

DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA CINTILOMÉTRICA
PARA
ESPECTROMETRIA GAMA

LUIZ MAURÍCIO WANDERLEY DE SOUZA

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE CIÊNCIAS
E TÉCNICAS NUCLEARES DA UFMG/CNEN, COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE
MESTRE EM CIÊNCIAS

ORIENTADOR - Flavio S. de Menezes

INSTITUTO DE PESQUISAS RADIOATIVAS
UFMG - CNEN
BELO HORIZONTE - BRASIL
MAIO - 1972

Para

Auxiliadora e Daniele

AGRADECIMENTOS

Expresso aqui minha gratidão

Ao prof. Milton Campos - D.D. Diretor do IPR da UFMG/CNEN - e ao prof. Carlos Marcio Mascarenhas Dale - Chefe da Divisão de Reatores - pela oportunidade que me foi dada à realização deste trabalho.

Ao eng. Flávio Soares de Menezes pela orientação eficaz na execução desta tarefa e por apreciação crítica do manuscrito.

Ao eng. Arísio Nunes dos Santos pelo apoio constante e esclarecimentos nas experiências com cintiladores.

Aos colegas José Maria Gomes, Hugo Porto Pedrosa e Luiz Augusto de Queiroz e Oliveira pelo incentivo constante e sincero.

Ao engenheiro Marco Tulio Alvarenga pela dedicação na montagem experimental.

A Sra. Nancy Riskowsky B. pelo trabalho de datilografia.

A estes e a muitos outros devo os possíveis êxitos desta dissertação.

SINÓPSE

Apresenta-se uma revisão dos fenômenos que interferem na produção do sinal elétrico, no anodo de uma foto multiplicadora, a partir do foton incidente, levando em conta os fatores influentes na variação de carga anódica. Faz-se uma comparação teórica entre os pré-amplificadores sensíveis à carga e os pré-amplificadores sensíveis à tensão, mostrando a vantagem daqueles no que diz respeito a estabilidade do ganho de conversão. Posteriormente analisa-se um pré - amplificador sensível à carga, seguido de um circuito de cancelamento de pólos e zeros, estabelecendo-se critérios para o cálculo das constantes de tempo envolvidas. Demonstra - se que sob determinadas condições não há necessidade do circuito de cancelamento de pólos e zeros.

Finalmente constroi-se uma sonda cintilométrica, baseada na teoria desenvolvida no texto e mede-se o desempenho no que diz respeito a ruído, não linearidade, taxa máxima de contagem, além de outros parâmetros que são necessários.

ÍNDICE

	Pag.
1. INTRODUÇÃO	1
1.1 Histórico sobre cintiladores	3
1.2 Histórico sobre amplificadores de pulso	5
2. CONSIDERAÇÕES GERAIS	8
2.1 Carga na saída de uma foto-multiplicadora	9
2.2 Considerações sobre o pré-amplificador	13
2.3 Considerações sobre o amplificador	24
3. DESCRIÇÃO E ANÁLISE DO CIRCUITO	28
3.1 Polarização da foto-multiplicadora	28
3.2 Circuito do pré-amplificador	32
3.3 Circuito do amplificador	36
3.4 Circuito global	39
4. RESULTADOS EXPERIMENTAIS: MEDIDAS E COMENTÁRIOS	44
4.1 Medida da linearidade do ganho de conversão	44
4.2 Medida da impedância de saída	46
4.3 Medida do ruído	48
4.4 Medida da não linearidade	52
4.5 Medida da taxa máxima de contagem	55
4.6 Resultados gerais da sonda cintilométrica	56
5. DETALHES CONSTRUTIVOS	58
6. BIBLIOGRAFIA CONSULTADA	62
6.1 Obras referenciadas	62
6.2 Obras não referenciadas	64

1. INTRODUÇÃO

Um dos métodos mais antigos de detecção de partículas nucleares é o uso de cintilações produzidas num material cintilador pela incidência dessas partículas. Apesar dos princípios básicos permanecerem os mesmos, a técnica de contagem evoluiu consideravelmente. Assim, numerosas substâncias cintiladoras foram estudadas e o aumento da eficiência de detecção¹ foi obtida com misturas binárias e ternárias de compostos orgânicos ou pela introdução de impurezas em halogenetos alcalinos. As foto-multiplicadoras substituíram o olho do observador e o desenvolvimento vertiginoso dos transdutores lúmino-elétricos associado à evolução das estruturas multiplicadoras, tornou aqueles dispositivos extremamente sensíveis, robustos, com resposta linear e rápidos.

O diagrama geral do sistema de detecção a ser discutido está representado na figura (1.1). Quando uma partícula nuclear interage com o cristal cintilador, um pulso de

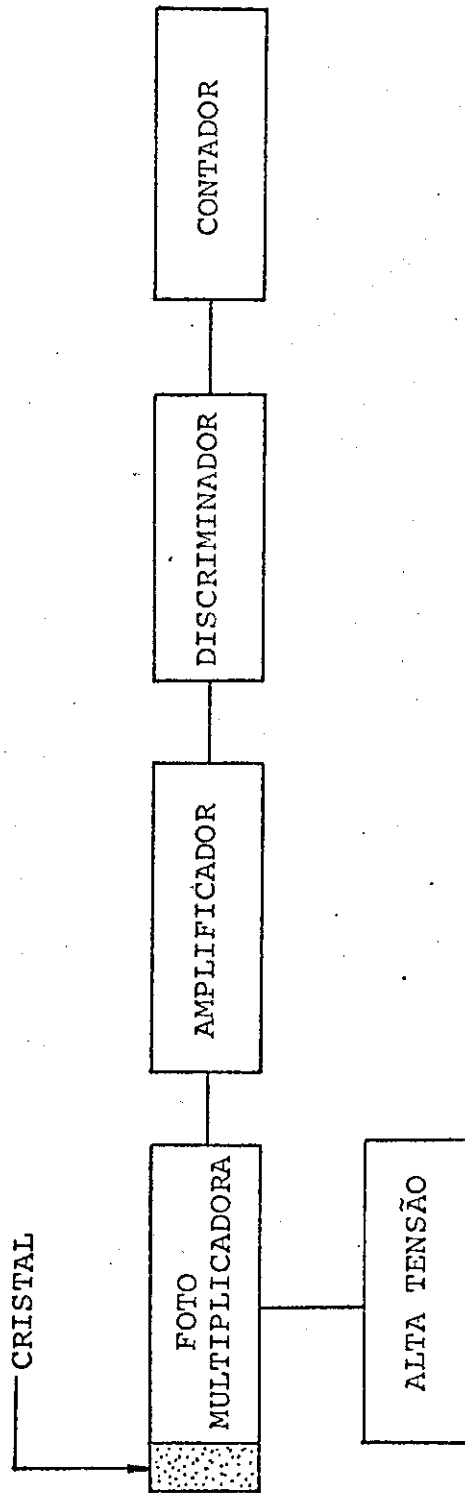


FIG. 1.1 - DIAGRAMA GERAL DE UM SISTEMA DE CONTAGEM TÍPICO

luz é produzido em seu interior. Com auxílio do refletor e do conduto luminoso, a maior parte da luz gerada é transmitida ao foto-catodo da válvula foto-multiplicadora, fazendo-a emitir eletrons, que são multiplicados pela seção multiplicadora da foto. A corrente resultante produz um pulso na entrada do amplificador. O pulso integrado e amplificado após passar pelo discriminador e pelo formador de pulsos é contado com auxílio de um contador.

