] +$$

Resposta em regime transitório (Componente Contínua)

$$+ \left[\frac{V_m}{\sqrt{X^2 + R^2}} \cdot \text{sen} (\omega t + \phi - \text{arctg } X/R) \right] \quad (2.2.a)$$

Resposta em regime permanente (Componente Alternativa)

A Figura 2.3 mostra um caso típico do efeito permanente, onde ocorreu assimetria total da corrente, $\phi - \text{arctg } X/R = \pm \pi/2$.

2.3 - Análise do Erro Introduzido Devido à Precisão do Ângulo de Incidência ϕ

Com base nas análises seguintes, será definida a resolução mínima, exigida pelo ângulo de incidência ϕ , no sistema "point-on-wave".

Deve ser observado que, as análises mencionadas tomarão como base somente a envoltória dos picos das correntes

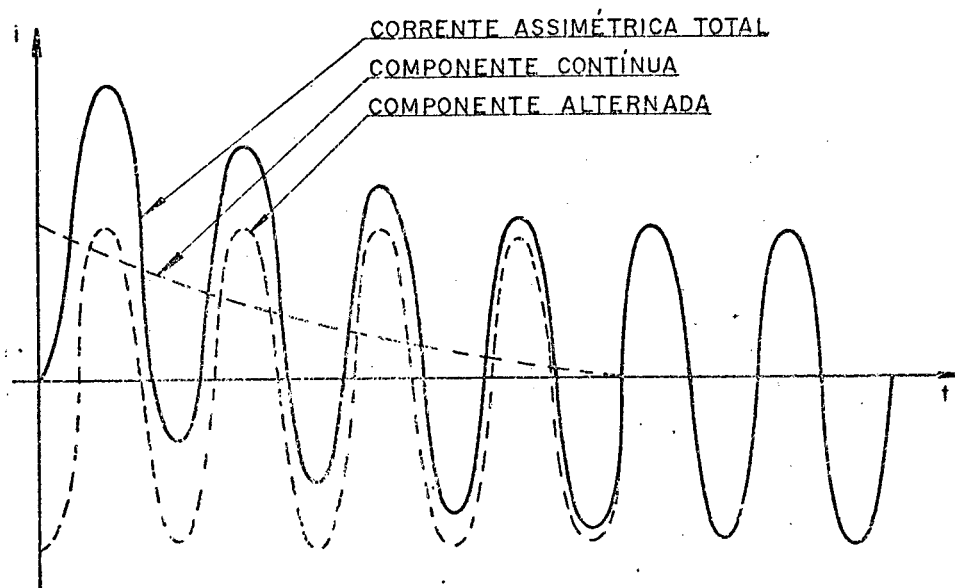


Figura 2.3 - Caso Típico de Efeito Transitório.

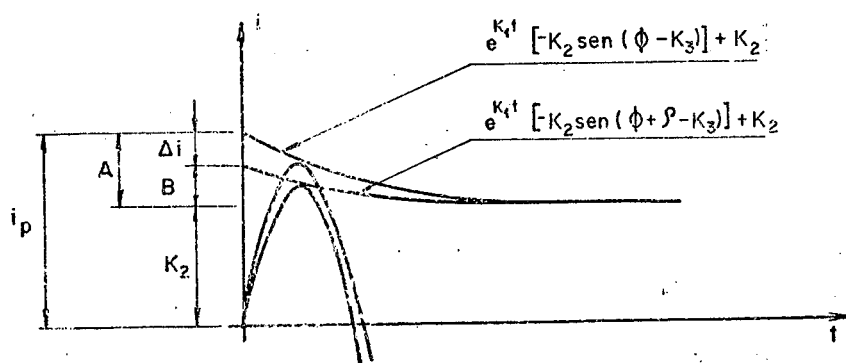


Figura 2.4 - Envoltórias devido a ϕ e a $\phi + \rho$

assimétricas envolvidas no processo.

Far-se-á, genericamente, o seguinte procedimento:

- 1º) Escolher um sistema elétrico qualquer (X , R , V_m).
- 2º) Aplicar uma falta em ϕ graus.
- 3º) Aplicar outra falta em $\phi + \rho$, onde ρ é a resolução utilizada no ângulo de incidência (P. ex: de $0,1^\circ$ em $0,1^\circ$; ou 1° em 1° ; ou 10° em 10° ; etc).
- 4º) Analisar os erros introduzidos de uma envoltória para outra (1ª envoltória devido a ϕ , 2ª envoltória devido a $\phi + \rho$).
- 5º) Escolher a menor resolução que forneça o maior erro tolerável. (Essa escolha é fundamentada pelo que foi visto na introdução do Capítulo 2).

Seja a Figura 2.4, onde são mostradas duas envoltórias dos picos de corrente. A primeira é devida ao ângulo de incidência ϕ e a segunda é devida ao ângulo de incidência $\phi + \rho$.

Na expressão (2.2.a), levando-se em conta a envoltória dos picos das correntes, e fazendo-se:

$$K_1 = - \frac{R}{X} \omega \quad (2.2.b)$$

$$K_2 = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad (2.2.c)$$

$$K_3 = \arctg X/R \quad (2.2.d)$$

$$A = -K_2 \text{ sen } (\phi - K_3) \quad (2.2.e)$$

$$B = -K_2 \text{ sen } (\phi + \rho - K_3) \quad (2.2.f)$$

E definindo-se o erro porcentual por:

$$e\% = \frac{\Delta i(t)}{i_p(t)} \cdot 100, \text{ onde : } \Delta i(0) = \Delta i \quad \text{e} \quad i(0) = i_p \quad (2.3)$$

Deve ser encontrado qual o instante em que ocorrerá o máximo erro porcentual.

Assim para:

$$\Delta i(t) = \left\{ e^{K_1 t} [-K_2 \text{ sen } (\phi - K_3)] + K_2 \right\} - \left\{ e^{K_1 t} [-K_2 \text{ sen } (\phi + \rho - K_3)] + K_2 \right\} \quad (2.4)$$

$$i_p(t) = e^{K_1 t} [-K_2 \text{ sen } (\phi - K_3)] + K_2 \quad (2.5)$$

Aplicando-se a expressão dada pela equação (2.3),

tem-se:

$$e\% = \frac{K_2 e^{K_1 t} [|\text{sen}(\phi + \rho - K_3)| - |\text{sen}(\phi - K_3)|]}{|e^{K_1 t} [-K_2 \text{sen}(\phi - K_3)]| + K_2} \cdot 100 \quad (2.6)$$

Como, K_1 é negativo por natureza, tem-se:

$$P/ t = 0 \rightarrow e\% = \frac{|\text{sen}(\phi + \rho - K_3)| - |\text{sen}(\phi - K_3)|}{1 + |\text{sen}(\phi - K_3)|} \cdot 100 \quad (2.7.a)$$

$$P/ t = \infty \rightarrow e\% = 0 \quad (2.7.b)$$

Da expressão (2.6), fazendo-se:

$$|\text{sen}(\phi + \rho - K_3)| - |\text{sen}(\phi - K_3)| = C_1 \quad (2.8.a)$$

e

$$|\text{sen}(\phi - K_3)| = C_2 \quad \text{onde, } K_2 \text{ é sempre positivo} \quad (2.2.b)$$

Tem-se:

$$e\% = \frac{K_2 \cdot e^{K_1 t} \cdot C_1}{K_2 + e^{K_1 t} \cdot K_2 \cdot C_2} \quad (2.9.a)$$

dividindo membro a membro por $K_2 \cdot e^{K_1 t}$:

$$e\% = \frac{C_1}{\left[\frac{1}{e^{-K_1 t}} \right] + C_2} = \frac{C_1}{e^{-K_1 t} + C_2} \quad (2.9.b)$$

Como K_1 é negativo, o expoente $-K_1 t$ é positivo e cresce linearmente com o tempo. A expressão $e^{-K_1 t}$ cresce exponencialmente com o tempo e o inverso ocorre com o erro porcentual. Conclui-se que, o máximo erro porcentual acontece para $t = 0$, onde a expressão $e^{-K_1 t}$ assume o valor mínimo, que é igual a 1.

A expressão (2.7.a) é o erro para o tempo igual a zero, ou seja, o máximo erro porcentual.

A partir da expressão (2.7.a), será calculado o ângulo ϕ onde ocorre o máximo erro porcentual, para um dado sistema, definido por K_3 e uma dada resolução ρ .

$$\frac{\partial e\%}{\partial \rho} = \frac{\partial}{\partial \rho} \frac{|\sin(\phi + \rho - K_3)| - |\sin(\phi - K_3)|}{1 + |\sin(\phi - K_3)|} \cdot 100 = 0 \quad (2.10.a)$$

$$\frac{\partial e\%}{\partial \rho} = \frac{|\cos(\phi + \rho - K_3)|}{1 + |\sin(\phi - K_3)|} = 0 \quad (2.10.b)$$

Portanto:

$$|\cos(\phi + \rho - K_3)| = 0 \quad (2.11.a)$$

Então:

$$\phi + \rho - K_3 = \pi(1/2 + n) \text{ para } n \in \mathbb{Z} \quad (2.11.b)$$

A expressão (2.11.b) garante erro máximo em função de ϕ , ρ e K_3 . Substituindo esse valor em (2.7.a), tem-se:

$$e\%(\phi - K_3) = \frac{|\text{sen } \pi(1/2 + n)| - |\text{sen } (\phi - K_3)|}{1 + |\text{sen } (\phi - K_3)|} = \frac{1 - |\text{sen } (\phi - K_3)|}{1 + |\text{sen } (\phi - K_3)|} \quad (2.12)$$

Analisando a expressão (2.12), chega-se à conclusão imediata que, $e\%(\phi - K_3)$ se tornará máximo em função de $(\phi - K_3)$, quando:

$$|\text{sen } (\phi - K_3)| = 0 \quad (2.13)$$

Então:

$$\phi - K_3 = n\pi, \quad \phi = K_3 + n\pi \text{ para } n \in \mathbb{Z} \quad (2.14)$$

A interpretação do resultado é:

- O erro máximo, entre duas envoltórias consecutivas, sempre ocorrerá quando o ângulo de incidência ϕ for exatamente igual (ou deslocado de 180°) ao ângulo $\text{arctg } X/R$ definido pela impedância do circuito elétrico.

Sempre se trabalhará levando em conta o erro máximo (quando $\phi = \arctg X/R$) que é a pior das situações possíveis.

Sabe-se que, agora, quando $\phi - K_3 = n\pi$, há geração de erro máximo de uma envoltória (gerada em ϕ) à outra subsequente (gerada em $\phi + \rho$).

Levando (2.14) em (2.7.a), obtém-se:

$$e\%(\rho) = \frac{|\text{sen}(n\pi + \rho)| - |\text{sen}(n\pi)|}{1 + |\text{sen}(n\pi)|} \times 100 \quad (2.15.a)$$

$$|\text{sen}(n\pi)| = 0 \quad (2.15.b)$$

$$|\text{sen}(n\pi + \rho)| = |\text{sen } \rho| \quad (2.15.c)$$

$$e\%(\rho) = |\text{sen } \rho| \times 100 \quad (2.16)$$

Mas como ρ é o ângulo que vai definir o escalonamento do ângulo de incidência ϕ , por exemplo, seja de $0,1^\circ$ em $0,1^\circ$, ou de 1° em 1° , ou de 5° em 5° , ou de 10° em 10° , etc. Será razoável dizer que a faixa de ρ pode se situar, aproximadamente, de 0° a 10° . Sendo assim, a expressão (2.16) fica:

$$e\%(\rho) = 100 \cdot \text{sen } \rho, \quad \text{para } 0^\circ \leq \rho \leq 10^\circ \quad (2.17)$$

Para a faixa de ρ estipulada, poderá haver linearização da expressão (2.17).

Desenvolvendo-se em série de Taylor, tem-se:

$$\text{sen } x = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \dots, \text{ para: } x \text{ em radianos} \quad (2.18.a)$$

e $-\infty < x < +\infty$

Assim, a parte linear expressa em graus, resulta:

$$\text{sen } x \approx x \cdot \frac{\pi}{180} \quad ; \text{ para } x \text{ em graus} \quad (2.18.b)$$

A expressão linear do erro, será:

$$e\%(\rho) = \rho \cdot \frac{\pi}{180} \cdot 100 \approx 1,74 \cdot \rho \quad ; \text{ para: } 0^\circ \leq \rho \leq 10^\circ \quad (2.19)$$

2.4 - Escolha da Resolução ρ

Nesse item, será feita uma análise baseada na ponderação dos limites que são impostos, de um lado pela maior precisão que se deseja obter (menor valor de ρ) e, por outro lado, a possibilidade de compensação de atrasos de uma unidade de grau de 600 Hz, que é aproximadamente 4,63 microsegundos.

São toleráveis erros não superiores à 3%, visto essa ser a faixa de precisão em que se situam os osciloscópios, oscilógrafos, ou seja; equipamentos de medição utilizados na análise de transi-tórios em circuitos elétricos. Com isso define-se o maior ρ , que pela expressão (2.19) vale:

$$\rho \approx \frac{3\%}{1,74} \approx 1,72^\circ \quad (2.20)$$

É razoável em se pensar utilizar $\rho = 1^\circ$ onde o máximo erro de envoltória gerado com essa escolha será de 1,74%.

Sendo assim, é justificável a utilização de $\rho = 1^\circ$, significando que, com isso, os valores de ângulos de incidência ϕ assumiriam valores inteiros entre zero e 360 graus.

CAPÍTULO 3

FAIXA DO TEMPO DE SUSTENTAÇÃO

3.1 - Introdução

Nesse Capítulo, é estabelecida a faixa do tempo de sustentação em que o sistema de chaveamento "point-on-wave" deve operar.

O tempo de sustentação de uma falta é aquele compreendido desde o instante da ocorrência da falta, até o instante em que há a interrupção da corrente.

É de suma importância o levantamento desse tempo, devido a três principais fatores:

- 1º) Em primeiro plano, para se ter controle sobre fluxo residual deixado nos transformadores de corrente devido à componente contínua no instante da interrupção da corrente faltosa.
- 2º) Fazer um dimensionamento para o correto uso dos tiristores do sistema de P.O.W., que trabalharão como chaves bidirecionais de alta velocidade.
- 3º) Injetar uma certa quantidade de corrente no relé de proteção sob teste, por um tempo pré determinado e bem definido, de forma que ele

atue satisfatoriamente, sem se danificar por excesso de temporização da corrente.

3.2 - Desenvolvimento

Para que se possa avaliar o tempo envolvido na sustentação de uma falta, será feita uma análise dos tempos de operação dos equipamentos de proteção do sistema de potência que contribuem diretamente no tempo total.

A Figura 3.1 mostra o esquema de uma proteção qualquer [14].

Os tempos envolvidos em uma falta sem religamentos são:

- Tempo de sensibilização, do relé até o fechamento de seu contato.
- Tempo de interrupção da corrente faltosa pelo disjuntor.

Por sua vez, o tempo para o relé atuar depende, basicamente, de:

- Tipo e aplicação do relé;
- Operação instantânea ou temporizada;
- "Point-on-wave" onde ocorreu a falta.

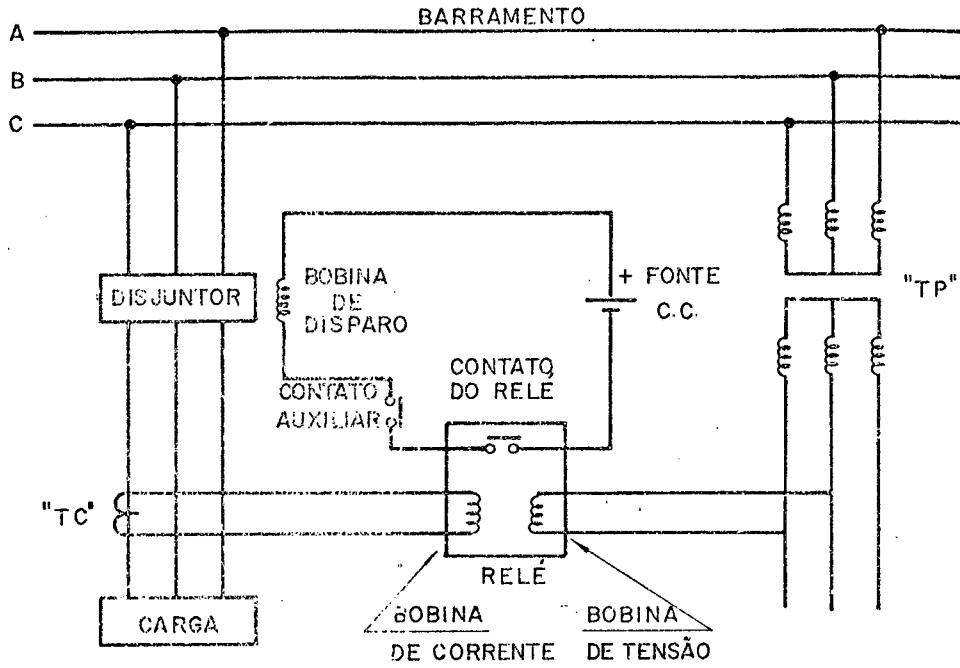


Figura 3.1 - Conjunto Relé-Disjuntor.

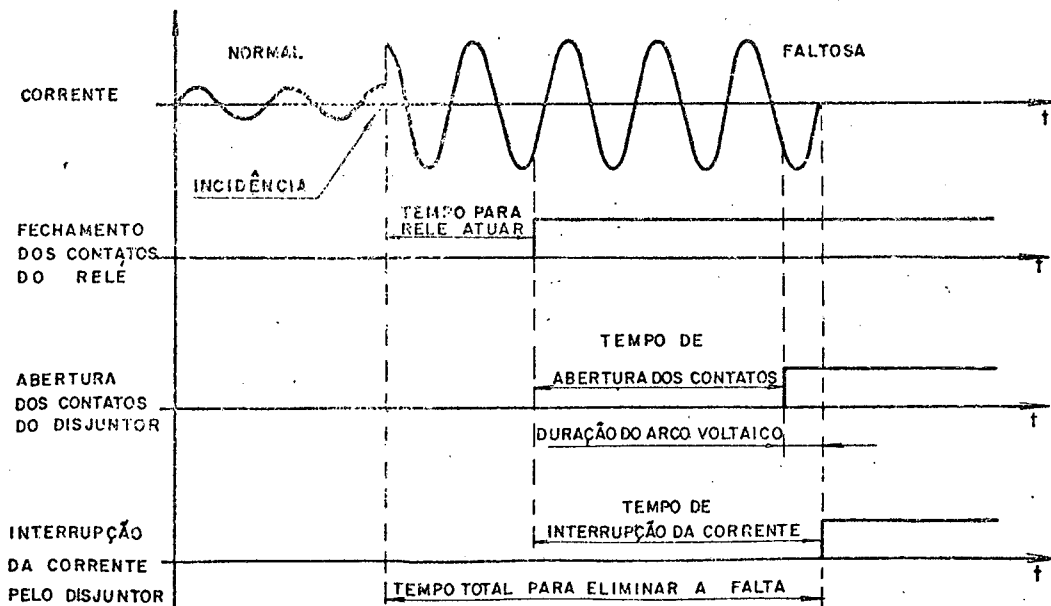


Figura 3.2 - Evolução do Tempo de Sustentação de uma Falta.

O tempo de interrupção do disjuntor compreende [15]:

- Tempo para abertura dos contatos;
- Tempo para extinção do arco-voltaico,

que estão ligados diretamente ao tipo de disjuntor utilizado (a óleo, ar, sopro de ar, sopro magnético, vácuo, SF₆ e outros sistemas especiais) bem como a tecnologia própria de cada fabricante aplicada a cada um deles.

A figura 3.2 mostra a evolução dos tempos gastos na sustentação de uma falta [15]:

Algumas observações são necessárias:

1º) Tanto no disjuntor, após a sua abertura, quanto nos tiristores do sistema P.O.W., após despolarizado o "gate", o fenômeno de interrupção da corrente ocorre quando há o seu cruzamento pelo zero.

Dependendo do circuito de carga do sistema elétrico e ainda, do tipo e tecnologia empregada no disjuntor, pode ser que não ocorra interrupção da corrente no próximo cruzamento de zero pela corrente, após a separação dos contatos; fato que implicará no aumento do tempo total para eliminar a falta [15].

2º) Em sistemas onde há religadores, após a interrupção da corrente, espera-se um determinado

tempo (Dead Time) e fecham-se os contatos do disjuntor, na esperança que tenha ocorrido uma falta passageira. Essa ação chama-se religamento e pode ser executada várias vezes, para um mesmo evento (falta), a fim de conseguir sucesso em uma delas.

Após várias tentativas e insucessos, isola-se a parte faltosa do sistema elétrico, para uma posterior manutenção corretiva.

Portanto, o sistema de chaveamento P.O.W. deverá ser capaz de aplicar religamentos controlados.

3º) Há, então, três faixas de tempo e uma certa quantidade de religamentos permitidos que serão levantados, a fim de dimensionar-se a faixa de operação do sistema de chaveamento P.O.W.; são eles:

- Faixa de tempo de interrupção de disjuntores;
- Faixa de tempo de operação de vários tipos de relés (comerciais ou em linha de pesquisa);
- Faixa de tempo morto (Dead Time) permitida pelos religadores para eliminar uma falta passageira;
- Número de religamentos permitidos por religa

dores em diversas áreas (sistema de transmissão, sistema de distribuição, etc).

As duas primeiras faixas, assunto desse Capítulo, são discutidas a seguir. As duas últimas são discutidas no Capítulo 4.

3.3 - Disjuntores - Tempo de Interrupção de Correntes de Falta

Os disjuntores são equipamentos para chavear redes elétricas de potência pelo ligamento e pelo desligamento de circuitos sob acionamento manual ou automaticamente através da proteção. Suas operações são: Manobras ou interrupções de corrente de curto-circuito em ocasiões de defeitos. Eles devem ser, portanto, confiáveis em situações estáticas, mas, eficazes em operações instantâneas quando eles são solicitados a desempenhar qualquer operação de chaveamento, mesmo após longos períodos sem terem sido acionados.

A mais árdua de suas tarefas é, sem dúvida, a interrupção de curto-circuitos e a severidade dessa tarefa imposta aos disjuntores tem aumentada imensamente durante os últimos 50 anos como resultados da expansão dos sistemas elétricos. As tensões das redes têm subido de 132 a 750 KV neste período e, atualmente, estão sendo construídos sistemas experimentais de 1000 KV. As potências de curto-circuito têm crescido até a or

dem de 10^6 KVA em redes com baixos fatores de severidade de circuito e até 50×10^6 KVA em redes com altos fatores de severidade de circuito.

Durante esse período, o tempo para interromper curto-circuitos tem sido reduzido drasticamente, face aos interesses da estabilidade do sistema. Os primeiros disjuntores imersos em óleo, requeriam um tempo variável da ordem de 10 a 20 ciclos por causa da longa duração do arco voltaico. A introdução de sistemas de arco voltaico controlado reduziu rapidamente para 6 a 8 ciclos, e com técnicas melhoradas podem atualmente operar dentro de 2 ciclos.

Olhando para o futuro, a contínua expansão na demanda de eletricidade na maioria dos países industrializados, pode ser esperado nos próximos 25 anos a necessidade de redes síncronas compactas interconectadas com potência de, aproximadamente 200×10^6 ou mesmo 300×10^6 KVA; o limite depende da tensão adotada para a rede, com várias redes sendo interligadas por elos de supertensões que deverão operar entre 750 e 1500 KV. Isso, juntamente com os problemas de concentração geográfica, podem causar uma concentração muito grande de geração de potência, talvez da ordem de 30×10^6 KVA, situadas geograficamente próximas, que seria como se estivessem conectadas a um simples barramento, e isso, em princípio, pode resultar em níveis de curto circuito da ordem de 100×10^6 a 200×10^6 KVA sobre a faixa de 400 a 1500 KV. Embora, atualmente, as técnicas de limitação de curto-circuito, estando a um estado de desenvolvimento embrionário, podem modificar a taxa de crescimento dos altos níveis de curto circuito. Mesmo com a utilização das técnicas de limitação, os níveis de curto circuitos ainda serão altos, o que tra

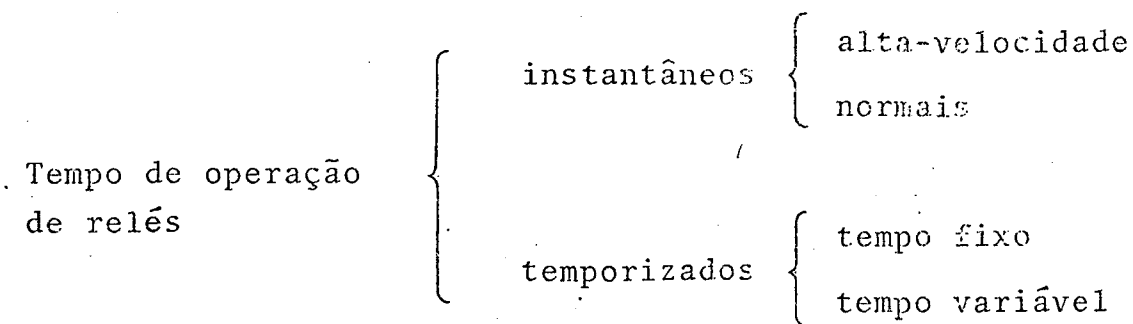
rã dificuldades consideráveis no projeto de futuros disjuntores, que deverão possuir tempo de interrupção de 1 ciclo, ou menos, necessário por razões de estabilidade [15].

3.4 - Relés de Proteção - Tempos de Atuação

Até o momento, procura-se estabelecer uma faixa para duração de uma falta em um sistema elétrico, sendo ela a soma do tempo de retardo de operação do relê com o tempo de interrupção do disjuntor. Com os dados levantados, poder-se-á definir o tempo de sustentação do sistema de chaveamento "point-on-wave".

Nesse item, será feita uma análise de vários tipos de relés de proteção (comerciais e em pesquisas), visando obter-se as faixas de tempo de atuação [17], [18], [19] e [20].

Há, basicamente, dois tipos de relés de proteção no que se refere ao tempo de atuação, os instantâneos e os temporizados.



Para dimensionar a faixa de duração do tempo de sustentação da falta, provocada pelo sistema de chaveamento de P.O.W., é necessário saber que:

1º) A aplicação da bancada de testes dinâmicos visa a análise do comportamento dos relés de proteção nos períodos subtransitório e transitório da corrente. O período subtransitório tem duração média de 12 ciclos e o período transitório 90 ciclos da corrente, como mostra a Figura 3.3 [10] e [16]. O regime permanente, por sua vez, não tem significado na análise do comportamento dinâmico.

2º) Na bancada de testes dinâmicos, onde a relação X/R é da ordem de 40, o valor do tempo para uma queda até 10% do valor inicial será:

$$0,1 = \frac{e^{-\frac{R}{X} \omega t_1} \left[\frac{-V}{|Z|} \operatorname{sen} \left(\phi - \operatorname{arctg} \frac{X}{R} \right) \right]}{e^{-\frac{R}{X} \omega t_0} \left[\frac{-V}{|Z|} \operatorname{sen} \left(\phi - \operatorname{arctg} \frac{X}{R} \right) \right]} \quad (3.1)$$

Assim, para $t_0 = 0$ [s]; $-R/X = -1/40$;

$\omega = 377$ [rd/s]; $f = 60$ [Hz]; tem-se,

$t_1 = 244$ [ms] ou $t_1 \approx 15$ ciclos de 60 [Hz].

3º) Em princípio, poderia utilizar-se uma faixa de, aproximadamente, 1 a 100 ciclos para auxílio na análise dos períodos subtransitório e transitório e seus efeitos nos relés instantâneos de proteção.

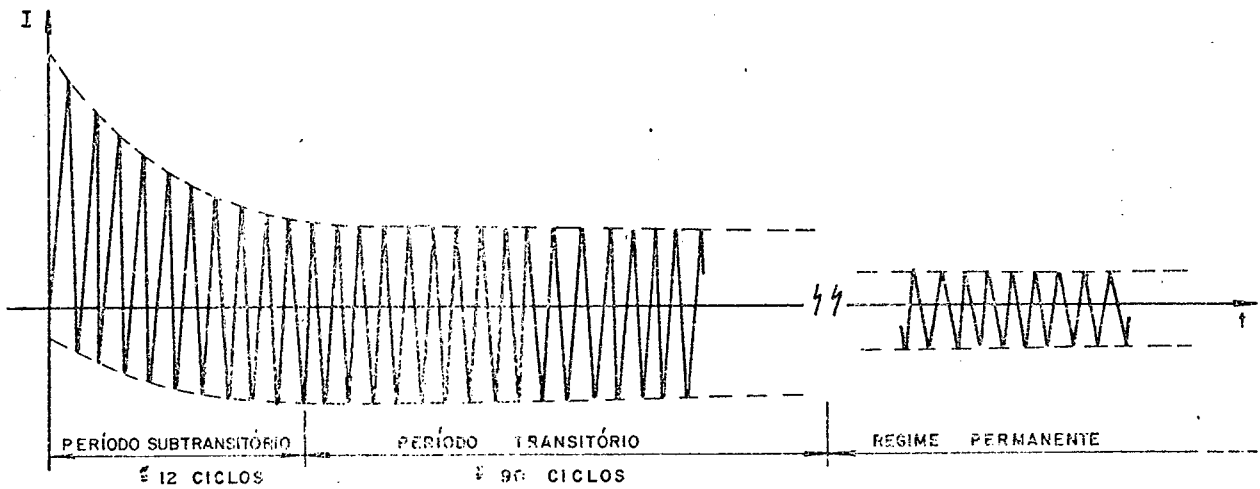


Figura 3.3 - Evolução de uma Corrente de Curto Circuito em uma Rede de Potência.

No entanto, objetiva-se o desenvolvimento de um equipamento de ampla utilização, razão pela qual, partiu-se para o uso de microcomputador.

Visando esse objetivo, essa faixa poderá ser estendida para auxiliar a análise do comportamento de relés temporizados, mesmo que estes já operem no regime permanente da falta. A faixa de tempo de sustentação estendida é justificada mais pela universalidade que se quer empregar ao sistema de chaveamento P.O.W.

São apresentados na Tabela 3.1, obtida a partir de catálogos de fabricantes de relés e resultados de pesquisa, os tempos de retardo de atuação. Foram procurados os relés mais comuns que possuem polarização por corrente como sobrecorrente de tempo inverso, diferencial e de distância. A Tabela mostra uma média generalizada dos valores. Para os de ação instantânea foi tomado aquele que apresentou menor tempo de atuação. Os fabricantes são SIEMENS, GE, GEC, ASEA, REYROLLE, BROWN BOVERI e WESTINGHOUSE.

1 - Relé de Sobrecorrente de Tempo Inverso		
Característica	Máximo DT = $1; I = 1,5 I_{Tap}$ DT = Dial de Tempo	Mínimo DT = $0,1; I = 20 \times I_{Tap}$ DT = Dial de Tempo
Inversa	15 s = 900 ciclos	200 ms = 12 ciclos
Muito Inversa	35 s = 2100 ciclos	120 ms = 7,2 ciclos
Extremamente Inversa	40 s = 2400 ciclos	50 ms = 3 ciclos
Sensor de Terra	200 s = 12000 ciclos	400 ms = 24 ciclos
Unid. Instant.	5 a 30 ms	

2 - Relés Diferenciais	
Uso em	Faixa de Tempo de Atuação
Transformador	15 a 55 ms
Gerador	10 a 35 ms + Relé Auxiliar
Gerador [18]	1 ms
Barramento	7 a 40 ms
Motor	20 ms

3 - Relés de Distância			
Uso em	Tempo 1 ^a Zona	Tempo 2 ^a , 3 ^a Zona	Tempo 4 ^a e 5 ^a Zona
Média/Alta Tensão	50 ms	0,1 a 4 s	0,2 a 8 s
Alta/Extra Alta Tensão	25 ms	0,1 a 8 s	0,1 a 8 s
Alta Velocidade [19] e [20]	3 a 8 ms	-	-

Tabela 3.1 - Faixa de Tempo de Atuação de Relés de Proteção [17].

3.5 - Escolha da Faixa do Tempo de Sustentação

O tempo de sustentação é dado por:

$$T_{\text{sust}} = T_{\text{relé}} + T_{\text{disj}} \quad (3.2)$$

Onde,

T_{sust} : Tempo de sustentação da falta;

$T_{\text{relé}}$: Tempo de retardo para atuação do relé;

T_{disj} : Tempo de interrupção da corrente pelo disjuntor.

A faixa do tempo de sustentação pode ser definida por $T_{\text{sust min}}$ e $T_{\text{sust máx}}$, onde:

$$T_{\text{sust min}} = T_{\text{relé min}} + T_{\text{disj min}} \quad (3.3)$$

$$T_{\text{sust máx}} = T_{\text{relé máx}} + T_{\text{disj máx}} \quad (3.4)$$

Sabe-se que:

$$T_{\text{relé min}} = 1 \text{ ms} \quad (3.5.a)$$

$$T_{\text{relé máx}} = 200 \text{ s} \quad (3.5.b)$$

$$T_{\text{disj min}} = 1 \text{ ciclo} \quad (3.5.c)$$

$$T_{\text{disj máx}} = 20 \text{ ciclos} \quad (3.5.d)$$

Portanto,

$$T_{\text{sust min}} = 1 \text{ ms} + 1 \text{ ciclo} \approx 1 \text{ ciclo (60 Hz)} \quad (3.6)$$

$$T_{\text{sust máx}} = 200 \text{ s} + 20 \text{ ciclos} \approx 200 \text{ s} = 12000 \text{ ciclos} \quad (3.7)$$

Tem-se, então, a faixa mínima do tempo de sustentação:

$$1 \text{ ciclo} \leq T_{\text{sust}} \leq 12000 \text{ ciclos} \quad (3.8)$$

CAPÍTULO 4

FAIXA DO TEMPO MORTO E NÚMERO DE RELIGAMENTOS

4.1 - Introdução

Nesse Capítulo é estabelecida a faixa do tempo morto (Dead Time) e o número de religamentos que o sistema de chaveamento "point-on-wave" deve permitir.

Visando a ampliação do sistema de chaveamento "point-on-wave", é necessário provê-lo da alternativa de se poder efetuar religamentos, totalmente controlados, em ângulo de incidência, tempo de sustentação e tempo morto (Dead Time). Essa alternativa é desejável pelos seguintes motivos:

- 1º) Permitir a análise do comportamento de equipamentos de proteção mediante religamentos sem sucesso, executados por relés religadores, com o sistema elétrico sob falta.
- 2º) Permitir quaisquer outras aplicações que necessitem mais de um chaveamento controlado.

Os levantamentos que se seguem, tomarão por base as necessidades impostas pela utilização do sistema de chaveamento "point-on-wave" em uma bancada de testes dinâmicos em relés de proteção. No entanto, os dados obtidos nesse Capítulo (faixa do tempo morto e número de religamentos) podem ser ampliados para

uma aplicação específica do sistema "point-on-wave", em tarefas especiais.

4.2 - Desenvolvimento

A grande maioria das faltas em linhas aéreas de transmissão são passageiras e podem desaparecer pela desenergização momentânea da linha. De fato, dados estatísticos mostram que menos de 10% das faltas são de caráter permanente. É factível, no entanto, manter a continuidade do serviço elétrico pelo religamento do disjuntor após a operação do relé de proteção. Por exemplo, o religamento automático aumenta consideravelmente a qualidade do serviço elétrico em circuitos de distribuição, onde a continuidade é afetada diretamente pela interrupção do serviço. O religamento de alta velocidade em linhas de interligação (Tie lines), se executado com sucesso, favorece a manutenção da estabilidade do sistema elétrico [21].

4.2.1 - Religamento Simples Versus Religamento Múltiplo

Os atributos desejados de um sistema de religamento variam amplamente com os requisitos do usuário. Numa área com alto nível de incidência de descargas atmosféricas, muitos disjuntores de linha de transmissão serão religados com sucesso na primeira tentativa. O religamento múltiplo adiciona apenas uma pequena probabilidade de sucesso. Então, relés de um único religamento são inteiramente justificados para determinadas aplicações.

As práticas de religamento em circuitos de subtransmissão variam amplamente, dependendo das características da carga alimentada. Se há motores ou geradores no sistema, o primeiro religamento deverá ser temporizado. Na maioria das vezes são usados dois ou três religamentos em circuitos de subtransmissão operando radialmente, e apenas um ou dois religamentos para circuitos de interligação (tie). Aproximadamente, em cinquenta por cento das aplicações é usada alguma forma de verificação do circuito antes de um religamento temporizado, para verificar a existência de sincronismo entre ambos os lados ou se um circuito está desligado (dead).

Relés de multireligamento são desejados em circuitos de distribuição e normalmente permitem três incidências.

Estudos experimentais em alimentadores de distribuição numa área onde há uma grande quantidade de dias de tempestades com descargas atmosféricas, forneceram a Tabela 4.1 [22].

Nº de Religamentos com Sucesso	Percentual
Imediato	83,25%
Segundo (15 a 45 segundos)	10,05%
Terceiro (120 segundos)	1,42%
Total de Sucesso	94,72%
Total de Insucesso	5,28%

Tabela 4.1 - Percentual de sucesso em multireligamento de alimentadores de distribuição.

Os dados mostram que o número crescente de religamentos aumenta a probabilidade da continuidade do serviço elétrico, mas a cota de benefício de cada religamento adicional é menor que a sua precedente.

Há relés religadores que chegam a possuir até seis estágios de religamento [22], mas o número usual é de três, como foi dito atrás.

4.2.2 - Religamentos de Alta Velocidade

Há dois tipos de religamentos no que se refere ao tempo morto, o temporizado e o de alta velocidade. Esse último permite que um disjuntor seja religado com sucesso, imediatamente após uma falta, somente se os dois extremos do trecho sob falta foram interrompidos simultaneamente. Caso isso não ocorra, o arco-voltaico que produziu a falta não terá sido extinto e quando houver o religamento, esse será feito com insucesso indicando, assim, uma falta de natureza duradoura que na verdade é passageira. Uma das maiores vantagens do religamento de alta velocidade é a manutenção do sincronismo do sistema elétrico.

O tempo morto para um religamento de alta velocidade com sucesso é governado principalmente por:

- 1º) Um tempo mínimo, dependendo do tempo tomado para extinção do arco-voltaico no ponto da falta e para a dispersão das partículas ionizadas produzidas pelo arco.

Através de estudos experimentais de operação em sistemas de potência, os valores mínimos

de tempos mortos podem ser representados, razoavelmente, por uma relação linear usando a seguinte equação obtida empiricamente [22]:

$$\text{Tempo Morto} = 10,5 + \frac{KV}{34,5} \text{ [ciclos]} \quad (4.1)$$

onde KV é a tensão fase-fase do sistema elétrico. Por exemplo, em um sistema de 345 [KV], o religador de alta velocidade necessita um tempo morto de, no mínimo, 20,5 ciclos aproximadamente, para efetuar o religamento.

- 2º) Um tempo máximo dependente da taxa de afastamento dos vetores de tensão das estações em cada extremidade. Essa mudança no ângulo de fase de duas tensões é governada por vários fatores tais como a duração, localização e natureza da falta; as características do sistema, em particular a impedância das rotas alternativas entre as estações em questão; a carga que está acoplada ao sistema; a carga que está no alimentador imediatamente anterior à falta; os geradores em serviço no momento da falta e suas características transitórias [22].

4.2.3 - O Relé de Religamento de Estado Sólido SRCU-2 Westinghouse

Como exemplo genérico, é tomado o relé SRCU-2 da Westinghouse que apresenta multireligamento de três estágios e uma ampla faixa de tempo morto.

Ele provê um religamento de alta velocidade controlado por um temporizador que pode ser calibrado de 0 a 1 segundo, para aplicações próprias em EAT.

Os dois circuitos de religamento temporizados são ajustáveis independentemente por temporizadores de 2 a 120 segundos. O religamento de alta velocidade não é pré-requisito para os religamentos temporizados.

Esse relé possui ainda verificação de sincronismo e controle LLDB (Live line, Dead Bus) e LBDL (live Bus, Dead Line).

4.3 - Escolha da Faixa de Tempo Morto (Dead Time) sua Resolução e Número de Religamentos Permitidos

Os dados aqui obtidos, juntamente com aqueles obtidos no Capítulo 3, irão compor os limites de utilização do sistema de chaveamento "point-on-wave" para a sua aplicação na banca de testes dinâmicos em relés de proteção.

Com base nos dados levantados no item 4.2, será feita uma escolha adequada dos valores que irão impor mais dois limites de operação do equipamento, a faixa do tempo morto juntamente com sua resolução e o número de religamentos permitidos.

4.3.1 - Faixa do Tempo Morto e sua Resolução

A faixa do tempo morto deverá ter seu mínimo ditado pelos padrões adotados nos religamentos de alta velocidade e que são definidos pela expressão (4.1) do tempo morto (item 4.2.2). O tempo morto mínimo é obtido quando se faz KV assumir o menor valor de tensão entre fases do sistema elétrico em que se utiliza o relé religador. Essa tensão, para efeito de levantamento, será considerada zero para se obter o menor valor de tempo morto teórico, portanto:

$$T_{\text{morto mínimo}} = 10,5 \text{ ciclos} = 175 \text{ ms (em 60 Hz)} \quad (4.2)$$

Alguns autores, no entanto, para tensões mais baixas, preferem adotar religamentos de alta velocidade mais rápidos conforme mostra a tabela 4.2 [23].

Tensão	22	33	66	110	132	220	330	KV
$T_{\text{morto mínimo}}$	4	5	6	8,5	10	17	24	Ciclos

Tabela 4.2 - $T_{\text{morto mínimo}}$ x Tensão para 95% de Probabilidade de Sucesso.

Da mesma forma, o máximo tempo morto deverá ser ditado pela maior temporização conseguida com relés religadores comerciais. Esse tempo pode ser escolhido como sendo o próprio do relé religador tomando como exemplo no item 4.2.3. Outros au

tores, [22], confirmam a utilização de uma máxima temporização de:

$$T_{\text{morto máximo}} = 120 \text{ segundos} = 7200 \text{ ciclos de } 60 \text{ Hz} \quad (4.3)$$

Assim, a faixa do tempo morto pode ser expressa por:

$$4 \text{ ciclos} \leq \text{tempo morto} \leq 7200 \text{ ciclos (60 Hz)} \quad (4.4)$$

Por conveniência, posteriormente, essa faixa será ampliada a fim de prover mais versatilidade ao sistema de chaveamento "point-on-wave".

A resolução com que se deve trabalhar no escalonamento dos tempos mortos, será fornecida conjuntamente pela expressão do tempo morto, expressão (4.1) e a Tabela 4.2, sendo que, ambas são para religamentos de alta velocidade. Nesse caso há o envolvimento dos menores tempos e portanto a maior sensibilidade devido à resolução com que se trabalha.

Pela expressão (4.1), do tempo morto, tomando como base as tensões mais usuais onde há religadores, tem-se:

TENSÃO	13,8	34,5	69	138	230	345	440	500	750	KV
$T_{\text{morto mínimo}}$	10,9	11,5	12,5	14,5	17,2	20,5	23,3	25,0	32,2	ciclos

Tabela 4.3 - $T_{\text{morto mínimo}}$ x Tensão, derivada da expressão (4.1).

