



ANALISADORES DE ALTURA DE PULSO MONOCANAL

Paulo Roberto Bueno Monteiro

PUBLICAÇÃO IEA 510
IEA - Pub - 510

AGOSTO/1978

CONSELHO DELIBERATIVO

MEMBROS

Klaus Reinach – Presidente
Roberto D'Utra Vaz
Helcio Modesto da Costa
Ivano Humbert Marchesi
Admar Cervellini

PARTICIPANTES

Regina Elisabete Azevedo Beretta
Flávio Gori

SUPERINTENDENTE

Rômulo Ribeiro Pieroni

ANALISADORES DE ALTURA DE PULSO MONOCANAL

por Roberto Bueno Monteiro

**CENTRO DE PROJETO, INSTRUMENTAÇÃO E OFICINA
CPIO - AIE - 004**

**INSTITUTO DE ENERGIA ATÔMICA
SÃO PAULO - BRASIL**

Série PUBLICAÇÃO IEA

Nota: A redação, ortografia e conceitos são de responsabilidade dos autores.

ANALISADORES DE ALTURA DE PULSO MONOCANAL

Paulo Roberto Bueno Monteiro

RESUMO

O presente trabalho apresenta os analisadores de altura de pulso de canal simples abordando alguns tópicos sobre o projeto e construção de tais aparelhos.

No final é feita a apresentação do protótipo desenvolvido na Área de Instrumentação Eletrônica do Instituto de Energia Atômica.

1 – INTRODUÇÃO AOS ANALISADORES DE ALTURA DE PULSO

A altura do pulso de saída de um amplificador linear, conectado a um detetor, é proporcional à energia dissipada pela radiação nuclear no interior do detetor, e, por esta razão, podem ser levantadas as chamadas curvas de distribuição de energia, através da medida das amplitudes dos pulsos de saída do amplificador linear.

O instrumento de medida usado para obtenção das curvas de distribuição de altura de pulso (ou de energia), é conhecido como analisador de altura de pulso. Este instrumento, em geral, determina o número total de pulsos cujas alturas caiam em intervalos ou canais selecionados dentro da faixa de altura de pulso de interesse. Se esta análise é feita utilizando um canal de cada vez, o aparelho é chamado analisador de altura de pulso de canal simples ou analisador de altura de pulso monocanal ou A.C.S. Tal A.C.S. deteta somente os pulsos cujas amplitudes caiam dentro de um único canal ou seção do espectro de energia. Todos os outros pulsos são rejeitados. Este instrumento é muito útil para aplicação em contagens (de partículas) rotineiras e na determinação do espectro de energia de fontes radioativas. Na determinação do espectro de energia de fontes radioativas, torna-se necessário executar uma espécie de varredura do espectro da fonte radioativa, variando-se a posição do canal ou janela do analisador de altura de pulso monocanal.

Quando são estudados espectros de energia de fontes radioativas de baixa intensidade, é necessário que os tempos de contagem por canal sejam longos a fim de obter uma certa precisão. Por esta razão, torna-se impraticável o uso de analisadores de canal simples para estudos de amostras de baixa atividade bem como para estudo de amostras com meia vida curta. Para estes casos, foram desenvolvidos os analisadores de altura de pulso multicanal. Nos analisadores de altura de pulso multicanal, a determinação da taxa de contagem pode ser feita simultaneamente em todos os canais. Tais analisadores são capazes de detetar todos os pulsos devido a um espectro de energia à medida que tais pulsos forem ocorrendo.

Os únicos pulsos não detetados são aqueles que ocorrem durante o tempo morto do analisador multicanal. Alguns destes analisadores necessitam de um intervalo de tempo para análise de um pulso da

ordem de $10 \mu s$. Por esta razão, alguns pulsos são ignorados quando são estudadas fontes radioativas de intensidades relativamente altas (por exemplo acima de 30000 pulsos por segundo). Em outras palavras, o tempo morto de um analisador multicanal é maior que o de um analisador monocanal, e, por esta razão, a máxima taxa de contagem dos pulsos aplicados à um analisador multicanal, também é menor que a máxima taxa de contagem possível de ser aplicada a um analisador monocanal.

No estudo feito a seguir, serão analisados apenas os analisadores de altura de pulso monocanal. Inicialmente será feita uma breve exposição do princípio de funcionamento de tal analisador e a seguir serão abordados alguns tópicos relativos ao projeto e construção de tais aparelhos. Finalmente será feita a apresentação do protótipo que nós desenvolvemos no centro de projetos instrumentação e oficinas – Área de Instrumentação Eletrônica do Instituto de Energia Atômica.

2 – DISCRIMINADOR DE ALTURA DE PULSO MONOCANAL

2.1 – Discriminador de Altura de Pulso Integral

Um discriminador do tipo integral é um circuito que libera um pulso digital em sua saída toda vez que o pulso analógico aplicado a sua entrada superar o patamar de discriminação (nível DC) do discriminador.

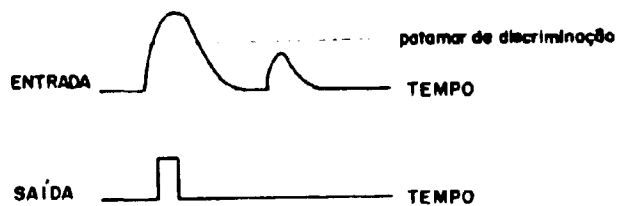


Figura 1

2.2 – Discriminador de Altura de Pulso Diferencial ou Analisador Monocanal

Um discriminador do tipo diferencial pode ser sintetizado pelo arranjo de dois discriminadores integrais com suas saídas aplicadas a um circuito de anticoincidência.

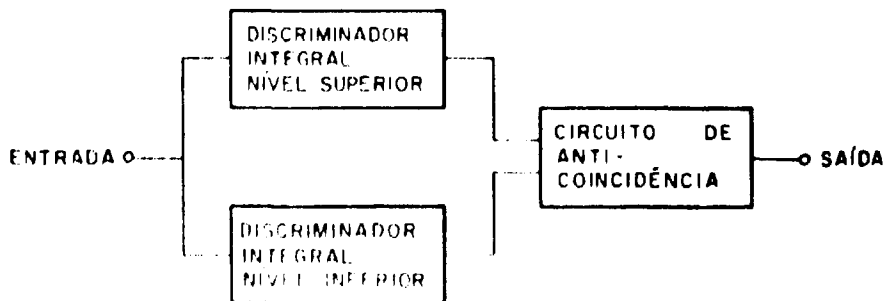


Figura 2

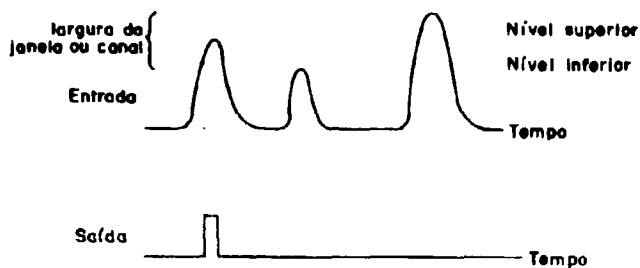


Figura 3

Neste caso, os pulsos lineares são alimentados simultaneamente aos dois discriminadores integrais cujos patamares de discriminação são ajustados para um nível inferior e um nível superior. As saídas dos dois discriminadores são aplicadas a um circuito de anticoincidência e este por sua vez libera um pulso em sua saída somente quando apenas o pulso de saída do discriminador inferior está presente em sua entrada. Desta forma, apenas os pulsos cujas amplitudes caíam dentro da janela selecionada, é que são detetados. Todos os outros são rejeitados.

