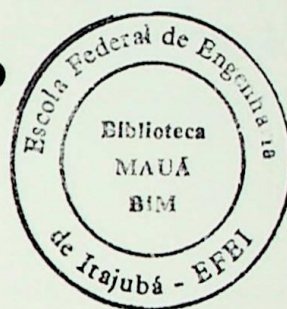


TESE

983

ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO



***MEDIDOR DE DEFASAGEM ANGULAR ELÉTRICA
DE ALTO DESEMPENHO***

Luciana Pereira Simões

Dissertação de Mestrado submetida a
ESCOLA FEDERAL DE ENGENHARIA DE ITAJUBÁ
como requisito para obtenção do título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Carlos Alberto Mohallem Guimarães
Co-orientador: Prof. Paulo Márcio da Silveira

Itajubá - MG
Agosto - 1998

AGRADECIMENTOS

Aos meus professores Carlos Alberto Nobellera Guimarães e Paulo Marcos de Sáez, pelo apoio e orientação. Foi especial a Carlos Alberto pela atenção e seriedade com que conduziu este trabalho de orientação.

Aos meus pais, Ademar Pereira Simões e Maria de Lourdes Simões, pela dignidade com que estão desempenhando sua função de pais. A minha família e em especial a meu irmão Otáide, que sem o seu apoio não seria possível a realização deste trabalho.

A família de João Otáide Pereira, minha segunda família, pela amizade, carinho e apoio dedicado nestes 17 anos de convivência.

Aos funcionários do Departamento de Eletrotécnicas da UFEL, pela amizade, dedicação e colaboração.

Aos colegas de curso, especialmente Rogério Rodrigues de Sousa, pelo companheirismo e boa amizade.

Ao meu esposo Luiz, pela compreensão nos momentos de ausência.

Ao colega Rogério pela contribuição dada no desenvolvimento deste trabalho.

***Às sete pessoas mais importantes da minha vida,
meus pais Ademar e Maria de Lourdes,
meus irmãos Otáide, Otamir, Eliana e Talita
e meu esposo Luiz.***

AGRADECIMENTOS

Aos meus professores Carlos Alberto Mohallem Guimarães e Paulo Márcio da Silveira, pelo apoio e orientação. Em especial a Carlos Alberto pela atenção e seriedade com que conduz este trabalho de orientação.

Aos meus pais, Ademar Pereira Simões e Maria de Lourdes Simões, pela dignidade com que estão desempenhando sua missão de pais. A minha família e em especial a meu irmão Otaide, que sem o seu apoio não seria possível a realização deste trabalho.

A família de João Ovídio Pereira, minha segunda família, pela amizade, carinho e apoio dedicado nestes 17 anos de convivência.

Aos funcionários do Departamento de Eletrotécnica da EFEI, pela amizade, dedicação e colaboração.

Aos colegas de curso, especialmente Rogério Rodrigues de Souza, pelo companheirismo e pela amizade.

Ao meu esposo Luiz, pela compreensão nos momentos de ausência.

Ao colega Roger pela contribuição dada no desenvolvimento deste trabalho.

À CAPES, pelo apoio financeiro que sem o qual muitas pesquisas não seriam realizadas.

RESUMO

O desenvolvimento deste trabalho surgiu da necessidade de se medir o defasamento angular de transformadores com defasamentos fracionários como, por exemplo, transformadores com defasamento de $7,5^\circ$ ou $3,75^\circ$ empregados em multiconversores ou mesmo em autotransformadores especiais, denominados ADZ, que possuem ângulos ainda mais fracionários.

Inicialmente desenvolveu-se um medidor digital discreto baseado na contagem de um trem de pulsos obtido à partir do defasamento entre dois sinais periódicos. Embora bastante simples, este método depende da frequência do oscilador, de forma que para cada frequência a ser medida necessita-se de um oscilador.

Para eliminar tal inconveniente desenvolveu-se uma nova versão para o medidor baseado em microcontrolador. Este novo método independe da frequência do sinal a ser medido, pois utiliza o processo de comparação de contagens.

Neste trabalho é apresentado as duas versões para o medidor, bem como uma análise dos seus desempenhos.

ABSTRACT

In order to fill a critical demand in electrical angle measurement, this work has the aim of developing an equipment to measure, with high accuracy, fractional phase angles. This kind of measurement is very useful for multiconverter transformers usually having 7.5° or 3.75° or yet for a special autotransformer called ADZ having even more fractional angles.

Firstly, a digital discrete meter was developed based in a block of pulse counting obtained from a phase shift between two periodic signals. Although it is very simple, this approach depends on clock oscillator. This implies that for each fundamental frequency of the input signals the meter must have an appropriate and very stable clock.

To overcome this disadvantage, a new release for this meter, based on a microcontroller, has been developed. This new approach no longer depends on the fundamental frequency of the measured input signals. It uses a method that compares two block pulse countings derived first from a whole period and after from the phase shift between the two signals.

In this work, both releases for the meter are presented and a performance analysis is made as well.

SUMÁRIO

<i>Agradecimentos</i>	III
<i>Resumo</i>	IV
<i>Abstract</i>	V

Capítulo 1 - Introdução

1.1 - <i>Aspectos Gerais</i>	1
1.2 - <i>O Estado da Arte</i>	2
1.3 - <i>O que será Desenvolvido</i>	6
1.4 - <i>Estrutura da Dissertação</i>	9

Capítulo 2 - Detector de zero

2.1 - <i>Introdução</i>	10
2.2 - <i>Bloco Comparador</i>	11
2.2.1 - <i>Cálculo da Influência do Slew Rate do Comparador</i>	13
2.2.2 - <i>Cálculo da Influência do Ganho em Malha Aberta do Comparador</i> ..	14
2.2.3 - <i>Cálculo da Influência dos off-set do Amplificador Operacional</i>	16
2.3 - <i>Divisor Resistivo ou Conversor I/V</i>	19
2.4 - <i>Bloco Driver</i>	20
2.5 - <i>Bloco Isolador</i>	24
2.6 - <i>Circuito Completo</i>	26

Capítulo 3 - Medidor Digital Discreto

3.1 - <i>Introdução</i>	28
3.2 - <i>Circuito Detector de Fase</i>	29
3.3 - <i>Sinais de Sincronismo</i>	32
3.4 - <i>Contador</i>	32
3.5 - <i>Circuito Geral do Medidor Discreto</i>	35

Capítulo 4 - Medidor Microcontrolado de Defasagem Angular Elétrica

4.1 - Introdução.....39
 4.2 - Funcionamento.....40
 4.3 - Hardware do Medidor.....41
 4.3.1 - Circuito Microcontrolado.....42
 4.4 - Programa de Medição.....46
 4.5 - Análise de Erro.....51

1.1- Aspectos Gerais

Capítulo 5 - Conclusões.....54

Bibliografia.....56

Anexo A - PCI's do Medidor Digital Discreto.....58

Anexo B - Circuitos Esquemático e PCI do Medidor Microcontrolado.....62

Anexo C - Programa de Medição para o Medidor Microcontrolado.....65

Anexo D - Artigos Publicados.....74

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1- Aspectos Gerais

Um dos ensaios realizados na área de eletricidade é a obtenção do defasamento angular elétrico de duas ondas periódicas defasadas entre si. Este procedimento é aplicado em transformadores, dispositivos de proteção, equipamentos de medição, conversores estáticos, etc, e consiste, na maioria das vezes, de um processo demorado e de baixa exatidão. Entretanto, existem no mercado medidores digitais de defasamento angular que por um lado facilitam a tarefa da obtenção do ângulo entre dois sinais, porém possuem baixa exatidão, não sendo capazes de efetuar medidas com exatidão melhor que 1° .

Atualmente, com o grande desenvolvimento da eletrônica de potência, depara-se com projetos de transformadores especiais de ângulos de defasamento fracionários. Tal é o caso de transformadores com defasamento angular de $7,5^\circ$ ou $3,75^\circ$. Pode-se deparar com ângulos ainda mais fracionários proporcionados, por exemplo, por uma nova geração de autotransformadores denominados ADZ.[1]

A medida de pequenos ângulos elétricos fracionários por métodos analíticos ou por instrumentação convencional é extremamente lenta e penosa. O objetivo deste trabalho é descrever um medidor de defasagem elétrica, cujo desempenho calca-se na possibilidade da medida direta de ângulos fracionários com exatidão de décimos de grau, podendo, com alguns cuidados, chegar a centésimos de grau. Esse medidor é capaz de medir o defasamento angular

entre sinais de tensão, sinais de corrente e entre sinais de corrente e de tensão simultaneamente, estando a magnitude da corrente entre 1 e 10 A de pico e da tensão entre 5 e 500 V de pico.

O instrumento desenvolvido baseia-se em circuitos que fazem a detecção precisa dos zeros das ondas periódicas senoidais, a partir dos sinais previamente adaptados. Para isto, os sinais de entrada são transformados em ondas quadradas através de circuitos comparadores de alta exatidão.

Inicialmente foi desenvolvido um circuito digital discreto baseado simplesmente na contagem de um trem de pulsos obtido a partir do defasamento entre dois sinais. Este método, apesar de simples, depende fortemente da base de tempo que, apesar de estável, pois baseia-se em osciladores a cristal, necessita a fabricação de cristais cortados numa frequência de ressonância exata para atender o processo de medição. A fim de eliminar este inconveniente bem como aumentar a versatilidade do medidor, desenvolveu-se, em uma segunda etapa, um método baseado em um microcontrolador, bastante difundido, que utiliza um processo de comparação de contagens.

1.2 - O Estado da Arte

Encontra-se na literatura vários métodos para medir o defasamento angular elétrico entre dois sinais senoidais. Em [2], Ibrahim e Abdul-Karim descrevem um medidor de fase digital usando o princípio da rampa dupla. O medidor proposto tem saída digital independente da frequência de entrada e da frequência do *clock* usada no processo de medição. A medida é executada em tempo igual a dois ciclos do sinal de entrada. Na figura 1.1 tem-se o diagrama em blocos do medidor proposto.

De acordo com a figura 1.1 os sinais senoidais de entrada são convertidos em ondas quadradas, utilizando-se para isto comparadores. Estes sinais passam por uma porta ou-exclusivo resultando em um trem de pulsos, cuja largura dos pulsos é a diferença entre o cruzamento com zero positivo e

negativo. Durante um período de tempo equivalente a largura dos pulso, uma tensão dc é integrada. Neste intervalo, que corresponde a um ciclo do sinal de entrada o contador realiza a contagem. O valor do contador é proporcional ao período da onda de entrada e a frequência do clock. Este valor é convertido em uma tensão dc e esta é integrada até que a saída do integrador passe por zero. O contador é zerado no fim do primeiro período e começa novamente a contagem. No instante em que o integrador passa por zero o valor do contador é proporcional a diferença de fase entre os dois sinais. O comparador que segue o integrador tem a função de zerar o contador quando a saída do integrador passa por zero.

As principais fonte de erro apontadas pelos autores para este medidor são: tensão e corrente de *offset* do amplificador operacional, erros devido ao conversor D/A e quantização do contador, resistência das chaves *on* e *off*, não ideais.

Pode-se conseguir uma exatidão de 0.01% utilizando componentes de alta precisão.

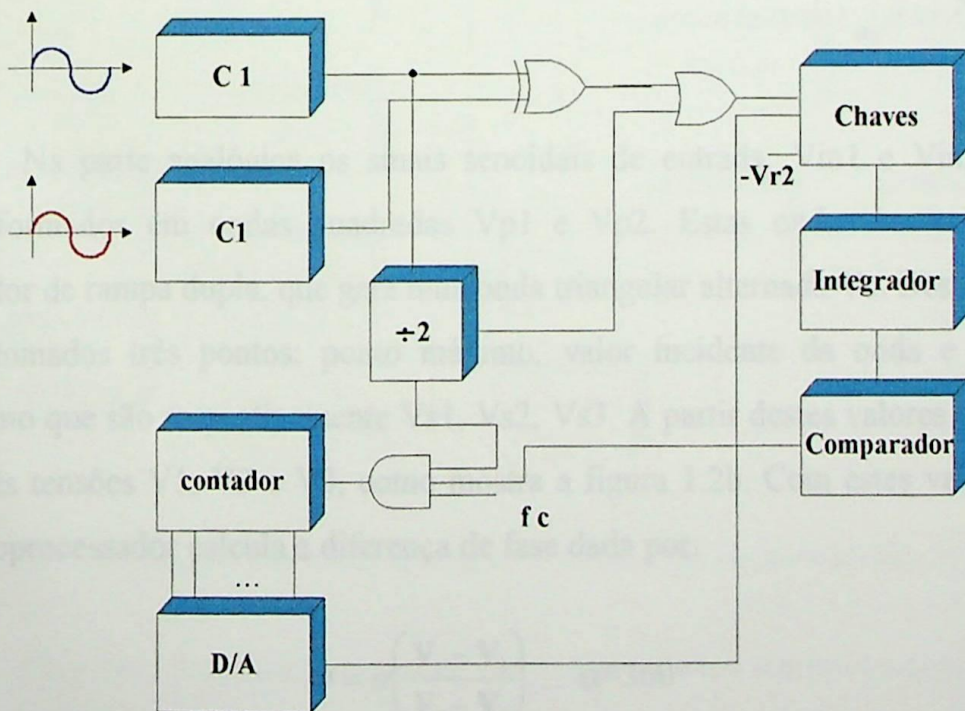


Figura 1.1- Diagrama em blocos do medidor de fase digital usando o princípio da rampa dupla

Em [3], Mahmud apresenta um medidor de fase microprocessado baseado no método da rampa dupla. O medidor não requer um padrão de tempo, oferece boa resolução, baixa sensibilidade nas trocas dos parâmetros internos do circuito e compatibilidade com microprocessador. O diagrama em blocos do medidor e as principais formas de onda são apresentados na figura 1.2

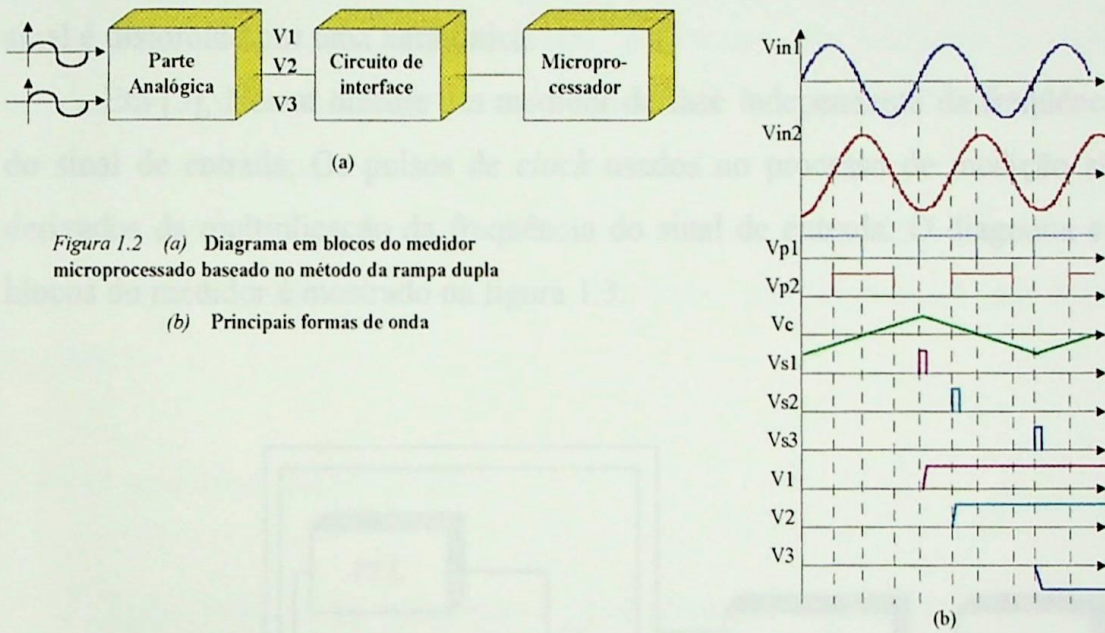


Figura 1.2 (a) Diagrama em blocos do medidor microprocessado baseado no método da rampa dupla
(b) Principais formas de onda

Na parte analógica os sinais senoidais de entrada, V_{in1} e V_{in2} , são transformados em ondas quadradas V_{p1} e V_{p2} . Estas ondas controlam o gerador de rampa dupla, que gera uma onda triangular alternada V_c . Desta onda são tomados três pontos: ponto máximo, valor incidente da onda e ponto mínimo que são respectivamente V_{s1} , V_{s2} , V_{s3} . A partir destes valores geram-se três tensões V_1 , V_2 e V_3 , como mostra a figura 1.2b. Com estes valores o microprocessador calcula a diferença de fase dada por:

$$\Phi = \alpha \left(\frac{V_1 - V_2}{V_1 - V_3} \right) \quad \alpha = 360^\circ \quad (1.1)$$

A faixa de frequência, que pode ser aplicada ao circuito varia de 50 Hz a 50 [kHz].

A principal fonte de erro apontada é o tempo finito das amostras, mas ainda contribuem para erros as fontes de corrente não alinhadas utilizadas na implementação prática do circuito, erros no circuito que realiza as amostras e quantização do conversor A/D.

Em [4], Mahmud faz uma análise de erros na medida de fase, em que as ondas são distorcidas, utilizando medidores existentes [3]. Neste artigo são apresentados resultados de simulação computacionais para vários casos com o objetivo de mostrar quão grande pode ser o erro na medida de fase quando o sinal é distorcido por uma harmônica.

Em [5], Nemat discute um medidor de fase independente da frequência do sinal de entrada. Os pulsos de *clock* usados no processo de medição são derivados da multiplicação da frequência do sinal de entrada. O diagrama em blocos do medidor é mostrado na figura 1.3.

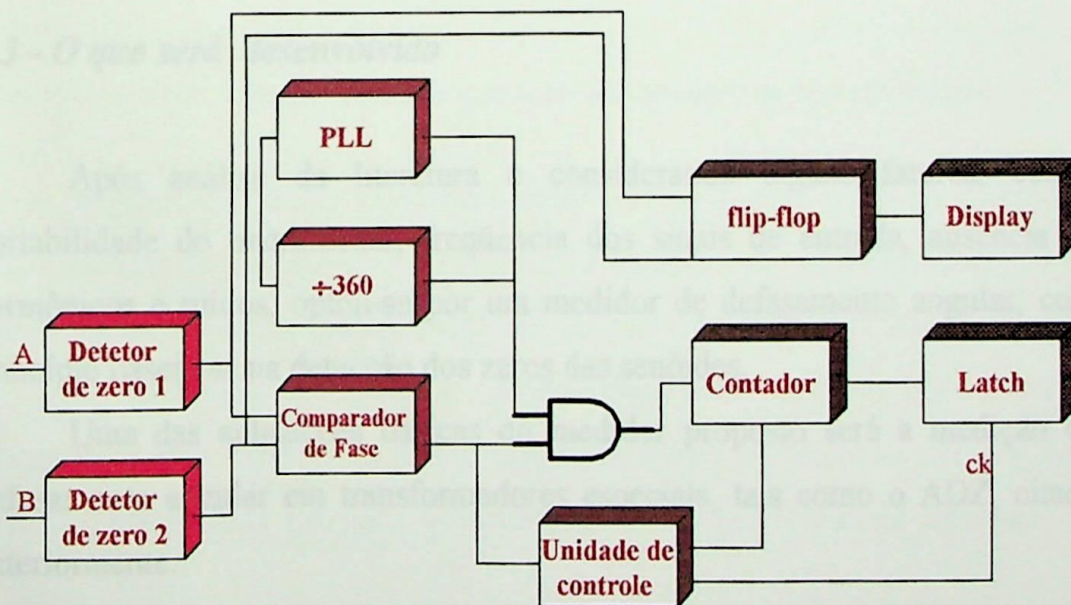


Figura 1.3 - Diagrama em blocos do medidor de defasamento angular utilizando PLL

Os sinais senoidais de entrada são transformados em ondas quadradas. Estas são aplicadas a um comparador de fase tendo um trem de pulsos de largura igual a diferença de fase entre os dois sinais. Para medir a largura dos pulsos utiliza-se pulsos de clock que são obtidos pela multiplicação da

freqüência do sinal de entrada. Esta multiplicação é feita por um PLL. O deslocamento é medido diretamente em graus e mostrado em um *display*.

A precisão do circuito depende inteiramente do PLL utilizado. Outra fonte de erro são as distorções harmônicas do sinal de entrada.

Em [6], Micheletti descreve um novo algoritmo para medir o defasamento angular entre dois sinais senoidais baseado no método dos mínimos quadrados (LSM). O algoritmo desenvolvido usa amostras digitais dos dois sinais de entrada e determina simultaneamente a amplitude e fase dos dois sinais. Para os cálculos computacionais, necessita-se de amostras de dados obtidas em tempo menor que um ciclo do sinal de entrada. Da análise dos resultados obtidos por simulação computacional conclui-se que um número maior de amostras leva a um resultado mais preciso. Este método é adequado para medir o defasamento angular em sinais que contenham um ruído moderado.

1.3 - O que será desenvolvido

Após análise da literatura e considerando alguns fatores, como: portabilidade do instrumento, freqüência dos sinais de entrada, ausência de harmônicos e ruídos, optou-se por um medidor de defasamento angular, cujo princípio baseia-se na detecção dos zeros das senóides.

Uma das aplicações básicas do medidor proposto será a medição do defasamento angular em transformadores especiais, tais como o ADZ, citado anteriormente.

Visto que a aplicação precípua deste medidor é em testes laboratoriais de transformadores especiais, distorções do sinal bem como ruídos espúrios poderão, até certo ponto, ser desconsiderados, pois, embora sendo a distorção um dos principais fenômenos que poderia influenciar na exatidão do processo de medição de defasamento, parte-se do princípio que os dois sinais de entrada sejam idênticos (primário e secundário do transformador).

A partir destas considerações adotou-se o método clássico, segundo consta na literatura, para medir o defasamento angular entre dois sinais periódicos de mesma forma de onda. Estas são, portanto, transformadas em ondas quadradas, com amplitudes apropriadas, tendo suas bordas de subida e de descida no cruzamento com zero da senóide como mostra a figura 1.4

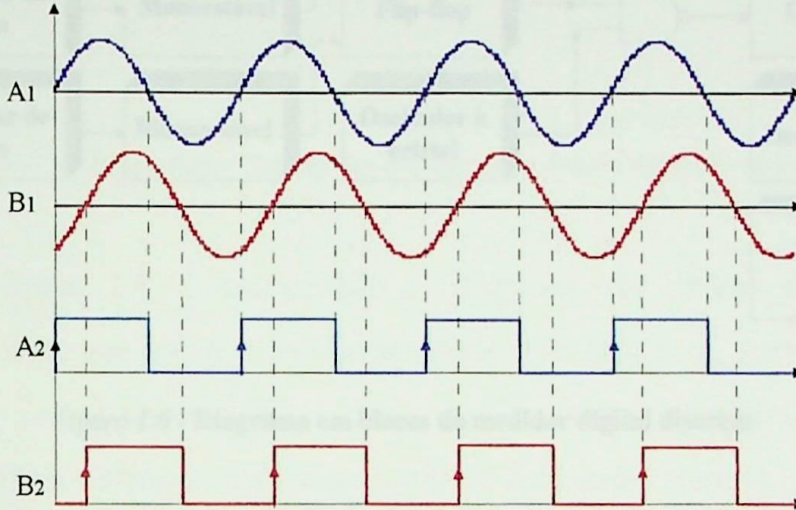


Figura 1.4- Obtenção das ondas quadradas pelo princípio da detecção dos zero

A partir das ondas quadradas desenvolveu-se dois métodos diferentes para a medida do defasamento. O primeiro é baseado em circuitos discretos de lógica digital e o outro, mais versátil, em um circuito microcontrolado.

No primeiro medidor, os sinais quadrados passam por circuitos adaptadores para obter-se os pulsos correspondentes ao deslocamento angular, como mostra a figura 1.5, para, por exemplo, dois sinais senoidais defasados.

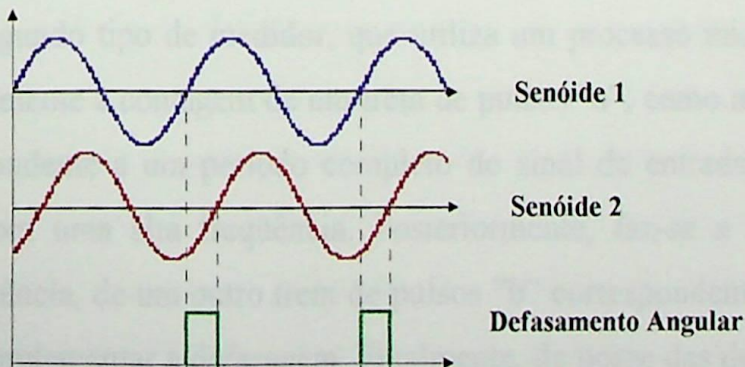


Figura 1.5- Defasamento angular medido a partir dos zeros das senóides

Para melhor ilustrar o procedimento para a obtenção do pulso de defasamento a figura 1.6 apresenta o diagrama em blocos medidor proposto.