Pelas duas Tabelas de tempos mortos mínimos (Tabela 4.2 e 4.3), é justificada a escolha da resolução de um ciclo na faixa do tempo morto. Portanto,

$$\text{RESOLUÇÃO DA FAIXA DO TEMPO MORTO} = 1 \text{ CICLO} \quad (4.5)$$

Cabe aqui uma observação:

Os tempos mortos que possuem fração de ciclos, por exemplo 10,9 ciclos, deverão ser arredondados sempre para cima, portanto, nesse exemplo, 11 ciclos. Da mesma forma, por exemplo, 17,2 ciclos para 18 ciclos. Isso é feito por dois motivos:

- 1º) Não se pode arredondar para baixo (inteiro adjacente menor) devido ao fato de que, o tempo morto ajustado no relé religador nunca deve ficar inferior ao valor teórico encontrado.
- 2º) Devido à resolução adotada (1 ciclo), só serão permitidos números inteiros de ciclos a serem contados durante as temporizações dos tempos mortos. A expressão (4.1) define um tempo mínimo para a espera de um religamento, portanto, o valor arredondado para cima é perfeitamente concebível.

4.3.2 - Número de Religamentos Permitidos

Mostrou-se nesse Capítulo que há, de certa forma, uma preferência na utilização de um a três religamentos de-

pendendo do sistema elétrico em questão. No entanto, conforme, foi dito, há relés religadores que possuem até seis estágios de religamento. Para efeito do desenvolvimento do sistema de chaveamento "point-on-wave" será considerado que ele deva ser capaz de permitir, no mínimo, até seis religamentos controlados mais o primeiro chaveamento, tornando-o assim, um equipamento que atenda satisfatoriamente às necessidades que se propõe.

NÚMERO DE RELIGAMENTOS PERMITIDOS ≥ 6 (4.6)

CAPÍTULO 5

A INTERFACE DE REFERÊNCIA5.1 - Introdução

O sistema de chaveamento "point-on-wave" é um equipamento que executa certas tarefas em tempo real, sendo assim, ele necessita de um sinal de referência externo para sincronizar essas tarefas.

Nesse Capítulo, é desenvolvida uma interface que fornece uma onda quadrada, espelho da onda sinusoidal de entrada, que possui os seguintes requisitos:

- 1º) A onda quadrada obtida é isolada galvanicamente do circuito de potência onde está a onda sinusoidal. Essa isolação suporta os níveis de tensão envolvidos no circuito de potência, mesmo sob avaria.
- 2º) O atraso inerente da interface é conhecido para se compensar.
- 3º) É compatível com níveis TTL.
- 4º) As não idealidades dos componentes envolvidos são contornadas de forma que as suas influências fiquem minimizadas e toleráveis.

É mostrado na Figura 5.1 o diagrama em blocos da interface de referência e na Figura 5.2 os diagramas de nível da entrada e das saídas.

Na Figura 5.2 α_C é o atraso do comparador mais o atraso do "Schmitt trigger" B e α_{TS} é o atraso total da interface de referência na subida da onda sinusoidal, α_{TD} idem na descida; α_{TS} e $\alpha_{TD} \gg \alpha_C$.

A onda quadrada representada por "C" é posta na linha de "handshake" CBI do periférico de comunicação "VIA" 6522, como será visto.

No Apêndice 2 se encontra o desenvolvimento completo da interface de referência.

5.2 - Circuito Geral da Interface de Referência

É mostrada, na Figura 5.3 a reunião de todos os blocos desenvolvidos e calculados no Apêndice 2, formando assim, a interface completa para gerar os pulsos de referência para o microcomputador. As Tabelas 5.1 e 5.2 mostram, respectivamente, os atrasos α_{TS} e α_{TD} , em função da frequência e tensão de entrada.

Observações:

- 1º) Os "jumpers" 1-1', 2-2', 3-3' selecionam a faixa de tensão aplicável ao circuito. Os "jumpers" 4-4', 5-5' deverão ser conectados para testes e verificação dos tempos de atraso do circuito.
- 2º) A placa de circuito impresso e a disposição dos componentes se encontram nos Apêndices 3 e 4 respectivamente.

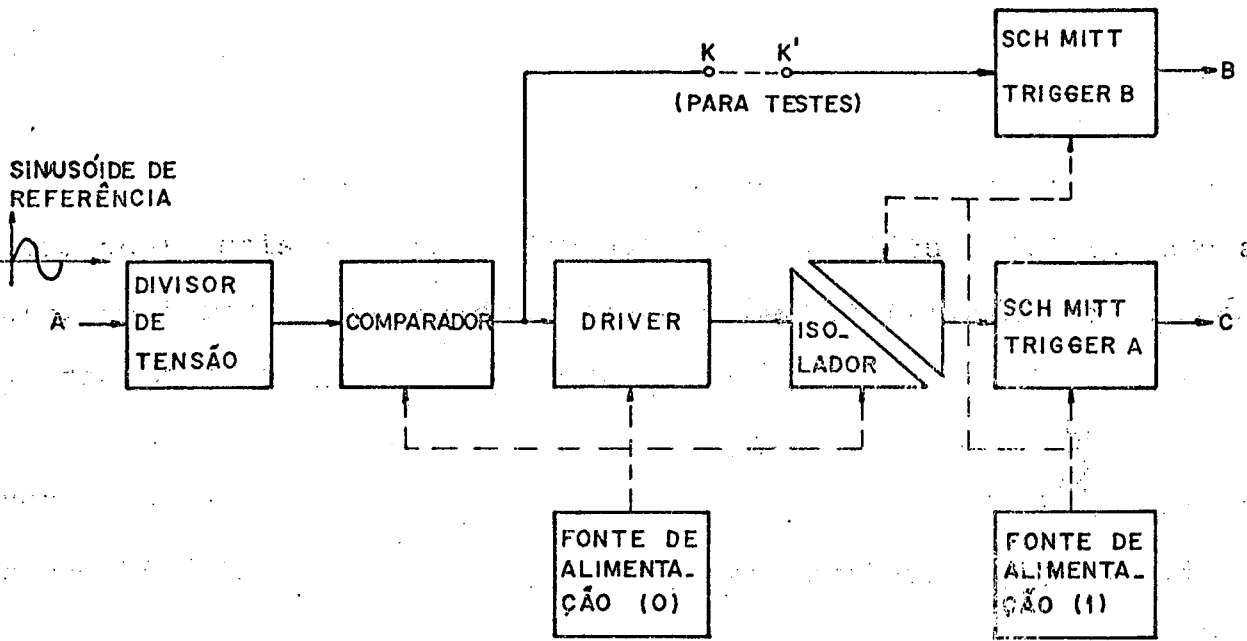


Figura 5.1 - Diagrama em Blocos da Interface de Referência para o Microcomputador.

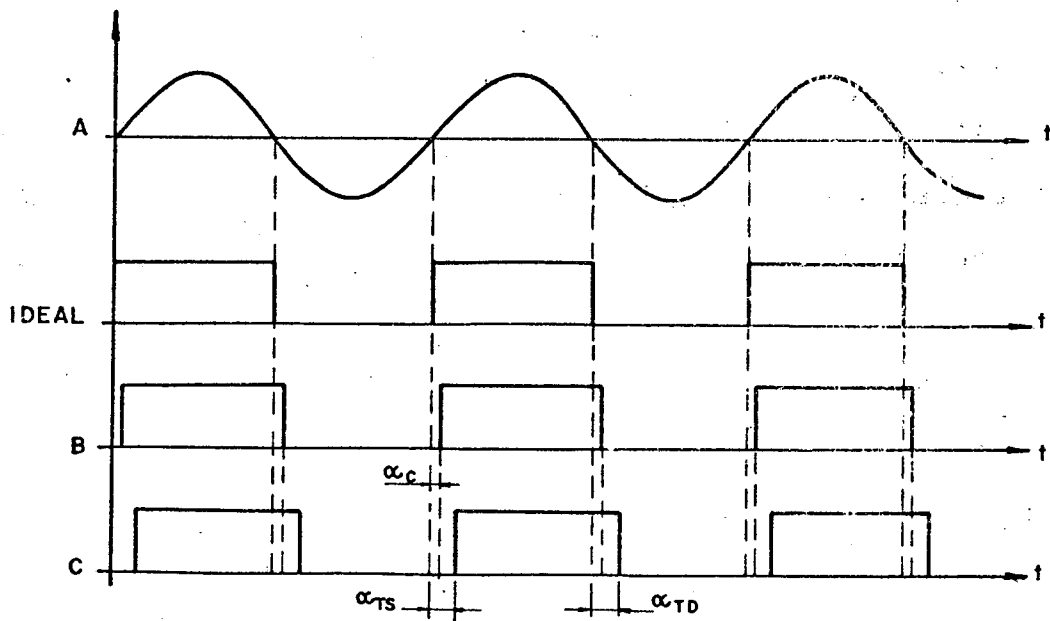


Figura 5.2 - Diagramas de Nível da Interface de Referência.

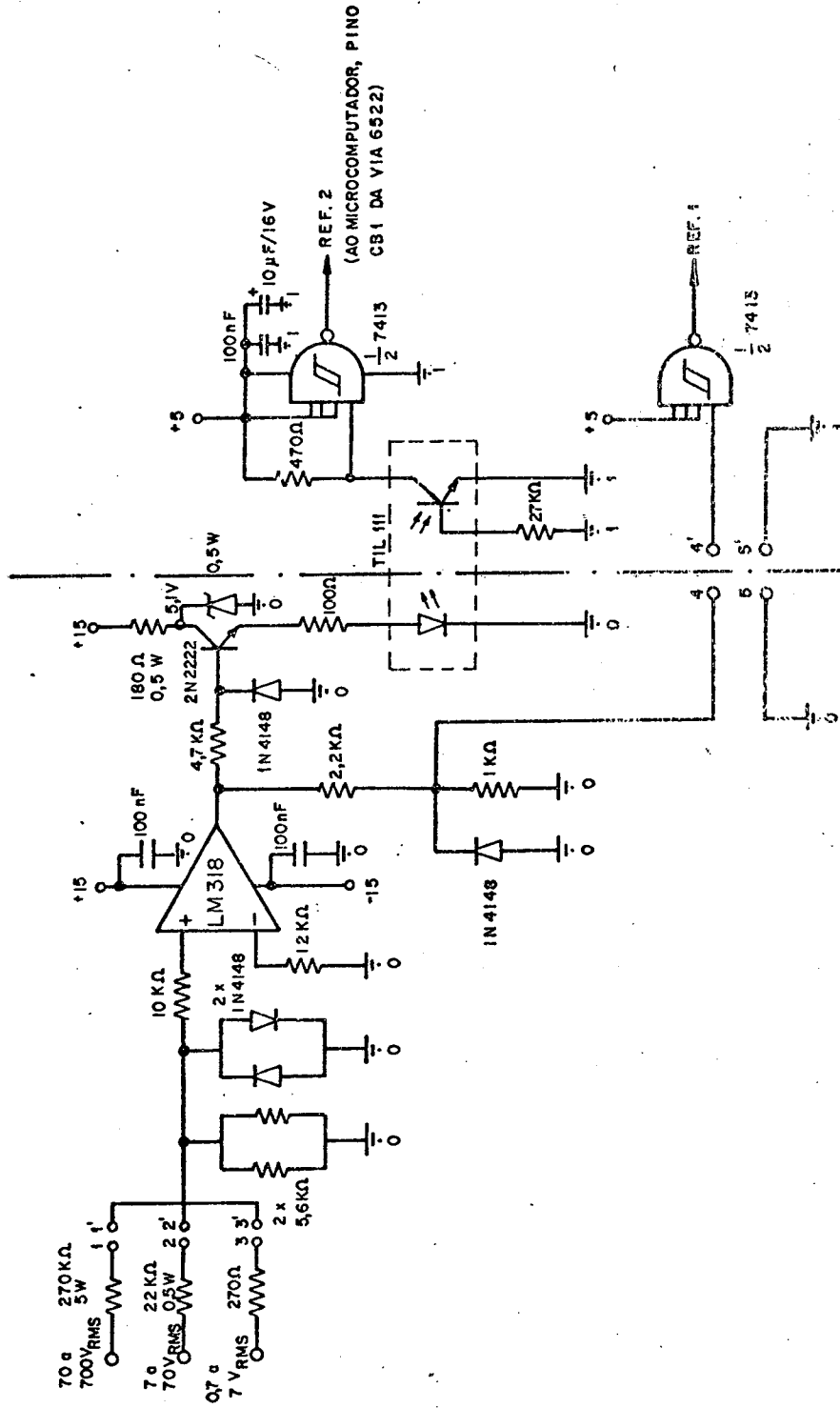


Figura 5.3 - Interface de Referência Completa.

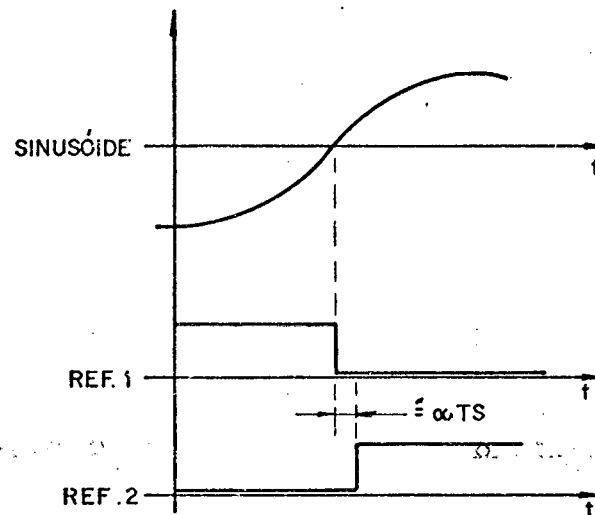


Figura 5.4 - Obtenção do Atraso α_{TS} .

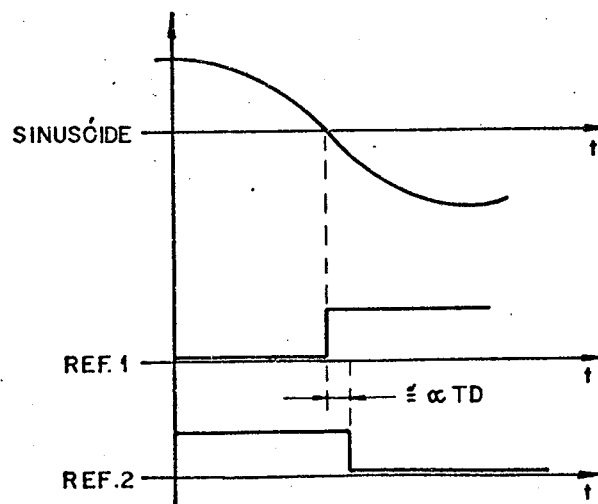


Figura 5.5 - Obtenção do Atraso α_{TD} .

5.3 - Tabela 5.1 - Atraso da Interface de Referência (subida da onda sinusoidal)

Tempo de atraso [μ s] para tensão de entrada para todas as frequências de utilização, para subida da onda sinusoidal.

(Ver Figura 5.2, α_{TS} e Figura 5.4).

Tensão Pico [V] \ Freq. [Hz]	1	2	3	4	6	8	10
10	4,0	3,2	3,0	2,8	2,5	2,4	2,4
15	3,2	3,0	2,8	2,8	2,4	2,4	2,4
20	2,8	2,8	2,8	2,6	2,4	2,3	2,3
25	2,8	2,6	2,6	2,4	2,4	2,3	2,3
30	2,8	2,4	2,4	2,4	2,4	2,3	2,3
35	2,7	2,4	2,4	2,4	2,4	2,2	2,2
40	2,7	2,4	2,4	2,4	2,3	2,2	2,2
50	2,7	2,4	2,4	2,3	2,2	2,2	2,2
60	2,6	2,4	2,4	2,4	2,3	2,2	2,2
70	2,6	2,4	2,4	2,4	2,3	2,2	2,2
80	2,6	2,4	2,4	2,4	2,3	2,2	2,2
90	2,6	2,4	2,4	2,4	2,3	2,2	2,2
100	2,4	2,4	2,4	2,3	2,2	2,2	2,2
150	2,4	2,3	2,3	2,2	2,2	2,1	2,1
200	2,4	2,3	2,3	2,2	2,2	2,1	2,1
250	2,3	2,3	2,3	2,2	2,2	2,1	2,1
300	2,3	2,3	2,2	2,2	2,2	2,1	2,1
350	2,3	2,3	2,2	2,2	2,2	2,1	2,1
400	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,1	2,1
500	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,1	2,1
600	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,1	2,1
800	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,1	2,1
1000	2,2	2,2	2,2	2,2	2,2	2,1	2,1

5.4 - Tabela 5.2 - Atraso da Interface de Referência (descida da onda sinusoidal).

Idem Tabela 5.1, para a descida da onda sinusoidal.

(Ver Figura 5.2, α_{TD} e Figura 5.5).

Freq. [Hz]	Tensão Pico [V]						
	1	2	3	4	6	8	10
10	1,0	1,0	1,2	1,5	1,7	1,8	2,2
15	1,0	1,0	1,3	1,6	1,8	2,2	2,4
20	1,0	1,0	1,7	1,8	2,1	2,4	2,7
25	1,1	1,2	1,8	2,0	2,3	2,5	2,8
30	1,2	1,6	2,0	2,2	2,5	2,7	3,0
35	1,3	1,8	2,3	2,6	2,6	2,8	3,1
40	1,5	1,9	2,4	2,6	2,8	3,0	3,2
50	1,7	2,2	2,5	2,7	3,0	3,1	3,3
60	1,8	2,5	2,7	2,8	3,1	3,2	3,4
70	1,9	2,6	2,8	3,0	3,2	3,3	3,5
80	2,0	2,6	3,0	3,2	3,3	3,5	3,7
90	2,0	2,7	3,0	3,3	3,4	3,6	3,7
100	2,4	2,8	3,0	3,3	3,5	3,7	3,8
150	2,8	3,2	3,3	3,5	3,7	3,8	3,9
200	3,0	3,3	3,5	3,6	3,8	3,9	4,0
250	3,1	3,4	3,7	3,8	3,9	4,0	4,1
300	3,2	3,5	3,8	3,9	4,0	4,1	4,1
350	3,3	3,7	3,8	4,0	4,0	4,1	4,1
400	3,3	3,8	3,9	4,1	4,1	4,1	4,2
500	3,4	3,8	4,0	4,1	4,1	4,1	4,2
600	3,5	3,9	4,0	4,1	4,1	4,2	4,2
800	3,6	4,0	4,1	4,2	4,2	4,2	4,2
1000	3,8	4,1	4,2	4,2	4,2	4,2	4,3

CAPÍTULO 6

AT INTERFACE PARA OS TIRISTORES E SINCRONISMO PARA EQUIPAMENTOS DE MEDIÇÃO

6.1 - Introdução

O sistema de chaveamento "point-on-wave" utiliza três pares de tiristores em antiparalelo para atuarem como chaves analógicas bidirecionais de alta velocidade. Cada par, por sua vez, está ligado em série com uma fase do sistema de potência a ser chaveado.

Visando proporcionar total isolação entre o microcomputador e o sistema de potência, a interface para os tiristores, bem como para o sincronismo de equipamentos de medição, deverá oferecer isolamento galvânico entre ambas as partes.

São levadas em conta, ainda, as capacidades máximas de corrente tanto pelo lado do microcomputador, cuja porta de saída paralela é limitada a uma determinada carga, que não deve ser excedida pela interface desenvolvida nesse Capítulo, quanto pelo lado dos tiristores que requerem uma determinada corrente para o seu gatilhamento.

Sendo assim a utilização de "drivers" e isoladores é indispensável. No entanto, ao se lançar mão desses recursos, aparecerão, conseqüentemente, os atrasos inerentes dos componentes utilizados e da própria configuração do circuito. Sendo levantados esses atrasos, eles serão compensados pelo programa do sistema de chaveamento no microcomputador.

6.2 - Desenvolvimento

A característica de alta velocidade de chaveamento proporcionada pelos tiristores é impossível de ser conseguida por contadores convencionais devido à sua inércia mecânica para o fechamento dos contatos, além de não fornecer um atraso de duração constante para cada fechamento. Sendo assim, a compensação desse atraso, mesmo que grande, ficaria extremamente imprecisa, razão pela qual ficou descartada a utilização de equipamentos eletromecânicos para realizar a operação de chaveamento "point-on-wave".

6.2.1 - Visão Geral do Sistema de Saída do Microcomputador

A fim de prover versatilidade ao sistema de chaveamento, cada par de tiristores em antiparalelo será tratado separadamente dos outros dois pares, sendo assim, cada fase do sistema de potência poderá ser controlada independentemente uma da outra. Esse efeito é facilmente conseguido pela dedicação de um "bit" da porta de saída do microcomputador para cada fase do sistema de potência, ou seja, para cada chave de alta velocidade. Com isso, o tipo de falta poderá ser selecionada via "software". Caso fosse utilizado um único "bit" para acionar as três chaves, fases A, B e C, sempre haveria o comando completo para as três fases e, a não necessidade de se chavear uma ou mais fases, implicaria numa seleção manual, através de seccionadoras, para que fosse iniciada aquela determinada fase.

Em resumo, tem-se que, uma das versatilidades está em se programar o tipo de falta sem a necessidade da seleção

manual de fases através de seccionadoras, mas sim via "software" .

A Figura 6.1 ilustra o procedimento num caso e noutro.

6.2.2 - Diagrama em Blocos e Considerações

Assim, optado pelo esquema mostrado na Figura 6.1.b, por sua versatilidade, serão vistos, a seguir, os blocos pertencentes à interface para os tiristores.

Todo desenvolvimento, a seguir, é feito para uma única fase, visto que, o procedimento para as outras duas é idêntico.

A porta de saída utilizada é a porta "B" da "VIA" 6522 (Versatile Interface Adapter) compatível com microcomputadores da família "Apple" cuja "CPU" é a 6502.

A razão dessa escolha deveu-se a que, a porta B de 8 bits desse componente, é "bufferizada" quando no modo saída. Oportunamente será descrito esse componente e mencionada as suas propriedades.

São escolhidos os "bits":

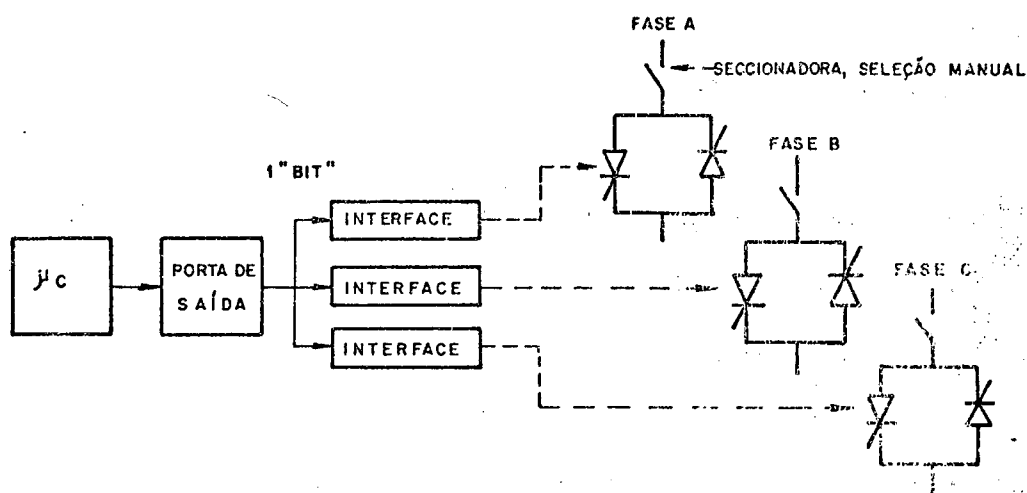
PB0 : Para sincronizar equipamentos externos de medida.

PB1 : Para chavear a fase A.

PB2 : Para chavear a fase B.

PB3 : Para chavear a fase C.

- a) Chaveamento simultâneo das três fases com um único "bit" do microcomputador. A seleção de fases é manual.



- b) Chaveamento independente das fases, selecionadas por "software".

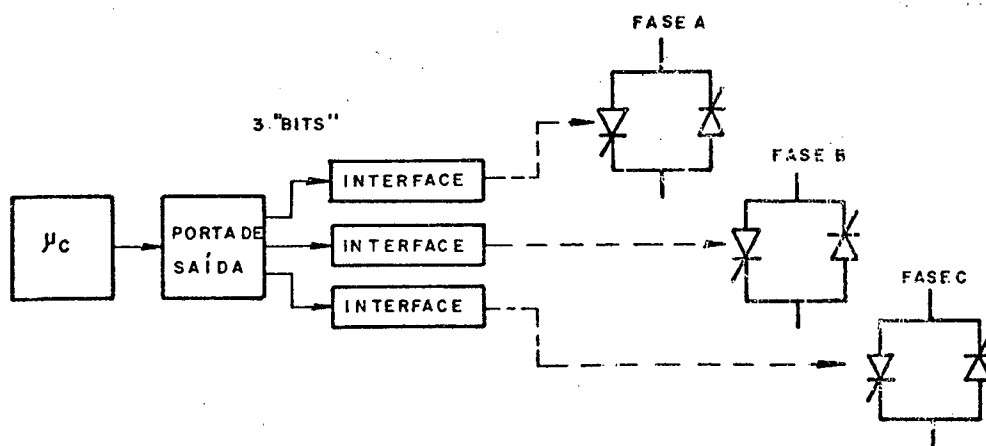


Figura 6.1 - Procedimento que Torna Independente os Chaveamentos das Fases.

A capacidade de saída de um "bit" da porta B é:

- Ativar uma única porta "TTL standard".
- Fornecer até 1,0 [mA] em 1,5 [V_{dc}] para permitir ativar diretamente um circuito com transistor Darlington.

Como se pretende utilizar optoacopladores, o que será justificado brevemente, que requerem correntes da ordem de 40 [mA] para ativar o "LED" com menor atraso (ver Apêndice 2, item A.2.3), devem ser utilizados "drivers" de corrente nos "bits" de saída da porta utilizados.

Como exemplo, será tomado o "bit" 1 da porta B (PB1), que ativa o par de tiristores da fase A e o "bit" 0, da mesma porta (PB0), para sincronismo de equipamentos externos, conforme a Figura 6.2.

A escolha de optoacopladores ao invés de transformadores de pulso, deveu-se a vários fatores, principalmente àqueles ligados às características particulares de operação dos tiristores. Essas características são:

- 1º) O tiristor será chaveado em um ângulo de tensão pré-determinado e poderá manter-se assim durante vários ciclos.
- 2º) A carga que os tiristores irão alimentar poderá ser altamente indutiva.

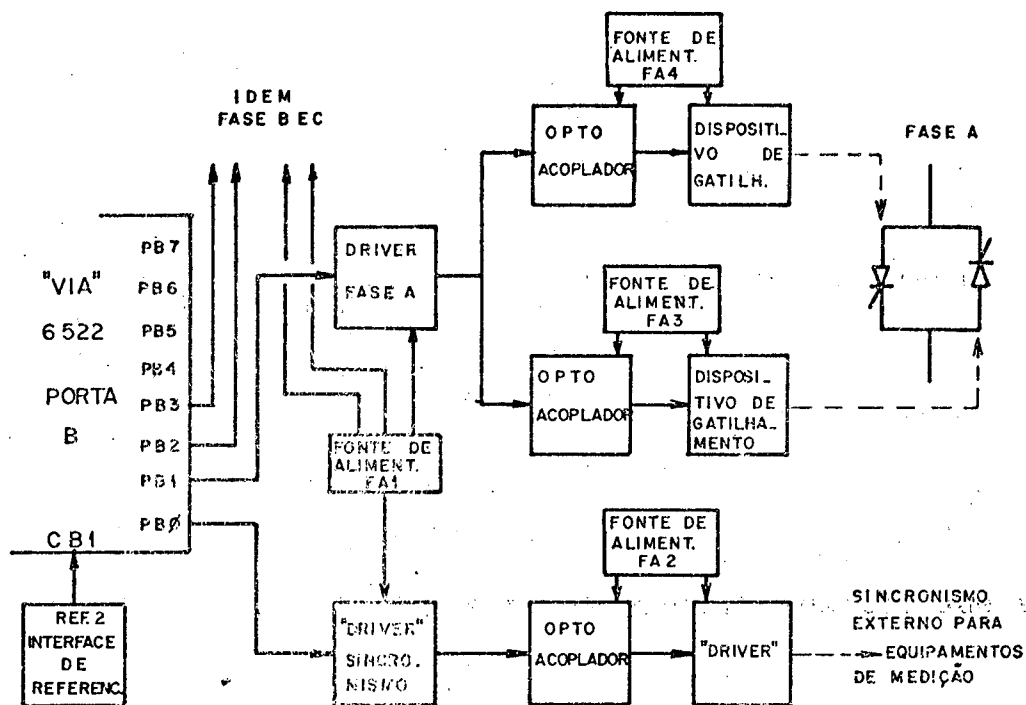


Figura 6.2 - Diagrama em Blocos da Interface para os Tiristores e Sincronismo para Equipamentos de Medida.

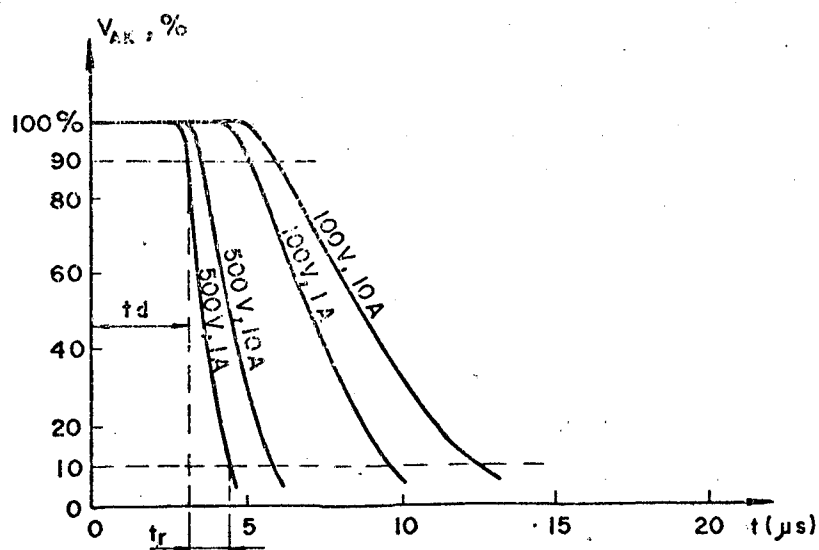


Figura 6.3 - Característica Típica de Chaveamento (turn-on) de um Tiristor "SCR".

A diferença básica entre o optoacoplador e o transformador de pulso consiste em que, o primeiro permite gatilhamento com nível de corrente D.C. e o outro permite somente gatilhamento pulsado. Devido às características de operação supracitadas o uso de transformador de pulso seria altamente comprometedor, ainda que fornecesse inúmeras vantagens sobre o optoacoplador, tais como, não necessitar fontes de alimentação separadas para os tiristores, ser mais robusto, mais barato e de aplicação mais universal.

Escolhido, então, o sistema que fará a isolação, através de optoacopladores, serão necessárias oito fontes de alimentação, das quais seis (fontes 3, 4, 5, 6, 7 e 8) são dedicadas exclusivamente ao gatilhamento dos seis tiristores e elas deverão atender às características de "gate" desses tiristores. Das outras duas restantes, fontes 1 e 2, a segunda é dedicada à isolação do equipamento externo de medição e a primeira é a fonte geral para alimentar os quatro "drivers" dos "bits" 0 a 3 da porta B. Essa última fonte serve para evitar a sobrecarga da fonte do microcomputador, porque, haverá momento em que poderá ser solicitado um degrau de corrente de, até, 160 [mA], com quatro "LED's" dos optoacopladores sendo acionados simultaneamente.

Quanto aos dispositivos de chaveamento, eles deverão ser projetados de acordo com as características de gatilhamento do tiristor utilizado.

O atraso acumulativo desde o "bit" da porta de saída até a saída do dispositivo de chaveamento é perfeitamente conhecido e de valor constante, portanto, facilmente compensável. Em contrapartida, o atraso do tiristor depende de vários fatores, tais como:

- Tipo de tiristor utilizado.
- Tensão e corrente no momento do chaveamento.
- Tensão e corrente de "gate".
- Temperatura.

A operação de comutação do tiristor (SCR) demanda um certo tempo. Quando um sinal é aplicado ao "gate", de modo a comutar o tiristor do estado bloqueado para o estado de condução, um intervalo de tempo, tempo de disparo (t_d), ocorre antes que a transição se complete. Esse tempo de disparo diminui com o aumento do sinal de comutação, aumenta com a temperatura e aumenta também com o aumento da corrente de anodo.

A Figura 6.3 mostra as características de chaveamento de um tiristor "SCR" (turn-on). É mostrada a tensão de anodo percentual em função do tempo. O sinal no "gate" é aplicado em $t = 0$ e o chaveamento é mostrado com uma tensão de anodo de 100 ou 500 [V] e uma corrente de anodo de 1 ou 10 [A] [29].

Na Figura 6.3 o tempo de disparo t_d (time-delay) é mostrado para a característica 500 V/1A. É definido como sendo o tempo entre os 10% da rampa crescente da corrente de "gate" (o que ocorre em $t \approx 0$, praticamente) até à queda de 10% na tensão de anodo. " t_d " diminui com a corrente de "gate", mas aproxima a um valor mínimo de 0,2 à 0,5 [μ s] para pulsos de corrente no "gate" na ordem de 500 [mA] ou mais, para o tiristor SCR em questão.

O tempo de subida t_r (rise time) é definido como sendo o tempo requerido para a tensão de anodo cair desde 90% a

10% da tensão de anodo inicial, como indicado na Figura 6.3. O crescimento da corrente, bem como a queda de tensão entre anodo e catodo do SCR, definido por t_r , é largamente dependente do circuito. Num circuito puramente resistivo a corrente irá crescer da mesma maneira em que a tensão V_{AK} irá cair. O tempo total de chaveamento "turn-on" (t_{on}) é definido como $t_{on} = t_d + t_r$, enquanto que t_q é o tempo de bloqueio.

Em unidades rápidas, todos os intervalos de tempo (t_{on} e t_q) estão na faixa de alguns décimos de microsegundos, enquanto em unidades mais lentas esses tempos podem ser da ordem de vários microsegundos. Geralmente, o tempo para levar o SCR ao corte é maior que para levá-lo à condução, ou seja $t_q > t_{on}$.

Normalmente, para um simples tiristor trabalhando em sua condição nominal, tem-se:

$$- 1 \mu s < t_{on} < 5 \mu s \quad (6.1)$$

$$- 10 \mu s < t_{on} < 200 \mu s \quad (6.2)$$

O tempo de bloqueio t_q não oferecerá maiores problemas para a aplicação específica em chaveamento "point-on-wave". Para o caso, em que t_q é 200 μs e a frequência do sistema de potência é 600 Hz, t_q em termos de graus do período, de 600 Hz vale, aproximadamente, 44 graus.

No Apêndice 5 é mostrado o desenvolvimento do projeto e cálculo da interface para os tiristores.

6.3 - Circuito Final da Interface para os Tiristores

A Figura 6.4 mostra a interface completa para os tiristores SKT 130-16C, utilizados no desenvolvimento. Ao todo são três circuitos idênticos ao da Figura para serem conectados aos "bits" PB1, PB2 e PB3 da porta B da "VIA" 6522, correspondendo respectivamente às fases A, B e C do sistema de potência.

A resposta do referido circuito, levantada em laboratório, é mostrada na Figura 6.5, que fornece a corrente de "gate" versus tempo para um tiristor do par antiparalelo. Essa resposta é semelhante àquela requerida e mostrada na Figura A5.4, do Apêndice 5.

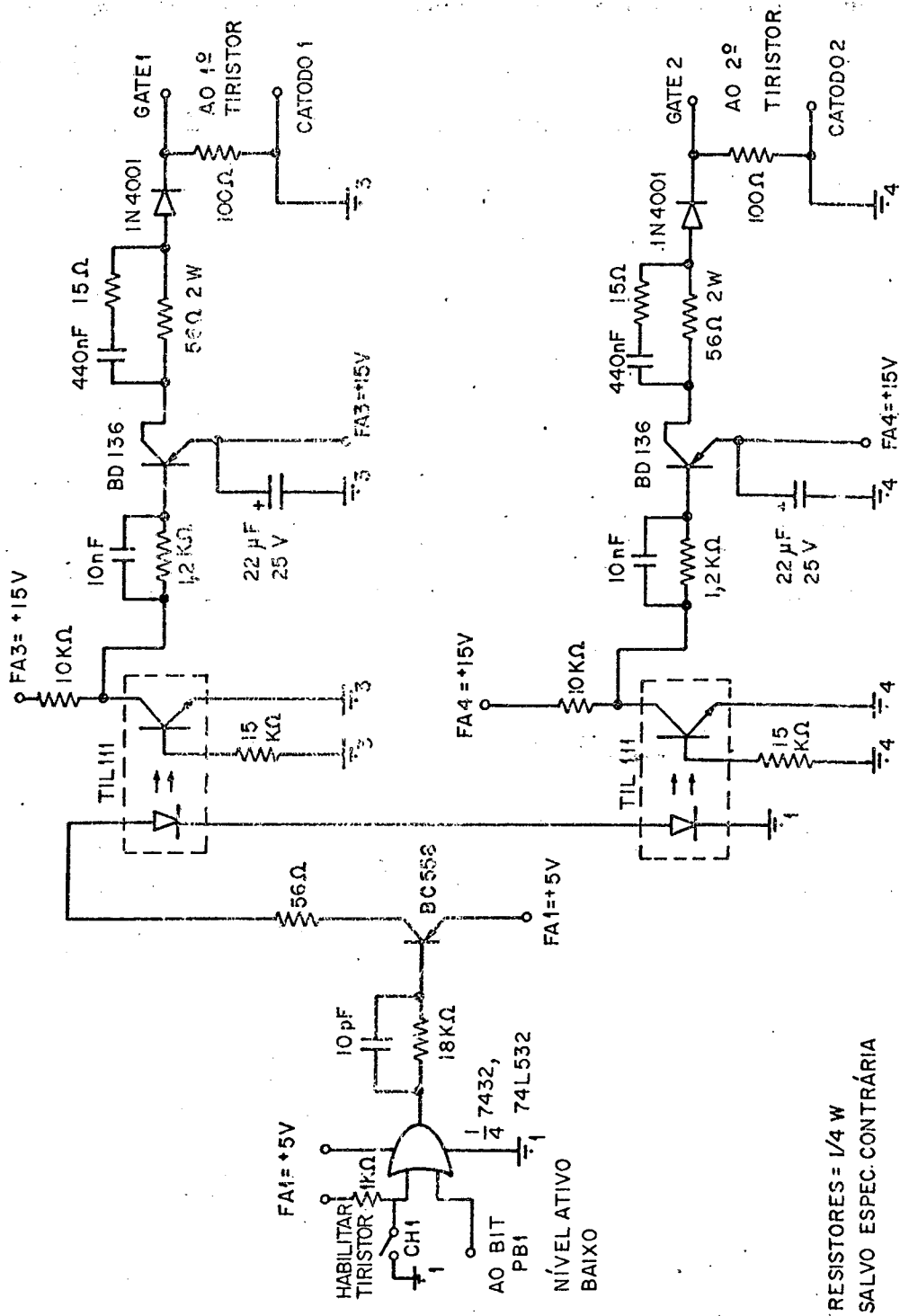
A Tabela 6.1 fornece o atraso total da interface mais o tiristor, em função da tensão de anodo e da carga resistiva alimentada. O atraso levantado é correspondente ao tempo requerido desde a excitação na entrada da interface até a tensão V_{AK} atingir 10% de seu valor inicial.

As fontes de alimentação FA3 a FA8 são idênticas com tensão +15 [V] e capacidade de corrente no mínimo igual a 200 [mA] em regime permanente.

A fonte FA1 é de +5 [V] com capacidade de corrente no mínimo igual a 200 [mA] em regime permanente.

6.4 - Interface para Sincronismo de Equipamentos de Medição

A fim de prover total isolamento galvânica entre o sistema eletrônico e o sistema de potência, os equipamentos de medição, por exemplo, osciloscópio, oscilógrafo, etc, serão sincronizados por um sinal externo para disparo (trigger) também



RESISTORES = 1/4 W
SALVO ESPEC. CONTRÁRIA

Figura 6.4.a. - Circuito Interface para os Tiristores.

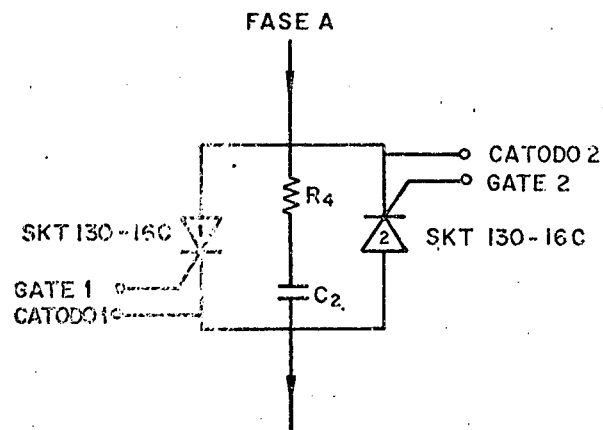


Figura 6.4.b - Par de Tiristores "SCR" em Antiparalelo,
para uma Fase.

Figura 6.4 - Circuito Interface para Disparo Simultâneo de
um Par de Tiristores "SCR" em antiparalelo,
Comandado por Microcomputador. Exemplo, PB1 e
Fase A.