1.1 HISTÓRICO SOBRE CINTILADORES

O sistema cintilométrico moderno é um descendente do primeiro detetor de partículas alfa, o cintiloscópio, inventado por Sir William Crooks em 1903. Neste detetor, pulsos de luz visível eram produzidos quando as partículas alfa incidiam sobre um fósforo de sulfeto de zinco. A taxa de emissão das partículas era determinada contando-se o número de pontos luminosos produzidos num intervalo de tempo pré-fixado. Posteriormente descobriu-se que o choque de uma partícula alfa com uma molécula de sulfeto de zinco produz a emissão de 10 000 fótons. Esta quantidade de energia, embora pequena, pode ser observada por um olho bem treinado e adaptado ao escuro.

Em 1940, A.T. Krebs² combinou um cristal cintilador com um detetor Geiger-Mueller altamente foto-sensível, pa

ra a detecção de partículas alfa provenientes do polônio. Foi somente em 1948 que H. Kallman do Instituto Kaiser Wilhelm, associou um cristal cintilador com uma foto-multiplicadora, dando origem aos contadores cintilométricos modernos..

Atualmente, os detetores cintilométricos consistem de um transdutor (cristal ou solução cintiladora), de uma foto-multiplicadora e circuitos eletrônicos associados. O primeiro fósforo usado, o sulfeto de zinco, ainda o é para contagem de partículas alfa. Outras substâncias, tais como o estilbeno, antraceno, tolueno, naftaleno, tungstato de cálcio e o iodeto de sódio ativado com tálio, são usadas para detecção de partículas beta e gama. Um composto plástico chamado plastiflúor é usado em aplicações que necessitam de grande quantidade de material cintilador, tal como em prospecções aéreas³.

Entre as inúmeras descobertas famosas com cintiladores, cita-se a experiência realizada sob os auspícios do National Bureau of Standards (EUA) que utilizando um cristal de antraceno demonstrou não ser verdadeira a lei da conservação da paridade⁴. Nesta experiência o cristal foi colocado num frasco onde fora feito vácuo, com o objetivo de contar partículas beta, emitidas pelo Co60.

Cientistas da Universidade da Califórnia desenvolveram recentemente um cristal de 6 lb, que foi transportado

à Lua com o objetivo de medir a quantidade de radiação proveniente do potássio⁵. A experiência basea-se no seguinte aspecto: se a concentração de potássio radioativo fosse da ordem de 3%, que é uma das maiores concentrações encontradas na crosta terrestre, isto indicaria que a Lua poderia possuir um manto similar ao da Terra. A experiência levou a crer que a Lua não possui um manto.

1.2 HISTÓRICO SOBRE AMPLIFICADORES DE PULSO⁶

Greinacher, em 1926, publicou o primeiro trabalho utilizando válvulas para a amplificação de pulsos provenientes de um detetor de radiação. O amplificador possuía quatro válvulas e utilizava acoplamento a transformador. Nenhum formador de pulsos foi usado e o ruído de baixa frequência bem como o tempo de resolução certamente foram muito grandes.

Posteriormente, em 1931, Wynn-Williams e Ward publicaram um artigo onde descreviam um amplificador para medida de partículas alfa provenientes do rádio. Eles usaram uma resistência de carga elevada e entenderam o efeito de bloqueio causado pela sobrecarga no amplificador e a necessidade de um diferenciador entre o pré-amplificador e o amplificador principal. Também entenderam que o "undershoot" era devido aos circuitos de acoplamento RC. Portanto, fixaram a filosofia da formação de pulso unipolar, que ficou sem uso durante

algum tempo. Isto é devido, talvez, à ausência do uso de discriminadores e como os pulsos eram registrados em papel, o deslocamento da linha de base devida a taxa de contagem, podia ser facilmente corrigida. Com o advento do discriminador em 1938, as idéias de Wynn-Williams tiveram ampla aceitação. Em 1952 a teoria da formação de pulso bipolar foi formalmente estabelecida.

A técnica de estabilização do ganho com auxílio de realimentação negativa é devida a Black e foi aplicada em amplificadores nucleares por Waddel em 1939.

A segunda guerra mundial trouxe enorme avanço em todas as áreas da eletrônica e da tecnologia nuclear. No que diz respeito aos amplificadores de pulso, foram usadas válvulas de fator de mérito mais elevado, tornando possível o desenvolvimento de amplificadores estáveis operando com pulsos de nano-segundos. O esforço do Laboratório de Los Álamos culminou com a elaboração do modelo 500, que é um amplificador de pulsos linear extremamente versátil. Foi também o grupo de Los Álamos que introduziu a diferenciação de pulsos com linha de atraso.

Em 1956 E. Gatti⁷ esboçou os princípios do pré-amplificador sensível à carga, que juntamente com os detectores de estado sólido, formam hoje os equipamentos de melhor resolução possível.

Em 1970 F.S. Goulding⁸ introduziu a realimentação ótica em pré-amplificadores sensíveis à carga, mostrando as vantagens deste sistema quando comparado com a realimentação de corrente contínua.

Atualmente estuda-se a possibilidade de se construir amplificadores paramétricos, que sem dúvida nenhuma serão praticamente isentos de ruído e poderão atingir taxas de contagem elevadíssimas.

2. CONSIDERAÇÕES GERAIS

Ao se projetar uma sonda cintilométrica é necessário considerar os fenômenos que entram na produção do sinal elétrico, a partir do foton incidente sobre o cristal cintilador, bem como as variações a que está sujeita a carga produzida no anodo da estrutura multiplicadora. Além disso deve-se estudar cuidadosamente a escolha das constantes de tempo de integração e de diferenciação que se fizerem necessárias. Deve-se analisar ainda, o tipo de pré-amplificador a ser usado, assinalando em cada caso as vantagens e desvantagens que apresentam com relação a estabilidade do ganho de conversão, empilhamento e não linearidade.

No que diz respeito a foto-multiplicadora é necessário estabelecer um critério para a escolha da resistência de carga, já que influi na tensão de ruído na entrada do pré-amplificador, manifestando-se em medidas espectromé -

tricas como uma degradação na resolução global.

Quanto ao amplificador propriamente dito alguns pontos são de consideração básica, como o uso ou não de ganho continuamente ajustável, circuitos de saída e não linearidade associada. Outro aspecto importante é o modo de amplificação - modo de corrente versus modo de tensão - que deve ser discutido e analisado, encontrando-se uma solução em bases lógicas.

2.1 CARGA NA SAÍDA DE UMA FOTO-MULTIPLICADORA

Seja $I(\lambda)$ a intensidade espectral relativa à luz emitida pelo cintilador, $C_{pe} n(\lambda)$ o rendimento quântico do foto-catodo e g_c o rendimento de coleção dos foto-eletrons pelo primeiro dinodo. A incidência de N ftons no catodo causa a emissão de T eletrons sobre o primeiro dinodo. Portanto,

$$T = g_c C_{pe} N \frac{\int_0^\infty I(\lambda) n(\lambda) d\lambda}{\int_0^\infty I(\lambda) d\lambda} \quad (2.1)$$

ou

$$T = g_c m C_{pe} N \quad (2.2)$$

onde

$$m = \frac{\int_0^\infty I(\lambda) n(\lambda) d\lambda}{\int_0^\infty I(\lambda) d\lambda} \quad (2.3)$$

tricas como uma degradação na resolução global.

Quanto ao amplificador propriamente dito alguns pontos são de consideração básica, como o uso ou não de ganho continuamente ajustável, circuitos de saída e não linearidade associada. Outro aspecto importante é o modo de amplificação - modo de corrente versus modo de tensão - que deve ser discutido e analisado, encontrando-se uma solução em bases lógicas.