O analisador de altura de pulso de canal simples ou monocanal opera no modo diferencial e por isto é considerado um analisador de altura de pulso diferencial. No entanto, o protótipo desenvolvido na CPIO/AIE pode ser operado no modo diferencial ou modo integral conforme será visto adiante.

3 – REQUISITOS GERAIS DOS DISCRIMINADORES DE ALTURA DE PULSO

- 3.1 – O discriminador deve gerar um pulso em sua saída toda vez que o pulso aplicado em sua entrada atingir um certa amplitude (para discriminadores do tipo integral), ou uma faixa de amplitudes (para discriminadores do tipo diferencial), as quais, em qualquer dos casos, devem ser precisamente definidas e independentes da forma do pulso.
- 3.2 – O discriminador deve responder rapidamente à aplicação de um pulso e em seguida se recuperar rapidamente e completamente de forma a poder processar o pulso seguinte com a mesma precisão.
- 3.3 – O tempo morto do discriminador, isto é, o tempo durante o qual ele não aceita pulsos na entrada, deve ser constante e independente da forma do pulso, amplitude e taxa de contagem para que perdas na contagem possam ser calculadas precisamente.

4 – CONSIDERAÇÕES SOBRE A RESOLUÇÃO EM ENERGIA DO SISTEMA DE PROCESSAMENTO DE PULSOS NO PROJETO DO DISCRIMINADOR

Para que um sistema de processamento de pulsos nucleares apresente boa resolução em energia, é necessário que fatores que contribuem para piorar tal resolução como ruído e empilhamento sejam contidos dentro de certos limites. Em outras palavras, para se ter uma boa resolução em energia, o ruído e o empilhamento devem contribuir muito pouco para o FWHM total. O FWHM, do inglês Full width at half maximum ou largura a meia altura, consiste de um índice largamente utilizado que nos dá uma idéia

da resolução de um sistema de espectroscopia. O conceito de FWHM pode ser melhor entendido com o seguinte exemplo:

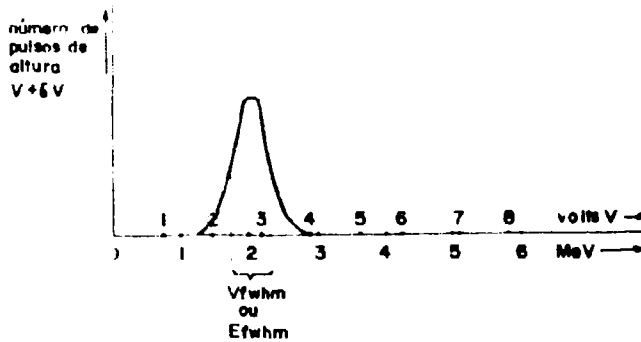


Figura 4a

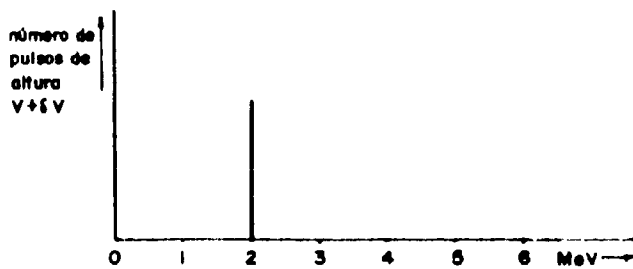


Figura 4b

A Figura 4a mostra o espectro que pode ser obtido quando, por exemplo, partículas alfa monoenergéticas de 2 MeV estão sendo analisadas. Idealmente o espectro deveria ser constituído de uma linha paralela ao eixo vertical, posicionada em 2 MeV conforme mostra a Figura 4b. A largura finita no espectro é devida a imperfeições no processo de detecção e no sistema de processamento do pulso e, a largura a meia altura, é uma medida da resolução do sistema sendo que para o exemplo dado, o FWHM é da ordem de 1,2 MeV.

É definido também o FWHM fracional ou $\frac{E_{FWHM}}{E} = 0,1$ ou 10%.

Quando o espectro de altura de pulso pode ser aproximado por uma distribuição normal ou Gaussiana, o FWHM, E_{FWHM} e o desvio padrão σ são relacionados, por:

$$\frac{E_{FWHM}}{E} = \frac{\sigma}{V} \cdot 2,36$$

onde V é a altura média dos pulsos.

Como havíamos dito, a contribuição do ruído e do empilhamento para o FWHM total deve ser pequena.

A contribuição do ruído é usualmente mínima para pulsos lineares de largura em torno de 1 μ s.

A contribuição do empilhamento para a resolução do sistema pode ser mantida baixa quando usarmos baixas taxas de contagem.

Logo, um discriminador de altura de pulso que receba pulsos lineares de largura em torno de 1 μ s e com baixa taxa de contagem, não necessita ter uma recuperação rápida porém deve ter uma boa precisão e estabilidade.

Porém, caso os pulsos sejam enviados numa taxa de contagem alta, a perda de resolução do sistema devida ao empilhamento de pulsos se torna o fator dominante. Neste caso, para melhorar a resolução do sistema, os pulsos lineares devem ser estreitados, de modo que o discriminador não necessita mais ter boa precisão para a discriminação de pulsos pela altura mas, deve ter uma resposta rápida e também se recuperar rapidamente. No limite, este tipo de discriminador se torna um circuito que deteta o instante de ocorrência do pulso (time pick off circuit), onde a discriminação é mínima (quanto a ruído, por exemplo) porém, o circuito responde rapidamente e deteta precisamente o instante de ocorrência dos pulsos.

5 – O PROBLEMA DA ESTABILIDADE DO NÍVEL DE DISCRIMINAÇÃO

Num discriminador de altura de pulso é importante que o nível de discriminação se mantenha estável, pois, em algumas aplicações a instabilidade do nível pode comprometer seriamente a precisão das medidas. Caso seja utilizada uma janela estreita para análise dos pulsos, a estabilidade da largura da janela é altamente dependente da estabilidade dos níveis de discriminação inferior e superior.

A estabilidade do nível de discriminação do discriminador depende de como o discriminador é construído e dos componentes utilizados na sua construção.

Do ponto de vista de projeto, o problema foi grandemente simplificado com os avanços obtidos na tecnologia de circuitos integrados. No protótipo desenvolvido na CPID/AIE utilizou-se circuitos comparadores construídos com amplificadores operacionais a circuito integrado.

Os pulsos lineares são aplicados a uma das entradas do amplificador sendo comparados com uma tensão DC de referência aplicada à outra entrada. Neste caso particular, a estabilidade do nível de discriminação é altamente dependente da estabilidade da tensão DC de referência, da tensão de "off set" e da corrente de polarização na entrada dos comparadores.

Mais adiante este procedimento será visto em detalhe.