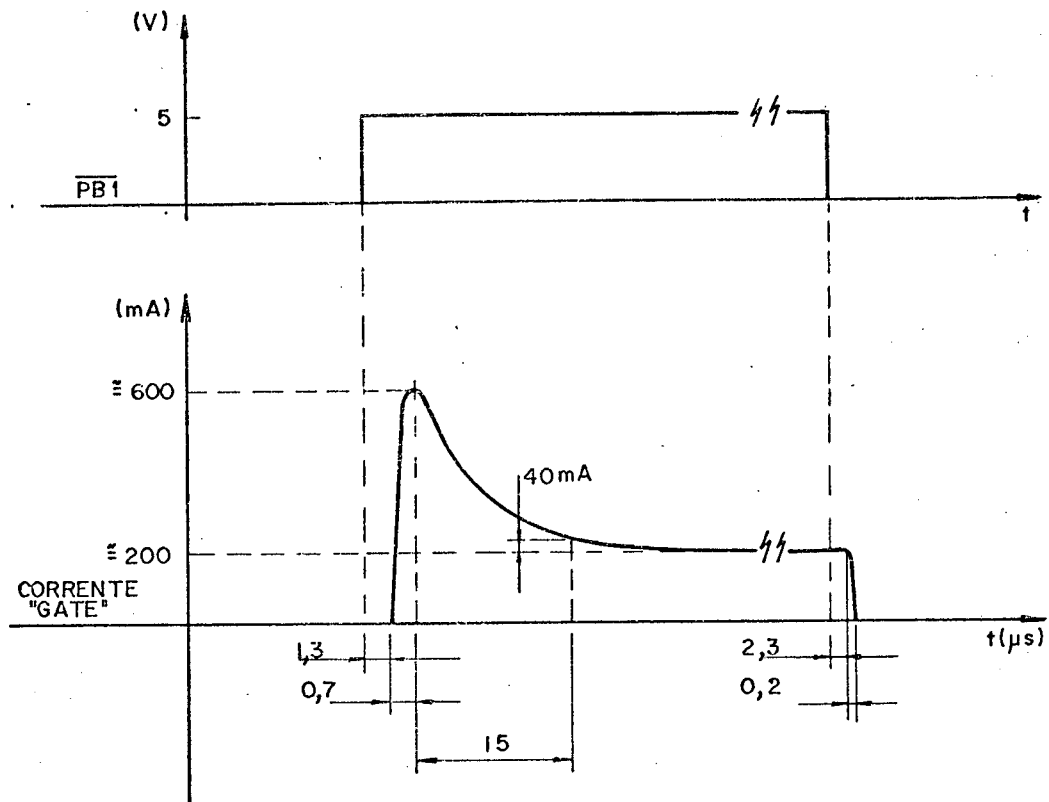


Figura 6.5 - Resposta da Interface para Tiristores. Corrente de "gate" x tempo, para um Degrau de Nível TTL na Entrada, oriundo de PB1, PB2 ou PB3.

isolado do resto do sistema. Caso essa providência não fosse tomada, haveria o risco de se conectar o terra do sistema de potência ao terra do circuito eletrônico referido como " $\frac{1}{4}$ ", (terra 1), arriscando-se, assim, a "vida" do microcomputador e seus periféricos, bem como sujeitar o operador do equipamento a correr riscos desnecessários, quando há o envolvimento de potenciais elevados no lado do sistema de potência.

O sincronismo é feito via "software" através do "bit" da porta da "VIA" 6522, que, quando em nível baixo, estará ativando o equipamento de medição em questão. O início do pulso de sincronismo se dará sempre no início do período onde ocorrerá o chaveamento. Por sua vez, esse pulso de sincronismo é facultativo num determinado chaveamento e sua duração é igual ou até um ciclo a mais que a duração da sustentação do chaveamento. A Figura 6.6 ilustra o exposto.

O desenvolvimento do circuito é semelhante ao que foi feito para a interface dos tiristores. Ele é composto de um "driver" para ativar o "LED" de um optoacoplador, cujo fototransistor é alimentado com uma fonte de alimentação independente, conforme mostrado na Figura 6.2.

A capacidade de corrente de saída bem como o nível de tensão podem ser alterados de acordo com as necessidades do usuário, através do devido redimensionamento do circuito que se segue ao fototransistor. No entanto, em princípio, é utilizada uma tensão de +15 [V] com uma capacidade de corrente de saída até 100 [mA], em nível alto, para a sincronização externa. Esses níveis atendem a grande maioria dos equipamentos de medição.

O circuito completo é mostrado na Figura 6.7.

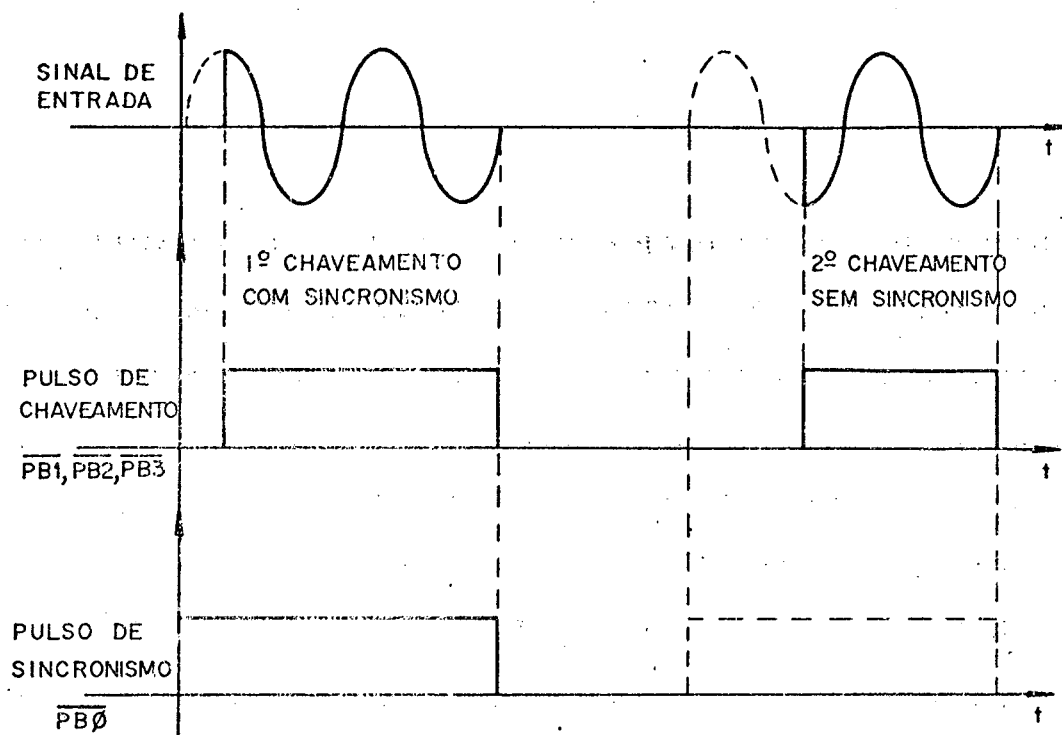


Figura 6.6 - Modo de Atuação do Sincronismo para Equipamentos de Medição Externos.

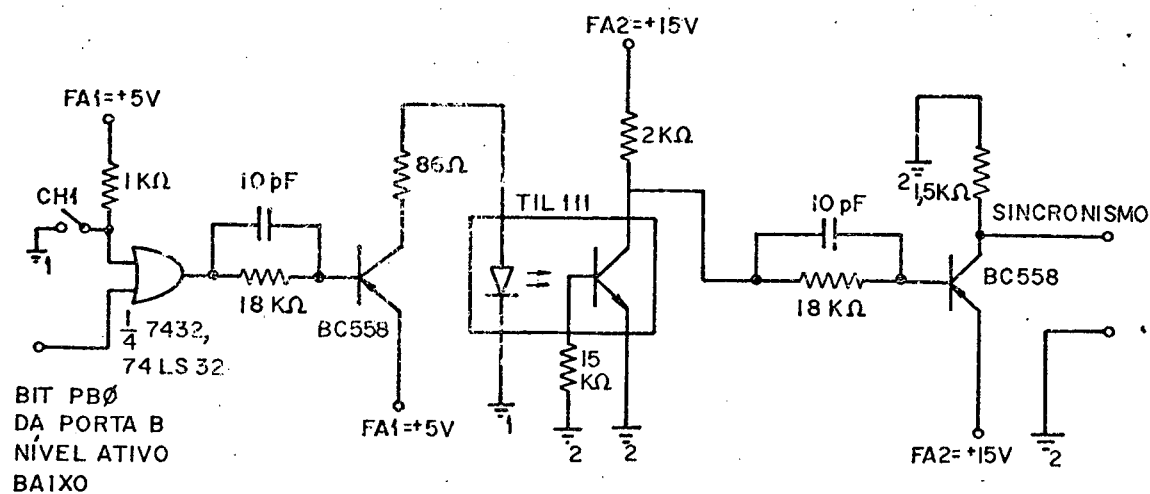


Figura 6.7 - Circuito Completo da Interface para Sincronismo de Equipamentos de Medição Externos. Comando via Microcomputador.

Os cálculos dos valores dos componentes dispensam maiores comentários visto serem semelhantes aos efetuados para a interface dos tiristores "SCR".

6.5 - Tabela 6.1 - Atraso da Interface ($t_{interface}$), mais o atraso do Tiristor ($t_{tiristor}$) em função da tensão de anodo e carga resistiva.

Carga \ Tensão [V]	Tensão [V]						
	1000	800	400	200	100	50	25
2 "R" em Paralelo	3,2	3,2	3,0	2,6	2,4	2,3	2,2
4 "R" em Paralelo	3,3	3,3	3,2	3,1	2,6	2,4	2,4
6 "R" em Paralelo	3,4	3,3	3,3	3,2	2,8	2,5	2,5
8 "R" em Paralelo	3,4	3,4	3,4	3,2	3,0	2,6	2,6
10 "R" em Paralelo	3,4	3,4	3,4	3,2	3,0	2,7	2,7
15 "R" em Paralelo	-	-	3,4	3,3	3,1	2,8	2,7
20 "R" em Paralelo	-	-	3,4	3,3	3,1	2,8	2,7

Onde,

R é 100 [Ω] (2 [A], 400 [W]), os atrasos estão em microssegundos

e " $t_{interface}$ " é constante, igual à 1,3 [μs] (vide Figura 6.5).

6.6 - Conclusões

O atraso devido ao tiristor poderia ser minimizado utilizando-se unidades rápidas, como citado no item 6.2.2.

no entanto, o custo desse componente é, pelo menos, três vezes maior que seu semelhante "standard". Além disso, não se justifica o seu uso, devido ao tiristor não ser o elo fraco do sistema, no que diz respeito aos atrasos; e sim o microcomputador e seu "software", como será visto no Capítulo 9.

Um outro fator a ser levado em conta é o tipo de carga que o tiristor estará "enxergando". Ela poderá ter características indutiva, resistiva ou capacitiva.

Sabe-se que a corrente de anodo no momento do chaveamento, é uma fonte de atrasos. Se a carga tem característica indutiva, certamente o atraso devido ao tiristor não será problemático devido ao crescimento da corrente de anodo ser relativamente lento. Nesse caso V_{AK} vai a zero muito mais rapidamente que a corrente "caminhando" ao seu valor pleno.

A característica resistiva é um caso intermediário. É relativamente fácil avaliar a ordem de grandeza da corrente de anodo na hora do chaveamento sabendo a tensão do sistema de potência, o ângulo de chaveamento e o valor da carga. Com o valor da corrente e tensão de anodo nesse instante, o usuário poderá avaliar o atraso do tiristor que está usando, através de prévios testes em laboratório.

A característica capacitiva seria o pior caso. No entanto, na hora do chaveamento, pode-se avaliar a ordem de grandeza da corrente, considerando que os capacitores formam um curto-circuito. Através da característica resistiva, para os capacitores em curto-circuito, obtém-se a corrente de anodo, que, juntamente com a tensão de anodo fornecem, indiretamente, o atraso do tiristor.

A temperatura influencia nos atrasos de comuta

ção e é de difícil quantização. Os fabricantes e mesmo a bibliografia especializada são omissos em tal informação, no entanto, ela não é tão importante quanto a corrente e a tensão de anodo no que diz respeito aos referidos atrasos.

A placa de circuito impresso e a disposição dos componentes da interface são mostradas nos Apêndices 6 e 7, respectivamente.

CAPÍTULO 7

CONSIDERAÇÕES SOBRE A PRECISÃO DA LEITURA DA
FREQUÊNCIA DO SISTEMA DE POTÊNCIA7.1 - Introdução

Neste Capítulo é analisada a sensibilidade do sistema de chaveamento "point-on-wave" face à precisão com que é efetuada a leitura de frequência do sistema de potência.

O sistema de chaveamento, por sua vez, é alimentado com o valor de frequência do sistema de potência em que ele está operando. Esse valor pode ser obtido e passado ao programa (software) do "point-on-wave", de duas maneiras:

- 1º) Através de um freqüencímetro externo e o próprio operador informar esse valor, digitando-o;
- 2º) Através de um freqüencímetro interno, oferecido junto com o pacote, "software e hardware" do sistema de "point-on-wave".

Toda a comunicação feita via "hardware" com o mundo exterior será através do periférico "Versatile Interface Adapter", "VIA" 6522 compatível com a "CPU" 6502 do microcomputador utilizado. Esse periférico possui duas portas "I/O" programáveis "bit a bit", dois temporizadores/contadores programáveis.

veis de 16 "bits", uma porta de comunicação serial e duas linhas de "handshake" para cada porta paralela. A limitação em frequência de "clock", a mesma do microcomputador ($\phi_2 = 1$ [MHz]), bem como em número de "bits" de cada contador, impõem restrições ao uso desse periférico. Essas restrições implicarão no estreitamento da faixa de operação do sistema "point-on-wave", face à frequência sinusoidal do sistema de potência. O limite mínimo dessa frequência ficará por volta de 15 [Hz] ditada pela máxima contagem, para chaveamento em 360 graus, sob uma frequência de "clock" igual a 1 [MHz]. O limite máximo fica em torno de 600 [Hz] e é ditado pelo compromisso de precisão do chaveamento. Posteriormente, esses limites de frequência do sistema de potência, serão vistos com maiores detalhes.

Por sua vez, o valor da leitura da frequência sinusoidal do sistema de potência deverá apresentar uma certa precisão, para que a diferença entre o valor real da frequência e o valor virtual lido pelo freqüencímetro ofereça erro menor que 1 grau, na pior das hipóteses, no disparo dos tiristores para a frequência em questão.

Tanto o uso de um freqüencímetro externo ou aquele que será oferecido junto com o pacote do sistema "point-on-wave", deverá atender os mínimos requisitos necessários em termos de precisão.

7.2 - Limites da Frequência do Sistema de Potência

Viu-se que, o sistema de chaveamento "point-on-wave" é limitado em termos de frequência do sistema de potência, sendo essa faixa de, aproximadamente, 15 a 600 [Hz]. Neste item é

justificada essa faixa de utilização.

7.2.1 - Os Temporizadores/Contadores da "VIA" 6522

O periférico "VIA" 6522 possui dois contadores/temporizadores (T_1 e T_2). No sistema de chaveamento é usado T_2 para produzir as temporizações necessárias para se obter o ângulo de incidência do "point-on-wave". Portanto, a faixa de frequência do sistema de potência citada anteriormente está estreitamente ligada às características de trabalho de T_2 .

Os contadores/temporizadores são decrescentes. T_2 é programado para trabalhar no modo monoestável, contando pulsos da frequência ϕ_2 (1 MHz). Para iniciar a contagem é necessário carregar dois "bytes" iniciais em seus registros. Ao final de cada contagem ($\$0000$) T_2 promove a ativação de seu "flag".

Há a possibilidade de leitura do conteúdo de T_2 durante uma contagem, sem que essa seja afetada. Esse procedimento é utilizado no freqüencímetro incorporado ao sistema.

7.2.2 - Faixa de Frequência do Sistema de Potência

Devido à limitação da frequência de "clock" ϕ_2 igual a 1 [MHz] e o número de "bits" igual a 16, qualquer dos dois contadores não poderá efetuar contagem acima de 65535 pulsos de ϕ_2 , ou seja, desde $\$FFFF$ até $\$0000$. Então, a máxima temporização conseguida será de 65535 [μ s].

O pior caso de chaveamento visto pelo lado dos contadores é aquele em que a temporização está no limite de exceder a 65535 [μ s]. Sendo assim, haverá uma limitação inferior

da frequência do sistema de potência, em que a aplicação do chaveamento é viável, conforme é mostrado na Figura 7.1.

O valor de t_{CH} deverá ser no máximo igual a 65535 $[\mu s]$ ($t_{CH} \leq 65535 [\mu s]$). A frequência de trabalho mais baixa permitida pelo sistema "point-on-wave" será quando t_{CH} for igual 65535 $[\mu s]$, portanto;

$$f(\text{baixa}) = \frac{1}{65535 [\mu s]} = 15,26 \text{ [Hz]} , \quad (7.1)$$

atendendo, satisfatoriamente aos sistemas de potência de frequência de 16 e 2/3 Hz, existentes na Europa, para tração ferroviária.

A frequência de trabalho mais alta, por sua vez, é determinada pela precisão com que se pode fazer compensações na temporização do ângulo de incidência. No entanto, a frequência que possui 1 grau de período igual a 1 $[\mu s]$ é 2777 [Hz], então, teoricamente, o sistema de chaveamento alcançaria esse limite superior, devido a se poder compensar em unidade de grau, os diversos atrasos inerentes ao sistema. Será conveniente, no entanto, a utilização de um limite superior menor que 2777 [Hz], por exemplo, 600 [Hz] onde 1 grau de 600 [Hz] é igual a 4,63 $[\mu s]$, o que torna a compensação total mais confiável e menos sensível às flutuações dos diversos atrasos.

São raros os sistemas com frequência acima de 400 [Hz] que exijam testes de chaveamento "point-on-wave", onde, alguns exemplos são os sistemas elétricos aeronáuticos e certos equipamentos didáticos.

A frequência de 600 [Hz] é um compromisso entre a

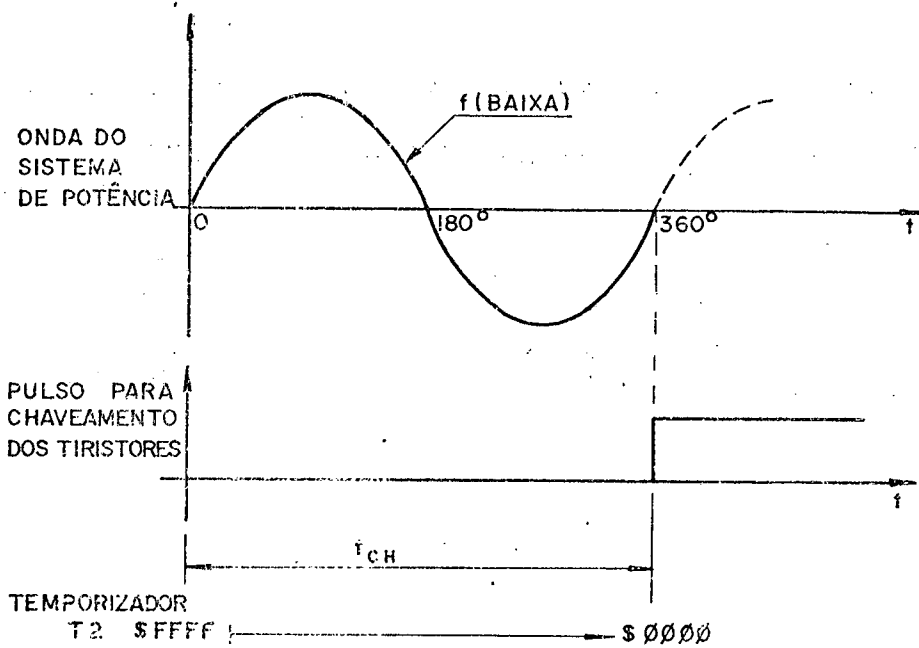


Figura 7.1 - Caso Extremo de Chaveamento visto pelo lado dos Temporizadores.

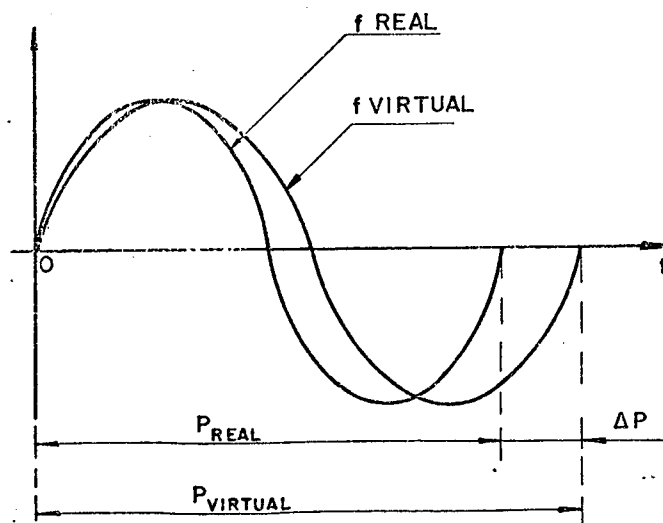


Figura 7.2 - Escorregamento entre a Frequência Real (f_{REAL}) e Frequência Virtual ($f_{VIRTUAL}$)

versatilidade e precisão do equipamento. Portanto, a faixa de aplicação em termos de frequência do sistema de potência fica des de 15,26 [Hz] até 600 [Hz].

No Capítulo 9 são mostrados outros fatores que confirmam esse limite superior.

7.3 - Mínima Precisão da Leitura da Frequência

Nesse item, será estabelecida qual a mínima precisão requerida na leitura da frequência sinusoidal, para que, os erros envolvidos devido à virtualidade da leitura fiquem dentro de limites desejados.

Quando é feita uma leitura com qualquer equipamento de medida, é de se esperar que essa leitura não corresponda perfeitamente ao valor real da grandeza medida. Há pequenas divergências toleráveis, ditadas pela precisão do equipamento de medição.

Da mesma forma, o freqüencímetro utilizado na leitura da frequência sinusoidal do sistema de potência, para alimentar o sistema "point-on-wave", deverá fornecer certa precisão na leitura.

Devido à diferença entre o valor real da frequência e seu valor virtual (medido) obtido pelo equipamento de medição, o sistema de chaveamento "point-on-wave" introduzirá um erro no disparo dos tiristores que deverá ser tolerável. Esse novo erro surge devido ao sistema trabalhar sobre o valor virtual e não sobre o valor real.

A Figura 7.2 mostra o "escorregamento" que há

entre a frequência real e a frequência virtual que alimenta o sistema "point-on-wave".

Para o sistema "point-on-wave", a contagem de tempo para disparo é sempre a partir de "t" igual a zero onde há o cruzamento de f_{REAL} pelo zero mas a temporização será feita com base em f_{VIRTUAL} , então, quanto mais próximo ao zero ocorrer o chaveamento, menor será o efeito "escorregamento". O pior caso ocorre em chaveamentos próximos a 360 graus, onde ΔP é máximo.

O valor de ΔP é dado por:

$$\Delta P = \frac{1}{f_R} - \frac{1}{f_V} \quad [s] \quad (f_V = f_{\text{VIRTUAL}} \text{ e } f_R = f_{\text{REAL}}) \quad (7.2)$$

Considerando que:

$$f_V = f_R \pm \Delta f \quad (\Delta f = \text{erro absoluto da leitura}) \quad (7.3)$$

$$\Delta P = \frac{1}{f_R} - \frac{1}{f_R \pm \Delta f} = \frac{\pm \Delta f}{f_R (f_R \pm \Delta f)} \quad [s] \quad (7.4)$$

ΔP , em termos de graus, para f_{REAL} em questão:

$$\Delta P^\circ = \frac{\frac{\pm \Delta f}{f_R (f_R \pm \Delta f)}}{\frac{1}{360 \cdot f_R}} = 360 \cdot \frac{1}{\frac{f_R}{\pm \Delta f} + 1} \quad (7.5)$$

Para que $-1^\circ \leq \Delta P^\circ \leq +1^\circ$, tem-se que:

$$\text{a) } -1^\circ \leq 360 \cdot \frac{1}{\frac{f_R}{-\Delta f} + 1} \quad ; \quad \text{b) } +1^\circ \geq 360 \cdot \frac{1}{\frac{f_R}{+\Delta f} + 1} \quad (7.6)$$

$$\text{de a: } \frac{f_R}{\Delta f} \geq 361 \quad ; \quad \text{de b: } \frac{f_R}{\Delta f} \geq 359 \quad (7.7)$$

O caso "a" exige ligeiramente mais precisão que o caso "b".

Da expressão (7.7), caso a, obtém-se que:

$$\frac{\Delta f}{f_R} < \frac{1}{361} \quad , \quad \text{ou,} \quad \frac{\Delta f}{f_R} \leq 0,0028 \quad (7.8)$$

O que significa dizer que o freqüencímetro que irá fornecer a freqüência do sistema de potência deverá possuir precisão melhor ou igual a 0,28% ($\approx 0,3\%$) para que o erro introduzido devido à virtualidade da leitura fique, na pior das hipóteses, menor que 1 grau no disparo dos tiristores.

7.4 - Peculiaridades do Freqüencímetro do Sistema

7.4.1 - Processo de Ampliação da Precisão

Foi dito que o sistema "point-on-wave" possui seu próprio freqüencímetro. A sua característica básica é poder oferecer precisão de, no mínimo, 0,3% em toda a faixa aplicável do sistema, de 15 a 600 [Hz].

O princípio básico desse freqüencímetro será contar a duração do semiperíodo da onda sinusoidal através do contador T_2 da "VIA" 6522 através de uma subrotina em linguagem de máquina. O valor do contador é transferido para o programa em linguagem de alto nível, BASIC, e através da expressão (7.9) é calculada a freqüência f_s .

$$f_s = \frac{0,5 \times 10^6}{65535 - V_C} \quad (7.9)$$

Onde:

" f_s " é a freqüência calculada a partir da leitura do semiperíodo da onda sinusoidal.

" V_C " é o valor do contador no final do semiperíodo.

No início do semiperíodo, o contador é carregado com dois "bytes", \$FFFF, e, nesse instante começa a contagem regressiva.

Quando o valor de V_C for muito próximo a 65535, o que ocorre para freqüências mais altas, a precisão do freqüen

címetro diminua porque, a tolerância de erro na contagem seria bem pequena. Para um suposto erro de ± 10 pulsos, incerteza essa devida à interface de referência e "poolings" executados pelo programa em linguagem de máquina (ver Capítulo 9, item 9.3), considerando a base de tempo exata igual a 1 [MHz] e onda sinusoidal pura, o exemplo abaixo mostra o que ocorre:

freq. alta $\rightarrow 65535 - (65000 \pm 10 \text{ pulsos}) ; V_C = 65000 \pm 10$

freq. baixa $\rightarrow 65535 - (1000 \pm 10 \text{ pulsos}) ; V_C = 1000 \pm 10$

O que produziria respectivamente:

freqüência alta $\rightarrow 535 \pm 10 \text{ pulsos} ; \text{ desvio igual } \pm 1,87\%$

freqüência baixa $\rightarrow 64535 \pm 10 \text{ pulsos} ; \text{ desvio igual } \pm 0,0155\%$

Uma forma de se aumentar a precisão do freqüencímetro e evitar o problema mostrado acima, para as freqüências mais altas, é sempre utilizar a máxima contagem permissível pelo contador, ou seja, ao invés de contar um único semiperíodo, contar quantos períodos sinusoidais forem necessários, para se aproximar ao valor máximo de contagem, isto é, V_{CN} se aproximar de zero. V_{CN} é igual à V_C para contagem de N períodos.

Por exemplo, a freqüência de 200 [Hz] possui período de 5 [ms] ou 5000 [μ s], então dentro da contagem máxima do contador, 65535 [μ s], cabem 13 períodos inteiros de 200 [Hz]. O número de pulsos de 1 [MHz] contados seriam $13 \times 5000 = 65000$ pulsos. O valor V_{CN} seria 535. Com esse procedimento o freqüencímetro fica menos sensível aos erros introduzidos pela contagem. Poste

riormente essa sensibilidade será quantificada.

Para se evitar problemas de efetuar contagens próximas ao limite de 65535 pulsos, o que ocorre para senóides cujos períodos em μs são submúltiplos de 65535 e, sendo assim, provocar ultrapassagem do valor máximo de contagem (V_{CN} tenderia a ser menor que zero), a quantidade de períodos a ser contada será diminuída em 1, para garantir a não ultrapassagem do limite máximo de contagem.

Então, o número de períodos a serem contados, N_{CP} , é dado pela expressão:

$$N_{CP} = \text{INT} \left[\frac{65535}{\frac{10^6}{f_s}} \right] - 1 \quad (7.10)$$

" f_s " é o valor preliminar da frequência, obtida pela leitura do semiperíodo da onda sinusoidal. É um valor grosseiro obtido em primeira aproximação.

Resumindo o que foi relatado, o algoritmo do freqüencímetro deverá seguir os seguintes passos:

1º) Lê previamente " f_s " através do semiperíodo da onda senoidal. Se " f_s " estiver fora da faixa 15,26 à 600 [Hz], haverá rejeição pelo sistema de chaveamento "point-on-wave".

2º) Através de " f_s ", calcula-se N_{CP} pela expressão (7.10).

3º) Quando N_{CP} for menor que 1, adota-se N_{CP} igual a 0,5 (leitura do semiperíodo). Esse fenômeno ocorre para leitura de frequências entre 7,629 a 30,518 [Hz].

4º) Faz-se uma nova contagem, utilizando " N_{CP} " períodos da onda sinusoidal.

5º) Com essa nova contagem calcula-se o valor " f_N " com maior precisão do que " f_s ", através da expressão:

$$f_N = \frac{N_{CP} \times 10^6}{65535 - V_{CN}} \quad (7.11)$$

6º) Caso $N_{CP} < 1$, adota-se $f_N = f_s$ e não são executados os passos 4º e 5º.

A Tabela 7.1 fornece o valor de " N_{CP} " para a faixa de, aproximadamente, 7 à 600 [Hz].

FAIXA DE FREQUÊNCIA [Hz]	N_{CP}
7,629 < f < 30,518	0,5
30,518 < f < 45,776	1
45,776 < f < 61,035	2
61,035 < f < 76,294	3
76,294 < f < 91,553	4
91,553 < f < 106,812	5
106,812 < f < 122,070	6
122,070 < f < 137,329	7
137,329 < f < 152,588	8
152,688 < f < 167,847	9
167,847 < f < 183,105	10
183,105 < f < 198,364	11
198,364 < f < 213,623	12
213,623 < f < 228,882	13
228,882 < f < 244,141	14
244,141 < f < 259,399	15
259,399 < f < 274,658	16
274,658 < f < 289,917	17
289,917 < f < 305,176	18
305,176 < f < 320,435	19
320,435 < f < 335,693	20
335,693 < f < 350,952	21
350,952 < f < 366,211	22
366,211 < f < 381,470	23
381,470 < f < 396,729	24
396,729 < f < 411,987	25
411,987 < f < 427,246	26
427,246 < f < 442,505	27
442,505 < f < 457,764	28
457,764 < f < 473,022	29
473,022 < f < 488,281	30
488,281 < f < 503,540	31
503,540 < f < 518,779	32
518,799 < f < 534,058	33
534,058 < f < 549,316	34
549,316 < f < 564,575	35
564,575 < f < 579,834	36
579,834 < f < 595,093	37
595,093 < f < 610,352	38

Tabela 7.1 - Número de períodos a serem contados, N_{CP} , versus frequência do sistema de potência a ser medida.

7.4.2 - Cálculo da Sensibilidade do Freqüencímetro Face aos Erros de Contagem

Nesse item é estabelecido qual o maior desvio permitido na contagem de pulsos da freqüência 1 [MHz] pelo contador T₂ da "VIA" 6522, para que o erro do freqüencímetro incorporado ao sistema "point-on-wave", fique menor ou igual a 0,3%, em qualquer freqüência da faixa utilizável, conforme estabelecido anteriormente.

Seja o valor de "f_d" sendo o valor de "f = f_N" de negrito por um erro de contagem ±Δpulsos, então, da expressão (7.11), tira-se:

$$f_d = \frac{N_{CP} \cdot 10^6}{65535 - (V_{CN} \pm \Delta \text{pulsos})} \quad (7.12)$$

Onde o erro é dado por:

$$- 0,3\% \leq \frac{f - f_d}{f} \cdot 100\% \leq 0,3\% \quad (7.13.a)$$

Donde se obtém que:

$$0,997 \cdot f \leq f_d \leq 1,003 \cdot f \quad (7.13.b)$$

1º) Caso

$$\text{Para o desvio } +\Delta \text{pulsos} \rightarrow \frac{N_{CP} \cdot 10^6}{65535 - (V_{CN} + \Delta \text{pulsos})} < 1,003 \cdot \frac{N_{CP} \cdot 10^6}{65535 - V_{CN}} \quad (7.14.a)$$

2º) Caso

$$\text{Para o desvio - } \Delta \text{pulsos} \rightarrow \frac{N_{CP} \cdot 10^6}{65535 - (V_{CN} - \Delta \text{pulsos})} \geq 0,997 \cdot \frac{N_{CP} \cdot 10^6}{65535 - V_{CN}} \quad (7.14.b)$$

Tanto para o primeiro caso, quanto para o segundo é encontrada a expressão:

$$\Delta \text{pulsos} \leq 197 - 0,003 V_{CN} \quad (7.15)$$

para que, o erro do freqüencímetro fique igual ou menor que 0,3%.

Através da expressão (7.15), percebe-se que, quanto menor for V_{CN} (valor lido no contador T_2 para " N_{CP} " períodos da freqüência sinusoidal), maior será a tolerância do freqüencímetro face aos erros de contagem gerados desde o atraso do sinal de referência até a leitura do contador. Aqui é provado que, quanto mais períodos forem lidos, menor será o erro do freqüencímetro, porque V_{CN} é forçado a se aproximar de zero.

A pior situação para o freqüencímetro é quando V_{CN} se torna máximo dentro de uma mesma faixa de freqüência onde N_{CP} é constante, conforme a Tabela 7.1. Por exemplo, na faixa $335,693 \leq f < 350,952$ " N_{CP} " é constante igual a 21.

A partir da expressão (7.11), chega-se a:

$$V_{CN} = 65535 - \frac{N_{CP} \cdot 10^6}{f_N} \quad (7.16)$$

Onde, N_{CP} assume os valores 0,5; 1; 2; 3; ...; 38 e f_N assume qualquer valor dentro de sua faixa, correspondente ao seu " N_{CP} ", conforme Tabela 7.1.

Os maiores valores de V_{CN} , segundo a expressão (7.16), ocorrerão quando, para um determinado N_{CP} , f_N for máximo dentro da respectiva faixa. Por exemplo para N_{CP} igual a 21 a maior frequência de sua faixa será 350,952 [Hz] e V_{CN} , para esse caso específico, será 5.698. Δ pulsos será menor ou igual a 180.

A Tabela 7.2 mostra a tolerância máxima no erro do contador para os casos extremos onde " V_{CN} " é máxima para cada faixa de " N_{CP} ".

N_{CP} [Períodos]	f(máxima) [Hz]	V_{CN} (máxima)	Δ pulsos \leq
0,5	30,518	49.151	50
1	45,776	43.689	66
2	61,035	32.767	99
3	76,294	26.213	118
4	91,553	21.844	131
5	106,812	18.724	141
6	122,070	16.383	148
7	137,329	14.563	153
8	152,588	13.106	158
9	167,847	11.915	161
10	183,105	10.922	164
11	198,364	10.081	167
12	213,623	9.361	169
13	228,882	8.737	171
14	244,141	8.191	172
15	259,399	7.709	174
16	274,658	7.281	175
17	289,917	6.898	176
18	305,176	6.555	177
19	320,435	6.241	178
20	335,693	5.957	179
21	350,952	5.698	180
22	366,211	5.460	181
23	381,470	5.242	181
24	396,729	5.040	182
25	411,987	4.853	182
26	427,246	4.680	183
27	442,505	4.519	183
28	457,764	4.368	184
29	473,022	4.227	184
30	488,281	4.095	185
31	503,540	3.971	185
32	518,799	3.854	185
33	534,058	3.744	186
34	549,316	3.640	186
35	564,575	3.541	186
36	579,834	3.448	187
37	595,093	3.360	187
38	610,352	3.276	187

Tabela 7.2 - Tolerância Δ pulsos no desvio da contagem do contador para que o erro do freqüencímetro f_i que menor ou igual à 0,3%.

Os valores de Δ pulsos significam de quanto o contador pode errar, por excesso ou por falta, na contagem de pulsos da frequência 1 [MHz] (ϕ_2 do microcomputador) para que, o erro do freqüencímetro não ultrapasse 0,3%. Obviamente, em todos os procedimentos no desenvolvimento do algoritmo do freqüencímetro é levado em conta somente o pior caso, onde há a menor tolerância, o que ocorre para Δ pulsos igual a ± 50 pulsos da frequência de 1 [MHz].

Caso não fosse utilizado o artifício de contagem múltipla de períodos da onda sinusoidal, ou seja, sempre fosse feita a leitura de um único período, a tolerância " Δ pulsos" ficaria dividida pelo seu correspondente " N_{CP} ". Nesse caso a pior situação seria para a frequência de 610,352 [Hz] onde o contador poderia errar no máximo $\pm 187/38 \approx \pm 5$ pulsos em sua contagem. Isso comprometeria, fatalmente, a precisão do freqüencímetro desde a essa tolerância ser da mesma ordem de grandeza da incerteza do atraso desde a captação do sinal de referência (ver Tabelas 5.1 e 5.2), mais a incertezas do atraso gerado pelo algoritmo do freqüencímetro que, na melhor das hipóteses situa-se em torno de 9 [μ s], conforme é mostrado no Capítulo 9.

A partir das expressões (7.14.a) e (7.14.b) substituindo 0,997 por $(1 - \text{PRECISÃO}/100)$ e 1.003 por $(1 + \text{PRECISÃO}/100)$, chega-se à:

$$\text{PRECISÃO \%} \approx \pm \frac{\Delta \text{pulsos} \cdot 100}{65535 - V_{CN}} \quad (7.17)$$

Onde, pelo conhecimento do erro de contagem " Δ pulsos" e o valor atual do contador decorridos N_{CP} períodos, V_{CN} ,

pode-se chegar à precisão do freqüencímetro.

Um exemplo genérico seria:

Conhecida a soma da incerteza do atraso da interface de entrada, mais a incerteza do atraso do algoritmo, mas a incerteza do atraso do contador como sendo ± 10 [μ s], o que equivale a ± 10 pulsos de 1 [MHz], qual seria a precisão do freqüencímetro para a freqüência de 30,518 [Hz] onde " V_{CN} " é 49.152?

PRECISÃO % = $\pm 0,061\%$

Mantendo o mesmo erro de ± 10 pulsos, qual seria a precisão na leitura da freqüência 610,352 [Hz] onde " V_{CN} " é 3.276?

PRECISÃO % = $\pm 0,016\%$

CAPÍTULO 8

"SOFTWARE" DO SISTEMA DE CHAVEAMENTO"POINT - ON - WAVE"8.1 - Introdução

Visto o desenvolvimento do "hardware" do sistema de chaveamento "point-on-wave", nos capítulos 5 e 6, neste capítulo é desenvolvido o "software" que atende às suas necessidades.

O programa é dividido em duas partes, a saber:

- 1ª) A parte em "BASIC" para o processamento em tempo não real, onde são executadas operações, cálculos, aquisição de dados, carregamento da memória de dados do programa "assembly".
- 2ª) A parte em linguagem de máquina para tarefas que exigem alta velocidade de processamento, onde fornecem o menor atraso possível tolerado e que pode ser compensado pelo próprio algoritmo. A alta velocidade de resposta é necessária, pois, essa parte do programa irá trabalhar em tempo real. Como exemplos de tarefas a executar, têm-se:

- Leitura da frequência do sistema de potência.

- Fornecimento do ângulo disparo, bem como do tempo de sustentação e tempo morto, no acionamento dos tiristores.

8.2 - Generalidades sobre o Programa

O programa em linguagem de máquina é composto por quatro subrotinas que atendem ao programa principal, em linguagem BASIC.

Essas quatro subrotinas são:

- 1ª - Inicialização da "VIA"6522. O endereço inicial é \$6008 e o final é \$6021.
- 2ª - Contagem do semiperíodo da onda sinusoidal, para leitura da frequência do sistema de potência. A frequência de "clock" é 1[MHz]. O endereço inicial é \$6030 e o final é \$6066.
- 3ª - Contagem de " N_{CP} " períodos sinusoidais, para leituras de frequências do sistema de potência acima de 30,518[Hz] (Vide item 7.4.1). O endereço inicial é \$6080 e o final é \$60C5. A segunda e a terceira subrotinas, em linguagem de máquina, fazem parte do freqüencímetro do sistema de chaveamento "point-on-wave".
- 4ª - Aplicação dos chaveamentos. Essa subrotina providencia os disparos dos tiristores no ân

gulo desejado, os mantêm sustentados por um número de períodos sinusoidais preestabelecidos, bem como os mantêm desligados durante o tempo morto, também preestabelecido. É facultada, ainda, a repetição contínua do conjunto de chaveamentos.

O endereço inicial é \$6100 e o final é \$620E.

Os dados informados ao programa em BASIC, por exemplo, ângulo de incidência, tempo de sustentação, etc, são manipulados, preparados e carregados na memória de dados a partir do endereço \$6300, ou 25344 Decimal, através de instruções "POKE". São utilizados 16 "bytes" para informação completa de um único chaveamento. Então, os dados do primeiro chaveamento estão desde \$6300 a \$630F, os dados do segundo chaveamento estão desde \$6310 a \$631F e assim sucessivamente para "n" chaveamentos, ($1 \leq n \leq 20$).

Dentre de cada 16 "bytes", os dados estão dispostos conforme a tabela 8.1 (por exemplo, o 1º chaveamento).

1º BYTE	\$6300	BYTE MENOS SIGNIFICATIVO DO 1º ÂNGULO DE INCIDÊNCIA (LSBYTE ÂNGULO)
2º BYTE	01	BYTE MAIS SIGNIFICATIVO DO 1º ÂNGULO DE INCIDÊNCIA (MSBYTE ÂNGULO)
3º BYTE	02	BYTE MENOS SIGNIFICATIVO DO 1º TEMPO DE SUSTENTAÇÃO (LSBYTE T.SUST.)
4º BYTE	03	BYTE MAIS SIGNIFICATIVO DO 1º TEMPO DE SUSTENTAÇÃO (MSBYTE T.SUST.)
5º BYTE	04	BYTE MENOS SIGNIFICATIVO DO 1º TEMPO MORTO (ESPERA) (LSBYTE T.ESP.)
6º BYTE	05	BYTE MAIS SIGNIFICATIVO DO 1º TEMPO MORTO (ESPERA) (MSBYTE T.ESP.)
7º BYTE	06	SINCRONISMO EXTERNO (SIM = 1111 1110); (NÃO = 1111 1111)

8º BYTE	07	CHAVEAMENTO FASES A, B e C
9º BYTE	08	ÚLTIMO CHAVEAMENTO (SIM= 0000 0001), (NÃO= 0000 0000)
10º BYTE	09	REPETIÇÃO DA SEQUÊNCIA (SIM= 0000 0001), (NÃO= 0000 0000)
11º BYTE	0A	RESERVA
12º BYTE	0B	RESERVA
13º BYTE	0C	RESERVA
14º BYTE	0D	RESERVA
15º BYTE	0E	RESERVA
16º BYTE	0F	RESERVA

* Tabela 8.1 - Disposição dos dados do 1º chaveamento dentro de 16 "bytes".

O programa em BASIC, por sua vez, é composto por dois sub-programas, que são, o sub-programa freqüencímetro e o sub-programa "point-on-wave". O primeiro, parcialmente discutido no capítulo anterior, providencia a informação da freqüência do sistema de potência ao sub-programa seguinte (point-on-wave). Essa informação pode ser passada de duas formas, a primeira é fazendo a sua entrada manualmente, digitando o valor, quando o programa solicitar; a segunda é fazendo a leitura pelo microcomputador através das 2ª e 3ª subrotinas em linguagem de máquina.

Quando é rodado o programa do sistema de chaveamento, o computador retorna, inicialmente, com a seguinte pergunta:

O QUE DESEJA FAZER?

