



Universidade Federal de Minas Gerais  
Departamento de Engenharia Nuclear  
Programa de Pós Graduação em Ciências e Técnicas Nucleares

**Desenvolvimento de Circuito Pré-Amplificador Rápido  
Sensitivo à Carga para Detecção de Radiação Gama.**

**José Carlos da Cunha**

Belo Horizonte junho de 2009



Universidade Federal de Minas Gerais  
Departamento de Engenharia Nuclear  
Programa de Pós Graduação em Ciências e Técnicas Nucleares

## **Desenvolvimento de Circuito Pré-Amplificador Rápido Sensitivo à Carga para Detecção de Radiação Gama.**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Ciência e Técnicas Nucleares como Requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Ciências e Técnicas Nucleares.

Área de concentração: Ciência das Radiações.

Orientador: Prof. Dr. Arno Heeren de Oliveira

Junho de 2009

Aos meus filhos, Letícia e Filipe,  
à minha esposa, Maristela.

# **Desenvolvimento de Circuito Pré-amplificador Rápido Sensitivo a Carga para Detecção de Radiação Gama**

**José Carlos da Cunha**

Dissertação aprovada em 29 de junho de 2009, pela banca examinadora constituída dos seguintes membros:

---

Prof. Dr. Arno Herren de Oliveira - ENU/UFMG  
ORIENTADOR

---

Prof.Dr. Moacir de Souza Júnior

---

Prof.Dr. Gustavo Fernandes de Rodrigues

## **AGRADECIMENTOS.**

Aos professores e funcionários do Departamento de Engenharia Nuclear da UFMG pela recepção e dedicação durante o curso no programa de pós-graduação.

Aos amigos Arione, Fabiano e Mario, doutorandos, pela presteza e cooperação.

Ao Dr. Arno Herren orientador pelo acompanhamento, atenção e confiança durante as fases de execução dessa dissertação.

À empresa DIGIDATA ELETRÔNICA LTDA, em especial ao Técnico Júlio Cláudio Becattini, pela cooperação e empréstimo de seu laboratório e instrumental para execução de parte dos testes deste experimento.

Aos meus parentes, amigos, todos que de alguma forma contribuíram para que este trabalho pudesse ser realizado.

“Se existe uma forma de  
fazer melhor, descubra-a”

Thomas Edison

## Resumo

Este trabalho propõe revisar a contribuição da eletrônica nuclear para análise e aplicação de fenômenos da física nuclear, dando ênfase à recuperação e à reconfiguração de espectrômetros gama diferenciais de ótima qualidade, mas degradados devido à obsolescência de seus circuitos eletrônicos. Para efeito prático, são mostrados os principais métodos de medição de energia de radiação por espectrometria, e de medição de posição para obtenção de imagem. Os métodos nucleares de imagem são comparados com métodos convencionais de análise de altura de pulso, buscando-se confrontar, entre outras informações: (a) resolução em energia, (b) resolução espacial e (c) relação sinal ruído que cada método fornece. São abordadas técnicas de obtenção de histograma de amplitudes, de determinação da posição da interação e de formatação de sinal. Com o uso de um simplificado hardware de aquisição de dados baseado no dispositivo lógico A-101 da Ampetek, esta dissertação apresenta um projeto de implementação de um pré-amplificador digital conectado a um conjunto detector contendo cristal um cintilador de iodeto de sódio dopado com tálio, privilegiando a cadeia eletrônica de detecção de radiação gama formada por um circuito pré-amplificador discriminador e com saída de pulsos ordenados.

## **Abstract**

This paper proposes to review the contribution of electronics for analysis and application of nuclear physics phenomena, emphasizing the recovery and reconfiguration of spectrometers differential range of great quality, but degraded due to obsolescence of their electronic circuits. Practical effect is shown for the main methods of measurement of radiation energy by spectrometry, and measurement of position to obtain the image. The nuclear imaging methods are compared with conventional methods of analysis of pulse height, looking up face, among other information, (a) resolution in energy, (b) spatial resolution and (c) the signal noise that each method provides. Techniques are discussed for obtaining the histogram of amplitudes of determining the position of interaction and signal format. With the use of simplified hardware and data acquisition based on the logical device A-101 of Amptek, this dissertation presents a project to implement the pre-amplifier connected to a digital set crystal scintillate detector containing sodium iodide doped with thallium, favoring chain electronics for the detection of gamma radiation formed by circuit pre-amplifier and discriminator output pulses ordered. The data acquisition is performed in an ordinary personal computer. The goal of this dissertation is to present all the steps necessary for the development of pre-digital amplifier and includes literature, study of equipment, and assembly of electronic circuit, data acquisition in real-time and presentation of results



## SUMÁRIO

ÍNDICE DE TABELAS.....	xi
ÍNDICE DE FIGURAS.....	xii
1 – INTRODUÇÃO.....	1
2 – FUNDAMENTOS TEÓRICO.....	3
2.1- Radioatividade e Decaimento Radioativo.....	3
2.2 - Atividade Radioativa.....	5
2.3 - Interações de Fótons Gama com a Matéria.....	6
2.4 - Detecção de Radiação Gama.....	10
2.4.1 -Cintilador Gama.....	10
2.4.2 -Cristal NaL(Tl).....	14
2.4.3 -Válvula Fotomultiplicadora.....	16
2.4.4 - Pulso Eletrônico.....	18
2.4.5- Estatística de Contagem de Fótons.....	20
2.4.6 -Espectro Gama.....	21
2.5 -Propriedades dos Detectores.....	25
2.6 – Medição de Radiação Gama.....	29
2.6.1 – Processamento no Domínio Analógico.....	30
2.6.2 – Processamento no Domínio Intervalo de Tempo.....	32
2.6.3 – Processamento Digital.....	36
2.6.4 – Medição Sensitiva de Posição.....	38
2.6.4.1- Conceito de Formação de Imagem.....	38
2.6.4.2 - Aplicações da Medição Sensitiva de Posição e Imagem.....	44
2.7 - Pré-amplificador.....	47
2.7.1 – Análise de Ruído em Sistemas Lineares.....	47
2.7.2 – Linearidade e Forma de Pulso.....	50
2.7.3 – Tipos de Pré-Amplificadores.....	54
2.7.4 – Características Gerais dos Pré-Amplificadores.....	56
2.7.4.1 - Amplificação.....	56
2.7.4.2 - Redução de Ruído e Formatação de Sinal.....	58

2.7.4.3 - Acoplamento de Impedância.....	62
2.7.4.4 - Desempenho do amplificador sensível á carga.....	62
3 - MATERIAIS e MÉTODOS.....	65
3.1- Padrão de instrumentação.....	65
3.2 - Desenvolvimento do projeto.....	67
3.3 - Pré-Amplificador Discriminador.....	68
3.4 – Procedimentos de análise de desempenho e parâmetros.....	75
3.4.1 – Procedimentos de Testes Utilizado.....	76
3.4.2 – Parâmetros de avaliação.....	78
3.5 - Instrumentos de geração de pulsos e de medição.....	80
4. RESULTADOS E DISCUÇÕES.....	83
4.1 – Resultados com Gerador de Pulsos.....	83
4.2 – Resultado com Amostra Radioativa.....	85
4.3 – Resultado da análise espectral.....	86
5 . CONCLUSÕES.....	88
REFERÊNCIAS.....	90

## ÍNDICE DAS TABELAS

Tabela 3.1 - Níveis lógicos NIM (negativo/rápido) .....	66
Tabela 3.2 - Níveis lógicos NIM (positivos/lento).....	66
Tabela 3.3 - Níveis lógicos TTL.....	66
Tabela 3.4 - Especificações Técnicas para o componente A-101 [26].....	71
Tabela 3.5 - Especificações de entrada de sinal para o circuito da figura 3.3.....	72
Tabela 3.6- Especificações de saída de sinal para o circuito da figura 6.3. [26].....	72
Tabela 3.7 – Característica de chaveamento TPS2829 (Texas Instrumentos).....	72
Tabela 4.1 - Características de resposta da saída discriminada (A- 101) a funções padrão.....	84
Tabela 4.2 - Características de resposta da saída discriminada (A- 101) a sinal de frequência e nível aleatório.....	86

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1- Sistema de representação da lei fundamental de desintegração.....	6
Figura 2.2- Probabilidade de interação dos fótons gama com a matéria como função da energia do gama e do número atômico do absorvedor.....	6
Figura 2.3- Interação fotoelétrica do fóton gama com elétron das camadas mais internas da eletrosfera com formação de foto-elétron de energia ( $E_e$ ).....	7
Figura 2.4. Interação Compton do fóton gama incidente com o elétron livre ou da última camada (de menor energia de ligação).....	8
Figura 2.5- Espectro teórico de uma fonte de radiação gama monoenergética: (1) fotopico; (2) região Compton; (3) corte Compton; (4) retroespalhamento.....	8
Figura 2.6- Diagrama do processo de Produção de Par.....	9
Figura 2.7 – Detector de cintilação.....	10
Figura 2.8. - Curvas descritivas da forma do sinal luminoso em cintiladores (fluorescência).....	13
Figura 2.9- Ilustração das bandas de energia do cristal NaI cintilador puro (a)e dopado com Tl(b).....	14
Figura 2.10- Coeficiente de atenuação em função da energia do fóton para NaI(Tl).....	15
Figura 2.11- Diagrama de acoplamento óptico de uma válvula foto-multiplicadora típica.....	16
Figura 2.12-Tempo de resposta de uma PMT para um fóton incidente.....	19
Figura 2.13- Forma de distribuição Gaussiana.....	21
Figura 2.14- Efeito da tensão de alimentação da PMT na altura de pulso.....	22
Figura 2.15 –Ilustra processos de absorção de energia de radiação gama pelo cintilador. (A) - Efeito fotoelétrico; (B) - Efeito Compton (com emissão de fóton); (C) – Efeito Compton (com absorção de fóton); (D) – Produção de pares (com aniquilação); (E) –Produção de pares (com aniquilação parcial); (F) – Produção de pares ( com efeito Compton e aniquilação).....	23
Figura 3.16 - Ilustração de eventos ocorridos devido ao espalhamento de raios gama da fonte e no ambiente. (H) – Retroespalhamento Compton; (I) –Efeito Compton em ângulos diferentes de $\pi$ ; (J) –Produção de pares no meio ambiente.....	23
Figura 2.17- Espectro de altura de pulso típico para raios gama para uma fonte e detector blindado (ilustrativo, sem escala).....	24
Figura 2.18- Modelos de comportamento para tempo morto. A) paralizavel e B) não-paralizavel .....	25

Figura 2.19 - Exemplo de curva de resposta de detectores com relativamente boa e má resolução (a).Curva de resposta FWHM (b) .Critérios para discriminação entre duas energias mono energéticas (c).....	27
Figura 2.20- Estrutura básica de um espectrômetro nuclear.....	30
Figura 2.21-Diagrama em blocos do sistema analógico um transdutor gama.....	31
Figura 2.22- Esquema de discriminadores atuando acima de V e abaixo de $\Delta V$ .....	32
Figura 2.23- O espectrômetro <i>kick sorter</i> em atividade.....	33
Figura 2.24- Análise de altura de pulso em função de canais discretos de energia.....	33
Figura 2.25- Diagrama em bloco de um analisador monocanal.....	34
Figura 2.26 -Diagrama em blocos de analisador multicanal básico (MCA).....	34
Figura. 2.27-Princípio de conversão ADC, técnica Wilkinson.....	35
Figura 2.28-Diagrama de um sistema analisador multicanal no domínio digital.....	37
Figura 2.29- Princípio da tomografia longitudinal .....	39
Figura 2.30- Múltiplas trajetória de raio-soma $p(x_r, \varphi)$ .....	40
Figura 2.31-Determinação da projeção ( $p=raio-soma$ ) e o coeficiente de atenuação ( $\mu$ ). Para objetos não homogêneos, é necessário determinar a distribuição $\mu(x, y)$ .....	41
Figura 2.32-Esquema ilustrativo de direção de projeção de raio-soma agrupadas em sinograma.....	43
Figura 2.33- (a) Múltiplas trajetória de raio-soma $p(x_r, \varphi)$ –(b) Sinograma.....	43
Figura 2.34- Diagrama em blocos de um mini-tomógrafo raios-x e gama.....	44
Figura 2.35- Modelo equivalente de um pré-amplificador linear.....	46
Figura 2.36- Circuito diferenciador e integrador.....	50
Figura 2.37-Diferenciação e integração de um sinal de pulso do detector.....	51
Figura 2.38- Modelo equivalente de um sistema de detecção, Q (carga).....	50
Figura 2.39- Pré-amplificador sensível a carga em um esquema elétrico simplificado.....	51
Figura 2.40- Configuração básica de pré-amplificador sensível a tensão.....	53
Figura 2.41- Modelo simplificado de um detector.....	54
Figura 2.42- Configuração básica de pré-amplificador sensível a carga.....	54
Figura 2.43- Esquema de um pré-amplificador sensível a carga com realimentação negativa ...	57
Figura 2.44- Pulso de tensão de saída típico para um pré-amplificador sensível a carga (a) e pré-amplificador sensível a carga com realimentação resistiva (b).....	57
Figura 2.45- Medições de baixas e altas taxas de eventos em pré-amplificadores sensíveis a carga realimentados resistivamente.....	58

Figura 2.46- Formas de onda de um impulso (a) e resposta após a integração no pré-amplificador real (b).....	59
Figura 2.47 - Estágio de filtragem tipo $(CR)^2$ -RC para a geração do formato semi gaussiano..	60
Figura 2.48 - Formas de onda de resposta normalizadas para diferentes valores de constantes de tempo da filtragem tipo $(CR)^2$ -RC.....	61
Figura 2.49 - Ilustra forma de onda de tensão saída do detector (a). Pulsos após filtros RC(b)...	62
Figura 2.50- Configuração típica de um pré-amplificador sensível à carga de ultra baixo ruído pra aplicação em detectores de radiação.....	63
Figura 3.1 - Componente eletrônico A-101.....	68
Figura 3.2. Diagrama em blocos de um pré-amplificador sensível a carga e discriminador.....	70
Figura 3.3 - Diagrama do circuito eletrônico do pré-amplificador sensível a carga.....	70
Figura 3.4 - Diagrama de tempo de chaveamento (TPS2829 –Texas Inst).....	73
Figura 3.5 - Imagem do pré-amplificador (a direita) e fonte de alimentação (a esquerda).....	75
Figura 3.6 - Imagem comparativa com pré-amplificador CANBERRA modelo 205.....	75
Figura 3.7 - Diagrama em blocos para medição de resposta do pré-amplificador a uma excitação de entrada.....	76
Figura 3.8 - Diagrama em blocos para medição de resposta discriminada.....	76
Figura 3.9 - Diagrama em blocos do sistema de espectrometria gama com pré-amplificador discriminador.....	77
Figura 3.10 - Tempo de subida típico em função da capacitância de entrada.....	77
Figura 3.11 Sinal resposta esperado a uma excitação. (a) função degrau e (b) onda quadrada ....	79
Figura 3.12 - Diagrama em blocos de sistema de teste pulsos aleatórios.....	79
Figura 3.13 - Formas de onda de resposta a um impulso do pré-amplificador.....	80
Figura 3.14 - Instrumental usado para teste e ajustes técnicos de eletrônica.....	81
Figura 3.15 - Sistema de detecção de radiação e eletrônica nuclear.....	82
Figura 4.1 - Imagem de resposta a uma forma de onda quadrada de entrada.....	83
Figura 4.2 - (a) Resposta a um sinal senoidal. (b) Resposta a uma forma de onda quadrada. (c) Resposta a uma forma de onda dente de serra. (d) Resposta a um impulso.....	84
Figura 4.3 - (a) Sinal de saída da fotomultiplicadora (entrada pré-amplificador). (b) Sinal da saída OC- Pino 6. (C) Sinal de saída discriminado – pino 5. (d) Sinal de saída em resposta a sinal aleatório de baixa amplitude.....	85
Figura.4.4 - Espectro do $^{137}\text{Cs}$ obtido no LabNuclear UFMG.....	87



# 1 - INTRODUÇÃO

O método de análise analítico é uma metodologia flexível de tomada de decisão que auxilia na definição de prioridades, possibilitando a escolha da melhor alternativa, quanto a aspectos qualitativos e quantitativos. Permite decompor uma situação complexa e não estruturada nos seus componentes, considerando as suas características físicas e químicas. Como exemplo, os métodos de fluorescência e absorção de raios gama, usados na *espectrometria gama*, sendo um dos métodos mais antigos de detecção de radioatividade, e um dos mais modernos também.