6 – O PROBLEMA DA NÃO LINEARIDADE

O patamar real de discriminação de um discriminador integral deve se relacionar linearmente com a tensão de referência selecionada. Porém, tal relação para os casos práticos pode não ser exatamente linear. A medida da discrepância encontrada é chamada não linearidade integral.

Para o caso do discriminador diferencial a não linearidade integral dos discriminadores inferior e superior afeta também o valor real da largura da janela. A discrepância encontrada é chamada de não linearidade diferencial.

No protótipo desenvolvido na CPIO/AIE, a não linearidade encontrada é dependente da linearidade especificada para o potenciômetro de seleção do nível de discriminação conforme será visto mais adiante.

7 – CONSIDERAÇÕES SOBRE O TEMPO MORTO DO DISCRIMINADOR

O tempo morto de um discriminador, isto é, o intervalo de tempo durante o qual ele não aceita pulsos na entrada, atua como um dispositivo anti-empilhamento caso a sua duração seja ajustada para ser igual ou maior que a largura do pulso na entrada. É comum acrescentar após o circuito discriminador um circuito C-R passa altas e um diodo, e, usar o pulso assim obtido, para gatilhar um circuito monoestável para se obter um pulso de saída de duração fixa τ_m . Se τ_m é menor do que τ_t (duração do pulso de saída do discriminador), o tempo morto do circuito é dependente de τ_t e por esta razão variável (pois τ_t é variável) de modo que é preferível fazer $\tau_m > \tau_t$, pois desta forma, o tempo morto é τ_m e é fixo.

Todos os pulsos que são aplicados à entrada do discriminador durante o tempo morto do aparelho, são ignorados, de forma que ocorrem perdas nas contagens durante este tempo. Desta forma, torna-se necessário conhecer o tempo morto do aparelho (e este deve ser fixo), para que as perdas nas contagens possam ser calculadas precisamente. Alguns projetos de analisadores de altura de pulso incorporam circuitos adicionais para cálculo do tempo morto total durante o experimento.

No protótipo desenvolvido na CPIO/AIE o tempo morto do aparelho é devido apenas ao tempo de relaxação de um monoestável lá existente como será visto em detalhe adiante.

8 – O PROBLEMA DO DESLOCAMENTO NO TEMPO (TIME WALK)

Todos experimentos que envolvam tempo de voo ou estudos de coincidência, necessitam de uma determinação precisa e estável do instante de ocorrência dos eventos nucleares de interesse. A detecção e amplificação destes eventos, resulta em um pulso de tensão, cuja amplitude é proporcional à perda de energia no detetor, e cujo tempo de subida é característico do processo de conversão de energia para carga no detetor. Este pulso é a seguir aplicado a um analisador de altura de pulsos monocanal para ser analisado. O analisador monocanal é utilizado normalmente para determinar a região de energia de interesse bem como o instante de ocorrência dos eventos nucleares.

Por outro lado, a posição no tempo dos pulsos de saída de um discriminador (integral ou diferencial), é dependente da amplitude do pulso aplicado à entrada conforme mostra a Figura 5.

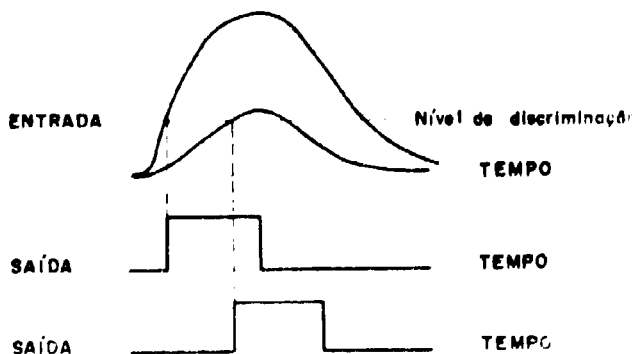


Figura 5

Note que os dois pulsos apresentam o mesmo tempo de subida para o $0,1$ possuem amplitudes diferentes, o maior deles atinge o nível de discriminação antes do $0,1$. Desta forma, conclui-se que a informação sobre o instante de ocorrência de um evento nuclear não deve ser obtida da borda de subida do pulso. Por outro lado, dois pulsos bipolares que ocorram no mesmo instante, cruzam a linha de base ao mesmo tempo, mesmo que tenham amplitudes diferentes. Logo, o instante de passagem por zero de um pulso aplicado à entrada pode ser utilizado para gerar um pulso de referência que indicará o instante de ocorrência de um evento nuclear. No protótipo desenvolvido na CPLO/AIE foi instalado um circuito detector de passagem por zero (o qual só atua para pulsos bipolares) para a determinação precisa e estável do instante de ocorrência de um evento nuclear.

Se um pulso aplicado à entrada de um discriminador diferencial tem amplitude suficiente para gatilhar os discriminadores inferior e superior, devido ao problema do deslocamento no tempo (time walk), o discriminador inferior libera um pulso de saída (o qual é aplicado ao circuito de anticoincidência) antes do discriminador superior (Figura 6) e desta forma existe a possibilidade do circuito de anticoincidência gerar um pulso no intervalo de tempo existente entre as bordas de subida dos pulsos dos discriminadores inferior e superior.

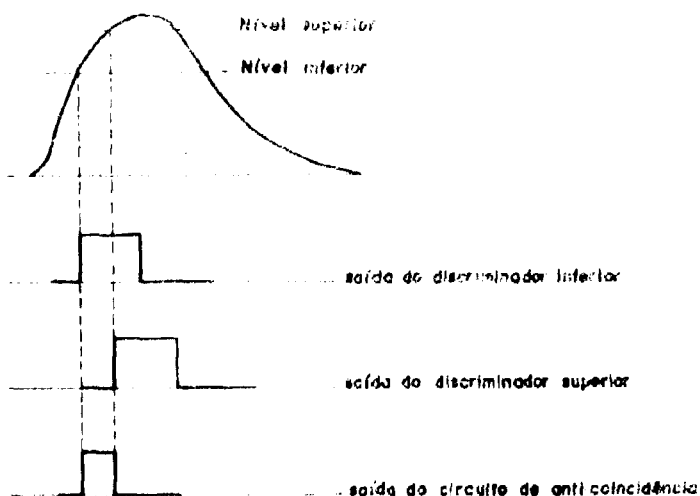


Figura 6

Para resolver este problema foram encontradas várias soluções como por exemplo atrasar e estreitar o pulso proveniente do discriminador inferior de forma que ele sempre caia dentro da duração do pulso do discriminador superior.

No protótipo desenvolvido na CPLO/AIE este problema foi resolvido pela utilização de circuitos bi-estáveis que são "setados" pelos pulsos de saída dos discriminadores inferior e superior. As saídas dos bi-estáveis são aplicadas a um circuito lógico o qual porém só é gatilhado após um certo tempo (por exemplo na passagem por zero do pulso na entrada). Este atraso no gatilho do circuito lógico permite que os dois bi-estáveis já estejam "setados" (pois um deles é gatilhado antes do outro) de forma que é evitado o problema do deslocamento no tempo. Mais adiante, este procedimento será visto em detalhes.