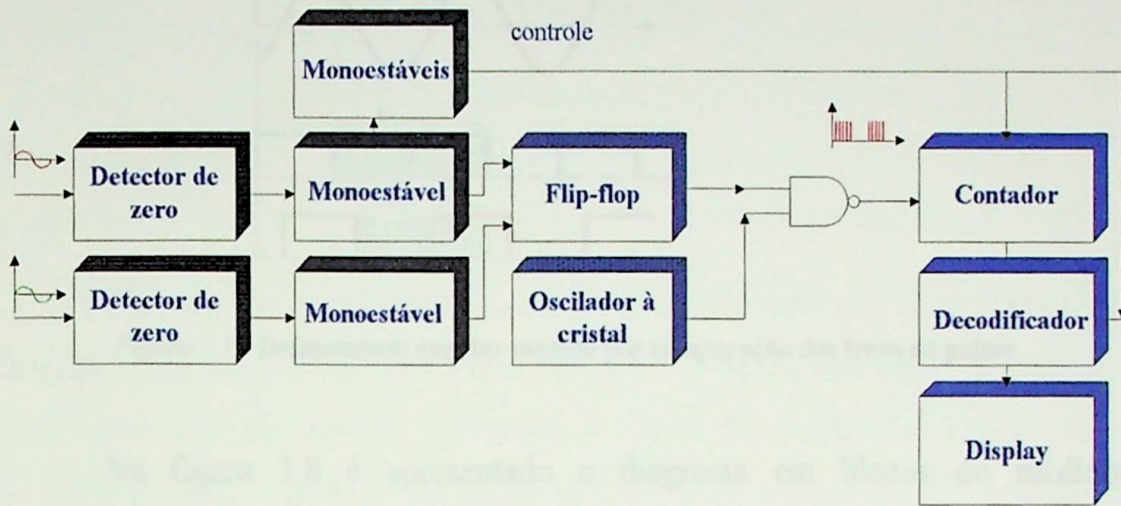


Figura 1.6 - Diagrama em blocos do medidor digital discreto

Inicialmente, os dois sinais periódicos na entrada passam por circuitos detetores de zero de alto desempenho fornecendo duas ondas quadradas em suas saídas. Estas disparam monoestáveis que, gerando pulsos de curta duração, gatilham um *flip-flop* produzindo um terceiro pulso, cuja largura é o deslocamento angular entre os dois sinais de entrada. Em seguida, este sinal, que contém a informação do deslocamento angular, é modulado por uma alta frequência proveniente de um oscilador a cristal, com isto obtém-se um trem de pulsos pronto para ser contado. Este trem de pulsos, juntamente com os sinais de controle, é enviado aos circuitos subseqüentes onde será contado, fornecendo, no mostrador, o resultado do deslocamento angular em graus.

No segundo tipo de medidor, que utiliza um processo microcontrolado, faz-se inicialmente a contagem de um trem de pulsos "a", como mostra a figura 1.7, correspondente a um período completo do sinal de entrada, previamente modulado com uma alta frequência. Posteriormente, faz-se a contagem, na mesma frequência, de um outro trem de pulsos "b" correspondente ao intervalo de tempo complementar à defasagem. Finalmente, de posse das duas contagens, calcula-se o ângulo de defasagem.

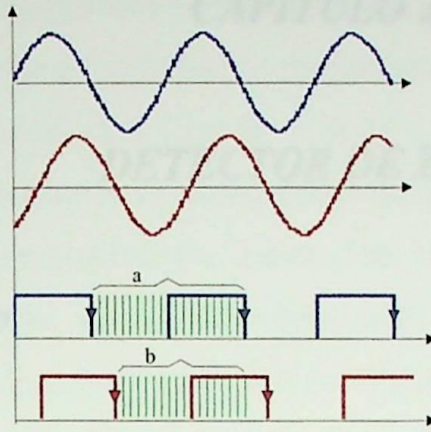


Figura 1.7 - Defasamento angular medido por comparação dos trens de pulsos.

Na figura 1.8 é apresentado o diagrama em blocos do medidor microcontrolado que utiliza o mesmo princípio da detecção de zero do medidor precedente. Estes sinais são aplicados no circuito microcontrolado que, através de um programa dedicado, realiza o cálculo da defasagem angular.

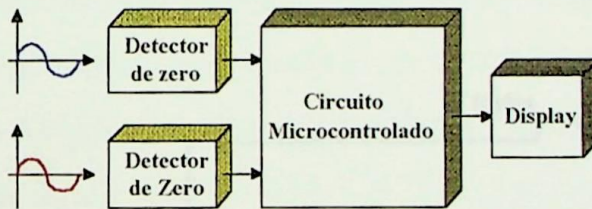


Figura 1.8 - Diagrama em blocos do medidor microcontrolado.

1.4 Estrutura da Dissertação

Pelo fato do circuito de detecção de zero de alto desempenho ser o ponto de partida da medição do defasamento angular, ele é, portanto, abordado, no capítulo 2, tanto em seu aspecto teórico quanto em sua implementação prática. Uma vez visto o processo de detecção, no capítulo 3 é apresentado o primeiro medidor, baseado em circuitos discretos de lógica digital. No capítulo 4, por sua vez, é mostrada a versão do medidor baseado em circuito microcontrolado. Finalmente, no capítulo 5 encontra-se a avaliação do desempenho dos dois medidores propostos, bem como as conclusões finais.

CAPÍTULO 2

DETECTOR DE ZERO

2.1 - Introdução

Para que se tenha exatidão no processo da medição do defasamento angular entre duas ondas periódicas idênticas, é de fundamental importância fazer uma detecção precisa dos zeros. A partir desta detecção cria-se duas ondas quadradas, espelhos das ondas periódicas de entrada. Neste capítulo é descrito o circuito que realiza esta tarefa, a partir de dois circuitos detectores idênticos e independentes. A figura 2.1 mostra o diagrama em blocos de um destes circuitos.

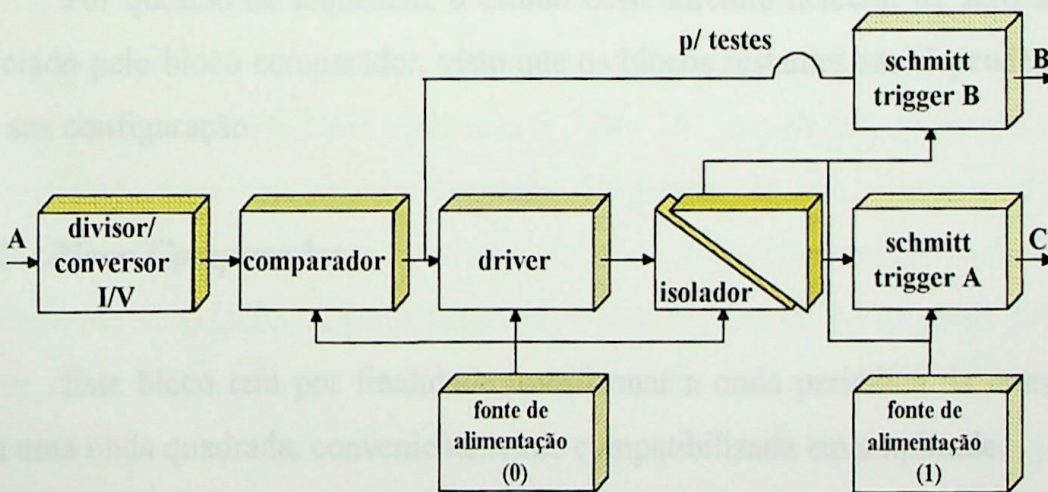


Figura 2.1 - Diagrama em blocos do circuito detector de zero

Inicialmente um bloco divisor resistivo promove a redução do sinal de tensão para condicioná-lo aos níveis aceitáveis pelos blocos seguintes. Caso se trabalhe com corrente, utiliza-se um conversor I/V. Em seguida, o comparador transforma a onda periódica em uma onda quadrada através de um comparador

de alto desempenho, necessário à proposta deste trabalho. Este sinal passa pelo bloco *driver* que tem a finalidade de manipular correntes mais altas a partir de correntes mais baixas. Em seguida o sinal é introduzido num bloco optoacoplador para promover o desacoplamento galvânico entre o circuito de potência e o circuito eletrônico a jusante. Este bloco isolador foi projetado para otimizar a resposta de saída, minimizando e equalizando atrasos que comprometam o desempenho do medidor. Para melhorar e adaptar o sinal da onda quadrada, utiliza-se portas digitais tipo *schmitt trigger*. Nota-se também a utilização de fontes de alimentação separadas para os circuitos desacoplados entre si. Uma segunda porta *schmitt trigger* é utilizada somente para testes e levantamento de atraso do isolador, a qual apresenta os maiores atrasos.

Os atrasos entre duas placas de detecção de zero são levantados experimentalmente de forma que se possa estimar o erros finais do processo de medida e reduzi-los, caso seja possível. As não idealidades dos componentes são compensadas para que suas influências sejam minimizadas e toleráveis.

Por questão de seqüência, o estudo deste circuito detector de zero será iniciado pelo bloco comparador, visto que os blocos restantes são dependentes de sua configuração.

2.2 - Bloco Comparador

Este bloco tem por finalidade transformar a onda periódica da entrada em uma onda quadrada, convenientemente compatibilizada em amplitude.

Em princípio qualquer amplificador operacional em configuração de malha aberta poderia operar como comparador. Mas para que tenha uma comparação adequada com os propósitos do projeto, ou seja, com alto desempenho, algumas de suas características devem ser otimizadas, tais como: baixos deslocamento (*off-set*) e deriva (*drift*) em função das grandezas ambientais, alta taxa de variação da tensão de saída (*slew-rate*), alto ganho de tensão em malha aberta (A_0) - ou alto produto ganhoXbanda (*PGB*), alta

relação de rejeição de modo comum ($CMRR$), baixa impedância de saída e alta impedância de entrada.

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

O erro devido ao *slew-rate* pode ser minimizado pela escolha de um comparador de alto desempenho. No caso de se trabalhar em frequências fundamentais de baixo valor (50 ou 60[Hz]) o ganho em malha aberta, na maioria dos amplificadores operacionais, estará próximo do máximo, ao passo que o erro devido à amplitude mínima para uma efetiva comparação da tensão de entrada é minimizado pelo projeto adequado do divisor resistivo de tensão.

Existem no mercado vários componentes projetados para trabalhar especificamente como comparadores, como, por exemplo, os circuitos LM311, LM339 e outros. Estes comparadores têm como características básicas, alta velocidade de comutação, alto ganho, ampla largura de faixa, etc. Apesar de possuírem estas características de alto desempenho, eles não são, ainda, suficientes para as aplicações pretendidas. Após busca na literatura técnica, viu-se que o amplificador operacional LM-318 possuía as características necessárias para o projeto proposto, superior às dos comparadores convencionais, pois, além de ser altamente veloz, é um componente facilmente encontrado no mercado especializado, bem como apresenta baixo custo. Neste caso, ele será utilizado em configuração comparador.

As características do amplificador operacional LM-318, adequadas para operar como comparador de alto desempenho, são: o *slew-rate* em piores condições é de cerca de 70 [V/ μ s], o produto ganho banda (PGB) de 15 [MHz], o ganho em malha aberta até à frequência do primeiro polo dominante igual a 110 [dB] e $CMRR$ igual a 100 [dB].

A título de comparação com outro difundido amplificador operacional, o LM-741, tem-se: *slew-rate* 0,5 [V/ μ s]; PGB igual a 1[MHz]; ganho em malha aberta típico igual a 90 [dB], $CMRR$ igual a 90 [dB].

2.2.1 - Cálculo da Influência do slew-rate do Comparador

O *slew-rate* de um amplificador operacional é definido como sendo a máxima taxa de variação da tensão de saída por unidade de tempo. Para o LM-318, o *slew-rate* de 70 [V/ μ s] (*slew* negativo) é tomado como sendo o pior caso, ou seja, à temperatura limite do componente. A Figura 2.2 (a) ilustra o *slew-rate* versus temperatura para o LM-318.

Considerando o caso mais crítico, que é para o *slew* negativo, o LM-318 leva aproximadamente 430 [ns] para fazer a excursão de -15 à +15 [V]. Na frequência de 60 [Hz] esse atraso corresponde a 0,0093 graus. Isto pode ser melhor visualizado na figura 2.2 (b).

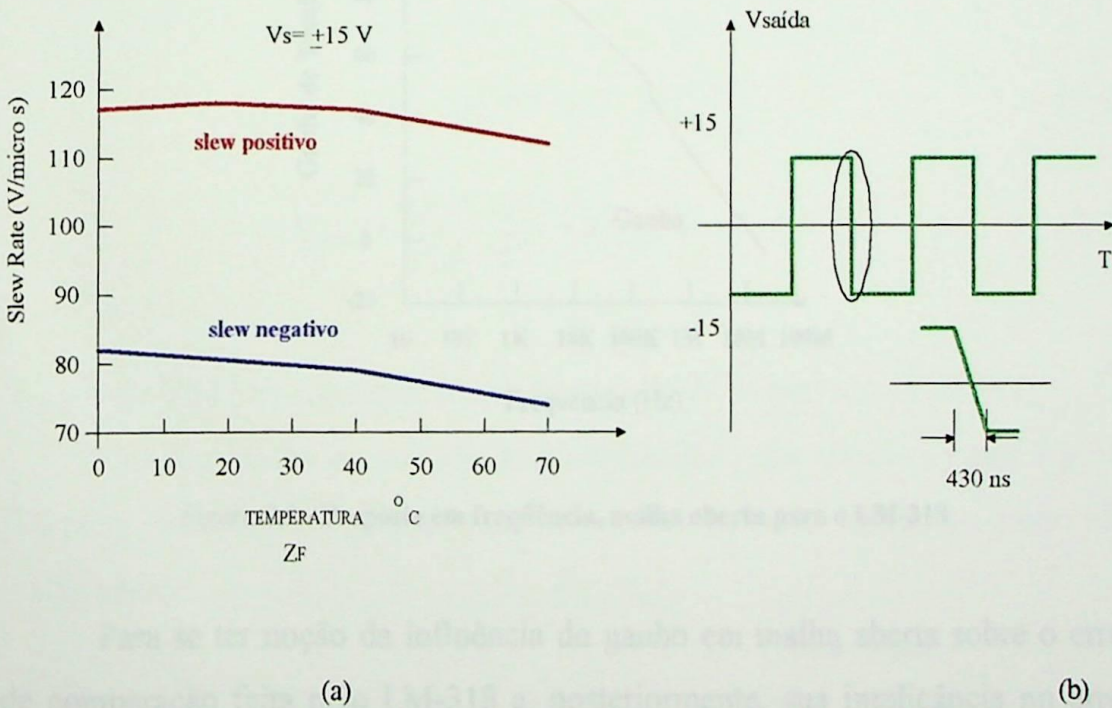


Figura 2.2 (a) - Slew-rate x Temperatura para um seguidor de tensão com o LM-318

(b) - Tensão de saída x tempo

Em princípio, como se pretende realizar medidas da ordem de centésimos de grau em 60 [Hz], vê-se que este atraso está adequado ao proposto pois situa-se na faixa de erro pretendido.

2.2.2 - Cálculo da Influência do Ganho em Malha Aberta do Comparador

O ganho de tensão em malha aberta de um amplificador operacional sofre atenuação à medida em que a frequência aumenta. Analisando a figura 2.3, pode-se observar que esta atenuação inicia, para o LM-318, em torno de 100 [Hz]. Como o circuito projetado trabalhará na frequência de 50 ou 60 [Hz], não haverá atenuação do sinal, o ganho nesta faixa de frequência mantém-se em torno de 110 [dB].

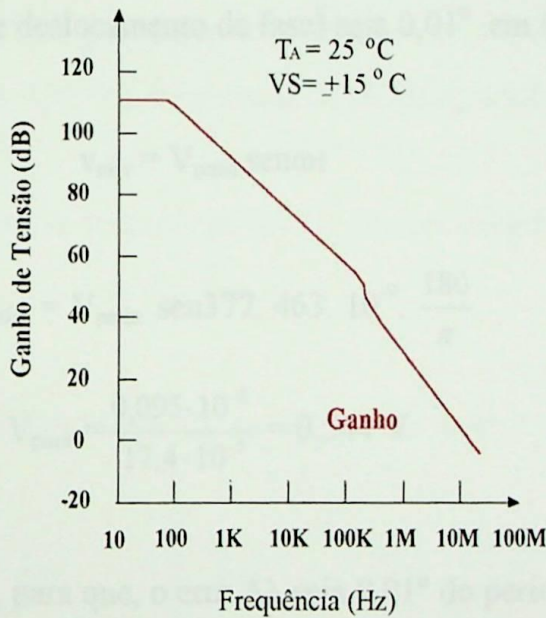


Figura 2.3 - Resposta em frequência, malha aberta para o LM-318

Para se ter noção da influência do ganho em malha aberta sobre o erro de comparação feita pelo LM-318 e, posteriormente, sua implicância no erro global do medidor de defasamento angular, são feitas algumas deduções como seguem:

A partir da figura 2.4, é calculada a mínima tensão de pico na entrada do comparador (V_{pmin}), em 60 [Hz], para que ΔV_{ent} produza uma excursão plena na saída, ou seja, $V_{saída}$ indo de -15 a +15[V] ($\Delta V_{saída}$, portanto, igual a 30 [V]), em 0,01 grau, ou seja, em 463[ns].

Tem-se:

$$\Delta V_{saída} = \Delta V_{ent} \cdot A \quad (2.1)$$

$$A_{60Hz} = 110 \text{ dB} \approx 316228 \quad (2.2)$$

$$\Delta V_{ent} = \frac{30}{316228} = 0,095[\text{mV}] \quad (2.3)$$

A mínima tensão de pico que deve ser aplicada à entrada do comparador para que $\Delta\lambda$ (erro de deslocamento de fase) seja $0,01^\circ$ em 60 [Hz] será:

$$v_{min} = V_{pmin} \text{sen}\omega t \quad (2.4)$$

$$v_{min} = V_{pmin} \text{sen}377.463.10^{-9} \cdot \frac{180}{\pi} \quad (2.5)$$

$$V_{pmin} = \frac{0,095 \cdot 10^{-3}}{17,4 \cdot 10^{-5}} = 0,544 \text{ V} \quad (2.6)$$

V_{pmin} vale 0,54 [V], para que, o erro $\Delta\lambda$ seja $0,01^\circ$ do período de 60 [Hz].

Como a tensão na entrada do amplificador pode situar-se entre 1 e 10 [V] pico, fica portanto garantido um erro inferior a $0,01^\circ$ devido ao ganho em malha aberta.

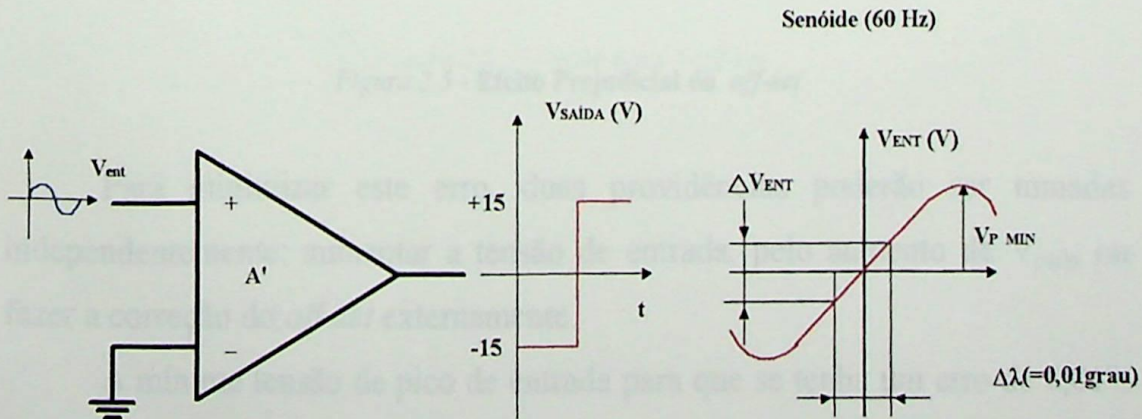


Figura 2.4- Efeito do Ganho em Malha Aberta no Comparador

2.2.3 - Cálculo da Influência dos off-set's do Amplificador Operacional

Devido às diferenças existentes nas características dos transistores de entrada dos amplificadores operacionais, tem-se um desbalanceamento das correntes no circuito e conseqüentemente dá-se lugar ao aparecimento de uma tensão de *off-set* de entrada. Esta tensão age como um sinal diferencial na entrada do amplificador operacional e produz uma tensão *off-set* de saída.

Pelos resultados obtidos no cálculo da influência do ganho em malha aberta, pode-se provar que haverá predominância dos erros devido aos *off-set's* 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 que se tenha um erro de $0,01^\circ$ na freqüência de 60 [Hz], conforme mostra a figura 2.5.

O erro, em termos de graus (60 [Hz]), poderá chegar a:

$$v = V_{pico} \text{ sen } \Delta\lambda \tag{2.7}$$

$$4 \text{ [mV]} = 544 \text{ [mV]} \cdot \text{sen } \Delta\lambda ; \Delta\lambda = 0,42^\circ \tag{2.8}$$

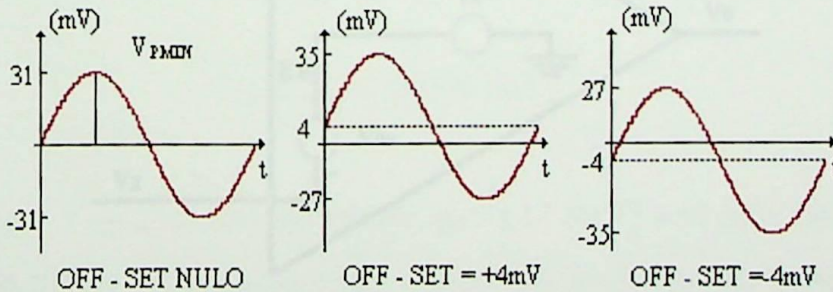


Figura 2.5 - Efeito Prejudicial do *off-set*

Para minimizar este erro, duas providências poderão ser tomadas independentemente: aumentar a tensão de entrada, pelo aumento de V_{pmin} ou fazer a correção do *off-set* externamente.

A mínima tensão de pico de entrada para que se tenha um erro de $0,01^\circ$, considerando uma tensão de *off-set* de 4 [mV] é da ordem de 24 [V], como mostram as equações 2.9 e 2.10.

$$4[\text{mV}] = V_{\text{pmin}} \text{ sen } 0,01^\circ \quad (2.9)$$

$$V_{\text{pmin}} = 23,0 [\text{V}] \quad (2.10)$$

Como o valor é muito alto, será necessário, portanto, compensar o *off-set* externamente para que o valor de pico da tensão na entrada do amplificador fique entre 1 e 10[V], como estabelecido pelo divisor resistivo. .

Será calculado o valor do *off-set*, considerando a tensão mínima de 1[V], que é o pior caso, para que o erro seja $0,01^\circ$.

$$V_{\text{off-set}} = 1 \text{ sen } 0,01^\circ \quad (2.11)$$

$$V_{\text{off-set}} = 0,17 [\text{mV}] \quad (2.12)$$

O modelo utilizado para o cálculo do *off-set* é mostrado na figura 2.6, extraído de [7].

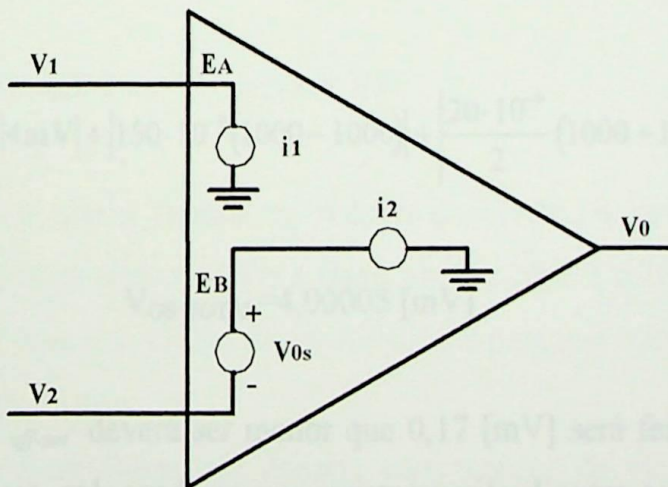


Figura 2.6 - Modelo para o *off-set*

Tem-se que:

$$I_B = \frac{i_1 + i_2}{2}; \quad (2.13)$$

$$I_{os} = i_1 - i_2 \quad \text{e} \quad (2.14)$$

$$V_{osTotal} \leq \left[|V_{os}| + |I_B(R_I - R_N)| + \left| \frac{I_{OS}}{2}(R_N + R_I) \right| \right] \quad (2.15)$$

R_I - resistência equivalente vista pelo terminal inversor.

R_N - idem, terminal não inversor.

Os módulos na expressão (2.15) garantem o pior caso.

Os dados do fabricante do LM - 318, são:

$$V_{OS} = 4 \text{ [mV]} \quad (2.16)$$

$$I_B = 150 \text{ [nA]} \quad (2.17)$$

$$I_{OS} = 20 \text{ [nA]} \quad (2.18)$$

Considerando $R_1 = R_2 = 1K\Omega$, o valor de $V_{OS\ TOTAL}$ será:

$$V_{osTotal} \leq \left[|4\text{mV}| + |150 \cdot 10^{-9}(1000 - 1000)| + \left| \frac{20 \cdot 10^{-9}}{2}(1000 + 1000) \right| \right] \quad (2.19)$$

$$V_{OS\ TOTAL} = 4,00005 \text{ [mV]} \quad (2.20)$$

Como $V_{off-set}$ deverá ser menor que 0,17 [mV] será feita uma correção externa do *off-set*, colocando-se um resistor variável entre os pinos 1 e 5 do amplificador operacional.

Conclusão:

Os erros devidos ao ganho em malha aberta e ao *slew-rate* são minimizados pela escolha de um comparador de alta velocidade, ao passo que, o erro devido ao *off-set* pode ser reduzido fazendo o ajuste externo através de um resistor variável, colocado entre os pinos 1 e 5. Devido ao *CMRR* não ser

infinito, em ambientes onde há a presença de campos elétricos e magnéticos, aconselha-se blindar o circuito e utilizar cabos blindados nos circuitos de entrada. O circuito comparador é mostrado na figura 2.7.

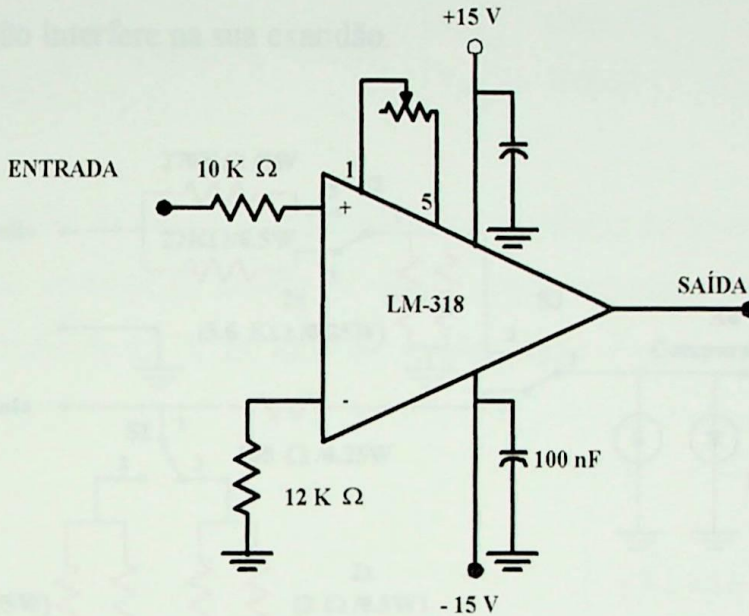


Figura 2.7 - Circuito Comparador Proposto

2.3 - Divisor Resistivo ou Conversor I/V

Esse bloco tem a função de reduzir os níveis de tensão e correntes externos aplicados ao circuito, para a faixa situada entre 1 e 10 [V], por razões mencionadas no item 2.1. O fato de ser resistivo é para que o atraso de fase seja praticamente nulo.