Através do método analítico, podem-se classificar as partes ou variáveis segundo uma ordem estabelecida. Atribuir valores numéricos à importância relativa de cada variável e determinar as variáveis que tem maior ou menor prioridade, de forma a estabelecer critérios de decisão.

Os métodos analíticos são classificados, geralmente, como *Clássicos*, que são usualmente obtidos empregando, por exemplo, técnicas de precipitação, extração ou destilação; ou *Instrumentais*, que consistem em converter a informação armazenada nas características físicas e químicas do analito, em informação que possa ser manipulada e interpretada pelo homem, como a corrente elétrica.

Notadamente no século XX e neste início do século XXI, o desenvolvimento das indústrias eletrônicas e de computação, possibilitou um crescimento dos instrumentos analíticos. Os modernos instrumentos analíticos contêm ou estão conectados a um ou mais dispositivos eletrônicos sofisticados e conversores de domínio de dados, como exemplo, a tomografia computadorizada [SKOOG, 2002].

Na técnica de processos, ainda não se conseguiu uma linguagem uniforme para o campo da técnica de medição. Para que seja possível estabelecer as capacidades e as limitações dos instrumentos analíticos modernos, é necessário o desenvolvimento e uma compreensão qualitativa de como funcionam esses dispositivos eletrônicos e o que eles podem fazer, por exemplo, dos sistemas de processamento para medidas de radiação *nuclear*. Em vez de convergirem num apuramento técnico excessivo da



abordagem tradicional analógica, suportada por mais de meio século de estudo e desenvolvimento intensivos, estes sistemas vêm a sua estrutura funcional ser integralmente repensada e reformulada com base na versatilidade que a revolução digital permite.

Após uma fase inicial, com duração de aproximadamente 20 anos, em que as soluções tecnológicas desenvolvidas tendiam a ficar aquém das especificações exigidas em espectrometria, tem-se agora uma generalização do desenvolvimento de novos sistemas de processamento digital nas suas diversas formas, com um conjunto igualmente surpreendente de novas capacidades. São exemplos a formatação quase-ideal, a rejeição e correção do empilhamento de Impulsos, a discriminação de tempo de subida, largura do impulso, melhoria da relação sinal ruído etc.

Este trabalho visa desenvolver um sistema de pré-amplificação na aquisição de dados para processamento digital de impulsos, bem como estudar novas soluções para as limitações externas e intrínsecas em aplicações para espectrometria e para processos de aquisição de imagens com base na física nuclear. A capacidade de um sistema dessa natureza permite analisar novos métodos de apuramento da resolução espectral, mediante ao estudo e à correção de erros estatísticos, déficit balístico provenientes dos detectores cintiladores e eletrônica associada.

## 2 - FUNDAMENTOS TEÓRICOS

### 2.1 - Radioatividade e decaimento radioativo

Toda a matéria existente na natureza é constituída de átomos com suas combinações. O átomo é basicamente formado por um núcleo composto de partículas de carga positiva, denominadas prótons, de partículas praticamente de mesma massa, mas sem carga, denominadas nêutrons, e de uma eletrosfera ao redor do núcleo composta por partículas de carga negativa, denominadas elétrons [EVANS, 1955].

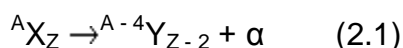
Um processo radioativo é uma transição espontânea por meio da qual o núcleo emite partículas subatômicas [KAPLAN, 1962]. Originalmente, três tipos de radiação foram descobertos:

- Raios -  $\alpha$  (núcleo de Hélio com 2 prótons e 2 nêutrons)
- Raios -  $\beta$  (elétrons)
- Raios -  $\gamma$  (fótons)

Mais tarde foram encontradas outras partículas como nêutrons, prótons, pósitrons e neutrinos que também são emitidas por algum núcleo decaindo.

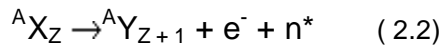
Quando um núcleo emite partículas subatômicas, sua configuração, estado e identidade podem mudar, exceto para decaimento gama ( $\gamma$ ), em que o núcleo mantém a identidade. Todos os outros decaimentos transformam o núcleo em um núcleo totalmente diferente. Este processo é chamado de decaimento radioativo.

No *decaimento  $\alpha$* , o núcleo emite uma partícula  $\alpha$ , composta de dois prótons e dois nêutrons, que corresponde ao um núcleo de hélio (He):

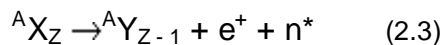


Há três tipos de decaimento beta: decaimento de elétron ( $\beta^-$ ), captura de elétrons e decaimento de pósitron ( $\beta^+$ ).

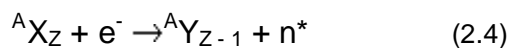
Quando o número de nêutrons é grande comparado ao número de prótons, o núcleo correspondente pode ser instável e o número de nêutrons pode ser diminuído pela transformação de um nêutron em um próton. Essa transformação é acompanhada da emissão de um elétron ( $\beta^-$ ) (carga negativa) e de um anti-neutrino ( $\bar{n}$ ):



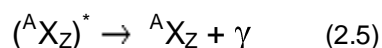
Quando o número de prótons é relativamente grande comparado ao número de nêutrons, o núcleo correspondente pode ser instável e o número de prótons pode ser diminuído pela transformação de um próton em um nêutron. Essa transformação é acompanhada da emissão de um pósitron, partícula idêntica ao elétron, exceto pela carga, que é positiva ( $\beta^+$ ), e de um neutrino ( $n$ ):



Os elétrons das camadas mais internas dos átomos podem se aproximar do núcleo. Um próton do núcleo pode capturar um desses elétrons e o processo chama-se *captura eletrônica*. Como consequência, o núcleo irá a um estado excitado. O resultado é a substituição de um próton do núcleo por um nêutron:



Quando um núcleo sofre decaimento alfa ( $\alpha$ ) ou beta ( $\beta$ ), deixa o núcleo produto em um estado excitado. Esse, então, ao passar ao estado fundamental, emite radiação gama de natureza eletromagnética. Um fóton gama ( $\gamma$ ) tem massa (de repouso) nula e carga também nula, de modo que a emissão de um fóton gama ( $\gamma$ ) por um núcleo não tem efeito sobre a sua identidade atômica.



## 2.2 - Atividade radioativa

A instabilidade nuclear é tratada pelas leis da estatística da radioatividade. Aplica-se em qualquer processo radioativo, sem que seja necessário levar em conta a natureza da partícula emitida ou mecanismo do processo [PESSOA, 1978].

O decaimento de cada núcleo radioativo é acompanhado pela emissão de uma partícula (alfa, beta e gama). O número total das partículas emitidas ( $dN_r$ ) constitui a quantidade de radiação emitida de uma amostra de ( $N$ ) núcleos radioativos no intervalo de tempo ( $dt$ ).

$$dN_r = -\lambda N dt \quad (2.6)$$

A quantidade ( $\frac{dN_r}{dt}$ ) é chamada de *atividade*  $A(t)$ .

$$A(t) = -\lambda N_0 e^{-\lambda t} \quad (2.7)$$

Assim, a atividade associada a um tipo de núcleo numa dada amostra diminui na mesma proporção e com a mesma meia vida do número de núcleos presentes. A atividade é expressa em Curies:

$$Ci = 3,7000 \times 10^{10} \text{ d.p.s (desintegrações por segundo)}$$

Em função da atividade, defini-se:

- *Meia-vida* do decaimento radioativo é definida como intervalo de tempo em que o número inicial de núcleos radioativos é reduzido à metade.
- *Vida-média* é definida como o tempo médio de sobrevivência de um núcleo radioativo.
- A constante de decaimento é ( $\lambda$ ).

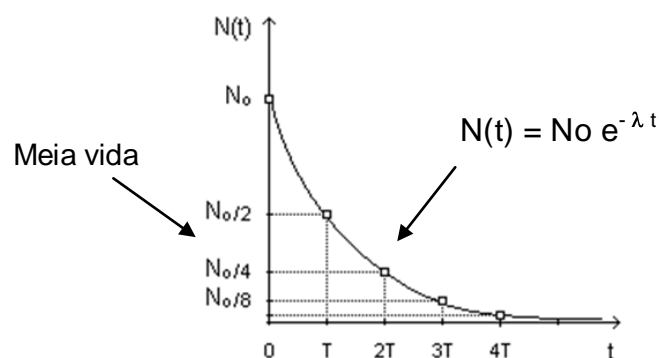


Figura 2.1- Sistema de representação da lei fundamental de desintegração. [KAPLAN, 1962].

## 2.3 - Interação de fótons gama com a matéria

Embora um grande número de interações seja conhecido para fótons com a matéria, as mais importantes são: *efeito fotoelétrico*, *espalhamento Compton* e *produção de pares* (MEYERHOF, 1967). A probabilidade de ocorrência dos 3 (três) processos é função do número atômico (  $Z$  ) do alvo e da energia do fóton gama incidente (figura 2.2). Esses processos levam a uma transferência de energia total ou parcial para a matéria.

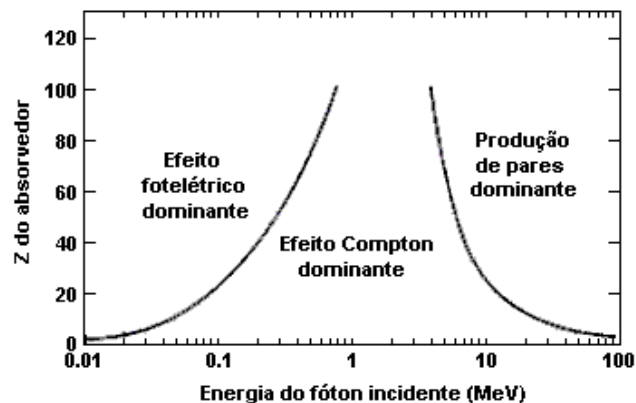


Figura 2.2 – Probabilidade de interação dos fótons gama com a matéria como função da energia do gama e do número atômico do absorvedor.[MEYERHOF, 1967].

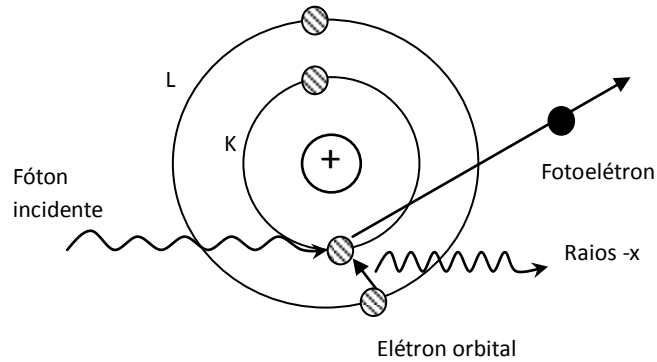
No processo de absorção por *efeito fotoelétrico*, um fóton é totalmente absorvido por um elétron das camadas de maior energia do átomo. No seu lugar, um fotoelétron rápido é ejetado do átomo. A interação acontece com o átomo como um todo e não pode ocorrer com elétrons livres, uma vez que um elétron livre não pode absorver um fóton sem que o momento não seja conservado. A energia do fotoelétron ( $E_e$ ) é dada por [LAMARSH, 1983]:

$$E_e = h\nu - E_b \quad (2.8)$$

Onde:  $E_e$  - energia do fotoelétron

$E_b$  - energia de ligação do elétron

$h\nu$  - energia do fóton (  $h$  - constante de Planck e  $\nu$  - frequência)



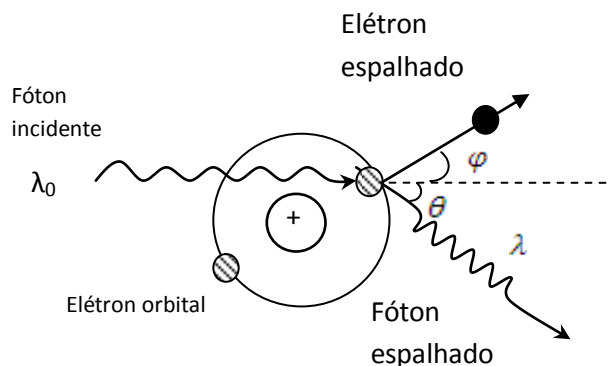
**Figura 2.3 – Interação fotoelétrica do fóton gama com elétron das camadas mais internas da eletrosfera com formação de foto-elétron de energia ( $E_e$ ). [LAMARSH, 1983]:**

A interpretação mais comum para o *efeito Compton* é que o fóton incidente transfere parte de sua energia para o elétron (supostamente em repouso) que é ejetado ( $\varphi$ ) com uma determinada energia cinética, e o fóton é espalhado em um ângulo ( $\theta$ ) em relação a sua direção inicial. Como consequência, o fóton espalhado terá uma energia menor que a energia incidente e, portanto, comprimento de onda ( $\lambda$ ) maior que o comprimento de onda do fóton incidente ( $\lambda_0$ ) [MEYERHOF, 1967].

$$\lambda = \lambda_0 + \frac{h}{m_0 c} (1 - \cos\theta) \quad (2.9)$$

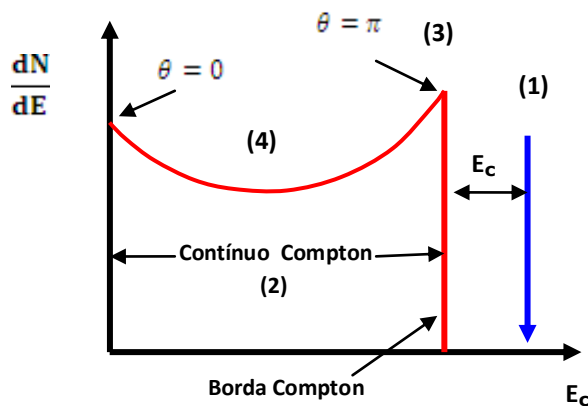
Em termos de energia de fóton incidente ( $E_{\gamma_0}$ ) e energia de fóton espalhado ( $E_{\gamma}$ ), a equação 2.9 pode ser escrita como:

$$E_{\gamma} = E_{\gamma_0} \left[ 1 + \frac{E_{\gamma_0}}{m_0 c^2} (1 - \cos\theta) \right]^{-1} \quad (2.10)$$



**Figura 2.4 – Interação Compton do fóton gama incidente com o elétron livre ou da última camada (de menor energia de ligação). [LAMARSH, 1983].**

A figura 2.5 mostra a dependência da energia do fóton espalhado com ângulo de espalhamento ( $\theta$ );

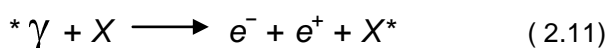


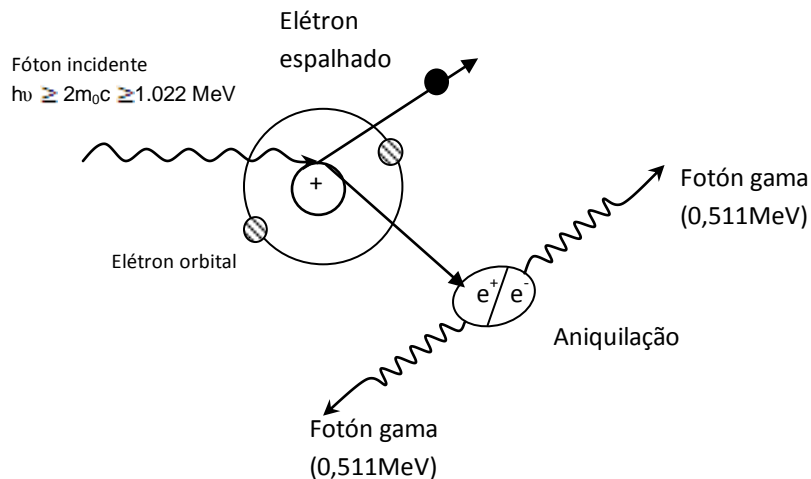
**Figura 2.5 – Espectro teórico de uma fonte de radiação gama monoenergética: (1) fotopico; (2) região Compton; (3) corte Compton; (4) retroespalhamento. [LAMARSH, 1983].**

Um ângulo de espalhamento do fóton, no qual  $\theta \approx 0$ . As equações fornecem que  $E \approx E_0$  e  $E_e \approx 0$ . Nessa situação, o elétron que interagiu com o fóton tem uma energia pequena e o fóton espalhado tem, aproximadamente, a mesma energia do fóton incidente.