2.1 CARGA NA SAÍDA DE UMA FOTO-MULTIPLICADORA

Seja $I(\lambda)$ a intensidade espectral relativa à luz emitida pelo cintilador, $C_{pe} n(\lambda)$ o rendimento quântico do foto-catodo e g_c o rendimento de coleção dos foto-eletrons pelo primeiro dinodo. A incidência de N ftons no catodo causa a emissão de T eletrons sobre o primeiro dinodo. Portanto,

$$T = g_c C_{pe} N \frac{\int_0^\infty I(\lambda) n(\lambda) d\lambda}{\int_0^\infty I(\lambda) d\lambda} \quad (2.1)$$

ou

$$T = g_c m C_{pe} N \quad (2.2)$$

onde

$$m = \frac{\int_0^\infty I(\lambda) n(\lambda) d\lambda}{\int_0^\infty I(\lambda) d\lambda} \quad (2.3)$$

Na verdade m é um fator de adaptação espectral entre o espectro de cintilação e a resposta do foto-catodo. Normalmente n fotons são emitidos pelo cintilador e somente uma fração α_{sc} deles é coletada pelo foto-catodo.

Neste caso tem-se:

$$T = g_c m C_{pe} \alpha_{sc} n = nF \quad (2.4)$$

onde F é o coeficiente de transferência foto-elétrico global do catodo.

Sendo M o ganho da estrutura multiplicadora, a carga coletada no anodo é:

$$Q = M F n e \quad (2.5)$$

onde e é a carga do eletron.

Devido à natureza aleatória dos diversos parâmetros, Q é uma grandeza aleatória. Para partículas monoenergéticas, a distribuição dos valores de M determina a resolução, em energia, do conjunto detetor. A resolução e a forma das raias são estabelecidas por processos estatísticos, devido a cinco fenômenos distintos:

- a) Produção de luz no cintilador. Este processo é ligado ao tempo: transferência de energia ao cintilador por excita

ção dos níveis óticos ativos e a desexcitação desses níveis com emissão de luz.

- b) Coleção de luz pelo foto-catodo
- c) Emissão de eletrons pelo foto-catodo
- d) Coleção de eletrons pelo primeiro dinodo
- e) Multiplicação dos eletrons pelos dinodos e produção da corrente anódica correspondente.

O diagrama de blocos da figura (2.1) mostra de um modo sistemático a produção do sinal elétrico a partir do foton incidente.

A análise teórica da resolução foi feita detalhadamente por Breitenberger⁹, utilizando as propriedades das funções geratrizes e partindo da suposição de que a produção de eletrons no foto-catodo seguisse uma distribuição de Poisson e que a transferência desses eletrons ao circuito de carga obedecesse a uma distribuição binomial. Na verdade as hipóteses são apenas aproximações de primeira ordem¹⁰ pois, por efeito foto-elétrico, os raios gama moles liberam toda a energia num determinado ponto do cintilador. Além disso a emissão de luz nem sempre segue uma distribuição de Poisson. Conseqüentemente tem-se flutuações no coeficiente de transferência.

Assim as fontes de flutuações nos cintiladores são várias, entre as quais o volume não nulo do cintilador e

- $W_{1/2}$ = largura a meia altura
 α^*, β^* = funções que variam pouco com E
 γ^* = constante que depende da foto-multiplicadora.
E = energia do raio gama primário

A contribuição da foto-multiplicadora é inversamente proporcional a E. Isto significa que a eficiência de coleção dos eletrons pelo primeiro dinodo deve ser a maior possível. Vê-se também que a resolução em altas energias é melhor do que em baixas energias.

Nos espectrômetros que usam NaI(Tl) a resolução normalmente é medida empregando-se uma fonte de Cs137, cuja energia é de 662 keV, encontrando-se valores em torno de 10%.

2.2 CONSIDERAÇÕES SOBRE O PRÉ-AMPLIFICADOR

Analisando-se a equação (2.5) verifica-se imediatamente que a informação dada pelo conjunto cintilador fo tomultiplicadora se manifesta sob a forma de carga elétrica que carrega a capacitância anódica total, que por sua vez se descarrega através da resistência equivalente na entrada do pré-amplificador. Dois tipos de pré-amplificadores são de uso comum:

- a) Pré-amplificador sensível à tensão
- b) Pré-amplificador sensível à carga

Na figura (2.2) estão representados de modo esquemático ambos os tipos.

O circuito da figura (2.2b) pode ser redesenhado aplicando-se o teorema de Miller, obtendo-se o circuito da figura (2.3).

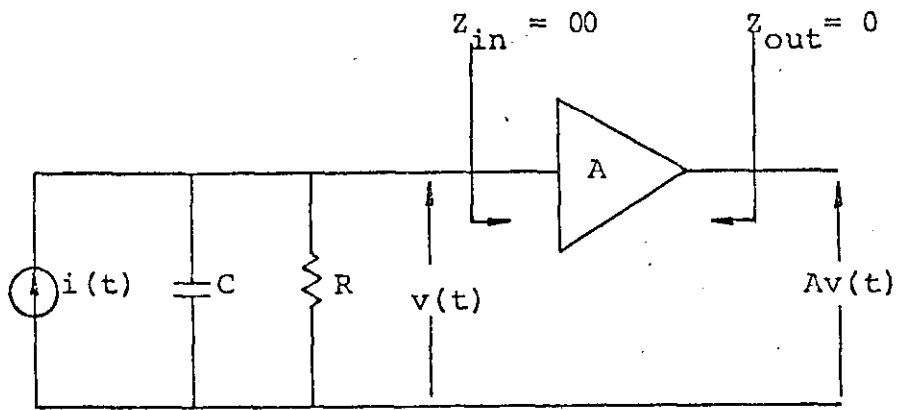
Em ambos os casos se o capacitor é a menor impedância vista pelo detetor, a tensão desenvolvida na entrada do pré-amplificador é diretamente proporcional ao impulso de carga e inversamente proporcional a capacitância anódica total.

O ganho de conversão do sistema sensível à tensão é:

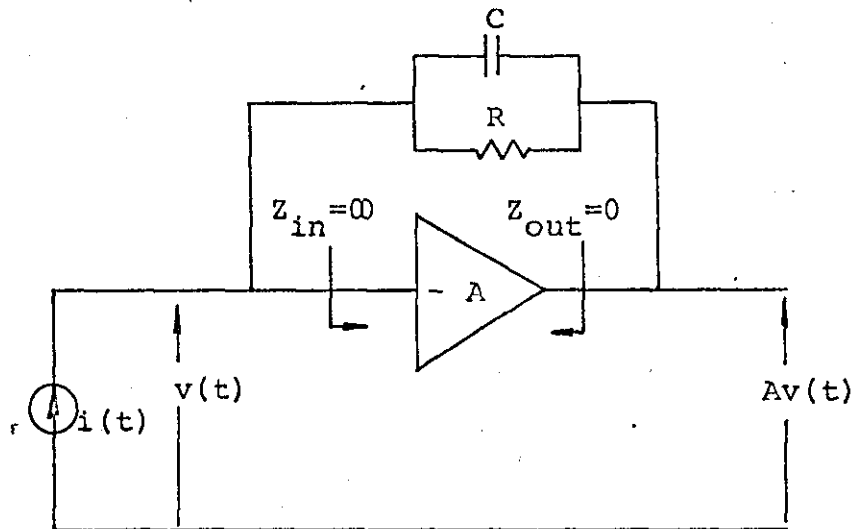
$$\begin{aligned} G_c &= \frac{\text{Saída}}{\text{Entrada}} = \frac{A |v(t)|_{\text{pico}}}{Q} \\ &= \frac{\frac{Q}{A C}}{Q} = \frac{A}{C} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Esta equação mostra dois aspectos importantes do sistema sensível à tensão:

- a) Para se obter tensões elevadas na entrada do pré-amplificador o capacitor de integração deve ser pequeno.



a) Prê-amplificador sensível à tensão



b) Prê-amplificador sensível à carga

FIG. 2.2.- PRÊ-AMPLIFICADORES USUAIS

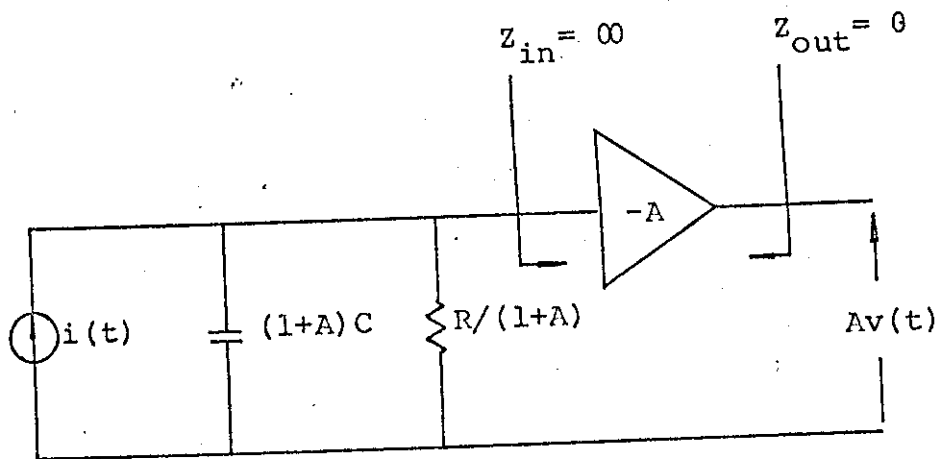


FIG. 2.3 - CIRCUITO EQUIVALENTE DO PRÉ-AMPLIFICADOR
SENSÍVEL À CARGA

b) O ganho de conversão varia tanto com as variações do ganho do pré-amplificador quanto com as do capacitor de integração.

Além disso existe uma geração de ruído no próprio pré-amplificador que dá origem a um ruído equivalente na entrada. Assim é necessário fazer o capacitor de integração suficientemente pequeno para que a relação sinal/ruído seja aceitável.

É interessante observar que o capacitor de integração é constituído das seguintes capacitâncias:

- a) Capacitância do detetor
- b) Capacitância dos cabos e/ou conetores de entrada
- c) Capacitância de entrada do pré-amplificador
- d) Capacitor de integração propriamente dito

Para que o ganho de conversão permaneça constante deve-se ter o ganho do pré-amplificador e o capacitor de integração com valores constantes ou ambos variando proporcionalmente no mesmo sentido. Com relação a primeira alternativa é possível estabilizar suficientemente o ganho do pré-amplificador com auxílio de realimentação negativa, entretanto as capacitâncias parasitas associadas à entrada do pré-amplificador não podem ser controladas, o que torna possível a variação do ganho de conversão no decorrer de uma certa medida, ocasionando resultados imprecisos. Quanto a segunda alternativa seria necessário construir um pré-amplificador

em que o ganho fosse proporcional à capacitância de entrada, cuja realização não parece ser das mais simples.

Devido a esses problemas é que apareceram os pré-amplificadores sensíveis à carga, onde o capacitor de integração efetivo é $(1 + A) \cdot C$, o qual é normalmente bem maior do que as capacitâncias parasitas, o que torna o ganho de conversão independente delas. Além disso as flutuações do ganho do pré-amplificador não influem no ganho de conversão, desde que este seja bem maior do que 1. Isto pode ser visualizado escrevendo-se:

$$\begin{aligned} G_c &= \frac{\text{Saída}}{\text{Entrada}} = \frac{-A |v(t)|_{\text{pico}}}{Q} = \\ &= \frac{-A \left| \frac{Q}{(1+A) C} \right|}{Q} = - \frac{A}{1+A} \cdot \frac{1}{C} \\ &\approx - \frac{1}{C} \end{aligned} \tag{2.9}$$

Sobre este pré-amplificador duas observações devem ser feitas:

- a) A constante de tempo de integração continua sendo RC.
- b) Sua característica básica é a estabilidade do ganho de conversão.

Em ambos os tipos de pré-amplificadores têm-se o problema de dimensionamento da resistência de carga do detector, da constante de tempo de integração e da constante de tempo de diferenciação, cujo circuito é colocado normalmente após o pré-amplificador. Esses parâmetros devem ser escolhidos para atender a alguma característica particular da sonda cintilométrica e no caso presente os objetivos simultâneos a serem atingidos são:

- a) Maior sensibilidade possível
- b) Maior taxa de contagem possível

A análise será feita baseando-se nas figuras (2.4a) e (2.4b) onde têm-se aqueles elementos representados esquematicamente, mostrando inclusive a fonte de ruído a que está associado o sinal produzido pela foto multiplicadora. Sabe-se que este ruído é devido principalmente à emissão termoiônica pelo foto-catodo e tem por expressão¹³ :

$$I_r^2 = 2 e M \Delta f I_a^* R^* / (R^* - 1) \quad (2.10)$$

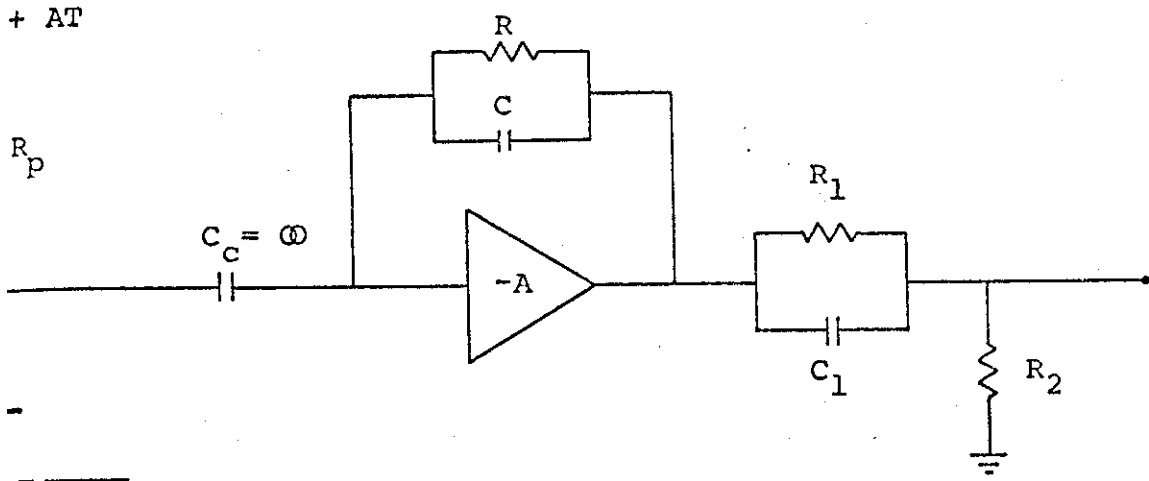
onde:

I_r = valor eficaz da corrente de ruído

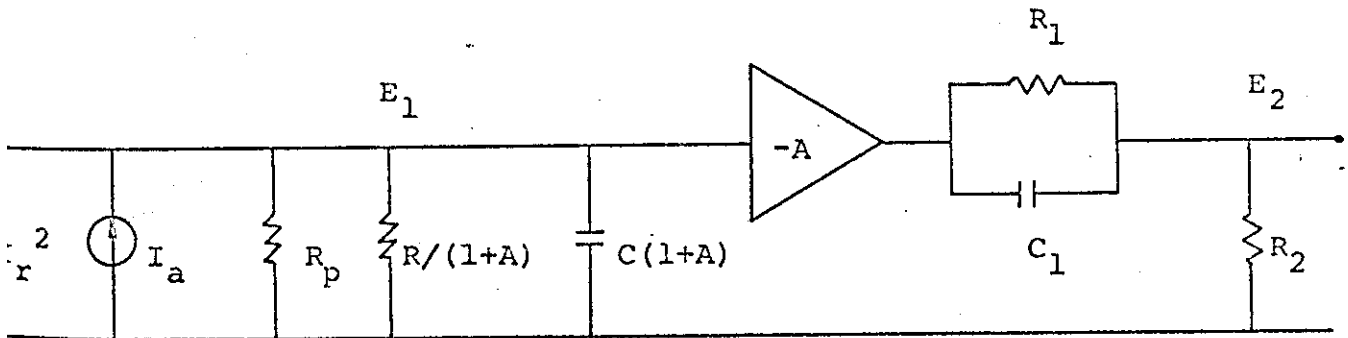
e = carga do eletron

M = ganho da foto-multiplicadora

R^* = ganho de cada dinodo



a) Diagrama real



b) Circuito equivalente

FIG. 2.4 - CIRCUITO ESQUEMÁTICO DO DETETOR E PRÉ-AMPLIFICADOR

I_a^* = corrente média da foto multiplicadora
 Δf = faixa de passagem do circuito de medida

É interessante observar que a corrente média da foto-multiplicadora é a soma de duas correntes: uma delas é a corrente de escuro e a outra a corrente média de sinal. Portanto de um modo geral

$$I_a^* = I_{esc} + n_t \int_0^{\infty} I_a(t) dt \quad (2.11)$$

onde n_t é a taxa média e $I_a(t)$ a corrente da foto a um evento nuclear.

Para a figura (2.4) têm-se as seguintes funções de transferência:

$$H_1(s) = \frac{E_1(s)}{I_a(s)} = \frac{1}{(1+A)C} \cdot \frac{1}{(s+1/\tau)} \quad (2.12)$$

$$H_2(s) = \frac{E_2(s)}{I_a(s)} = - \frac{A}{(1+A)C} \cdot \frac{1}{s+1/\tau} \cdot \frac{s+1/\tau_1}{s+1/\tau_2} \quad (2.13)$$

onde

$$\tau = R C \quad (2.14)$$

$$\tau_1 = R_1 C_1 \quad (2.15)$$

$$\tau_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C_1 \quad (2.16)$$

e admitiu-se que

$$R_p \gg \frac{R}{1+A} \quad (2.17)$$

O que de alguma forma obriga toda a corrente de sinal fluir para o circuito de carga, aumentando a tensão na entrada do pré-amplificador.

A equação (2.13) mostra que normalmente ter-se-á um "undershoot" a uma excitação unipolar, que pode trazer problemas em experiências onde pequenos sinais devem ser analisados em presença de outros bem maiores. Neste caso os sinais grandes sobrecarregarão o amplificador que segue o pré-amplificador, tornando-o inoperante durante o tempo de duração da sobrecarga. Devido a amplitude do sinal o "undershoot" também poderá sobrecarregar o amplificador e como permanece por um tempo muito longo grande quantidade de informações podem ser perdidas. O "undershoot" acontece devido a presença de um zero na equação (2.13) o qual pode ser eliminado se o fizer igual a um pólo. Portanto

$$\tau_1 = \tau \quad (2.18)$$

Por outro lado a corrente de sinal produzida pela fotomultiplicadora a um evento nuclear, pode ser escrita como

$$I_a(t) = \frac{Q}{T_c} \exp(-t/T_c) \quad (2.19)$$

onde

Q = carga total coletada

T_c = medida do tempo de coleção de carga (*)

A transformada de Laplace da equação (2.19) é

$$I_a(s) = \frac{Q}{T_c} \cdot \frac{1}{s+1/T_c} \quad (2.20)$$

Nessas condições, as tensões na entrada e saída do pré-amplificador têm por expressão:

$$E_1(s) = \frac{Q}{(1+A)CT_c} \cdot \frac{1}{(s+1/\tau)(s+1/T_c)} \quad (2.21)$$

$$E_2(s) = \frac{Q}{CT_c} \cdot \frac{1}{(s+1/T_c)(s+1/\tau_2)} \quad (2.22)$$

O quadrado da tensão de ruído, na saída do pré-amplificador, é obtido através de

$$\begin{aligned} E_r^2 &= I_r^2 |H_2(j\omega)|^2 \\ &= \frac{2 e MR^* I_a^*}{C^2 (R^*-1)} \cdot \frac{\Delta f}{\omega^2 + (1/\tau_2)^2} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Fazendo-se $\Delta f = d\omega/2\pi$, substituindo-se em (2.23) e efetuando-se a integração, obtém-se o quadrado da tensão de ruído

(*) T_c é igual a constante de tempo do cintilador pois a dispersão das foto multiplicadoras modernas é pequena.

na faixa de frequência permissível. Isto conduz a

$$E_{rf}^2 = \frac{eM R^* I_a^*}{2C^2 (R^* - 1)} \tau_2 \quad (2.24)$$

A transformada inversa de (2.22) é

$$E_2(t) = -\frac{Q}{C} \frac{\tau_2}{T_c - \tau_2} \left[\exp(-t/T_c) - \exp(-t/\tau_2) \right] \quad (2.25)$$

cujo valor máximo ocorre num tempo igual a

$$t_m = \frac{\tau_2 T_c \ln(T_c / \tau_2)}{T_c - \tau_2} \quad (2.26)$$

e tem por expressão

$$E_{2m} = -\frac{Q}{C} \left(\frac{T_c}{\tau_2}\right)^{\frac{T_c}{\tau_2 - T_c}} \quad (2.27)$$

Assim, o quadrado da relação sinal/ruído na saída do pré-amplificador é

$$\left| \frac{E_{2m}}{E_{rf}} \right|^2 = \frac{2(R^* - 1)Q^2}{eMR^* I_a^* T_c} \left(\frac{T_c}{\tau_2}\right)^{\frac{\tau_2 + T_c}{\tau_2 - T_c}} \quad (2.28)$$

Estudando-se a variação de $(E_{2m}/E_{rf})^2 = f(\tau_2)$, obtêm-se o máximo da relação sinal/ruído para

$$\tau_2 = T_c \quad (2.29)$$

Por outro lado deve-se calcular a relação entre a constante de tempo do cristal e a constante de tempo de integração para que o empilhamento na entrada do pré-amplificador seja mínimo. A flutuação eficaz do empilhamento é calculada com auxílio de teorema de Campbell¹⁴ da média quadrática

$$(v - v^*)^2 = n_t \int_0^{\infty} |f(t)|^2 dt \quad (2.30)$$

onde

v = valor instantâneo da tensão média

v^* = linha de base

n_t = taxa média de contagem

$f(t)$ = resposta do sistema a um evento simples.