Ele deverá ser capaz de deparar com tensões de até 500 [V] rms e correntes de até 10[A] rms, sem o uso de TP's e TC's. Para isto, as resistências foram devidamente calculadas, adotando-se os valores comerciais mais próximos.

Para fins de ilustração, o circuito divisor resistivo é mostrado na figura 2.8. As chaves S1 e S2 selecionam os níveis de corrente e de tensão, respectivamente, aplicados ao circuito. A chave S3, por sua vez, seleciona a grandeza envolvida na medição: tensão ou corrente.

As resistências do conversor I/V e a resistência de $5,6 \text{ [k}\Omega\text{]}$ foram divididas em duas para aumentar a segurança do circuito contra uma possível abertura de uma delas. Os diodos grampeadores são utilizados para limitar a tensão de entrada em torno de $\pm 0,7 \text{ [V]}$. Isto, além de oferecer mais segurança ao circuito, não interfere na sua exatidão.

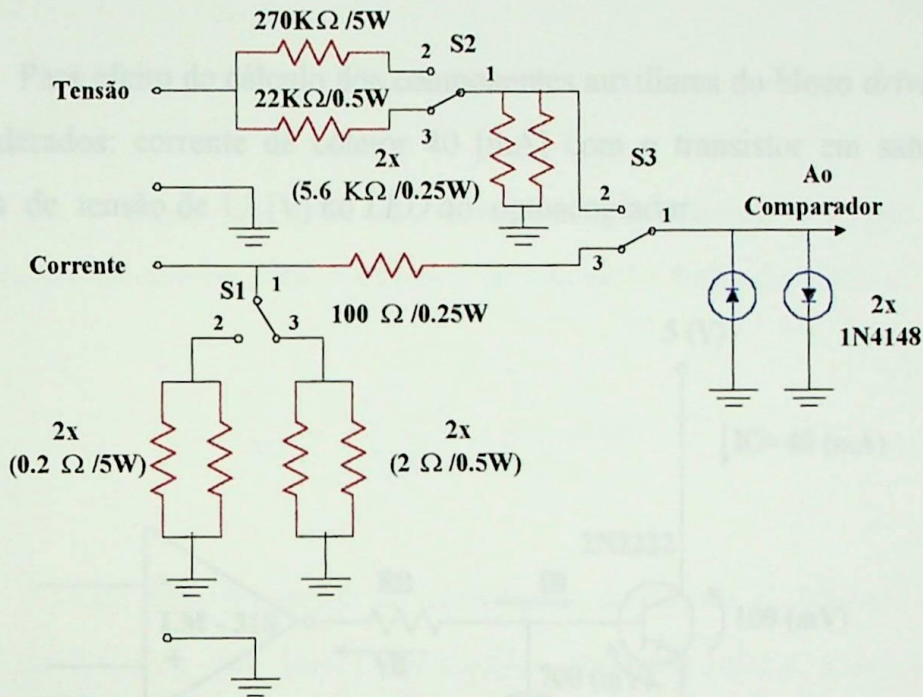


Figura 2.8 - Divisor Resistivo

2.4 - Bloco Driver

Esse bloco tem por finalidade a manipulação de correntes mais altas à partir de correntes mais baixas. Por um lado, o amplificador operacional LM-318 não é capaz de fornecer eficazmente correntes superiores a 5 [mA] . Por outro lado, o *LED* do optoacoplador requer uma corrente cujo valor deverá situar-se entre $0,4 \text{ [mA]}$ e 60 [mA] . No entanto, a fim de obter maior velocidade no circuito, o *LED* deverá ser ativado com correntes mais elevadas, por exemplo 40 [mA] , que é pouco aquém do valor máximo por questões de segurança. Para conseguir tal efeito, o transistor do *driver* será levado à saturação, conforme mostrado na figura 2.9. Para esta tarefa foi escolhido o

transistor 2N2222 que apresenta características compatíveis com a aplicação, como alta velocidade de comutação, alta imunidade a ruídos e fácil aquisição.

As características de saturação do 2N2222 são:

$$I_c = 40[\text{mA}], I_B = 2[\text{mA}] \begin{cases} V_{CE_{\text{sat}}} = 100[\text{mV}] \\ V_{BE_{\text{sat}}} = 700[\text{mV}] \end{cases} \quad (2.21)$$

Para efeito de cálculo dos componentes auxiliares do bloco *driver*, serão considerados: corrente de coletor 40 [mA] com o transistor em saturação e queda de tensão de 1,3 [V] no *LED* do optoacoplador.

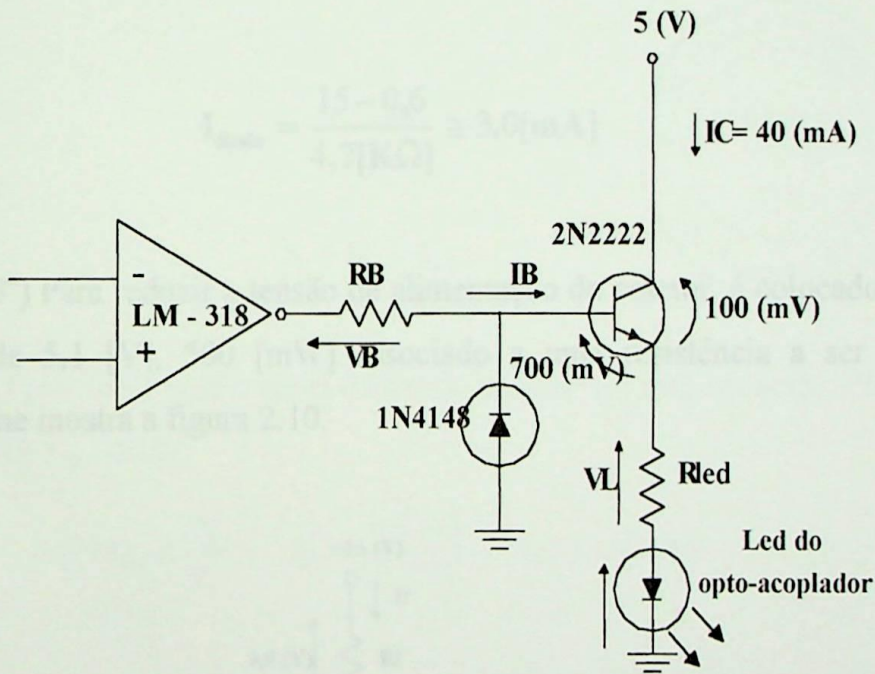


Figura 2.9 - Driver para o LED do Opto-acoplador

Cálculo de R_{LED}

Na condução do transistor, tem-se:

$$R_{LED} = \frac{V_L}{I_C} = \frac{5 - 0,1 - 1,3}{40 \cdot 10^{-3}} = 90 [\Omega] \quad (2.22)$$

Cálculo de R_B

Na condução do transistor, tem-se:

$$R_B = \frac{V_B}{I_B} = \frac{15 - V_{BE_{SAT}} - R_{LED} \cdot I_C - V_F}{I_B} = 4,7 \text{ [k}\Omega\text{]} \quad (2.23)$$

Observações:

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

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

$$I_{\text{diodo}} = \frac{15 - 0,6}{4,7 \text{ [k}\Omega\text{]}} \cong 3,0 \text{ [mA]} \quad (2.24)$$

3ª) Para reduzir a tensão de alimentação do coletor, é colocado um diodo zener de $5,1 \text{ [V]}$, 500 [mW] associado a uma resistência a ser calculada, conforme mostra a figura 2.10.

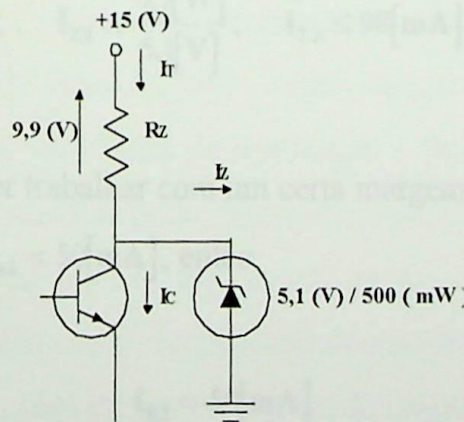


Figura 2.10 - Substituição da Fonte de +5 [V]

Cálculo de R_Z

Para o cálculo de R_z é necessário considerar dois casos distintos de funcionamento: transistor em condução ou em corte.

a) Para o transistor conduzindo, tem-se:

$$I_C = 40[\text{mA}], \quad I_Z = I_{Z1}, \quad R_Z = \frac{9,9}{I_C + I_{Z1}} \quad (2.25)$$

b) Para o transistor em corte, tem-se:

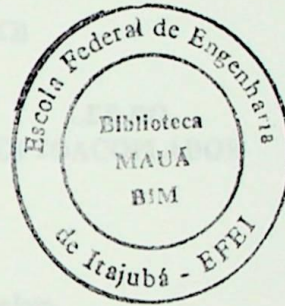
$$I_C = 0, \quad I_Z = I_{Z2}, \quad R_Z = \frac{9,9}{I_{Z2}} \quad (2.26)$$

Então:

$$R_Z = \frac{9,9}{I_C + I_{Z1}} = \frac{9,9}{I_{Z2}} \quad (2.27)$$

Portanto:

$$I_C + I_{Z1} = I_{Z2} \quad (2.28)$$



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

$$I_{Z2} \leq \frac{P_Z}{V_Z}; \quad I_{Z2} \leq \frac{0,5[\text{W}]}{5,1[\text{V}]}; \quad I_{Z2} \leq 98[\text{mA}] \quad (2.29)$$

Para o diodo zener trabalhar com um certa margem de folga em termos de potência, será adotado $I_{Z2} = 50[\text{mA}]$, então:

$$I_{Z2} = 50[\text{mA}]$$

$$I_C = 40[\text{mA}]; \quad R_Z = \frac{9,9}{50 \cdot 10^{-3}} = 198[\Omega] \quad (2.30)$$

$$I_{Z1} = 10[\text{mA}]$$

É adotado o valor comercial de R_Z igual a $180 \text{ } [\Omega]$. Sua potência de dissipação é $0,5 \text{ } [W]$. O circuito completo do *driver* para o LED do optoacoplador é mostrado na figura 2.11.

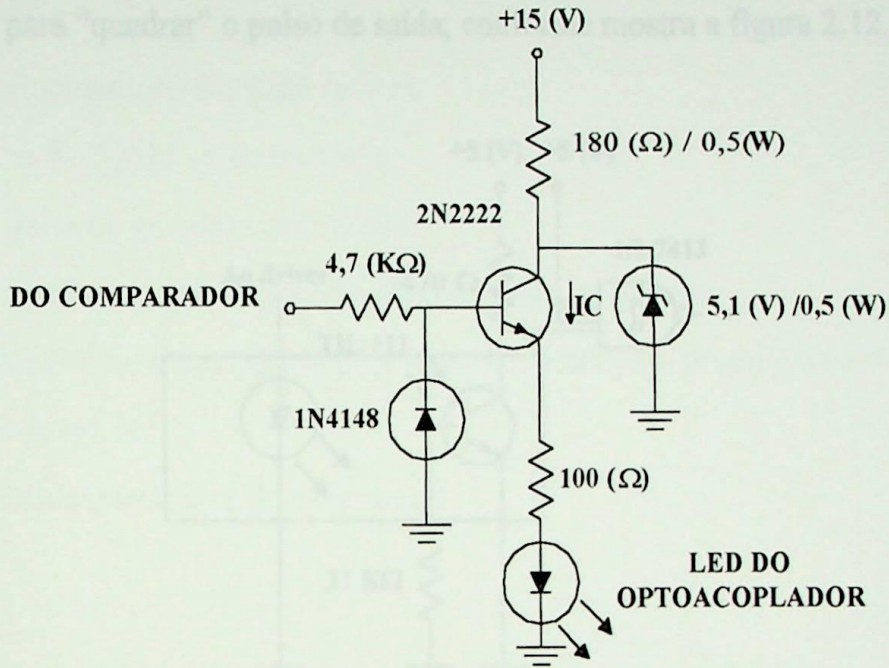


Figura 2.11 - Circuito *driver* completo

2.5 - Bloco Isolador

O bloco isolador é constituído de um optoacoplador TIL-111. A escolha desse componente foi baseada nas suas características de operação, principalmente, isolação, velocidade de comutação e facilidade de aquisição. A escolha de um transformador para fazer o desacoplamento galvânico foi refutada, devido a vários fatores, tais como, atraso de fase dependente da frequência e de relação não linear, necessidade de um circuito magnetizante com alto fator de qualidade Q para manter a corrente de magnetização muito próxima a 90 graus, fabricação especial para os níveis de isolação exigidos, peso (transformador + indutor), custo elevado, etc.

Em contrapartida, o TIL-111 oferece as vantagens :

1^a) isolação = $\pm 1,5 \text{ KV}$

2^a) velocidade = $t_{\text{rise}} = 2\mu\text{s}$, $t_{\text{fall}} = 2\mu\text{s}$ típicos

3ª) baixo custo, pequeno, leve, acessível no mercado nacional.

4ª) adequado às aplicações digitais.

Para compatibilizar os níveis de tensão, bem como a velocidade 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 2.12.

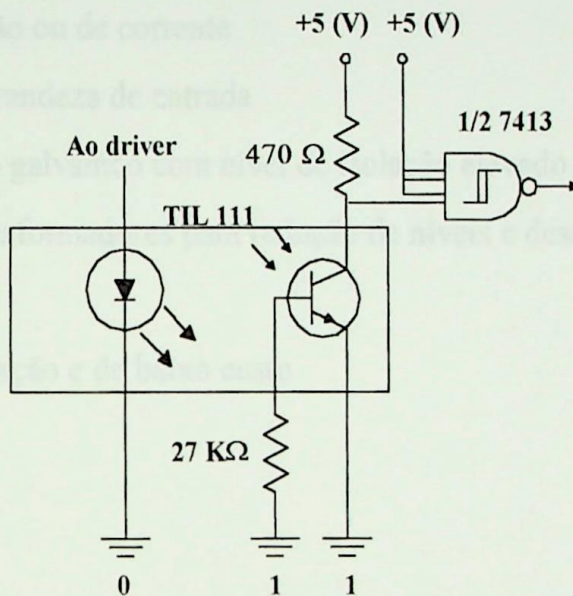


Figura 2.12 - Bloco Isolador com Schmitt Trigger

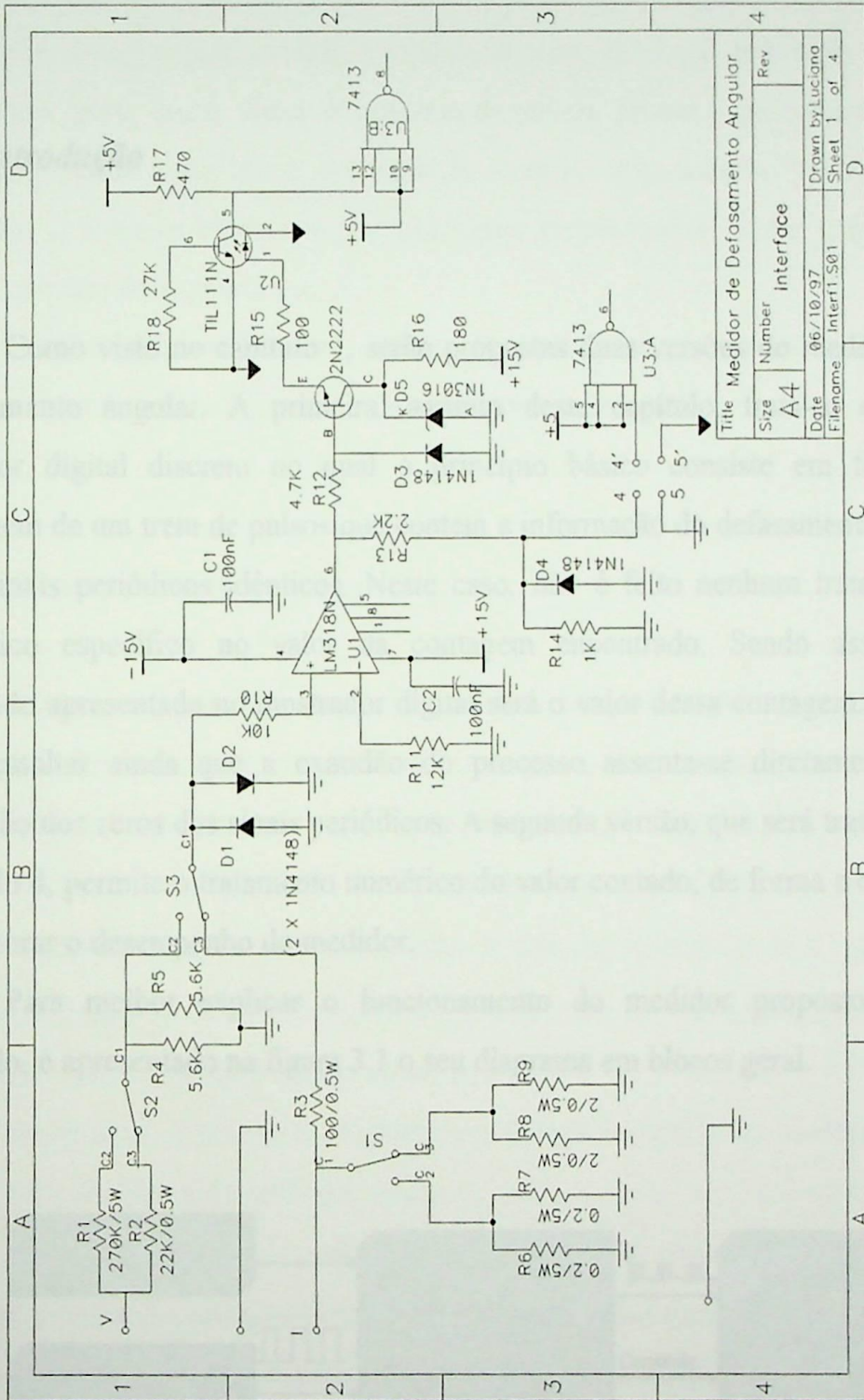
Cabem aqui algumas observações:

- O circuito completo é não inversor.
- A resistência de 27 [kΩ], levantada empiricamente para o melhor desempenho, ajuda a despolarizar a base do fototransistor quando o LED pára de emitir fótons. Esse procedimento aumenta a velocidade de chaveamento bem como faz com que “ t_{rise} ” fique semelhante a “ t_{fall} ” igual a 2 [μs].
- A fonte de +5 [V] é isolada galvanicamente do circuito a montante do *LED* do optoacoplador, por isso, os aterramentos são feitos em separado.

2.6 - Circuito Completo

Finalmente, a figura 2.13 mostra o circuito completo do detector de zero que apresenta as características:

- alta velocidade de detecção de zero
- circuito de tensão ou de corrente
- larga faixa da grandeza de entrada
- desacoplamento galvânico com nível de isolamento elevado
- ausência de transformadores para redução de níveis e desacoplamento
- ajuste de *off-set*
- fácil implementação e de baixo custo



2.13 - Circuito do detector de zero

CAPÍTULO 3

MEDIDOR DIGITAL DISCRETO

3.1- Introdução

Como visto no capítulo 1, serão propostas duas versões do medidor de defasamento angular. A primeira, assunto deste capítulo, trata-se de um medidor digital discreto no qual o princípio básico consiste em fazer a contagem de um trem de pulsos que contém a informação do defasamento entre dois sinais periódicos idênticos. Neste caso, não é feito nenhum tratamento numérico específico no valor da contagem encontrado. Sendo assim, o resultado apresentado no mostrador digital será o valor dessa contagem. Cabe-nos ressaltar ainda que a exatidão do processo assenta-se diretamente na detecção dos zeros dos sinais periódicos. A segunda versão, que será tratada no capítulo 4, permite o tratamento numérico do valor contado, de forma a corrigir e melhorar o desempenho do medidor.

Para melhor explicar o funcionamento do medidor proposto neste capítulo, é apresentado na figura 3.1 o seu diagrama em blocos geral.

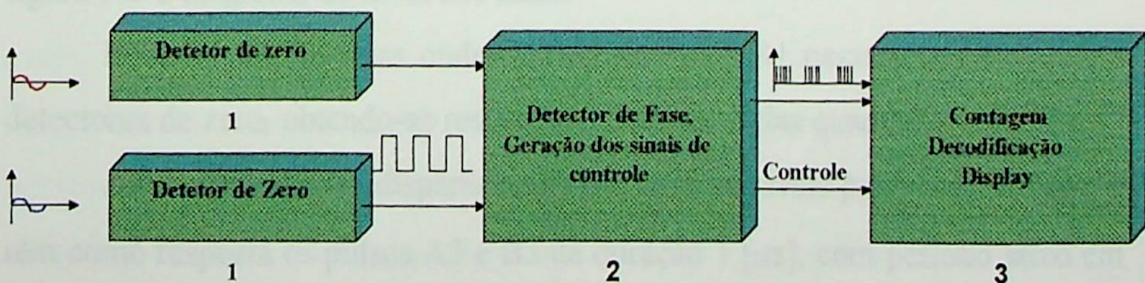


Figura 3.1 - Diagrama em blocos do medidor digital discreto

Os dois primeiros blocos são responsáveis pela detecção dos zeros dos sinais periódicos, conseguida pela transformação das ondas nas entradas em ondas quadradas, como exposto no capítulo 2. No segundo bloco, tem-se o circuito gerador do pulso correspondente ao defasamento angular. Em seguida, no mesmo bloco, o pulso obtido é modulado com uma base de tempo de alta frequência, para, assim, fornecer um trem de pulsos, pronto a ser contado. São também gerados neste bloco os sinais de controle utilizados no processo de medição. O terceiro bloco tem por finalidade simplesmente contar o trem de pulsos oriundo do segundo bloco.

Neste capítulo serão analisados os circuitos subseqüentes ao detector de zero bem como serão analisados os seus diagramas de sinais.

3.2 - Circuito Detector de Fase

O circuito detector de fase tem por finalidade obter um pulso temporal que seja reflexo do defasamento angular entre as duas ondas periódicas da entrada. Este pulso é obtido a partir de uma detecção precisa dos zeros das ondas através dos detectores desenvolvidos no capítulo 2. O medidor desenvolvido é capaz de realizar medidas de defasagem angular de 0° até 360° com resolução de $0,01^\circ$ e exatidão situando-se entre $0,1^\circ$ e $0,01^\circ$ dependendo dos sinais envolvidos no processo de medição.

Na figura 3.2 tem-se o diagrama em blocos completo do medidor e na figura 3.3 o diagrama de nível dos sinais.

Inicialmente, as duas ondas periódicas A1 e B1 passam pelos circuitos detectores de zero, obtendo-se respectivamente, as ondas quadradas A2 e B2.

As ondas A2 e B2 disparam monoestáveis ativáveis por borda positiva e têm como resposta os pulsos A3 e B3 de duração $1\ \mu\text{s}$, com período ativo em zero.

Os sinais A3 e B3 atuando no *flip-flop set/reset* produz o pulso C que tem por duração o ângulo de defasagem entre os dois sinais de entrada.

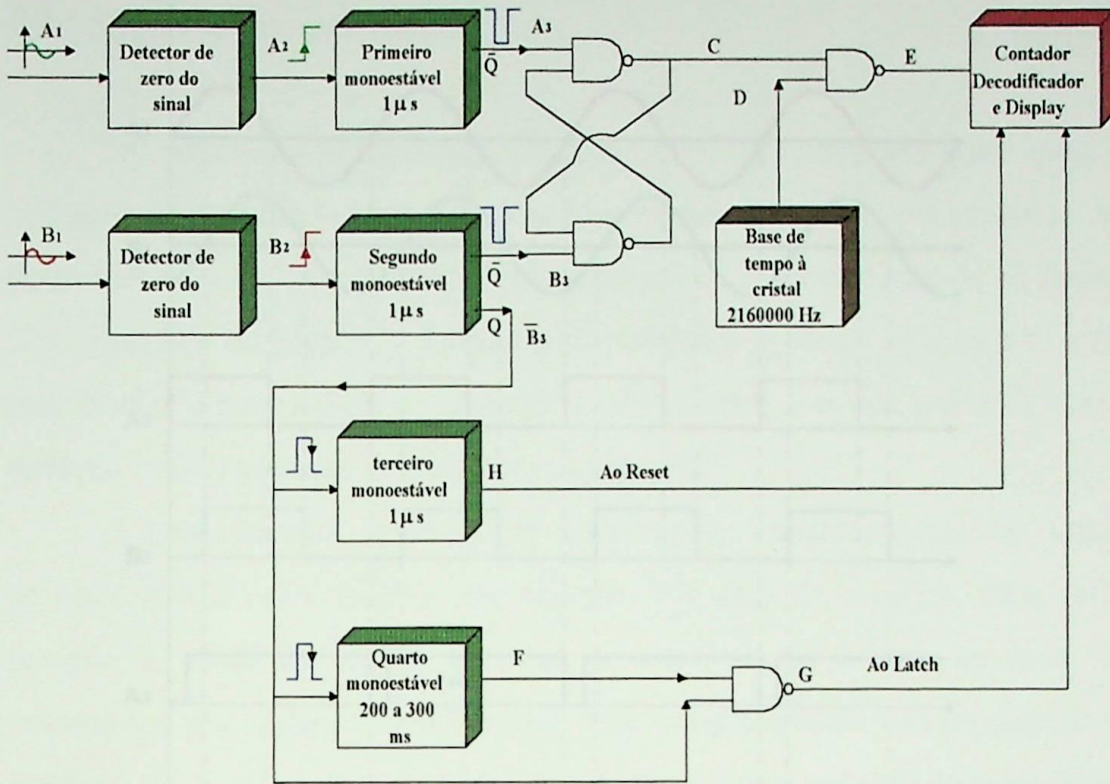


Figura 3.2 - Diagrama em blocos do medidor

O pulso C é modulado por um alta freqüência D, tendo como resultado o conjunto de trem de pulsos E.