Uma colisão frontal do fóton, ou seja,  $\theta = \pi$ . Neste caso, o fóton é retroespalhado na mesma direção de sua incidência inicial. Esse extremo representa o máximo de energia que pode ser transferido a um elétron numa interação Compton.

A *produção de pares* é o processo que resulta quando a energia do fóton supera duas vezes a massa de repouso do elétron (0,511 MeV). Ela pode dar origem a um par elétron-pósitron, nas proximidades do núcleo do átomo, para  $h\nu \geq 2m_0c^2$  (1.022MeV) [LAMARSH, 1983].





**Figura 2.6 – Diagrama do processo de Produção de Par.** [LAMARSH, 1983].

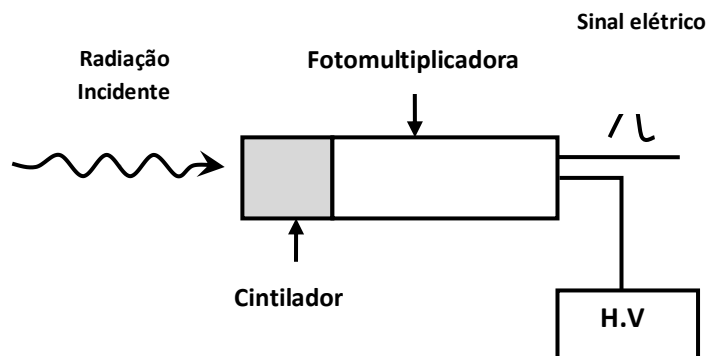
No final de seu percurso, o pósitron, ao atingir uma energia cinética suficientemente baixa, interage com um elétron e ambas as partículas desaparecem, originando dois fótons com uma energia de 0,511 MeV cada. Um ou ambos desses fótons da aniquilação podem escapar do material (escape simples ou escape duplo), ou podem ser absorvidos no material pelos processos Compton e fotoelétrico.

A seção de choque para a formação de pares é proporcional a  $Z^2$  (em que Z é número atômico do meio). O efeito da produção de pares é predominante para energias da ordem de 10 MeV.

## 2.4 - Detecção de radiação gama

O estudo e uso da radioatividade em pesquisa ou com outras finalidades dependem da detecção quantitativa e da medida de radiação. Em sentido amplo, caracteriza-se detecção na mudança da natureza de um sinal em outro mensurável. Um completo sistema de detecção de radiação é composto por um detector de radiação, por exemplo o detector cintilador e fotomultiplicadora, e por um sistema de processamento de sinal, por exemplo a eletrônica nuclear.





**Figura 2.7 – Detector de cintilação.** [KNOLL, 1989]

A ionização é o princípio físico para operação de detecção para praticamente todos os instrumentos de medição de energia radioativa, inclusive os de detecção de radiações não carregadas (raios X e raios  $\gamma$ ), que fornecem energia a partículas carregadas que causam ionização. A intensidade de carga produzida é coletada sob a influência de um campo elétrico.

Portanto, os instrumentos detectores diferem em função do material no qual a ionização é produzida. Especificamente neste trabalho, será considerada a detecção por *método de cintilação*, cujo material básico é o fósforo [KNOLL, 1989].

### 2.4.1 - Cintilador gama

A luminescência produzida quando a radiação atinge um material fosforescente representa um dos métodos mais antigos de detecção de radioatividade, porém um dos mais aplicados na atualidade.

Detectores cintiladores são materiais que convertem a energia dos fótons gama em luz, de comprimento de onda na faixa do ultravioleta e da luz visível ( $\lambda \cong 415$  nm). Basicamente, os sensores cintiladores sólidos usam *fósforos orgânicos* ou *inorgânicos* acoplados a sensores de luz, geralmente válvulas fotomultiplicadoras (PMT) sensíveis à faixa ultravioleta e/ou a luz visível, que são transdutoras de luz em picos de tensão elétrica.

Emitir luz em consequência da absorção de energia é uma propriedade presente na maioria dos materiais. Um átomo que perde elétrons fica em estado excitado, e um dos mecanismos para retornar a um estado estável envolve emissão de luz. Nos detectores cintiladores, é justamente essa luz emitida que permite a detecção de partículas ionizantes. Para ser utilizável como cintilador, um material deve reunir as seguintes propriedades:

- Converter a energia cinética de partículas absorvidas em fótons com boa eficiência.
- A quantidade de fótons gerados deve ser linearmente proporcional à energia absorvida.
- Ser transparente aos fótons por ele gerados, de modo que a luz possa ser transmitida a um dispositivo capaz de captá-la.
- O processo de emissão deve ter curta duração, para que seja viável a contagem de partículas.

Essas propriedades restringem os cintiladores a algumas classes já bem conhecidas, embora o desenvolvimento de novos cintiladores continue desde a descoberta dos primeiros (cristais orgânicos, líquidos e plásticos, cristais inorgânicos, vidros e gases). Existem dois tipos básicos de cintiladores usados em detecção nuclear [KNOLL, 1989], cujo mecanismo de cintilação são diferentes:

- a) *Inorgânico*, de resposta mais lenta, maior altura de pulso, alto rendimento foto eletrônico e ótima linearidade, como é o caso do iodeto de sódio contendo traços de tálio, cristal **Nal(Tl)**, maior transparência.
- b) *Orgânico*, em matriz plástica, de resposta rápida, mas de baixo rendimento fotônico, menor altura de pulso, menos transparente.

Os cristais inorgânicos de número atômico ( $Z$ ) alto e de alta densidade volumétrica, como o Nal(Tl), são indicados para radiações gama e os compostos orgânicos, para detecção de partículas beta e de nêutrons rápidos.

A grande vantagem de se usar o cristal Nal(Tl) é sua alta densidade ( $3,667 \text{ g/cm}^3$ ), pois o uso de absorvedores mais densos implica maior taxa de absorção e, portanto, maior

eficiência de detecção. Na figura, está esquematizada a transformação de raio gama em fótons visíveis no cristal cintilador.

Os princípios físicos que possibilitam a conversão em luz, no interior do cintilador são: *fluorescência*, *fosforescência* e *fluorescência retardada*.

Nas transições entre níveis, o excesso de energia é emitido na forma de fótons. O intervalo de tempo necessário entre às transições é da ordem de nano-segundos, e o processo é chamado de *fluorescência*.

É também possível que um elétron realize transição a um estado metaestável, e mantenha-se nesse estado por um intervalo de tempo bem maior, antes de decair com emissão de fóton. Nesse caso a emissão é retardada: o intervalo entre absorção de energia pelo átomo e emissão do fóton pode levar desde alguns microsegundos até horas, dependendo do material. Este processo é chamado de *fosforescência*.

Uma maneira de descrever o sinal luminoso é representá-lo por decaimento exponencial :

$$N(t) = \frac{N_0}{\tau_d} e^{-\left(\frac{t}{\tau_d}\right)} \quad (2.12)$$

Onde:

$N(t)$  - número de fótons emitido no instante  $t$ ,

$N_0$  - o número total de fótons emitidos;

$\tau_d$  - constante de tempo característica do processo.

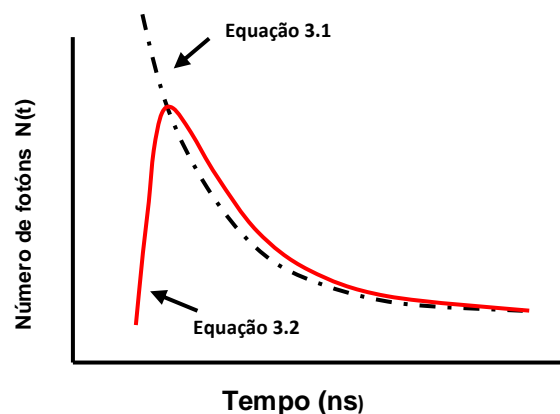


Figura 2.8 - Curvas descritivas da forma do sinal luminoso em cintiladores ( fluorescência). [KNOLL, 1989],

Observa-se que o tempo de subida (figura 2.8) é muito menor que a duração total do pulso, por isso este tempo é desprezado no modelo representado pela equação (2.12). Isso equivale a admitir que o tempo de população dos estados excitados é muito menor que o tempo de transição entre estados. Entretanto, em alguns cintiladores o tempo de população não é desprezível. Uma expressão mais abrangente para a forma do sinal pode ser determinado pela equação (2.13)

$$N(\tau) = \frac{N_0}{(\tau_1 - \tau_2)} \left[ e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_1}\right)} - e^{-\left(\frac{\tau}{\tau_2}\right)} \right] \quad (2.13)$$

Onde:

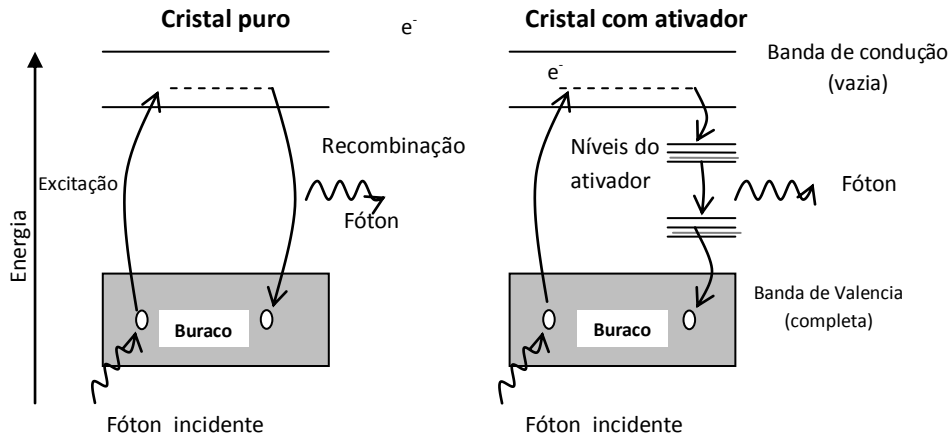
$\tau_2$  - constante de tempo para o processo de população de estados excitados.

As equações (2.12) e (2.13) correspondem satisfatoriamente às formas de sinal observadas experimentalmente. Valores para as constantes de tempo são ajustadas para os cintiladores e divulgadas pelos fabricantes.

## 2.4.2 - Cristal NaI(Tl)

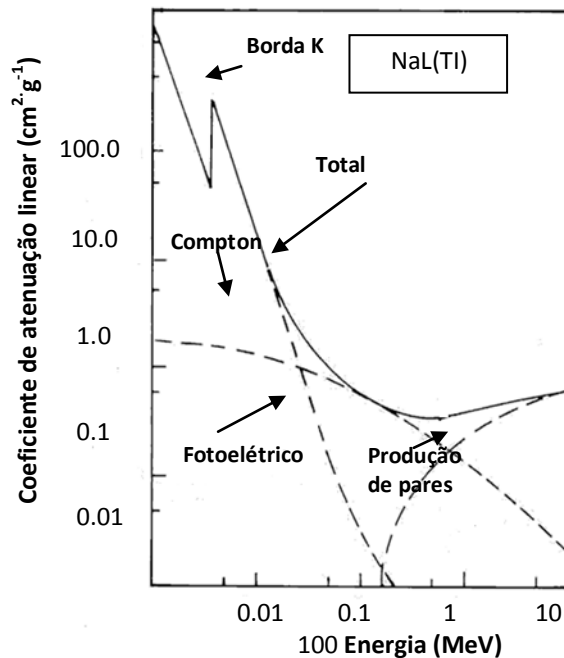
A presença de uma pequena quantidade do tálio (Tl) no cristal de iodeto de sódio (NaI) introduz níveis metaestáveis (armadilhas) nas bandas proibidas existentes (cristal em estado puro); essa dopagem é responsável pelas cintilações na faixa do ultravioleta e luz visível dentro do cristal (figura 2.9).

Os cristais cintiladores de NaI(Tl) estão envolvidos por uma camada de óxido de Alumínio ( $Al_2O_3$ ) que reflete as cintilações em direção a um tubo fotomultiplicador (PMT). O conjunto sensor gama descrito é formado de um cristal de iodeto de sódio dopado com tálio (NaI(Tl) acoplado opticamente a uma válvula fotomultiplicadora (PMT) polarizada com alta tensão [KNOLL, 1989].



**Figura 2.9.** – Ilustração das bandas de energia do cristal NaI cintilador puro (a) e dopado com TI (b). [KNOLL, 1989].

No cristal de NaI(TI), o efeito fotoelétrico é predominante para raios gama com energia menores que 260 keV e o efeito Compton para energias entre 260 keV e 6900 keV. A produção de par predomina sobre os outros dois efeitos para raios gama com energias maiores que 6900 keV. A figura 2.9 mostra os coeficientes de absorção devido aos três efeitos em função da energia da radiação gama.