1. ENTRAR DADOS PARA CHAVEAMENTOS NOVOS
2. APLICAR ARQUIVOS EXISTENTES
3. CALIBRAR O SISTEMA.

Uma das três opções deve ser escolhida, sendo que a primeira e a segunda carregam a memória de dados, a partir do endereço \$6300.

Escolhida a segunda opção, haverá o diretório dos nomes dos arquivos existentes (até 30) que foram pré-gravados pelo usuário em oportunidades anteriores.

Devido a ligeiros desvios na base de tempo de um microcomputador a outro, o usuário deve calibrar o sistema, antes de tudo, pela terceira opção, bastando somente entrar com o valor dessa base de tempo em Hertz. O valor "default" é 1.019.328 [Hz], que é a do protótipo utilizado.

A escolha da primeira opção, fará com que o usuário entre com os dados para formar a memória de dados. O primeiro dado a ser informado é a frequência do sistema de potência. O programa retorna, então, com a pergunta:

QUER LEITURA DA FREQUÊNCIA? (S/N)

Caso o usuário responda "N", o programa fará outra pergunta:

ENTÃO FORNEÇA A FREQUÊNCIA? (15.26 - 600HZ)

Cujo valor deve ser fornecido dentro da faixa estabelecida. Então, o programa sairá do sub-programa frequencímetro e entrará no sub-programa "point-on-wave", em posse do valor da frequência.

Caso o usuário tivesse respondido "S", o sub-programa frequencímetro calcularia a frequência do sistema de potên

cia e o apresentaria juntamente com o número de períodos que foram contados (N_{CP}). Logo a seguir vem a pergunta:

DESEJA NOVA LEITURA DA FREQUÊNCIA. (S/N)?

Se positivo, é feita uma nova leitura, caso negativo o programa vai para o sub-programa "point-on-wave".

Valores fora da faixa de frequência permitida pelo sistema são rejeitados e o programa volta à pergunta: FREQUÊNCIA FORA DA FAIXA. F = XXX HZ.

QUER LEITURA DA FREQUÊNCIA. (S/N)?

No sub-programa "point-on-wave" há um repertório de questões em que o usuário deve responder.

Inicialmente são mostrados os valores dos atrasos padrão a serem compensados (microsegundos), incerteza +/- (microsegundos) e o erro de chaveamento (graus), dados da seguinte forma:

SUB-PROGRAMA POINT-ON-WAVE

FREQUÊNCIA = 100.0 HZ (por exemplo)

VALORES PADRÃO DE ATRASOS:

- | | | | |
|------------------|---|------|----------|
| 1. DA REFERÊNCIA | = | 3.05 | MIC.SEG. |
| 2. DO PROGRAMA | = | 42 | MIC.SEG. |
| 3. DA INTERFACE | = | 2.8 | MIC.SEG. |

4. DO TIRISTOR	=	1.5	MIC.SEG.
5. INCERTEZA (+/-)	=	6.7	MIC.SEG.
ERRO DE CHAVEAMENTO	=	Ø.2	GRAUS

DESEJA ALTERAR ESSES VALORES. (S/N)?

Caso a resposta seja "S" o sub-programa perguntará sobre cada atraso em particular. Caso negativo passará para o repertório de questões sobre os chaveamentos.

A incerteza (+/-) em microsegundos é dada pela expressão (9.18.b). Por sua vez, o erro de chaveamento, em graus, é dado pela expressão (9.19), que fornece o provável erro em graus.

Uma vez entrado no repertório de questões sobre os chaveamentos, as perguntas irão aparecendo sequencialmente.

Inicialmente, são feitas oito perguntas, cujos dados entrados, irão compor o primeiro chaveamento de um conjunto de "n" chaveamentos ($1 \leq n \leq 20$). Caso haja mais que um chaveamento dentro de um conjunto, as oito perguntas básicas serão repetidas para o chaveamento seguinte.

Essas perguntas, por exemplo, para o primeiro chaveamento de um conjunto, são:

1ª) ÂNGULO DE INCIDÊNCIA - 1 (0-360 GRAUS)
 ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

2ª) TEMPO DE SUSTENTAÇÃO - 1 (1 - 65535 CICLOS)

ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

3ª) TEMPO MORTO - 1 (1 - 65535 CICLOS)

ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

4ª) SINCRONISMO NO CHAVEAMENTO - 1. (S/N)?

ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

5ª) CHAVEAMENTO - 1 NA FASE A. (S/N)?

ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

6ª) CHAVEAMENTO - 1 NA FASE B. (S/N)?

ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

7ª) CHAVEAMENTO - 1 NA FASE C. (S/N)?

ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

8ª) CHAVEAMENTO - 1 E O ÚLTIMO. (S/N)?

ANTES = XXX AGORA = (Entrar).

Em resposta à oitava pergunta, em caso negativo, o repertório de questões sobre os chaveamentos volta à primeira pergunta, dirigida para a entrada de dados do próximo chaveamento, no exemplo seria o segundo. Em caso positivo, é feita a última pergunta do repertório.

REPETIÇÃO CONTÍNUA. (S/N)?

ANTES = XXX AGORA = (Entrar)

Em qualquer situação, depois dessa pergunta, o programa passa para o "MENU".

A medida em que as perguntas do repertório vão sendo respondidas, a memória de dados vai sendo preenchida devidamente de 16 em 16 "bytes", a partir de \$6300, para cada chaveamento.

Por sua vez, o "MENU" aparece da seguinte forma:

** MENU **

O QUE DESEJA FAZER ?

- 1 - LISTAR DADOS
- 2 - APLICAR CHAVEAMENTOS
- 3 - ALTERAR CHAVEAMENTOS
- 4 - RECOMEÇAR
- 5 - PARAR
- 6 - ARQUIVAR DADOS
- 7 - DELETAR ARQUIVO
- 8 - LISTAR ARQUIVOS
- 9 - SOCORRO

O usuário deverá escolher um número entre 1 e 9 , conforme a sua necessidade.

Brevemente é explicado o que cada item do MENU é capaz de fazer:

- [1] - O usuário pode conferir se os dados dos "n" chaveamentos estão corretos. Os dados podem ter vindos de algum arquivo pré-programado ou terem sido digitados.
- [2] - O sub-programa "point-on-wave" chama a quarta subrotina em linguagem de máquina e executa os chaveamentos programados. No final da execução será escrito "PRONTO". Quando da execução de um conjunto de chaveamentos, ele poderá ser interrompido (abortado) a qualquer momento pressionando qualquer tecla do computador.
- [3] - O usuário pode alterar os dados de qualquer chaveamento, bastando indicar qual chaveamento de um conjunto de "n". Caso se deseje manter algum dado inalterado, digita-se <RETURN>. Um cuidado especial deverá ser tomado quando se alteram os dados do último chaveamento do conjunto, não se esquecer de informar que é o último chaveamento, porque, no caso de alteração de dados, ao final de cada correção, o programa volta ao "MENU", quer seja ou não o último chaveamento, fato que não ocorre quando se está no repertório de questões (sem ser modo alteração).

- [4] - Nesse caso, o programa volta ao seu início para se começar tudo novamente.
- [5] - O controle é devolvido ao monitor do micro computador, porém, o usuário pode retornar ao MENU sem que se percam os dados gravados, digitando em modo imediato - GOTO 630
<RETURN> .
- [6] - Esse comando cria dois arquivos, um em texto e outro em binário. O usuário deverá fornecer o nome do novo arquivo em texto, diferente dos já existentes. Caso seja igual, ele apagará o anterior e copiará o novo por cima. O primeiro caracter do nome deverá ser uma letra. O nome do arquivo binário terá a forma B + Nome + (A\$6300). Esse comando, da mesma forma que deletar ou listar arquivos, pode ser usado a qualquer momento.
- [7] - Escolhido um arquivo, esse comando apaga ao mesmo tempo o arquivo texto e seu binário correspondente. Não devem ser apagados arquivos em modo imediato, somente pelos comandos do programa.
- [8] - Esse comando simplesmente lista os nomes dos arquivos de dados existentes (Arquivos

texto). Esse comando em nada afeta os arquivos.

[9] - O comando "SOCORRO" emite um entre oito textos explicativos, selecionado pelo usuário, que visa esclarecer o uso dos comandos (1º ao 8º) do MENU.

O programa do sistema de chaveamento "point-on-wave" é auto-explicativo. Ele foi concebido para ser operado mesmo por usuários sem qualquer formação em informática ou microinformática.

8.3 - A Subrotina de Inicialização

No início do programa principal há a chamada da subrotina de inicialização, que está em linguagem de máquina. Ela providencia as palavras de controle necessárias para preparar a "VIA" 6522 de acordo com as necessidades do sistema de chaveamento. Essa preparação visa:

- 1º) Tornar a linha de "handshake" CB1 como entrada e ativa por flanco positivo.
- 2º) Tornar o temporizador T2 como monoestável, decrescendo-se sob a taxa de 1 [MHz] (Clock da CPU).

39) Desabilitar todas as interrupções, mascarando o registro IER (Interrupt Enable Register).

40) Tornar PB0 a PB3 como "bits" de saída e desativá-los, inicialmente com "%1111"

Utilizando a fenda (slot) 7 de um microcomputador da família "Apple", os endereços de comunicação com a "VIA" 6522 ficam conforme a tabela 8.2. [32] e [36].

END.HEX.	END.DEC.	FUNÇÃO
\$C700	50944	ORB, IRB (I/O PORTA B)
\$C701	45	ORA, IRA (I/O PORTA A)
\$C702	46	DDRB (DIREÇÃO DOS DADOS DA PORTA B, ENTRADA OU SAÍDA)
\$C703	47	DDRA (IDEM PORTA A)
\$C704	48	T1 COUNTER - LOW (T1C-L)
\$C705	49	T1 COUNTER - HIGH (T1C-H)
\$C706	50	T1 LATCH - LOW (T1L-L)
\$C707	51	T1 LATCH - HIGH (T1L-H)
\$C708	52	T2 LATCH-LOW, T2 COUNTER-LOW (T2L-L, T2C-L)
\$C709	53	T2 COUNTER - HIGH (T2C-H)
\$C70A	54	SHIFT REGISTER (SR)
\$C70B	55	AUXILIARY CONTROL REGISTER (ACR)
\$C70C	56	PERIPHERAL CONTROL REGISTER (PCR)
\$C70D	57	INTERRUPT FLAG REGISTER (IFR)
\$C70E	58	INTERRUPT ENABLE REGISTER (IER)
\$C70F	59	OUTPUT REGISTER A

TABELA 8.2 - Endereços de comunicação com a "VIA" 6522

A subrotina de inicialização é mostrada no Apêndi

8.4 - O Sub-Programa Freqüencímetro

Esse sub-programa possui duas subrotinas em linguagem de máquina mais duas em BASIC.

Os "bytes" dos endereços \$6000, \$6001 e \$6002 ser vem para a troca de dados entre o programa em BASIC e o em linguagem de máquina (2ª e 3ª subrotinas em "assembly").

Quando o usuário deseja que a freqüência seja lida, imediatamente é chamada a 2ª subrotina em linguagem de máquina (A\$6030; 24624 DEC.). Essa subrotina espera o cruzamento da onda sinusoidal pelo zero, com derivada positiva e dispara o contador T2. Quando do próximo cruzamento, com derivada negativa, são recolhidos os dois "bytes" do contador T2, pelos endereços \$C708 e \$C709. Esses "bytes" são postos nos endereços \$6000 e \$6001. Voltando-se ao BASIC, os conteúdos de \$6000 = "LS BYTE" e \$6001 = "MS BYTE" são transformados em um número entre 0 e 65535 através de uma subrotina, em BASIC, chamada "SUB-2". O valor obtido em "SUB-2" será "V_C" (Valor do contador), relatado no item 7.4.1. Com esse valor é calculada a freqüência f_S , medida para um semiperíodo. A partir de f_S é calculado N_{CP} , pela expressão (7.10). Se N_{CP} for maior ou igual a 1, a freqüência é lida novamente, mas agora através de N_{CP} períodos sinusoidais. O valor de N_{CP} , quando maior ou igual a 1, é posto no endereço \$6002 através de uma instrução "POKE" e, logo em seguida, é chamada a 3ª subrotina em linguagem de máquina (A\$6080, 24704 DEC.). Essa subrotina espera o cruzamento positivo da onda sinusoidal pelo zero e dispara o contador T2. O valor de "N_{CP}" é decrementado a cada período sinusoidal decorrido. Quando N_{CP} passa de 1 para

zero os dois "bytes" do contador são recolhidos de maneira análoga ao procedimento anterior. Processado os dois "bytes" pela "SUB-2", obtêm-se " V_{CN} ". Através de V_{CN} , calcula-se f_N , frequência medida pela contagem de N_{CP} períodos da sinusóide, pela expressão (7.11).

Caso N_{CP} tenha sido menor que 1 prevalece a leitura para o semiperíodo que é f_S .

O fluxograma do exposto acima é mostrado na figura 8.1.

Nos Apêndices 9 e 10 são mostradas as 2ª e 3ª subrotinas em linguagem de máquina, alocadas nos endereços $A\$6\emptyset3\emptyset$ (24624 DEC.) e $A\$6\emptyset8\emptyset$ (24704 DEC.), respectivamente.

8.5 - O Sub-Programa Point-On-Wave

No item 8.1, foram vistas generalidades sobre a operação desse sub-programa. Ele possui duas funções básicas, a de coletar dados, feita pelo programa em BASIC e a aplicação dos chaveamentos, executada pela 4ª subrotina em linguagem de máquina, cujo endereço inicial é $A\$61\emptyset\emptyset$, 24832 DEC.

O primeiro dado, sobre o chaveamento, a ser comunicado ao programa, é o ângulo de incidência, que está entre 0 e 360 graus. O programa em BASIC toma esse dado e o transforma em uma temporização, dada em microsegundos, descontando-se ao mesmo tempo os atrasos que foram informados ao programa. Através da seguinte expressão é obtida essa temporização:

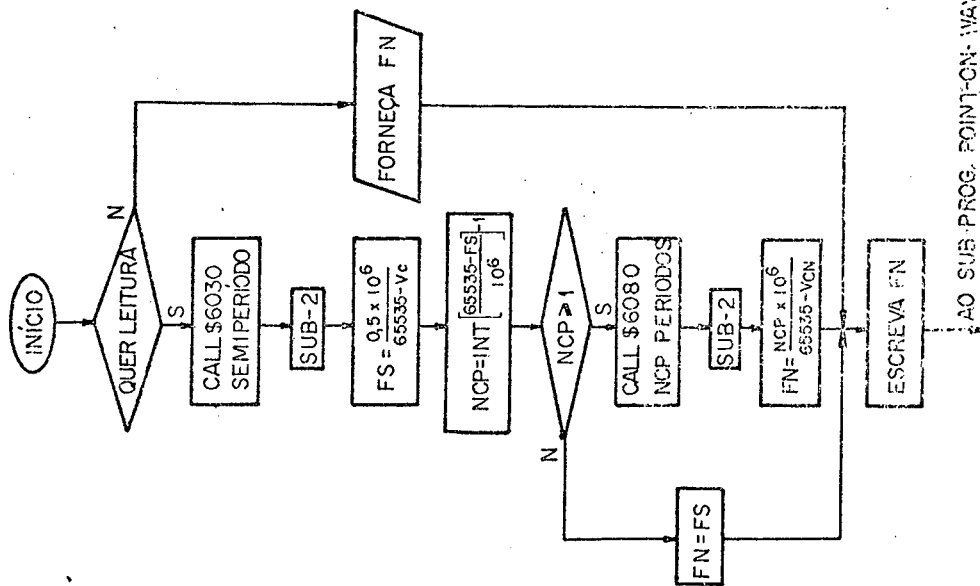


Figura 8.1.a - Fluxograma do Sub-programa
 Freqüencímetro.

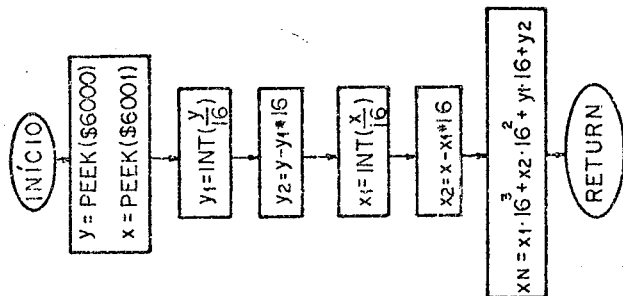


Figura 8.1.b - Fluxograma da Subrotina
 "SUB-2".

$$G = \frac{G(c) \cdot 10^6}{360 \cdot f_N} - A \quad (8.1)$$

Onde, G : é obtido em microsegundos

G(c): é ângulo dado em graus

f_N : é dado em Hertz

A : são os atrasos dados em microsegundos.

Se f_N for maior que 15.26 [Hz], G será um número até 65535. O valor de G é arredondado para que seja um valor inteiro. Se G for menor ou igual a 8 microsegundos, inclusive negativo, devido à parcela de atrasos, será somado ao seu valor, a parcela $10^6/f_N$ [microsegundos], que corresponde a um atraso de 360° no disparo dos tiristores. Os 8 microsegundos constituem o tempo gasto para disparar o sinal de sincronismo, sendo portanto, compensado.

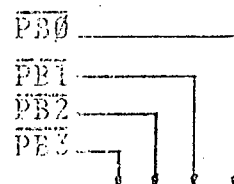
O valor final de G será inteiro, maior que 8 e menor ou igual a 65535 [μ s]. Esse valor é processado por uma subrotina, denominada "SUB-1", que o transforma em dois números entre 0 e 255, "LSBYTE" e "MSBYTE DO ÂNGULO", que estão prontos para serem colocados na memória de dados, que se inicia em \$6300, através de duas instruções "POKE".

O segundo dado a entrar é o tempo de sustentação, que deve ficar entre 1 a 65535 ciclos da onda sinusoidal. Da mesma forma que o ângulo, esse valor passará pela subrotina "SUB-1", transformando-se em dois "bytes" e sendo carregados na memória de dados.

O procedimento é idêntico para o tempo morto.

A informação do quarto dado, sobre o sincronismo, é simplesmente armazenado \$FE ou \$FF na memória de dados caso se deseja ou não sincronismo externo.

O quinto, sexto e sétimo dados são idênticos e dizem respeito à manipulação das fases A, B e C, respectivamente, pelo chaveamento. À fase A é associado o número \$02 ou \$00, caso se queira ou não o chaveamento incidindo sobre ela, da mesma forma o número \$04 ou \$00 para a fase B e \$08 ou \$00 para a fase C. Assim, ter-se-á:



CHAVEAMENTO NA FASE C	NÃO - \$00 = % 0 0 0 0 0 0 0 0
	SIM - \$08 = % 0 0 0 0 0 1 0 0
CHAVEAMENTO NA FASE B	NÃO - \$00 = % 0 0 0 0 0 0 0 0
	SIM - \$04 = % 0 0 0 0 0 1 0 0
CHAVEAMENTO NA FASE A	NÃO - \$00 = % 0 0 0 0 0 0 0 0
	SIM - \$02 = % 0 0 0 0 0 0 1 0
7º BYTE: SINCRONISMO	NÃO - \$00 = % 0 0 0 0 0 0 0 0
(COMPLEMENTO)	SIM - \$01 = % 0 0 0 0 0 0 0 1

Essas quatro informações são somadas obtendo um valor entre \$00 a \$0F (% 0000 0000 à % 0000 1111), e o seu complemento é posto no 8º "byte" da memória de dados. Quando for solicitado o chaveamento em questão, os últimos quatro "bits" desse "byte" são escritos, nos "bits" PB0, PB1, PB2 e PB3 da porta B da "VIA" 6522.

No início da aplicação de um chaveamento, imediatamente após a ativação do "flag" CB1, o 7º "byte" (sincronismo)

é escrito na porta B. Seguidamente, são colocados os dois "bytes" do ângulo (1º e 2º da memória de dados) no temporizador T2, sendo esse disparado. Terminando a temporização de T2, o 8º "byte" é escrito na porta B como dito anteriormente. Para não se perder a informação do sincronismo, o 7º "byte" foi somado aos dados das fases a serem chaveadas, para formar o 8º "byte" da memória de dados.

A informação sobre o 9º "byte", que diz respeito ao último chaveamento, simplesmente é escrito \$01 ou \$00 na memória de dados, caso seja ou não o último. O procedimento é idêntico para o 10º "byte", que diz respeito à repetição contínua do conjunto de chaveamentos.

8.5 - A subrotina Point-On-Wave em Linguagem de Máquina (Quarta Subrotina)

Essa subrotina tem por finalidade aplicar os chaveamentos cujos dados foram armazenados de 16 em 16 "bytes" a partir do endereço \$6300.

Ela é alocada no endereço \$6100 e, por sua vez, possui mais três subrotinas auxiliares chamadas "COMEÇO", "DINALOC" e "DECREM", as quais serão comentadas oportunamente.

A seguir, é mostrado o algoritmo que descreve as tarefas executadas pela subrotina "point-on-wave" (principal) em linguagem de máquina:

1º PASSO) É chamada a subrotina auxiliar "COMEÇO" que providencia todos os endereços dos dados do 1º chaveamento (\$6300 à 630F). Portanto, ocorre a primeira alocação de endereços na subrotina principal. Como exemplo, a subrotina "COMEÇO" faz a seguinte tarefa:

[\$610E] ← \$00	[\$613C] ← \$03
[\$610F] ← \$63	[\$613D] ← \$63
[\$6120] ← \$01	[\$614E] ← \$04
[\$6121] ← \$63	[\$614F] ← \$63
[\$6126] ← \$06	[\$6151] ← \$05
[\$6127] ← \$63	[\$6152] ← \$63
[\$6133] ← \$07	[\$615E] ← \$08
[\$6134] ← \$63	[\$615F] ← \$63
[\$6139] ← \$02	[\$6165] ← \$09
[\$613A] ← \$63	[\$6166] ← \$63

Os endereços à esquerda são chamados de "endereços de conteúdo flutuante". O par de "bytes" que são carregados em um par desses "endereços de conteúdo flutuante", formam o endereço onde está contido um "byte" dos dados de um cha

veamento. Como exemplo, nos dois primeiros "endereços de conteúdo flutuante", \$610E e \$610F, são alocados 2 "bytes" que formam o endereço \$6300 onde está contido o primeiro dado do primeiro chaveamento, o "byte" menos significativo do ângulo (LSBYTE ÂNGULO). E assim sucessivamente.

- 2º PASSO) Após a subrotina "COMEÇO" completar a sua tarefa de carregar os "endereços de conteúdo flutuante", volta-se à subrotina principal onde é carregado "LSBYTE ÂNGULO", no contador T2 (Endereço C708, T2 LATCH-LOW).
- 3º PASSO) "Reseta-se" o "flag" CB1 e se espera a sua ativação pelo flanco positivo.
- 4º PASSO) Após sua ativação, o contador T2 é disparado com o carregamento de "MSBYTE ÂNGULO" no endereço C709, "T2 COUNTER-HIGH".
- 5º PASSO) Coloca-se o 7º "byte" dos dados do chaveamento (ver tabela 8.1 sincronismo = % 1111 1110 ou % 1111 1111) na porta B de saída, disparando ou não o sincronismo.

- 6º PASSO) Espera-se a ativação do "flag" do contador T2, que está contando o tempo correspondente ao ângulo de chaveamento.
- 7º PASSO) Após sua ativação, coloca-se na porta B o 8º "byte" dos dados do chaveamento, que contém as informações sobre qual fase a chavear. Com isso, disparam-se os pares de tiristores, das fases que foram solicitadas.
- 8º PASSO) A partir desse momento, passa-se o controle para a subrotina auxiliar "DECREM", cuja finalidade é decrementar a palavra composta por dois "bytes" do tempo de sustentação, a cada cruzamento da sinusóide pelo zero, com derivada positiva, ou seja, a cada ativação do "flag" CB1, por onde entra a onda quadrada, "espelho" da onda sinusoidal.
- 9º PASSO) Quando os dois "bytes" do tempo de sustentação chegarem a zero é escrito 1111 1111 na porta B, inibindo o sincronismo e todos os tiristores ao mesmo tempo.
- 10º PASSO) Começa-se a contagem do tempo morto pela mesma subrotina auxiliar "DECREM".

11º PASSO) No final do tempo morto, é verificado se o chaveamento realizado foi o último da seqüência, através do teste do 9º "byte" dos dados do chaveamento.

(Ver TABELA 8.1).

12º PASSO) Caso não tivesse sido o último, é chamada a subrotina auxiliar "DINALOC" cuja finalidade é preencher os pares de "endereços de conteúdo flutuante" de dois em dois "bytes" que indicam os endereços dos dados do próximo chaveamento. Como exemplo, os dados do primeiro chaveamento estão de \$6300 à \$630F, o do segundo chaveamento, de \$6310 à \$631F e assim sucessivamente. Abaixo, é mostrado como "DINALOC" trabalha para o segundo chaveamento:

[\$610E] ← \$10	[\$613C] ← \$13
[\$610F] ← \$63	[\$613D] ← \$63
[\$6120] ← \$11	[\$614E] ← \$14
[\$6121] ← \$63	[\$614F] ← \$63
[\$6126] ← \$16	[6151] ← \$15
[\$6127] ← \$63	[6152] ← \$63
[\$6133] ← \$17	[\$615E] ← \$18
[\$6134] ← \$63	[\$615F] ← \$63

[\$6139] ← \$12		[\$6165] ← \$19
[\$613A] ← \$63		[\$6166] ← \$63

"DINALOC" faz uma alocação dinâmica dos endereços dos dados dos chaveamentos, devolve o controle à subrotina principal que tratará de aplicar esse novo chaveamento.

13º PASSO) Caso tivesse sido o último chaveamento, a subrotina principal tem duas opções, terminar retornando ao BASIC ou re-aplicar todos os chaveamentos novamente num ciclo contínuo. A decisão correta é tomada testando-se o 10^o "byte" dos dados do último chaveamento (Ver Tabela 8.1).

OBSERVAÇÕES:

- 1ª) A fim de prover segurança ao sistema de chaveamento "point-on-wave", foi implementado o recurso de se poder interromper (abortar) qualquer chaveamento a qualquer instante, bastando, para isso, pressionar qualquer tecla do microcomputador. O efeito é conseguido mediante a pesquisa de teclado, na posição de memória \$C000 (49152 DEC.). Se o conteúdo dessa memória for maior ou igual a 128, alguma tecla foi pressionada.

2ª) A subrotina "point-on-wave", quarta em linguagem de máquina e cujo endereço inicial é \$6100, 24832 DEC., encontra-se no Apêndice 11.

3ª) O programa principal, em BASIC, está no Apêndice 12.

CAPÍTULO 9

ERRO DE CHAVEAMENTO9.1 - Introdução

O sistema de chaveamento "point-on-wave" é um equipamento de testes que possui limitações em sua operação. Uma dessas limitações é a precisão com que se efetua o chaveamento.

Os atrasos fixos, gerados desde a captação do sinal sinusoidal de referência até a condução efetiva dos tiristores, são compensados pelo programa do sistema. No entanto, existem incertezas que compõem o atraso de determinados estágios do sistema que são de difícil compensação, por serem aleatórias. Por exemplo, a interface de referência, no cruzamento da sinuóide pelo zero, com derivada positiva, produz atrasos que vão desde 2,1 [µs] a 4,0 [µs] para as faixas de tensão e frequência dadas. Então o atraso total desse estágio pode ser dado por:

$$\text{Atraso total (referência/deriv. positiva)} = 3,05 \pm 0,95 \text{ [}\mu\text{s]} ,$$

onde, o valor 3,05 [µs] é o atraso fixo desse estágio, a ser compensado pelo programa e $\pm 0,95$ [µs] é a incerteza que, composta com as de outros estágios, definirão a precisão do sistema de chaveamento.

Ainda, dentro desse Capítulo, é visto o atraso total do sistema a ser compensado, a incerteza de chaveamento provável e testes de laboratório que confirmam os resultados obti

dos na teoria.

9.2 - Atraso e Incerteza do Programa em Linguagem de Máquina no Disparo dos Tiristores

A subida da onda quadrada, espelho da onda sinusoidal, que está em CBI da "VIA" 6522, é detetada pelo microcomputador através de leitura (Pooling) do "flag" CBI. Após a detecção, o temporizador T2 é carregado com "MS BYTE" promovendo, assim, o disparo da contagem, como mostra o trecho do programa (do Apêndice 11):

		TE			
\$ 6113	LDA # \$FF				Resetar VIA IFR
\$ 6115	STA \$ VIA IFR				
\$ 6118	LDA \$ VIA IFR	4 μ s	-A1		
\$ 611B	AND # \$ 10	3 μ s	-B1		Teste do Flag CBI (1º Pooling)
\$ 611D	BEQ \$ 6118	3 μ s			
\$ 611F	LDA \$ 6301	4 μ s			Disparo do Temporizador T2
\$ 6122	STA \$ T2C-H	4 μ s	-C1		

Onde TE é o tempo de execução da instrução

No teste do "flag" CBI, o processador fica em "Pooling" entre as instruções dos endereços \$6118 e \$611D. Os atrasos mínimo e máximo são obtidos nas seguintes situações:

Atraso mínimo - Se CBI ativar seu "flag" no ponto A1, ter-se-á um atraso no disparo do temporizador T2, de 18 μ s.

Atraso máximo - Se CBI ativar seu "flag" no ponto B1, ter-se-á um atraso no disparo do temporizador T2, 24 $[\mu\text{s}]$.

No ponto C1 ocorre o disparo efetivo do temporizador T2. O processador novamente entrará em "pooling" para detectar o final de contagem, ou seja ativação do "flag" T2, conforme o trecho de programa a seguir (do Apêndice 11):

		TE		
\$ 612B	LDA VIA IFR	4 μs	-A2	Teste do Flag T2 (2º Pooling)
\$ 612E	AND # \$20	3 μs	-B2	
\$ 6130	BEQ \$ 612B	3 μs		
\$ 6132	LDA \$ 6307	4 μs		Comando de Disparo dos Tiristores
\$ 6135	STA VIA ORB	4 μs	- C2	

No ponto C2 ocorre o comando de disparo dos tiristores.

Percebe-se que, o segundo "pooling" é idêntico ao primeiro, cujo atraso estará entre 18 e 24 $[\mu\text{s}]$,

Portanto, o atraso devido ao programa pode ser dado por:

$$\text{Atraso (Programa)} \quad 1^\circ \text{ "pooling"} = 21 \pm 3 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.1)$$

$$2^\circ \text{ "pooling"} = 21 \pm 3 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.2)$$

Logo após o disparo do temporizador T2 (instruções dos endereços \$611F e \$6122), o processador deveria entrar no segundo "pooling". No entanto, existem duas instruções, separando os dois eventos, que comandam o disparo do sincronismo e

estão nos endereços \$6125 e \$6128 conforme o trecho de programa (do Apêndice 11).

TE

\$ 6125		LDA \$ 6306		4 μ s		Disparar Sincronismo, ou não (PB0)
\$ 6128		STA \$ VIA ORB		4 μ s		

Se o temporizador, por sua vez, for carregado com um valor menor ou igual a \$ 0008 (oito microsegundos) ele contará esse tempo e ativará o "flag" T2 antes mesmo que as instruções de disparo de sincronismo tivessem sido executadas plenamente. No entanto, é desejável que o "flag" T2 atue quando o processador já estiver no segundo "pooling". A fim de se evitar esse problema, toda vez em que a temporização de T2 for menor ou igual a 8 [μ s], será acrescentado um tempo correspondente a um período da sinusóide a este valor, conforme citado no item 8.5.

A fórmula geral de se obter a temporização "G" é dada pela expressão 8.1, onde, se G for menor ou igual a 8 microsegundos, lhe é somada a parcela mostrada na expressão (9.3).

$$\text{Período (microsegundos)} = \frac{10^6}{f_N} \quad (9.3)$$

9.3 - Incerteza no Disparo Causada pela Leitura da Frequência

Nesse item, é levantada a mínima precisão que se espera do freqüencímetro do sistema "point-on-wave". A partir desse valor, será obtida a incerteza no disparo, causada pela virtualidade da leitura.

Para o cálculo da precisão do freqüencímetro, se

rã utilizada a expressão (7.17):

$$\text{Precisão (freqüencímetro) \%} \approx \pm \frac{\Delta \text{pulsos} \cdot 100\%}{65535 - V_{\text{CN}}} \quad (7.17)$$

O valor de V_{CN} será o maior possível para gerar o maior erro ($V_{\text{CN}} = 49.152$), que ocorre para a freqüência de 30,518 Hz.

Δpulsos é dependente dos atrasos dos "poolings", executados na subrotina em linguagem de máquina do freqüencímetro, bem como dos atrasos gerados pela interface de referência.

Para a interface de referência, tem-se:

$$\text{Atraso da referência} \quad \text{Subida da sinusóide} = 3,05 \pm 0,95 \text{ [}\mu\text{s]} \quad (9.4)$$

$$\text{Descida da sinusóide} = 2,95 \pm 1,55 \text{ [}\mu\text{s]} \quad (9.5)$$

Esses valores foram obtidos a partir das Tabelas 5.1 e 5.2.

Para a leitura de um semiperíodo, a 2ª subrotina em linguagem de máquina espera, em "pooling", a ativação do "flag" CBI pelo flanco positivo da onda quadrada da interface de referência. Após a detecção, há o carregamento de dois bytes (\$FFFF), no temporizador T2 e esse é disparado efetivamente após o carregamento do "byte" mais significativo. O trecho de programa abaixo mostra o que ocorre (do Apêndice 9):

			TE		
\$ 6035	LDA \$ VIA IFR	4 μ s	- A3		Teste do Flag CB1 + (1º Pooling)
\$ 6038	AND # \$10	3 μ s	- B3		
\$ 603A	BEQ \$ 6035	3 μ s			
\$ 603C	LDA # \$FF	3 μ s			
\$ 603E	STA VIA T2L-L	4 μ s			
\$ 6041	STA VIA T2C-H	4 μ s	- C3		

No ponto C3 ocorreu o disparo de T2.

Atraso mínimo - Se CB1 ativar seu "flag" no ponto A3, ter-se-á um atraso no disparo do temporizador T2 de 21 [μ s].

Atraso máximo - Se CB1 ativar seu "flag" no ponto B1, ter-se-á um atraso no disparo do tempo.

Como está se fazendo a leitura do semiperíodo, o processador irá esperar novamente a atuação do "flag" CB1, porém com sensibilidade, agora, para flancos negativos.

Quando do flanco negativo de CB1, o que corresponde ao cruzamento da sinusóide pelo zero com derivada negativa, há o recolhimento dos dois "bytes" do temporizador T2, começando pelo "byte" menos significativo.

No entanto, há a introdução de um erro no valor total recolhido devido à lentidão com que o processador vai buscar esses valores nos endereços de T2C da "VIA" 6522. O trecho de programa a seguir ilustra o que ocorre (do Apêndice 9):

			TE			
\$ 604E	LDA VIA IFR	4 μ s	- A4		Teste do Flag CB1 +	
\$ 6051	AND # \$10	3 μ s	- B4			
\$ 6053	BEQ \$604E	3 μ s				
\$ 6055	LDY \$ VIA T2C-H	4 μ s				Y ← [VIA T2C-L]
\$ 6058	LDX \$ VIA T2C-L	4 μ s	- C4			X ← [VIA T2C-H]

No ponto C4 ocorreu o recolhimento do "LS BYTE" do temporizador T2.

Atraso mínimo - Se CBI ativar seu "flag" no ponto A4, ter-se-á um atraso no recolhimento do "LS BYTE", de 14 $[\mu\text{s}]$.

Atraso máximo - Se CBI ativar seu "flag" no ponto B4, ter-se-á um atraso no recolhimento do "LS BYTE", de 20 $[\mu\text{s}]$.

Os dois atrasos e incertezas devido aos "poolings", para detecção de CBI \uparrow e CBI \downarrow , são dados por:

$$\text{Atraso } 1^{\circ} \text{ Pooling (CBI}\uparrow) = 24 \pm 3 [\mu\text{s}] \quad (9.6)$$

$$\text{Atraso } 2^{\circ} \text{ Pooling (CBI}\downarrow) = 17 \pm 3 [\mu\text{s}] \quad (9.7)$$

A Figura 9.1 mostra como o microcomputador "vê" o sinal de referência, que entra em CBI, em termos de atrasos (devido à interface de referência e "poolings").

Onde:

L' é a soma do atraso da referência para a subida da sinusóide mais o atraso do 1° "pooling" (CBI \uparrow).

$$L' = 3,05 \pm 0,95 + 24 \pm 3 [\mu\text{s}] = 27,05 \pm 3,95 [\mu\text{s}] \quad (9.8)$$

L'' é a soma do atraso da referência para a descida da sinusóide mais o atraso do 2° "pooling" (CBI \downarrow).

$$L'' = 2,55 \pm 1,55 + 17 \pm 3 \text{ } [\mu\text{s}] = 19,55 \pm 4,55 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.9)$$

Da Figura 9.1, tem-se:

$$L_2 = L_1 + L'' - L' = (27,05 \pm 3,95) - (19,55 \pm 4,55) + L_1 \quad (9.10)$$

Portanto, na pior hipótese:

$$L_2 = L_1 + 7,5 \pm 8,5 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.11)$$

Sendo os 7,5 $[\mu\text{s}]$ compensados com 8 pulsos da frequência de 1 $[\text{MHz}]$, então, o pior caso será:

$$\Delta\text{pulsos} = -0,5 - 8,5 = -9 \text{ } [\mu\text{s}], \text{ ou pulsos de frequência de } 1 \text{ } [\text{MHz}] \quad (9.12)$$

Levando esse valor na expressão 7.17:

$$\text{Precisão } \% \approx \pm \frac{-9 \cdot 100}{65535 - 49152} \approx \pm 0,05\% \quad (9.13)$$

Esse valor representa a menor precisão esperada, na faixa de frequência mensurável, pelo freqüencímetro do sistema de chaveamento "point-on-wave".

Para um chaveamento em 360 graus, o erro do freqüencímetro atua da seguinte forma, com base na Figura 7.2 e expressão (7.4):

$$\text{Escorregamento} = \frac{10^6}{f} - \frac{10^6}{f \pm 0,05\% f} \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.14)$$

$$\text{Escorregamento} = \pm \frac{500}{f} \quad [\mu\text{s}] \quad (9.15)$$

onde, f é dado em Hertz.

Esse escorregamento traduz o pior caso da influência da leitura do freqüencímetro no disparo dos tiristores.

9.4 - Atraso Total e Incerteza Provável

Os diversos estágios do sistema de chaveamento "point-on-wave" produzem atrasos e incertezas no disparo dos tiristores. São eles:

Interface de Referência (Subida da Sinusóide) : $3,05 \pm 0,95$ [μs] (9.16.a)

Programa Linguagem de Máquina [1º Pooling (CBI) : 21 ± 3 [μs] (9.16.b)

(Quarta Subrotina) [2º Pooling (T2) : 21 ± 3 [μs] (9.16.c)

Interface do Tiristor : $1,3$ [μs] (9.16.d)

Tiristor : $1,5 \pm 0,6$ [μs] (9.16.e)

Incerteza Devido ao Freqüencímetro : $\pm \frac{500}{f}$ [μs] (9.16.f)

Temporizador da "VIA" 6522 : $1,5$ [μs] (9.16.g)

Muitas das incertezas são interdependentes entre si e ligadas através da mesma grandeza, quer seja tensão, corrente, temperatura, freqüência, etc.,. No entanto, essa interdependência é de trabalhosa quantificação e de pouca influência no

resultado final, visto que, as maiores fontes de incerteza estão no programa e na precisão de leitura pelo freqüencímetro, que, estão ligadas diretamente ao trabalho do microprocessador. Os "poolings" para detecção da atuação dos "flags", são os que geram as maiores incertezas e essas são aleatórias e não dependentes das grandezas acima citadas.

O atraso fixo total a ser compensado é a soma dos atrasos fixos de cada estágio:

$$\text{Da Interface de Referência} : A1 = 3,05 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.17.a)$$

$$\text{Do Programa (Ling. Máquina)} : A2 = 42 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.17.b)$$

$$\text{Da Interface (tiristor)+ "V1A" 6522} : A3 = 2,8 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.17.c)$$

$$\text{Do Tiristor} : A4 = 1,5 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.17.d)$$

$$\text{Atraso Total a ser Compensado} : A6 = 49,35 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.17.e)$$

A "Incerteza Provável" é obtida pela média quadrática das incertezas de cada estágio:

$$\text{Incerteza provável} = A5 = \pm \sqrt{0,95^2 + 3^2 + 3^2 + 0,6^2 + \left[\frac{500}{f}\right]^2} \quad (9.18.a)$$

$$\text{Incerteza Provável} = A5 = \pm \sqrt{19,26 + \left[\frac{500}{f}\right]^2} \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.18.b)$$

(f = Hertz)

O erro de chaveamento provável, em graus, será:

$$\text{Erro de Chaveamento} = \pm \frac{A5 \cdot 360 \cdot f}{10^6} \quad [\text{Graus}] \quad (9.19)$$

(f = Hertz)

(A5 = microsegundos)

Para os dois extremos da faixa de freqüência aplicável ao sistema de chaveamento "point-on-wave", pode-se esperar os seguintes erros prováveis:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Para a freqüência igual a 15,26 [Hz]:} \\ \text{Incerteza provável} = \pm 33 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.20.a) \\ \text{Erro de chaveamento} = \pm 0,18 \text{ graus} \quad (9.20.b) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Para a freqüência igual a 600 [Hz]:} \\ \text{Incerteza Provável} = \pm 4,46 \text{ } [\mu\text{s}] \quad (9.21.a) \\ \text{Erro de chaveamento} = \pm 0,96 \text{ graus} \quad (9.21.b) \end{array} \right.$$

Observações:

1º) O "Erro de Chaveamento" pode ser dado pela expressão:

$$\text{Erro de Chaveamento} = \pm \frac{\sqrt{19,26 \cdot f^2 + 2,5 \cdot 10^5} \cdot 360}{10^6} \quad (9.22)$$

2º) Em todo o estudo feito até o presente momento, considerou-se que o sinal sinusoidal do sistema de potência é puro e isento de qualquer perturbação. Quando do uso efetivo do sistema de chaveamento, aconselha-se a aplicar várias vezes a mesma bateria de testes, quando possível, a fim de que, através dos vários resultados obtidos, os efeitos de componentes perturbatórias fiquem minimizados através de uma média final. Isto é, quando os testes requerem extrema precisão.

9.5 - Resultados Práticos

Pelas Tabelas 5.1, 5.2 e 6.1, são mostradas as contribuições das interfaces, do periférico "VIA" 6522 e do tiristor no atraso do chaveamento. É mostrado também que, esses atrasos são compensados, porém, as incertezas que os acompanham não são compensadas, gerando assim um erro que define a precisão do equipamento. Pela expressão (9.18.a), vê-se que a incerteza do programa em linguagem de máquina, somada a do freqüencímetro, é bem superior ao do resto do sistema, ou seja,

$$3^2 + 3^2 + \left[\frac{500}{f} \right]^2 \gg 0,95^2 + 0,6^2 ; 15,26 \leq f \leq 600 \text{ Hz} \quad (9.23)$$

Neste item, são obtidos os resultados práticos da precisão do sistema de chaveamento através de um protótipo experimental.