A exatidão das medições depende diretamente da estabilidade do oscilador, da detecção dos zeros e de possíveis desvios na contagem, tomando-se por base ondas periódicas idênticas. Como almeja-se uma precisão de centésimos de graus, a base de tempo D utilizada na contagem é gerada por um oscilador à cristal. A freqüência da base de tempo deve ser tal que o número de pulsos contidos dentro de um período do sinal E deva ser 100 vezes o valor da defasagem medida pelo sinal C. Em outras palavras, caso se tenha, por exemplo, uma defasagem de $32,11^\circ$, o trem de pulsos do sinal E deverá conter 3211 pulsos a serem contados. Em 60 [Hz], a freqüência da base de tempo é, portanto, 60 vezes 36000 (equivalente aos 360,00 graus de um período completo da onda) resultando em 2.160.000 [Hz]. Para realizar medidas em 50 [Hz], que é também uma freqüência comum, basta mudar a freqüência da base de tempo para 1.800.000 [Hz], ou seja 50 vezes 36000.

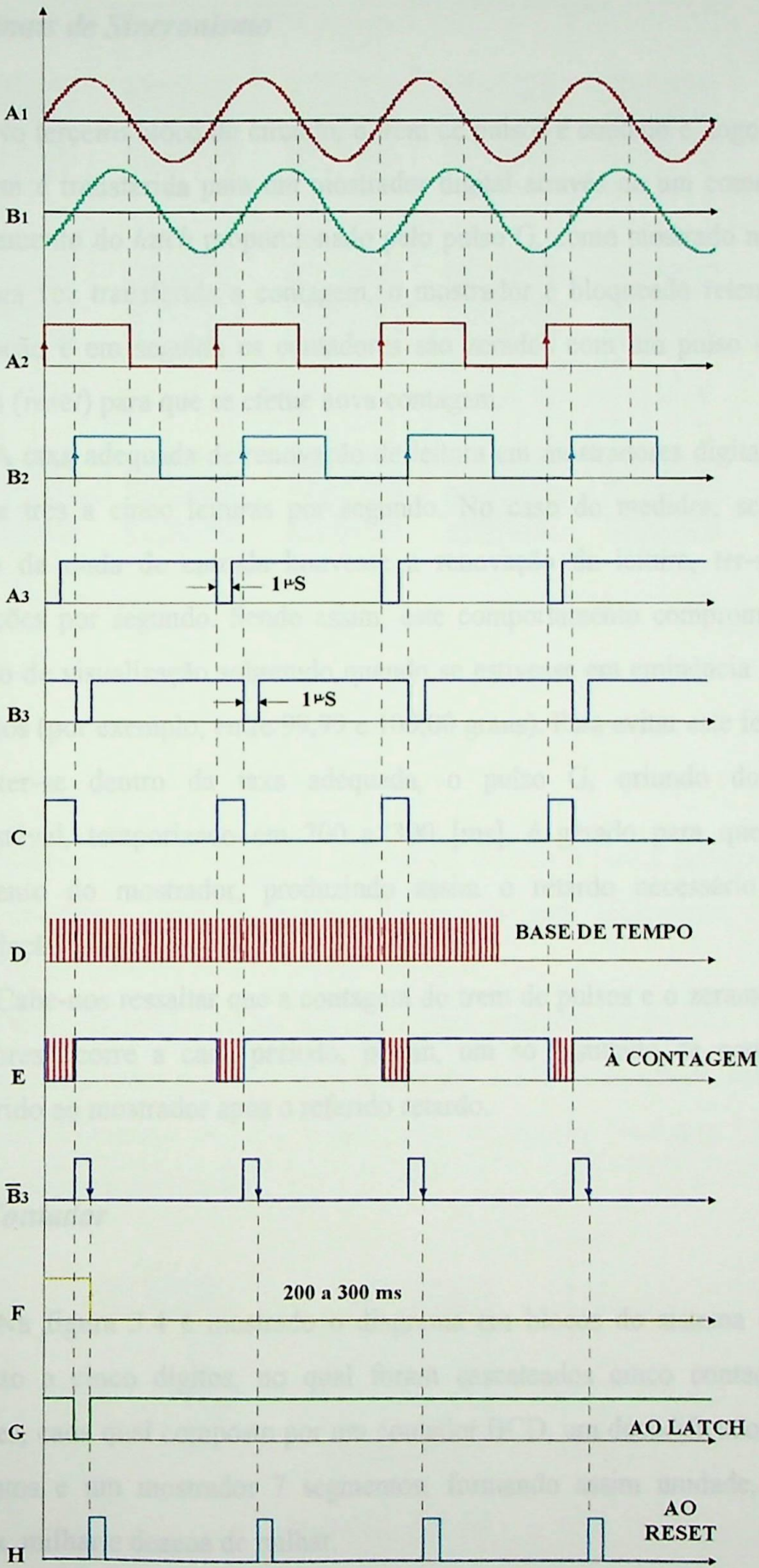


Figura 3.3 - Diagrama em nível do medidor

3.3 - Sinais de Sincronismo

No terceiro bloco do circuito, o trem de pulsos é contado e, logo após, a contagem é transferida para um mostrador digital através de um comando de destravamento do *latch* proporcionado pelo pulso G, como mostrado na figura 3.3. Uma vez transferida a contagem, o mostrador é bloqueado retendo essa informação e em seguida os contadores são zerados com um pulso de curta duração (*reset*) para que se efetue nova contagem.

A taxa adequada de renovação de leitura em mostradores digitais situa-se entre três a cinco leituras por segundo. No caso do medidor, se a cada período da onda de entrada houvesse a renovação da leitura, ter-se-ia 60 renovações por segundo. Sendo assim, este comportamento comprometeria o conforto de visualização sobretudo quando se estivesse em eminência de troca de dígitos (por exemplo, entre 99,99 e 100,00 graus). Para evitar este fenômeno e manter-se dentro da taxa adequada, o pulso G, oriundo do quarto monoestável, temporizado em 200 a 300 [ms], é gerado para que faça o travamento do mostrador, produzindo assim o retardo necessário para a acomodação visual.

Cabe-nos ressaltar que a contagem do trem de pulsos e o zeramento dos contadores ocorre a cada período, porém, um só resultado de contagem é transferido ao mostrador após o referido retardo.

3.4 - Contador

Na figura 3.4 é mostrado o diagrama em blocos do sistema contador completo a cinco dígitos, no qual foram cascateados cinco contadores de unidades, cada qual composto por um contador BCD, um decodificador BCD/7 segmentos e um mostrador 7 segmentos, formando assim unidade, dezena, centena, milhar e dezena de milhar.

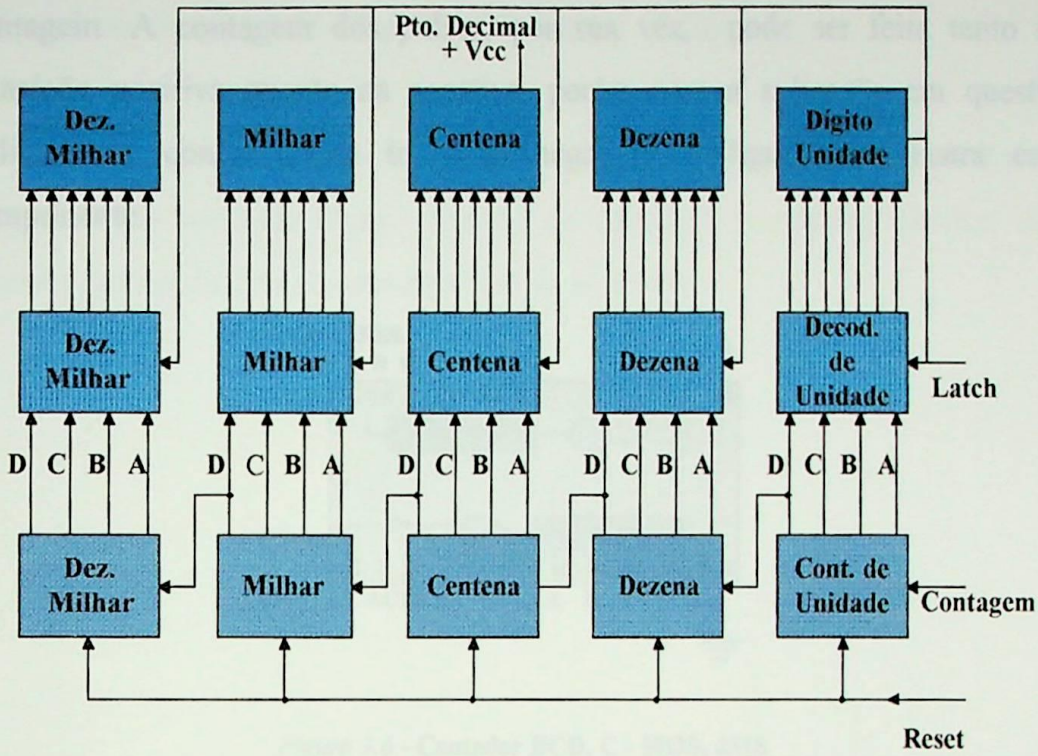


Figura 3.4- Diagrama em blocos do contador a cinco dígitos

Nota-se que os comandos individuais de *Latch* foram agrupados para formar um único comando de trava dos mostradores. Igualmente, o mesmo procedimento foi feito para o comando de *Reset*.

Para o mostrador foram utilizados cinco unidades do modelo FND-560. Este é um mostrador digital de sete segmentos a LED's de catodo comum, no qual cada LED requer de 15 a 30 [mA] para ser ativado. Na figura 3.5, tem-se esse componente em detalhes.

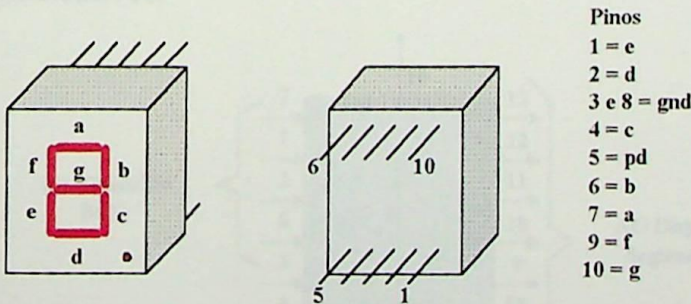


Figura 3.5 - FND 560

A contagem dos pulsos é realizada pelo circuito integrado 4518, que é um duplo contador BCD. Quando ativado, o pino de *reset* zera toda a

3.5 - Circuito Geral do Medidor Discreto

Com a finalidade de ilustração, as figuras 3.8, 3.9 e 3.10 mostram os diagramas do medidor digital discreto de defasamento angular elétrico. Em seguida, na figura 3.11 mostra-se a foto do protótipo.

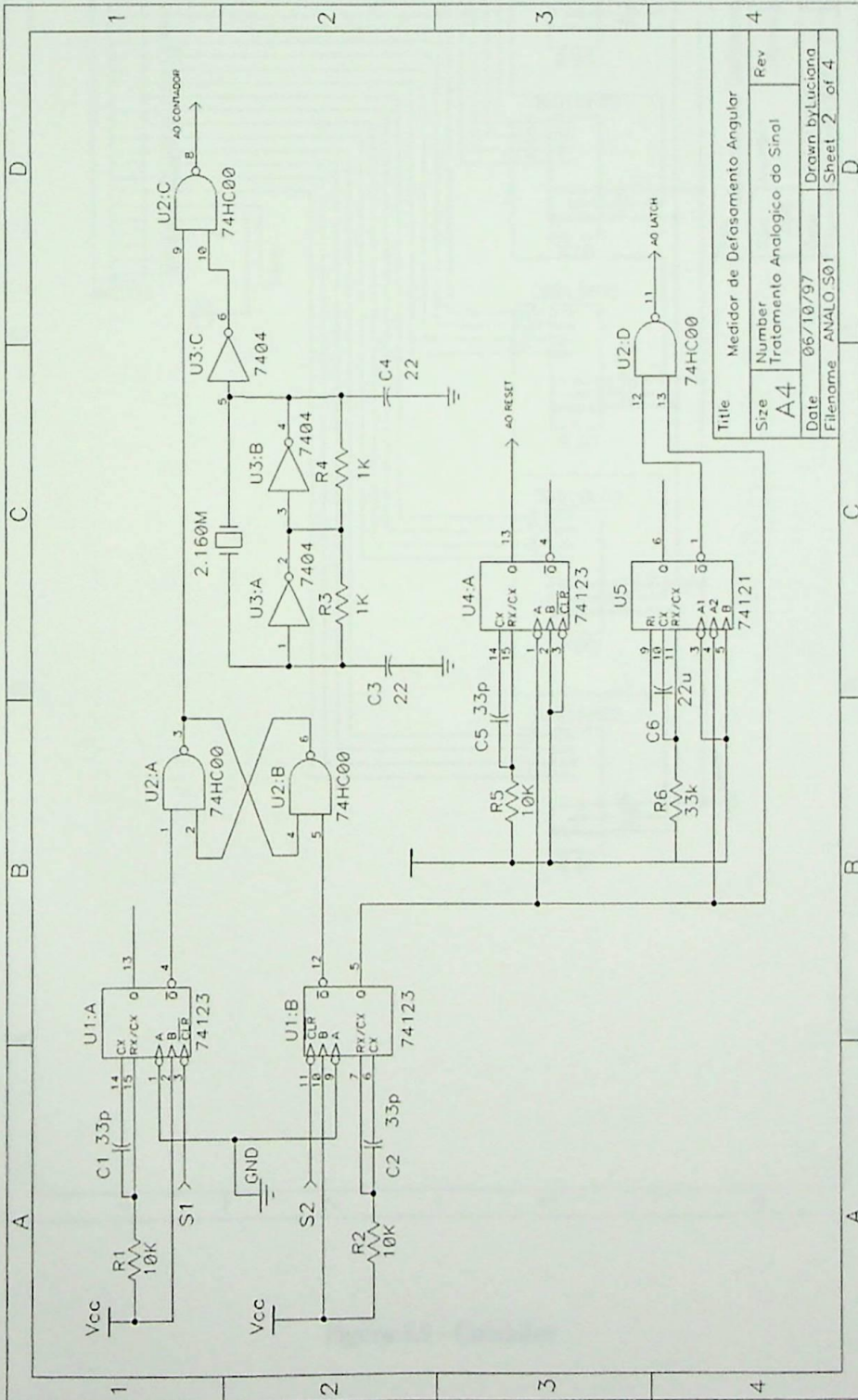


Figura 3.8 - Tratamento Analógico do Sinal

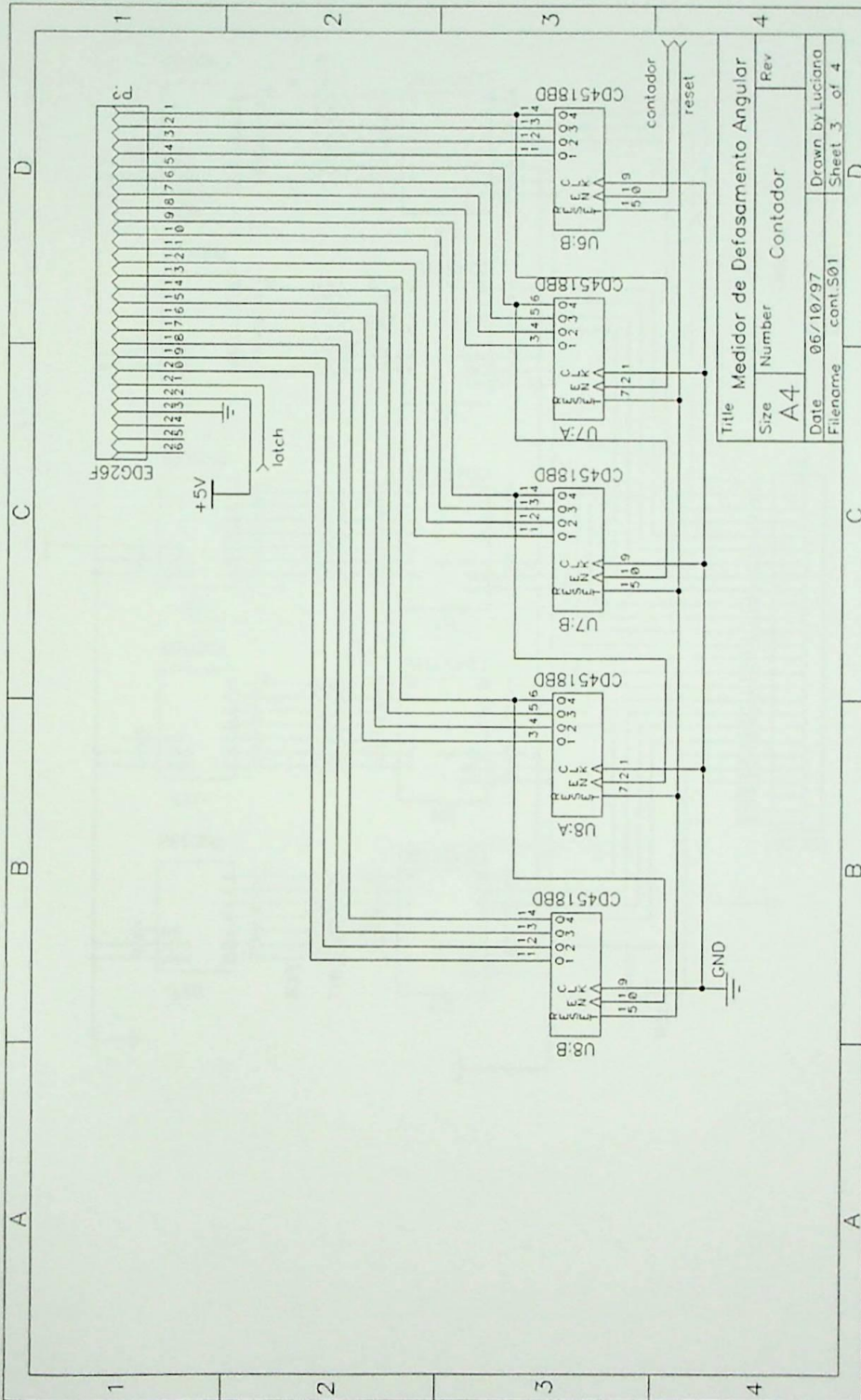


Figura 3.9 - Contador

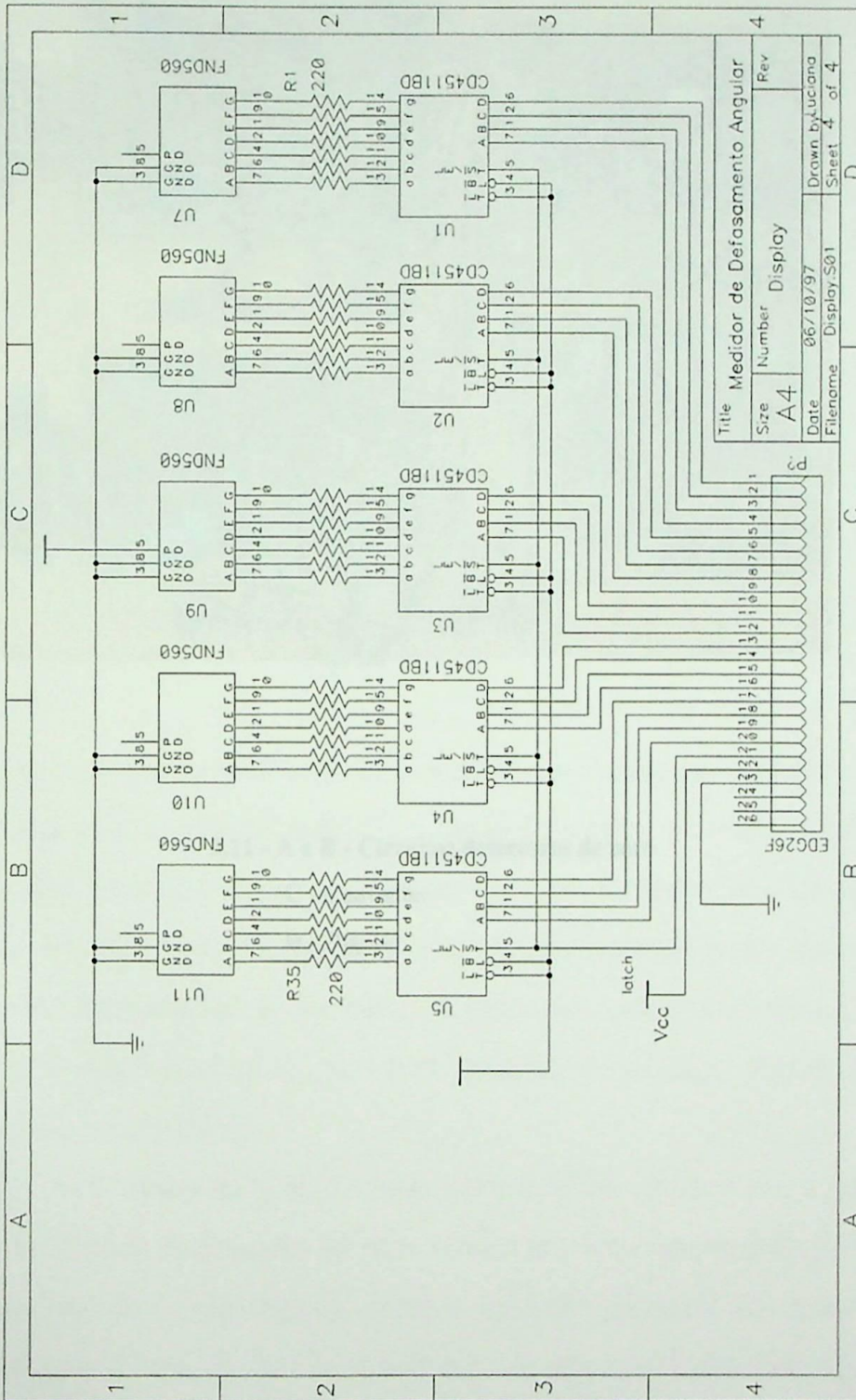
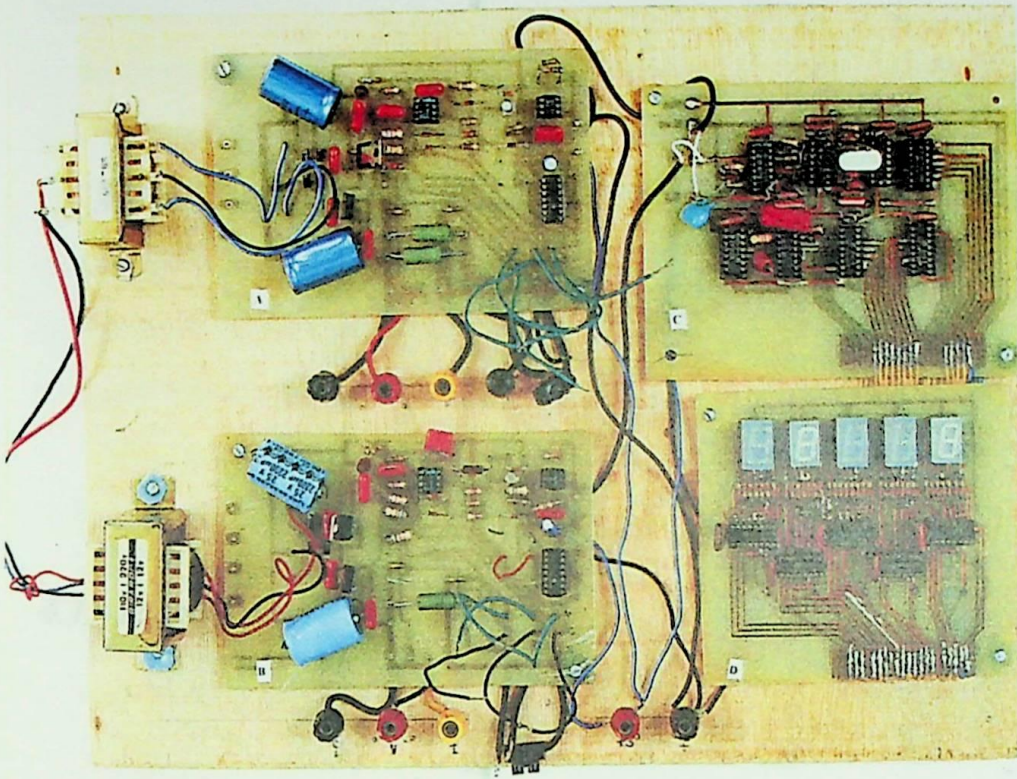


Figura 3.10 - Display



3.11 - A e B - Circuitos detectores de zero

C - Contador

D - Display

CAPÍTULO 4

MEDIDOR MICROCONTROLADO DE DEFASAGEM ANGULAR ELÉTRICA

4.1 - Introdução

Após o desenvolvimento do medidor apresentado no capítulo anterior, deparou-se com a possibilidade de, a partir do mesmo princípio de detecção precisa dos zeros das ondas periódicas, elaborar um outro tipo de medidor, baseado em circuito microcontrolado, que viesse a fornecer maior versatilidade e exatidão. Apresenta-se, então, neste capítulo um medidor microcontrolado de defasagem angular elétrica que vem superar o medidor digital discreto apresentado no capítulo 3.

A metodologia de medição deste novo medidor consiste em, a partir dos mesmos circuitos de detecção de zero, fazer a medição temporal do período da onda de entrada e, em seguida, fazer a medição temporal do defasamento, ambas a partir de uma mesma base de tempo de alta frequência. Em seguida, de posse das duas informações de tempo, faz-se uma comparação entre elas para determinar o defasamento angular.

Com este novo processo, abriu-se um leque maior de possibilidades para correções pontuais, permitindo-se a obtenção de menores erros.

Além da exatidão, uma das vantagens deste medidor em relação ao anterior, digital discreto, é a possibilidade de se trabalhar com sinais de frequência diferentes de 60 Hz. Apesar de o protótipo final ter sido testado nesta frequência, estima-se poder trabalhar entre 15 [Hz] e 1000 [Hz], porém, com uma redução da exatidão nestas frequências mais altas.

O circuito detetor de zero foi exposto no capítulo 2 e neste capítulo será analisado o circuito microcontrolado, *hardware e software*, que realiza o processo de medida do defasamento angular bem como o erro no processo de medição e as correções sugeridas.