**Figura 2.10** – Coeficiente de atenuação em função da energia do fóton para NaI(TI).[KAPLAN, 1962].

As características do cristal cintilador de composição inorgânica de NaI dopado com TI são [KNOLL, 1989]:

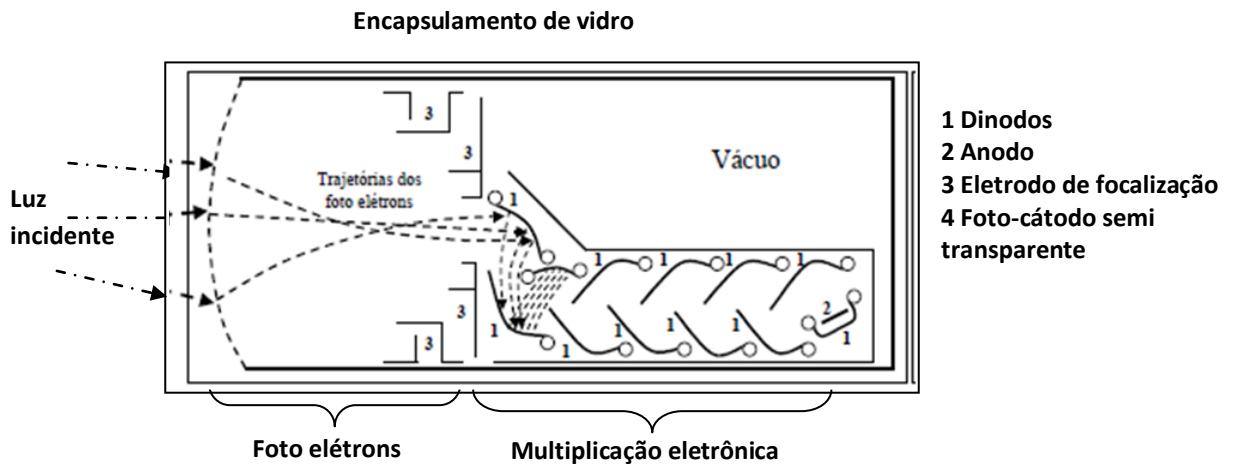
- a) densidade específica =  $3,67 \text{ g.cm}^{-3}$ .
- b)  $n^\circ$  atômico Z médio = 50
- c) tempo de recuperação = 0,5 s
- d) constante de decaimento = 0,23 s, considerado longo para algumas aplicações
- e) rendimento luminoso total em fótons por MeV: 38000
- f) resposta (função de transferência) muito próxima do linear, na faixa de energia de interesse de 0,3 a 3 MeV.

O cristal de NaI(Tl) é frágil, rompendo-se com facilidade por choque mecânico ou térmico. Também é altamente higroscópico, liquefazendo-se em questão de horas, caso seu invólucro de alumínio seja rompido e o conteúdo, exposto a umidade atmosférica. Além disso, é altamente tóxico, devido à presença do elemento dopador tálio (Tl).

### 2.4.3 - Válvula foto-multiplicadora (PMT)

O uso de qualquer cintilador deve estar sempre associado a um elemento foto sensor que converte o pulso de luz num sinal elétrico apropriado. Essa função é feita pelo tubo fotomultiplicador (PMT) ou válvula fotomultiplicadora. Para a maioria dos sensores, a janela óptica está na faixa do ultra violeta ( $\lambda \cong 440 \text{ nm}$ ). Uma quantidade de luz produzida pelas cintilações é transmitida para o fotocatodo de uma válvula fotomultiplicadora, que converte parte da energia dos fótons incidentes em elétrons (por efeito fotoelétrico). Os elétrons produzidos no fotocatodo são acelerados direto para o primeiro dinodo. A multiplicação de elétrons é feita por cada dinodo, por emissão de elétrons secundários. O fator de multiplicação ( $m_i$ ) [7] de cada dinodo é aproximadamente proporcional à tensão interdinodica aplicada entre os dinodos (figura 2.11). Portanto, a fonte de alimentação tem que se manter regulada para que a variação de  $m_i$  seja mínima; a multiplicação total de elétrons pode ser dada pelo número de dinodo ( $K$ ) multiplicado pelo fator de multiplicação ( $m_i$ ).

$$\text{Multiplicação total de elétrons} \xrightarrow{N^\circ \text{ de elétrons}} \prod_{i=1}^{(i=k)} m_i \quad (2.14)$$



**Figura 2.11 – Diagrama de acoplamento óptico de uma válvula foto-multiplicadora típica.[KNOLL, 1989].**

A carga final após a multiplicação entre cada estágio de dinodos é coletada no anodo, gerando um sinal de amplitude proporcional a energia luminosa da cintilação do cristal, que por sua vez é proporcional a energia perdida pela radiação incidente que produziu a cintilação.

O processo dinâmico que caracteriza o comportamento operacional de uma válvula fotomultiplicadora pode ser equacionado e analisado de forma independente, e quantificada pelos fatores descritos a seguir [LIMA, 2008]:

- a) Se um fóton de energia ( $E_\gamma$ ) interage com um cristal e produz a liberação de ( $N_0$ ) fótons de fluorescência de energia individual ( $E$ ), característica do cristal, a *energia total luminosa* emitida será:

$$E_{\text{total}} = N_0 \cdot E_\gamma \quad (2.15)$$

- b) O fator *rendimento luminoso* ( $\lambda$ ) do cristal é encontrado relacionado à energia do fóton ( $E_\gamma$ ) e à energia total ( $E_{\text{total}}$ ). Para efeitos práticos para o cristal NaL(Tl) e no máximo 0,1.

$$\lambda = \frac{E_\gamma}{E_{\text{total}}} \quad (2.16)$$

- c) O fator *rendimento óptico* ( $\omega$ ) refere-se à relação entre o número de fótons que atingem o catodo ( $N_1$ ) com números de fótons de fluorescência ( $N_0$ ). Para o cristal NaL(Tl) em condições ótimas, é de 0,5.

$$\omega = \frac{N_1}{N_0} \quad (2.17)$$

O fator *rendimento quântico* ( $\xi$ ) do foto-catodo quantifica quantos fótons luminosos ( $N_0$ ) vão produzir o efeito fotoelétrico, em função de uma quantidade de fotoelétrons liberados ( $N_2$ ). Para o antimônio-césio, esse fator é próximo de 0,1.

$$\xi = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.18)$$

d) O fator de rendimento de coleta ( $\chi$ ) de cargas estabelece a relação entre os fotoelétrons emitidos ( $N_2$ ) e o número de elétrons ( $N_3$ ) que atingem o primeiro dinodo. Pode ser próximo da unidade.

$$\chi = \frac{N_3}{N_2} \quad (2.19)$$

e) O parâmetro de ganho ( $G$ ) total é dimensionado em função do número de dinodos ( $n$ ) e função do ganho ( $A$ ) de cada dinodo.

$$G = n.A \quad (2.20)$$

f) Pode-se calcular a carga total ( $Q$ ) no anodo, em função dos parâmetros e fatores descritos:

$$Q = N_0 \cdot \omega \cdot \xi \cdot \chi \cdot G \cdot e \quad (2.21)$$

Onde  $e$  = carga do elétron.

## 2.4.5 – Pulso eletrônico

A formação do sinal para medição é uma propriedade do detector. A escolha do tipo de sinal é determinada pelos mecanismos de interação intrínseca dos detectores e pelo sistema operacional de processamento de sinal, podendo ser elétrico ou não elétrico e com saída diferencial ou integral.

Há três modos de operação com sinais elétricos:

- a) pulso;
- b) corrente;
- c) média quadrática da tensão (*MSV mean square voltage*).



Há dois fatores que controlam a forma do pulso eletrônico [NICHOLSON, 1974] na saída de uma válvula fotomultiplicadora, em um sistema de detecção por cintilação, sendo:

- a) Tempo de decaimento da cintilação.
- b) A constante de tempo do circuito RC (resistor e capacitor) de saída do sinal elétrico da fotomultiplicadora.

Considerando  $n_p$  o número de átomos no material cintilador, o número de elétrons que alcançam o coletor é dado por:

$$n_p \varepsilon_c \varepsilon \prod_{i=1}^k m_i e^{-t/t_d} \quad (2.22)$$

onde:

$\varepsilon$  - é o número de elétrons produzidos no fotocatodo por fóton incidente.

$\varepsilon_c$  - eficiência de detecção do fotocatodo (absorção de fótons).

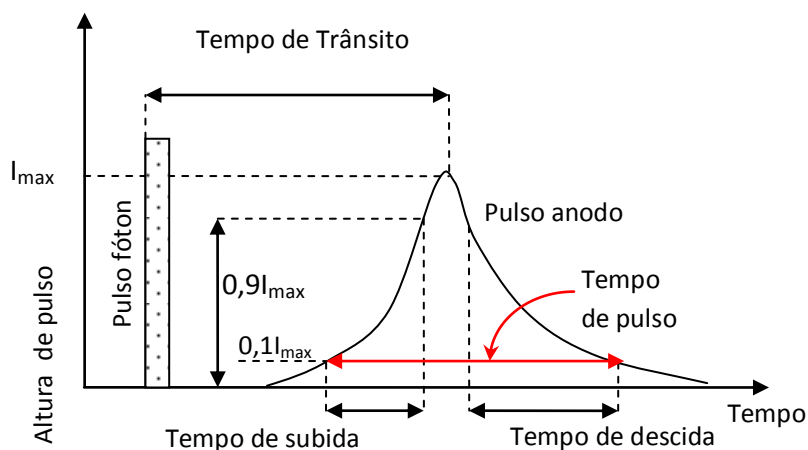
$\prod m_i$  - produto de multiplicação de todos os dinodos.

Considerando-se que há um momento em que não há propagação de elétrons no fotomultiplicador, a proporção de decaimento da carga (descarga) no coletor é determinada pelo termo  $e^{-t/RC}$ . Portanto, a equação do número de elétrons no capacitor em função do tempo é determinado por:

$$N(t) = n_p \varepsilon_c \varepsilon \prod m_i \left( \frac{RC}{RC - \tau} \right) (e^{-t/RC} - e^{-t/t_d}). \quad (2.23)$$

Dividindo essa equação por  $c$  e multiplicando por  $e$ , obtemos uma equação de tensão .

$$V(t) = \frac{n_p \varepsilon_c \varepsilon \prod m_i}{c} . e \left( \frac{RC}{RC - \tau} \right) (e^{-t/RC} - e^{-t/t_d}) \quad (2.24)$$



**Figura 2.12 - Tempo de resposta de uma PMT para um fóton incidente.** [NICHOLSON, 1974]

Analisando a equação 2.24, observa-se que a amplitude do pulso  $V(t)$  depende da constante de decaimento da cintilação e da constante de tempo RC, caracterizando o pulso eletrônico nuclear.

## 2.4.6 - Estatística de Contagem de Fótons

Os pulsos elétricos produzidos individualmente para cada fóton de radiação absorvido pelo detector transdutor são contados e registrados por unidade de tempo pela eletrônica associada em um processo essencialmente estatístico. A informação quantitativa sobre as velocidades de decaimento é obtida pela contagem desses pulsos por um período de tempo específico.

O processo de decaimento radioativo, devido a seus eventos discretos que não variam continuamente da mesma forma que variam os erros indeterminados, impossibilita uma distribuição simétrica em torno da media, ou seja, uma distribuição gaussiana [SKOOG, 2002]. Para descrever o comportamento radioativo, é necessário aplicar uma distribuição estatística de Poisson (simétrica e descontínua).

$$p(x) = \frac{(pN)^x e^{-pN}}{x!} \quad (2.25)$$

onde:  $pN$  – número médio verdadeiro de contagem em um período.

$x$  – probabilidade de contagem em um período.

Nota-se que a distribuição binomial possui dois parâmetros: o número de tentativas ( $N$ ) e a probabilidade individual de sucesso ( $p$ ). Pode-se notar que apenas um parâmetro é necessário na distribuição de Poisson, o produto  $pN$ . Esta é uma simplificação muito útil em espectrometria porque precisa-se conhecer apenas o valor médio da distribuição para reconstruir sua amplitude  $P(x)$  para todos os outros valores do argumento  $x$ .

Sabe-se, empiricamente, que o tamanho dos pulsos de corrente resultantes da absorção dos sucessivos fótons de raios gama de idêntica energia pelo transdutor não será exatamente o mesmo. As variações aparecem porque a ejeção dos fotoelétrons e sua subsequente geração de elétrons de condução são processos aleatórios governados pelas leis das probabilidades.

Assim, é observada uma distribuição próxima à gaussiana das alturas de pulsos em torno da media. A forma da distribuição Gaussiana é mostrada na figura 2.13, que ilustra essa distribuição para o desvio padrão ( $\sigma$ ). O desvio padrão ( $\sigma$ ) corresponde a meia altura, cerca de 60 % do máximo [SKOOG, 2002].

$$FWHM = 2\sigma\sqrt{2\ln 2} = 2.35\sigma \quad (2.26)$$

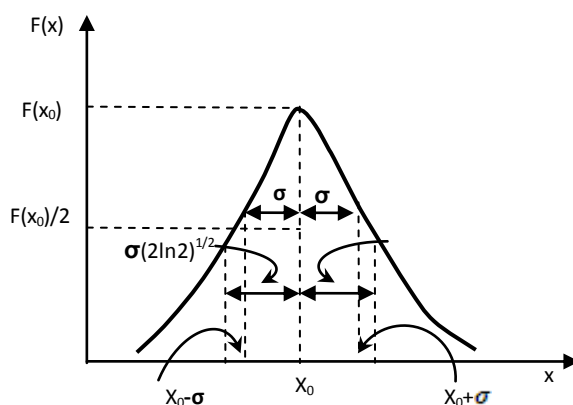


Figura 2.13 - Forma de distribuição Gaussiana. [SKOOG, 2002].

Considerando que o desvio padrão ( $\sigma$ ) é definido pela equação 2.27 abaixo:

$$\sigma = \sqrt{N} \quad (2.27)$$

Onde  $N$  representa o número de contagem.

O desvio padrão ( $\sigma$ ) estabelece o limite físico de um erro na medição, ou seja, a precisão da medida é dada por:

$$\delta = \frac{\sigma}{N} = \frac{\sqrt{N}}{N} = \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (2.28)$$

## 2.4.7 - Espectro gama

Detectores que recebem energia de elétrons produzidos por raios gama apresentam uma relação de linearidade entre energia de raios gama e altura de pulso [OUSEPH, 1975].

A altura do pulso resultante de uma interação gama é proporcional a energia do elétron e do pósitron, sendo sua distribuição de amplitude dependente da seção de choque dos mecanismo de interação (efeito fotoelétrico, efeito Compton e produção de pares).

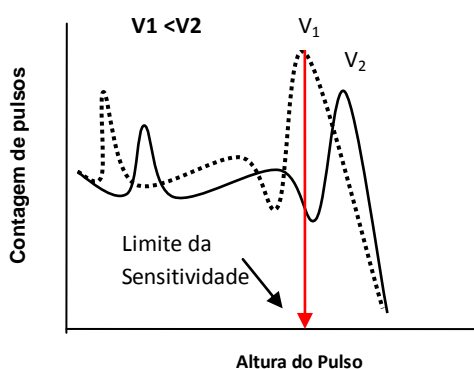


Figura 2.14 - Efeito da tensão de alimentação da PMT na altura de pulso. [OUSEPH, 1975].

A altura mínima do pulso é definida pela tensão aplicada ao tubo fotomultiplicador e pelo ganho do amplificador. A contagem é determinada pela sensibilidade dos analisadores de altura de pulso. Portanto, se o ganho do amplificador for fixo, a eficiência do sistema de contagem de pulsos depende somente da tensão aplicada e da radioatividade da fonte. Havendo uma variação da tensão aumentando, por exemplo, o pulso diminuirá sua amplitude se deslocando para a direita, como mostra a figura 2.14.

O espectro gama é teoricamente um espectro de distribuição de amplitudes (altura de pulso) em função dos eventos de interação da energia de radiação no material cintilador. As figuras 2.15 e figura 2.16 ilustram as contribuições de formação do espectro de energia gama [OUSEPH, 1975].