Com o circuito da Figura 9.2 e seu diagrama de nível na Figura 9.3, é possível detetar o desvio provocado pelas incertezas do sistema, na dada situação, através de um dis

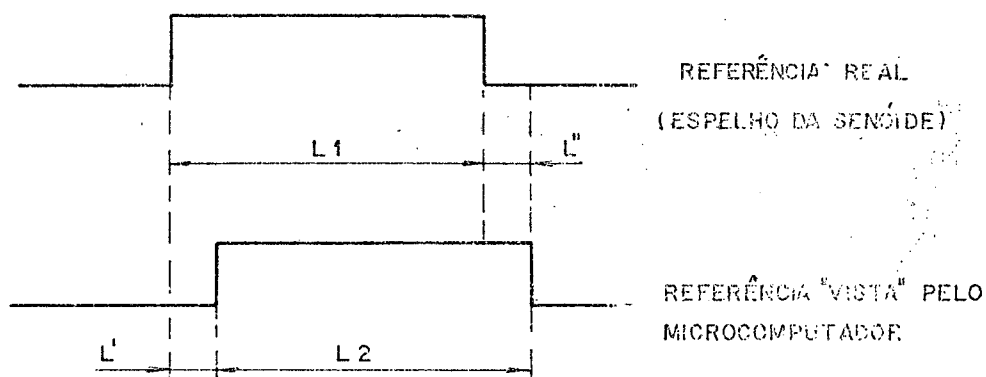


Figura 9.1 - Atrasos Introduzidos no Sinal de Referência.

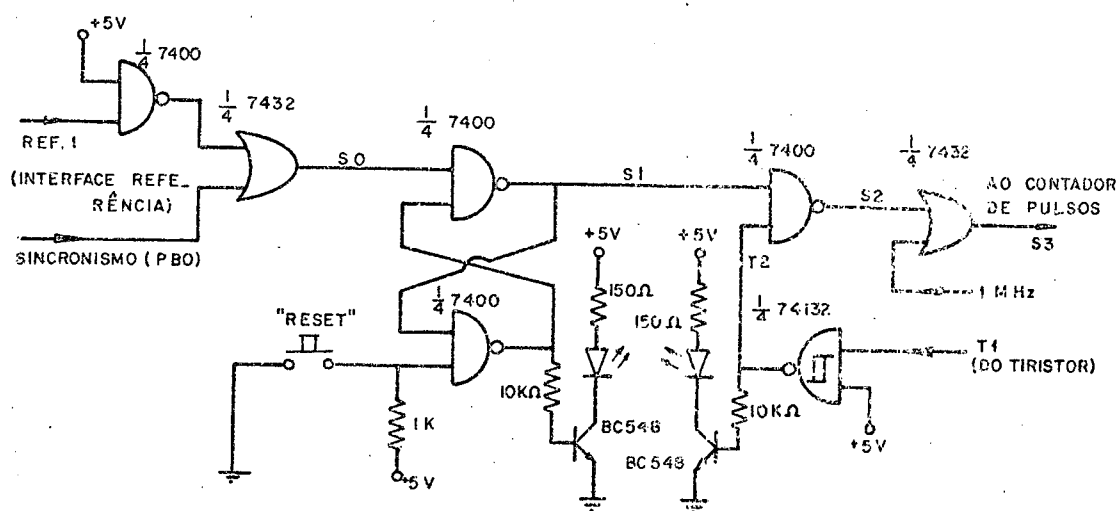


Figura 9.2 - Circuito para Obtenção do Erro Final no Disparo dos Tiristores.

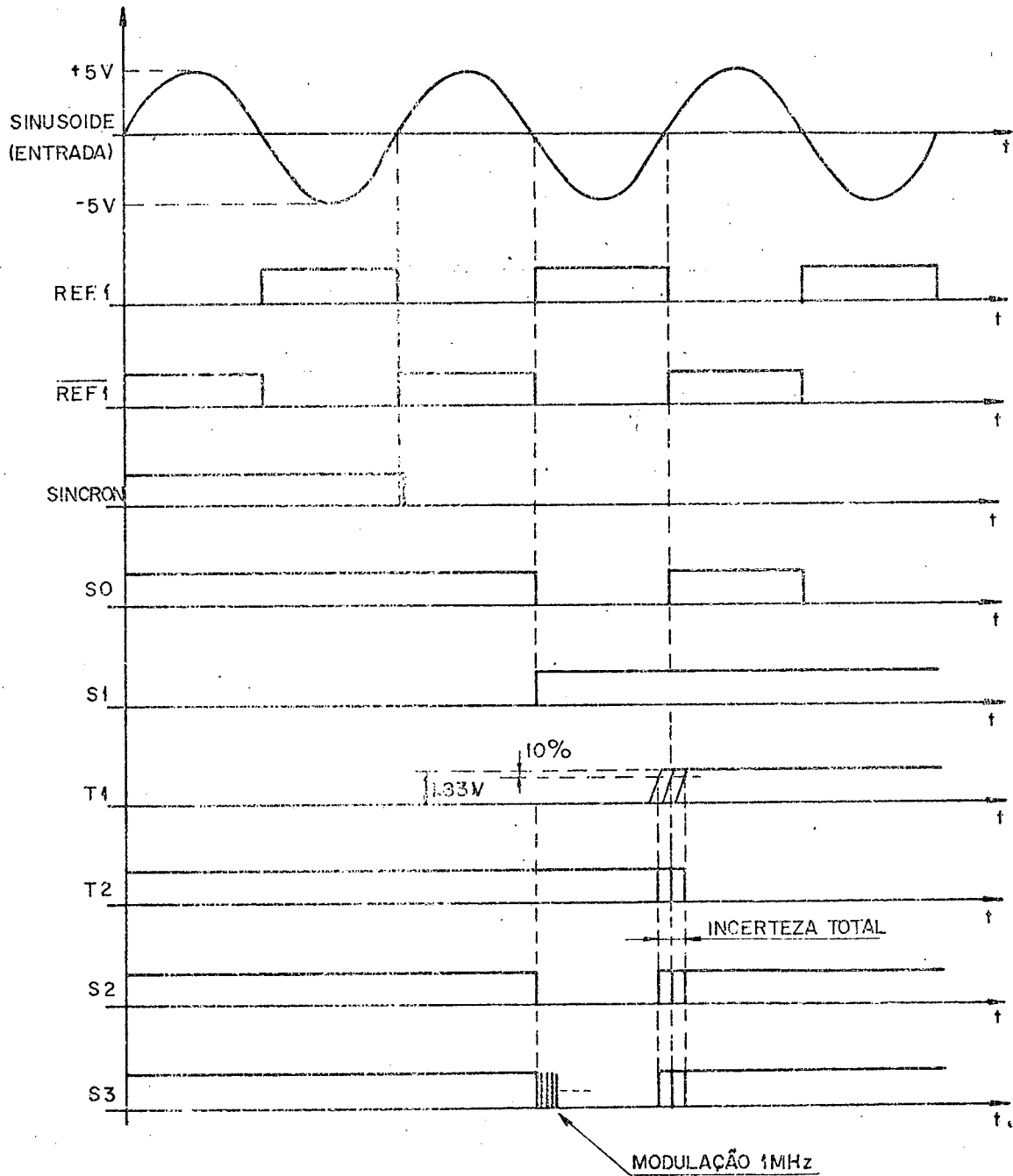


Figura 9.3 - Diagrama de Nível do Circuito da Figura 9.2.

paro efetuado em 360 graus (que gera o maior erro). Pelo circuito, é obtido um pulso (S2) de, aproximadamente, 180 graus do período da frequência, e que, pela modulação através de um sinal de 1 [MHz], obtém-se S3. S3 é o pulso S2 modulado em 1 [MHz]

É utilizada, para fins de testes, uma tensão sinusoidal de entrada de 5 [V] pico, com frequências cobrindo a faixa utilizável (15 à 600 [Hz]). O tiristor, por sua vez, é polarizado com uma tensão de 25 [V]_{DC} e, quando em condução permite fluir uma corrente de, aproximadamente, 0,5 [A].

A resistência R_A vale 40 [Ω]/10 [w] enquanto que R_K foi ajustada para que se obtivesse 1,83 [V] sobre ela, quando da condução do tiristor. A tensão de limiar (threshold voltage), no ciclo positivo do "Schmitt trigger", obtida em laboratório, é de 1,65 [V], portanto, sendo esse valor 90% de 1,83 [V], ter-se-á o disparo da referida porta quando, o valor da corrente de anodo atingir 90% do seu valor pleno ou a tensão entre anodo e catodo atingir 10% do seu valor inicial, cujo instante define o disparo efetivo do tiristor.

A Figura 9.4 mostra o diagrama em blocos da interconexão dos módulos do sistema, dos equipamentos de medição e do circuito da Figura 9.2, para se realizar o teste. A Tabela 9.1 fornece os erros obtidos a partir do teste realizado.

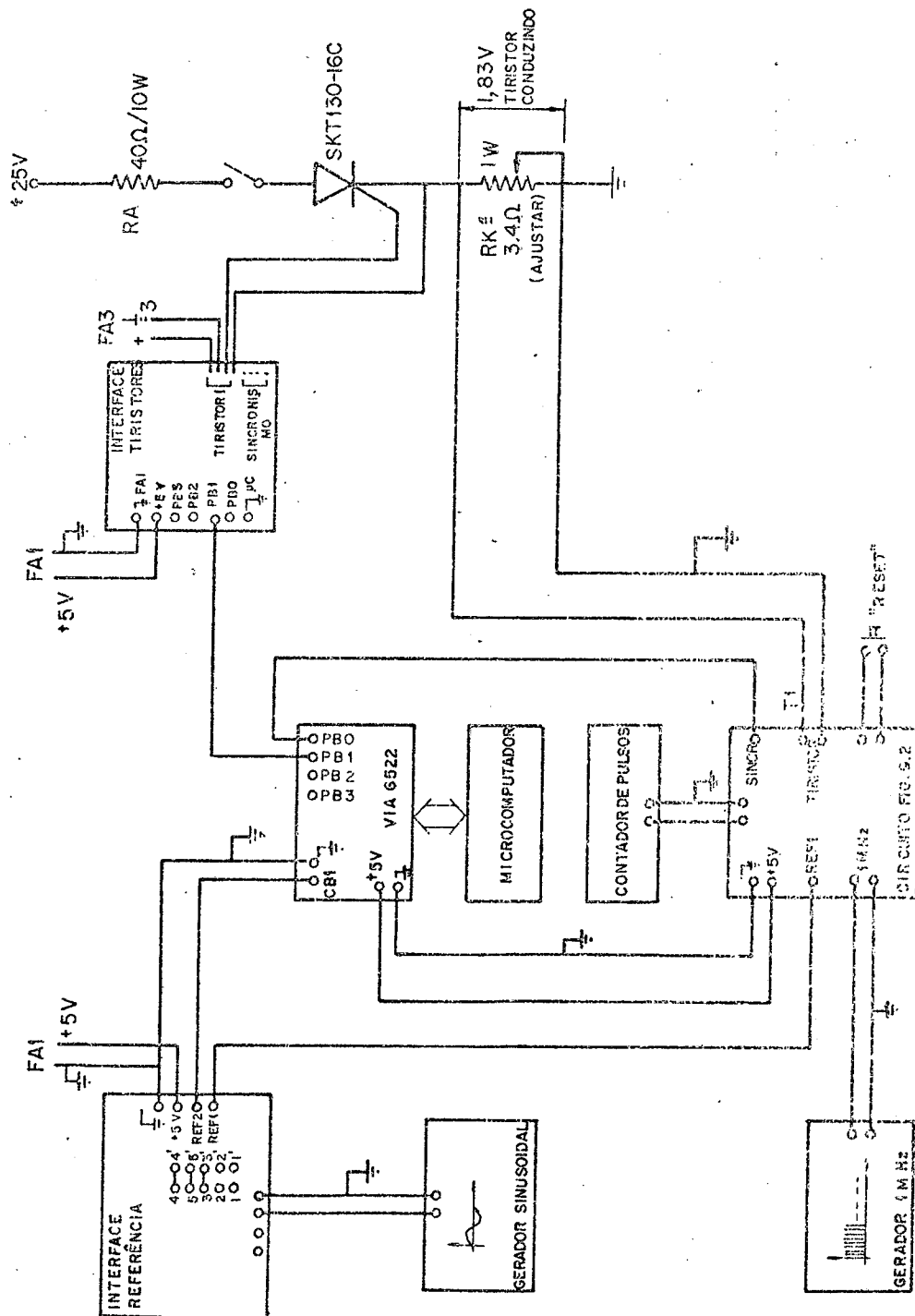


Figura 9.4 - Diagrama de Interconexão dos Diversos Módulos, Circuitos e Equipamentos, para Obtenção do Erro no Disparo do Tiristor.

Frequência [Hz]	20,00	50,02	60,02	100,0	200,0	300,0	400,4	499,9	580,5	590,5	592,2	593,3	595,2
Contagem Esperada [μ s]	25000	9996	8330	5000	2500	1667	1249	1000	861	847	844	843	840
± Desvio Permitido [μ s]	139	56	46	28	14	9	7	6	5	5	5	5	5
Contagem Média [μ s]	25001	9980	8320	5011	2495	1663	1252	997,9	862,1	850,1	844,1	839,2	839,4
Desvio Padrão [μ s]	2,59	3,32	1,83	1,97	2,06	2,51	1,79	2,13	2,02	2,85	2,76	1,90	2,50
Erro Prático [Graus]	0,03	0,35	0,26	0,46	0,50	0,72	0,68	0,71	0,62	1,14	0,55	1,14	0,62

Tabela 9.1 - Erros Práticos causados pelas Incertezas do Sistema

Observações:

$$1^{\circ}) \quad C = \frac{10^6}{2 \cdot f} \quad (9.24)$$

$$2^{\circ}) \quad D = \frac{10^6}{360 \cdot f} \quad (9.25)$$

$$3^{\circ}) \quad E = \frac{|C - \bar{X}| + S}{D} \quad (9.26)$$

Onde;

C : Contagem esperada em microsegundos.

f : Frequência em Hertz.

D : Desvio permitido em microsegundos.

E : Erro prático em graus.

\bar{X} : Contagem média em microsegundos.

S : Desvio Padrão em Microsegundos.

4º) Foram feitas 10 contagens para cada frequência da Tabela, onde se chegou ao valor médio e o desvio padrão dado.

5º) Devido a um ligeiro desvio na base de tempo do microcomputador, houve a necessidade de se calibrar as temporizações e contagens efetuadas em tempo real, que são: Contagem de semi período e "N_{CP}" períodos pelo freqüencímetro e a temporização para fornecer os ângulos de chaveamentos. A base de tempo utilizada tem 1.019.328 [Hz].

6º) Na Tabela 9.1, aparecem erros práticos em torno de 1 grau, por exemplo, 1,14 graus. Esse fato confirma a teoria que diz que os erros prováveis ficarão em torno de 1 grau nas proximidades de 600 Hz. A taxa crescente do erro em função do aumento da frequência é prevista pelas expressões (9.19) ou (9.22). Erros em torno de 1 grau são toleráveis visto que, o erro de envoltória da componente contínua, dado pela expressão (2.19), fica em torno de 1,75%. No item 2.4 são propostos erros de envoltória não superiores a 3%, fato que justifica que o sistema de chaveamento está apto a atender às finalidades a que se destina.

CAPÍTULO 10

CONCLUSÕES FINAIS

A nova concepção do sistema de chaveamento "point-on-wave", utilizando a moderna tecnologia baseada em microcomputadores, proporcionou um alto grau de eficiência em trabalhos de campo que requerem esse tipo de teste.

A utilização de tiristores para executar o chaveamento, pode promover a substituição de relés telefônicos eletromecânicos que ainda são utilizados em muito sistemas desse tipo. Os tiristores, por sua vez, proporcionam alta precisão no chaveamento, que é efetuado a uma alta velocidade.

Esse novo sistema de chaveamento possui, ainda, isolamento galvânica face ao sistema de potência e aos equipamentos de medição que estão conectados a ele, fato que oferece segurança ao operador e ao próprio sistema.

O poderoso software que o acompanha possibilitou muita maleabilidade e versatilidade em sua operação.

O hardware simples, composto da interface de referência, da interface para os tiristores e do periférico de comunicação "VIA" 6522, é livre de calibração, bastando somente, conectá-lo ao microcomputador e usá-lo.

O erro de chaveamento, nas faixas de frequência e tensão utilizáveis do sistema fica em torno de ± 1 grau. Ele é devido às incertezas que acompanham os diversos atrasos e à precisão de leitura fornecida pelo freqüencímetro.

O sistema de chaveamento pode trabalhar em siste

mas de potência com frequências diferentes, sendo a faixa permitida, desde 15 a 600 [Hz]. Da mesma forma, em termos de tensão, cuja faixa se situa entre 0,7 a 700 [V]Rms. Essa faixa, por sua vez, é dividida em três décadas, selecionáveis por "tap's", na entrada da interface de referência.

A grande versatilidade conseguida para o sistema foi devido às propriedades anteriormente citadas e outras, tais como:

- Possibilita até 20 chaveamentos por conjunto, ou seja, uma falta e 19 religamentos (Número que pode ser alterado), todos controlados independentemente.
- Permite a livre escolha da (s) fase (s) a ser (em) chaveada (s) em cada incidência.
- Pode-se gerar, a cada chaveamento, um sinal de sincronismo para equipamentos de medição externos.
- Possibilita a repetição contínua do conjunto de chaveamentos para fornecer varredura a osciloscópios que não possuam memória.
- Pode-se criar até trinta arquivos de dados (Número que pode ser alterado), cada qual contendo informações de um conjunto de chaveamentos. Esses arquivos podem ser criados, acessados, uti

lizados e apagados a qualquer momento, conforme necessidade do usuário.

Tanto os tempos de sustentação, quanto os tempos mortos, podem ter uma duração entre 1 a 65535 ciclos da tensão sinusoidal.

- Outras.

Os valores citados, tais como, faixa de frequência utilizável (15 a 600 Hz), erro de chaveamento (± 1 grau), precisão do freqüencímetro ($\leq 0,05\%$), número de chaveamento por conjunto (≤ 20), tempo de sustentação e tempo morto ($1 \leq t \leq 65535$ ciclos), foram escolhidos a partir de estudos feitos da real necessidade em testes de chaveamento "point-on-wave". Esses números, muitos deles sobredimensionados, podem ser alterados, a fim de atender outros tipos de necessidades.

O avanço tecnológico dos equipamentos elétricos utilizados em sistemas de potência, reclama por testes mais apurados e precisos que satisfaçam às atuais necessidades. Portanto, esse trabalho veio preencher uma lacuna existente em testes de campo que requerem o chaveamento "point-on-wave". Ele é particularmente eficaz em testes de relés de proteção que operam em alta velocidade, que estão sendo desenvolvidos atualmente, para serem empregados em sistemas de potência num futuro próximo. Não obstante, o equipamento desenvolvido presta-se para inúmeros outros serviços, os quais foram relatados durante o trabalho.

Esse trabalho, por si, não é estanque e abre perspectivas a outros trabalhos científicos que visam continuá-lo. São eles:

- Desenvolvimento de uma interface para tiristores, adaptável aos vários tipos, modelos e marcas encontrados no mercado, podendo-se ajustar I_{GT} , I_{GTM} , di_G/dt , t_r , etc, manualmente ou via microcomputador.
- Desenvolvimento de uma interface de referência, automaticamente adaptável aos níveis de tensão sinusoidal de entrada.
- Desenvolvimento de um novo "software", para utilização em microcomputadores mais rápidos, para se obter maior precisão e/ou em aplicação em sistemas de potência com frequência superior a 600 [Hz].
- Aprimoramento do freqüenciamento do sistema de chaveamento para utilização isolada em testes de relés de frequência.
- Análise da viabilidade de se chavear, também, o neutro do sistema de potência, como é feito para fases.
- Desenvolvimento de um sistema auto-calibrável, que evitaria o levantamento da frequência base de tempo do microcomputador, pelo usuário.
- Desenvolvimento de um sistema híbrido, ou seja, um "hardware" mais elaborado que executasse

as tarefas em tempo real, porém comandado pelo microcomputador. O novo "hardware" deverá possuir sua própria base de tempo, tornando-o assim independente e livre de calibração. Pode-se conseguir precisão quase que "absoluta" nessa nova concepção, visto não haver mais "poolings" nas tarefas em tempo real e poder utilizar-se bases de tempo com frequências mais altas.

A partir do uso do equipamento desenvolvido, outros trabalhos de pesquisa poderão tomar lugar. São eles:

- Desenvolvimento de relés de proteção que operam em alta velocidade.
- Desenvolvimento de sistemas de aquisição de dados e tratamento numérico de sinais, aplicados à proteção de sistemas de potência.
- Análise de sobretensão e/ou sobrecorrente mediante chaveamento de indutores e ou bancos de capacitores.
- Análise de esforços dinâmicos em equipamentos elétricos.
- Análise de corrente "inrush" em transformadores, geradores e motores.

APÊNDICE 1

Resolução da Equação:

$$Ri + L \frac{di}{dt} = V_m \cdot \text{sen} (\omega t + \phi) \quad (2.1)$$

Solução - Por Laplace, tem-se:

$$R I(S) + L [S I(S) + i(0)] = \mathcal{L}\{[\text{sen } \omega t \cdot \cos \phi + \cos \omega t \cdot \text{sen } \phi] V_m\} \quad (A1.1)$$

$$R I(S) + L [S I(S) + i(0)] = V_m \left[\frac{\omega}{S^2 + \omega^2} \cos \phi + \frac{S}{S^2 + \omega^2} \text{sen } \phi \right] \quad (A1.2)$$

Considerando que no instante anterior ao fechamento não havia corrente circulando, implica que $i(0) = 0$, portanto:

$$I(S) \cdot (R + SL) = V_m \left[\frac{\omega \cos \phi + S \text{sen } \phi}{S^2 + \omega^2} \right] \quad (A1.3)$$

$$I(S) = V_m \left[\frac{\omega \cos \phi + S \text{sen } \phi}{(S^2 + \omega^2) (R + SL)} \right] \quad (A1.4)$$

Expandindo em frações parciais, tem-se:

$$I(S) = V_m \left[\frac{A}{R + SL} + \frac{B}{S^2 + \omega^2} + \frac{CS}{S^2 + \omega^2} \right] \quad (A1.5)$$

Levantando os valores de A, B e C, chega-se ao resultado:

$$A = L \left[\frac{\omega L \cos \phi - R \operatorname{sen} \phi}{R^2 + \omega^2 L^2} \right] \quad (\text{A1.6})$$

$$B = \left[\frac{\omega^2 L \operatorname{sen} \phi + \omega R \cos \phi}{R^2 + \omega^2 L^2} \right] \quad (\text{A1.7})$$

$$C = \left[\frac{R \operatorname{sen} \phi - \omega L \cos \phi}{R^2 + \omega^2 L^2} \right] \quad (\text{A1.8})$$

Voltando a expressão (A1.5) ao domínio do tempo:

$$i(t) = \left[\frac{A}{L} e^{-\frac{R}{L} t} + \frac{B}{\omega} \operatorname{sen} \omega t + C \cos \omega t \right] V_m \quad (\text{A1.9})$$

Substituindo A, B e C na expressão (A1.9), tem-se:

$$i(t) = \left\{ \left[\frac{\omega L \cos \phi - R \operatorname{sen} \phi}{R^2 + \omega^2 L^2} \right] e^{-\frac{R}{L} t} + \left[\frac{\omega L \operatorname{sen} \phi + R \cos \phi}{R^2 + \omega^2 L^2} \right] \operatorname{sen} \omega t + \left[\frac{R \operatorname{sen} \phi - \omega L \cos \phi}{R^2 + \omega^2 L^2} \right] \cos \omega t \right\} V_m \quad (\text{A1.10})$$

ou melhor:

$$i(t) = -V_m \underbrace{\left[\frac{R \operatorname{sen} \phi - X \operatorname{cos} \phi}{R^2 + X^2} \right]}_{1^{\text{a}} \text{ Parte}} e^{-\frac{R}{L} t} + V_m \underbrace{\left\{ \left[\frac{X \operatorname{sen} \phi + R \operatorname{cos} \phi}{R^2 + X^2} \right] \operatorname{sen} \omega t + \left[\frac{R \operatorname{sen} \phi - X \operatorname{cos} \phi}{R^2 + X^2} \right] \operatorname{cos} \omega t \right\}}_{2^{\text{a}} \text{ Parte}} \quad (\text{A1.11})$$

Simplificação da 1ª Parte

$$1^{\text{a}} \rightarrow -V_m \left[\frac{R \operatorname{sen} \phi - X \operatorname{cos} \phi}{R^2 + X^2} \right] e^{-\frac{R}{L} t} \quad (\text{A1.12})$$

Fazendo:

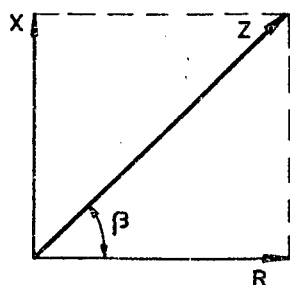
$$\text{onde, } |Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (\text{A1.13})$$

$$R = |Z| \operatorname{cos} \beta \quad (\text{A1.14})$$

$$X = |Z| \operatorname{sen} \beta \quad (\text{A1.15})$$

e

$$\beta = \operatorname{arctg} \frac{X}{R} \quad (\text{A1.16})$$



Substituindo (A1.13), (A1.14) e (A1.15) na expressão (A1.12), tem-se:

$$\begin{aligned}
 & -V_m \left[\frac{|Z| \cos \beta \cdot \text{sen } \phi - |Z| \text{sen } \beta \cdot \cos \phi}{|Z|^2} \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} t} = \\
 & = -V_m \left[\frac{\cos \beta \text{sen } \phi - \text{sen } \beta \cos \phi}{|Z|} \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} t} = -V_m \left[\frac{\text{sen } (\phi - \beta)}{|Z|} \right] e^{-\frac{R}{L} t}
 \end{aligned}
 \tag{A1.17}$$

Substituindo (A1.13) e (A1.16) na expressão (A1.17), tem-se:

$$1^{\text{a}} \text{ Parte} \rightarrow e^{-\frac{R}{L} t} \cdot \left[\frac{-V_m}{\sqrt{X^2 + R^2}} \cdot \text{sen} \left(\phi - \text{arctg} \frac{X}{R} \right) \right] \tag{A1.18}$$

Simplificação da 2ª Parte

$$2^{\text{a}} \text{ Parte} \rightarrow V_m \left\{ \underbrace{\left[\frac{X \text{sen } \phi + R \cos \phi}{R^2 + X^2} \right]}_U \text{sen } \omega t + \underbrace{\left[\frac{R \text{sen } \phi - X \cos \phi}{R^2 + X^2} \right]}_V \cos \omega t \right\} \tag{A1.19}$$

A expressão de V é idêntica a da 1ª Parte

$$V = \frac{\text{sen} (\phi - \text{arctg } X/R)}{\sqrt{X^2 + R^2}} \tag{A1.20}$$

Simplificação de U:

$$U = \frac{X \operatorname{sen} \phi + R \operatorname{cos} \phi}{R^2 + X^2} \quad (\text{A1.21})$$

$$U = \frac{\cancel{|Z|} \operatorname{sen} \beta \cdot \operatorname{sen} \phi + \cancel{|Z|} \operatorname{cos} \beta \cdot \operatorname{cos} \phi}{|Z|^2} = \frac{\operatorname{sen} \beta \cdot \operatorname{sen} \phi + \operatorname{cos} \beta \cdot \operatorname{cos} \phi}{|Z|} \quad (\text{A1.22})$$

$$U = \frac{\operatorname{cos} (\phi - \beta)}{|Z|} = \frac{\operatorname{cos} (\phi - \operatorname{arctg} X/R)}{\sqrt{X^2 + R^2}} \quad (\text{A1.23})$$

Substituindo (A1.20) e (A1.23) na expressão (A1.19), tem-se:

$$\begin{aligned} 2^{\text{a}} \text{ Parte} &\rightarrow V_m [U \operatorname{sen} \omega t + V \operatorname{cos} \omega t] = \\ &= V_m \left[\frac{\operatorname{cos} (\phi - \operatorname{arctg} X/R) \cdot \operatorname{sen} \omega t + \operatorname{sen} (\phi - \operatorname{arctg} X/R) \cdot \operatorname{cos} \omega t}{\sqrt{R^2 + X^2}} \right] = \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + X^2}} \left[\operatorname{cos} (\phi - \operatorname{arctg} X/R) \cdot \operatorname{sen} \omega t + \operatorname{sen} (\phi - \operatorname{arctg} X/R) \cdot \operatorname{cos} \omega t \right] \quad (\text{A1.24}) \end{aligned}$$

Portanto:

$$2^{\text{a}} \text{ Parte} \rightarrow \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + X^2}} \left[\text{sen} (\omega t + \phi - \text{arctg } X/R) \right] \quad (\text{A1.25})$$

A expressão geral de $i(t)$ fica:

$$i(t) = e^{-\frac{R}{X} \omega t} \left[\frac{-V_R}{\sqrt{X^2 + R^2}} \cdot \text{sen} (\phi - \text{arctg } X/R) \right] + \left[\frac{V_m}{\sqrt{X^2 + R^2}} \cdot \text{sen} (\omega t + \phi - \text{arctg } X/R) \right] \quad (\text{A1.26})$$

APÊNDICE 2

A2 - DESENVOLVIMENTO DA INTERFACE DE REFERÊNCIA

Neste Apêndice é projetado cada bloco mostrado na Figura 5.1, da interface de referência.

O desenvolvimento começa pelo bloco comparador, porque os blocos adjacentes são dependentes de sua configuração.

A2.1 - O BLOCO COMPARADOR

Esse bloco tem como finalidade "quadrar" a onda sinusoidal, convenientemente compatibilizada em amplitude.

A taxa de crescimento da tensão de saída do comparador depende de três fatores fundamentais, ou sejam, o ganho em malha aberta na frequência de aplicação, o nível de tensão da entrada e do "slew-rate" do comparador.

Os erros devido ao ganho e ao "slew-rate" podem ser minimizados pela escolha de um comparador adequado e o erro devido à tensão de entrada pelo cálculo do divisor de tensão.

É necessário observar que os atrasos envolvidos são compensados pelo microcomputador, no entanto será escolhido um comparador de alta velocidade de modo que o atraso da interface de referência recaia quase que totalmente sobre o isolador.

Assim, foi escolhido o amplificador operacional LM-318, que possui os requisitos adequados para operar como comparador, ou seja, "slew-rate" cerca de $70 \text{ [V/}\mu\text{s]}$, produto ganho

banda de 15 [MHz], ganho em malha aberta até a frequência do primeiro pólo dominante igual a 110 [dB] e CMRR igual a 100 [dB].

- CÁLCULO DA INFLUÊNCIA DO "SLEW-RATE" DO COMPARADOR

O "slew-rate" de 70 [V/μs] é tomado como sendo o pior caso, ou seja, à temperatura limite do componente, para o "slew" negativo. A Figura A2.1 ilustra o "slew-rate" versus temperatura para o LM-318.

Para o LM-318 fazer a excursão de -15 a +15 [V] serão necessários, aproximadamente, 430 [ns].

Na frequência de 600 [Hz] esse atraso corresponde a 0,093 graus.

- CÁLCULO DA INFLUÊNCIA DO GANHO EM MALHA ABERTA DO COMPARADOR

Será considerado o pior caso de ganho em malha aberta, que é para a frequência máxima de trabalho do circuito igual a 600 [Hz]. Nessa situação, o ganho é de $A'(600) \approx 95$ [dB].

Tem-se, na Figura A2.2, que:

$$a(S) = \frac{V_o(S)}{V_I(S) - V_N(S)} = \frac{Z_I(S)}{Z_I(S) + Z_B(S)} \cdot A(S) \quad (A2.1)$$

Onde,

$$A(S) = A'(S) \cdot \left[a_I - \frac{a_T}{A'(S)} \right] \quad (A2.2)$$

$$a_I = \frac{Z_L // [Z_F + (Z_A // Z_B)]}{Z_O + Z_L // [Z_F + (Z_A // Z_B)]} \quad (A2.3)$$

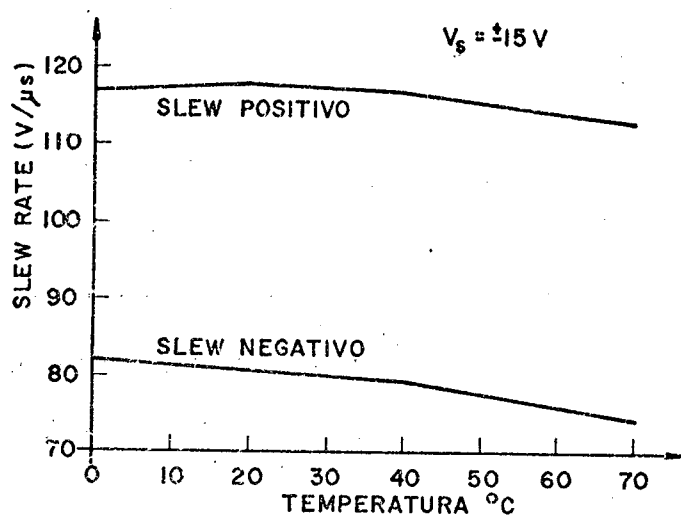


Figura A2.1 - Slew-rate x Temperatura para Um Seguidor de Tensão com o LM-318.

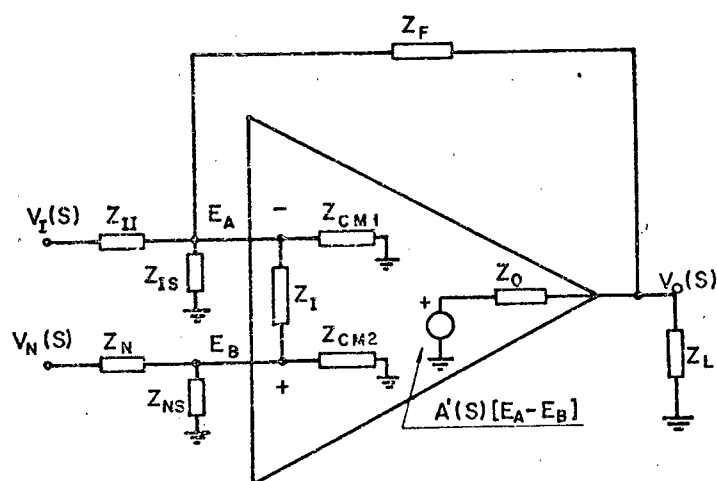


Figura A2.2 - Modelo não ideal Linear de um Amplificador Operacional.

$$- a_T = \frac{-Z_o // Z_L}{(Z_o // Z_L) + [Z_F + (Z_A // Z_B)]} \cdot \frac{Z_A}{Z_A + Z_B} \quad (\text{A2.4})$$

O amplificador combinado, do modelo não ideal linear é mostrado na Figura A2.2.

$$Z_A = Z_{II} // Z_{IS} // Z_{CM_1} \quad (\text{A2.5})$$

$$Z_B = Z_N // Z_{CM_2} // Z_{NS} \quad (\text{A2.6})$$

A função ganho $a(S)$ inclui a dinâmica do ganho em malha aberta do amplificador operacional (A'), suas impedâncias, os efeitos da rede de realimentação e da carga.

Para o amplificador trabalhando em malha aberta Z_F é infinito, portanto, a_T é igual a zero e, a_I é aproximadamente igual a 1, ($Z_o \ll Z_L$). Nessas circunstâncias, $A(S)$ será aproximadamente igual a $A'(S)$.

Como, para a maioria das aplicações práticas Z_I pode ser considerado bem maior que Z_B , então $a(S)$ será aproximadamente igual a $A'(S)$, que, para 600 [Hz], é de 95 [dB], conforme mostra a Figura A2.3.

É calculada, assim, a mínima tensão de pico na entrada (V_{pmin} em 600 [Hz]) para que um ΔV_{ent} produza uma excursão plena da saída ($\Delta V_{saída} = 30$ V) em 1 grau do período de 600 [Hz]. A Figura A2.4 elucida o exposto.

Tem-se que:

$$\Delta V_{saída} = \Delta V_{ent} \cdot A'(S) \quad (\text{A2.7})$$

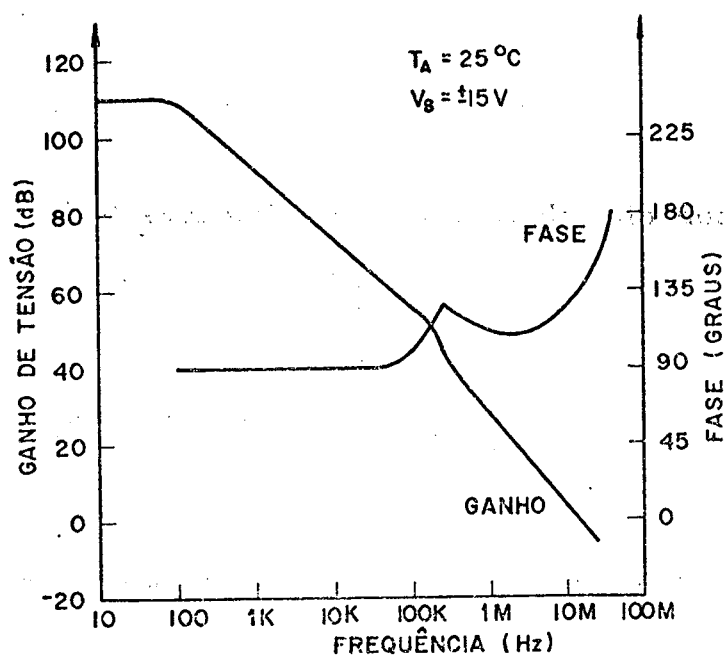


Figura A2.3 - Resposta em Frequência, Malha Aberta para o LM-318.

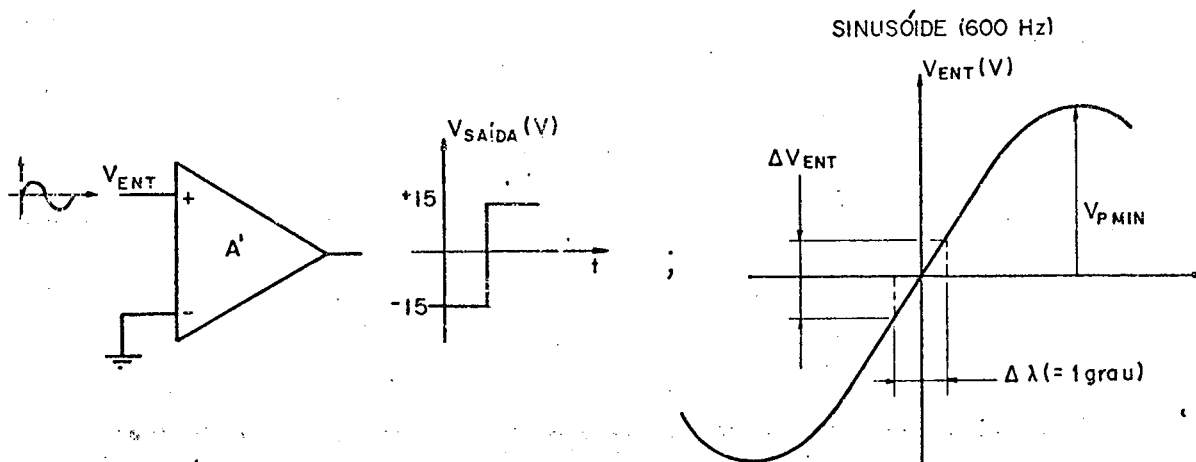


Figura A2.4 - Efeito do Ganho em Malha Aberta no Comparador.

$$A'(S)_{600 \text{ Hz}} = 95 \text{ dB} \cong 56000 \quad (\text{A2.8})$$

$$\Delta V_{\text{ent}} = \frac{30}{56000} \approx 0,54 \text{ [mV]} \quad (\text{A2.9})$$

A mínima tensão de pico da entrada para que $\Delta \lambda$ seja 1 grau de um período de 600 [Hz] será:

$$\Delta V_{\text{entmin}} = V_{\text{pmin}} \cdot \text{sen } 1^\circ \quad (\text{A2.10})$$

$$V_{\text{pmin}} = \frac{0,54}{\text{sen } 1^\circ} = 31 \text{ [mV]} \text{ de pico} \quad (\text{A2.11})$$

V_{pmin} vale 31 [mV], para que, o erro $\Delta \lambda$ seja de 1 grau do período de 600 [Hz].

- CÁLCULO DA INFLUÊNCIA DOS "OFF-SETS" DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Os resultados obtidos atrás, no cálculo da influência do ganho em malha aberta, mostram que haverá predominância do erro devido aos "off-sets" do amplificador operacional. A tensão de "off-set" do LM 318 é, aproximadamente, 4 [mV], ou seja, bem superior aos níveis de ΔV_{ent} para erro de 1 grau de período em 600 [Hz], conforme mostra a figura A2.5.

O erro, em termos de graus (600 [Hz]), poderá

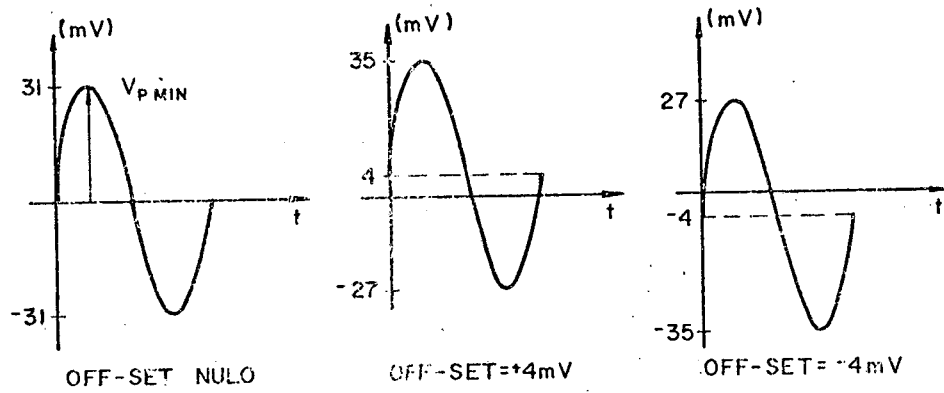


Figura A2.5 - Efeito Prejudicial do "Off-set".

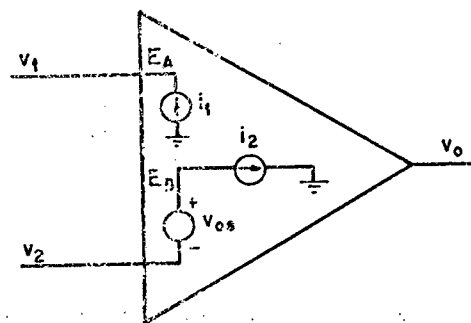


Figura A2.6 - Modelo para o "Off-set".

chegar a:

$$4 \text{ [mV]} = 31 \text{ [mV]} \cdot \text{sen } \Delta\lambda ; \quad \Delta\lambda = 7,4 \text{ graus} \quad (\text{A2.12})$$

Duas providências poderão ser tomadas independente
mente:

- 1^a) Corrigir "off-set" externamente.
- 2^a) Aumentar a tensão de entrada, pelo aumento de V_{pmin} .