4.2 - Funcionamento

O processo de medição, mostrado na figura 4.1, consiste em fazer, primeiramente, a contagem de um trem de pulsos (a) de alta frequência (por exemplo, utilizando 1 [MHz] como base de tempo), através do microcontrolador, contidos em um período completo do sinal de entrada. Seguidamente, faz-se a contagem de um outro trem de pulsos (b), utilizando a mesma frequência, contidos dentro do pulso complementar ao defasamento angular. A medição final do defasamento angular é obtida pelo microcontrolador através da comparação dos dois trens de pulsos contados.

As contagens e o cálculo básico do defasamento angular realizados pelo microcontrolador pode ser entendido pela análise da figura 4.1 e da equação (4.1).

$$\text{Def} = \frac{360(a - b)}{a} = 360\left(1 - \frac{b}{a}\right) \quad (4.1)$$

onde:

Def - valor da defasagem angular;

a - valor da contagem do período completo que depende da frequência da base de tempo e da frequência do sinal de entrada;

b- valor da contagem do complemento de período que depende da frequência da base de tempo (mesma da anterior) e da defasagem entre os dois sinais de entrada.

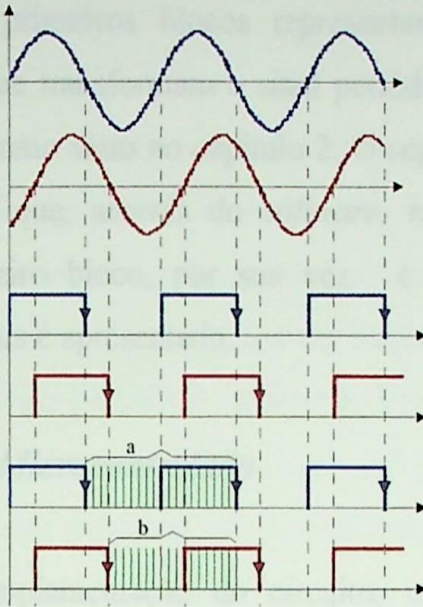


Figura 4.1- Procedimento de contagem feito pelo microcontrolador

Cabe notar que os eventuais erros de atraso nas contagens são devidamente compensados via software, melhorando-se assim o erro final da medição. Além disso, trabalhando-se por processos comparativos, a estabilidade a longo termo da base de tempo não influencia o processo de medição. Em outras palavras, eventuais desvios na base de tempo farão com que se conte pulsos a mais ou a menos, porém como o fenômeno acontece nas duas contagens de tempo, haverá uma auto-compensação de erros.

4.3 - Hardware do Medidor

O circuito do medidor divide-se em três partes como mostra a figura 4.2.

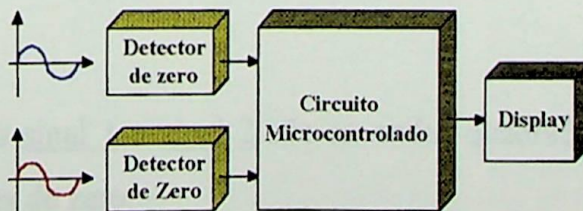


Figura 4.2- Diagrama em blocos do Medidor

Os dois primeiros blocos representam dois circuitos idênticos e independentes que transformam o sinal periódico senoidal de entrada em uma onda quadrada como visto no capítulo 2. O segundo bloco consiste do circuito microcontrolado que, através do *software*, realiza a medida da defasagem angular. O terceiro bloco, por sua vez, é o mostrador (*display*) onde o resultado em graus é apresentado.

4.3.1. Circuito Microcontrolado

Para a implementação do circuito, utilizou-se um sistema básico composto pelo microcontrolador 8031, uma EPROM 2764 externa, de 8 kbytes e conectores que permitem ligação a periféricos externos, que neste caso é um *display* de cristal líquido.

Na figura 4.3 tem-se o diagrama em blocos completo deste circuito.

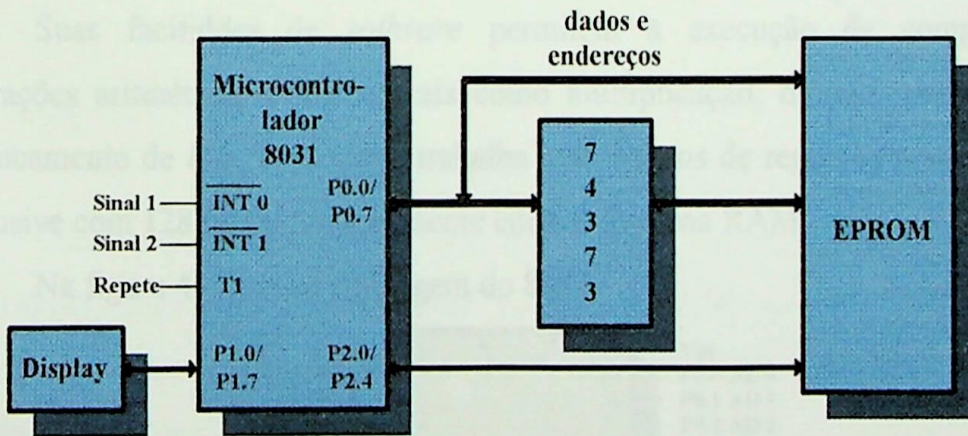


Figura 4.3- Diagrama em blocos do circuito microcontrolado

As entradas sinal 1 e sinal 2 são as ondas quadradas provenientes dos circuitos detectores de zero.

A entrada repete é uma chave que, quando acionada após o término de uma medição, reinicia o processo de medida.

A- Microcontrolador 8031

O 8031 é um microcontrolador rápido com clock de até 12 [MHz], cujas características de *hardware* e *software* permitem utilizá-lo em diversas aplicações, tais como controlador, contador de eventos, medidor, etc.

Sua capacidade de expansão de memória permite até 64 Kbytes de memória de dados (RAM) e mais 64 kbytes de memória de programa (EPROM), separadamente.

Possui quatro portas de I/O de oito bits cada uma endereçáveis bit a bit individualmente. Conta com um processo de interrupção com estrutura *nesting* - nome que se dá ao processo pelo qual uma interrupção pode interromper outra que já estiver sendo atendida, desde que tenha maior prioridade - com 5 prioridades programáveis pelo usuário. Possui, ainda, dois temporizadores/contadores de 16 *bits*; um oscilador de *clock* interno, bastando um cristal e dois capacitores; um canal de comunicação serial do tipo UART full-duplex que permite também a expansão de I/O.

Suas facilidades de *software* permitem a execução de complexas operações aritméticas e lógicas tais como multiplicação, divisão, permuta e deslocamento de *bits*, bem como trabalha com bancos de registros nominais e inclusive com 128 bits individualmente endereçáveis na RAM.

Na figura 4.4 tem-se a pinagem do 8031.

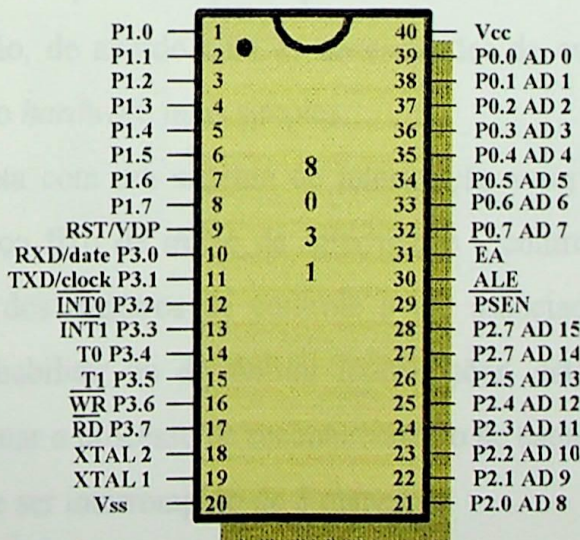


Figura 4.4- Pinagem do 8031

Onde:

P1.0 - P1.7 _ porta bidirecional de 8 *bits*, podendo ter seus pinos individualmente endereçados;

RST/VPD _ pino pelo qual se dá o *reset* do sistema, quando em nível lógico 1;

P3.0 - P3.7 _ porta I/O de oito *bits*;

XTAL2 e XTAL1 _ conexão do cristal para o *clock* interno;

Vss _ terra;

P2.0 - P2.7 _ porta bidirecional de 8 *bits* usada como saída da parte menos significativa do endereço na expansão de memória;

$\overline{\text{PSEN}}$ _ saída para habilitação do programa externo;

ALE _ habilita o *latch* de endereços;

$\overline{\text{EA}}$ _ entrada para seleção de memórias;

P0.7 - P0.0 _ porta de 8 bits bidirecional;

Vcc _ alimentação +5 V.

B- Interrupções

Uma importante ferramenta em sistemas microprocessados é a interrupção, pois é o processo pelo qual a execução de um programa é interrompida ou não, de acordo com as necessidades de eventos externos ou internos, tornando o *hardware* mais simples.

O 8031 conta com um sistema de interrupção vetorial - que significa possuir um endereço fixo de início da interrupção - controlado via *software* pela programação dos registros de controle a ele associado. Através destes registros pode-se habilitar ou desabilitar interrupções, estabelecer níveis de prioridade, determinar o processo de reconhecimento de cada interrupção.

O 8031 pode ser interrompido de 5 maneiras:

-interrupção externa $\overline{\text{INT0}}$;

-interrupção externa $\overline{\text{INT1}}$;

- timer/counter interno TIMER0;
- timer/counter interno TIMER1;
- canal de comunicação serial.

No processo de medida do defasamento angular utiliza-se apenas as interrupções externas, $\overline{INT0}$ e $\overline{INT1}$, juntamente com um dos temporizadores/contadores para contar os trens de pulso a e b, mostrados na figura 4.1.

C- Memória

Por sua vez o circuito de memória está dividido em duas partes: memórias interna e externa. A primeira é uma RAM onde se acessa até 256 bytes. A segunda é uma EPROM até 65536 bytes. Elas estão organizadas de acordo com a figura 4.5.

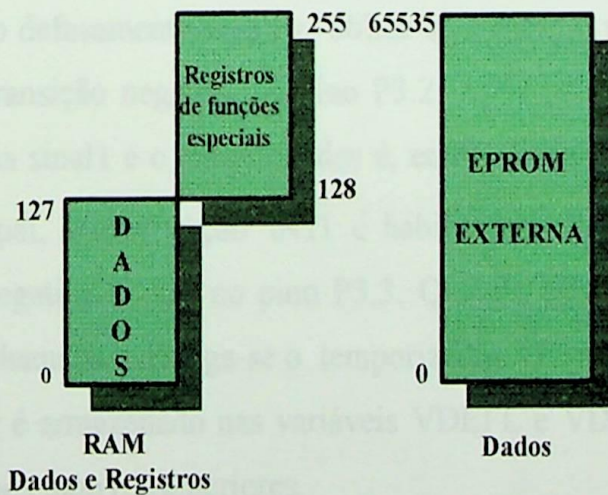


Figura 4.5- Organização da Memória

4.4 - Programa de Medição

Após análise do *hardware*, passa-se ao estudo do *software* que completa o processo de medição da defasagem angular. O fluxograma do programa é apresentado na figura 4.6

Feita a inicialização do programa, as rotinas do *display* são chamadas para a escrita da mensagem que informa ao usuário que o processo de medição pode ser iniciado. Após a tecla de inicialização ser acionada, o programa habilita a interrupção $\overline{\text{INT0}}$ e o temporizador T0, seguidamente, passa-se a esperar por uma transição negativa no pino P3.2 (figura 4.4). Ocorrendo a transição (primeira transição negativa do sinal 1), a rotina *signal1* é chamada, acionando-se o temporizador. Voltando ao programa principal, espera-se a segunda transição negativa no mesmo pino. Ocorrida esta transição, a rotina *signal1* é chamada novamente e o temporizador é desligado. O valor (a) da contagem do temporizador, que corresponde a um período completo do sinal de entrada, é armazenado nas variáveis VALORTL e VALORTH, pois a palavra que possui 16 *bits* é repartida em duas de 8 *bits*.

Para contar o número de pulsos contidos dentro do período complementar ao defasamento angular, utiliza-se o mesmo processo. Primeiro, espera-se uma transição negativa no pino P3.2. Após ocorrido esta transição, chama-se a rotina *signal1* e o temporizador é, então, disparado. Voltando-se ao programa principal, a interrupção $\overline{\text{INT1}}$ é habilitada e fica-se esperando que uma transição negativa ocorra no pino P3.3. Quando esta transição ocorre, a rotina *signal2* é chamada e desliga-se o temporizador. O valor (b) da contagem no temporizador é armazenado nas variáveis VDEFLL e VDEFHH. A partição é feita pelos mesmos motivos anteriores.

Em posse das duas contagens, faz-se o cálculo do defasamento angular como mostrado anteriormente.

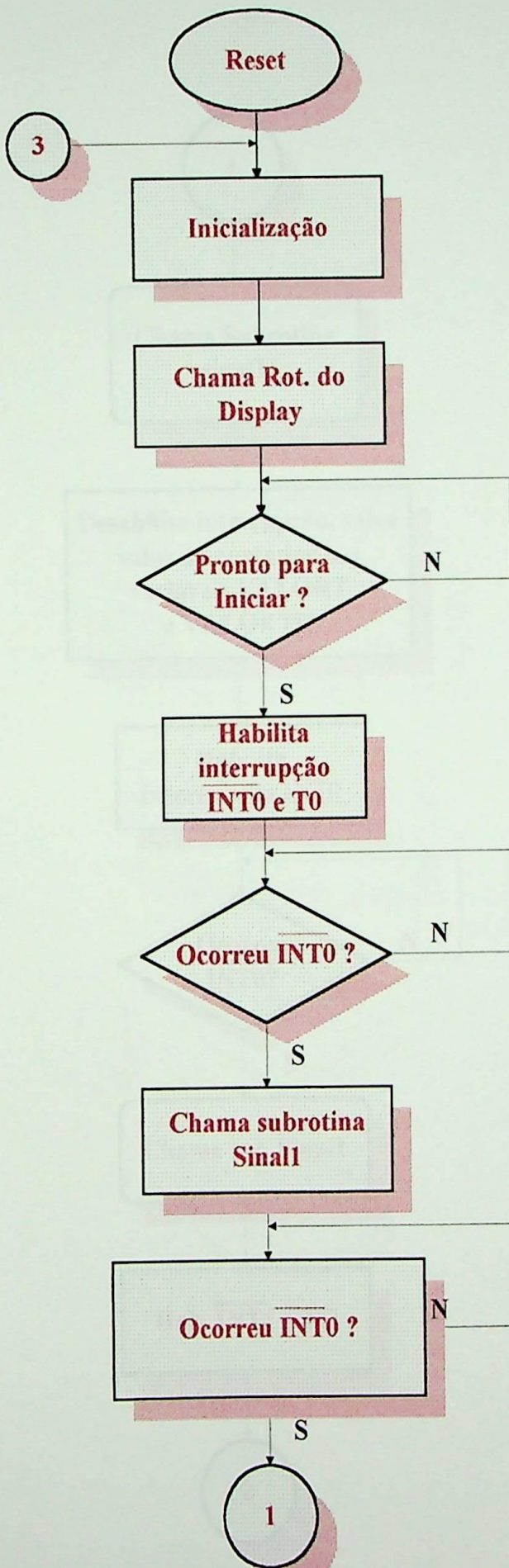
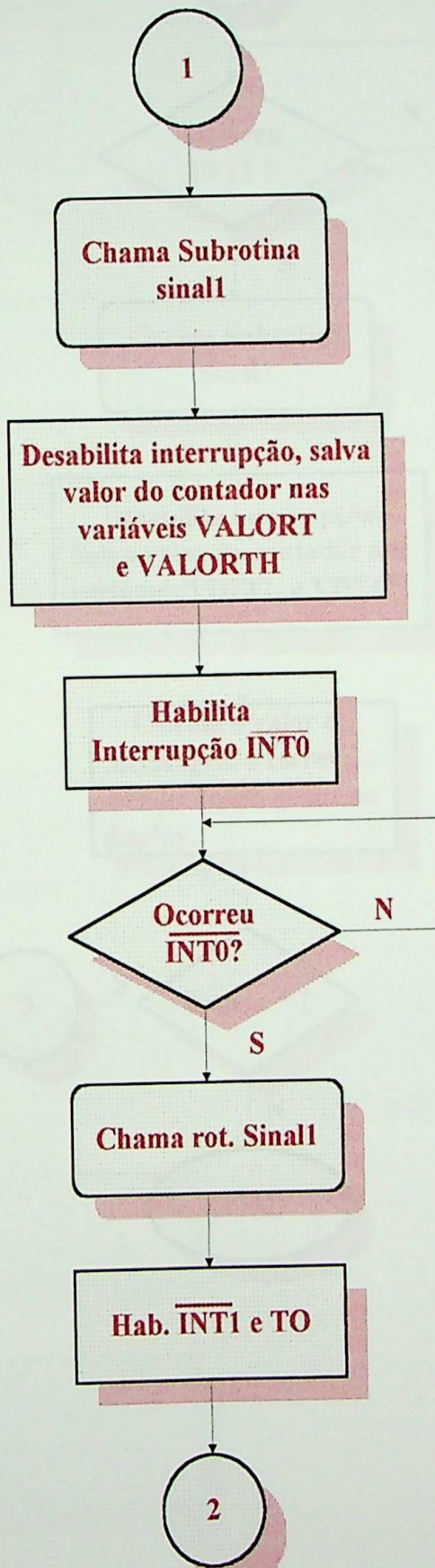
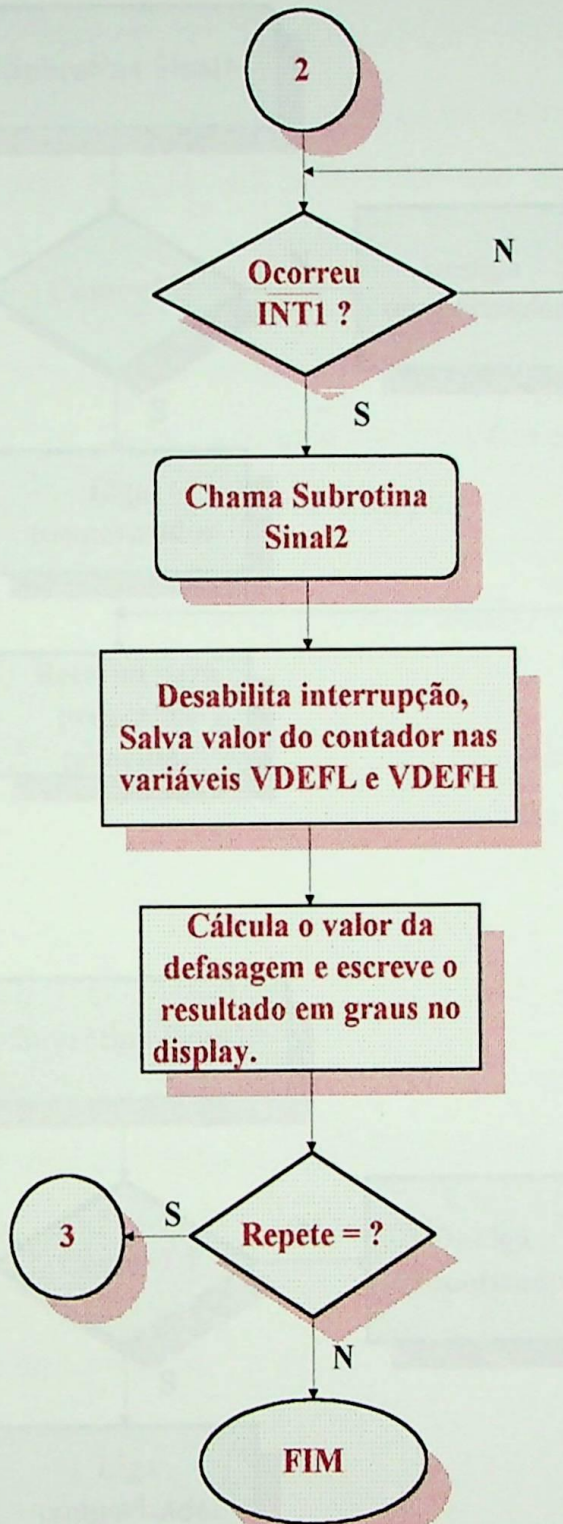
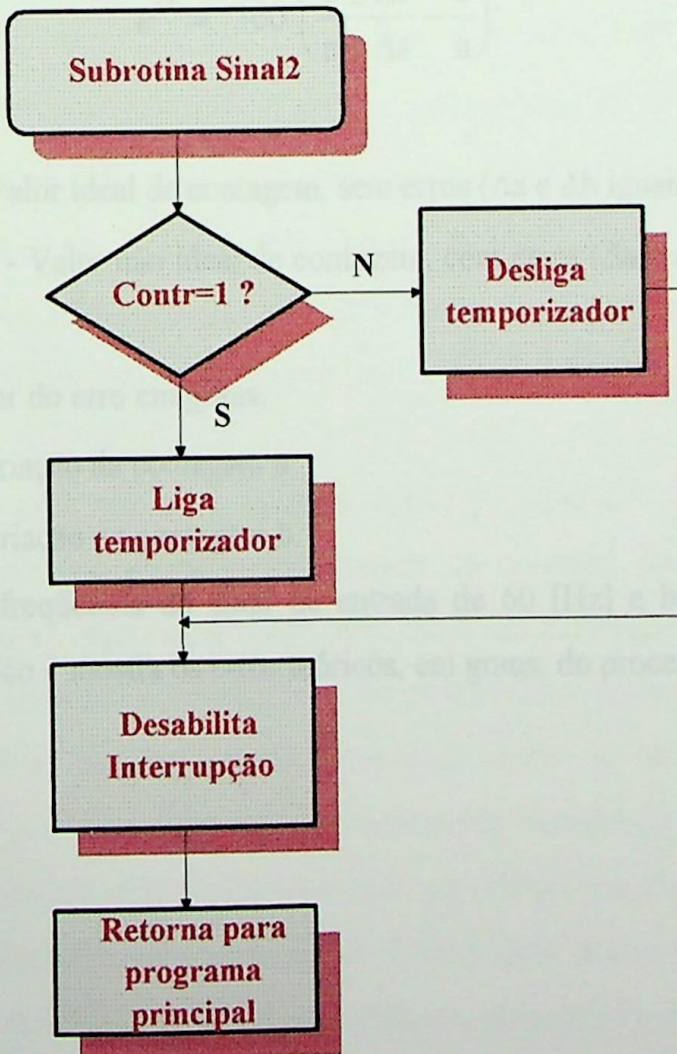
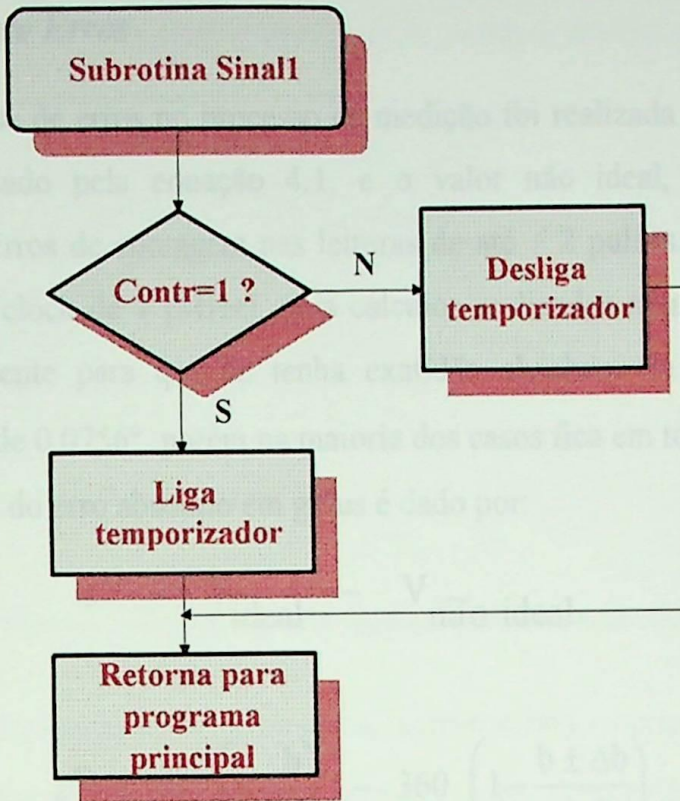


Figura 4.6 - Fluxograma do software de medição







4.5 - Análise de Erros

A análise de erros no processo de medição foi realizada considerando o valor ideal, dado pela equação 4.1, e o valor não ideal, no qual serão considerados erros de contagem nas leituras de até ± 2 pulsos. Foi utilizada a frequência de clock de 1 [MHz], pois cálculos realizados mostraram que este valor é suficiente para que se tenha exatidão absoluta, na condição mais desfavorável, de $0,0756^\circ$, porém na maioria dos casos fica em torno de $0,03^\circ$.

O valor do erro absoluto em graus é dado por:

$$\varepsilon^0 = V_{\text{ideal}} - V_{\text{não ideal}} \quad (4.2)$$

$$\varepsilon^0 = 360 \left(1 - \frac{b}{a} \right) - 360 \left(1 - \frac{b \pm \Delta b}{a \pm \Delta a} \right) \quad (4.3)$$

$$\varepsilon^0 = 360 \left(\frac{b \pm \Delta b}{a \pm \Delta a} - \frac{b}{a} \right) \quad (4.4)$$

onde:

V_{ideal} - Valor ideal de contagem, sem erros (Δa e Δb iguais a zero).

$V_{\text{não ideal}}$ - Valor não ideal de contagem, com erros (Δa e Δb diferentes de zero).

ε^0 - Valor do erro em graus.

Δa - Variação da contagem a.

Δb - Variação da contagem b.

Para a frequência do sinal de entrada de 60 [Hz] e base de tempo 1 [MHz], o gráfico 1 mostra os erros teóricos, em graus, do processo de medição.