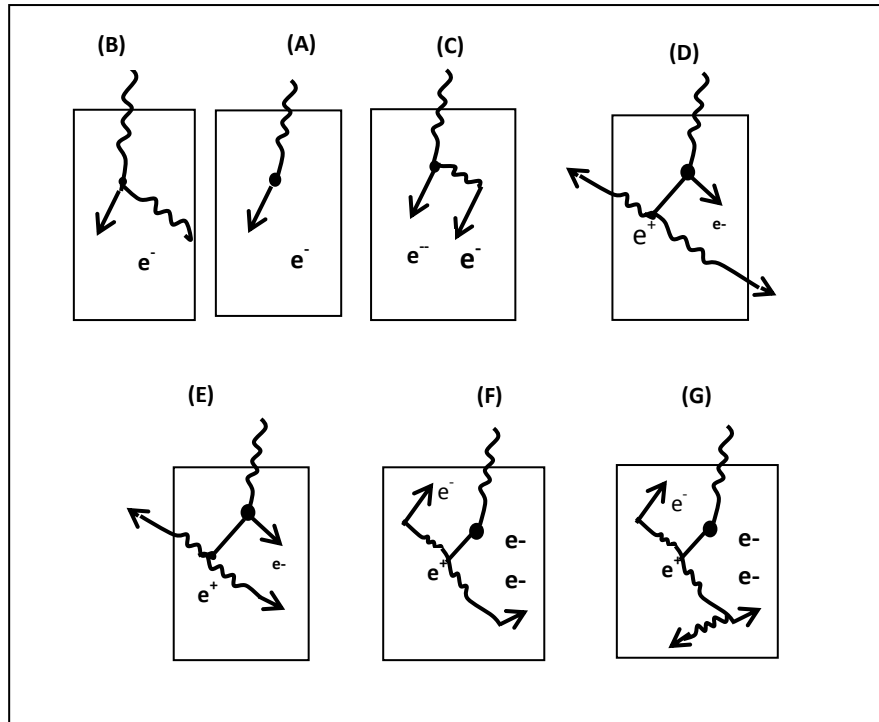


Figura 2.15 –Ilustra processos de absorção de energia de radiação gama pelo cintilador. (A) - Efeito fotoelétrico; (B) - Efeito Compton (com emissão de fóton); (C) – Efeito Compton (com absorção de fóton); (D) – Produção de pares (com aniquilação); (E) –Produção de pares (com aniquilação parcial); (F) – Produção de pares ( com efeito Compton e aniquilação). [OUSEPH, 1975].

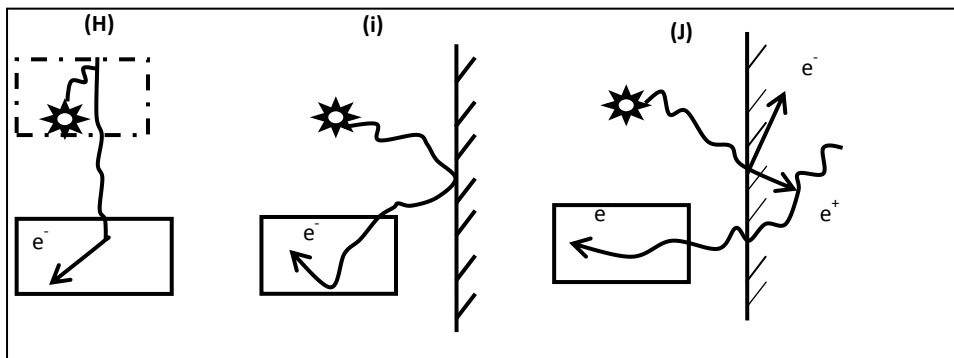


Figura 2.16 . Ilustração de eventos ocorridos devido ao espalhamento de raios gama da fonte e no ambiente. (H) – Retroespalhamento Compton; (I) –Efeito Compton em ângulos diferentes de  $\pi$ ; (J) –Produção de pares no meio ambiente. [OUSEPH, 1975].

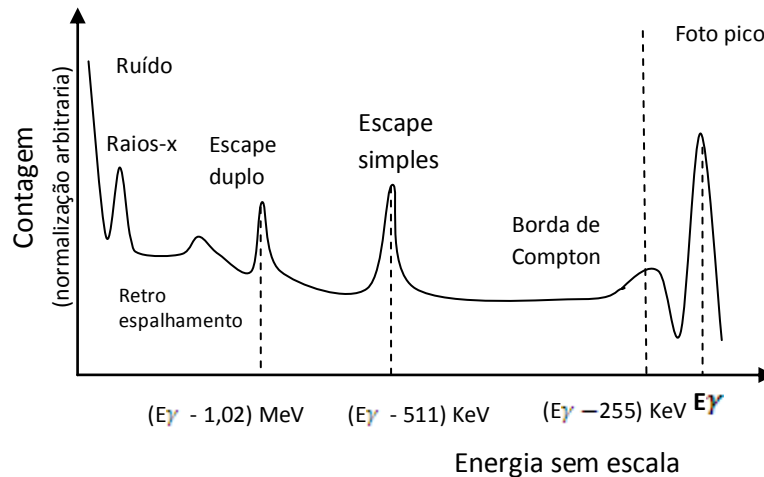


Figura 2.17 - Espectro de altura de pulso típico para raios gama para uma fonte e detector ligado (ilustrativo, sem escala).[AHMED, 2007].

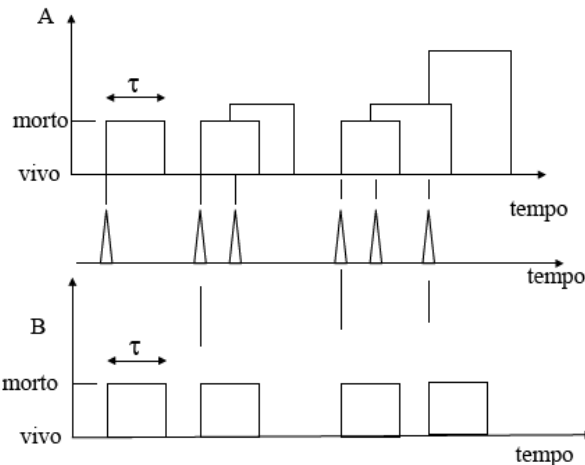
## 2.5 - Propriedades do detectores

- **Tempo morto**

O decaimento radioativo é um processo aleatório e a transdução dos pulsos pelos detectores requer um tempo finito. Os pulsos que chegam no detector durante o tempo de processamento de um evento anterior não são processados. Portanto, o número de pulsos processados é sempre menor do que o número de eventos que chegam no detector. O intervalo de tempo necessário para processar um pulso é chamado de *tempo morto*, e refere-se ao fato de que o sistema não processará pulsos durante este intervalo de tempo. Supõe-se que cada evento é seguido por um intervalo de tempo morto.

Dois modelos para o comportamento de tempo morto para sistemas de contagens são utilizados: *resposta paralizável* e *resposta não-paralizável* [KNOLL, 1989].

No caso do tempo morto paralizável, iniciam para cada pulso perdidos um período de tempo morto, condição que estende o período de tempo morto (figura 2.18 - A). No caso de um tempo morto não paralizável, o evento ocorrido durante o intervalo morto é perdido e não se inicia um novo período de tempo morto (fig.2.18-B)



**Fig 2.18- Modelos de comportamento para tempo morto. A) paralizavel e B) não-paralizavel. [KNOLL, 1989]**

Em um espectro de energia (altura pulso), pode-se determinar a contagem total de eventos do espectro (tipo integral de intensidade), ou determinar as contagens individuais no espectro linhas (tipo diferenciado de intensidade). A contagem integral tem por fator de perda apenas o tempo morto. A contagem individual no espectro de linha (diferencial) é perturbada por um segundo tipo de perda: a do *empilhamento de pulsos* (em inglês *pile-up*).

- **Eficiência de detecção**

A capacidade de um sistema detectar e contar uma radiação ionizante é medida por um parâmetro definido com *eficiência detecção* ( $\epsilon$ ).

Quando uma fonte radiativa encontra-se próxima ao detector, esse somente captará a fração de raios gama ( $\gamma$ ) que incidem sobre ele. Essa razão depende da energia dos raios gama ( $\gamma$ ); raios com maior energia são mais difíceis de capturar, pois em altas freqüências há menos elétrons oscilando e, portanto, menos absorção da energia dos raios gama ( $\gamma$ ) incidentes. A *eficiência do detector* ( $\epsilon$ ) deve ser calculada em função de parâmetros geométricos e parâmetros de energia [OUSEPH, 1975].

Classifica-se o parâmetro eficiência de detecção em dois tipos:

(a) Eficiência absoluta ;

(b) Eficiência relativa;

A *eficiência absoluta* ( $\epsilon_{\text{abs}}$ ) relaciona o número de fótons que entram no volume do detector, com o número de impulsos elétricos gerados em um período de tempo definido.

$$\epsilon_{\text{abs}} = \frac{\text{Numero de impulsos medidos}}{\text{Numero de fotons emitidos}} = \frac{N_c}{At} \quad (2.29)$$

Onde : **A** - atividade da fonte;

**t** - tempo de medição.

**N<sub>c</sub>** - número total de pulsos contados na obtenção do espectro de radiação.

A *eficiência relativa* ( $\epsilon_{\text{rel}}$ ) é definida de forma independente das características geométricas do dispositivo detector, mas sim das características intrínsecas do material detector.

$$\epsilon_{\text{rel}} = \frac{\text{Numero de impulsos medidos}}{\text{Numero de fotons incidentes no detector}} = \frac{N_c}{N'_c} \quad (2.30)$$

Onde: **N'<sub>c</sub>** - número total de raios gama( $\gamma$ ) incidentes no detector.

**N<sub>c</sub>** - número total de raios gama detectados.

A relação entre as duas eficiências para uma fonte pontiforme é dada por:

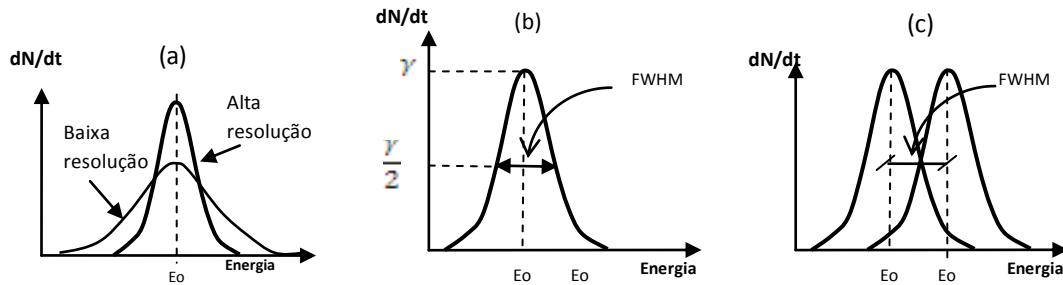
$$\epsilon = \frac{4\pi}{\Omega} \epsilon_{\text{abs}} \quad (2.31)$$

- **Resolução em energia de um detector de radiação**

Formalmente, a resolução em energia é dada pelo quociente entre a largura de faixa da resposta em energia á meia altura (FWHM =  $\Delta E$ ) do detector e a energia de pico ( $E_0$ ). Representa a capacidade do detector em identificar o número de diferentes energias presente [AHMED, 2007]. A figura 2.19, ilustra um espectro de uma fonte mono-energética. As áreas sob a curvas são iguais (se as condições de aquisição são as



mesmas). Ambas as distribuições possuem o mesmo valor médio, embora as larguras sejam diferentes.



**Figura 2.19 - Exemplo de curva de resposta de detectores (a). Curva de resposta FWHM (b). Critérios para discriminação entre duas energias monoenergéticas (c). [AHMED, 2007].**

A resolução FWHM (*Full Width at Half Maximum*) do detector é definida como a largura  $\Delta E$  a meia altura, da distribuição gaussiana, dividido pela energia  $E_0$  do centróide  $H_0$  (ver figura 2.19).

$$FWHM = \frac{\Delta E}{E_0} \quad (2.32)$$

A variação estatística do número de fótons produzidos no cristal cintilador é fator de maior relevância de contribuição para a resolução em energia. A resolução de energia é proporcional a  $\sqrt{n}$ , onde “n” é o número médio de fótons produzidos pelo cristal cintilador [OUSEPH, 1975].

$$R(\text{resolução em energia}) = \frac{FWHM}{E_0} \quad (2.33)$$

São vários os fatores que contribuem para a deterioração da resolução em energia de um detector, entre eles:

- a) Ruído devido à natureza discreta do sinal.
- b) Ruído originado pelo detector e pelo circuito eletrônico de medidas.

O ruído estará sempre presente independente do detector. O ruído é de natureza discreta e está relacionado com carga depositada no detector. O número de portadores de carga é aleatório, obedecendo uma distribuição de probabilidades. Admitindo que o processo segue uma distribuição de Poisson para um determinado número de cargas (N) criadas, espera-se que o desvio padrão ( $\sigma$ ) seja  $\sqrt{N}$ .

Considerando uma resposta linear do detector em função do número de cargas (N), a energia depositada no detector ( $E_0$ ) pode ser considerada igual a  $KN$ , onde K é uma constante de proporcionalidade. Para um número de cargas (N) elevado a resposta de um detector, aproxima-se de uma distribuição Gaussiana (figura 2.19). Para distribuição Gaussiana, a largura de faixa a meia altura (FWHM) é igual a  $2,35 \sigma$  [SKOOG, 2002]. A resolução em energia pode ser calculada pela equação:

$$R = \frac{FWHM}{E_0} = \frac{2,35K\sqrt{N}}{KN} = 2,35 \frac{1}{\sqrt{N}} \quad (2.34)$$

Considerando a equação 2.34, pode-se concluir que o ruído limita a resolução em energia, porém, essa melhora com o aumento de número de cargas por evento.

## 2.6 - Medição de Radiação Gama.

Um sistema de detecção de radiação é composto por um detector e por um sistema de processamento de sinais que converte diretamente a saída do detector em uma informação útil. Porém, é em função da forma da informação obtida que se caracteriza as propriedades fundamentais, comportamento e função de um sistema de detecção de radiação.

Historicamente, a instrumentação nuclear usada em espectrometria se baseia numa fundamentação teórica estabelecida nos últimos 30 a 40 anos, que é a de “converter pulsos de cargas elétricas do detector em pulso de voltagem e extrair sua função de distribuição de amplitudes”[SIMÕES, 1994].

Um sistema de medição que tem por parâmetro a resolução em energia ( $\frac{dE}{E}$ ) e como variável a energia (E) da fonte de radiação possui a propriedade de medição de

intensidade de energia e tem a função de espectrometria de altura de pulso [TAIT, 1980].

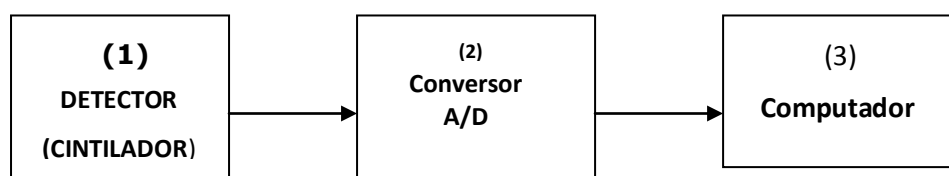
A codificação e processamento da informação em eletrônica nuclear é geralmente realizada na forma de sinais. Os sinais em geral carregam informação de duas maneiras: analógica ou digital [WEHRY, 1976].

Um sinal analógico codifica continuamente a informação, variando uma ou mais de suas características (por exemplo, amplitude, fase, frequência) em função do valor da informação. Se um feixe de partículas com um espectro contínuo de energias incide sobre o detector, resultando então num sinal contínuo analógico de alturas de pulso, e se considerarmos cada amplitude do pulso como um estado, então o sinal analógico pode ser dito ter um número infinito de estados. Como a altura de pulso é geralmente linear com a energia depositada, esses pulsos são também chamados de *pulsos lineares* ou *analógicos*.