Calculando-se a transformada inversa de $E_1(s)$ e fazendo $E_1(t) = f(t)$ na equação (2.30), após a integração obtém-se

$$(v - v^*)^2 = \frac{n_t Q}{2C(1+A)} \frac{\tau}{\tau + T_c} \quad (2.31)$$

A equação (2.31) mostra que quanto menor for a constante de tempo de integração menor o empilhamento na entrada do pré-amplificador para um dado capacitor de integração. Entretanto a comparação das equações (2.15), (2.16), (2.18) e (2.29) mostra que o menor valor possível para a constante de tempo de integração é o valor da constante de tempo do cristal, isto é

$$\tau = T_c \quad (2.32)$$

Substituindo-se (2.29) em (2.25), (2.26) e (2.27) respectivamente vem:

$$E_2(t) = \frac{Q}{C} \frac{t \exp(-t/T_c)}{T_c} \quad (2.33)$$

$$t_m = T_c \quad (2.34)$$

$$E_m = \frac{Q}{C} \exp(-1) \quad (2.35)$$

O estudo anterior permite as seguintes conclusões: num sistema de detecção a cintilador onde as constantes de tempo de integração e do cristal são iguais têm-se:

- a) O valor máximo do pulso de tensão é igual a 36% do máximo -maximorum possível.
- b) Os pulsos de tensão passam por um máximo num tempo igual a constante de tempo do cintilador.
- c) A relação entre a sensibilidade do sistema e o empilhamento é a maior possível.
- d) A relação sinal/ruído é a maior possível.
- e) Não existe necessidade de diferenciação simples ou de compensação de pólos e zeros, levando a simplicidade no circuito eletrônico.

As equações deduzidas permitem dimensionar a constante de tempo de integração e o resistor de carga da foto-multiplicadora para um sistema a cintilador otimizado, a partir da escolha do ganho de conversão e do cristal.

No caso de a velocidade de contagem não ser tão importante pode-se usar constantes de tempo de integração dez, cem ou mesmo mil vezes maiores do que o tempo de coleção de carga obtendo-se uma porcentagem de 77%, 95% e 100% da tensão máxima possível, respectivamente. Nesses casos a presença do diferenciador, se faz necessária e sua constante de tempo deve ser igual a do cristal para que a relação sinal/ruído passe por um máximo¹⁵.

2.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O AMPLIFICADOR

Tanto corrente como tensão estão reunidas inseparavelmente. Entretanto no projeto de um amplificador um dos parâmetros pode ser considerado como predominante. O amplificador de corrente é aquele no qual a impedância de entrada é pequena e a de saída grande, resultando em baixa tensão e alta corrente. O amplificador de tensão é exatamente o contrário. A escolha de um ou outro tipo depende basicamente de dois fatores:

- a) Pré-amplificador usado
- b) Impedância de entrada do circuito a ser acionado.

No caso em questão foi mostrado a vantagem de se usar um pré-amplificador sensível à carga, que fornece como sinal uma tensão. Então é necessário que a impedância de entrada do amplificador seja elevada. Por outro lado os analisadores de pulso normalmente encontrados possuem baixa impedância de entrada. Esses fatores conduzem a utilização de um amplificador de tensão.

No que diz respeito a não linearidade, sabe-se que afeta o eixo de calibração de energia e não a dispersão dos pulsos e que o amplificador é o principal responsável pela ocorrência desse fenômeno. Entretanto isto é inerente a qualquer circuito que seja usado desde que exista variação de corrente, pois num transistor a transcondutância é diretamente proporcional a corrente que o atravessa e o ganho do amplificador depende da transcondutância. Assim desde que haja excursão de corrente, obrigatoriamente acontecerá variação de ganho. Várias técnicas são usadas para contornar este problema apresentado pelos amplificadores¹⁶. Entre elas têm-se o uso de fonte de corrente, realimentação positiva no estágio anterior a saída e o uso de realimentação negativa em todo a malha do amplificador.

Com relação ao controle de ganho do amplificador dois tipos são de uso comum, cada um possuindo suas vantagens e desvantagens. O primeiro tipo consiste de uma rede atenuadora colocada na entrada do amplificador. Tem como van

tagem a simplicidade inerente do circuito e quando possui a impedância de saída constante não necessita de ajustes para manter o tempo de subida constante em toda sua faixa dinâmica. Como desvantagem assinala-se a variação total do ruído produzido no sistema a medida que se varia a atenuação. Isto acontece porque o atenuador de entrada reduz o sinal do pré-amplificador enquanto que o ruído do amplificador permanece constante. Para evitar este problema costuma-se dividir a atenuação em duas seções: uma na entrada do amplificador e outra dentro de sua malha, porém próximo do estágio de saída. Com este arranjo o ruído do amplificador pode ser minimizado mantendo-se o controle de entrada na menor atenuação possível que não sobrecarregue o amplificador. No segundo método de controle de ganho do amplificador varia-se a relação de realimentação negativa. A principal vantagem deste tipo de controle é que tanto a contribuição do ruído do pré-amplificador quanto do amplificador variam proporcionalmente, o que significa que as contribuições relativas de ruído não se alteram. A grande desvantagem do controle por realimentação negativa é a complexidade inerente ao sistema. Assim se se deseja uma constância de resposta transitória e estabilidade de ganho em toda a faixa dinâmica, um grande número de circuitos estabilizadores devem ser chaveados com o resistor de realimentação e usualmente é necessário ajustá-los em cada chaveamento a fim de se obter a resposta transitória desejada.

A variação de ganho de um modo contínuo é bastante útil para centrar o espectro numa análise espectrométrica. Pois localiza-se a posição correta do pico com uma simples regra de três incremental que evita o velho sistema de tentativas e erros de variação da alta tensão aplicada a foto-multiplicadora.

3. DESCRIÇÃO E ANÁLISE DO CIRCUITO

O circuito da sonda cintilométrica consta, essencialmente, de um conjunto cristal foto-multiplicadora, de um pré-amplificador sensível à carga e de um amplificador de ganho ajustável entre 1 e 10.

A foto-multiplicadora é a 150 AVP (Philips), de dez dinodos, de superfície plana e paralela, apresentando uma sensibilidade máxima em torno de $8\ 000\text{Å}^{\circ}$.

Usa-se como cristal detetor o NaI(Tl) de fabricação Harshaw, modelo 6C3.

Na discussão a seguir R_x , C_x e Q_y | $x=a,b,c,\dots; y=1,2,3$ | terão o significado pertinente a cada sub-ítem.

3.1 POLARIZAÇÃO DA FOTO-MULTIPLICADORA

A polarização da foto-multiplicadora é convencional, isto é, utilizam-se divisores de tensão resistivos

entre os dinodos. A figura (3.1) mostra o circuito de polarização.

A colocação de capacitores em paralelo com os últimos dinodos tem o objetivo de estabilizar o ganho da foto-multiplicadora contra variações bruscas da corrente anódica. C_a , C_b , C_c e C_d executam esta função. A rede constituída por $R_m C_e$ tem dupla função:

- a) Filtrar a alta tensão aplicada em J1
- b) Oferecer uma constante de tempo suficientemente grande, que se opõe a uma elevação brusca de tensão nos primeiros dinodos, permitindo uma distribuição de tensão equitativa.

Utilizou-se alta tensão positiva porque em caso contrário o catodo ficaria no potencial mais alto e poderia dar origem a gradientes de tensão elevados nesta região, que ocasionariam perda de sensibilidade do foto-catodo e aumento da tensão eficaz de ruído no anodo¹⁸.