9 – CUIDADOS A SEREM TOMADOS NA REALIZAÇÃO PRÁTICA DO ANALISADOR DE ALTIMETRIA DE PULSO MONOCANAL

9.1 – Proteção do Circuito contra Ruídos

O ruído que atinge um circuito eletrônico pode ser definido como uma tensão ou corrente indesejável presente na fonte de alimentação do circuito ou sobreposta ao sinal.

O ruído pode ser classificado em dois tipos principais: Ruído externo e Ruído Interno.

9.1.1 – Ruído Externo

O ruído externo, também chamado de interferência pode atingir o circuito por diversos caminhos. Ele pode ser por exemplo, irradiado por aparelhos de solda de arco, escovas de motores elétricos, contatos de chave, etc, ou seja, a unidade que está interferindo gera uma onda eletromagnética e desde que alguma porção do circuito sob interferência atue como antena, o ruído é captado.

Circuitos lógicos de alta impedância e muitos dispositivos analógicos (como amplificadores operacionais) são particularmente sensíveis a este tipo de ruído.

O ruído externo pode também ser introduzido no circuito através da rede de alimentação.

Os ruídos na linha de alimentação podem ser causadas por disjuntores, chaves, relés, SCRs e outros dispositivos que provocam variação de carga na rede de alimentação.

A solução óbvia para os ruídos irradiados consiste em se proteger os circuitos com uma blindagem bem aterrada. A blindagem deve ser construída de material ferro-magnético. Já os ruídos introduzidos via rede de alimentação podem ser eliminados pelo uso de filtros.

No protótipo desenvolvido na CPIO/AIE, a proteção contra ruídos externos foi conseguida da seguinte forma:

- Os circuitos do analisador foram inseridos em um módulo padrão pequeno (norma NIM) de alumínio ficando desta forma protegidos contra os ruídos externos do tipo irradiado. O alumínio, embora não seja material ferromagnético, é no entanto um material condutor e a sua proteção é eficaz para a aplicação em questão especialmente com relação a campos eletrostáticos ou campos eletromagnéticos normalmente encontrados nos locais de trabalho com o analisador.

Com relação aos ruídos introduzidos via rede de alimentação, a proteção natural é fornecida pelos filtros existentes no interior das fontes de alimentação dos racks no interior dos quais os módulos são inseridos.

9.1.2 – Ruído Interno

Os ruídos internos são aqueles gerados internamente ao circuito. Estes ruídos podem ser eliminados ou minimizados desde que sejam tomados alguns cuidados na construção do circuito, tais como: Projeto cuidadoso do lay out do circuito impresso, projeto da fiação, escolha de componentes, etc.

9.2 – Projeto do Lay Out do Circuito Impresso

O projeto do lay out do circuito impresso deve ser conduzido de forma a minimizar as indutâncias e capacitâncias parasitas do circuito. Vamos exemplificar através de um exemplo como as capacitâncias e indutâncias parasitas contribuem para aumentar o ruído gerado internamente.

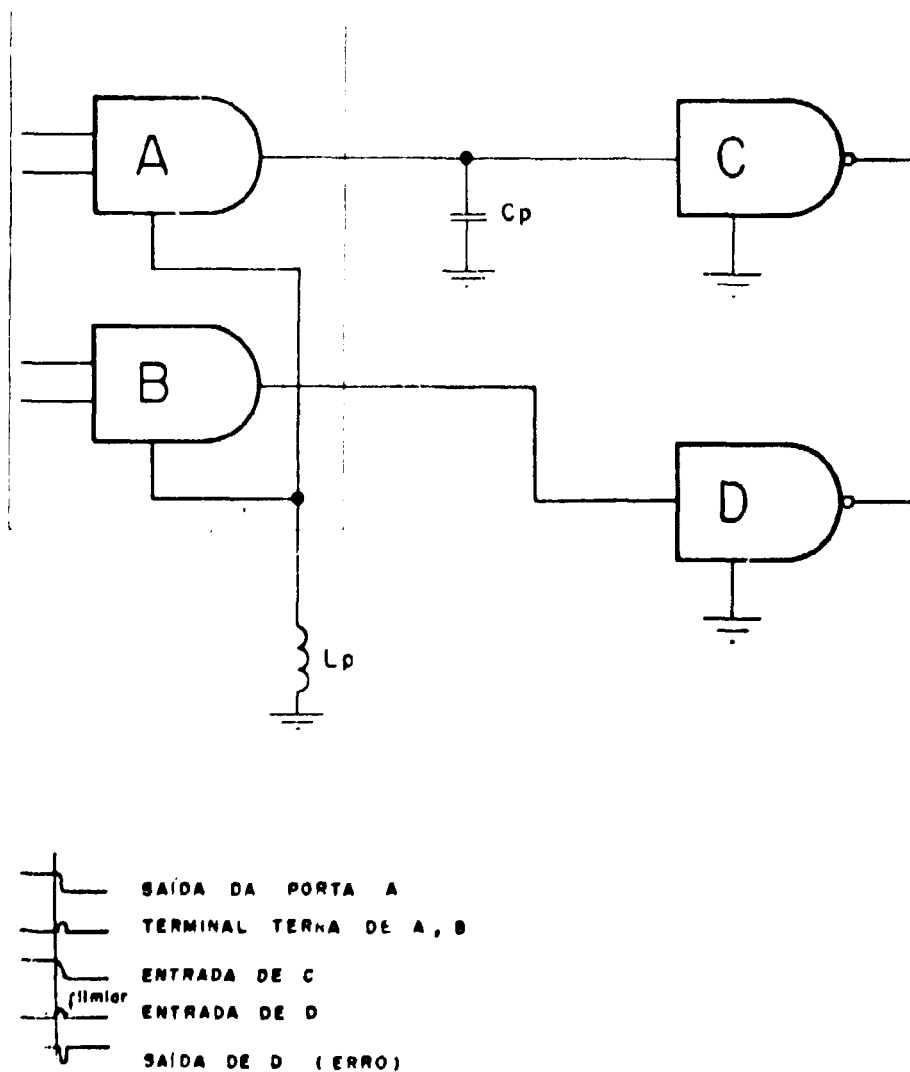


Figura 7

Na Figura 7 as portas A e B situadas no mesmo invólucro de circuito integrado, excitam as portas C e D respectivamente. O retorno ou linha de terra para as portas A e B apresenta alguma indutância parasita (L_p) e cada linha de sinal (por exemplo a linha que liga as portas A e C) tem uma capacitância parasita para o terra do circuito (C_p).

Se a saída da porta A muda do nível alto para o nível baixo, a carga existente na capacitância parasita C_p origina uma corrente instantânea alta que flue no interior de A e retorna via linha de terra. Como a linha de terra possui uma indutância parasita L_p , origina-se um pico de tensão no terminal de terra. Este pico de tensão passa para a saída da porta B (a qual deveria estar em nível baixo de tensão), posto que o nível de tensão na saída da porta não pode ser inferior ao nível de tensão do terminal terra. Então, a porta D excitada por B, "enxerga" um pulso falso em sua entrada.