Será adotada a segunda providência por duas razões básicas:

- 1^a) O aumento da tensão na entrada do amplificador é obtido através do adequado dimensionamento do divisor de tensão resistivo.
- 2^a) A correção do "off-set" não é um método eficaz para esse caso, pois, ele possui deriva com a temperatura.

O modelo utilizado para o cálculo dos "off-set" é mostrado na figura A2.6.

Tem-se que:

$$I_B = \frac{i_1 + i_2}{2} ; \quad (\text{A2.13})$$

$$I_{OS} = i_1 - i_2 \quad \text{e} \quad (\text{A2.14})$$

$$V_{OS \text{ TOTAL}} \leq \left[|v_{OS}| + |I_B (R_I - R_N)| + \left| \frac{I_{OS}}{2} \right| (R_N + R_I) \right] \quad (\text{A2.15})$$

onde,

R_I - resistência equivalente vista pelo terminal inversor.

R_N - idem, terminal não inversor.

Os módulos na expressão (A2.15) garantem o pior caso.

No circuito será adotado $R_I = R_N$ e $R_N + R_I$ será cerca de 24 [K Ω] (ver figura 5.3).

$$\text{Para o LM - 318: } v_{OS} = 4 \text{ [mV]} \quad (\text{A2.16})$$

$$I_B = 150 \text{ [nA]} \quad (\text{A2.17})$$

$$I_{OS} = 20 \text{ [nA]} \quad (\text{A2.18})$$

$$v_{OS \text{ TOTAL}} \leq 4 \text{ [mV]} + 0,24 \text{ [mV]} = 4,24 \text{ [mV]} \quad (\text{A2.19})$$

A nova V_{pmin} , para um erro de 1 grau em 600 [Hz], será:

$$4,24 + 0,54 = V_{pmin} \times \text{sen } 1^\circ; \quad V_{pmin} = 273 \text{ [mV]pico} \quad (\text{A2.20})$$

No entanto, será desejável minimizar ainda mais o erro devido aos "off-set", para que a sua deriva com a temperatura não afete o desempenho do circuito.

Estipulando $V_{pmin} = 1 \text{ [V]}$, o erro devido aos "off-set", em termos de graus, será:

$$4,78 \cdot 10^{-3} = 1 \cdot \text{sen } \Delta\lambda; \quad \Delta\lambda = 0,27 \text{ graus} \quad (\text{A2.21})$$

Deve ser lembrado que os valores de "off-set" são para o pior caso, portanto, o erro em termos de graus, deverá ser menor ou igual a 0,27 graus, quando se opera com $V_{pmin} = 1 \text{ [V]}$ pico.

- **CONCLUSÃO:** Os erros devidos ao ganho em malha aberta e ao "slew-rate" são minimizados pela adoção de um comparador de alta velocidade, ao passo que, o erro devido ao "off-set" pode ser reduzido utilizando-se $V_{pmin} \geq 1$ [V] pico. Assim, o divisor resistivo deverá ser projetado para fornecer tensão de pico entre 1 [V] e 10 [V]. Esse último valor é limitado pela capacidade de entrada do amplificador operacional. Devido ao CMRR não ser infinito e o amplificador operacional possuir impedâncias de modo comum, quando da utilização do circuito em ambientes onde há a presença de campos elétricos e magnéticos, a aconselha-se a blindar o circuito e utilizar, inclusive, cabos coaxiais na entrada da tensão sinusoidal. O circuito comparador é mostrado na Figura A2.7.

A2.2 - BLOCO DIVISOR RESISTIVO

Esse bloco tem a função de reduzir os níveis de tensão externos para a faixa situada entre 1 e 10 [V], por razões mencionadas no item A2.1. O fato de ser resistivo é para que introduza um atraso de fase praticamente nulo até a máxima frequência de aplicação (600 [Hz]).

Ele deverá ser capaz de trabalhar até uma tensão de 660 [V] rms para a aplicação na bancada de testes dinâmicos em relés de proteção, como tem sido proposto.

Considerando que:

660 [V] rms correspondem a 933 [V] pico, será adotado como valor máximo de entrada 1000 [V] pico.

Com 1000 [V] pico na entrada do divisor, sua saída corresponderá ao maior valor de entrada no comparador, ou se

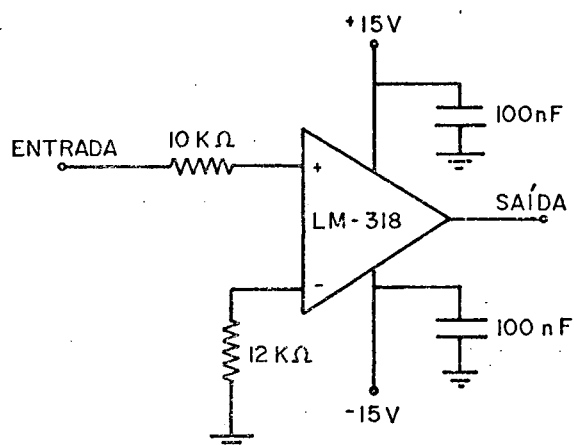


Figura A2.7 - Circuito Comparador Proposto.

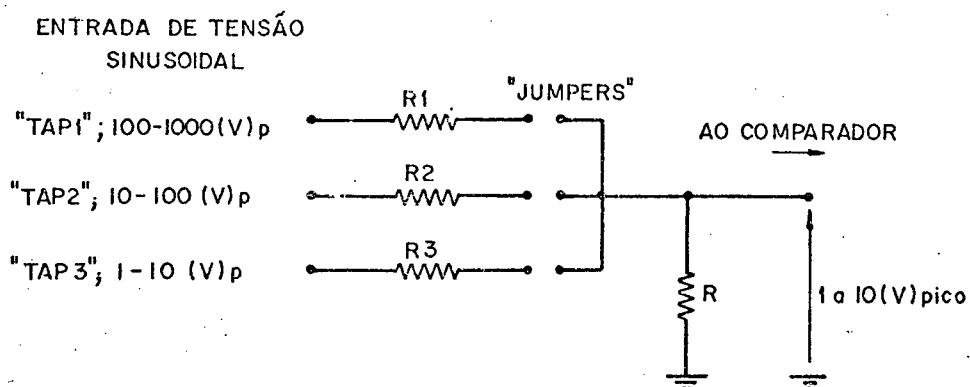


Figura A2.8 - Divisor Resistivo.

ja, 10 [V] pico. Da mesma forma, o valor mais baixo deverá corresponder ao menor valor de entrada do comparador, que é 1 [V]pico.

O fator de redução do primeiro "tap" do divisor resistivo é de 100:1. Abrangerá, portanto, tensões desde 100 [V]pico a 1000 [V] pico produzindo uma saída de 1 [V] pico a 10 [V]pico.

O divisor poderá possuir, ainda, mais dois "taps" de entrada, um de 10 [V]pico a 100 [V]pico e outro de 1 [V]pico a 10 [V]pico. A sua forma geral é mostrada na Figura A2.8.

- CÁLCULO DE R_1 E R

$$\frac{R}{R_1 + R} = 1/100 ; \quad R_1 = 99 R \quad (A2.22)$$

Estipulando uma potência de dissipação de 2 [W] em R_1 , onde será aplicada quase que toda tensão de entrada, tem-se:

$$P_{R_1} = \frac{V_{R_1}^2}{R_1} ; \quad R_1 = \frac{\left[\frac{1000}{\sqrt{2}} \right]^2}{2} = 250 \text{ [K}\Omega] \quad (A2.23)$$

então,

$$R = 2,53 \text{ [K}\Omega] \quad (A2.24)$$

- CÁLCULO DE R_2

$$\frac{R}{R_2 + R} = 1/10 ; \quad R_2 = 9R ; \quad R_2 = 22,8 \text{ [K}\Omega] \quad (A2.25)$$

- CÁLCULO DE R_3 .

$$\frac{R}{R_3 + R} = 1 \quad ; \quad R_3 = 0 \quad [\Omega] \quad (A2.26)$$

São utilizados três artifícios para proteger o circuito subsequente.

- 1º) A resistência R será dividida em duas resistências de 5,6 $[K\Omega]$ em paralelo para aumentar a segurança do circuito contra uma possível abertura de uma delas, o que danificaria todo o circuito a montante do isolador.
- 2º) Serão utilizados dois diodos grampeadores para limitar a tensão de entrada em $\pm 0,6$ $[V]$. Isso, além de fornecer mais segurança ao circuito, não interfere em sua precisão. A maior influência na precisão do circuito está na derivada da tensão de entrada, no cruzamento com o zero. Um determinado valor de tensão de pico na entrada espelha uma determinada derivada no eixo das abscissas. O ceifamento da tensão na entrada do comparador não altera sua derivada no cruzamento com o zero, portanto não afetará a precisão do circuito.
- 3º) Será adotada R_3 igual a 270 $[\Omega]$ para que haja limitação da corrente de entrada no "tap" mais baixo (1 a 10 $[V_{pico}]$).

Na Figura A2.9 é mostrado o divisor resistivo completo com os artifícios sugeridos. As resistências foram colocadas com o valor comercial mais próximo.

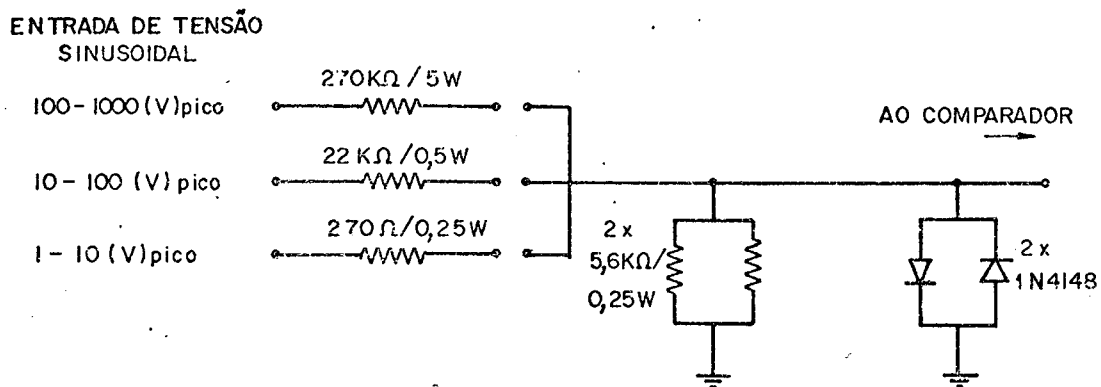


Figura A2.9 - Divisor Resistivo Completo Composto com Proteção.

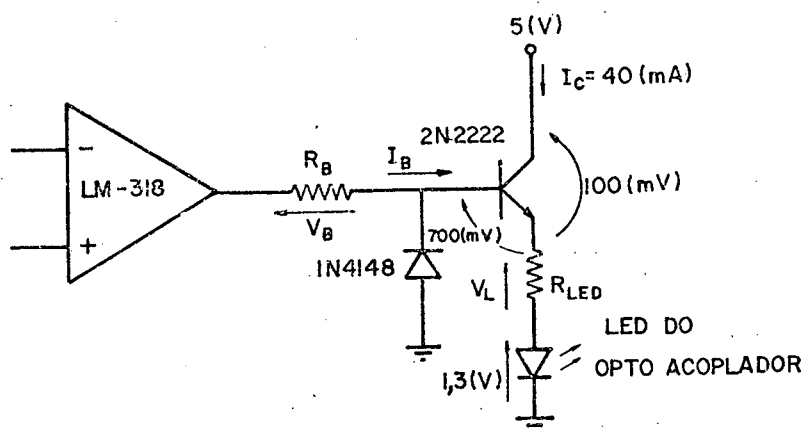


Figura A2.10 - "Driver" para o "LED" do Optoacoplador.

A2.3 - O BLOCO "DRIVER"

Esse bloco tem a finalidade de manipular correntes mais altas a partir de correntes mais baixas. O LM-318 não é capaz de manipular eficazmente correntes superiores a 5 [mA]. O "LED" do isolador, que é um optoacoplador, requer uma corrente cujo valor deverá situar-se entre 0,4 [mA] e 60 [mA]. A fim de se obter maior velocidade no circuito, o "LED" será ativado com uma corrente de ordem de 40 [mA], pouco aquém do valor máximo por questões de segurança. O transistor "driver" será levado à saturação conforme mostrado na figura A2.10.

As características de saturação do 2N2222 são:

$$I_C = 40 \text{ [mA]}, I_B = 2 \text{ [mA]} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{CE_{sat}} = 100 \text{ [mV]} \\ V_{BE_{sat}} = 700 \text{ [mV]} \end{array} \right. \quad (A2.27)$$

Para uma corrente de 40 [mA], a queda de tensão no "LED" do optoacoplador é 1,3 [V].

- CÁLCULO DE R_{LED} , na condução do transistor, tem-se:

$$R_{LED} = \frac{V_L}{I_C} = \frac{5 - 0,1 - 1,3}{40 \cdot 10^{-3}} = 90 \text{ [\Omega]} \quad (A2.28)$$

- CÁLCULO DE R_B , na condução do transistor, tem-se:

$$R_B = \frac{V_B}{I_B} = \frac{15 - V_{BE\ SAT} - R_{LED} \cdot I_C - V_F}{I_B} =$$

$$= \frac{15 - 0,7 - 90 \cdot 40 \cdot 10^{-3} - 1,3}{2 \cdot 10^{-3}} = 4,7 \text{ [K}\Omega\text{]} \quad (\text{A2.29})$$

OBSERVAÇÕES:

1^a) São adotados os valores comerciais de $R_{LED} = 100 \text{ [}\Omega\text{]}$ e $R_B = 4,7 \text{ [K}\Omega\text{]}$.

2^a) O diodo 1N 4148 tem como função eliminar a tensão negativa proveniente do comparador. A corrente de condução direta do diodo é:

$$I_{\text{diodo}} = \frac{15 - 0,6}{4,7 \text{ [K}\Omega\text{]}} \approx 3,0 \text{ [mA]} \quad (\text{A2.30})$$

3^a) É colocado um diodo zener de $5,1 \text{ [V]}$, 500 [mW] associado a uma resistência, para substituir a fonte de 5 [V] no coletor do transistor, conforme a figura A2.11.

- CÁLCULO DE R_Z

Transistor conduzindo: $I_C = 40 \text{ [mA]}$, $I_Z = I_{Z1}$, $R_Z = \frac{9,9}{I_C + I_{Z1}}$ (A2.31)

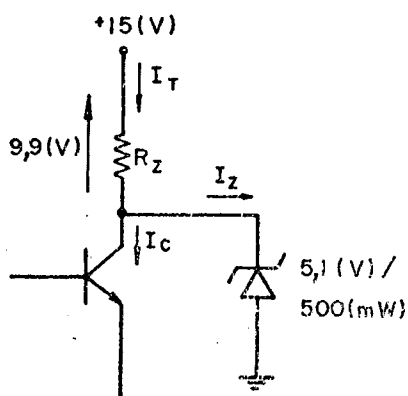


Figura A2.11 - Substituição da Fonte de +5 [V].

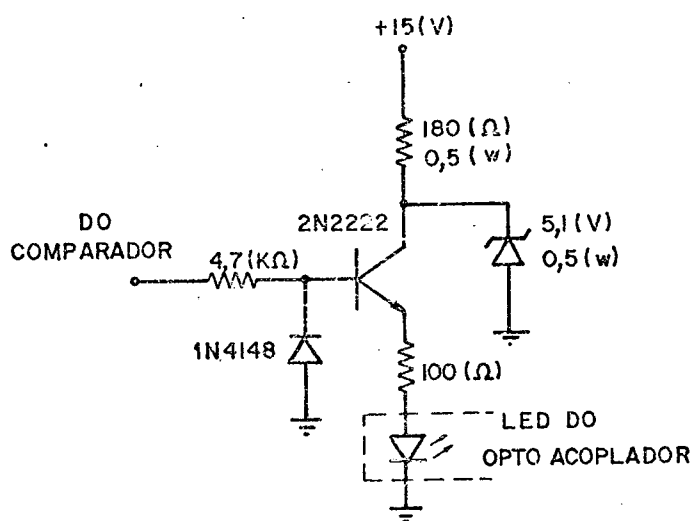


Figura A2.12 - Circuito "driver" completo.

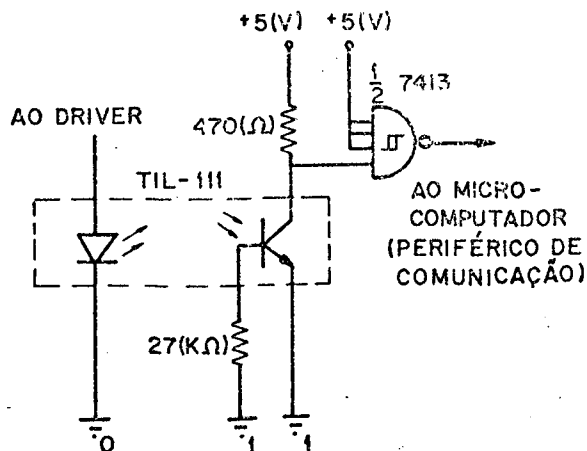


Figura A2.13 - O Bloco Isolador mais "Schmitt Trigger" Completos.

$$\text{Transistor em corte: } I_C = 0, I_Z = I_{Z2}, R_Z = \frac{9,9}{I_{Z2}} \quad (\text{A2.32})$$

$$\text{Tem-se que: } R_Z = \frac{9,9}{I_C + I_{Z1}} = \frac{9,9}{I_{Z2}} \quad (\text{A2.33})$$

$$\text{Portanto: } I_C + I_{Z1} = I_{Z2} \quad (\text{A2.34})$$

O pior caso para o zener é quando o transistor está em corte. Ele conduzirá I_{Z2} , então:

$$I_{Z2} \leq \frac{P_Z}{V_Z}; \quad I_{Z2} \leq \frac{0,5 \text{ [W]}}{5,1 \text{ [V]}}; \quad I_{Z2} \leq 98 \text{ [mA]} \quad (\text{A2.35})$$

Para o zener trabalhar folgado em termos de potência, será adotado $I_{Z2} = 50 \text{ [mA]}$, então:

$$\begin{aligned} I_{Z2} &= 50 \text{ [mA]} \\ I_C &= 40 \text{ [mA]}; \quad R_Z = \frac{9,9}{50 \cdot 10^{-3}} = 198 \text{ [\Omega]} \\ I_{Z1} &= 10 \text{ [mA]} \end{aligned} \quad (\text{A2.36})$$

É adotado o valor comercial de R_Z igual a 180 [\Omega] . Sua potência de dissipação é $0,5 \text{ [W]}$.

A2.4 - O BLOCO ISOLADOR

O bloco isolador é constituído de um optoacoplador TIL .111. A escolha desse componente foi baseada nas suas caracte

terísticas de operação, principalmente, isolamento e velocidade de chaveamento. A escolha de um transformador para fazer o isolamento foi refutada, devido a vários fatores, tais como, atraso de fase extremamente dependente da frequência e de relação não linear, necessidade de indutor de alto Q no primário para manter a corrente de magnetização muito próxima a 90 graus, fabricação especial para os níveis de isolamento exigidos, peso (transformador + indutor), custo elevado, etc.

Em contrapartida, o TIL 111 oferece as vantagens:

- 1^a) isolamento = $\pm 1,5$ KV
- 2^a) Velocidade = $t_{rise} = 2 \mu s$, $t_{fall} = 2 \mu s$ típicos
- 3^a) Baixo custo, pequeno, leve, acessível no mercado nacional.
- 4^a) Adequado às aplicações digitais.

Para compatibilizar os níveis de tensão, bem como as velocidades de circuitos TTL, será utilizada tensão de polarização de + 5 [V] e um "Schmitt trigger" para "quadrar" o pulso de saída, conforme mostra a figura A2.12.

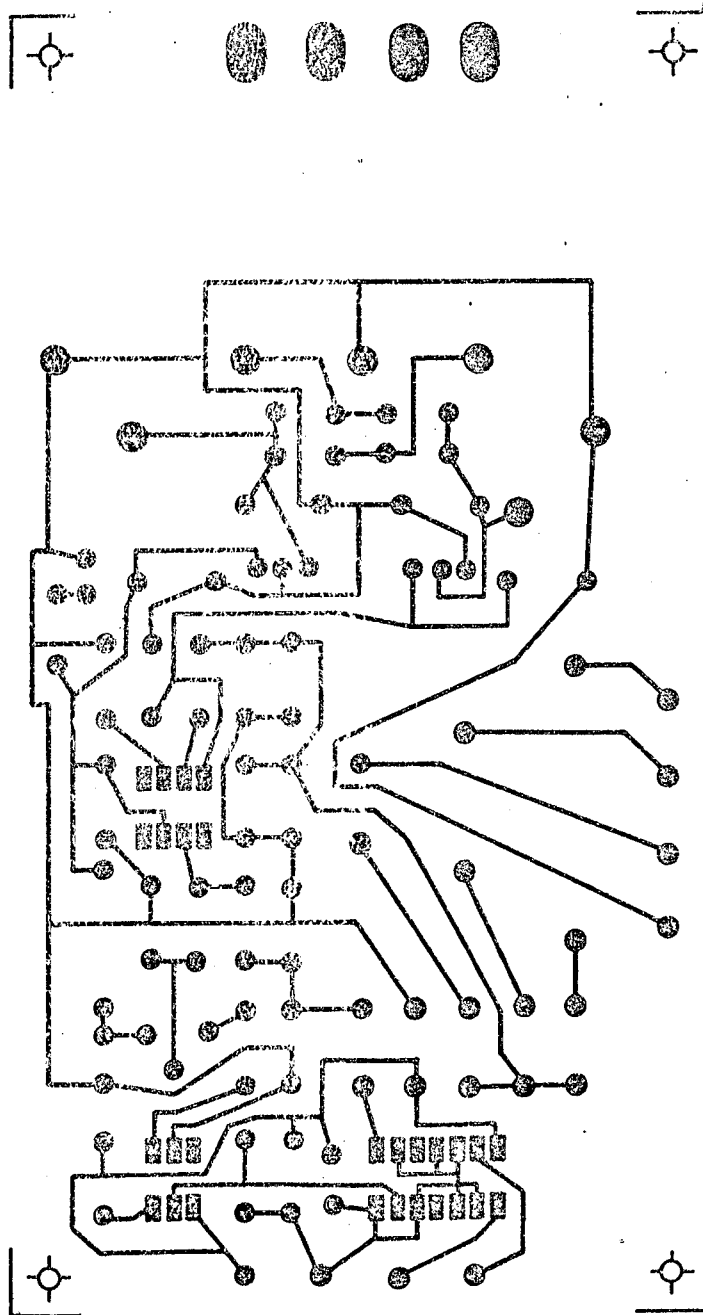
Cabem aqui algumas observações:

- 1^a) O circuito completo é não inversor.
- 2^a) A resistência de 27 [K Ω] ajuda a despolarizar a base quando o LED pára de emitir fótons. Esse procedimento aumenta a velocidade de chaveamento. O valor foi levantado empiricamente para a melhor performance, onde " t_{rise} " fica igual a " t_{fall} " igual a 2 [μs] (do optoacoplador).

3^a) A fonte de + 5 [V] é isolada galvanicamente do circuito a montante do LED do optoacoplador. Por isso, os aterramentos são feitos em separado.

APÊNDICE 3

Placa de circuito impresso da interface de referência, lado do cobre, vista inferior.



APÊNDICE 5

A5 - DESENVOLVIMENTO DA INTERFACE PARA OS TIRISTORES

É analisado neste apêndice, o projeto e cálculo dos blocos da interface para os tiristores, mostrados na figura 6.2. São eles, "driver" fase A, B e C; isolador (optoacoplador); fontes de alimentação e dispositivo de gatilhamento. O "driver" do sincronismo e seu isolador são analisados no item 6.4. do capítulo 6.

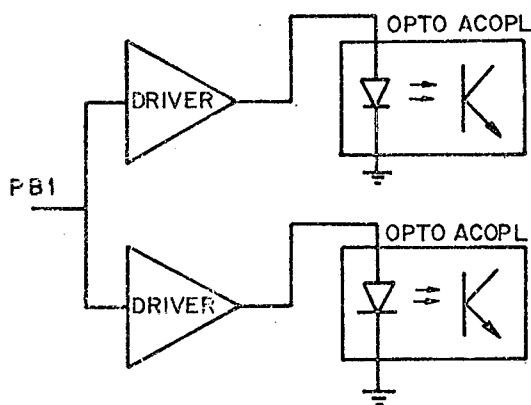
A5.1 - O CIRCUITO A MONTANTE DO OPTOACOPLADOR

A montante do optoacoplador encontra-se o "driver" e o pino do correspondente "bit" da porta B da "VIA" 6522. Para uma fase há duas possibilidades de disposição desses optoacopladores com relação a seus "drivers", como mostra a figura A5.1.

A escolha da disposição série é feita devido às inúmeras vantagens sobre a disposição paralela, a saber:

- 1^a) Com os diodos "LED's" em série sua capacitância total cai à metade, favorecendo a velocidade de resposta do circuito.
- 2^a) Utiliza um único "driver" o que vem aliviar a porta de saída em termos de carga
- 3^a) Há a condução de apenas uma corrente I_F de 40 [mA].

a) Disposição "Paralela"



b) Disposição Série

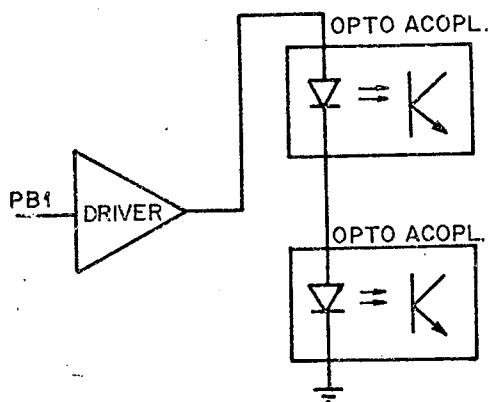


Figura A5.1 - Possibilidade das Disposições dos "LED's" dos Optoacopladores.

4^a) Na falha (abertura) de um "LED" o outro não opera, fato que é benéfico, evitando assim que opere somente um tiris_ tor do par antiparalelo, retificando o sinal sinusoidal do sistema de potência.

Por sua vez, o "driver" deverá possuir as seguintes características:

- 1^a) Ser uma carga tipo porta "TTL standard" para a porta B da "VIA" 6522.
- 2^a) Ter capacidade de fornecer até 40 [mA] para os dois "LED's" dos optoacopladores, que estão em série.

Uma porta "TTL" tem por padrão as capacidades máxi mas de saída I_{OH} igual a 400 [mA] e I_{OL} igual a -16 [mA]. Onde I_{OH} é a máxima corrente de saída que a porta pode fornecer quan do em nível alto e I_{OL} é a máxima corrente de saída que a porta pode fornecer quando em nível baixo, como mostra a figura A5.2.

A utilização conjunta de uma porta "TTL" mais um transistor satisfaz às necessidades impostas pelas caracterís ticas mostradas atrás. No entanto, a fim de se obter veloci da des maiores na comutação, será necessário trabalhar com os maio res níveis de corrente que o circuito permite. Será razoável , ainda, pensar em utilizar o nível baixo da porta "TTL" para sa turar um transistor e esse, por sua vez, manipular as correntes da ordem de 40 [mA] para os "LED's" dos optoacopladores. Como a saturação ocorrerá em nível baixo, o transistor a ser utilizado será do tipo PNP com corrente de coletor, em regime permanente no mínimo igual a -40 [mA], $-V_{CEO}$ maior que + 5 [V] e hfe_{dc} maior

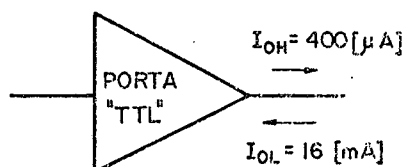


Figura A5.2 - Capacidades Máximas de Saída de uma Porta "TTL standard".

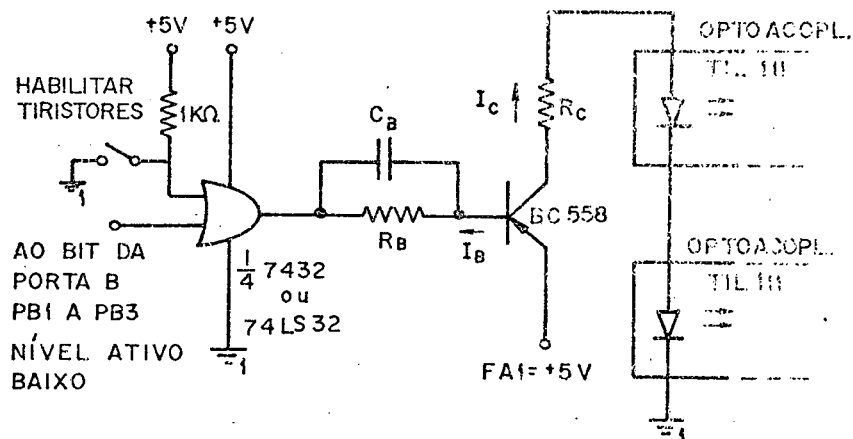


Figura A5.3 - Configuração Característica do Circuito a Montante do Optoacoplador (driver).

ou igual a 40/16. O transistor BC 558, de uso geral, e de fácil aquisição pode ser utilizado para essa finalidade.

O circuito a montante do optoacoplador é mostrado na figura A5.3.

O valor de R_C é aquele que permite a condução de 40 [mA] de corrente quando o transistor entra em saturação. Nessa situação, $V_{ce\ sat}$ é aproximadamente 160 [mV] e V_F no diodo LED é 1,3 [V], portanto, o valor de R_C será:

$$R_C = \frac{-5 + 2 \cdot 1,3 + 0,16}{-0,04} \approx 56 \text{ } [\Omega] \quad (\text{A5.1})$$

O valor máximo de R_B é definido pelo h_{fedc} do transistor para uma corrente de coletor igual a -40 [mA], $-V_{CE} = 5$ [V] e $T_j = 25^\circ\text{C}$. Nessas condições, h_{fedc} vale, aproximadamente, 170. Portanto:

$$I_B \text{ (mínima)} = \frac{-40 \text{ [mA]}}{170} = -0,235 \text{ [mA]} \quad (\text{A5.2})$$

Pelo valor de I_B (mínima) se obtém R_B (máxima), portanto:

$$R_B \text{ (máxima)} = \frac{-5 + V_{BE}}{I_B \text{ (mínima)}} \quad (\text{A5.3})$$

Se, para $I_c = 40$ [mA] se tem $V_{BE} \approx 750$ [mV], então; R_B (máxima) será, aproximadamente, 18 [K Ω]:

O valor máximo de I_B , I_B (máxima), está limitado à capacidade de corrente de saída da porta "TTL", neste caso I_{OL} , que é 16 [mA]. Calculando-se o valor de R_B (mínima) achar-se-á, aproximadamente, 270 [Ω]. O problema de se trabalhar com altos valores de I_B é retirar o transistor de saturação além de "forçar", desnecessariamente, a porta "TTL" que atua como fonte de sinal para a base do transistor. Os valores de R_C e R_B (máxima) encontrados se acham satisfatórios para a aplicação em questão.

O capacitor C_B tem a finalidade de auxiliar na comutação do transistor. Durante as transições da porta "TTL" esse capacitor atua como um curto-circuito, injetando ou retirando cargas na base do transistor, através de picos de corrente de curta duração. A constante de tempo formada por C_B e a resistência equivalente que o alimenta no instante da transição deverá ser de alguns nanosegundos, portanto, o valor de alguns picofarads para C_B serão necessários. Valores mais altos comprometem a porta "TTL", visto ela "enxergar" um curto-circuito por tempo muito longo, e valores mais baixos não têm desempenho satisfatório. Um bom valor para C_B , obtido empiricamente, é 10 [pF].

A5.2 - O CIRCUITO A JUSANTE DO OPTOACOPLADOR

Como circuito a jusante do optoacoplador se tem o dispositivo de gatilhamento do tiristor "SCR". Esse circuito deverá atender os requisitos para o disparo dos tiristores, que são:

- 1º) Ser isolado do resto do sistema eletrônico, ou seja, possuir a sua própria fonte de alimentação.

- 2º) Ser capaz de fornecer, no mínimo, a corrente de "gate" I_{GT} em modo permanente.
- 3º) Dependendo dos requisitos da característica de gatilhamento, poder fornecer de 3 a 5 vezes a corrente I_{GT} um curto período de tempo definido pelas limitações de "gate" do tiristor, com a finalidade de diminuir o tempo de entrada em condução e aliviar o esforço di_A/dt que porventura pudesse ocorrer durante a entrada em condução do tiristor.

O circuito a jusante do optoacoplador é projetado para o "SCR" tipo SKT-130/16C da Semikron, cuja $I_T = 130$ [A] e $V_{DRM} = 1600$ [V].

O pulso de disparo do tiristor no início deverá ser da ordem de 3 a 5 vezes o valor de regime contínuo I_{GT} durante um curto intervalo de tempo como foi dito atrás. Ele deve ser semelhante ao da figura A5.4.

Para se obter o pulso mostrado na figura A5.4, pode-se dispor de diversos circuitos, no entanto, com a utilização de optoacopladores, sugerida no presente trabalho, acrescido de um circuito que contenha uma constante de tempo formada por um elemento RC, obtém-se esse efeito a baixo custo e excelente desempenho.

A figura A5.5 mostra como obter esse efeito.

Quando " V_e " faz a transição de + 15V para zero, o transistor T_1 passa da condição de corte para saturação. Nesse momento C_1 atua como um curto circuito colocando R_2 em paralelo com R_1 , injetando uma corrente relativamente alta no "gate" do tiristor. Com o decorrer do tempo C_1 se carrega e a corrente

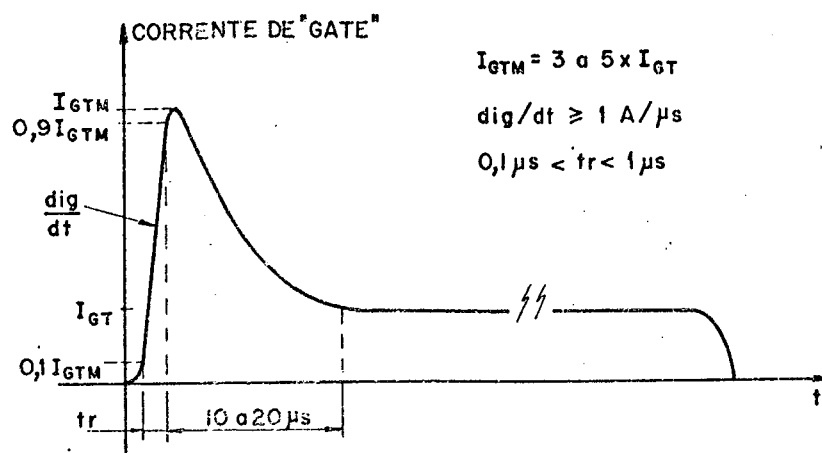


Figura A5.4 - Forma de Pulso Comumente Empregado no Dispa_ ro de "SCR'S", recomendado pelos Fabricantes.

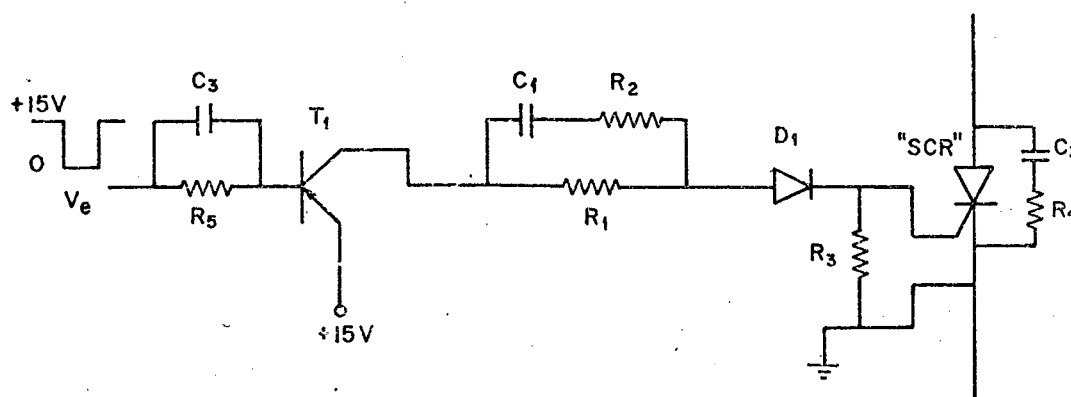


Figura A5.5 - Dispositivo de Gatilhamento do "SCR".

final irá fluir somente por R_1 . Sendo assim, o valor final da corrente no "gate" é menor que o seu valor inicial. Quando do corte do transistor T_1 , C_1 se descarrega por R_1 e R_2 .

O transistor T_1 é um PNP de média potência, onde a corrente de coletor deverá ser maior ou igual a 1 [A], que é, no mínimo, I_{GTM} da figura A5.4 (I_{GT} do SKT 130-16C é 0,2 A) e V_{CEO} maior que 15 [V]. O transistor BD-136 atende essas características e será utilizado.

O valor de R_1 determina o regime permanente da corrente de "gate" igual a I_{GT} .

Para o "SCR" SKT 130-16C da Semikron, tem-se que:

$$I_{GT} = 200 \text{ [mA]} , \quad V_{GT} = 3 \text{ [V]} \quad \text{a } 25^\circ\text{C} \quad (\text{A5.4})$$

Portanto, o valor de R_1 será:

$$R_1 = \frac{-15 + V_{CE} + V_F + V_{GT}}{-I_{GT}} \quad (\text{A5.5})$$

Para uma corrente de coletor igual a 200 [mA], o V_{CE} do transistor BD-136 é 150 [mV], portanto, calculando o valor de R_1 , para V_F igual a 600 [mV], encontra-se R_1 igual a 56 [Ω] com potência de dissipação de 2,5 [W].

O valor de R_2 será tal que o seu paralelo com R_1 forneça $3 \times I_{GT}$, portanto, I_{GTM} é igual a 600 [mA]:

$$R_1 // R_2 = \frac{-15 + V_{CE} + V_F + V_{GT}}{-I_{GTM}} \quad (\text{A5.6})$$

Nessas condições V_{CE} vale 250 [mV], V_F vale 600 [mV] e V_{GT} vale 4,0 [V], à temperatura de 25°C.

Calculando o valor de R_2 , obtém-se R_2 igual a 24 [Ω]. No entanto, devido a V_e não ser um degrau perfeito, ou seja, suas bordas não tem derivada infinita, C_1 não será um curto-circuito perfeito. Isso implica em diminuir mais ainda o valor de R_2 para se obter o efeito da figura A5.4. Obtido empiricamente, o valor de R_2 é 15 [Ω].

A potência de R_2 é baixa devido sua condução ser num tempo muito curto de, aproximadamente, 15 [μ s]. O pico inicial de corrente em R_2 será de, no máximo, 400 [mA].

O valor de C_1 é calculado com base no período de duração do pico de corrente mostrado na figura A5.4. A tensão nos terminais de C_1 varia desde zero até uma tensão máxima e o oposto acontece com a corrente, como mostra a figura A5.6.

Para a tensão atingir 90% da tensão máxima, ou corrente atingir 10% do valor máximo, o tempo de carregamento, t_c , é obtido por:

$$V_{C_1} = V_{m\acute{a}x} \left(1 - e^{-\frac{t_c}{R_2 C_1}} \right) \quad (A5.7)$$

Para $V_{C_1} = 0,9 V_{m\acute{a}x}$, obtém-se:

$$t \cong 2,3 R_2 C_1 \quad (A5.8)$$

Para t_c igual a 15 [μ s], média sugerida pelos fabricantes de tiristores e $R_2 = 15$ [Ω] ter-se-á C_1 igual a 434 [nF]. Será adotado o valor comercial de C_1 igual a 440 [nF].

O diodo D_1 deverá possuir I_F igual ou maior que

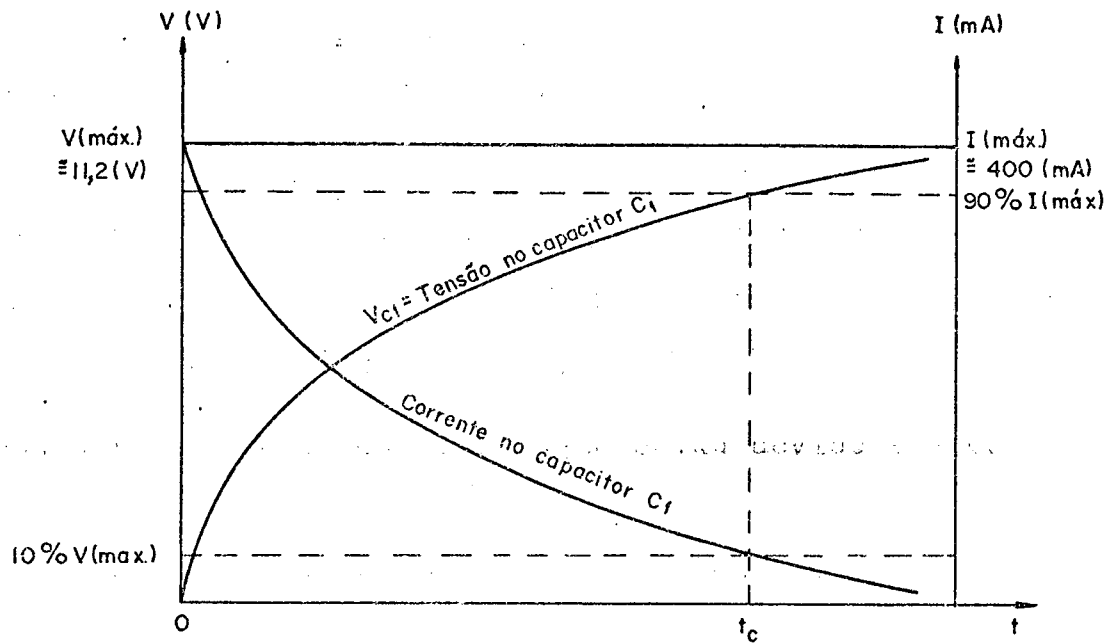


Figura A5.6 - Tensão e Corrente no Capacitor C_1 em Função do Tempo.

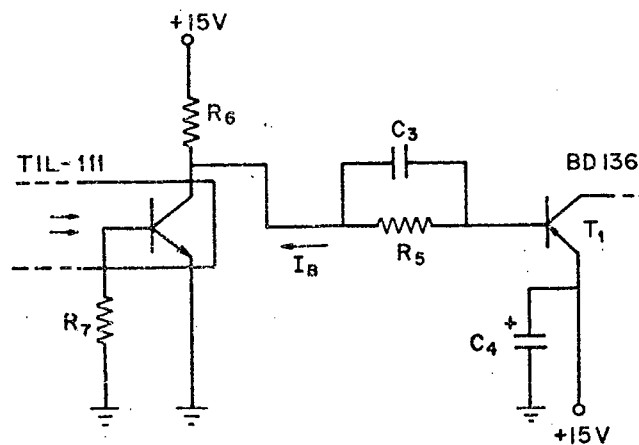


Figura A5.7 - Circuito da Base de T_1 .