As características de manual¹⁹ da 150 AVP são:

$$\bar{V}_b = 1\ 800\ V \quad (3.1)$$

$$\bar{I}_a = 1\ mA \quad (3.2)$$

$$\bar{W}_a = 0,5\ W \quad (3.3)$$

$$\underline{V}(S_1-k) = 180\ V \quad (3.4)$$

$$\underline{V}(S_{n+1}-S_n) = 80\ V \quad (3.5)$$

$$\underline{V}(a-S_{10}) = 80\ V \quad (3.6)$$

onde

- \bar{V}_b = tensão de alimentação máxima
- \bar{I}_a = corrente de anodo máxima
- \bar{W}_a = dissipação de anodo máxima
- $\underline{V}(S_1-k)$ = tensão mínima entre o primeiro dinodo e o catodo
- $\underline{V}(S_{n+1}-S_n)$ = tensão mínima entre dinodos
- $\underline{V}(a-S_{10})$ = tensão mínima entre o anodo e o último dinodo

Nessas condições o valor mínimo da tensão de alimentação é

$$\begin{aligned} \underline{V}_b &= \underline{V}(S_1-k) + \Sigma \underline{V}(S_{n+1}-S_n) + \underline{V}(a-S_{10}) \\ &= 980 \text{ V} \end{aligned} \tag{3.7}$$

Isto significa que, em princípio, pode-se operar a 150 AVP na faixa de 980V e 1 800V.

Para efeito de cálculo do divisor resistivo usar-se-ã o valor médio aproximado entre (3.1) e (3.7)

$$V_b = (\bar{V}_b + \underline{V}_b)/2 \approx 1400 \text{ V} \tag{3.8}$$

Duas considerações básicas a respeito da corrente do divisor são:

- a) Se fôr muito grande drena potência demasiada da fonte de alimentação causando aquecimento nos divisores resistivos,

gerando ruído.

- b) Se fôr muito pequena existe a possibilidade de variação da tensão entre os dinodos. Para foto-multiplicadoras ²⁰ equivalentes a 150 AVP a corrente aconselhada é de décimos de miliampères.

Escolher-se-á

$$I_d = 0,25 \text{ mA} \quad (3.9)$$

De acordo com (3.8) e (3.9) a resistência total do divisor é

$$R_t = V_b / I_d = 5.600 \text{ K} \quad (3.10)$$

Como a razão $V(S_1-k) / V(S_{n+1}-S_n) = 2,25$

as resistências do divisor com excessão da primeira - entre catodo e primeiro dinodo - serão

$$R_t / 12,25 \cong 459 \text{ K} \quad (3.11)$$

Assim usar-se-á resistências de 470 K entre os dinodos e de 1 M entre o primeiro dinodo e o catodo. Isto coloca a tensão mínima de operação em 1020 V aproximadamente.

O dimensionamento dos capacitores estabilizadores é baseado no seguinte critério: A constante de tempo

de descarga associada aos capacitores estabilizadores deve ser bem maior do que a largura do pulso. Como esta largura é da ordem de $5\mu\text{seg}$ uma constante de tempo de $470\mu\text{seg}$ parece ser razoável. Isto conduz aos seguintes valores:

$$C_a = C_b = C_c = C_d = 0,01 \mu F \quad (3.12)$$

A resistência de anodo, de acordo com a equação (2.18), é função da resistência de realimentação e do ganho de malha aberta do pré-amplificador e por isso será calculada posteriormente.

3.1 CIRCUITO DO PRÉ-AMPLIFICADOR

De acordo com as discussões do ítem 2 o circuito do pré-amplificador deve ter as seguintes características:

- a) Constante de tempo do elo de realimentação igual a do cristal detetor.
- b) Ganho de malha aberta suficientemente grande para que o ganho de conversão dependa exclusivamente do capacitor de realimentação
- c) Impedância de entrada elevada e impedância de saída baixa.

O circuito proposto está representada na figura (3.2a). Consiste dos transistores Q1, Q2 e Q3 além dos

$$h_{f1}I_{b1} = I_{b2} - h_{i2}I_{b2}/R_e \quad (3.14)$$

$$v_s = R_g R_d I_{out} / (R_g + R_d) \quad (3.15)$$

$$I_{out} = h_{f2}I_{b2} - h_{f1}I_{b1} \quad (3.16)$$

$$v_i = i_i R_c \quad (3.17)$$

Resolvendo-se simultaneamente as equações (3.13), (3.14), (3.15), (3.16) e (3.17) obtêm-se as expressões para o ganho de malha aberta e a impedância de entrada

$$A = - \frac{R_g R_d}{R_g + R_d} \cdot \frac{(R_e + h_{f2}R_e + h_{i2})h_{f1}g_m}{(1 + h_{f1})(R_e + h_{i2})} \quad (3.18)$$

$$Z_{in} = R_c \quad (3.19)$$

A impedância de saída, devida a aplicação do "bootstrap", é aproximadamente

$$Z_{out} = R_g R_d / (R_g + R_d) \quad (3.20)$$

Na equação (3.18) algumas simplificações podem ser feitas, pois nos transistores

$$h_{f2} \gg 1 \quad (3.21)$$

$$h_{f1} \gg 1, \quad (3.22)$$

Nessas condições

$$A = \frac{R_g R_d}{R_g + R_d} \frac{R_e h_{f2} + h_{i2}}{R_e + h_{i2}} g_m \quad (3.23)$$

O estudo da equação (3.23) mostra que a obtenção de um ganho de malha aberta elevado está condicionado aos seguintes fatores:

- a) Utilização de um FET com transcondutância elevada
- b) Utilização de resistências elevadas para R_g e R_d
- c) Utilização de $R_e \gg h_{i2}$

Obviamente essas conclusões estão sujeitas a outras condições tais como tensão disponível para polarização do circuito e impedância de saída admissível.

A polarização do circuito pode ser facilmente realizada se os seguintes itens forem observados:

- a) A tensão entre porta e fonte do FET deve ser igual a zero para obtenção de baixo nível de ruído. Esta condição determina a corrente do "cascode".
- b) Os pulsos fornecidos pela foto-multiplicadora são negativos, o que significa que ter-se-á elevação de potencial no coletor de Q1.

O modelo de alta frequência do pré-amplificador não será analisado pois sabe-se que a configuração "cascode" apresenta excelente resposta de frequência o que significa que o tempo de subida dos pulsos será inferior a constante de tempo do NaI(Tl), que é de $0,25 \mu \text{seg}$.

3.3 CIRCUITO DO AMPLIFICADOR

O circuito do amplificador está representado na figura (3.3a). Consta dos transistores bipolares Q1, Q2 e Q3 além dos componentes passivos associados. Q1 e Q2 formam um amplificador não inversor de alto ganho de malha aberta e Q3 é o estágio de saída em configuração de seguidor de emissor. O potenciômetro R_h ajusta a tensão do emissor de Q3 de tal modo a não permitir circulação de corrente d.c em R_k . A rede constituída por C_d e R_j introduz uma pequena rotação de fase e tem como objetivo evitar oscilações de alta frequência que poderiam ocorrer com a variação de R_k .

O cálculo do ganho, impedância de entrada e impedância de saída do amplificador pode ser feito com o circuito equivalente simplificado da figura (3.3b). Por simplicidade de este cálculo será realizado em duas fases bem definidas:

- a) Cálculo do ganho, impedância de entrada e impedância de saída sem realimentação ($R_k = \infty$).
- b) Correção desses parâmetros a partir do conhecimento do fator de realimentação.