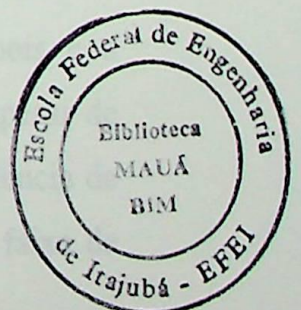


Gráfico dos erros teóricos no processo de medida da defasagem angular

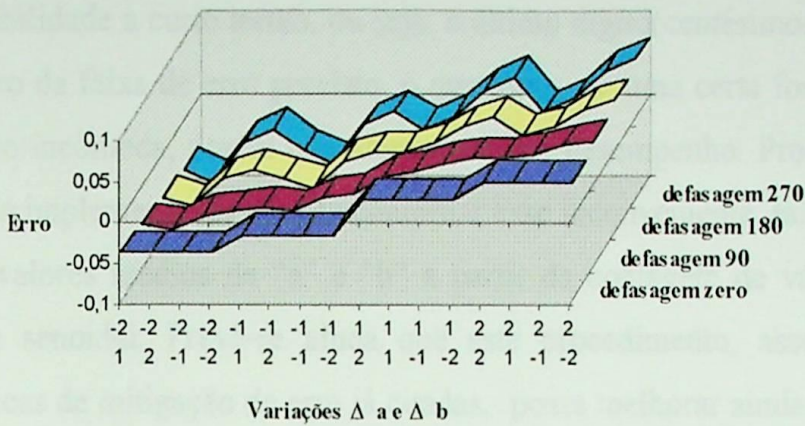


Figura 4.7- Gráfico dos erros teóricos no processo de medição

As medições feitas em laboratório apresentaram resultados compatíveis com os cálculos analíticos. Os erros se mantiveram dentro de $0,1^\circ$ em toda a faixa de medição. Para a verificação do defasamento de 0° , o mesmo sinal foi aplicado nos dois circuitos detectores de zero. Para 180° aplicou-se o mesmo sinal, porém, um deles, com inversão de fase. Para 90° e 270° utilizou-se dois processos: o primeiro consistiu em gerar o defasamento de 90° a partir de um integrador eletrônico de exatidão (o deslocamento de 270° é conseqüentemente obtido pela inversão de fase deste sinal) servindo então como sinal de referência. O segundo, empregando-se os mesmos sinais gerados anteriormente, consistiu em utilizar um osciloscópio digital para ratificar os valores obtidos pelo medidor.

Estão sendo realizadas algumas correções para que se tenha melhor exatidão no processo de medição. Através da correção dos vários atrasos inerentes às várias etapas do circuito bem como um aumento da frequência da base de tempo (superior a 1 MHz) prevê-se uma melhora sensível do erro.

As análises de erro foram feitas para sinais de 60 [Hz] pois é a frequência na qual o medidor irá propositalmente trabalhar, porém, apesar de ainda não constatado, prevê-se que os erros específicos em cada frequência de aplicação se manterão para medições de defasamento dentro de uma faixa de frequência normalmente utilizável em sistemas elétricos (15 a 400 Hz).

Em sua implementação, o medidor apresentou uma pequena instabilidade a curto termo, ou seja, o último dígito (centésimos de graus) oscila dentro da faixa de erro previsto, o que torna, de uma certa forma, a leitura um pouco incômoda, porém não afetando o seu desempenho. Procedimentos estão sendo implementados para se contornar esse inconveniente, tal como a extração dos valores médios de “a” e “b” a partir da contagem de vários períodos da onda senoidal. Prevê-se ainda que este procedimento, associado às outras técnicas de mitigação de erro já citadas, possa melhorar ainda mais o erro final do medidor, podendo atingir os centésimos de grau.

É apresentado, para efeitos ilustrativos, na figura 4.8 a foto do circuito microcontrolado.

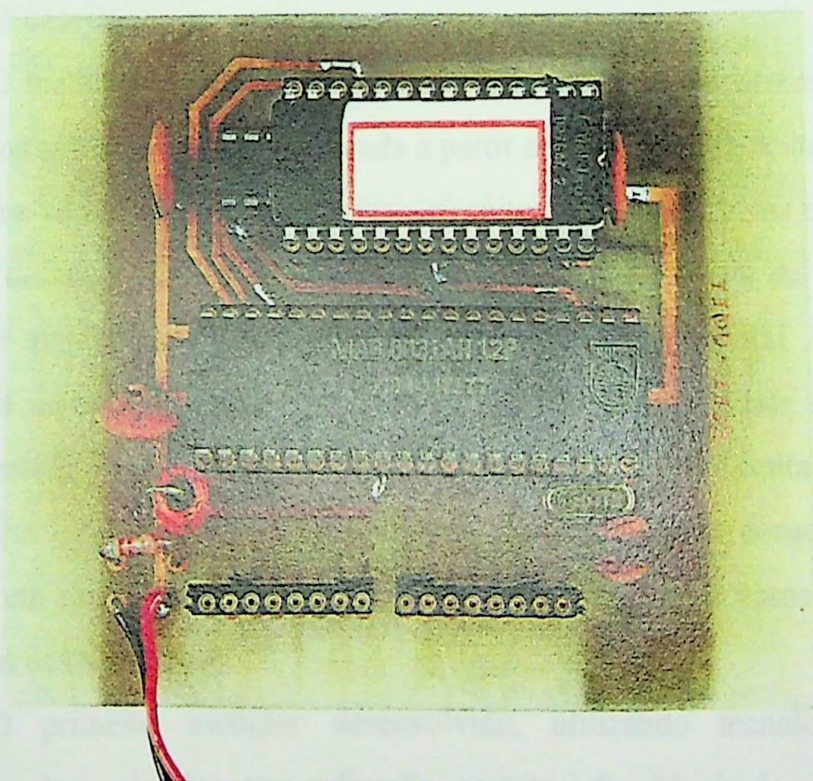


Figura 4.8 - Protótipo do medidor microcontrolado

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

Neste trabalho apresentou-se um medidor de defasamento angular elétrico que tem como primeiro destino a aplicação em medidas de ângulos fracionários. Tais defasamentos são bastante encontrados em transformadores empregados em multi-conversores ou em autotransformadores denominados ADZ. Nestas aplicações, a discriminação de décimos e, até mesmo, centésimos de graus é desejável.

O medidor desenvolvido baseia-se em circuitos que fazem a detecção precisa dos zeros dos sinais de entrada à partir de sinais previamente adaptados. A primeira versão do medidor utilizou circuitos digitais discretos que geram o pulso de defasagem e faz a medida deste através da contagem de um trem de pulsos de alta frequência fornecidos por um oscilador a cristal. Na segunda versão foi empregado um circuito microcontrolado, cuja medida do pulso de defasamento se dá pela comparação entre dois trens de pulsos contados.

Um circuito especial foi desenvolvido para que se conseguisse uma detecção em alta velocidade, pois a exatidão de ambos os processos de medição dependem desta detecção.

O primeiro medidor desenvolvido, utilizando tecnologia digital discreta, embora simples, tem aplicação restrita à frequência da rede elétrica, 50 ou 60 [Hz], pois, para cada uma destas frequências, necessita-se de um cristal oscilador com valor definido. Uma solução para este caso seria utilizar como base de tempo uma frequência proveniente de um circuito PLL (*phase locked loop*) obtida a partir do produto da frequência da rede pelas constantes 3600 ou 36000. Nessa proposição, estima-se que possa existir uma perda de exatidão nas medidas devido ao processo de multiplicação de frequências.

No caso do medidor que utiliza oscilador à cristal, uma melhor exatidão pode ser conseguida aplicando-se uma base de tempo de maior frequência, porém, este recurso é limitado pela velocidade dos contadores bem como pela ineficácia de se trabalhar além do limite da exatidão da detecção de zeros. Com este medidor conseguiu-se exatidão de décimo de grau. Para uma base de tempo de 2160000 [Hz], tem-se em média uma variação de 10 contagens, que corresponde a uma variação de 0,1 graus.

Por outro lado, para o segundo medidor, foi visto que a exatidão independe, de uma certa forma, da frequência da base de tempo, ou seja, é somente necessário que ela seja acima de 1 [MHz], não havendo necessidade que se tenha um valor fixo e preciso, pois, utiliza-se um método de comparação no processo do cálculo da defasagem.

Como a medição da defasagem é realizada via *software*, os erros podem ser minimizados através da compensação dos atrasos inerentes ao processo bem como a implementação de uma curva de autocalibração.

Além de apresentar alta exatidão, uma das vantagens deste medidor é a possibilidade de se trabalhar com frequências diferentes de 60 [Hz]. Atualmente o medidor tem sido testado em frequências dentro da faixa de 15 a 1000 [Hz], encontrando-se, como era de se esperar pelo método empregado na medição, resultados satisfatórios, dentro da exatidão prevista.

Sugestões para novas pesquisas

Com o objetivo de melhorar a exatidão do medidor, são feitas algumas sugestões:

Medidor digital discreto: aumentar a frequência de clock

Medidor microcontrolado: fazer um tratamento estatístico das medidas

Bibliografia

Referências Bibliográficas

- [1] Abreu, J. P. G. - **“Desenvolvimento e Implementação de um Transformador com Relação de Transformação Complexa Variável - Phasor Controller”**, *Tese de Doutorado, UNICAMP*, 1990
- [2] K. M. Ibrahim and M. A. H. Abdul-Karim , **“A novel digital phase meter”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol IM-36, pp. 711-716, sept.. 1987.
- [3] S. M. Mahmud, A. Rusek and S. Ganesan, **“A microprocessor-based dual slope phase meter”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 37, pp. 374-378, sept. 1988.
- [4] S. M. Mahmud, **“Error analysis of digital phase measurement of distorted waves”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 38, pp. 6-9, fev. 1989.
- [5] Andria Nemat, **“A digital frequency independent phase meter”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 39, pp. 665-666, august 1990.
- [6] R. Micheletti, **“Phase angle measurement between two sinusoidal signals”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 40, pp.40-42, feb. 1991.
- [7] John V. Waite, - **“Introduction to Operational Amplifiers - Theory and Applications”**, *Ed. MacGraw-Hill*, 1977


Bibliografia Auxiliar

- [8]D. T. Hess, K. K. Clarke, **“External phase autozero loop to extend the voltage and/or current capabilities of a digital phase standard”**, *EEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 41, pp. 938-941, dec. 1992.
- [9]M. F. Wagdy, **“Effect of ADC quantization errors on some periodic signal measurements”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol IM-36, pp. 983-989, dec. 1987.
- [10] F. E. Coffield, **“A high-performance digital phase comparator”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol IM-36, pp. 717-720, sept. 1987.
- [11] M. F. Wagdy and M. S. P. Lucas, **“ A phase-measurement between offset compensation technique suitable for automation”**, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol IM-36, pp. 721-724, sept. 1992.

- [12]. J. G. Graeme, G. E. Tobey and L. P. Huelsman, "**Operacional Amplifiers and Applications**", *McGraw-Hill Book Company*, pp. 236-244, 1971.
- [13].Guimarães, C. A. M. - "**Um sistema de Chaveamento Point-on-Wave Baseado em Microcomputador**", *Dissertação de Mestrado, Florianópolis* 1986
- [14] Silva Júnior, Vidal Pereira da, - "**Microcontroladores 8051**", - *Ed. Érica, São Paulo* 1990

PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO
DO MEDIDOR DIGITAL DISCRETO

ANEXO A



PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO DO MEDIDOR DIGITAL DISCRETO

Figura 21 - PCI do detector de zero

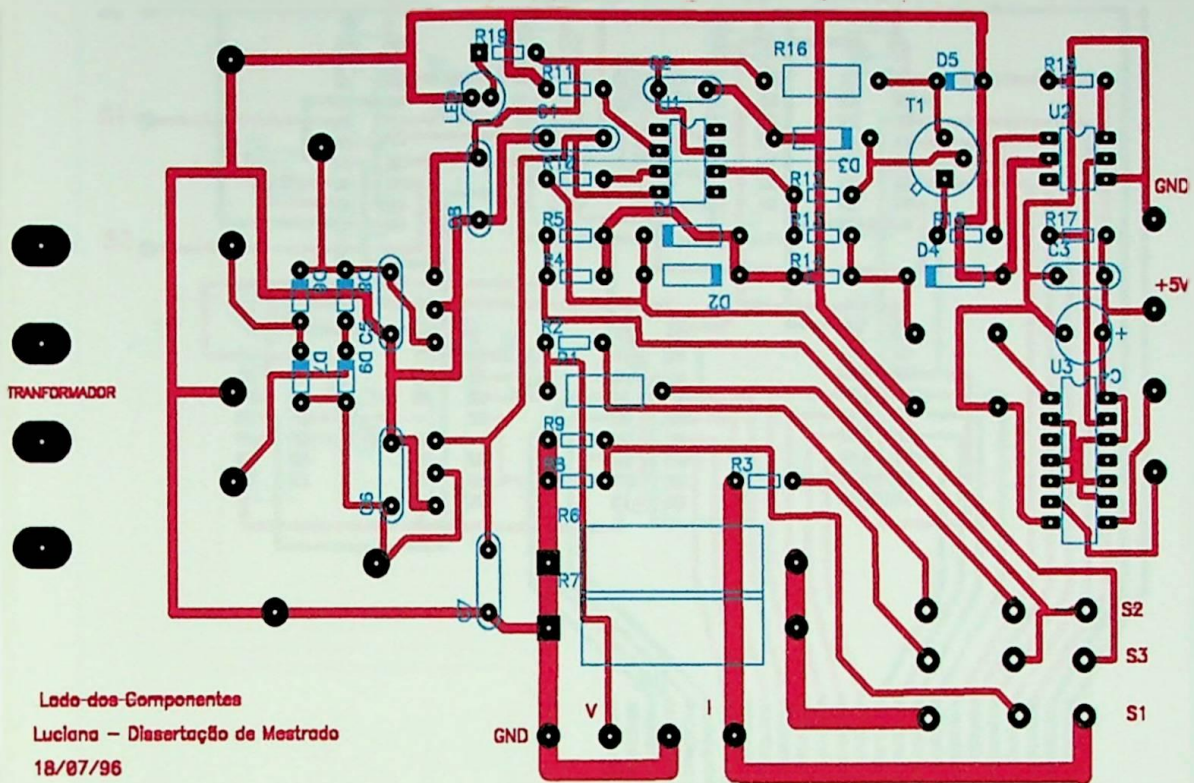


Figura a1 - PCI do detector de zero

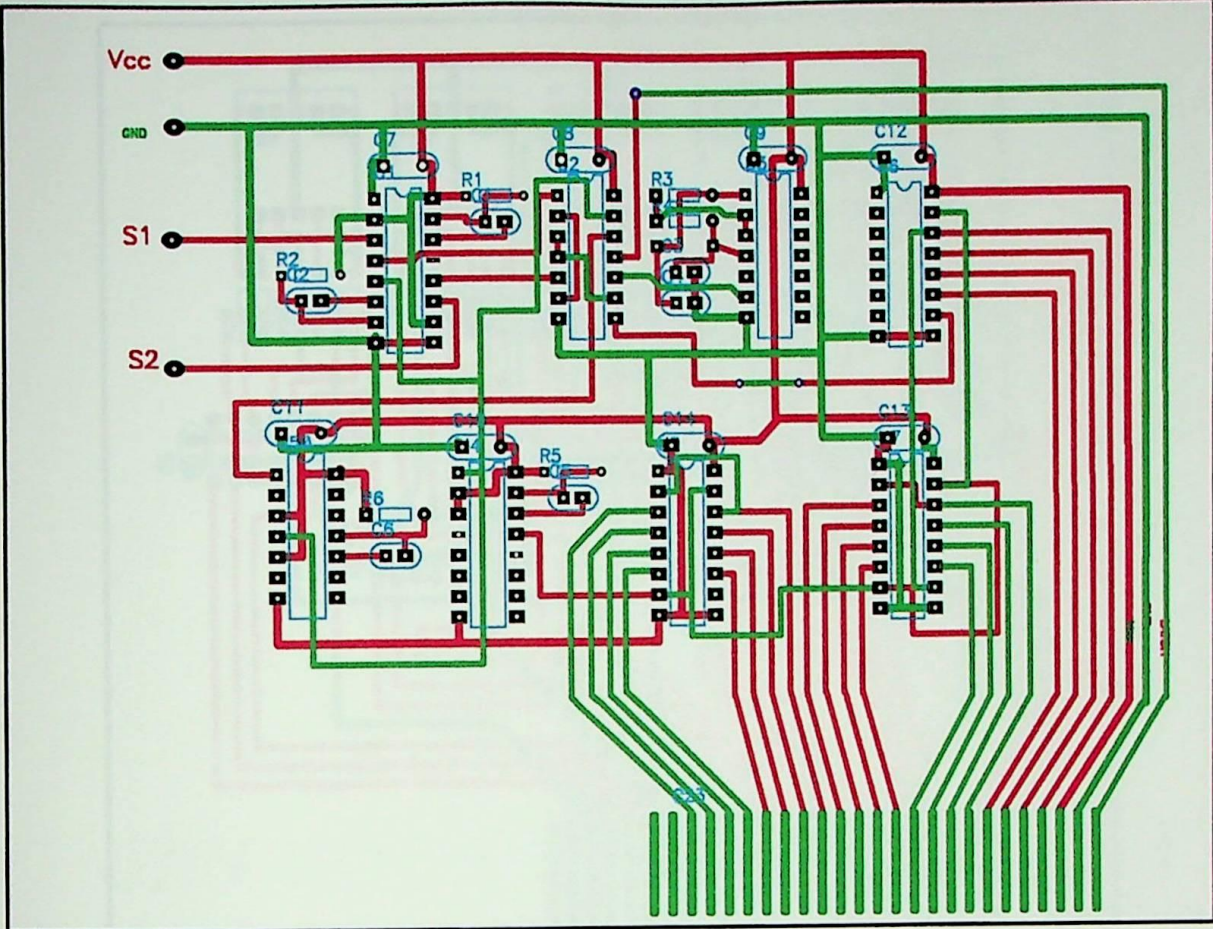


Figura a2 - PCI do circuito analógico que gera o ângulo de defasagem e os sinais de controle

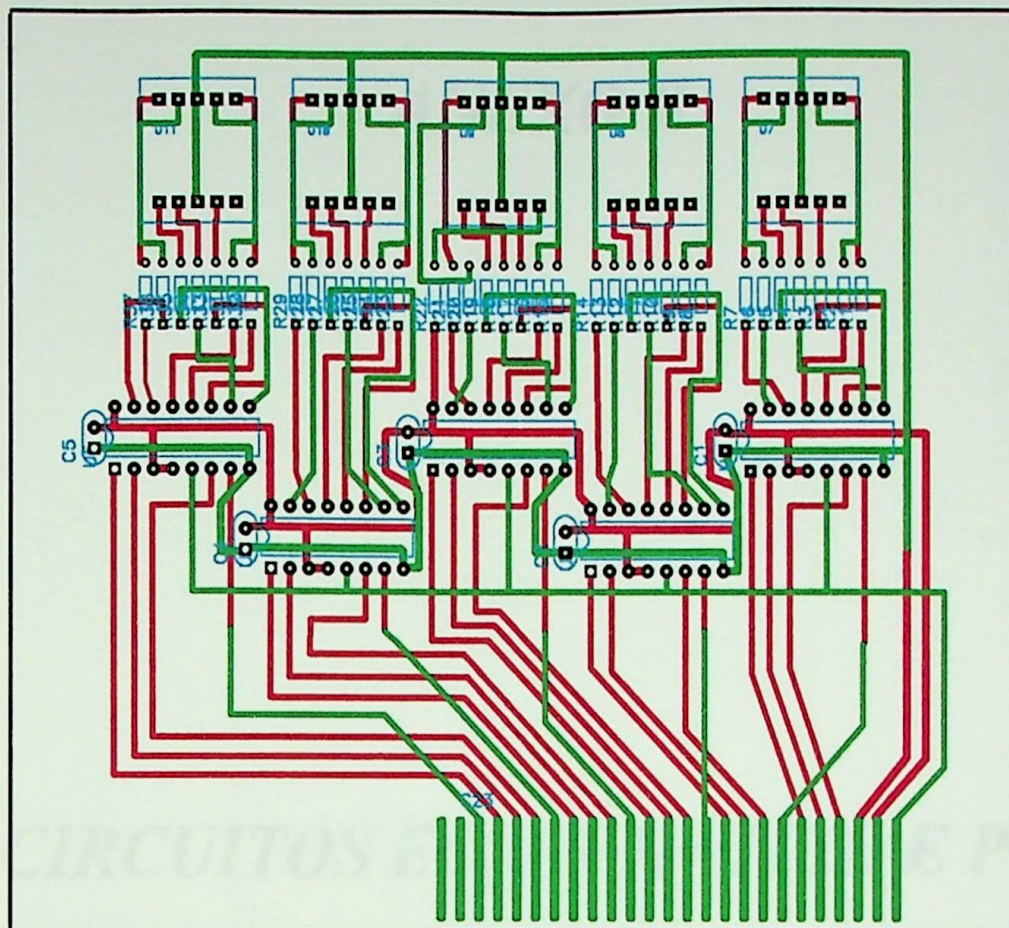
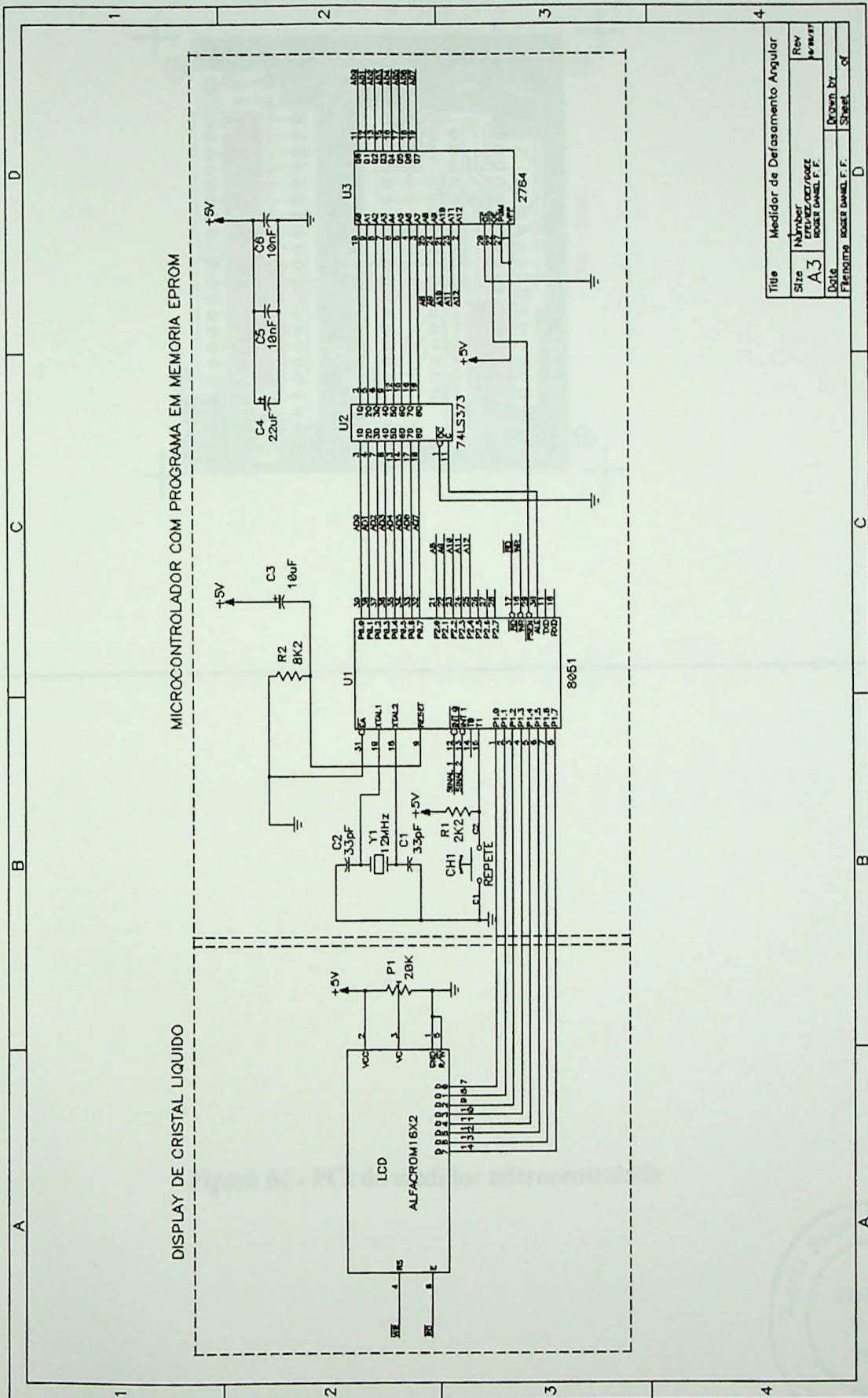


Figura a3 - PCI do mostrador digital

ANEXO B

CIRCUITOS ESQUEMÁTICO E PCI DO MEDIDOR MICROCONTROLADO



Title		Medidor de Deformação Angular	
Size	Number	Rev	
A3	PROJ.001/002/003	01/01/01	
Date	Author	Drawn by	of
	ROGER DANIEL F. F.		
	ROGER DANIEL F. F.	Sheet	of

Figura b1-Circuito esquemático do medidor microcontrolado

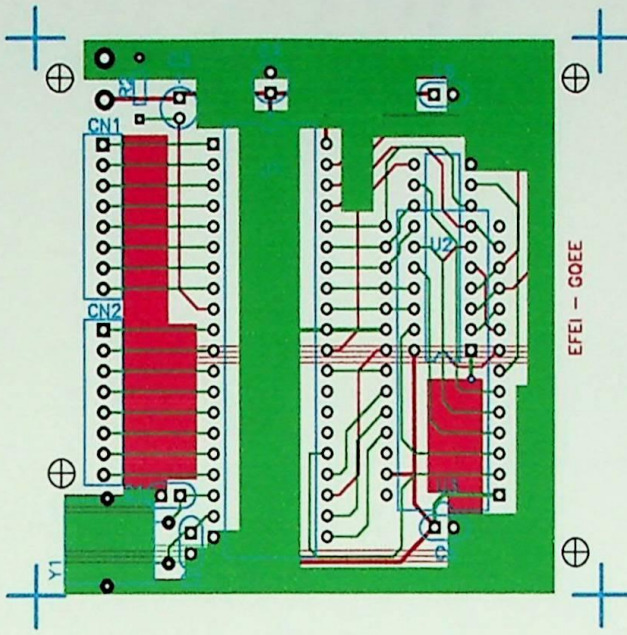
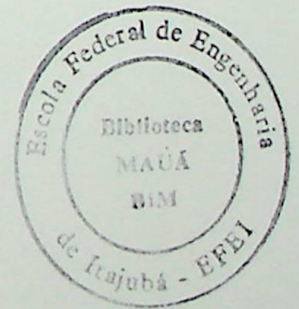