Espectrômetro nuclear é um instrumento que utiliza a proporcionalidade entre a energia da radiação (X ou  $\gamma$ ) e o número de pares de portadores de carga que são produzidos no sistema detector com o intuito de medir a energia da radiação incidente.

O espectrômetro nuclear pode ser definido como uma estrutura eletrônica de três partes funcionais (figura 2.20), segundo a característica do sinal elétrico ou do “domínio temporal” a serem processados, sendo [WEHRY, 1976]:

1. Detector (*domínio analógico*).
2. Processamento e conversão analógico-digital. (*domínio intervalo de tempo*).
3. Processamento digital e armazenamento de informações (*domínio digital*).



**Figura 2.20 - Estrutura básica de um espectrômetro nuclear.**

Sendo a estrutura básica do espectrômetro gama composta pelo detector cintilador, o pré-amplificador, sistemas elétricos e mecânicos, as fontes de alimentação, os módulos

de amplificação e os módulos de processamento analógico ou digital responsáveis pela formatação, processamento e armazenagem dos sinais.

### 2.6.1 - Processamento no domínio analógico

Na área instrumentação nuclear ou mesmo da física nuclear, o termo detector identifica o sistema que desempenha a função de converter pulsos de cargas elétricas, ou cintilações, em pulsos de corrente ou pulsos de analógica. Na linguagem da instrumentação, esse sistema seria um transdutor ativo ou sensor, que converte algum tipo de energia em qualquer outro tipo de energia [SKOOG, 2002], como exemplo, o alto falante comum que converte energia elétrica em sonora.

Portanto, o conjunto cristal de NaI (TI), válvula fotomultiplicadora, pré-amplificador e a fonte de alta tensão (Figura 2.21) formam um transdutor ativo analógico.

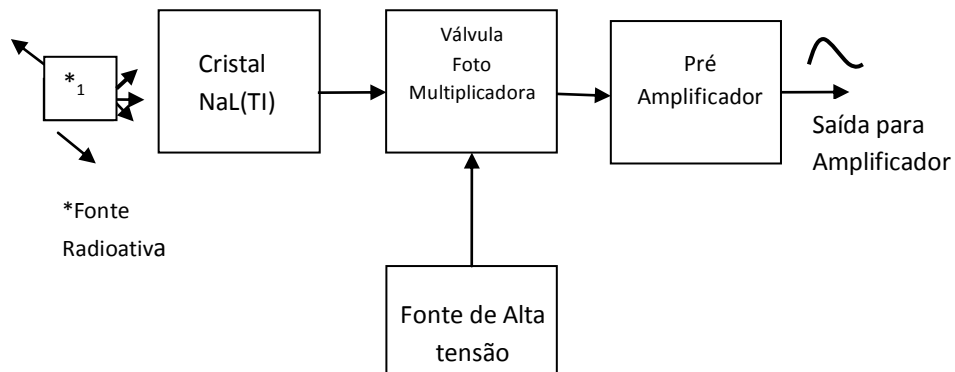


Figura 2.21 - Diagrama em blocos do sistema analógico um transdutor gama

### 2.6.2 - Processamento no domínio de intervalo de tempo.

A medida de tempo em física nuclear, atômica e de partículas, refere-se à medida de tempos muito curtos. Por exemplo, a contagem de fótons que requer tempo de resposta curto para o transdutor e processador de sinal, de forma que os fótons individuais que chegam possam ser precisamente detectados e registrados.

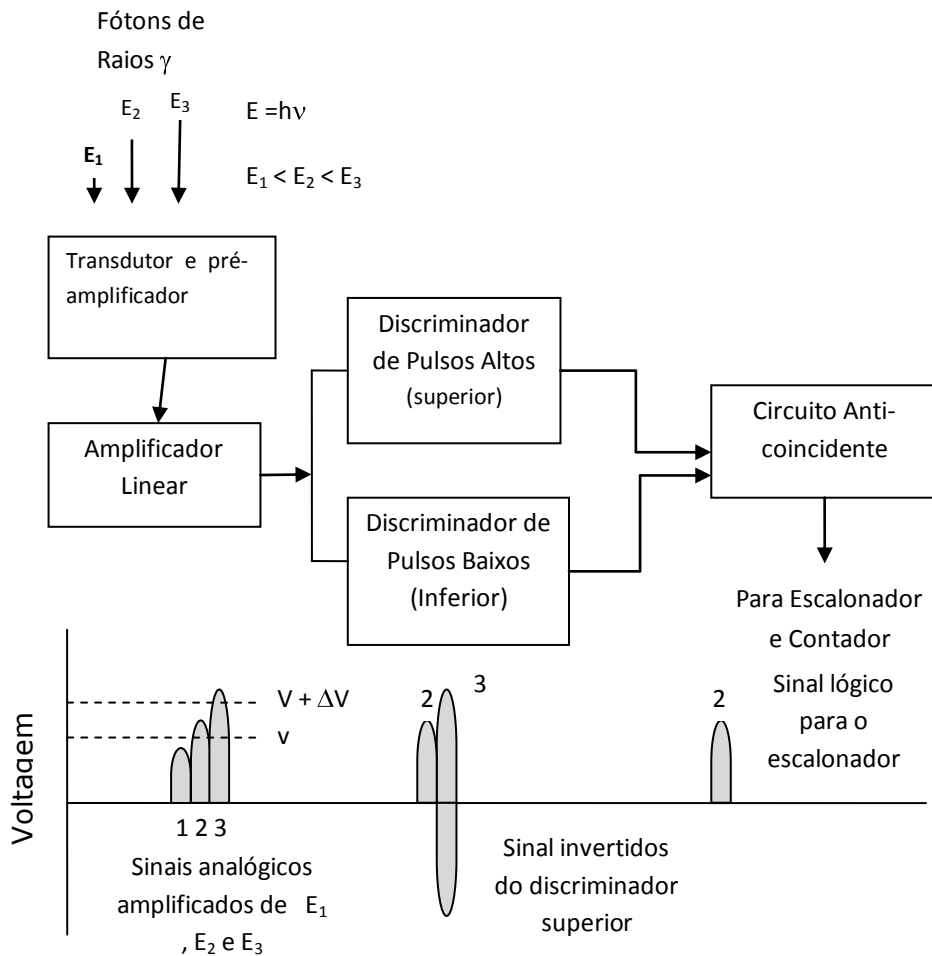


Figura 2.22 - Esquema de discriminadores atuando acima de  $V$  e abaixo de  $\Delta V$ . [SKOOG, 2002]

A medida de sensibilidade em intervalos de tempo muito pequenos requer a utilização de técnicas especiais, entre elas, a discriminação entre dois pulsos distintos e entre sinal de pulso e sinal de ruído provenientes do ruído de fundo da fonte, do transdutor e da eletrônica associada. Essa separação pode ser obtida por um dispositivo eletrônico denominado *discriminador de altura de pulso*.

O discriminador é um dispositivo eletrônico (Figura 2.22) que responde somente aos sinais de entrada com altura de pulso maior do que limiar estabelecido. Se esse critério é satisfeito, o discriminador responde enviando um sinal lógico padrão, caso contrário, nenhuma resposta é enviada.

A contagem diferencial é um procedimento para contar o número de pulsos para diferentes amplitudes entre um intervalo de altura de pulsos preestabelecido de limite

inferior e limite superior [OUSEPH, 1975]. Na contagem integral, os pulsos contados são selecionados acima de uma atura mínima pré-determinada de tensão.

Como exemplo do modo de obtenção de uma distribuição de amplitudes, é mostrado na Figura 2.23 um dos primeiros espectrômetros construídos, conhecido como *kick sorter* [SIMÕES, 1994], que ilustra o modo de extrair a função distribuição de amplitudes dos pulsos provenientes do pré-amplificador. Esse sistema eletro-mecânico discrimina o nível de energia de cada pulso com uma janela correspondente ao canal (energia do pulso), e dispara uma bolinha que irá cair nessa janela. Dessa forma, constrói-se o histograma que corresponde à distribuição de energia procurada.

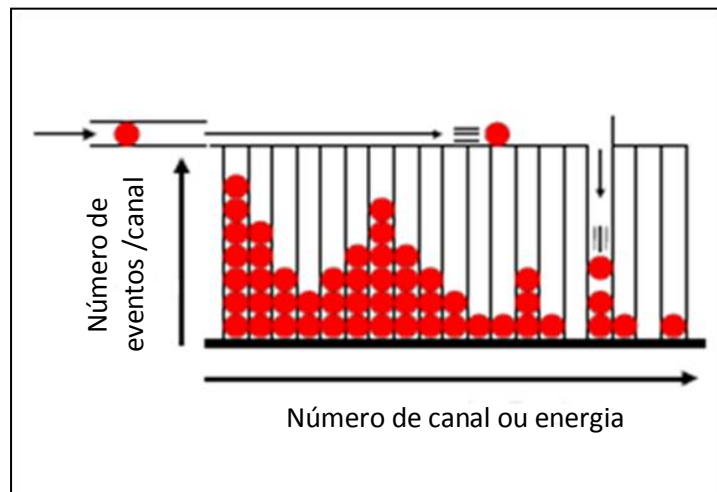
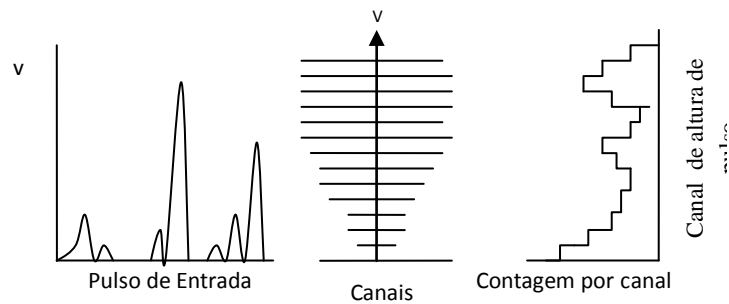


Figura 2.23 - O espectrômetro *kick sorter* em atividade. [SIMÕES, 1994]

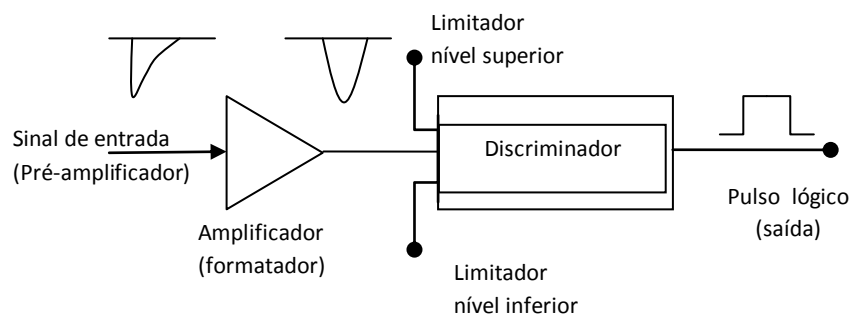
A análise de altura de pulso pode consistir em um simples discriminador que, conforme anteriormente descrito produz um pulso lógico padrão (figura 2.24) para uso em um contador de pulso. No entanto, a maioria dos dados é constituída por uma grande variação de alturas de pulso da qual apenas uma pequena parcela é de interesse [AHMED, 2007].

Pode-se empregar elementos escalonadores (**analisador monocanal e analisador multicanal**), com a finalidade de reduzir o número de pulsos de uma fração conhecida, de forma a obter intervalos de contagem conveniente [TAIT, 1980].



**Figura 2.24 : Análise de altura de pulso em função de canais discretos de energia. [TAIT, 1980].**

O *analisador monocanal* (*Single-channel analyser – SCA*) seleciona sinais analógicos individuais vindos de um amplificador linear de acordo com as suas alturas de amplitude. A seleção é processada dentro de uma faixa de tensão de valor fixo ou regulável denominada canal (janela), que determina, a partir do fotopico, qual a variação de energia que será detectada. Assim, somente sinais que se situarem entre estes níveis de amplitude provocam um sinal lógico de resposta na saída do SCA.



**Figura 2.25 : Diagrama em bloco de um analisador monocanal. [TAIT, 1980]**

**Analisadores multi-canais** (*multichannel analyser – MCA*) são sistemas multi-discriminadores nos quais uma faixa de sinais de tensão digitalizados por um conversor analógico digital (ADC) é amostrada de uma única vez em tempo real e endereçada a uma posição de uma memória eletrônica. Então, obtém-se um histograma na memória do controlador, onde o canal (energia) será o endereço de uma posição de memória e o conteúdo desse endereço é o número de eventos já registrados com aquela energia.

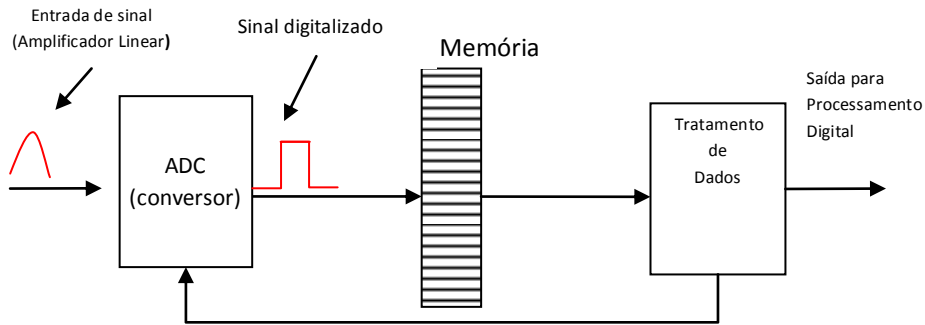


Figura 2.26 - Diagrama em blocos de analisador multicanal básico.[AHMED, 2007]

O conversor analógico-digital (ADC) converte somente a informação contida no sinal analógico numa forma digital equivalente [NICHOLSON, 1974]. O ADC é a interface eletrônica fundamental entre os domínios analógico e digital.

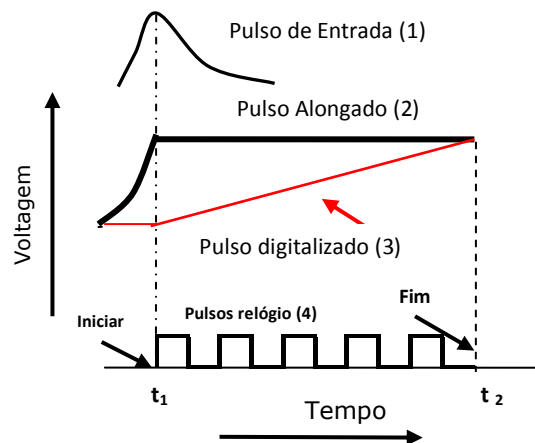


Figura. 2.27 - Princípio de conversão ADC, técnica Wilkinson. [OUSEPH, 1975]

Vários métodos são utilizados para a conversão de analógica para digital. Uma das técnicas mais simples, antigas e também mais utilizadas pela sua linearidade, é o método da rampa, ou *método Wilkinson*, (Figura 2.27). Quando o sinal de pulso de varredura atinge a altura do pulso alongado (instante  $t_2$ ), o sinal de relógio é parado. O número de pulsos padrão (4) contados no intervalo de tempo  $t_2 - t_1$  é proporcional à altura do pulso de entrada. A informação digitalizada é armazenada por uma unidade de memória, denominando o número de canal, definido por alturas de pulso ou por número de pulsos padrão.