Este problema pode ser eliminado de várias formas a saber:

Encurtar as linhas de sinal para tornar C_p pequeno e com isto reduzir a amplitude do pico de tensão gerado; colocar um resistor ou um indutor em série com a saída da porta excitadora os quais limitam o pico de corrente devido à descarga de C_p . Esta solução apresenta o inconveniente de reduzir a velocidade do sistema e de limitar a capacidade de excitação (de outras portas lógicas) da porta excitadora (limitação de fan out).

A melhor solução, porém, é minimizar a indutância no terminal de terra a qual se consegue com um bom plano de terra.

No protótipo desenvolvido na CPIO/AIE tomou-se o cuidado de separar no lay out do circuito impresso, os circuitos analógicos dos circuitos digitais e a estrutura de terra foi bem dimensionada ocupando a maior parte de uma das faces do circuito impresso sendo os componentes colocados em "ilhas" dentro do plano de terra.

9.3 – Projeto de Fiação

O ruído gerado numa fiação pode ser devido a várias causas. Uma delas é o "ringing" (Figura 8) que surge em consequência das capacitâncias e indutâncias parasitas da fiação e se manifesta por exemplo durante uma transição de um pulso (de um nível baixo de tensão para um nível alto de tensão) como uma oscilação amortecida no seu topo. Isto evidentemente aumenta o tempo necessário (t_s) para se atingir o nível de tensão do patamar do pulso (settling time).

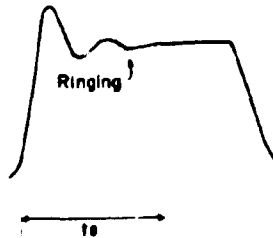


Figura 8

Este problema pode ser minimizado encurtando-se a fiação pois desta forma são reduzidas as indutâncias e capacitâncias parasitas. Se isto não for possível de ser feito, a fiação correspondente deve ser encarada como uma linha de transmissão e casada adequadamente.

Outro problema de ruído se refere ao chamado "cross talk" o qual se manifesta como uma interferência de uma linha em outra. Este tipo de interferência é resultado do acoplamento capacitivo e indutivo entre linhas paralelas e é tanto mais intenso quanto maior for a densidade da fiação e quanto mais rápidos forem os tempos de transição dos pulsos transportados pela fiação. Aumenta também com o comprimento da linha.

O ruído de cross talk pode ser minimizado também pelo encurtamento da linha, bem como pelo uso de fios blindados ou cabos coaxiais, e, até mesmo pelo uso de fios torcidos.

No protótipo desenvolvido na CPIO/AIE foram usados fios blindados para interligar os conectores de entrada e saída com o circuito impresso e fios torcidos para interligação das chaves com o circuito impresso. A fração que interliga a saída da porta lógica U5B com a entrada da porta lógica U6D (vide esquema), foi tratada como linha de transmissão. Foi utilizado um par torcido (com três torções por polegada), para obter uma linha de transmissão de impedância característica igual a 100Ω . Note que as portas lógicas TTL da série 7400 apresentam uma impedância de saída de 100Ω quando o nível lógico de saída é alto e uma impedância de saída próxima de zero quando o nível lógico de saída é baixo. Portanto, quando o nível lógico de saída é alto, a fonte está casada com a linha, porém, se o nível lógico de saída é baixo, este casamento não existe. O ideal seria portanto casar a linha do lado da carga colocando-se um resistor de 100Ω para o terra. Todavia, como o casamento no fim da linha só é necessário para os componentes de alta frequência do pulso, o resistor casador de 100Ω pode ser ligado ao +5V (efetivamente o terra AC), ao invés de ser ligado ao terra do circuito. Este procedimento oferece a vantagem de aumentar a amplitude do pulso transportado pela linha pois esta é ligeiramente carregada quando a fonte que alimenta a linha (por exemplo a porta lógica U5B), está em nível lógico baixo. Esta solução apresenta a desvantagem de aumentar o nível lógico baixo aplicado pela linha ao receptor (no caso a porta lógica U6D). O receptor torna-se, portanto, mais sensível a ruídos.

Se, no entanto, o resistor de 100Ω for mudado para 220Ω , obtém-se um bom compromisso. Conforme pode ser observado no esquema do analisador, foi utilizado um resistor de 220Ω para ligar a saída do cabo a fonte de +5V.

Para ligar o plano de terra do circuito impresso do analisador à caixa do módulo, foi utilizado um fio grosso (malha de cabo).

9.4 – Ruído Devido aos Circuitos TTL

Outro tipo de ruído gerado internamente é o ruído dos circuitos TTL; por exemplo, uma porta lógica TTL muda de estado ligando um de seus transistores de saída e desligando o outro.

Se ocorrer uma situação tal que um transistor ligar antes do outro desligar, aparece momentaneamente um caminho de baixa impedância entre o +5V e o terra, resultando num pico de tensão na linha de alimentação. A solução para este problema está em desacoplar as linhas de alimentação com capacitores de 10nF.

No protótipo desenvolvido na CPIO/AIE foram colocados estes capacitores de desacoplamento junto aos terminais de +5V dos circuitos integrados TTL.

10 – APRESENTAÇÃO DO PROTÓTIPO DESENVOLVIDO NA CPIO/AIE

O analisador de altura de pulso monocal modelo PM431/100 foi desenvolvido na CPIO/Área de Instrumentação Eletrônica com a finalidade de preencher lacuna existente no setor e de forma a tornar desnecessária a importação de instrumentos similares. O protótipo desenvolvido, foi inserido em um módulo da norma NIM de largura simples. O instrumento pode ser utilizado tanto como um discriminador de altura de pulsos simples (quando usado no modo integral), como analisador de altura de pulsos de canal simples ou monocal (quando usado no modo diferencial). A seleção do modo é feita por chave existente no painel frontal do módulo.

No modo diferencial são selecionados apenas os picos com amplitudes caindo dentro de uma faixa de amplitudes cujos limites inferior e superior são ajustados por botões existentes no painel frontal.

Um dos botões ajusta a largura do canal de amplitudes ou largura da "janela". O analisador aceita tanto pulsos bipolares quanto unipolares. Caso sejam aplicados pulsos bipolares na entrada e caso a chave UNIPBIP (existente no painel frontal do módulo), esteja posicionada em bipolar, a unidade fornece pulsos de saída toda vez que o sinal bipolar passar por zero (ou cruzar a linha de base). Os pulsos obtidos em tal situação podem ser usados para análises precisas no tempo (timing) conforme já visto anteriormente e utilizados, por exemplo, em estudos de coincidência.

Se a unidade for utilizada com pulsos unipolares, a chave unipolar-bipolar existente no painel frontal do módulo deve ser posicionada em unipolar. Nesta situação, a unidade fornece pulsos de saída toda vez que a borda de descida do sinal unipolar cruzar o patamar de discriminação do discriminador inferior (ou nível inferior da janela). Tais pulsos de saída terão uma posição no tempo dependente da amplitude do pulso aplicado à entrada e do patamar de discriminação selecionado para o discriminador inferior, devido ao problema do deslocamento no tempo (time walk).

O sinal de saída do analisador pode ser atrasado de $0,1\mu s$ a $1,5\mu s$ através de controle existente no painel frontal. Este atraso permite balancear no tempo os circuitos utilizados em experimentos de coincidência.