Com o circuito equivalente simplificado pode-se escrever as seguintes equações:

$$v_s = R_k I_{out} \quad (3.24)$$

$$I_{out} = I_3(1+h_{f3}) \quad (3.25)$$

$$I_{gh} = -(h_{f2}I_2 + I_3) \quad (3.26)$$

$$V_s = I_{gh}R_{gh} - I_3h_{i3} \quad (3.27)$$

$$V_i = I_1h_{i1} + R_d(I_1 + h_{f1}I_1) \quad (3.28)$$

$$-h_{f1}I_1 = I_2 + I_2h_{i2}/R_c \quad (3.29)$$

onde

$$R_{gh} = R_g + R_h \quad (3.30)$$

Resolvendo-se as equações (3.24), (3.25), (3.26), (3.27), (3.28) e (3.29) simultaneamente e levando em consideração que

$$h_{f1} \gg 1 \quad (3.31)$$

$$h_{f2} \gg 1 \quad (3.32)$$

$$h_{f3} \gg 1 \quad (3.33)$$

obtêm-se as expressões para ganho de malha aberta, impedância de entrada e impedância de saída.

$$A = \frac{h_{f1}h_{f2}R_cR_{gh}(h_{i3} + h_{f2}R_{gh} - h_{f3}R_\ell)}{h_{f3}R_\ell(R_c + h_{i2})(h_{i1} + h_{f1}R_d)} \quad (3.34)$$

$$Z_{in} = R_a // R_b // (h_{i1} + h_{f1} R_d) \quad (3.35)$$

$$Z_{out} = R_k // (R_{gh} + h_{i3}) / h_{f3} \quad (3.36)$$

A análise da equação (3.34), com o objetivo de obter um ganho de malha aberta elevado, leva às seguintes conclusões:

- a) Escolher transistores Q1 e Q2 com o maior fator de amplificação de corrente possível.
- b) Utilizar o maior R_{gh} possível.
- c) Utilizar o menor R_k possível.

É claro que as conclusões anteriores estão limitadas pelos valores desejados para a impedância de entrada e impedância de saída do amplificador. Entretanto com os transistores de silício atualmente existentes consegue-se facilmente um ganho da ordem de 1000.

Como a corrente de sinal através de R_k é bem maior do que a do emissor de Q1 o fator de realimentação será:

$$\beta = \frac{R_d}{R_d + R_k} \quad (3.37)$$

Limitando-se o fator de realimentação a 1/10 ter-se-á um ganho de malha muito maior do que 1 e o ganho, impedância de entrada e impedância de saída serão:

$$A_r = \frac{A}{1 + \beta A} = \frac{R_d + R_k}{R_d} \quad (3.38)$$

$$Z_{inr} = (1 + \beta A) Z_{in} \quad (3.39)$$

$$Z_{outr} = Z_{out} / (1 + \beta A) \quad (3.40)$$

portanto variando-se R_k entre 0 e $9R_d$ obtêm-se um ganho ajustável entre 1 e 10.

A polarização d.c. do circuito pode ser facilmente realizada se os seguintes itens forem obedecidos:

- a) Com aplicação do sinal os transistores Q1 e Q3 conduzem mais e o transistor Q2 tende a ir para o corte.
- b) O potencial nos emissores de Q1 e Q3 devem ser iguais para que não haja circulação de corrente d.c. em R_k . Além disso devem ser suficientemente pequenos para permitir uma excursão de 10V.

3.4 CIRCUITO GLOBAL

O circuito global de sonda cintilométrica está representado na figura (3.4) onde os circuitos discutidos anteriormente estão corretamente associados. Alguns componentes foram incluídos com o objetivo de melhorar o desempenho total. Este é o caso da chave CH e do diodo D, que têm a função de proteger o transistor Q2 quando da aplicação de alta tensão.

- /7/ GATTI, E. et alii - Minimum Noise Pre-Amplifier for Fast Ionization Chamber. Nuclear Instruments & Methods, No 6, 1956.
- /8/ GOULDING, F.S. et alii - Pulsed Feedback Techniques for Semiconductors Detector Radiation Spectrometers. IEEE Trans NS-18, Fevereiro, 1971.
- /9/ BREITENBERGER, E. - Scintillation Spectrometer Statistics in O. R. Frish(ed.) "Progress in Nuclear Physics". Londres, Pergamon Press, Vol.4, 1955.
- /10/ SAMUELI, J.J. et alii - Instrumentation Electronique en Physique Nucléaire. Ed. Masson, Paris, 1968.
- /11/ GARLICK, G.F.J. - Luminescent Materials - University Press, Oxford, 1949.
- /12/ IREDALE, P.- The Non-Proportional Response of NaI(Tl) to γ - Rays and Electrons and its Effect upon Cristal Resolution - Proc.on Nuclear Electronics at Belgrado. Maio, 1961.
- /13/ WOODWARD, P.M. - Dark Noise in Photomultiplier - Proc. Camb. Phil. Soc. 44, 1948.
- /14/ FAIRSTEIN, E. & HAIN, J. - Nuclear Pulse Amplifier - Fundamentals and Design Practice. Nucleonics, Setembro, 1965.

- /15/ GILLESPIE, A.B. - Signal, Noise and Resolution in Nuclear Counter Amplifiers. Londres, Pergamon Press, 1953.
- /16/ FAIRSTEIN, E. - Nuclear Amplifiers - in A.H. Snell (ed.), "Nuclear Instruments and Their Uses", John Wiley & Sons, Nova Iorque, 1962.
- /17/ FAIRSTEIN, E. & HAHN, J. - Nuclear Pulse Amplifier-Fundamentals and Design Practice (Part 3). Nucleonics, Novembro, 1965.
- /18/ _____ -- Photomultiplier Manual, RCA - PT 61, 1970.
- /19/ _____ - Electron Tube Manual, Philips, 1962.
- /20/ PRICE, W.J. - Nuclear Radiation Detection. 2a. ed, Mc Graw Hill, Nova Iorque, 1964.
- /21/ FAIRSTEIN, F. - Pulse Amplifier Manual. ORNL-3348, Tenesse, 1962.

6.2 - OBRAS NÃO REFERENCIADAS

CHERRY, E.M. & HOOPER, D.E. - Amplifying Devices and Low-Pass Amplifier Design. John Wiley & Sons, Nova Iorque, 1968.

EMMER, T.L. - Low Noise Transistor Amplifier for Solid State Detectors. IRE Trans. NS-8, N° 1, 1961.

GRAY, P.E. & CAMPBELL, L.S. - Electronic Principles - Physics, Models and Circuits. John Wiley & Sons, Nova Iorque, 1969.

 - Scintillation Preamp-Amplifier - Manual Hewlett Packard, Serie HP 10600, Palo Alto, 1966.

 - Preamplifier 5554 A. Manual Hewlett Packard, Serie 5554 A. - Palo Alto, 1968.

RUSTON, H. & BORDOGNA, J. - Electric Networks Functions, Filters, Analysis. Mc Graw Hill, Nova Iorque, 1966.

Cópias adicionais podem ser solicitadas ao:

Requests for additional copies should be addressed to:

Demandes pour les rapports à:

INSTITUTO DE PESQUISAS RADIOATIVAS
DIVISÃO DE COORDENAÇÃO CIENTÍFICA
Serviço de Publicações
Caixa Postal, 1941
Belo Horizonte-MG
BRASIL

DESENVOLVIMENTO DE UMA SONDA CINTILOMÉTRICA
PARA
ESPECTROMETRIA GAMA

LUIZ MAURÍCIO WANDERLEY DE SOUZA

TESE SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO CURSO DE CIÊNCIAS
E TÉCNICAS NUCLEARES DA UFMG/CNEN, COMO PARTE DOS
REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE
MESTRE EM CIÊNCIAS

ORIENTADOR - Flavio S. de Menezes

INSTITUTO DE PESQUISAS RADIOATIVAS
UFMG - CNEN
BELO HORIZONTE - BRASIL
MAIO - 1972