O número total de canais nos quais a faixa de tensão é digitalizada é conhecido como o *ganho de conversão*, e é determinado por dois fatores [KNOLL, 1989]:

- a) a resolução;
- b) o número total de contagens que pode ser obtida.

O número de canais, portanto, pode ser expresso em termos da resolução R do detector (considerando pico com altura média H).

$$R = \frac{FWHM}{H} \quad (2.35)$$

$$H = \frac{4}{R} \quad (2.36)$$

### 2.6.3 - Processamento no domínio digital

Um sistema de detecção de radiação nuclear no domínio digital tem duas funções básicas:

- a) Aquisição de dados.
- b) Tratamento de dados.

A *aquisição de dados* se processa na forma de contagem de tempo de eventos e altura de pulso.

O *tratamento de dados* é diretamente aplicado ao tratamento de formas, como o espectro de altura de pulsos, a relação de contagem e a distribuição espacial. As funções descritas são processadas com base em correlação de dados adquiridos com informações externas pré-estabelecidas de conhecimento do sistema, por exemplo, correlação entre duas ou mais medidas, ou estabelecendo critérios [TAIT, 1980]. Dessa forma, com o *hardware* da eletrônica nuclear associado ao *software* para análise de dados, tornam-se possíveis operações como:

- Calibração de espectro de altura de pulso.

- Conversão de um espectro de altura de pulso em espectro de energia.
- Comparações de taxas de contagem relacionando-as com a atividades de fonte radioativa.
- Reconstrução de imagem.

Uma das grandes vantagens do tratamento digital dos impulsos é a versatilidade no uso dos parâmetros dos filtros digitais. A formatação digital também permite que os parâmetros de processamento sejam otimizados para cada impulso sem ajustes manuais externos. Essa formatação adaptativa recorre a funções de ponderação assimétricas, resultando em resoluções superiores com taxas de contagem bastante aceitáveis e pequeno tempo morto.

No entanto, observa-se ainda alguma falta de versatilidade no ajuste dos parâmetros de formatação do sinal. Contudo, existem algumas limitações nesse tipo de processamento que justificam a opção histórica pela solução tradicional analógica em alguns casos.

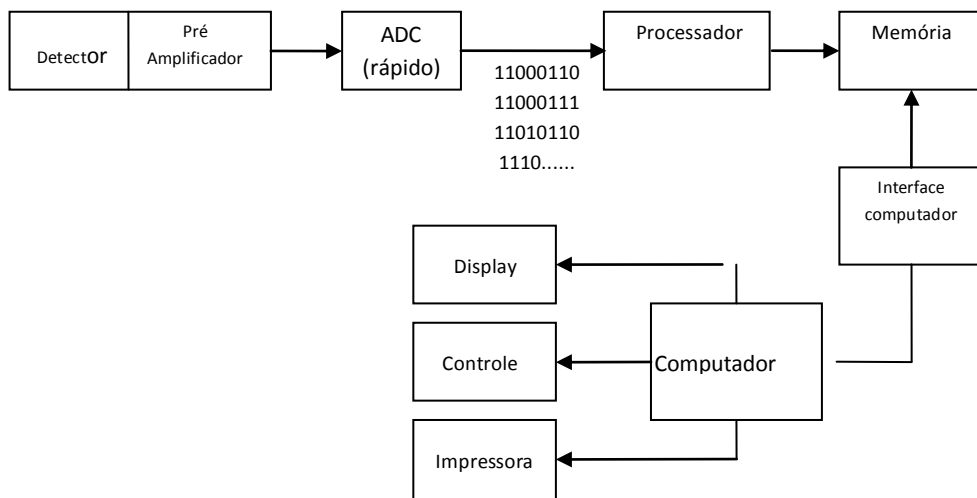


Figura 2.28 . Diagrama de um sistema analisador multicanal no domínio digital

## 2.6.4 - Medição sensível por posição

A variável associada a essa propriedade de medição é a posição espacial de um fóton ou partícula no detector [TAIT, 1980]. A caracterização da medição depende do ponto

de interseção da radiação com o detector ao longo de um plano focal, definidos por um sistema de coordenadas cartesianas  $(x,y,z)$ .

Pode ser medição dimensional (coordenada  $x$ ), bi-dimensional (coordenadas  $x$  e  $y$ ) cujo processo é descrito como imagem, a radiografia-X, por exemplo, e tri-dimensional (coordenadas  $x,y,z$ ), como exemplo a tomografia computadorizada.

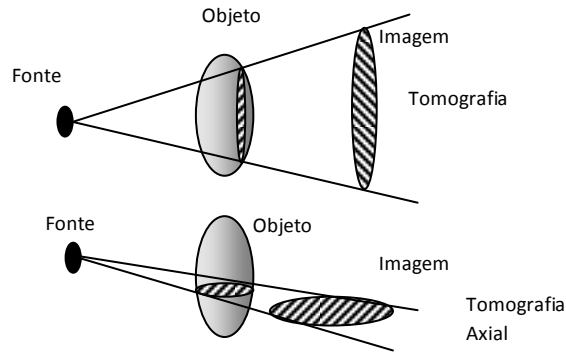
A variação espacial em energia e intensidade de radiação tem um amplo campo de aplicação. Em diagnósticos por raio-X, por exemplo, que utilizam a mudança na intensidade de radiação devido aos relativos coeficientes de atenuação de diferentes materiais. Também como exemplo, tem-se a obtenção de imagem em dimensões (tomografia computadorizada) de um objeto exposto à radiação e espectrometria.

Todas as aplicações têm em comum a tecnologia de detecção descrita nos itens anteriores. Diferenciam-se nos critérios de processamento de dados. Portanto, as quantidades e terminologias são, em sua maioria, comuns a todo sistema que tem por base a detecção da partícula ou fóton de um processo radioativo [AHMED, 2007].

#### **2.6.4.1 - Conceito de formação da imagem**

O termo “imagem” pode ser definido como uma representação da variação espacial de uma propriedade física ou de uma combinação de propriedades do objeto sob análise [LIMA, 2008]. Na radiografia, a imagem é uma sombra do objeto de natureza estática e permanente, usualmente obtida em um detector colocado atrás do objeto. A tomografia foi criada de forma a se obter informação tridimensional do objeto através de finas fatias (múltiplas trajetórias) e em várias profundidades.

O princípio da reconstrução de imagem tomográfica [RUSS, 2007] consiste em obter a distribuição espacial de uma grandeza física a partir de dados de projeções obtidos pela redução da intensidade da radiação que atravessa o objeto sob análise (Figura 4.6). Radon demonstrou que a forma de um objeto pode ser determinada a partir de um conjunto infinito de integrais de linha abrangendo todas as direções (Equação 2.38).



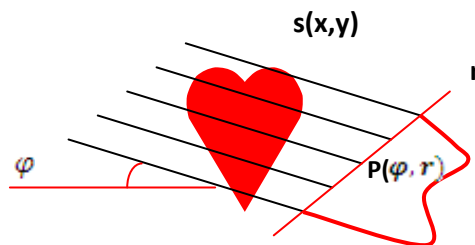
**Figura 2.29 – Princípio da tomografia longitudinal**

No método da múltipla trajetória, a distribuição de uma propriedade física de interesse é representada por uma função  $f(x,y)$ , considerando o objeto em um plano  $(z)$  constante. O raio-soma  $p(x_r, \varphi)$  é a estimativa da integral de linha  $s(x,y)$  ao longo da trajetória especificada pelas coordenadas  $p(x_r, \varphi)$ , ou seja:

$$p(x_r, \varphi) = \int_{x_r, \varphi}^{\infty} f(xy) ds \quad (2.37)$$

$$p(x_r, \varphi) = \int_{-\infty}^{\infty} f(r \cdot \cos \varphi - s \cdot \sin \varphi)(r \cdot \sin \varphi + s \cdot \cos \varphi) ds \quad (2.38)$$

O conjunto de raios-soma no ângulo  $(\varphi)$  é chamado de projeção [KAK, 2001]. O conjunto de projeções para um intervalo definido de ângulos  $(\varphi)$  constitui os dados de entrada, com base nos quais a imagem é reconstruída por uma variedade de técnicas computacionais (Figura 2.30).



**Figura 2.30- Múltiplas trajetória de raio-soma  $p(x_r, \varphi)$ . [KAK, 2001]**

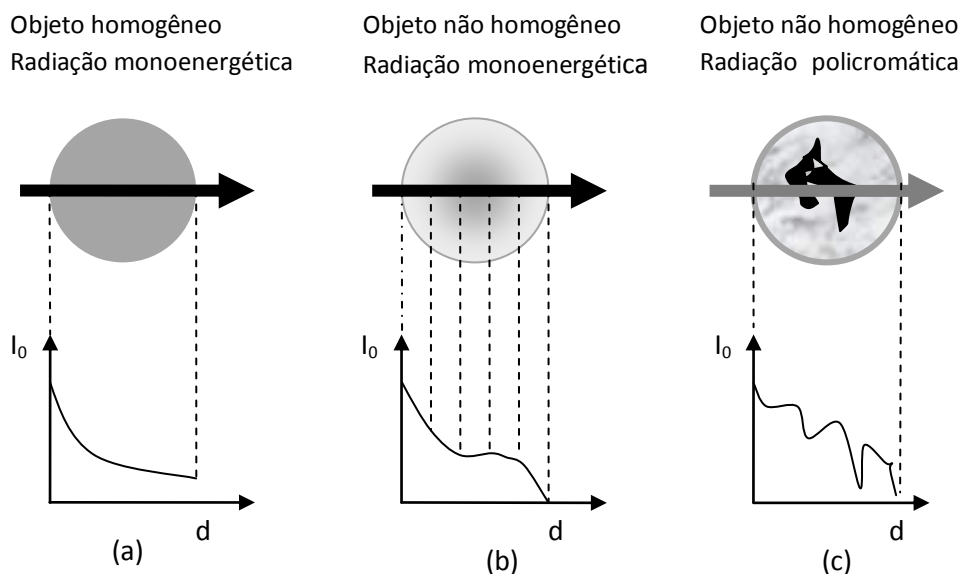
Os dados de entrada são obtidos conforme o conceito da atenuação da radiação pela matéria. Quando  $\underline{n}$  regiões com espessuras e coeficientes de atenuação linear

diferentes estiverem ao longo do caminho a ser percorrido por um feixe de radiação (Figura 4.8), a lei de Beer-Lambert passa ser escrita como:

$$I = I_0 \cdot e^{-\sum_1^n \mu d} \quad (2.39)$$

onde ( $\mu$ ) é o coeficiente de atenuação linear do objeto e (d) a distancia percorrida.

Os métodos utilizados para reconstrução de imagens realizam o cruzamento dos vários feixes de radiação que interagem com a amostra material e por meio de manipulações matemáticas relacionam a cada uma das posições do objeto (*raio-soma*) uma unidade arbitrária chamada de unidade tomográfica (UT). A essas unidades são atribuídos diferentes valores numéricos. Por exemplo: se o feixe não interage com o material, a unidade deve possuir seu valor mínimo (*ponto de cor negra*), e, quando interage com a máxima densidade possível, deve possuir seu valor máximo (*ponto de cor branca*). Aos valores intermediários de unidade, podem-se atribuir diferentes tonalidades de cinza, cores, ou quantidade de pontos de modo que se possa obter uma imagem do objeto em estudo.



**Figura 2.31 – Determinação da projeção ( $p$ =raio-soma) e o coeficiente de atenuação ( $\mu$ ). Para objetos não homogêneos, é necessário determinar a distribuição  $\mu(x, y)$ . [RUSS, 2007]**

O raio-soma pode ser definido em função do da atenuação da intensidade da radiação com a matéria, como:

$$\text{Raio-soma } (\rho) = \ln \frac{I_0}{I} \quad (2.40)$$

A medição do coeficiente de atenuação de um objeto homogêneo com radiação monoenergética encontra-se ilustrada na Figura 2.31(a). A intensidade decai exponencialmente com a espessura do objeto. Se a espessura do objeto for conhecida, então  $\mu$  pode ser determinado diretamente por:

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu d} \quad (2.41)$$

$$\rho = \ln \frac{I_0}{I} = \mu d \quad (2.42)$$

$$\mu = \frac{1}{d} \ln \frac{I_0}{I} \quad (2.43)$$

A figura 2.31 (b) ilustra um objeto não homogêneo composto por três regiões homogêneas. A contribuição para a atenuação total resultante de cada intervalo do percurso do feixe depende do valor local do coeficiente de atenuação ( $\mu$ ) de cada região [17].

$$I = I_0 \cdot e^{-\mu_1 d_1 - \mu_2 d_2 - \dots - \mu_n d_n} \quad (2.44)$$

$$I = I_0 \cdot e^{\sum_{n=1}^n \mu d} = I_0 \cdot e^{-\int_0^d \mu ds} \quad (2.45)$$

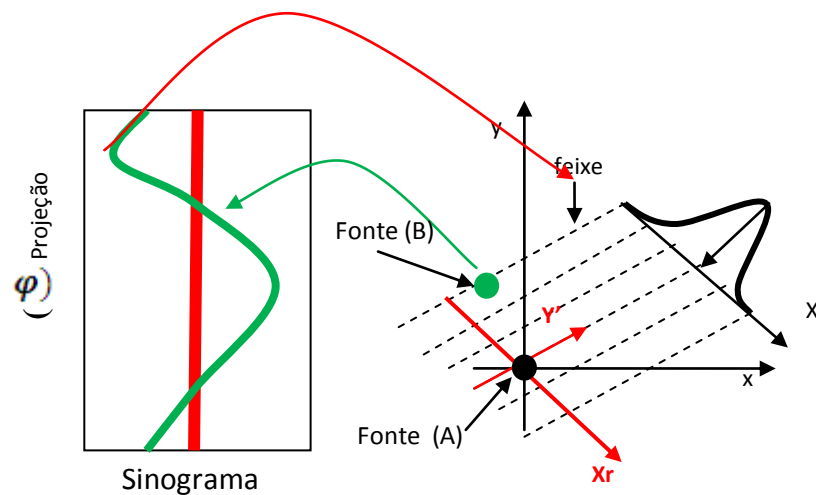
$$\rho = \ln \frac{I_0}{I} = \sum \mu d_n \quad (2.46)$$

Um objeto não homogêneo e complexo, como o cérebro, usando radiação policromática, corresponde à terceira ilustração indicada na figura 2.31 (c). A intensidade da radiação emergente do objeto é determinada pela integração sobre todos os intervalos da energia, (Equação 2.47).

$$I = \int_0^{E_{max}} I_0(E) \cdot e^{-\int_0^d \mu(E) ds} dE \quad (2.47)$$

Considerando um conjunto de projeções adquiridas em geometria paralela numa região angular de 360°, a forma mais frequente de apresentar as projeções corresponde ao sinograma, cujo nome origina-se do fato da projeção de um único ponto produzir uma curva sinusoidal no domínio do sinograma (Figura 2.32).

A estrutura de dados com formato de histograma utilizado no processo de imagem tomográfica é o sinograma. O sinograma consiste de uma matriz bidimensional de números de fótons em relação a todas as direções possíveis (Figura 2.32) num plano perpendicular ao eixo de rotação do sistema. Os índices de coordenada radial ( $x_r$ ) e ângulo azimutal ( $\varphi$ ) de cada elemento do sinograma definem a orientação espacial dos fótons contados.