Dois tipos de pulsos são obtidos das duas saídas do módulo: um deles é um pulso negativo rápido usado para análises no tempo rápidas como aquelas associadas aos conversores tempo-altura de pulso. O outro é um pulso positivo para estudos de tempo mais lentos como os encontrados em circuitos de coincidência.

10.1 – Controles do Painel Frontal (Vide Desenho dos Painéis do Módulo)

- Discriminador "E" (nível inferior de discriminação) – 200mV a 10V ajustável por meio de potenciômetro de precisão de 10 voltas.
- Discriminador "ΔE" (largura da janela) – 0 a 10V ajustável através de potenciômetro de precisão de 10 voltas.
- INT./DIF. – Determina o modo de operação da unidade como simples discriminador de amplitudes (INT.), ou como analisador monocanal (DIF.).
- BIP/UNIP. – Seleciona o tipo de gatilhamento aplicado ao circuito lógico da unidade. Deve ser posicionada de acordo com a forma do pulso presente na entrada. Somente quando este for bipolar é que teremos uma informação bem definida sobre o instante de ocorrência do pulso.
- Atraso – variável através de potenciômetro de precisão de 10 voltas de aproximadamente $0,1\mu s$ a $1,5\mu s$. Quando em operação com pulso bipolar, o atraso é dado em relação ao instante que a entrada cruza a linha de base. Com a chave BIP-UNIP. posicionada em UNIP. (Unipolar), o atraso será dado em relação ao instante em que o bordo de descida do sinal de entrada cruza o nível de discriminação inferior. Este atraso permite balancear no tempo os circuitos utilizados em experimentos de coincidência.

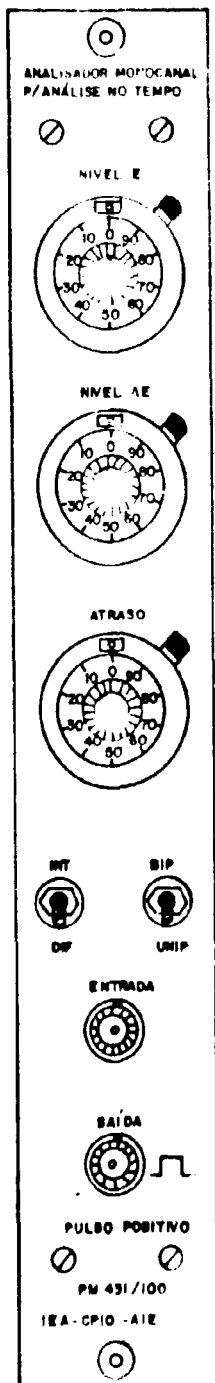
10.2 – Entrada de Sinal

Faixa de Amplitude – 0 a 12V (máximo)

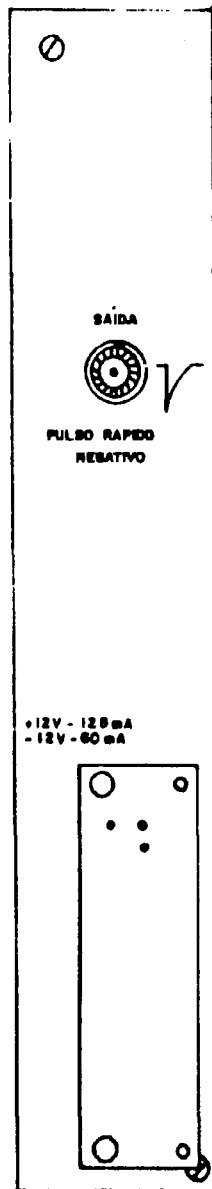
Polaridade – Pulso Unipolar positivo ou pulso bipolar com borda de ataque ascendente.

Impedância de Entrada – 4,34 KΩ com acoplamento DC

PAINEL FRONTAL



PAINEL TRASEIRO



Conector - BNC no painel frontal

10.3 – Saídas de Sinal

Saída do Painel Frontal – nesta saída, o pulso disponível é positivo com amplitude de 4,2V e largura (a média altura) de 400ns com tempo de subida total de aproximadamente 50ns e tempo de descida aproximado de 260ns.

Saída do Painel Traseiro (pulso rápido) – nesta saída o pulso de saída é negativo com tempo de descida de aproximadamente 5ns e tempo de subida de aproximadamente 250ns e amplitude 2V.

10.4 – Alimentação do Módulo

– Retirada do Rack

+ 12V , 125mA

- 12V , 60mA

10.5 – Descrição Simplificada do Analisador de Altura de Pulso Monocanal Modelo PMA31/100

Conforme pode ser visto no diagrama em blocos, o sinal aplicado à entrada é inicialmente atenuado e em seguida aplicado a três comparadores (U_1 , U_2 , U_3) via estágio isolador o qual isola a entrada dos comparadores do atenuador.

No comparador U_2 ou discriminador inferior, o sinal é comparado com um nível DC obtido sobre o resistor variável R3 e no comparador U_3 ou discriminador superior, o sinal é comparado com a soma das tensões obtidas sobre R3 e R4. Desta forma, R4 virtualmente ajusta a largura da janela do analisador.