600 [mA]. Será adotado o 1N4001. Ele serve para bloquear correntes reversas oriundas do "gate" do "SCR".

A resistência R_3 colocada entre o "gate" e o catodo do "SCR", bem como o circuito "snubber" formado por C_2 e R_4 , servem para aumentar a capacidade de imunidade ao dV/dt , sob o qual o "SCR" está submetido, evitando assim o disparo espúrio devido àquele fenômeno. Esses valores dependem, basicamente, da tensão RMS do sistema, da frequência, da potência VA do transformador que está atrás do tiristor, fator de amortecimento do sistema de potência e indutância efetiva do mesmo sistema. No entanto, esses valores não são críticos e podem ser adotados aqueles sugeridos pelos fabricantes. Os valores fornecidos para o "SCR" SKT-130/16C da Semikron são mostrados na tabela A5.1.

$V_{rms} \leq 250 V$			$V_{rms} \leq 380 V$			$V_{rms} \leq 500 V$		
C_2	R_4	R_3	C_2	R_4	R_3	C_2	R_4	R_3
0,47 μ F	33 Ω /10w	100 Ω	0,47 μ F	33 Ω /20w	100 Ω	0,22 μ F	47 Ω /20w	100 Ω

TABELA A5.1 - Valores do capacitor, resistência do "snubber" e resistência de gate para catodo para o "SCR" SKT-130/16C da Semikron.

- O CIRCUITO DE BASE DO TRANSISTOR T_1

O transistor T_1 é comandado, por sua vez, pelo fototransistor do optoacoplador TIL-111. Quando esse estiver saturado deverá permitir que o nível zero chegue até à base de T_1 através do resistor R_5 e o capacitor C_3 , conforme mostra a figura A5.7.

O resistor R_5 limita a corrente de base I_B de T_1 e seu valor está ligado ao hfe_{dc} de T_1 , bem como à máxima corrente de coletor do fototransistor.

Para uma corrente de coletor de T_1 de 600 [mA], a corrente mínima de base de T_1 , I_B (mínima), vale:

$$I_B(\text{mínima}) = \frac{600 \text{ [mA]}}{hfe_{dc}} \quad (\text{A5.9})$$

Nessas circunstâncias o hfe_{dc} do BD-136 vale 60, aproximadamente. Então I_B (mínima) é igual a 10 [mA] e o valor máximo de R_5 , R_5 (máxima), é dado por:

$$R_5(\text{máxima}) = \frac{-15 + V_{BE}(\text{SAT.}T_1) + V_{CE}(\text{SAT.}TIL-111)}{-I_B(\text{mínima})}, \quad (\text{A5.10})$$

onde, $V_{BE}(\text{SAT.}T_1)$ vale, aproximadamente, 900 [mV] e $V_{CE}(\text{SAT.}TIL-111)$ vale 400 [mV], para as respectivas correntes dos coletores. Sendo assim o valor de R_5 (máxima) é 1370 [Ω], e será utilizado o valor comercial de 1,2 [K Ω].

O capacitor C_3 , por sua vez, ajuda na comutação do transistor T_1 , principalmente quando da comutação do fototransistor no sentido da saturação, o que corresponde ao disparo do "SCR". A constante de tempo formada por esse capacitor e a resistência equivalente que o alimenta no instante da transição (condução do fototransistor) deverá ser de alguns microssegundos (3 a 4 μs), que é o tempo necessário para o fototransis

tor entrar em saturação. O valor de C_3 igual a 10 [nF] foi obtido empiricamente para o melhor desempenho.

O valor de R_6 é definido para que, quando o fototransistor entrar em corte, o transistor T_1 também entre em corte o mais rápido possível. O resistor R_6 deve ser o mais baixo possível, porém, não muito baixo para que a soma de as correntes no coletor do fototransistor em condução não ultrapasse a 12 [mA] , valor esse ditado pela característica $I_F \text{ (LED)} \times I_C \text{ (fototransistor)}$ do optoacoplador. Para $I_F \text{ (LED)}$ igual a 40 [mA] corresponde a uma $I_C \text{ (fototransistor)}$ igual a, aproximadamente, 12 [mA] .

Se a corrente em R_5 é 10 [mA] quando da condução do fototransistor, a corrente em R_6 deve ser no máximo igual a 2 [mA] . Portanto o valor de R_6 é dado por:

$$R_6 \leq \frac{+15 - V_{CE} \text{ (SAT.TIL-111)}}{2 \times 10^{-3}} \quad (\text{A5.11})$$

O que fornece um valor de R_6 maior ou igual a $7,3 \text{ [K}\Omega\text{]}$. Foi adotado R_6 igual a $10 \text{ [K}\Omega\text{]}$.

O resistor R_7 foi levantado empiricamente por razões idênticas àsquelas mostradas no item A2.4 do apêndice 2, R_7 assumirá o valor de $15 \text{ [K}\Omega\text{]}$.

O capacitor C_4 desacopla a fonte de alimentação face aos espúrios de corrente e tensão no circuito. O chaveamento de 600 [mA] num tempo de 15 [\mu s] poderia provocar injeção de sinais de alta frequência no circuito a jusante do optoacoplador comprometendo a resposta do circuito. A constante de tempo

formada por C_4 e $R_1 // R_2$ deverá ser bem maior que $15 \text{ } [\mu\text{s}]$. Portanto:

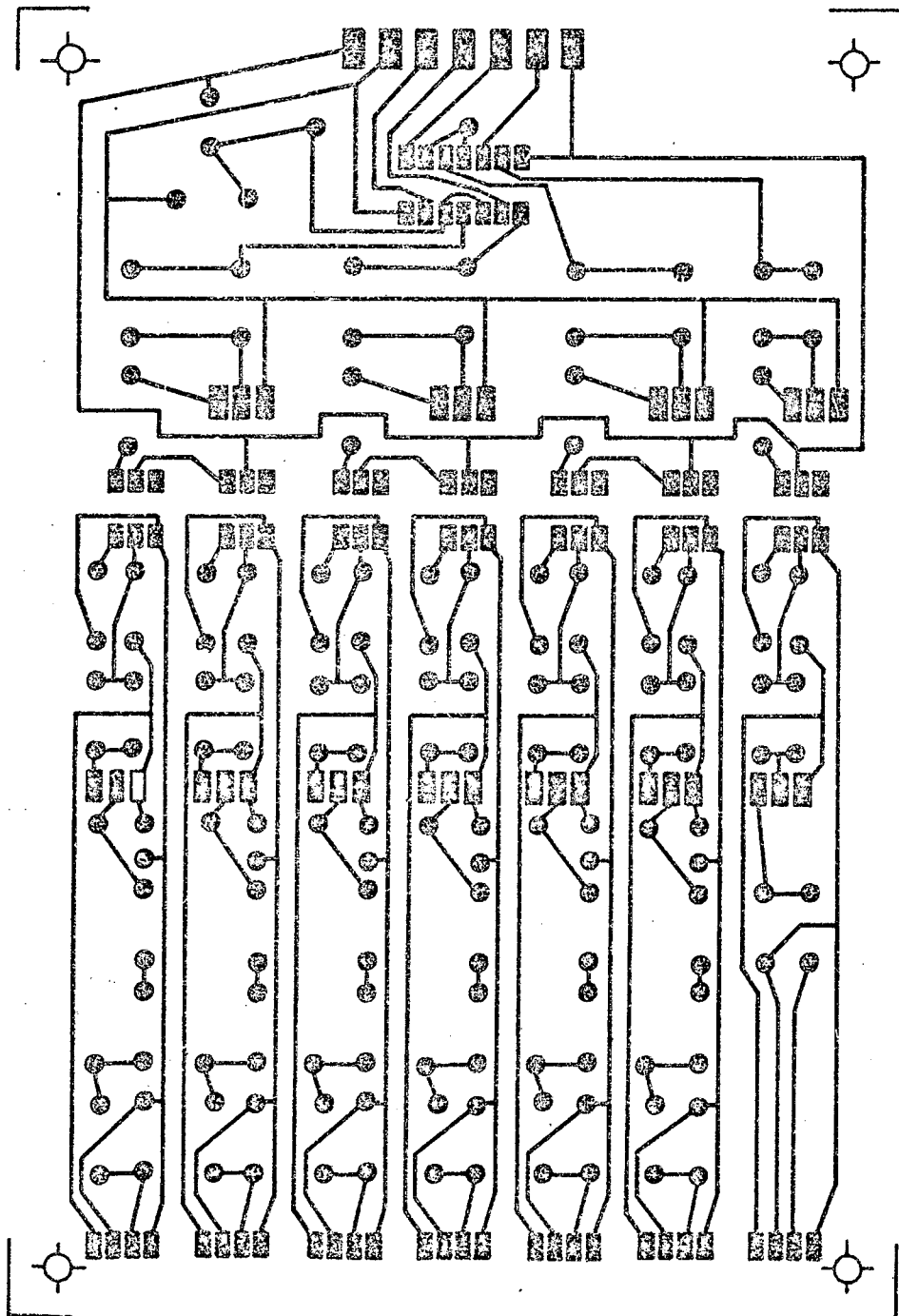
$$R_1 // R_2 \cdot C_4 \gg 15 \times 10^{-6} \text{ [s]} \quad (\text{A5.12})$$

Donde se obtêm C_4 bem maior que $0,88 \text{ } [\mu\text{F}]$. Foi adotado o valor de $22 \text{ } [\mu\text{F}]$ e tensão 25 [V] , eletrolítico.

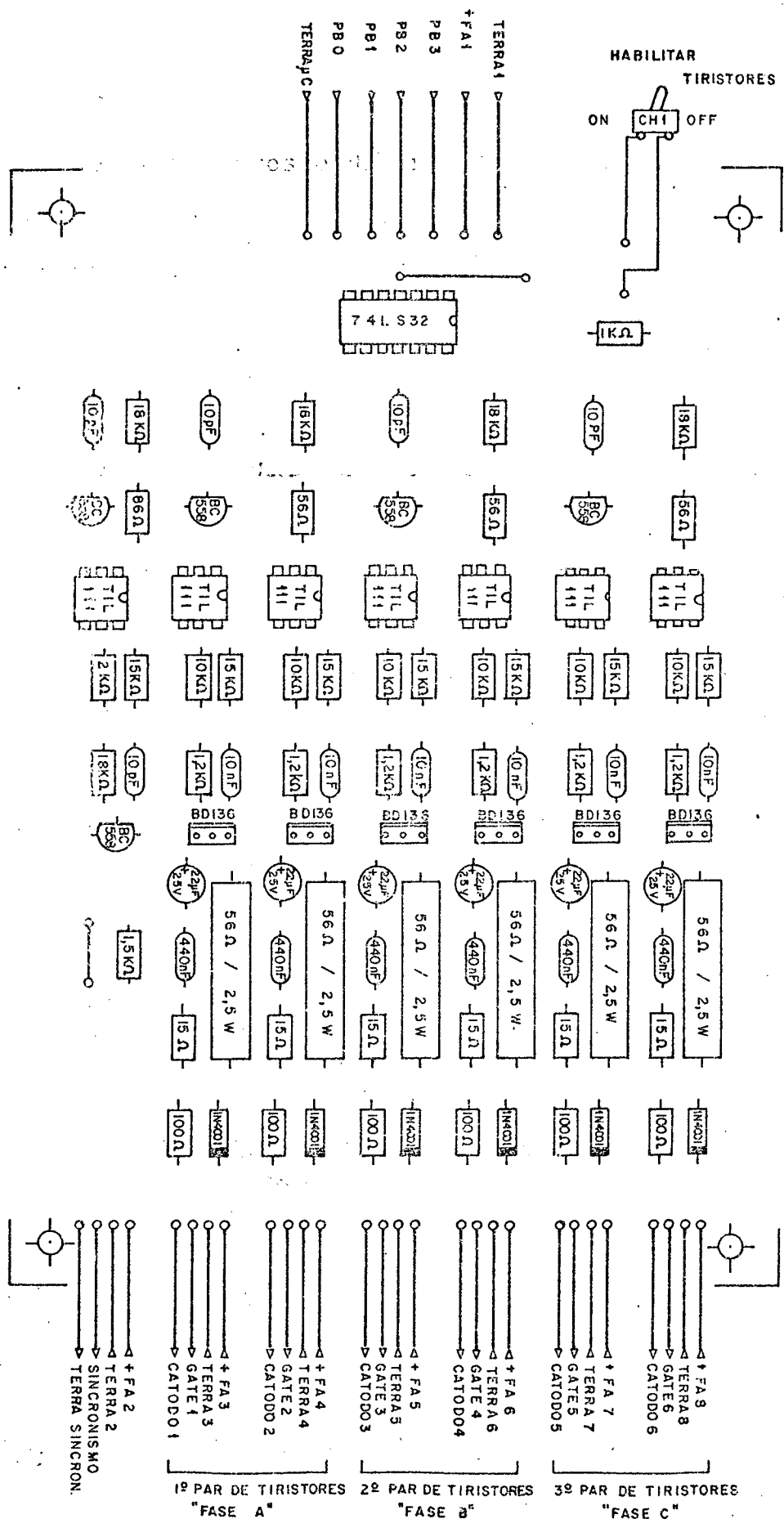
O circuito final da interface para os tiristores é mostrado na figura 6.4.

APÊNDICE 6

Placa de circuito impresso da interface para os tiristores e sincronismo de equipamentos de medição externos. Lado do cobre, vista inferior.



APÊNDICE 7



Disposição dos Componentes da Interface para Tiristores e Sincronismo de Equipamentos de Medição Externos, Vista Superior.

A P Ê N D I C E 8

Subrotina inicialização, primeira em linguagem de máquina.

Endereço inicial \$ 6008, 24584 DEC.

END.HEX.	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO
\$ 6008		LDA # \$10	A9	10		CBI = ENTRADA E ATIVO ↑
\$ 600A		STA \$ C70C	8D	0C	C7	
\$ 600D		LDA # \$00	A9	00		T2 = MONOESTÁVEL
\$ 600F		STA \$ C70B	8D	0B	C7	
\$ 6012		LDA # \$7F	A9	7F		DESABILITA INTERRUPÇÕES
\$ 6014		STA \$ C70E	8D	0E	C7	
\$ 6017		LDA # \$0F	A9	0F		PB0 à PB3 = SAÍDA
\$ 6019		STA \$ C702	8D	02	C7	
\$ 601C		LDA # \$FF	A9	FF		PB0 À PB3 = "1111", DESATIVADOS
\$ 601E		STA \$ C700	8D	00	C7	
\$ 6021		RTS	60			VOLTA AO BASIC

A P Ê N D I C E 9

Subrotina frequencímetro para semiperíodo, segunda em linguagem de máquina.

Endereço inicial \$6030, 24624 DEC.

END.HEX	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO
\$ 6030		LDA # \$ FF	A9	FF		RESETAR FLAG REGISTER (IFR)
\$ 6032		STA \$ C70D	8D	0D	C7	
\$ 6035	WAIT 1	LDA \$ C70D	AD	0D	C7	TESTE DO FLAG CB1 ↑
↑ 6038		AND # \$10	29	10		
\$ 603A		BEQ WAIT 1	F0	F9		
\$ 603C		LDA # \$FF	A9	FF		DISPARAR CONTADOR T2 COM \$FFFF
\$ 603E		STA \$ C708	8D	08	C7	
\$ 6041		STA \$ C709	8D	09	C7	
\$ 6044		LDA # \$ [00]	A9	[00]		[00] SENSIB. CB1 ↓ P/SEMIPER. OU
\$ 6046		STA \$ C70C	8D	0C	C7	[10] SENSIB. CB1 ↑ P/PER.COMPLETO
\$ 6049		LDA # \$FF	A9	FF		RESETAR FLAG REGISTER
\$ 604B		STA \$ C70D	8D	0D	C7	
\$ 604E	WAIT 2	LDA \$ C70D	AD	0D	C7	TESTE DO FLAG CB1 ↓ (SEMIPER.)
\$ 6051		AND # \$10	29	10		OU CB1 ↑ (PERÍODO COMPLETO)
\$ 6053		BEQ WAIT 2	F0	F9		
\$ 6055		LDY \$ C708	AC	08	C7	CARREGUE REG. Y COM LSBYTE DE T2
\$ 6058		LDX \$ C709	AE	09	C7	CARREGUE REG. X COM MSBYTE DE T2
\$ 605B		STY \$ 6000	8C	00	60	[\$6000] ← [Y]
\$ 605E		STX \$ 6001	8E	01	60	[\$6001] ← [X]
\$ 6061		LDA # \$10	A9	10		SENSIBILIDADE DE CB1 ↑
\$ 6063		STA \$ C70C	8D	0C	C7	
\$ 6066		RTS	60			VOLTE AO BASIC

A P Ê N D I C E 10

Subrotina freqüencímetro para NCP períodos, terceira em linguagem de máquina.

Endereço inicial \$6080, 24704 DEC.

END.HEX.	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO
\$ 6080		LDA # \$ 10	A9	10		SENSIBILIDADE DE CB1 ↑
\$ 6082		STA \$ C70C	8D	0C	C7	
\$ 6085		LDX \$ 6002	AE	02	60	[X] ← [\$6002] = NCP
\$ 6088		LDA # \$FF	A9	FF		RESETAR FLAG REGISTER (IFR)
\$ 608A		STA \$ C70D	8D	0D	C7	
\$ 608D	WAIT 3	LDA \$ C70D	AD	0D	C7	
\$ 6090		AND # \$10	29	10		TESTE DO FLAG CB1 ↑
\$ 6092		BEQ WAIT 3	F0	F9		
\$ 6094		LDA # \$FF	A9	FF		
\$ 6096		STA \$ C708	8D	08	C7	CARREGAR E DISPARAR T2 COM \$FFFF
\$ 6099		STA \$ C709	8D	09	C7	
\$ 609C	CONT 1	LDA # \$FF	A9	FF		RESETAR FLAG REGISTER
\$ 609E		STA \$ C70D	8D	0D	C7	
\$ 60A1	WAIT 4	LDA \$ C70D	AD	0D	C7	
\$ 60A4		AND # \$10	29	10		TESTE DO FLAG CB1 ↑
\$ 60A6		BEQ WAIT 4	F0	F9		
\$ 60A8		DEX	CA			DECREMENTA REG. X
\$ 60A9		CPX # \$01	E0	01		VERIFICA SE REG. X ESTÁ NO FINAL. [X] = 01 ?
\$ 60AB		BNE CONT 1	D0	EF		
\$ 60AD		LDA # \$FF	A9	FF		RESETAR FLAG REGISTER
\$ 60AF		STA \$ C70D	8D	0D	C7	
\$ 60B2	WAIT 5	LDA \$ C70D	AD	0D	C7	TESTE DA ÚLTIMA ATIVAÇÃO DE CB1 ↑
\$ 60B5		AND # \$10	29	10		
\$ 60B7		BEQ WAIT 5	F0	F9		
\$ 60B9		LDY \$ C708	AC	08	C7	RECOLHE LS BYTE NO REG. Y E MS BYTE NO REG. X
\$ 60BC		LDX \$ C709	AE	09	C7	
\$ 60BF		STY \$ 6000	8C	00	60	[\$6000] ← [Y]
\$ 60C2		STX \$ 6001	8E	01	60	[\$6001] ← [X]
\$ 60C5		RTS	60			VOLTE AO BASIC

A P Ê N D I C E 11

Subrotina POINT-ON-WAVE, quarta em linguagem de máquina.

Endereço inicial \$ 6100 , 24832 DEC.

END.HEX.	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO
\$ 6100		LDA # \$FF	A9	FF		PORTA B = % 11111111, DESATIVADA
\$ 6102		STA \$ C700	8D	00	C7	
\$ 6105		LDA # \$10	A9	10		CB1 ATIVO ↑
\$ 6107		STA \$ C70C	8D	0C	C7	
\$ 610A	LABEL 0	JSR COMEÇO	20	A0	61	VÁ À SUBROTINA COMEÇO
\$ 610D	LABEL 1	LDA \$ [63] [00]	AD	[00]	[63]	CARREGAR LS BYTE ÂNGULO EM T2L-L
\$ 6110		STA \$ C70B	8D	08	C7	
\$ 6113		LDA # \$FF	A9	FF		RESETAR FLAG REGISTER-VIA 6522
\$ 6115		STA \$ C70D	8D	0D	C7	
\$ 6118	STAND 1	LDA \$ C70D	AD	0D	C7	
\$ 611B		AND # \$10	29	10		TESTE DO FLAG CB1
\$ 611D		BEQ STAND 1	F0	F9		
\$ 611F		LDA \$ [63] [01]	AD	[01]	[63]	DISPARAR T2 CARREGANDO MS BYTE ÂNGULO EM T2C-H
\$ 6122		STA \$ C709	8D	09	C7	
\$ 6125		LDA \$ [63] [06]	AD	[06]	[63]	DISPARAR SINCRONISMO, OU NÃO (PB0)
\$ 6128		STA \$ C700	8D	00	C7	
\$ 612B	STAND 2	LDA \$ C70D	AD	0D	C7	
\$ 612E		AND # \$20	29	20		ESPERAR FLAG T2 ATIVAR
\$ 6130		BEQ STAND 2	F0	F9		
\$ 6132		LDA \$ [63] [07]	AD	[07]	[63]	DISPARAR TIRISTORES ESCOLHIDOS (PB1, 2 e 3)
\$ 6135		STA \$ C700	8D	00	C7	
\$ 6138		LDY \$ [63] [02]	AC	[02]	[63]	Y ← LS BYTE T. SUST.
\$ 613B		LDX \$ [63] [03]	AE	[03]	[63]	X ← MS BYTE T. SUST.
\$ 613E		JSR DECREM	20	75	61	CONTAGEM DO TEMPO DE SUSTENTAÇÃO

END. HEX.	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO
\$ 6141		LDA # \$FF	A9	FF		INIBIR PBØ À PB4, BLOQUEAR TIRISTORES
\$ 6143		STA \$ C7ØØ	8D	ØØ	C7	
\$ 6146		LDA \$ CØØØ	AD	ØØ	CØ	
\$ 6149		CMP # \$7F	C9	7F		PESQUISA DE TECLADO SE POSITIVO RETORNE AO BASIC
\$ 614B		BPL RETORNO	10	1E		
\$ 614D		LDY \$ [63] [Ø4]	AC	[Ø4]	[63]	Y ← LS BYTE T. MORTO
\$ 615Ø		LDX \$ [63] [Ø5]	AE	[Ø5]	[63]	X ← MS BYTE T. MORTO
\$ 6153		JSR DECREM	2Ø	75	61	CONTAGEM DO TEMPO DE ESPERA
\$ 6156		LDA \$ CØØØ	AD	ØØ	CØ	
\$ 6159		CMP # \$7F	C9	7F		PESQUISA DE TECLADO SE POSITIVO RETORNE AO BASIC
\$ 615B		BPL RETORNO	1Ø	ØE		
\$ 615D		LDA \$ [63] [Ø8]	AD	[Ø8]	[63]	
\$ 616Ø		CMP # \$ØØ	C9	ØØ		VERIFICAR: ÚLTIMO CHAVEAMENTO ?
\$ 6162		BEQ DINAM	FØ	Ø8		
\$ 6164		LDA \$ [63] [Ø9]	AD	[Ø9]	[63]	
\$ 6167		CMP # \$Ø1	C9	Ø1		VERIFICAR: REPETIÇÃO CONTÍNUA ?
\$ 6169		BEQ LABEL 2	FØ	Ø7		
\$ 616B	RETORNO	RTS	6Ø			VOLTE AO BASIC
\$ 616C	DINAM	JSR DINALOC	2Ø	BØ	61	REALOQUE ENDEREÇOS DE DADOS
\$ 616F		JMP LABEL 1	4C	ØD	61	APLICAR PRÓXIMO CHAVEAMENTO
\$ 6172	LABEL 2	JMP LABEL Ø	4C	ØA	61	APLICAR PRIMEIRO CHAVEAMENTO
SUBROTINAS AUXILIARES						"SUBROT. AUX. DECREM"
\$ 6175	DECREM	LDA # \$FF	A9	FF		RESETAR FLAG REGISTER VIA 6522
\$ 6177		STA \$ C7ØD	8D	ØD	C7	
\$ 617A	STAND 3	LDA \$ CØØØ	AD	ØØ	CØ	
\$ 617D		CMP # \$7F	C9	7F		PESQUISA DE TECLADO SE POSITIVO VOLTE DE "DECREM"
\$ 617F		BPL LABEL 3	1Ø	16		

END. HEX.	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO
\$ 6181		LDA \$ C7ØD	AD	ØD	C7	
\$ 6184		AND # \$1Ø	29	1Ø		TESTE DO FLAG CBI
\$ 6186		BEQ STAND 3	FØ	F2		
\$ 6188		DEY	88			DECREMENTE [Y] QUE É LS BYTE
\$ 6189		CPY # \$ØØ	CØ	ØØ		COMPARE [Y] COM ØØ, SE DIFERENTE
\$ 618B		BNE DECREM.	DØ	E8		CONTINUE A DECREMENTAR
\$ 618D		CPX # \$ØØ	EØ	ØØ		CASO Y = Ø, COMPARE [X] COM ØØ
\$ 618F		BEQ LABEL 3	FØ	Ø6		SE [X] = ØØ VÁ A LABEL 3
\$ 6191		DEX	CA			CASO [X] ≠ Ø DECREMENTE-O
\$ 6192		LDY # \$FF	AØ	FF		E [Y] ← \$FF
\$ 6194		JMP DECREM	4C	75	61	CONTINUE A DECREMENTAR
\$ 6197	LABEL 3	RTS	6Ø			VOLTE A SUBROTINA PRINCIPAL
\$ 6198		NOP	EA			
\$ 6199		NOP	EA			
\$ 619A		NOP	EA			
\$ 619B		NOP	EA			
\$ 619C		NOP	EA			"SUBROT. AUX. COMEÇO"
\$ 619D		NOP	EA			
\$ 619E		ØØ	ØØ			FLUTUANTE, ARMAZENA ENDEREÇO
\$ 619F		63	63			INICIAL DO BLOCO DE DADOS DO
\$ 61AØ	COMEÇO	LDA # \$ØØ	A9	ØØ		CHAVEAMENTO [\$619E] ← ØØ
\$ 61A2		STA \$ 619E	8D	9E	61	
\$ 61A5		LDA # \$63	A9	63		[\$619F] ← 63
\$ 61A7		STA \$ 619F	8D	9F	61	

END. HEX.	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO
\$ 61AA		NOP	EA			
\$ 61AB		NOP	EA			
\$ 61AC		NOP	EA			
\$ 61AD		NOP	EA			
\$ 61AE		NOP	EA			"SUBROT. AUX. DINALOC"
\$ 61AF		NOP	EA			
\$ 61B0	DINALOC	LDA \$ 619F	AD	9F	61	
\$ 61B3		STA \$ 610F	8D	0F	61	
\$ 61B6		STA \$ 6121	8D	21	61	
\$ 61B9		STA \$ 6127	8D	27	61	ALOCA OS DEZ MS BYTES DOS
\$ 61BC		STA \$ 6134	8D	34	61	ENDEREÇOS DOS DADOS DE UM
\$ 61BF		STA \$ 613A	8D	3A	61	CHAVEAMENTO NOS RESPECTIVOS
\$ 61C2		STA \$ 613D	8D	3D	61	"ENDEREÇOS DE CONTEÚDO
\$ 61C5		STA \$ 614F	8D	4F	61	FLUTUANTE"
\$ 61C8		STA \$ 6152	8D	52	61	
\$ 61CB		STA \$ 615F	8D	5F	61	
\$ 61CE		STA \$ 6166	8D	66	61	
\$ 61D1		LDY \$ 619E	AC	9E	61	
\$ 61D4		STY \$ 610E	8C	0E	61	

END.HEX.	LABEL	MNEMÔNICO	OP. CODE			COMENTÁRIO	
\$ 61D7		INY	C8			↑	
\$ 61D8		STY \$ 6120	8C	20	61		
\$ 61DB		INY	C8				
\$ 61DC		STY \$ 6139	8C	39	61		
\$ 61DF		INY	C8				
\$ 61E0		STY \$ 613C	8C	3C	61		
\$ 61E3		INY	C8				
\$ 61E4		STY \$ 614E	8C	4E	61		IDEM COM OS DEZ LS BYTES
\$ 61E7		INY	C8				
\$ 61E8		STY \$ 6151	8C	51	61		
\$ 61EB		INY	C8				
\$ 61EC		STY \$ 6126	8C	26	61		
\$ 61EF		INY	C8				
\$ 61F0		STY \$ 6133	8C	33	61		
\$ 61F3		INY	C8				
\$ 61F4		STY \$ 615E	8C	5E	61		
\$ 61F7		INY	C8				
\$ 61F8		STY \$ 6165	8C	65	61		
\$ 61FB		NOP					
\$ 61FC		NOP					
\$ 61FD		NOP					
\$ 61FE		NOP					
\$ 61FF		NOP					
\$ 6200		CLC	18			RESETAR FLAG CARRY	
\$ 6201		LDA \$ 619E	AD	9E	61	INCREMENTE [\$619E] EM \$10 E	
\$ 6204		ADC # \$10	69	10		VERIFIQUE SE PASSOU DE \$F0 P/\$00	
\$ 6206		STA \$ 619E	8D	9E	61	CASO POSITIVO INCREMENTE [\$619F]	
\$ 6209		BCC LABEL 4	90	03		E VOLTE À SUBROTINA PRINCIPAL	
\$ 620B		INC \$ 619F	EE	9F	61	CASO NEGATIVO SIMPLEMENTE	
\$ 620E		RTS	60			VOLTE À SUBROTINA PRINCIPAL	

Observações:

- 1º) Os valores que estão dentro de um quadrado são flutuantes e formam os endereços dos dados de um determinado chaveamento.
- 2º) Em particular, os endereços \$619E e \$619F contêm dois bytes que formam o primeiro endereço de um bloco de dados de um chaveamento (\$6300 ou \$6310 ou \$6320, etc). A partir deles, os "endereços de conteúdo flutuante" são carregados pela subrotina "DINALOC".
- 3º) A subrotina "COMEÇO" é uma parte da subrotina "DINALOC", onde se faz:

[\$619E] ← 00

[\$619F] ← 63

LIST

```
10 ONERR GOTO 9740
20 DIM A$(20),B$(20),C$(20),S$(20),G(20),H(20),I(20)
30 DIM K1$(30),K2$(30)
40 AK = 1.019328: REM DEFAULT CORRECAO DE FREQUENCIA
50 REM
60 REM
70 REM *****
80 REM * PROGRAMA PRINCIPAL *
90 REM *****
100 REM
110 REM
120 REM
130 HOME : VTAB 2
140 REM
150 REM
160 REM
170 PRINT "*****"
180 PRINT "* SISTEMA DE CHAVEAMENTO POINT-ON-WAVE *"
190 PRINT "*****"
200 REM
210 REM
220 REM
230 REM INICIALIZACAO
240 GOTO 720
250 REM
260 REM
270 REM
280 HOME
290 REM *** SUB-PROGRAMA FREQUENCIMETRO ***
300 REM
310 REM
320 REM
330 REM APRES.E ENT.MANUAL DA FREQ.
340 GOTO 990
350 REM
360 REM
370 REM CALC.DA FREQ.POR SEMIPER.,FS
380 GOTO 1160
390 REM
400 REM
410 REM CALC.NUM.PER.SENOIDAIS A CONTAR ,NP
420 GOTO 1310
430 REM
440 REM
450 REM CALC.DA FREQ.P/ NP PER.SEN.,FR
460 GOTO 1400
470 REM
480 REM
490 REM
500 REM
510 REM
520 REM *** SUB-PROGRAMA POINT-ON-WAVE ***
530 REM
540 REM
550 REM
560 REM ENT.E CALC.DE ATRASOS
570 GOTO 2100
580 REM
590 REM
600 REM AQUISICAO DE INFORMACOES SOBRE O CONJUNTO DE CHAVEAMENTOS
```

```

610 GOTO 2470
620 REM
630 REM
640 REM MENU
650 GOTO 4320
660 REM
670 REM
680 REM
690 REM
700 REM
710 REM
720 REM ** INICIALIZACAO **
730 REM
740 PRINT : PRINT : HTAB 11: FLASH
750 PRINT "CERTIFIQUE-SE QUE :": NORMAL
760 PRINT : HTAB 5: INVERSE
770 PRINT "A PLACA VTA-6522 ESTA NO SLOT 7"
780 NORMAL
790 PRINT CHR$(4);"BLOAD M1(A$6000)": REM 24576 DECIMAL
800 REM INICIALIZACAO DO 6522
810 CALL 24584
820 REM
830 REM
840 REM
850 REM * ESCOLHA DE CHAVEAMENTO *
860 REM
870 VTAB 16: PRINT "O QUE DESEJA FAZER?": PRINT : PRINT
880 PRINT "1 - ENTRAR DADOS PARA CHAVEAMENTOS NOVOS"
890 PRINT "2 - APLICAR ARQUIVOS EXISTENTES": PRINT
900 PRINT "3 - CALIBRAR O SISTEMA"
910 VTAB 16: HTAB 21
920 GET B6$: IF B6$ < > "1" AND B6$ < > "2" AND B6$ < > "3" THEN
HTAB 1: GOTO 850
930 B6 = VAL (B6$)
940 ON B6 GOTO 280,6220,1860
950 REM
960 REM
970 REM
980 REM
990 REM ** FREQ.ENT.MANUAL **
1000 REM
1010 VTAB 10: PRINT "QUER LEITURA DA FREQUENCIA (S/N) ?": GET K$: V
TAB 12
1020 IF K$ = "S" THEN GOTO 370
1030 IF K$ < > "N" THEN HOME : PRINT : PRINT : PRINT "APERTOU A TE
CLA ERRADA": GOTO 1010
1040 PRINT : VTAB 15
1050 VTAB 15: INPUT "QUAL A FREQUENCIA (15.26-600 HZ) =>":K$
1060 GOSUB 5870
1070 IF FLAG = 1 THEN GOTO 1050
1080 FS = VAL (K$)
1090 PRINT : PRINT
1100 IF FS > = 15.26 AND FS < = 600 THEN FR = FS: GOTO 520
1110 HOME
1120 PRINT "FREQUENCIA FORA DA FAIXA = ";FS;" HZ": PRINT : PRINT : G
OTO 330
1130 REM
1140 REM
1150 REM
1160 REM ** CALC. DA FREQ. FS **
1170 REM
1180 POKE 24645,0: REM ENDER. $6045=24645 DEC E SENSIB. DE CBI NA S

```

UBROT.P/ SEMIPER.

```

1190 CALL 24624
1200 X = PEEK (24577):Y = PEEK (24576)
1210 GOSUB 1620
1220 FS = 0.5E6 / (65535 - XN)
1230 FS = FS * AK
1240 M = FS: GOSUB 1750:FS = M
1250 IF FS > = 15.26 AND FS < = 600 THEN GOTO 410
1260 HOME
1270 PRINT "FREQUENCIA FORA DA FAIXA.F = ";FS;" HZ": GOTO 990
1280 REM
1290 REM
1300 REM
1310 REM ** CALC.DE NP **
1320 REM
1330 NP = INT (FS * 65535 / 1E6) - 1
1340 IF NP < 1 THEN PRINT : PRINT "FREQUENCIA = ";FS;" HZ. (SEMIPER
1000)";FR = FS: GOTO 1510
1350 IF NP = 1 THEN POKE 24645,16: CALL 24624: POKE 24645,0: GOTO 1
440
1360 GOTO 450
1370 REM
1380 REM
1390 REM
1400 REM ** CALC.DE FR P/ NP PER. **
1410 REM
1420 POKE 24578,NP
1430 CALL 24704
1440 X = PEEK (24577):Y = PEEK (24576)
1450 GOSUB 1620
1460 FR = (NP * 1E6) / (65535 - XN)
1470 FR = FR * AK
1480 M = FR: GOSUB 1750:FR = M
1490 PRINT
1500 PRINT "FREQUENCIA = ";FR;" HZ. (";NP;" PER.)"
1510 PRINT : PRINT
1520 PRINT "DESEJA NOVA LEITURA ? (S/N)": GET K$
1530 PRINT : PRINT
1540 IF K$ = "S" THEN GOTO 370
1550 IF K$ < > "N" THEN PRINT : PRINT "APERTOU A TECLA ERRADA": GO
TO 1510
1560 GOTO 520
1570 REM
1580 REM
1590 REM
1600 REM
1610 REM
1620 REM *** SUB-ROTINA SUB2. ENTRAM DOTS SAI UM ***
1630 REM
1640 REM ENTRAM X(0-255) MSBYTE E Y(0-255) LSBYTE, SAI XN(0-65535)
1650 Y1 = INT (Y / 16):Y2 = Y - Y1 * 16
1660 X1 = INT (X / 16):X2 = X - X1 * 16
1670 XN = X1 * 4096 + X2 * 256 + Y1 * 16 + Y2
1680 XN = XN - 8: REM CORRECAO DE ATRASOS
1690 RETURN
1700 REM
1710 REM
1720 REM
1730 REM
1740 REM
1750 REM ARREDOND. DA FREQ.,3 ALGARISMOS SIGNIF. E 1 DUVID.
1760 REM

```

```

1770 IF M < 10 THEN M = INT (1000 * M) / 1000: GOTO 1800
1780 IF M > = 10 AND M < 100 THEN M = INT (100 * M) / 100: GOTO 18
00
1790 IF M > = 100 THEN M = INT (10 * M) / 10: GOTO 1800
1800 RETURN
1810 REM
1820 REM
1830 REM
1840 REM
1850 REM
1860 REM *** CORRECAO DE BASE DE TEMPO ***
1870 REM
1880 HOME : HTAB 12: VTAB 4: INVERSE
1890 PRINT "*** CALIBRACAO ***"
1900 NORMAL
1910 VTAB 8
1920 PRINT "      O VALOR DEFAULT DA BASE DE TEMPO"
1930 PRINT "( CLOCK DO MICROCOMPUTADOR ) E DE"
1940 PRINT "1019328 HERTZ ."
1950 VTAB 14
1960 PRINT "DESEJA ALTERAR ESSE VALOR ? (S/N)": GET K$
1970 IF K$ = "N" THEN GOTO 80
1980 IF K$ < > "S" THEN GOTO 1860
1990 VTAB 18: HTAB 1
2000 PRINT "QUAL A NOVA BASE DE TEMPO EM HERTZ ?"
2010 VTAB 21: HTAB 13
2020 INPUT "====> ";K$
2030 GOSUB 5870
2040 IF FLAG = 1 THEN PRINT CHR$ (7): PRINT CHR$ (7): GOTO 1860
2050 AK = VAL (K$) / 1E6
2060 GOTO 80
2070 REM
2080 REM
2090 REM
2100 REM *** SCPOW ENT. DE DADOS ***
2110 REM
2120 REM
2130 REM
2140 HOME : PRINT "SUB-PROGRAMA POINT-ON-WAVE."
2150 PRINT "FREQUENCIA = ";FR;" HZ"
2160 PRINT "VALORES PADROES DE ATRASOS": PRINT : PRINT : PRINT
2170 A1 = 3.05:A3 = 2.8:A4 = 1.5:A5 = INT (10 * ( SQRT (19.26 + (500
/ FR) ^ 2))) / 10
2180 IF FR < = 30 THEN A2 = 40: GOTO 2210
2190 IF FR > 30 AND FR < = 100 THEN A2 = 22.7: GOTO 2210
2200 A2 = 34
2210 PRINT "1-DA REFERENCIA = ";A1;" MIC.SEG.": PRINT
2220 PRINT "2-DO PROGRAMA = ";A2;" MIC.SEG.": PRINT
2230 PRINT "3-DO INTERFACE = ";A3;" MIC.SEG.": PRINT
2240 PRINT "4-DO TIRISTOR = ";A4;" MIC.SEG.": PRINT
2250 PRINT "5-INCERTEZA(+/-) = ";A5;" MIC.SEG.": PRINT : PRINT
2260 PRINT "ERRO DE CHAVEAMENTO <= ";INT (A5 * 360 * FR * 10 / 1E6)
/ 10;" GRAUS": REM UMA CASA DECIMAL
2270 PRINT : PRINT "DESEJA ALTERAR ESSES VALORES ?(S/N)": GET K$
2280 IF K$ = "N" THEN A6 = A1 + A2 + A3 + A4: GOTO 600
2290 IF K$ < > "S" THEN PRINT : PRINT "APERTOU A TECLA ERRADA": GO
TO 2270
2300 HOME : VTAB 5: PRINT "QUAIS OS NOVOS ATRASOS EM MICROSEGUNDOS ?
": PRINT : PRINT : PRINT
2310 INPUT "1-DA REFERENCIA = ";A1: PRINT
2320 INPUT "2-DO PROGRAMA = ";A2: PRINT

```

```

2330 INPUT "3-DO INTERFACE = ";A3: PRINT
2340 INPUT "4-DO TIRISTOR = ";A4: PRINT
2350 INPUT "5-INCERTeza(+/-)= ";A5: HOME
2360 REM
2370 REM
2380 REM
2390 PRINT "SUB-PROGRAMA POINT-ON-WAVE"
2400 PRINT "FREQUENCIA = ";FR;" HZ"
2410 PRINT "NOVOS VALORES DE ATRASOS": PRINT : PRINT : PRINT
2420 GOTO 2210
2430 REM
2440 REM
2450 REM
2460 REM
2470 REM *** AQUIS. DE INF. SOBRE CHAVEAMENTOS ***
2480 REM
2490 REM
2500 REM
2510 C = 0: B4 = 0
2520 REM
2530 REM
2540 REM *** AQ. DO ANGULO ***
2550 GOTO 2810
2560 REM
2570 REM
2580 REM *** AQ. DO TEMPO DE SUST.***
2590 GOTO 3060
2600 REM
2610 REM
2620 REM *** AQ. DO TEMPO MORTO ***
2630 GOTO 3260
2640 REM
2650 REM
2660 REM *** INF. SOBRE SINCRONISMO ***
2670 GOTO 3460
2680 REM
2690 REM
2700 REM *** INF. FASE A CHAVEAR ***
2710 GOTO 3620
2720 REM
2730 REM
2740 REM *** INF. ULTIMO CHAV. E REPETICAO CONTINUA ***
2750 GOTO 3990
2760 REM
2770 REM
2780 REM
2790 REM
2800 REM
2810 REM ** ENT. DO ANGULO **
2820 REM
2830 C = C + 1
2840 HOME : VTAB 6: INVERSE
2850 PRINT "ANGULO DE INCIDENCIA-";C;" (0-360 GRAUS)"
2860 NORMAL
2870 GOSUB 6080
2880 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";G(C):: HTAB 23: INPUT "AGORA
= ";K$
2890 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT G(C): GOSUB 6000: GOTO
2930
2900 GOSUB 5870: REM DETECAO DE NUMERO
2910 IF FLAG = 1 THEN GOTO 2840
2920 G(C) = VAL (K$)