Figura b2 - PCI do medidor microcontrolado



ANEXO C

PROGRAMA DE MEDIÇÃO PARA O MEDIDOR MICROCONTROLADO

/* Programa em C para microcontrolador 8051

Este programa faz o cálculo da defasagem angular entre dois sinais periódicos

```

*/
#include <8051.h>
#include <intrpt.h>
#include <math.h>
#include <float.h>
#include <sys.h>

#define REPETE      P3_BITS.B4          /* Bit de I/O relativo ao pino T0 */
#define RS         P3_BITS.B6          /* Bit de I/O relativo ao pino WR */
#define E          P3_BITS.B7          /* Bit de I/O relativo ao pino RD */
#define PREC 3      /* Define a precisão para o calculo da
defasagem */
        /***** Variáveis *****/

```

/* Variáveis de Controle */

```
unsigned char STATUS, CONTR, FLAG;
```

/* Variáveis referente ao ciclo do sinal - Período */

```
unsigned int Período;
unsigned char T_Periodos;
```

/* Variáveis referente ao sinal defasado */

```
unsigned int Sinal_Def;
unsigned char T_Sinal_Def;
```

/* Valor em graus da Defasagem Angular */

```
float Defasagem;
```

/* Vetor da string para o display de cristal liquido */

```
unsigned char dados[16], dados_[8];
unsigned char ponteiro;
```

/* Variáveis de tempo */

```
unsigned int tempo;
unsigned char delay, Timer_Overf;
```

/**** Funções *****/**

/* Rotinas de mensagens para o display */

```
void Mess_1(void)
{
    ponteiro = 0;
    dados[ponteiro++] = ' ';
    dados[ponteiro++] = 'I';
    dados[ponteiro++] = 'N';
    dados[ponteiro++] = 'I';
    dados[ponteiro++] = 'T';
    dados[ponteiro++] = 'I';
    dados[ponteiro++] = 'N';
}
```

```
    dados[ponteiro++] = 'G';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    ponteiro = 0;  
}
```

```
void Mess_2(void)
```

```
{  
    ponteiro = 0;  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = 'R';  
    dados[ponteiro++] = 'E';  
    dados[ponteiro++] = 'A';  
    dados[ponteiro++] = 'D';  
    dados[ponteiro++] = 'Y';  
    ponteiro = 0;  
}
```

```
void Mess_3(void)
```

```
{  
    ponteiro = 0;  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = 'F';  
    dados[ponteiro++] = 'I';  
    dados[ponteiro++] = 'N';  
    dados[ponteiro++] = 'I';  
    dados[ponteiro++] = 'S';  
    dados[ponteiro++] = 'H';  
    dados[ponteiro++] = 'I';  
    dados[ponteiro++] = 'N';  
    dados[ponteiro++] = 'G';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    ponteiro = 0;  
}
```

```
void Def_Mess(void)
```

```
{  
    ponteiro = 0;  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = 'D';  
    dados[ponteiro++] = 'E';  
    dados[ponteiro++] = 'F';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    dados[ponteiro++] = '.';  
    ponteiro = 0;  
}
```

```

void C_Displ(void)
{
    for(ponteiro=0;ponteiro<16;ponteiro++)
        dados[ponteiro] = ' ';
    ponteiro = 0;
}

/* Rotina de escrita no display */
void Escreve(void)
{
    for(delay=0;delay<2;delay++);
    E = 1;          /* tempo de lus */
    for(delay=0;delay<2;delay++);
    E = 0;
    for(tempo=0;tempo<200;tempo++);    /* >2ms */
}

/* Inicializa o 8051 */
void Display(char Disp_)
{
    if(Disp_)
    {
        RS = 0;
        P1 = 192 + (ponteiro-8);
        Escreve();
        RS = 1;
        while(ponteiro<16)
        {
            P1 = dados[ponteiro];
            Escreve();
            ponteiro++;
        }
    }
    else
    {
        RS = 0;          /* Escreve instrução */
        P1 = 128;
        Escreve();
        RS = 1;          /* Escreve dados */
        ponteiro = 0;
        while(ponteiro<16)
        {
            P1 = dados[ponteiro];
            Escreve();
            ponteiro++;
            if(ponteiro==8)
            {
                RS = 0;
                P1 = 192;
                Escreve();
                RS = 1;
            }
        }
    }
}

```

```

        }
    }
}

/* Inicializa Display de Cristal Liquido */
void Init_disp(void)
{
    for(tempo=0;tempo<2000;tempo++);
    RS = 0;          /* Sequências de instruções de inicialização*/

    P1 = 56;
    Escreve();
    for(tempo=0;tempo<2000;tempo++);

    P1 = 56;
    Escreve();
    for(tempo=0;tempo<2000;tempo++);

    P1 = 6;          /* 200 */
    Escreve();

    P1 = 14;
    Escreve();

    P1 = 1;
    Escreve();
}

/* Rotina de atraso de +- 5s */
void Delay_5(void)
{
    for(delay=0;delay<200;delay++)
        for(tempo=0;tempo<2000;tempo++);
}

/* Rotina da interrupção do Timer0 */
void interrupt Timer_Int(void)
{
    Timer_Overf++;
}

/* Rotina da interrupção INT0 */
void interrupt Sinal1(void)
{
    if(CONTR)
        TR0 = 1;          /* Desliga temporizador */
    else
        TR0 = 0;          /* Liga o temporizador */
    if(FLAG)
    {

```

```

        FLAG = 0;
        CONTR = 1;
    }
    else
        STATUS = 1;
}

/* Rotina da interrupção INT1 */
void interrupt Sinal2(void)
{
    if(!CONTR)                /* Ajusta atraso como em Sinal1 */
        TR0 = 0;              /* Desliga o temporizador */
    else
        TR1 = 1;
    if(!FLAG)
    {
        FLAG = 1;
        CONTR = 0;
    }
    else
        STATUS = 0;
}

/* Inicializa o 8051 */
void Init_micro(void)
{
    IE = 0;                    /* Desabilita qualquer interrupcao */
    TMOD = 0x01;               /* Seta o modo do Timer0 em 16 bits */
    TL0 = TH0 = 0x00;          /* Inicializa Timer0 em 0 */
    TCON = 0x05;               /* Reseta e Desliga o Timer0 */
    Timer_Overf = 0;
    EA = 1;
}

/** Rotinas de medida **/

/* Medida do período total do sinal 1 */
void Period_Meas(void)
{
    FLAG = 1;                  /* Sinaliza para ignorar ultima int. */
    CONTR = 0;
    STATUS = 0;
    IE = 0x83;                 /* Habilita interrupções INT0 e T0 */
    while(!STATUS){           /* Espera por INT0 */
        STATUS = 0;           /* Primeira transição */
        CONTR = 0;
    }
    while(!STATUS){           /* Espera segunda transição */
        TR0 = 0;              /* Desliga contador */
        EA = 0;               /* Desabilita interrupcoes */
        T_Periodos = Timer_Overf; /* Salva total de contagens - overflow */
        Periodo = TH0*256 + TL0; /* Calcula período total */
    }
}

```

```

    Timer_Overf = 0;
}

/* Medida da defasagem */
void Def_Meas(void)
{
    TL0 = 0x00;          /* Reinicializa contador */
    TH0 = 0x00;
    FLAG = 1;
    CONTR = 0;          /* Ajusta bits */
    STATUS = 0;
    EA = 1;              /* Habilita interrupções */
    while(!STATUS){     /* Espera por INTO */
        IP = 0x04;       /* Seta máxima prioridade para INT1 */
        IE = 0x86;       /* Habilita interrupções INT1 e T0 */
        while(STATUS){  /* Espera segunda transição */
            TR0 = 0;     /* Desliga contador */
            EA = 0;      /* Desabilita interrupções */
            IP = 0x00;
            T_Sinal_Def = Timer_Overf; /* Salva total de contagens - overflow */
            Sinal_Def = TH0*256 + TL0; /* Calcula a defasagem */
        }
    }

/* Calculo da defasagem - graus */
void Def_Calc(void)
{
    Defasagem = ((float)Sinal_Def+((float)T_Sinal_Def*65536))*360; /* Calculo
da 1 parte */
    Defasagem = Defasagem/((float)Periodo+((float)T_Periodos*65536));
    if(Defasagem>=360)
        Defasagem -= 360;
}

float modf_(float value,float *iptr)
{
    float x;

    x = floor(value);
    *iptr = x;
    return value - x;
}

float _frndint_(float f)
{
    long l;

    l = (long)f;
    return (float)l;
}

```

```

/* Transforma o valor calculado da defasagem em ASCII para o display, no formato
float
void Show_Def(void)
{
unsigned int Aux;
char Prec;
float Frac,ipart;

    ponteiro = 0;

    Frac = modf_(Defasagem,&ipart);
    for(delay=0;delay<PREC;delay++)
        Frac *= 10;
    Frac = _frndint_(Frac);
    Aux = (unsigned int) Frac;
    Prec = PREC;

    for(ponteiro=0;ponteiro<8;ponteiro++)
        dados_[ponteiro] = dados[ponteiro+8];

    while(Aux)
    {
        Aux /= 10;
        Prec--;
    }

    ponteiro = 14;
    Aux = (unsigned int) Frac;
    while(Aux)
    {
        dados[ponteiro--] = (Aux % 10) + 48;
        Aux /= 10;
    }

    for(delay=0;delay<Prec;delay++)
        dados[ponteiro--] = 48;
    dados[ponteiro--] = '!';

    Aux = (unsigned int) ipart;
    do
    {
        dados[ponteiro--] = (Aux % 10) + 48;
        Aux /= 10;
    }while(Aux);

    ponteiro = 0;
    while(dados[ponteiro+8]==dados_[ponteiro])
        ponteiro++;
    ponteiro += 8;
}

```

```

/* Gera um atraso de modo a permitir a medição de dois a três valores por segundo
void D_Mes(void)
{
    unsigned int Aux;

    Aux = (int)((320000-
(Periodo+Sinal_Def+(T_Periodos+T_Sinal_Def)*65536))/10);
    for(tempo=0;tempo<Aux;tempo++);
}

/***** Programa principal *****/
main()
{
    set_vector(EXTI0,Sinal1);
    set_vector(TIMER0,Timer_Int);
    set_vector(EXTI1,Sinal2);
    EA = 0;
    Init_disp();
    C_Disp();
    Mess_1();
    Display(0);
    Delay_5();
    C_Disp();
    Mess_2();
    Display(0);
    while(REPETE){}
    C_Disp();
    Def_Mess();
    Display(0);
    do
    {
        Init_micro();
        Period_Meas();
        Def_Meas();
        Def_Calc();
        Show_Def();
        Display(1);
        D_Mes();
    }while(REPETE);
    C_Disp();
    Mess_3();
    Display(0);
    Delay_5();
}

```

ANEXO D

ARTIGOS PUBLICADOS

UM MÉTODO DE MEDIAMENTO ANGULAR DE ALTO DESEMPENHO

Luiz Carlos Pereira Siqueira, Carlos Roberto Monteiro Casarini, Paulo Roberto de Barros

União Federal de Engenharia de Curitiba
Av. Fênix, 1200 - CEP 81200-000 - Jardim Fênix - Paraná
Tel: (41) 333-1200 - Fax: (41) 333-1200
e-mail: euc@uefeng.com.br

Resumo. Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse. O método proposto é baseado na utilização de um único ponto de mediamento, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

Palavras-chave: Medição angular, mediamento, mediamento angular, mediamento angular, mediamento angular.

1. Introdução

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse. O método proposto é baseado na utilização de um único ponto de mediamento, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse. O método proposto é baseado na utilização de um único ponto de mediamento, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse. O método proposto é baseado na utilização de um único ponto de mediamento, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

2. Princípios do Método

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.



Fig. 1. Mediamento angular baseado na utilização de um único ponto de mediamento.

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

3. Descrição do Método

Este artigo apresenta um método de mediamento angular baseado na utilização de um sistema de mediamento por um único ponto, permitindo a medição de distâncias entre os pontos medidos, permitindo, assim, obter as coordenadas cartesianas e a área dos polígonos de interesse.

UM MEDIDOR DE DEFASAMENTO ANGULAR DE ALTO DESEMPENHO

Luciana Pereira Simões Carlos Alberto Mohalem Guimarães Paulo Márcio da Silveira

Escola Federal de Engenharia de Itajubá
Av. BPS, 1303 - CEP 37500-000 - Itajubá/MG - Brasil
Tel: (+5535) 629 1280 - Fax.: 629 1118
e-mail: mohallem@iee.efei.rmg.br

Resumo: Este artigo apresenta um medidor de defasamento angular elétrico de alto desempenho, cuja precisão é da ordem de centésimos de grau. Sua principal aplicação é para medida do defasamento angular em transformadores especiais, tais como aqueles utilizados em pontes conversoras e a nova geração de autotransformadores denominados ADZ. Em função de sua aplicação o equipamento será capaz de realizar medidas de defasamento angular elétrico com alta exatidão em 50 e 60 [Hz], bem como com média exatidão para outras frequências até 600 [Hz].

Medidores digitais, Medidores de Defasamento, Defasamento Angular-Elétrico, Transformadores, Conversores.

1- Introdução

Um dos ensaios realizados na área elétrica é a obtenção do defasamento angular elétrico a partir de duas ondas senoidais defasadas entre si. Este procedimento é aplicado em transformadores, dispositivos de proteção, conversores estáticos, etc e consiste, na maioria das vezes, de um processo demorado e de baixa exatidão. Entretanto, existem no mercado medidores digitais de defasamento angular que por um lado facilitam a tarefa da obtenção do ângulo entre dois sinais, porém possuem baixa exatidão, não sendo capazes de efetuar medidas com exatidão melhor que 1° .

Encontra-se na literatura vários métodos para calcular o defasamento angular entre dois sinais senoidais. Em [1], Michelletti apresenta um algoritmo baseado no método dos mínimos quadrados (LSM) e usa amostragens digitais. Em [2], Ibrahim propõe um novo medidor de fase digital baseado no método da rampa dupla e afirma que o processo de medição é mais preciso, se for feito através dos centros dos pulsos e não do cruzamento por zero, caso as ondas sejam distorcidas. Em [3], Mahmud descreve um medidor de fase microprocessado baseado no método de rampa dupla. Em [4], Mahmud faz uma análise de erros no método apresentado por Ibrahim.

A medida de pequenos ângulos elétricos fracionários por instrumentação convencional é extremamente lenta e penosa. O objetivo deste artigo é descrever um medidor de defasagem elétrica, cujo desempenho calca-se na possibilidade da medida direta de ângulos fracionários com exatidão de centésimos de grau. Esse medidor é capaz de medir o defasamento angular entre sinais de tensão, sinais de corrente e entre sinais de corrente e tensão simultaneamente, estando a magnitude da corrente entre 1 e 10 ampères e tensão entre 5 e 500 [Vpico].

O aparelho é de uso prático podendo ser utilizado em laboratório ou em campo.

A alta exatidão, no entanto, é conseguida sobretudo quando da medida de duas tensões de forma de onda idêntica, como é o caso da entrada e saída de transformadores.

O instrumento desenvolvido baseia-se em circuitos que fazem a detecção precisa dos zeros das ondas senoidais, quer sejam tensões ou correntes, bem como em um circuito para gerar pulsos que portem a informação com alta exatidão do deslocamento angular elétrico. Será utilizada uma base de tempo para contagem, a cristal, de 2.160.000 [Hz].

2- Princípio de Operação

O processo da medida do defasamento angular consiste em detectar o cruzamento com o zero de uma onda senoidal e contar o tempo até o ponto correspondente da outra onda senoidal, como mostra a figura 1.

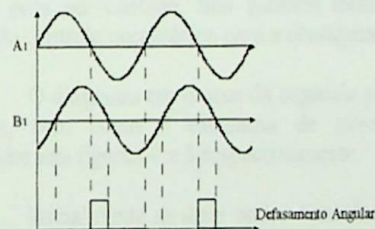


Fig 1- Defasamento angular medido a partir dos zeros das senóides

Este método usado para obter o defasamento entre duas ondas senoidais é o método convencional. De acordo com a literatura este não é o método mais eficiente [1 a 4], se o sinal, o qual deseja-se medir tiver distorções ou harmônicas, mas tendo em vista a aplicação do equipamento, em ondas puramente senoidais, este é satisfatório. O processo de medição consiste em converter as duas ondas senoidais em ondas quadradas. A diferença de fase é então proporcional a diferença de tempo entre os cruzamentos com zero das duas ondas quadradas.

2.1 Descrição do circuito

O circuito do medidor divide-se basicamente em três partes, como mostra o diagrama de blocos da figura 2.

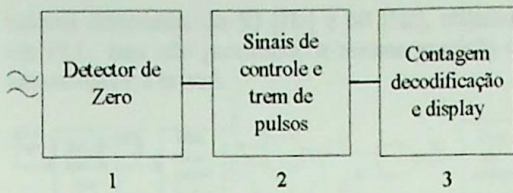


Fig.2 Diagrama em blocos geral do medidor

Para que se tenha precisão no processo de medição, é de fundamental importância ter a detecção precisa dos zeros das senóides. A partir do cruzamento com zero obtém-se uma onda quadrada, que é espelho da onda senoidal de entrada. No primeiro bloco temos dois circuitos iguais e independentes que realizarão esta tarefa. A onda quadrada é isolada galvanicamente do circuito de potência onde está a onda senoidal, como mostra a figura 3. Essa isolamento suporta os níveis de tensão envolvidos no circuito de potência. Os atrasos entre as duas placas são conhecidos, de forma que possam ser compensados. As não idealidades dos componentes são contornadas para que as suas influências sejam minimizadas e toleráveis.

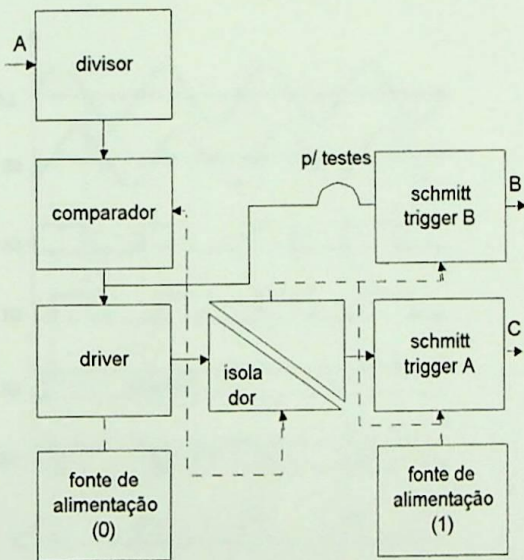


Fig. 3 Diagrama em blocos do detector de zero

O bloco divisor faz a seleção da grandeza a ser medida, bem como as faixas de tensão e corrente aplicáveis ao circuito, dispensando assim, até certo ponto o uso de TP's e TC's.

O bloco comparador tem como finalidade quadrar a onda senoidal, 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 de entrada e do *slew-rate* do comparador. Os erros devido ao *slew-rate* podem ser minimizados pela escolha de um comparador adequado e o erro devido às grandezas de entrada pelo cálculo do divisor resistivo. O amplificador operacional escolhido foi o LM-318, que possui os requisitos adequados para operar como comparador de alto desempenho.

O bloco *driver* 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, composto de um optoacoplador, requer uma corrente cujo valor deverá ser igual ou inferior a 60 [mA]. A fim de se obter maior velocidade no circuito, o LED será ativado com uma corrente da ordem de 40 [mA], pouco aquém do valor máximo por razões de segurança.

O bloco isolador é constituído de um optoacoplador TIL 111, o qual foi escolhido devido as suas características de operação, principalmente, isolamento e velocidade de chaveamento. Este foi preferido em relação a transformadores de isolamento devido a vários fatores, tais como, alta isolamento em torno de $\pm 1,5$ [KV], velocidade, baixo custo, leve, acessível no mercado nacional e adequado às aplicações digitais.

O *schmitt trigger* é utilizado para compatibilizar os níveis de tensão, bem como as velocidades de circuitos TTL.

A fontes de alimentação (0) e (1), são respectivamente de 15[V] e de 5[V]. Elas estão isoladas galvanicamente pelo LED do optoacoplador. Por isso, os aterramentos devem ser feitos separados.

Na segunda parte, de acordo com a figura 2, obtém-se o pulso correspondente ao defasamento angular, o qual é modulado com uma base de tempo de alta frequência deixando um trem de pulsos pronto para ser contado. São gerados também os sinais de controle necessários para a contagem.

O diagrama em blocos da segunda parte do circuito, bem como o diagrama de níveis são mostrados nas figuras 4 e 5 respectivamente.

Inicialmente as duas ondas senoidais A1 e B1 são transformadas em ondas quadradas A2 e B2, utilizando-se o processo de alta velocidade descrito acima.

As ondas A2 e B2 disparam monoestáveis ativáveis por borda positiva e produzem os pulsos A3 e B3 com duração de aproximadamente 1[μ s]. Estes dois pulsos atuam no *flip-flop* e produzem o pulso C que tem a duração do defasamento angular entre as duas senóides.

O pulso C é modulado por uma alta frequência D de 2160000 [Hz] tendo como resultado um trem de pulsos E.

Cada trem de pulsos possui uma quantidade de pulsos igual a 100x ângulo de defasagem utilizando-se uma base de tempo de 2160000 [Hz].

Este valor de frequência do oscilador é usado para 60 [Hz]. No caso de se realizar medidas a 50 [Hz], basta ter um outro oscilador com frequência de 1800000 [Hz]. Para frequências de

valores diferentes, de 50 [Hz] e 60 [Hz], utiliza-se um PLL, mas não garantindo a mesma precisão de um oscilador a cristal.

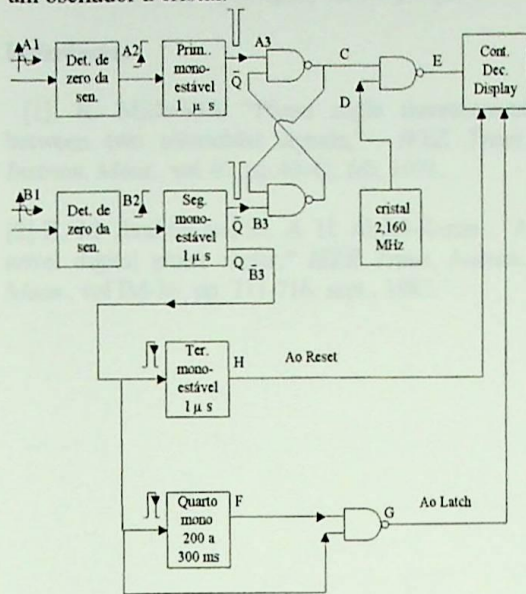


Fig. 4 Diagrama em blocos da segunda parte

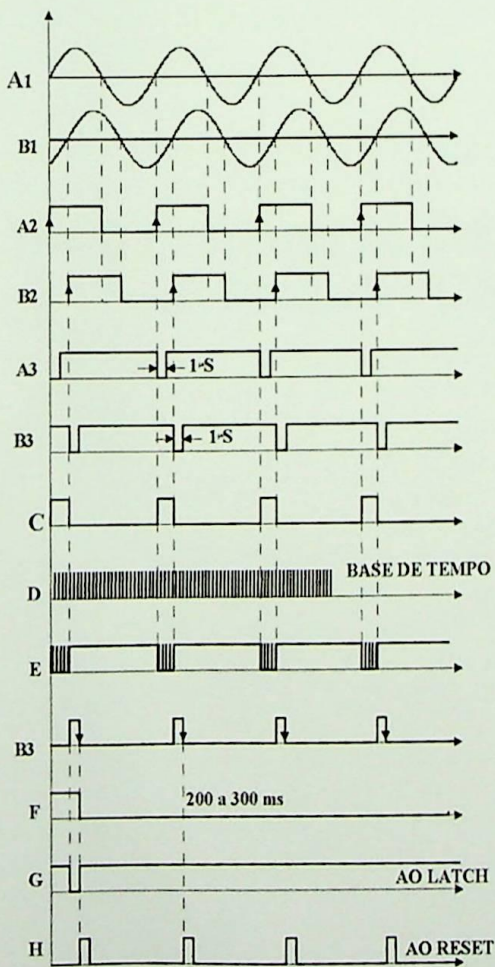


Fig. 5 digrama em nível da segunda parte do circuito

Na terceira parte do circuito como indicado na figura 2 este trem de pulsos é contado e, logo após, a contagem é transferida para um mostrador digital através de um comando de destravamento de

Latch que é feito pelo pulso G. Uma vez transferida a contagem o display é bloqueado retendo essa informação e, em seguida, os contadores são zerados com um pulso de curta duração (*reset*) para que se efetue uma nova contagem.

Para evitar que se conte 60 trens de pulso por segundo (o ideal é de 3 a 5 contagens) previu-se um tratamento do pulso de *latch* de 200 a 300 ms fornecido por um quarto monoestável.

Na figura 6 é mostrado o diagrama em blocos do sistema contador completo a seis dígitos, onde foram cascateados seis contadores de unidade (cada qual composto de um contador BCD de 7 segmentos e um display 7 segmentos) formando assim, unidade, dezena, centena, milhar, centena de milhar, dezena de milhar.

A posição do ponto decimal fica no dígito das centenas.

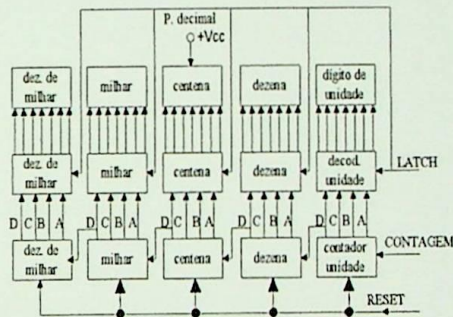


Fig. 6 Diagrama em blocos do contador a seis dígitos

3- Conclusões

O medidor de defasamento angular de alto desempenho nasceu da necessidade de medir-se defasamentos angulares elétricos com alta exatidão, como é o caso da recente demanda por transformadores especiais, com ângulos fracionários, utilizado em conversores de potência.

Neste artigo, mostra-se que este instrumento mede a diferença de fase entre dois sinais senoidais com exatidão da ordem de centésimos de grau. Para isso julgou-se que para duas ondas de tensão com o mesmo formato e possuindo frequência fixa em 50 ou 60Hz, o processo de detecção, em alta velocidade, dos zeros das senóides seria satisfatório e adequado. Este é felizmente o caso dos transformadores especiais utilizados nos conversores estáticos de potência, objeto do desenvolvimento em questão.