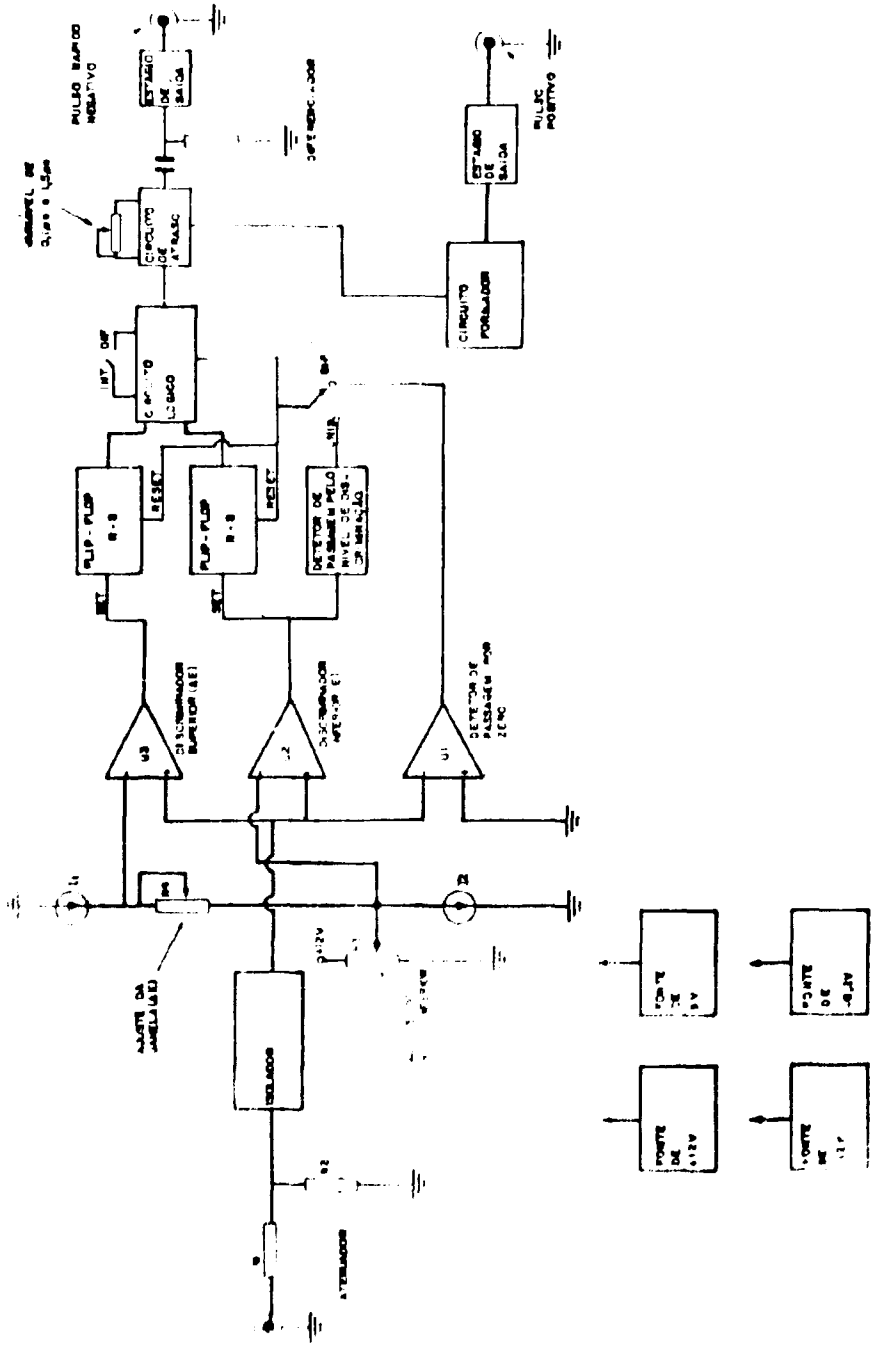
Não havendo fluxo de corrente no terminal central de R3, haverá uma proporcionalidade entre a posição do cursor de R3 e o valor da tensão de comparação aplicada ao comparador U_2 . Desde que se faça $I_1 = I_2$, a corrente que atinge nó 1 proveniente de R4 flue apenas no ramo do gerador de corrente I_2 , de forma que não há fluxo de corrente para R3. Por sua vez, a corrente constante injetada em R4, gera uma tensão proporcional à posição do cursor em R4. Os fluxos de corrente para as entradas inversoras de U_2 e U_3 podem ser desprezadas devidos à alta impedância de entrada destes amplificadores.

No comparador U_1 (detetor de passagem por zero) o sinal é comparado com zero de forma que a comutação de U_1 está condicionada a aplicação de um pulso bipolar na entrada.

Se o pulso for unipolar, o detetor de nível colocado após o discriminador U_2 deteta o instante que a borda de descida do sinal unipolar cruza o nível de discriminação inferior.

O sinal de saída do detetor de passagem por zero (caso o pulso seja bipolar), ou o sinal de saída do detetor de nível (caso o pulso seja unipolar), é utilizado para gatilhar o circuito lógico. Este atraso no gatilho permite que os flip flops existentes após os comparadores U_2 e U_3 já estejam "setados" evitando-se desta forma o problema do deslocamento no tempo conforme já visto anteriormente.

As saídas dos dois flip flops são aplicadas a um circuito de anti-coincidência (que faz parte do circuito lógico).



O modo de operação do analisador é controlado pela chave BIP (INT). Na posição INT, (Integral) o aparelho funciona como um discriminador de amplitude, simples porque só é analisada a saída do flip flop inferior. Na posição DIF. (Diferencial) o aparelho funciona como analisador monoanal pois o circuito lógico só gatilha o estágio seguinte se o sinal de entrada superar o nível de discriminação inferior porém não superar o nível de discriminação superior. Em ambas as situações acima, contudo, o gatilhamento só ocorre quando o sinal de entrada passar por zero (ou o sinal for bipolar e com a chave UNIP -- BIP posicionada em BIP) ou, quando a borda de descida do sinal de entrada cruzar o nível de discriminação inferior (com a chave UNIP -- BIP posicionada em UNIP). O gatilhamento do circuito lógico ocorre juntamente com o "reset" dos flip flops.

A seguir o sinal é aplicado a um circuito de atraso variável.

Após o atraso, o sinal é simultaneamente aplicado a um diferenciador e a um circuito formador. Após o diferenciador obtemos um pulso rápido negativo e após o circuito formador um pulso positivo de largura definida.

O aparelho é alimentado via rack pelas fontes de +12V e -12V. Internamente ao módulo foram necessárias duas outras fontes de +5V e -6,2V.

10.6 – Descrição Detalhada do Circuito do Analisador Monoanal (veja esquema do circuito)

O sinal a ser analisado é inicialmente atenuado por um atenuador resistivo, construído com os resistores de metal-filme R1 e R2. A relação de atenuação de 1:3 foi escolhida por conveniência. Foram usados resistores de metal-filme devido a sua estabilidade com a temperatura. O sinal atenuado é a seguir aplicado a um estágio isolador o qual isola a saída do atenuador das entradas dos estágios comparadores. O estágio isolador é do tipo seguidor de tensão. Desta forma, o sinal é aplicado aos estágios comparadores sem ganho de tensão, através da baixa impedância de saída do estágio seguidor de tensão. Os capacitores C1, C2 e C3 são capacitores de compensação. O diodo D1 evita o bloqueio (latch up) do estágio seguidor de tensão. A saída do isolador é acoplada a três comparadores U_2 , U_3 e U_4 construídos com amplificadores operacionais a circuito integrado. O tipo escolhido foi o uA715, um amplificador operacional de alta velocidade e que apresenta uma corrente de polarização na entrada relativamente baixa. Como se sabe, a corrente de polarização, na entrada dos amplificadores operacionais, afeta principalmente (junto com a tensão de "off set" na entrada), a estabilidade dos níveis de comparação dos comparadores com eles construídos, introduzindo também, uma certa não linearidade no ajuste do nível de comparação, porque a resistência de saída da fonte de referência varia com a posição do cursor de potenciômetro de ajuste. Esta não linearidade foi reduzida com a escolha do uA715. Contudo, houve necessidade de se introduzir o estágio isolador, o qual diminui o efeito causado pelas características de entrada imperfeitas dos amplificadores operacionais.

Conforme foi exposto anteriormente, a estabilidade da largura da janela de um discriminador diferencial, depende da estabilidade dos níveis de discriminação inferior e superior que formam a janela. Na prática, verifica-se que a instabilidade da largura da janela é tanto maior quanto menor o valor selecionado para ela, especialmente quando o nível inferior de discriminação é ajustado num valor alto. A instabilidade da largura da janela pode ser reduzida com a configuração de circuito adotada, onde os níveis de discriminação inferior e superior formam uma "janela deslizante". Os comparadores U_3 e U_4 recebem uma mesma tensão de referência representada pelo nível inferior de discriminação. O nível superior de discriminação, contudo, pode ser aumentado, com respeito ao nível inferior, por meio de uma fonte de tensão flutuante formada pelos geradores de corrente construídos com os transistores Q1 e Q2 (e componentes associados), e, por uma fração da resistência do potenciômetro R11 (o qual ajusta a largura da janela). Para pequenas larguras de janela, os dois comparadores estão quase em paralelo e a estabilidade é somente afetada pela deriva (drift) diferencial das tensões de "off set", nas entradas dos dois comparadores.