```



```

2930 IF G(C) < 0 OR G(C) > 360 THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7); GOTO
2840
2940 G = ((G(C) * 1E6 / (360 * FR)) - A6) * AK
2950 IF G < = 8 THEN G = 1E6 / FR + G
2960 G1 = INT (10 * (G - INT (G))): REM ARREDOND. DE G
2970 IF G1 > = 5 THEN V = INT (G) + 1: GOTO 2990
2980 V = INT (G)
2990 GOSUB 5780
3000 POKE 25344 + (C - 1) * 16, Z
3010 POKE 25345 + (C - 1) * 16, T
3020 GOTO 2580
3030 REM
3040 REM
3050 REM
3060 REM ** ENT. DA SUST.**
3070 REM
3080 HOME : VTAB 6: INVERSE
3090 PRINT "TEMPO DE SUSTENTACAO-";C;" (1-65535 CICLOS)"
3100 NORMAL
3110 GOSUB 6080: REM TEXTO
3120 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";G(C);: HTAB 23: INPUT "AGORA
= ";K$
3130 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT H(C): GOSUB 6000: GOTO
3170
3140 GOSUB 5870
3150 IF FLAG = 1 THEN GOTO 3080
3160 H(C) = VAL (K$)
3170 IF H(C) < 1 OR H(C) > 65535 THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GO
TO 3080
3180 V = INT (H(C))
3190 GOSUB 5780
3200 POKE 25346 + (C - 1) * 16, Z
3210 POKE 25347 + (C - 1) * 16, T
3220 GOTO 2620
3230 REM
3240 REM
3250 REM
3260 REM ** ENT. DO TEMPO MORTO **
3270 REM
3280 HOME : HTAB 4: VTAB 6: INVERSE
3290 PRINT "TEMPO MORTO-";C;"(1-65535 CICLOS)"
3300 NORMAL
3310 GOSUB 6080
3320 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";I(C);: HTAB 23: INPUT "AGORA
= ";K$
3330 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT I(C): GOSUB 6000: GOTO
3370
3340 GOSUB 5870
3350 IF FLAG = 1 THEN GOTO 3280
3360 I(C) = VAL (K$)
3370 IF I(C) < 1 OR I(C) > 65535 THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GO
TO 3280
3380 V = INT (I(C))
3390 GOSUB 5780
3400 POKE 25348 + (C - 1) * 16, Z
3410 POKE 25349 + (C - 1) * 16, T
3420 GOTO 2660
3430 REM
3440 REM
3450 REM
3460 REM ** SINCRONISMO **
3470 REM

```

```

3480 HOME : VTAB 6: INVERSE
3490 PRINT "SINCRONISMO NO CHAVEAMENTO-";C;" (S/N) ?"
3500 NORMAL
3510 GOSUB 6080
3520 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";S$(C);: HTAB 23: INPUT "AGORA
= ";K$
3530 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT S$(C): GOSUB 6000:K$ =
MID$(S$(C),1,1)
3540 K$ = MID$(K$,1,1)
3550 IF K$ = "S" THEN POKE 25350 + (C - 1) * 16,254:S$(C) = "SIM":S
= 1: GOTO 3580
3560 IF K$ < > "N" THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GOTO 3480
3570 POKE 25350 + (C - 1) * 16,255:S$(C) = "NAO":S = 0
3580 GOTO 2700
3590 REM
3600 REM
3610 REM
3620 REM ** FASE A SER CHAVEADA **
3630 REM
3640 HOME : HTAB 3: VTAB 6: INVERSE
3650 PRINT "CHAVEAMENTO-";C;" NA FASE A. (S/N) ?"
3660 NORMAL
3670 GOSUB 6080
3680 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";A$(C);: HTAB 23: INPUT "AGORA
= ";K$
3690 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT A$(C): GOSUB 6000:K$ =
MID$(A$(C),1,1)
3700 K$ = MID$(K$,1,1)
3710 IF K$ = "S" THEN B1 = 2:A$(C) = "SIM": GOTO 3740
3720 IF K$ < > "N" THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GOTO 3640
3730 B1 = 0:A$(C) = "NAO"
3740 HOME : HTAB 3: VTAB 6: INVERSE
3750 PRINT "CHAVEAMENTO-";C;" NA FASE B. (S/N) ?"
3760 NORMAL
3770 GOSUB 6080
3780 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";B$(C);: HTAB 23: INPUT "AGORA
= ";K$
3790 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT B$(C): GOSUB 6000:K$ =
MID$(B$(C),1,1)
3800 K$ = MID$(K$,1,1)
3810 IF K$ = "S" THEN B2 = 4:B$(C) = "SIM": GOTO 3840
3820 IF K$ < > "N" THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GOTO 3740
3830 B2 = 0:B$(C) = "NAO"
3840 HOME : HTAB 3: VTAB 6: INVERSE
3850 PRINT "CHAVEAMENTO-";C;" NA FASE C. (S/N) ?"
3860 NORMAL
3870 GOSUB 6080
3880 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";C$(C);: HTAB 23: INPUT "AGORA
= ";K$
3890 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT C$(C): GOSUB 6000:K$ =
MID$(C$(C),1,1)
3900 K$ = MID$(K$,1,1)
3910 IF K$ = "S" THEN B3 = 8:C$(C) = "SIM": GOTO 3940
3920 IF K$ < > "N" THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GOTO 3840
3930 B3 = 0:C$(C) = "NAO"
3940 POKE 25351 + (C - 1) * 16,255 - (B3 + B2 + B1 + S): REM CHAVEA
R TUDO E 1111 0000, CHAVEAR NADA E 1111 1111
3950 GOTO 2740
3960 REM
3970 REM
3980 REM
3990 REM ** ULTIMO CHAV.E REP.CONTINUA **

```

```

4000 REM
4010 HOME : HTAB 2: VTAB 6: INVERSE
4020 PRINT "CHAVEAMENTO--";C;" E O ULTIMO. (S/N) ?"
4030 NORMAL
4040 GOSUB 6080
4050 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";D$(C);: HTAB 23: INPUT "AGORA = ";K$
4060 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT D$(C): GOSUB 6000:K$ = MID$(D$(C),1,1)
4070 K$ = MID$(K$,1,1)
4080 IF K$ = "S" THEN POKE 25352 + (C - 1) * 16,1:D$(C) = "SIM":B5 = C: GOTO 4130
4090 IF K$ < > "N" THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GOTO 4010
4100 POKE 25352 + (C - 1) * 16,0:D$(C) = "NAO"
4110 IF B4 = 0 THEN GOTO 2540
4120 B4 = 0: GOTO 640: REM VAI AD MENU
4130 HOME : HTAB 5: VTAB 6: INVERSE
4140 PRINT "REPETICAO CONTINUA. (S/N) ?"
4150 NORMAL
4160 GOSUB 6080
4170 VTAB 12: HTAB 7: PRINT "ANTES = ";E$;: HTAB 23: INPUT "AGORA = ";K$
4180 IF K$ = "" THEN VTAB 12: HTAB 31: PRINT E$: GOSUB 6000:K$ = MID$(E$,1,1)
4190 K$ = MID$(K$,1,1)
4200 IF K$ = "S" THEN POKE 25353 + (C - 1) * 16,1:E$ = "SIM": GOTO 640: REM VAI AD MENU
4210 IF K$ < > "N" THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): GOTO 4130
4220 POKE 25353 + (C - 1) * 16,0:E$ = "NAO"
4230 GOTO 640
4240 REM
4250 REM
4260 REM
4270 REM
4280 REM
4290 REM
4300 REM
4310 REM
4320 REM ** MENU **
4330 REM
4340 REM
4350 REM
4360 POKE 50944,255: REM DESATIVAR PORTAS
4370 HOME : PRINT : HTAB 14
4380 INVERSE
4390 PRINT "** M E N U **"
4400 NORMAL
4410 PRINT : HTAB 10
4420 FLASH
4430 PRINT "O QUE DESEJA FAZER ?"
4440 NORMAL
4450 PRINT : PRINT
4460 PRINT "1-LISTAR DADOS": PRINT
4470 PRINT "2-APLICAR CHAVEAMENTOS": PRINT
4480 PRINT "3-ALTERAR CHAVEAMENTOS": PRINT
4490 PRINT "4-RECOMECHAR": PRINT
4500 PRINT "5-PARAR": PRINT
4510 PRINT "6-ARQUIVAR DADOS": PRINT
4520 PRINT "7-DELETAR ARQUIVO": PRINT
4530 PRINT "8-LISTAR ARQUIVOS": PRINT
4540 PRINT "9-SOCORRO"
4550 VTAB 4: HTAB 31: GET K$
4560 GOSUB 5870

```

```

4570 IF FLAG = 1 THEN GOTO 640
4580 B6 = INT ( VAL (K$))
4590 ON B6 GOTO 4610,5320,5630,80,5720,6520,7120,7570,7920
4600 GOTO 4320
4610 REM
4620 REM
4630 REM
4640 REM
4650 REM
4660 REM ** LISTAR DADOS DOS CHAVS.**
4670 REM
4680 HOME : VTAB 8: HTAB 11: FLASH
4690 PRINT "QUER LISTAGEM POR : "
4700 NORMAL : PRINT : PRINT : PRINT
4710 PRINT "1 - VIDE0"
4720 PRINT : PRINT : PRINT
4730 PRINT "2 - IMPRESSORA"
4740 VTAB 8: HTAB 31: GET K$
4750 IF K$ < > "2" THEN B8 = 0: GOTO 4910
4760 B8 = 1
4770 HOME
4780 VTAB 8: HTAB 11
4790 FLASH
4800 PRINT "CERTIFIQUE-SE QUE : "
4810 NORMAL
4820 PRINT : PRINT : PRINT
4830 PRINT "A) A IMPRESSORA ESTA LIGADA"
4840 PRINT : PRINT
4850 PRINT "B) A IMPRESSORA ESTA HABILITADA"
4860 PRINT : PRINT : PRINT
4870 INPUT "APERTE <RETURN> ";K$
4880 PRINT CHR$ (4);"PR#1"
4890 PRINT CHR$ (9);"75N"
4900 PRINT : PRINT : PRINT
4910 HOME
4920 PRINT "SISTEMA DE CHAVEAMENTO POINT-ON-WAVE"
4930 PRINT : HTAB 14
4940 PRINT "DADOS GERAIS"
4950 PRINT
4960 PRINT "FREQUENCIA DO SIST. DE POTENCIA = ";FR;" HZ"
4970 PRINT : PRINT : HTAB 17
4980 PRINT "ATRASOS"
4990 PRINT
5000 PRINT "1 - DA REFERENCIA = ";A1;" MIC.SEG.": PRINT
5010 PRINT "2 - DO PROGRAMA = ";A2;" MIC.SEG.": PRINT
5020 PRINT "3 - DO INTERFACE = ";A3;" MIC.SEG.": PRINT
5030 PRINT "4 - DO TIRISTOR = ";A4;" MIC.SEG.": PRINT
5040 PRINT "5 - INCERTEZA(+/-) = ";A5;" MIC.SEG.": PRINT
5050 PRINT "6 - ERRO DE CHAV.<= "; INT (A5 * 360 * FR * 10 / 1E6) /
10;" GRAUS"
5060 PRINT : PRINT
5070 IF B8 = 0 THEN PRINT "APERTE QUALQUER TECLA PARA CONTINUAR";:
GET K$: GOTO 5090
5080 PRINT : PRINT : PRINT : PRINT : PRINT : PRINT
5090 J = 0
5100 J = J + 1: IF J = B5 + 1 THEN J = 0: PRINT CHR$ (4);"PR#0": GOTO
640
5110 HOME : PRINT
5120 PRINT "DADOS DO ";J;" (ESIMO) CHAVEAMENTO"
5130 PRINT : PRINT
5140 PRINT "ANGULO DE INCIDENCIA = ";G(J);" GRAUS": PRINT
5150 PRINT "TEMPO DE SUSTENTACAO = ";H(J);" CICLOS": PRINT

```

```

5160 PRINT "TEMPO DE ESPERA           = ";I(J);" CICLOS": PRINT
5170 PRINT "SINCRONISMO             = ";S$(J): PRINT
5180 PRINT "CHAVEAR FASE A          = ";A$(J): PRINT
5190 PRINT "CHAVEAR FASE B          = ";B$(J): PRINT
5200 PRINT "CHAVEAR FASE C          = ";C$(J): PRINT
5210 PRINT "ULTIMO CHAVEAMENTO       = ";D$(J): PRINT
5220 IF J = B5 THEN PRINT "REPETICAO CONTINUA = ";E$: PRINT
5230 IF B8 = 1 THEN PRINT : PRINT : PRINT : PRINT : PRINT : PRINT : PRINT :
  GOTO 5100
5240 PRINT "TECLE - M - PARA VOLTAR AO MENU"
5250 PRINT "OU QUALQUER P/ CONTINUAR LISTAGEM": GET K$
5260 IF K$ = "M" THEN J = 0: GOTO 640
5270 GOTO 5100
5280 REM
5290 REM
5300 REM
5310 REM
5320 REM ** APLICACAO DOS CHAVS.**
5330 REM
5340 REM
5350 HOME : VTAB 8: HTAB 8
5360 FLASH
5370 PRINT "TECLE - C - PARA INICIAR"
5380 NORMAL
5390 VTAB 16: HTAB 2
5400 PRINT "(QUALQUER OUTRA TECLA VOLTA AO MENU)"
5410 VTAB 8: HTAB 33: GET K$
5420 IF K$ < > "C" THEN GOTO 640
5430 HOME : POKE 49152,0: REM HABILITAR TECLADO EM $C000
5440 VTAB 8: HTAB 7: FLASH
5450 PRINT "CHAVEAMENTOS SENDO APLICADOS": NORMAL
5460 VTAB 16: HTAB 3
5470 PRINT "(PARA ABORTAR APERTE QUALQUER TECLA)"
5480 CALL 24832: HOME
5490 IF PEEK (49152) < = 127 THEN GOTO 5520: REM TESTE DE TECLAD
  0
5500 GET K$: VTAB 8: HTAB 12: FLASH
5510 PRINT "APLICACAO ABORTADA": NORMAL : GOTO 5560
5520 VTAB 8: HTAB 15
5530 FLASH
5540 PRINT "F R O N T O"
5550 NORMAL
5560 VTAB 16: HTAB 6: PRINT "QUALQUER TECLA VOLTA AO MENU "": GET K$

5570 GOTO 640
5580 REM
5590 REM
5600 REM
5610 REM
5620 REM
5630 REM ** ALTERACOES A FAZER **
5640 REM
5650 REM
5660 HOME : VTAB 5: PRINT "QUAL CHAVEAMENTO A ALTERAR ?(1--";B5;")":
5670 INPUT "":B7
5680 IF B7 < 1 OR B7 > B5 THEN PRINT : PRINT : PRINT CHR$(7): CHR
  $(7): PRINT "CHAVEAMENTO INEXISTENTE": PRINT : PRINT : PRINT "APERTE
  QUALQUER TECLA": GET K$: GOTO 640
5690 C = INT (B7)
5700 B4 = 1: REM FLAG PARA ALTERACAO
5710 GOTO 2840: REM DEPOIS DE C=C+1
5720 END

```

```

5730 REM
5740 REM
5750 REM
5760 REM
5770 REM
5780 REM *** SUBROTINA SUB-1 ***
5790 REM
5800 REM  ENTRA V(0-65535), SAEM T(0-255) MSBYTE E Z(0-255) LSBYTE
5810 S1 = INT (V / 16):R1 = V - S1 * 16
5820 S2 = INT (S1 / 16):R2 = S1 - S2 * 16
5830 S3 = INT (S2 / 16):R3 = S2 - S3 * 16
5840 R4 = S3
5850 T = 16 * R4 + R3:Z = 16 * R2 + R1
5860 RETURN
5870 REM
5880 REM
5890 REM
5900 REM ** SUBROTINA TESTE NUMERICO **
5910 REM
5920 FLAG = 0
5930 K = LEN (K$)
5940 FOR W = 1 TO K
5950 T = ASC ( MID$ (K$,W,1))
5960 IF T = 46 THEN GOTO 5980
5970 IF T < 48 OR T > 57 THEN W = K: PRINT CHR$ (7); CHR$ (7):FLAG
= 1
5980 NEXT W
5990 RETURN
6000 REM
6010 REM
6020 REM
6030 REM *** SUBROTINA TIMER ***
6040 REM
6050 FOR J = 1 TO 200
6060 NEXT J
6070 RETURN
6080 REM
6090 REM
6100 REM
6110 REM ** SUBROTINA TEXTO **
6120 REM
6130 VTAB 18: PRINT "MANTER ANTERIOR : DIGITE - <RETURN> -."
6140 RETURN
6150 REM
6160 REM
6170 REM
6180 REM
6190 REM
6200 REM ** APLICACAO DE ARQUIVO **
6210 REM
6220 GOSUB 7760: REM  LISTA ARQUIVOS
6230 PRINT "APLICAR QUAL ARQUIVO ? (1 A ";J;") --> ";
6240 INPUT "":K$
6250 GOSUB 5870
6260 IF FLAG = 1 THEN PRINT : HTAB 16: PRINT "REJEITADO": PRINT : G
OTO 6230
6270 K = VAL (K$)
6280 IF K < 1 OR K > J THEN PRINT : HTAB 16: PRINT "REJEITADO": PRI
NT : GOTO 6230
6290 K = INT (K)
6300 K1$ = K1$(K)
6310 K2$ = K2$(K)

```

```

6320 REM
6330 REM
6340 REM
6350 REM
6360 REM
6370 REM ** LEITURA DE ARQUIVO **
6380 REM
6390 HOME
6400 VTAB 10: HTAB 12: PRINT "LEITURA DE ARQUIVO"
6410 VTAB 14: HTAB 17: PRINT "ESPERE"
6420 PRINT CHR$(4); "OPEN"; K1$: REM CARREG. DE DADOS BASIC
6430 PRINT CHR$(4); "READ"; K1$
6440 INPUT B5
6450 FOR J = 1 TO B5
6460 INPUT G(J), H(J), I(J), S$(J), A$(J), B$(J), C$(J), D$(J)
6470 NEXT J
6480 INPUT E$, FR, A1, A2, A3, A4, A5, A6
6490 PRINT CHR$(4); "CLOSE"; K1$
6500 PRINT CHR$(4); "BLOAD"; K2$: REM CARREG. DADOS BINARIO
6510 GOTO 640
6520 REM
6530 REM
6540 REM
6550 REM
6560 REM
6570 REM ** ARMAZENAR DADOS **
6580 REM
6590 GOSUB 7760: REM SALVA E LISTA NOHE DE ARQUIVOS
6600 INPUT "DE NOME AO NOVO ARQUIVO --> ": K1$
6610 GOSUB 7010: IF FLAG = 1 THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): PRINT
: HTAB 16: PRINT "REJEITADO": PRINT : GOTO 6600
6620 HOME
6630 VTAB 10: HTAB 16: PRINT "GRAVANDO"
6640 VTAB 14: HTAB 17: PRINT "ESPERE"
6650 GOTO 6880
6660 REM
6670 REM
6680 REM
6690 REM ALTER. ARQ. NOMARQ
6700 REM
6710 PRINT CHR$(4); "OPEN NOMARQ"
6720 PRINT CHR$(4); "DELETE NOMARQ"
6730 PRINT CHR$(4); "OPEN NOMARQ"
6740 PRINT CHR$(4); "WRITE NOMARQ"
6750 PRINT J + 1
6760 FOR K = 1 TO J
6770 PRINT K1$(K): PRINT K2$(K)
6780 NEXT K
6790 PRINT K1$: REM ULT. ARQ. DADOS
6800 PRINT "B"; K1$; "(A#6300)": REM K2$ = B-K1$-(A#6300) ULT. ARQ.
BINARIO
6810 PRINT CHR$(4); "CLOSE NOMARQ"
6820 GOTO 640
6830 REM
6840 REM
6850 REM
6860 REM CRIACAO DE ARQ. K1$ E K2$
6870 REM
6880 PRINT CHR$(4); "OPEN"; K1$
6890 PRINT CHR$(4); "DELETE"; K1$
6900 PRINT CHR$(4); "OPEN"; K1$
6910 PRINT CHR$(4); "WRITE"; K1$

```

```

6920 PRINT B5
6930 FOR K = 1 TO B5
6940 PRINT G(K): PRINT H(K): PRINT I(K): PRINT S$(K): PRINT A$(K): P
RINT B$(K): PRINT C$(K): PRINT D$(K)
6950 NEXT K
6960 PRINT E$: PRINT FR: PRINT A1: PRINT A2: PRINT A3: PRINT A4: PRI
NT A5: PRINT A6
6970 PRINT CHR$(4);"CLOSE";K1$
6980 PRINT CHR$(4);"BSAVE B";K1$;"(A$6300),A$6300,L320": REM GRAV
AR ARQ. BIN.
6990 GOTO 6690
7000 GOTO 640
7010 REM
7020 REM
7030 REM
7040 REM
7050 REM
7060 REM ** SUBROTINA TESTAR NOME **
7070 REM
7080 FLAG = 1
7090 T = ASC ( MID$( K1$,1,1))
7100 IF T > = 65 AND T < = 90 THEN FLAG = 0
7110 RETURN
7120 REM
7130 REM
7140 REM
7150 REM
7160 REM
7170 REM ** DELETAR ARQUIVO **
7180 REM
7190 GOSUB 7760: REM LISTAR ARQUIVOS
7200 PRINT "DELETAR QUAL ARQUIVO ? (1 A ";J1;" ) --> ";
7210 INPUT "":K$
7220 GOSUB 5870
7230 IF FLAG = 1 THEN PRINT : HTAB 16: PRINT "REJEITADO": PRINT : G
OTO 7200
7240 K = VAL (K$)
7250 IF K < 1 OR K > J THEN PRINT : HTAB 16: PRINT "REJEITADO": PRI
NT : GOTO 7200
7260 PRINT : PRINT : FLASH
7270 PRINT "CONFIRME: ";; NORMAL
7280 PRINT "DELETAR ARQUIVO ";K1$(K);" (S/N) ?";; GET K$
7290 IF K$ = "N" THEN GOTO 640
7300 IF K$ < > "S" THEN PRINT CHR$(7); CHR$(7): PRINT : GOTO 72
60
7310 K1$ = K1$(K)
7320 K2$ = K2$(K)
7330 K1$(K) = "": REM ZERAR NOME ARQ. TEXTO
7340 K2$(K) = "": REM ZERAR NOME ARQ. BIN.
7350 REM
7360 REM * DELETANDO *
7370 REM
7380 HOME
7390 VTAB 10: HTAB 16: PRINT "DELETANDO"
7400 VTAB 14: HTAB 17: PRINT "ESPERE"
7410 REM
7420 PRINT CHR$(4);"DELETE";K1$: REM DEL ARQ. TEXTO
7430 PRINT CHR$(4);"DELETE";K2$: REM DEL ARQ. BINARIO
7440 REM
7450 PRINT CHR$(4);"OPEN NOMARQ"
7460 PRINT CHR$(4);"DELETE NOMARQ"
7470 PRINT CHR$(4);"OPEN NOMARQ"

```



```
7480 PRINT CHR$(4);"WRITE NOMARQ"
7490 PRINT J - 1
7500 FOR K = 1 TO J
7510 IF K1$(K) = "" THEN GOTO 7540
7520 PRINT K1$(K)
7530 PRINT K2$(K)
7540 NEXT K
7550 PRINT CHR$(4);"CLOSE NOMARQ"
7560 GOTO 640
7570 REM
7580 REM
7590 REM
7600 REM
7610 REM
7620 REM ** LISTAR ARQUIVOS **
7630 REM
7640 GOSUB 7760: REM LIST. DE ARQS.
7650 PRINT "APORTE QUALQUER TECLA PARA CONTINUAR ";
7660 GET K$
7670 GOTO 640
7680 REM
7690 REM
7700 REM
7710 REM
7720 REM
7730 REM ** SUBROTINA 6000 **
7740 REM SALVAR E LER ARQ. NOMARQ
7750 REM
7760 HOME
7770 VTAB 10: HTAB 12: PRINT "LEITURA DE ARQUIVO"
7780 VTAB 14: HTAB 17: PRINT "ESPERE"
7790 PRINT CHR$(4);"OPEN NOMARQ"
7800 PRINT CHR$(4);"READ NOMARQ"
7810 INPUT J
7820 FOR K = 1 TO J
7830 INPUT K1$(K),K2$(K)
7840 NEXT K
7850 PRINT CHR$(4);"CLOSE NOMARQ"
7860 HOME
7870 VTAB 2: HTAB 11: PRINT "ARQUIVOS EXISTENTES": PRINT : PRINT
7880 FOR K = 1 TO J
7890 HTAB 8: PRINT K;" - ";K1$(K): PRINT
7900 NEXT K
7910 RETURN
7920 REM
7930 REM
7940 REM
7950 REM
7960 REM
7970 REM ** SOCORRO **
7980 REM
7990 HOME
8000 VTAB 2: HTAB 14
8010 INVERSE
8020 PRINT "S O C O R R O"
8030 NORMAL
8040 PRINT : PRINT
8050 HTAB 9
8060 FLASH
8070 PRINT "QUER INFORMACOES SOBRE : "
8080 NORMAL
8090 PRINT : PRINT
8100 PRINT "1 - LISTAR DADOS": PRINT
```

```

8110 PRINT "2 - APLICAR CHAVEAMENTOS": PRINT
8120 PRINT "3 - ALTERAR CHAVEAMENTOS": PRINT
8130 PRINT "4 - RECOMECHAR": PRINT
8140 PRINT "5 - PARAR": PRINT
8150 PRINT "6 - ARQUIVAR DADOS": PRINT
8160 PRINT "7 - DELETAR ARQUIVOS": PRINT
8170 PRINT "8 - LISTAR ARQUIVOS"
8180 VTAB 5: HTAB 34: GET B6
8190 ON B6 GOSUB 8230,8410,8600,8800,8960,9120,9370,9580
8200 PRINT : PRINT : PRINT
8210 PRINT "APORTE QUALQUER TECLA ": GET K#
8220 GOTO 640
8230 REM
8240 REM
8250 REM
8260 REM
8270 REM
8280 REM ** LISTAR DADOS (SOCORRO) **
8290 REM
8300 HOME : VTAB 6: HTAB 9: INVERSE
8310 PRINT "LISTAR DADOS (SOCORRO)"
8320 NORMAL : PRINT : PRINT
8330 PRINT "      INICIALMENTE HA A LISTAGEM DA"
8340 PRINT "FREQUENCIA DO SIST. DE POT. JUNTA-"
8350 PRINT "MENTE COM OS ATRASOS DO SISTEMA POW"
8360 PRINT "      A SEGUIR SAO LISTADOS OS DADOS"
8370 PRINT "DO PRIMEIRO CHAV. E ASSIM SUCESSIV."
8380 PRINT "      HA DUAS OPCOES DE SAIDA: VIDEO"
8390 PRINT "OU IMPRESSORA. EXPERIMENTE!"
8400 RETURN
8410 REM
8420 REM
8430 REM
8440 REM
8450 REM
8460 REM ** APLICAR CHAVS. (SOCORRO) **
8470 REM
8480 HOME : VTAB 5: HTAB 9: INVERSE
8490 PRINT "APLICAR CHAVS. (SOCORRO)"
8500 NORMAL : PRINT : PRINT
8510 PRINT "      APLICA O CONJ. DE CHAVS. CUJOS"
8520 PRINT "DADOS ESTAO NA MEMORIA, E QUE FORAM"
8530 PRINT "OBTIDOS DURANTE O REPERTORIO DE PER-"
8540 PRINT "GUNTAS OU DE ALGUM ARQUIVO EXISTENTE"
8550 PRINT "      DURANTE A APLICACAO O USUARIO"
8560 PRINT "PODERA ABORTA-LA APERTANDO QUALQUER"
8570 PRINT "TECLA, O QUE BLOQUEARA OS TIRISTORES"
8580 PRINT "E RETORNARA AO MENU."
8590 RETURN
8600 REM
8610 REM
8620 REM
8630 REM
8640 REM
8650 REM ** ALTERAR CHAV. (SOCORRO) **
8660 REM
8670 HOME : VTAB 5: HTAB 9: INVERSE
8680 PRINT "ALTERAR CHAV. (SOCORRO)"
8690 NORMAL : PRINT : PRINT
8700 PRINT "      O USUARIO DEVERA ESCOLHER QUAL"
8710 PRINT "CHAVEAMENTO DO CONJUNTO A SER ALTE-"
8720 PRINT "RADO, DEVERA FORNECER OS NOVOS DADOS"

```

```

8730 PRINT "TAIS COMO ANGULO DE INCIDENCIA ,"
8740 PRINT "TEMPO DE SUSTENTACAO, ETC."
8750 PRINT "      SE SE ESTIVER ALTERANDO O ULTI-"
8760 PRINT "MO CHAVEAMENTO NAO ESQUECER DE IN-"
8770 PRINT "FORMAR AO PROGRAMA QUE E O ULTIMO ,"
8780 PRINT "QUANDO HOUVER A PERGUNTA."
8790 RETURN
8800 REM
8810 REM
8820 REM
8830 REM
8840 REM
8850 REM ** RECOMECAR (SOCORRO) **
8860 REM
8870 HOME : VTAB 8: HTAB 11: INVERSE
8880 PRINT "RECOMECAR (SOCORRO)"
8890 NORMAL : PRINT : PRINT
8900 PRINT "      O PROGRAMA VOLTA AO COMECO COMO"
8910 PRINT "SE ESTIVESSE INICIANDO."
8920 PRINT "      DEVE-SE ENTRAR COM OS DADOS DOS"
8930 PRINT "CHAVEAMENTOS NOVAMENTE OU UTILIZAR"
8940 PRINT "ALGUM ARQUIVO EXISTENTE."
8950 RETURN
8960 REM
8970 REM
8980 REM
8990 REM
9000 REM
9010 REM ** PARAR (SOCORRO) **
9020 REM
9030 HOME : VTAB 8: HTAB 13: INVERSE
9040 PRINT "PARAR (SOCORRO)"
9050 NORMAL : PRINT : PRINT
9060 PRINT "      O PROGRAMA E FINALIZADO DEVOG-"
9070 PRINT "VENDO O CONTROLE AO TECLADO."
9080 PRINT "      MESMO FINALIZADO O PROGRAMA ,"
9090 PRINT "PODE-SE ACESSAR O MENU DIRETAMENTE"
9100 PRINT "DIGITANDO - GOTO 630 <RETURN> - ."
9110 RETURN
9120 REM
9130 REM
9140 REM
9150 REM
9160 REM
9170 REM ** ARQ. (SOCORRO) **
9180 REM
9190 HOME : VTAB 5: HTAB 8: INVERSE
9200 PRINT "ARQUIVAR DADOS (SOCORRO)"
9210 NORMAL : PRINT : PRINT
9220 PRINT "      ESSE COMANDO CRIA DOTS ARQUI-"
9230 PRINT "VOS, UM EM TEXTO E OUTRO EM BINARIO."
9240 PRINT "      O USUARIO DEVERA FORNECER O"
9250 PRINT "NOME DO NOVO ARQUIVO TEXTO, DIFEREN-"
9260 PRINT "TE DOS JA EXISTENTES . CASO SEJA"
9270 PRINT "IGUAL ELE APAGARA O ANTERIOR E COPI-"
9280 PRINT "ARA O NOVO POR CIMA."
9290 PRINT "      O PRIMEIRO CARACTER DO NOME"
9300 PRINT "DEVERA SER UMA LETRA."
9310 PRINT "      O NOME DO ARQUIVO BINARIO TERA"
9320 PRINT "A FORMA - B+NOME+(A$6300) -."
9330 PRINT "      ESTE COMANDO JUNTAMENTE COM"
9340 PRINT "DELETAR E LISTAR ARQUIVOS PODE SER"

```

```
9350 PRINT "USADO A QUALQUER MOMENTO"
9360 RETURN
9370 REM
9380 REM
9390 REM
9400 REM
9410 REM
9420 REM ** DELETAR ARQ. (SOCORRO) **
9430 REM
9440 HOME : VTAB 5: HTAB 7: INVERSE
9450 PRINT "DELETAR ARQUIVOS (SOCORRO)"
9460 NORMAL : PRINT : PRINT
9470 PRINT "      O USUARIO DEVERA ESCOLHER UM"
9480 PRINT "DOS ARQUIVOS EXISTENTES NO DISCO"
9490 PRINT "PARA DELETA-LO."
9500 PRINT "      DELETA-SE AO MESMO TEMPO O AR-"
9510 PRINT "QUIVO TEXTO E SEU BINARIO CORRESP."
9520 PRINT "      O ARQUIVO - STANDART - NAO PODE"
9530 PRINT "SER DELETADO PORQUE ESTA BLOQUEADO."
9540 PRINT "      NUNCA DELETE QUALQUER ARQUIVO"
9550 PRINT "EM MODO DIRETO, SOMENTE PELOS COMAN-"
9560 PRINT "DOS DO PROGRAMA."
9570 RETURN
9580 REM
9590 REM
9600 REM
9610 REM
9620 REM
9630 REM ** LISTAR ARQS. (SOCORRO) **
9640 REM
9650 HOME : VTAB 8: HTAB 8: INVERSE
9660 PRINT "LISTAR ARQUIVOS (SOCORRO)"
9670 NORMAL : PRINT : PRINT
9680 PRINT "      ESTE COMANDO SIMPLEMENTE LISTA"
9690 PRINT "OS NOMES DOS ARQUIVOS DE DADOS"
9700 PRINT "EXISTENTES.(ARQUIVOS TEXTO)."
9710 PRINT "      ESTE COMANDO EM NADA AFETA OS"
9720 PRINT "ARQUIVOS. EXPERIMENTE USA-LO."
9730 RETURN
9740 REM
9750 REM
9760 REM
9770 REM
9780 REM
9790 REM ** DETECAD DE ERROS **
9800 REM
9810 REM
9820 HOME
9830 IF PEEK (222) < > 107 THEN GOTO 9910
9840 PRINT : PRINT : FLASH
9850 PRINT "ERRO : HA MAIS QUE 20 CHAVEAMENTOS OU"
9860 PRINT "      HA MAIS QUE 30 ARQS.DE DADOS"
9870 GOTO 10650
9880 REM
9890 REM
9900 REM
9910 IF PEEK (222) < > 16 THEN GOTO 9990
9920 PRINT : PRINT : FLASH
9930 PRINT "ERRO : A EXPRESSAO DIGITADA ESTA"
9940 PRINT "      COM A SINTAXE ERRADA"
9950 GOTO 10650
9960 REM
```

```
9970 REM
9980 REM
9990 IF PEEK (222) < > 163 GOTO 10070
10000 PRINT : PRINT : FLASH
10010 PRINT "ERRO : FOI DIGITADA EXPRESSAO ALFA-"
10020 PRINT "          NUMERICA NO LUGAR DE NUMERICA"
10030 GOTO 10650
10040 REM
10050 REM
10060 REM
10070 IF PEEK (222) < > 9 THEN GOTO 10150
10080 PRINT : PRINT : FLASH
10090 PRINT "ERRO : O ARQUIVO NAO FOI GRAVADO"
10100 PRINT "          O DISCO ESTA CHEIO"
10110 GOTO 10650
10120 REM
10130 REM
10140 REM
10150 IF PEEK (222) < > 5 THEN GOTO 10230
10160 PRINT : PRINT : FLASH
10170 PRINT "ERRO : O ARQUIVO LIDO ESTA INCOMPLETO"
10180 PRINT "          DEVE SER REJEITADO"
10190 GOTO 10650
10200 REM
10210 REM
10220 REM
10230 IF PEEK (222) < > 10 THEN GOTO 10310
10240 PRINT : PRINT : FLASH
10250 PRINT "ERRO : O ARQUIVO ESTA BLOQUEADO"
10260 PRINT "          NAO SE PODE ALTERA-LO"
10270 GOTO 10650
10280 REM
10290 REM
10300 REM
10310 IF PEEK (222) < > 6 THEN GOTO 10380
10320 PRINT : PRINT : FLASH
10330 PRINT "ERRO : O ARQUIVO PROCURADO NAO EXISTE"
10340 GOTO 10650
10350 REM
10360 REM
10370 REM
10380 IF PEEK (222) < > 8 THEN GOTO 10450
10390 PRINT : PRINT : FLASH
10400 PRINT "ERRO : DISCO OU DRIVER COM PROBLEMAS"
10410 GOTO 10650
10420 REM
10430 REM
10440 REM
10450 IF PEEK (222) < > 11 THEN GOTO 10520
10460 PRINT : PRINT : FLASH
10470 PRINT "ERRO : NOME DO ARQUIVO E IMPROPRIO"
10480 GOTO 10650
10490 REM
10500 REM
10510 REM
10520 IF PEEK (222) < > 4 THEN GOTO 10600
10530 PRINT : PRINT : FLASH
10540 PRINT "ERRO : DISCO SO P/ LEITURA"
10550 PRINT "          NAO SE PODE GRAVAR."
10560 GOTO 10650
10570 REM
10580 REM
```

```
10590 REM
10600 PRINT : PRINT : FLASH
10610 PRINT "ERRO DESCONHECIDO"
10620 REM
10630 REM
10640 REM
10650 NORMAL : PRINT : PRINT
10660 PRINT "APERTE QUALQUER TECLA P/ VOLTAR AO MENU": GET K$
10670 GOTO 640
```

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] P.S. PEREIRA E. C.A.M. GUIMARÃES, "Uma bancada de testes dinâmicos em relés de proteção", Escola Federal de Engenharia de Itajubá - Departamento de Eletrotécnica, 1982.
- [02] C.A.M. GUIMARÃES, R. SEARA E. H.H. ZÜRN, "A microcomputer based point-on-wave switching system", Proceedings TELECON'85, December, 1985.
- [03] A.E. EFTHYMIADIS, "A point-on-wave switching-sequence unit for power systems studies". Department of Electrical Engineering and Electronics, University of Manchester, Institute of Science and Technology, England.
- [04] EFBI, ELETROBRÁS, "Bancada de testes dinâmicos em relés de proteção" (manual), 1984.
- [05] UMIST, "Test bench for dynamic testing of protective gear" (operating manual), Department of Electrical Engineering and Electronics, University of Manchester. Institute of Science and Technology, England.
- [06] F.L. HAMILTON, N.S. ELLIS, "Developments in bench testing facilities for protective gear", Reyrolle Review, 166, p.21-29, 1956.
- [07] C.J. PAULL A. WRIGHT and L.P. CAVERO, "Programmable testing equipment for power-system protective equipment. Proc. IEEE, Vol. 123, nº 4, 1976.
- [08] K.J. BRADLEY and A. WRIGHT, "Testing of power-system protective equipment", Proc. Development in power-system protection conference, London, p.240-244, 1980.
- [09] JOSEPH A. EDMINISTER, "Circuitos elétricos", Ed. Mc-Graw-Hill, 1971.

- [10] A.C. CAMINHA, "Proteção de sistemas elétricos", Ed. EFEI, 1972.
- [11] A.R. VAN C. WARRINGTON, "Protective relays, their theory and practice", Vol.2, Ed. Chapman and Hall, 1979.
- [12] WILLIAM D. STEVENSON JR., "Elementos de análise de sistema de potência", Ed. Mc-Graw-Hill, 1978.
- [13] P.S. PEREIRA, "Transformadores de corrente", Editora EFEI, 1981.
- [14] AMADEU CASAL CAMINHA, "Introdução à proteção de sistemas elétricos", Ed. Edgard Blücher Ltda, 1977.
- [15] C.H. FLURSCHEIM, "Power circuit breaker, theory and design", IEE Monograph series 17, 1977.
- [16] TRIEL ENGENHARIA ELÉTRICA ESPECIALIZADA, "Seletividade de relés industriais", monografia, 1978.
- [17] SIEMENS, "Konventionelle Schutzrichtungen und Relais", Katalog R2-1978.
- [18] SIEMENS, "Elektronische Schutzrichtungen", Katalog, R1. 1978.
- REYROLLE, DAOU. FABRICA NACIONAL DE RELÉS Catálogo, 1983.
- THE GENERAL ELECTRIC COMPANY LTD, "GEC Measurements", (Catálogo de relés de proteção), UK.
- ASEA, "ASEA informations", (Catálogo de relés de proteção).
- GENERAL ELECTRIC, "GE instructions", (Catálogo de relés de proteção), USA.
- [18] T. FORFORD, "High-speed differential protection for large generators", 2nd International conference on developments in power-system protection, IEE, London, p.30-33, 1980.
- [19] C.A. MATHEWS, S.B. WILKINSON, "Ultra-high-speed relaying for transmission line protection", 2nd international conference

on developments in power-system protection, IEE, London, p.187 - 191, 1980.

- [20] R.P. CARTER, "Ultra-high-speed relay for EHV/UHV lines based on directional wave detection principles", 2nd International conference on developments in power-system protection, IEE, London, p.166-170, 1980.
- [21] WESTINGHOUSE, "Applied protective relaying", A silent sentinels publication, 1979.
- [22] THE ELECTRICITY COUNCIL, "Power-system protection", Vol.3, Mac Donald and Co. Ltd., 1969.
- [23] A.R. VAN C. WARRINGTON, "Protective relays, their theory and practice", Vol.1, Ed. Chapman and Hall, 1979.
- [24] DEBOO, BURROUS, "Integrated circuits and semiconductor devices", Ed. Mc-Graw-Hill, 1977.
- [25] MILLMAN, HALKIAS, "Integrated electronics", Vol. 1 e 2, Ed. Mc-Graw-Hill, 1981.
- [26] NATIONAL SEMICONDUCTOR, "Linear Databook".
 TEXAS INSTRUMENTS, "TTL Databook".
 TEXAS INSTRUMENTS, "Optoelectronics Databook".
 IBRAPE, "Transistores, dados e curvas para projetos".
- [27] TOBEY, GRAEME, HUELSMAN, "Operational Amplifiers", Ed. Mc-Graw-Hill, 1971.
- [28] JOHN V. WAIT, "Introduction to Operational Amplifiers - Theory and applications", Ed. Mac-Graw-Hill, 1977.
- [29] GENERAL ELECTRIC, "SCR Manual", Semiconductor products department, GE, 1972.
- [30] DATA INCORPORATION, "Databook thyristor", Electronic information series, Data Inc., 1981.

- [31] JOHN M. HOLLAND, "Advanced 6502 Interfacing", Ed. Howard W. Sams and Co., Inc., 1982.
- [32] ROCKWELL, "R6522 VIA (Versatile Interface Adapter)", Manual, 1984.
- [33] SEMIKRON, "Thyristor", Semikron Catalog, 1982.
- [34] WESTINGHOUSE, "SCR gate turn-on characteristics, gate drive requirements", Application Data, Westinghouse Electric Corporation.
- [35] LANCE A. LEVENTHAL, "6502 Assembly Language Programming", Ed. Osborne/Mc-Graw-Hill, 1979.
- [36] POOLE, McNIFF, COOK, "Apple II - Guia do Usuário", Ed. Osborne/Mc Graw-Hill, 1984.
- [37] ROBERTO KRESH, "Microcomputadores: Introdução a Linguagem BASIC", 6^a Edição, Ed. Ao Livro Técnico S/A, 1985.