Permite-se ainda que esse instrumento seja utilizado em frequências diferentes das citadas. Para isso adota-se como base de tempo ou oscilador uma frequência proveniente de um circuito PLL (*phase locked loop*) obtida a partir do produto da frequência da rede pelas constantes 3600 ou 36000. Nesse caso existe uma perda de exatidão nas medidas devido ao processo de multiplicação de frequências.

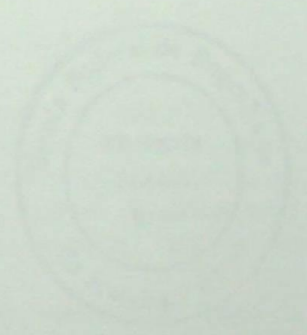
Agradecimento

À CAPES, pelo apoio dado a pesquisa.

Referências

- [1]. R. Micheletti, "Phase angle measurement between two sinusoidal signals," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 40, pp.40-42, feb. 1991.
- [2] K. M. Ibrahim and M. A. H. Abdul-Karim , "A novel digital phase meter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol IM-36, pp. 711-716, sept.. 1987.
- [3]. S. M. Mahmud, A. Rusek and S. Ganesan, "A microprocessor-based dual slope phase meter," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 37, pp. 374-378, sept. 1988.
- [4] S. M. Mahmud, "Error analysis of digital phase measurement of distorted waves," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 38, pp. 6-9, fev. 1989.
- [5] Guimarães C. A. M, Um sistema de Chaveamento *Point-on-Wave* Baseado em Microprocessador, Dissertação de Mestrado, Florianópolis, abril 1986

Artigo Publicado no Congresso Brasileiro de Eletrônica
de Potência - Cobep'97 - dezembro-1997



MEINDOR DE DEFASAMENTO ANGULAR ELÉTRICO DE TRANSFORMADORES PARA CONVERSORES

Luciana Pereira Sanches, Carlos Alberto Mota Lima Guimarães, Paulo Sérgio de Sá

Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Rio Grande
Av. Itália, 1201 - CEP 91201-900 - Fone: (51) 3333-1111
Fax: (51) 333-1200 - E-mail: cag@cefetrg.br

Resumo - Este artigo apresenta um método de dimensionamento angular elétrico aplicado em transformadores para conversores cuja tensão é de 120V e 220V podendo ser corrigido a 110V. O processo aplicado é baseado no princípio de derivação precisa de uma de duas ondas periódicas identicas e a medida do defasamento angular é realizada por um circuito microprocessado. Além de exemplos, são dadas grandes vantagens deste equipamento e as suas aplicações em uma faixa de frequência de 15 Hz a 1 kHz.

Abstract - This work presents a electrical angle measurement method can be directly used in transformer construction. The method is based on the principle of precise derivation of one of two periodic waves and the angular displacement measurement is realized by a microprocessor circuit. Besides examples, the advantages of this equipment and its applications in a frequency range of 15 Hz to 1 kHz are given.

Abstract - This work presents a electrical angle measurement method can be directly used in transformer

construction. The method is based on the principle of precise derivation of one of two periodic waves and the angular displacement measurement is realized by a microprocessor circuit. Besides examples, the advantages of this equipment and its applications in a frequency range of 15 Hz to 1 kHz are given.

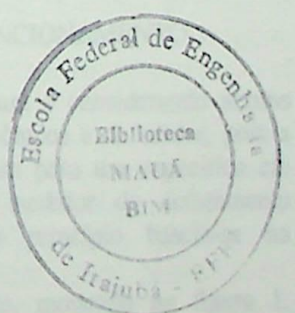
Artigo Publicado no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - Cobep'97- dezembro-1997

Este trabalho apresenta um método de dimensionamento angular elétrico aplicado em transformadores para conversores cuja tensão é de 120V e 220V podendo ser corrigido a 110V. O processo aplicado é baseado no princípio de derivação precisa de uma de duas ondas periódicas identicas e a medida do defasamento angular é realizada por um circuito microprocessado. Além de exemplos, são dadas grandes vantagens deste equipamento e as suas aplicações em uma faixa de frequência de 15 Hz a 1 kHz.

This work presents a electrical angle measurement method can be directly used in transformer construction. The method is based on the principle of precise derivation of one of two periodic waves and the angular displacement measurement is realized by a microprocessor circuit. Besides examples, the advantages of this equipment and its applications in a frequency range of 15 Hz to 1 kHz are given.

Este trabalho apresenta um método de dimensionamento angular elétrico aplicado em transformadores para conversores cuja tensão é de 120V e 220V podendo ser corrigido a 110V. O processo aplicado é baseado no princípio de derivação precisa de uma de duas ondas periódicas identicas e a medida do defasamento angular é realizada por um circuito microprocessado. Além de exemplos, são dadas grandes vantagens deste equipamento e as suas aplicações em uma faixa de frequência de 15 Hz a 1 kHz.

This work presents a electrical angle measurement method can be directly used in transformer construction. The method is based on the principle of precise derivation of one of two periodic waves and the angular displacement measurement is realized by a microprocessor circuit. Besides examples, the advantages of this equipment and its applications in a frequency range of 15 Hz to 1 kHz are given.



Este trabalho apresenta um método de dimensionamento angular elétrico aplicado em transformadores para conversores cuja tensão é de 120V e 220V podendo ser corrigido a 110V. O processo aplicado é baseado no princípio de derivação precisa de uma de duas ondas periódicas identicas e a medida do defasamento angular é realizada por um circuito microprocessado. Além de exemplos, são dadas grandes vantagens deste equipamento e as suas aplicações em uma faixa de frequência de 15 Hz a 1 kHz.

This work presents a electrical angle measurement method can be directly used in transformer construction. The method is based on the principle of precise derivation of one of two periodic waves and the angular displacement measurement is realized by a microprocessor circuit. Besides examples, the advantages of this equipment and its applications in a frequency range of 15 Hz to 1 kHz are given.

MEDIDOR DE DEFASAMENTO ANGULAR ELÉTRICO DE TRANSFORMADORES PARA CONVERSORES

Luciana Pereira Simões Carlos Alberto Mohallem Guimarães Paulo Márcio da Silveira

Escola Federal de Engenharia de Itajubá

Av. BPS, 1303 - CEP 37500-000 - Itajubá/MG

Tel: (035) 629 1280- Fax.: 629 1118

e-mail: mohallem@ice.efei.rmg.br

Resumo - Este artigo apresenta um medidor de defasamento angular elétrico aplicável em transformadores para conversores, cuja exatidão é da ordem de $0,1^\circ$ podendo ser estendida a $0,01^\circ$. O processo de medição é baseado no princípio da detecção precisa dos zeros de duas ondas periódicas idênticas e a medida do defasamento angular é realizada por um circuito microcontrolado. Além da exatidão, uma das grandes vantagens deste equipamento é realizar medidas em uma faixa de frequência de 15 Hz a 1 kHz.

Abstract - This work presents a electrical angle phase meter that can be directly used in transformer converters. Its absolute accuracy is about 0.1° and can be extended, with some additional care, until 0.01° . The measurement is based on accurate zero detections of two identical periodical waves and phase angle measurement is done by a micro-controlled device. Beyond accuracy, another important advantage is the ability to handle frequencies from 15 Hz to 1 kHz.

I- INTRODUÇÃO

Atualmente, com o grande desenvolvimento da eletrônica de potência, depara-se com projetos de transformadores especiais com ângulos de defasamento fracionários. Tal é o caso de transformadores com defasamento angular de $7,5^\circ$ ou $3,75^\circ$ empregados em multiconversores.

Encontra-se na literatura vários métodos para medir o defasamento angular elétrico entre dois sinais senoidais. Em [1], Micheletti descreve um novo algoritmo para medir o defasamento angular entre dois sinais senoidais baseado no método dos mínimos quadrados (LSM). O algoritmo desenvolvido usa amostras digitais dos dois sinais de entrada e determina simultaneamente a amplitude e a fase dos dois sinais.

Em [2], Nemat discute um medidor de fase independente da frequência do sinal de entrada. Os pulsos de *clock* usados no processo de medição são derivados da multiplicação da frequência do sinal de entrada.

Em [3], Mahmud faz uma análise de erros na medida de fase, em que as ondas são distorcidas, utilizando medidores existentes em [4]. No artigo são apresentados

resultados de simulação computacionais para vários casos para mostrar quão grande pode ser o erro na medida de fase quando o sinal é distorcido por uma harmônica.

Em [4] Mahmud apresenta um medidor de fase microprocessado baseado no método da rampa dupla. O medidor não requer um padrão de tempo, oferece boa resolução, baixa sensibilidade nas trocas dos parâmetros internos do circuito e compatibilidade com microprocessador.

Em [5], Ibrahim e Abdul-Karim descrevem um medidor de fase digital usando o princípio da rampa dupla. O medidor proposto tem saída digital independente da frequência de entrada e da frequência do *clock* usada no processo de medição. A medida é executada em tempo igual a dois ciclos do sinal de entrada.

A medida de pequenos ângulos elétricos fracionários por métodos analíticos ou por instrumentação convencional é lenta e penosa. O objetivo deste artigo é descrever um medidor de defasagem elétrica, cujo desempenho calca-se na possibilidade da medida direta de ângulos fracionários com exatidão de $0,1^\circ$ podendo ser estendida, com alguns cuidados adicionais, a $0,01^\circ$.

O instrumento desenvolvido baseia-se em circuitos que fazem a detecção precisa dos zeros das ondas periódicas senoidais, quer sejam tensões ou correntes, bem como em um circuito microcontrolado que, a partir do sinal previamente adaptado, faz o cálculo do defasamento angular.

II- PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Após análise da literatura e considerando alguns fatores, como ausência de harmônicos e de ruídos, pois a priori trata-se de um instrumento para uso específico em laboratório, optou-se por um medidor de defasamento angular microcontrolado, cujo princípio baseia-se na detecção dos zeros das senóides.

O processo da medição, mostrado na figura 1, consiste em se fazer, primeiramente, a contagem de um trem de pulsos (a) de alta frequência (por exemplo: 1 MHz como base de tempo), através do microcontrolador, contidos em um período completo do sinal de entrada. Seguidamente, faz-se a contagem de um outro trem de pulsos (b), utilizando a mesma frequência, contidos dentro do pulso complementar ao defasamento angular. A medição final do defasamento

angular é obtida pelo microcontrolador através da comparação dos dois trens de pulsos contados.

Cabe notar que os eventuais erros de atraso nas contagens são devidamente compensados via software, melhorando-se assim o erro final da medição. Além disso, trabalhando-se por processos comparativos, a estabilidade a longo termo da base de tempo não influencia o processo de medição.

As contagens e o cálculo básico do defasamento angular realizados pelo microcontrolador pode ser entendido pela análise da figura 1 e da equação (1).

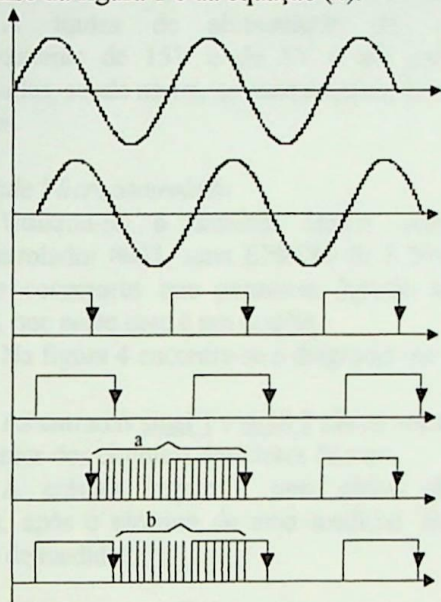


Figura 1- Sistema de contagem usado pelo microcontrolador

$$\text{Def} = \frac{360(a-b)}{a} = 360 \left(1 - \frac{b}{a}\right) \quad (1)$$

onde:

Def - Valor da defasagem angular.

a - Valor da contagem efetuada pelo contador A e depende da frequência do clock e da duração do pulso.

b - Valor do contador B e depende da frequência do clock e da defasagem.

A.. Descrição do Circuito

O circuito do medidor divide-se em três partes como pode ser visto na figura 2.

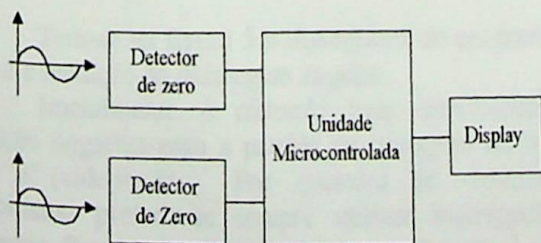


Figura 2 Diagrama em blocos do Medidor

Na primeira parte tem-se dois circuitos idênticos e independentes que transformam o sinal periódico senoidal de entrada em uma onda quadrada. Na segunda parte, o circuito microcontrolado, através do software, realiza a

medida da defasagem angular. Na terceira parte o resultado, em graus, é apresentado em um display.

B. Detector de Zero

Para que se tenha exatidão no processo de medição, é de fundamental importância ter a detecção precisa dos zeros das senóides. A partir do cruzamento com zero obtém-se uma onda quadrada, que é espelho da onda senoidal de entrada. A onda quadrada é desacoplada galvanicamente do circuito de potência onde está a onda senoidal, como mostra a figura 3. Essa isolação deverá suportar os níveis de tensão envolvidos no circuito de potência. Os atrasos dos dois detectores são conhecidos, sendo assim, eles são compensados. As não idealidades dos componentes são contornadas para que as suas influências sejam minimizadas e toleráveis.

Inicialmente o bloco divisor faz a seleção da grandeza a ser medida, bem como as faixas de tensão e corrente aplicáveis ao circuito, dispensando assim, até certo ponto, o uso de TP's e TC's, que são fontes de erro.

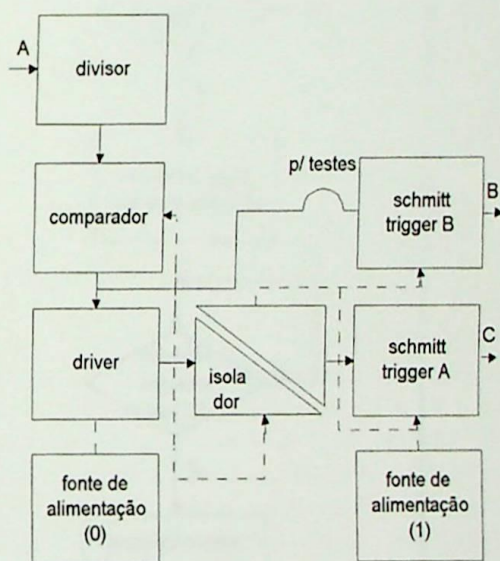


Fig. 3 Diagrama em blocos do detetor de zero

O bloco comparador tem por finalidade "quadrar" a onda senoidal, 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 de entrada e do *slew-rate* do comparador. Os erros devido ao *slew-rate* podem ser minimizados pela escolha de um comparador adequado e o erro devido às grandezas de entrada pelo cálculo do divisor resistivo. O amplificador operacional escolhido foi o LM-318, que possui os requisitos adequados para operar como comparador de alto desempenho.

O bloco *driver* tem a finalidade de manipular correntes mais altas a partir de correntes mais baixas. O LM-318 não é capaz de fornecer adequadamente correntes superiores a 5[mA]. O LED do isolador, composto de um optocoplador, requer uma corrente cujo valor deverá ser igual ou inferior a 60 [mA]. A fim de se obter maior velocidade no circuito, o LED será ativado com uma

corrente da ordem de 40 [mA], pouco aquém do valor máximo por razões de segurança.

O bloco isolador é constituído de um optoacoplador TIL 111, o qual foi escolhido devido as suas características de operação, principalmente, isolamento e velocidade de chaveamento. Este foi preferido em relação a transformadores de isolamento devido a vários fatores, tais como: alta tensão de isolamento ($\pm 1,5$ kV), velocidade, baixo custo, facilmente acessível e adequado às aplicações digitais.

O *Schmitt trigger* é utilizado para compatibilizar os níveis de tensão, bem como as velocidades de circuitos TTL.

A fontes de alimentação (0) e (1), são respectivamente de 15V e de 5V e são galvanicamente desacopladas, sendo assim, os aterramentos devem ser feitos separados.

C. Unidade Microcontrolada

Utilizou-se o sistema básico composto pelo microcontrolador 8031, uma EPROM de 8 Kbytes externa (2764) e conectores que permitem ligação a periféricos externos, que neste caso é um display.

Na figura 4 encontra-se o diagrama em blocos deste circuito.

As entradas sinal 1 e sinal 2 são as ondas quadradas provenientes dos circuitos detectores de zero.

A entrada repete é uma chave que, quando acionada, após o término de uma medição, reinicializa o processo de medida.

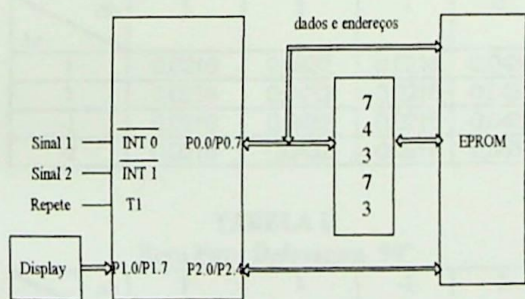


Figura 4 - Diagrama em blocos do circuito microcontrolado

III - SOFTWARE DE MEDIÇÃO

Tem-se na figura 5 o fluxograma do programa que realiza a medição da defasagem angular.

Inicialmente é efetuado uma interrupção por transição negativa para a partida da contagem do trem de pulso "a" (vide fig.1). Por questões de velocidade e sincronismo preferiu-se sempre utilizar interrupção por *hardware*. Posteriormente, o mesmo procedimento é adotado para a contagem do pulso "b". Em posse das duas contagens, elas são manipuladas aritmeticamente para reduzir erros devidos a atrasos que ocorrem ao longo do processo, desde o tratamento analógico até a entrega do resultado final. Enfim, após as duas contagens, já corrigidas puntualmente, dá-se lugar ao processo de cálculo do defasamento angular. Ainda

não implementada porém factível, existe a possibilidade de, a partir do levantamento de uma curva de erro final, introduzir uma curva de auto calibração para aumentar a exatidão do processo de medição em toda a faixa de aplicação.

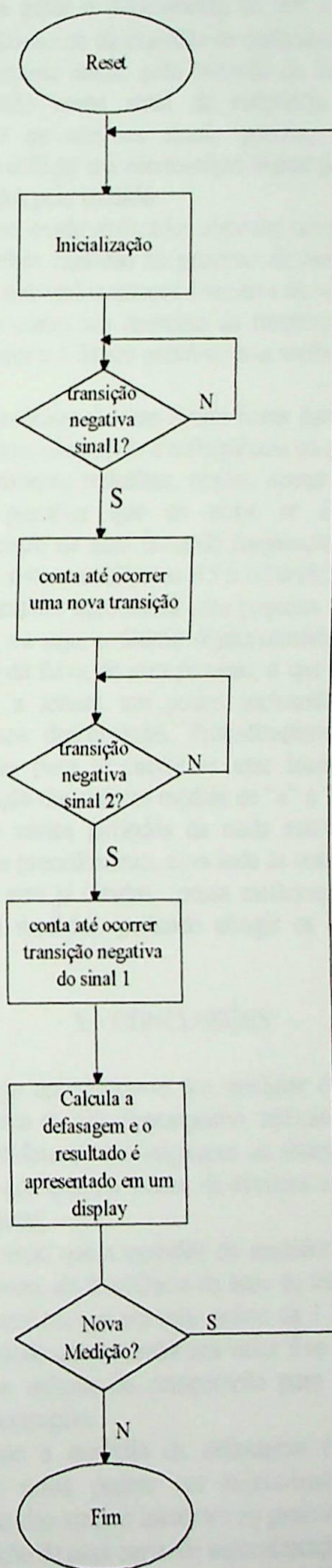


Figura 5 - Fluxograma do software de medição

IV- ANÁLISE DE ERROS

A análise de erros no processo de medição foi realizada considerando o valor ideal, dado pela equação 1, e o valor não ideal, no qual serão considerados uma variação nas leituras de até 2 pulsos. Foi utilizada a frequência de clock de 1 MHz, pois cálculos realizados mostraram que este valor é suficiente para que se tenha uma precisão de 0,1°.

O valor do erro absoluto em graus é dado por:

$$\varepsilon^{\circ} = V_{\text{ideal}} - V_{\text{não ideal}} \quad (2)$$

$$\varepsilon^{\circ} = 360 \left(1 - \frac{b}{a} \right) - 360 \left(1 - \frac{b \pm \Delta b}{a \pm \Delta a} \right) \quad (3)$$

$$\varepsilon^{\circ} = 360 \left(\frac{b \pm \Delta b}{a \pm \Delta a} - \frac{b}{a} \right) \quad (4)$$

onde:

ε° - Valor do erro em graus.

Δa - Variação da contagem a.

Δb - Variação da contagem b.

As tabelas I, II, III e IV mostram os erros teóricos, em graus, do processo de medição, para a frequência do sinal de entrada de 60 Hz e base de tempo 1MHz.

TABELA I
Erro Para Defasagem 0°

$\Delta a \backslash \Delta b$	1	2	-1	-2
1	0,0216	0,0432	-0,0216	-0,0432
2	0,0216	0,0432	-0,0216	-0,0432
-1	0,0216	0,0432	-0,0216	-0,0432
-2	0,0216	0,0432	-0,0216	-0,0432

TABELA II
Erro Para Defasagem 90°

$\Delta a \backslash \Delta b$	1	2	-1	-2
1	0,0162	0,0378	-0,0270	-0,0486
2	0,0108	0,0324	-0,0324	-0,0540
-1	0,0270	0,0486	-0,0162	-0,0378
-2	0,0324	0,0540	-0,0108	-0,0324

TABELA III
Erro Para Defasagem de 180°

$\Delta a \backslash \Delta b$	1	2	-1	-2
1	0,0108	0,0324	-0,0324	-0,0540
2	0	0,0216	-0,0432	-0,0648
-1	0,03248	0,0540	-0,0108	-0,0324
-2	0,04328	0,0648	0	-0,0216

TABELA IV
Erro Para Defasagem de 270°

$\Delta b \backslash \Delta a$	1	2	-1	-2
1	0,0054	0,0270	-0,0378	-0,0594
2	-0,0108	0,0108	-0,0540	-0,0756
-1	0,0378	0,0594	-0,0054	-0,0270
-2	0,0540	0,0756	0,0108	-0,0108

As medições feitas em laboratório apresentaram resultados compatíveis com os cálculos analíticos. Os erros se mantiveram dentro de 0,1° em toda a faixa de medição. Para a verificação do defasamento de 0°, o mesmo sinal foi aplicado nos circuitos detectores de zero. Para 180° aplicou-se o mesmo sinal, porém, um deles, com inversão de fase. Para 90° e 270° utilizou-se dois processos: o primeiro consistiu em gerar o defasamento de 90° a partir de um integrador eletrônico de exatidão (o deslocamento de 270° é consequentemente obtido pela inversão de fase deste sinal) servindo então como sinal de referência. O segundo, utilizando-se os mesmos sinais gerados anteriormente, consistiu em utilizar um osciloscópio digital para ratificar os valores obtidos pelo medidor.

Estão sendo realizadas algumas correções para que se tenha melhor exatidão no processo de medição. Através da correção dos vários atrasos inerentes às várias etapas do circuito bem como um aumento da frequência da base de tempo (superior a 1 MHz) prevê-se uma melhora sensível do erro.

As análises de erro foram feitas para sinais de 60 Hz (ou em torno disto) pois é a frequência na qual o medidor irá propositalmente trabalhar, porém, apesar de ainda não constatado, prevê-se que os erros se manterão para aplicações dentro de uma faixa de frequência normalmente utilizável em sistemas elétricos (15 a 1000 Hz).

O medidor apresentou uma pequena instabilidade a curto tempo, ou seja, o último dígito (centésimos de graus) oscila dentro da faixa de erro previsto, o que torna, de uma certa forma, a leitura um pouco incômoda, porém não afetando o seu desempenho. Procedimentos estão sendo implementados para se contornar esse inconveniente, tal como a extração dos valores médios de "a" e "b" a partir da contagem de vários períodos da onda senoidal. Prevê-se ainda que este procedimento, associado às outras técnicas de mitigação de erro já citadas, possa melhorar ainda mais o erro final do medidor, podendo atingir os centésimos de grau.

V - CONCLUSÕES

Neste artigo apresentou-se um medidor de defasamento angular elétrico de alto desempenho, aplicável sobretudo a medidas de defasamentos angulares de transformadores de conversores, nos quais a leitura de décimos e centésimos de graus é desejável.

Foi visto que a exatidão do medidor independe, de uma certa forma, da frequência da base de tempo, ou seja, é somente necessário que ela seja acima de 1 MHz, mas não há a necessidade que se tenha um valor fixo e preciso, pois utiliza-se um método de comparação para o processo do cálculo da defasagem.

Como a medição da defasagem é realizada via *software* os erros podem ser minimizados através da compensação dos atrasos inerentes ao processo bem como a implementação de uma curva de autocalibração.

Além de apresentar alta exatidão, uma das vantagens deste medidor é a possibilidade de se trabalhar com frequências diferentes de 60 [Hz]. Atualmente o medidor tem sido testado em frequências dentro da faixa de

15 [Hz] a 1000 [Hz], encontrando-se, como era de se esperar pelo método empregado na medição, resultados bastantes satisfatórios, dentro da exatidão prevista.

AGRADECIMENTOS

A autora deseja agradecer a CAPES pelo apoio dado a pesquisa em curso. Também, atesta-se aqui a grande colaboração dada por Roger Daniel, aluno do 7º período do curso de Engenharia Elétrica da EFEI.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1]. R. Micheletti, "Phase angle measurement between two sinusoidal signals", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 40, pp.40-42, Feb. 1991.
- [2] K. M. Ibrahim and M. A. H. Abdul-Karim, "A novel digital phase meter", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol IM-36, pp. 711-716, Sept., 1987.
- [3]. S. M. Mahmud, A. Rusek and S. Ganesan, "A microprocessor-based dual slope phase meter", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 37, pp. 374-378, Sept. 1988.
- [4] S. M. Mahmud, "Error analysis of digital phase measurement of distorted waves", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 38, pp. 6-9, Fev. 1989.
- [5] C. A. M. Guimarães, Um sistema de Chaveamento *Point-on-Wave* Baseado em Microprocessador, Dissertação de Mestrado, UFSC, Florianópolis, abril 1986.
- [6] V.P. Silva Júnior, Microcontrolador 8051, São Paulo, Érica, 1990.