A influência da corrente de polarização dos comparadores no ajuste do nível superior da janela, é proporcional à posição do cursor de R11. Esta influência pode ser minimizada pela escolha de um amplificador operacional com baixa corrente de polarização na entrada e ou escolhendo-se um valor de resistência relativamente baixo para R11. R11 é um helipot de precisão.

Na prática, a influência da estabilidade da tensão de comparação, também deve ser levada em conta. Desta maneira, foram escolhidos os componentes mais adequados para os estágios geradores das tensões de comparação.

No comparador U_2 o sinal é comparado com zero. No comparador U_3 , o sinal é comparado com uma amostra de tensão obtida sobre o resistor variável R10. R10 é um helipot localizado no painel frontal do módulo e através dele se ajusta o nível de discriminação inferior. O helipot utilizado é de precisão pois dele depende a não linearidade das leituras feitas através do dial. No comparador U_4 , o sinal é comparado com a soma das tensões obtidas sobre R10 e R11. Para que haja proporcionalidade entre a posição do cursor de R10 e o valor da tensão de comparação aplicada ao comparador U_3 , não deve fluir corrente no terminal central de R10. Desde que as correntes dos dois geradores construídos com os transistores Q1 e Q2 sejam igualadas (ajustando-se R3), não haverá fluxo de corrente no terminal central de R10.

Os resistores também foram dimensionados de forma a cobrir toda a faixa de discriminação dos dois discriminadores especificada anteriormente.

Os capacitores C4, C5, C6 e C7 são capacitores de compensação e seus valores escolhidos para a configuração de circuito adotada.

As saídas dos comparadores U_3 e U_4 são aplicadas a dois flip flops construídos com portas lógicas NOU. Estes flip flops foram introduzidos para eliminar o problema do deslocamento no tempo (time walk), conforme já visto anteriormente.

Os atenuadores construídos com R14 e R15, R16 e R17, R18 e R19, foram introduzidos para possibilitar o acoplamento da saída dos comparadores U_2 , U_3 e U_4 com as portas lógicas existentes diante.

Note que a saída de U_3 é aplicada também ao transistor Q4 via filtro CR passe altas (construído com C9, C10 e R20) e diodo D4. Obtém-se, então, um pulso estreito toda vez que a borda de descida do sinal presente na entrada cruzar o nível de discriminação do discriminador inferior (U_3). Se o sinal de entrada for bipolar, o comparador U_3 muda de estado toda vez que o sinal passar por zero.

Os flip flops são "setados" pelos comparadores U_3 e U_4 e resetados após um certo tempo via transistor Q3.

As saídas direta (do flip flop superior) e complementar (do flip flop inferior) são aplicadas à porta lógica U6D e desta forma consegue-se gerar a função de anticoincidência.

A chave DIF - INT (Diferencial-Integral), determina o modo de operação da unidade. Na posição INT. (Integral), a unidade atua como discriminador de amplitudes simples porque apenas a saída do flip flop inferior é aplicada à porta lógica U6D (vide esquema). Na posição DIF (Diferencial), a unidade atua como analisador monocanal.

Nesta situação são analisadas as saídas dos dois flip flops. Somente quando o sinal de entrada superar o nível de discriminação inferior porém não superar o nível de discriminação superior é que aparecerá nível lógico zero na saída da porta U6D. Este nível lógico é invertido pela porta U6C e aplicado à porta U6A. A porta U6A é aberta. Desta forma permite-se o gatilho do monoestável U_5 via chave UNIPOLAR (unipolar bipolar). Ao mesmo tempo é dado o "reset" nos flip flops via transistor Q3.

O instante de passagem por zero de um sinal bipolar é sempre bem definido conforme foi visto anteriormente e pode ser utilizado para gerar um pulso de referência que indicará o instante de ocorrência de um evento nuclear. Portanto, desde que o sinal aplicado ao analisador seja bipolar e desde que a chave unipolar-bipolar esteja posicionada em bipolar, o sinal de saída, ele próprio, é o pulso de referência do instante de ocorrência do evento nuclear.

O estágio de atraso consiste de um multivibrador monoestável construído com o circuito integrado 74121 com tempo de relaxação ajustável por R34 (localizado no painel frontal do módulo). O atraso é dado em relação ao instante que o sinal de entrada passa por zero (para sinal bipolar e com a chave UNIP-BIP posicionada em BIP), ou em relação ao instante que a borda de descida do sinal de entrada cruza o nível de discriminação do discriminador inferior U_1 (com a chave UNIP-BIP posicionada em UNIP). O atraso dado pelo monoestável (embora variável), define o tempo morto do aparelho. Este tempo morto é definido para pulsos estreitos. A unidade aceita pulsos de grande largura como 20 μ s, porém, neste caso não se pode definir um tempo morto do aparelho. Assim, por exemplo, se o atraso dado pelo monoestável for de 1 μ s (tempo morto de 1 μ s), e se o pulso aplicado na entrada tiver largura de 20 μ s, então a largura do pulso é maior que a resolução do aparelho, podendo ocorrer empilhamento de pulsos. Portanto, o ideal seria definir o tempo morto do analisador para um trem de impulsos aplicados à entrada. Neste caso, o tempo morto da unidade seria também o tempo de relaxação do monoestável.

Após o atraso são gerados dois tipos de pulsos. Um deles é um pulso rápido negativo obtido da diferenciação do pulso de saída de U_4 . O outro é um pulso positivo de largura e altura definidas gerado a partir de um circuito formador com outro monoestável (U_7).

Os pulsos são aplicados a cabos blindados (via estágios de saída construídos com Q7 e Q5, Q6), e encaminhados aos conectores BNC de saída.

A alimentação do módulo é fornecida via rack pelas fontes de +12V e -12V. Os resistores R35 e R36 atuam como fusíveis protegendo desta forma as fontes do rack e a fiação do módulo. Os capacitores C19 e C21 são capacitores de desacoplamento.

Internamente ao módulo foram construídas duas outras fontes de +5V e -6,2V. A fonte de +5V alimenta os circuitos integrados TTL e a fonte de -6,2V os amplificadores operacionais U_2 , U_3 e U_4 .

ABSTRACT

On this paper single channel pulse height analyzers are described.

The design and fabrication of the prototype developed at the nuclear electronics centre of the Instituto de Energia Atômica (CPIO-AIE) is described.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. CHIANG, H. H. *Basic nuclear electronics*. New York, N. Y., Wiley, 1969.
2. DIGITAL EQUIPMENT CORPORATION. *Logic system design handbook*. Maynard, Mass., 1972.
3. KOWALSKY E. *Nuclear electronics*. Berlin, Springer, 1970.
4. NICHOLSON, P. W. *Nuclear electronics*. London, Wiley, 1973.



INSTITUTO DE ENERGIA ATÔMICA
Caixa Postal, 11049 – Piratininga
CEP 05508
01000 – São Paulo – SP

Telefone: 211-6011
Endereço Telegráfico – IEATOMICA
Telex – U'1-23592 IENA BR