**Figura 2.32 – Esquema ilustrativo de direção de projeção de raio-soma agrupados em um sinograma. [RUSS, 2007]**

O conjunto de raios-soma no ângulo ( $\varphi$ ) é chamado de projeção [LIMA, 2008]. O conjunto de projeções para um intervalo definido de ângulos ( $\varphi$ ) constitui os dados de entrada, com base nos quais a imagem é reconstruída por uma variedade de técnicas computacionais (Figura 2.33). Os dados podem ser obtidos por meio de imagem transmitida, ou seja, pela transmissão de um feixe retilíneo através do objeto ou pela imagem imitada quando a radiação emitida de dentro do objeto é detectada externamente.

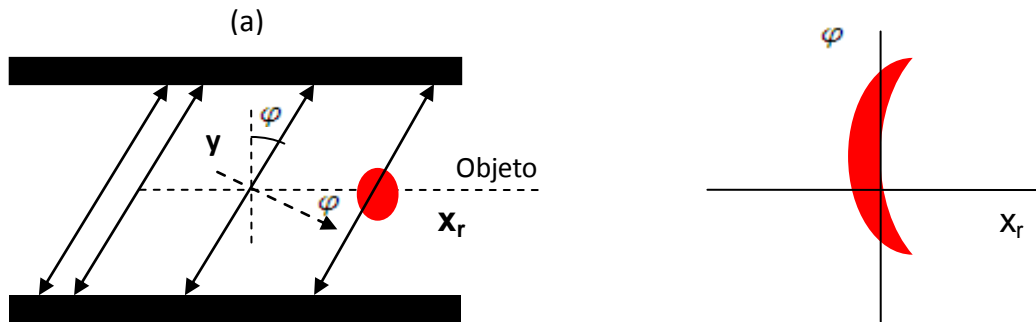


Figura 2.33 - (a) Múltiplas trajetória de raio-soma  $p(x_r, \phi)$ . (b) – Sinograma. [RUSS, 2007]

### 2.6.4.2 - Aplicações da medição sensível de posição e imagem

O desenvolvimento científico e tecnológico e o enorme avanço nas capacidades do computador levaram a um considerável aumento no número de técnicas de diagnóstico pela imagem, entre elas a tomografia, que é uma técnica de imagem ativa [LIMA, 2008].

As técnicas de imagem ativa resultam de propriedades de várias formas de energia radiante, provenientes de fonte exógenas, capazes de propagar através da matéria e de fornecerem informações anatômicas e ou fisiológicas, por exemplo, o mini-tomógrafo.

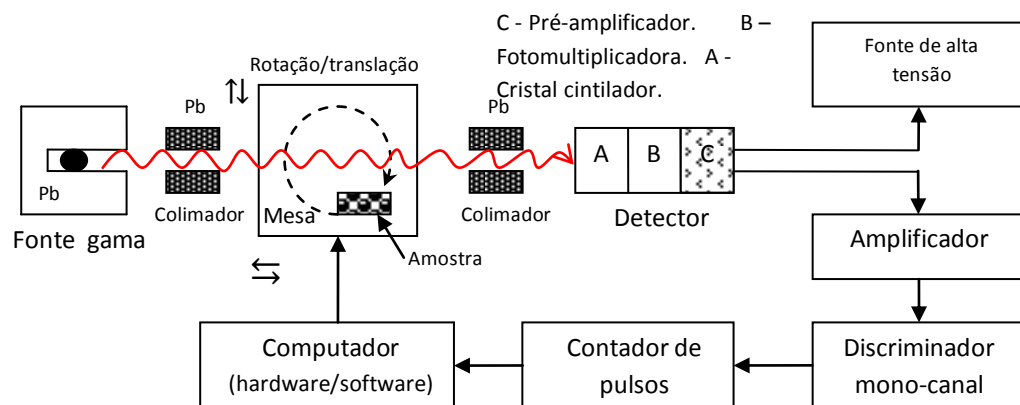


Figura 2.34 - : Diagrama em blocos de um mini-tomógrafo raios-x e gama. [CRUVINEL, 1987]

O mini-tomógrafo [ CRUVINEL, 1987] é constituído de: uma fonte radioativa de raios gama, energia 59,6 keV e atividade 300 mCi; detector de cristal cintilador NaI (TI) de 3"x3" acoplado a uma válvula fotomultiplicadora com tensão de polarização de 760 V;



*pré-amplificador*, amplificador; discriminador e contador; computador para controle do mecanismo de varredura, aquisição dos dados e reconstrução matemática da imagem; e sistema mecânico de varredura tomográfica de primeira geração. Na obtenção de feixes finos de fótons, foram utilizadas, na fonte e no detector, colimador de chumbo do tipo circular e com diâmetros de abertura opcionais. O diagrama de blocos do equipamento utilizado no presente estudo está apresentado na Figura 2.34.

## **2.7 - Pré-Amplificador**

Um pré-amplificador é o primeiro dispositivo eletrônico linear de uma cadeia de processamento de sinais de detecção da radiação. Apesar do seu nome, o pré-amplificador não atua como um amplificador linear propriamente dito, devido a seu baixo ganho, atua como uma interface entre o detector de radiação e o sistema eletrônico de processamento de pulso, suprimindo a necessidade de acoplamento de impedâncias entre os sistemas de detecção e de processamento de sinal, bem como minimizando os níveis de ruído gerados no sensor e transdutores de energia. Aplicáveis tanto em sistemas de processamento analógicos como em sistemas digitais, trata-se de uma das mais importantes aplicações da eletrônica na espectrometria nuclear.

### **2.7.1 - Análise de ruídos em sistemas lineares**

Toda medida analítica é composta de dois componentes. Em um deles, o sinal carrega a informação. O segundo é composto de informação espúria e de natureza indesejada, que degrada a precisão e exatidão de uma análise, inclusive limitando a quantidade que possa ser detectada.

Uma das especificações mais importantes para o dimensionamento de *amplificador linear* é o ruído. O ruído é normalmente dado como a energia equivalente gerada no detector para o qual o amplificador é projetado [NICHOLSON, 1974].

Como mostrado na Figura 2.35, o sinal de entrada é representado por uma fonte que fornece um pulso à entrada do amplificador. Duas fontes de ruído são mostradas na Figura. Uma delas é representada por uma fonte de corrente ligada em paralelo à fonte

de sinal. A outra é representada por uma fonte de tensão ligada em série com a fonte de sinal. Se a impedância equivalente ( $Z_F$ ) é predominantemente capacitiva, então o sinal de pulso de entrada aparece na saída como um pico de corrente. Similarmente, a fonte de ruído paralelo também produz um pico de corrente, enquanto a fonte de ruído em série gera pulsos delta de curta duração [AHMED, 2007].

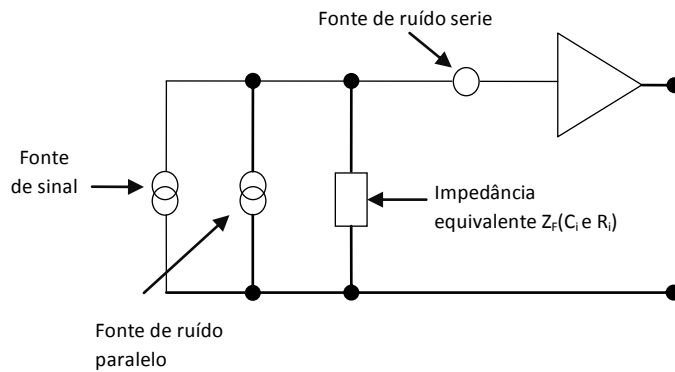


Figura 2.35 – Modelo equivalente de um pré-amplificador linear. [AHMED, 2007]

O sinal de saída do pré-amplificador é de magnitude muito pequena impossibilitando medidas diretas de sua amplitude. Por isso é necessária amplificação. Com o objetivo de aumentar a relação sinal-ruído, o sinal de saída é filtrado utilizando modelagem circuitos especiais, como descrito no item 5.5.2.

O ruído observado em um sistema de medição é tão complexo, que não pode ser totalmente caracterizado [SKOOG, 2002]. Porém, certas espécies de ruído podem ser reconhecidas através de análises em áreas de estudo distintas, como:

- Termodinâmica – Estuda os processos de ruídos em componentes eletrônicos e/ou em estruturas físico-química.
- Técnicas de análise de circuitos – Analisa os ruídos em sinais de entrada e em propagação através de sistemas eletrônicos.

Através da análise é possível reconhecer os tipos de ruídos abaixo descritos:

**a) Ruído térmico, ruído Johnson ou ruído branco.**

É o ruído originado pelo movimento aleatório de elétrons livres em condutores e ou transdutores, causado por agitação térmica. Essa agitação de partículas

carregadas é aleatória, cria periodicamente não-homogeneidades de carga, e, como consequência, tensões flutuantes caracterizadas como ruído. Tal fenômeno ocorre mesmo na ausência de corrente elétrica e somente desaparece no zero absoluto. Esse ruído é reconhecido por relações na termodinâmica através da Equação 2.48.

$$\bar{v}_{\text{rms}} = \sqrt{4KTR\Delta f} \quad (2.48)$$

Onde:

$\bar{v}_{\text{rms}}$  – Valor efetivo (Root mean square, em inglês) do ruído presente na tensão.

$K$  –  $1,38 \times 10^{-23}$  J/K (constante de Boltzmann).

$T$  - Temperatura em Kelvin.

$R$  - Resistência do elemento resistivo em Ohms.

$\Delta f$  - Largura de banda de frequência em Hz.

## b) Ruído Shot ou Quântico

São originados pela natureza quântica da passagem de elétrons em junções de materiais. Nesse caso, o valor do ruído depende da presença de uma corrente elétrica. Um importante exemplo é a emissão de elétrons pelo fotocatodo (sendo a junção considerada o vácuo entre catodo e anodo) em uma válvula fotomultiplicadora. O ruído quântico pode ser caracterizado pela variação da velocidade de elétrons ao serem transferido entre junções, acarretando variação de corrente. Seu valor RMS é dado por análise estatística, pela Equação 5.2.

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{2q\Delta I} \quad (2.49),$$

Onde:

$q$  -  $1,6 \times 10^{-19}$  C (carga do elétron)

$\Delta f$  - faixa de frequência em Hz

$I$  - corrente a ser medida expressa em Ampère

O ruído quântico, em observação à equação 2.49, somente pode ser diminuído em função da redução da faixa de frequência ( $\Delta f$ ).

**c) Ruído flicker ou Ruído 1/f** (frequência)

Na realidade, não se trata de uma fonte bem definida de ruído e sim uma combinação de fatores não controláveis que podem variar lentamente. Está incluído nele o envelhecimento dos componentes, variações de umidade e outras condições ambientais entre muitos outros fatores. Pode-se dizer que a mudança não previsível em equipamentos de medição leva à necessidade de re-calibração periódica.

**d) Ruído ambiental para circuitos eletrônicos**

Todo circuito eletrônico é influenciado pelos campos eletromagnéticos a que estamos permanentemente expostos. Além da captação de radiação, podem ser induzidos sinais através dos sistemas da alimentação de circuitos. De maneira geral, embora difícil, é sempre possível aprimorar o sistema de blindagem de um circuito para reduzir os efeitos da interferência eletromagnética.

## 2.7.2 - Linearidade e forma de pulso

A forma do pulso do sinal de saída é uma das mais importantes propriedades de um sistema de medição. Ela pode afetar o tempo morto, a resolução em energia, tempo de resolução, relação sinal /ruído e outros parâmetros de um sistema de detecção [KNOOL, 1974].

A formatação do pulso detectado é feita pelo circuito pré-amplificador, através dos princípios da linearidade de circuitos RC (integrador) e CR (diferenciador), onde a resposta é proporcional à excitação [CLOSE, 1966].

No pré-amplificador, a resistência de entrada  $R_i$  representa as resistências de carga da válvula foto-multiplicadora e de entrada do pré-amplificador, e  $C_i$  as capacitâncias de entrada do pré-amplificador e a de saída da válvula fotomultiplicadora, formando um elemento integrador [AHMED, 2007].

$$V_o = iR_i (1 - e^{-T/\tau_i}) \quad (2.50)$$

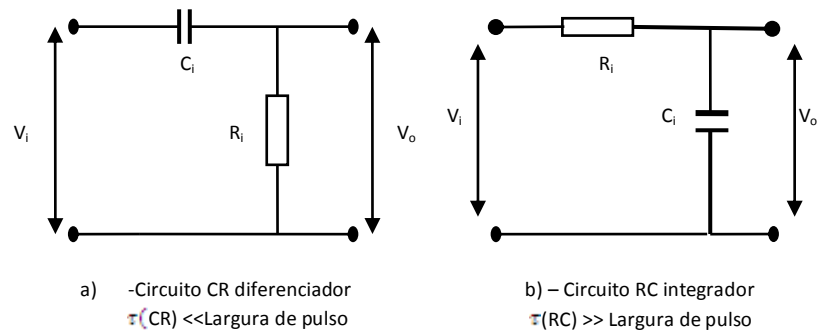


Figura 2.36 - Circuito diferenciador e integrador. [CLOSE, 1966]

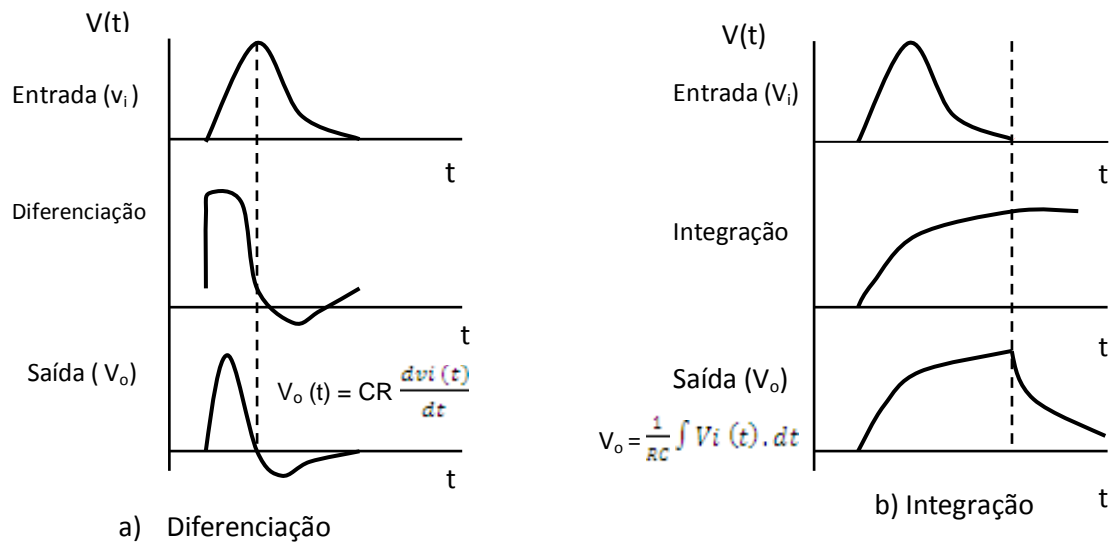
O circuito de detecção comporta-se como um circuito diferenciador se a constante de tempo ( $\tau = RC$ ) for muito menor que a duração do pulso de entrada ( $v_i$ ). Nesse extremo, a constante de tempo é mantida pequena comparada ao tempo de coleta da carga, de modo que a corrente que passa pela resistência R é aproximadamente igual ao valor instantâneo da corrente fluindo no detector. O sinal  $V_o(t)$  produzido sob essas condições tem a forma aproximadamente idêntica à corrente produzida dentro do detector conforme ilustrado Figura 2.36 (a).

$$V_o(t) = CR \frac{dvi(t)}{dt} \quad (2.51)$$

A diferenciação pode ser utilizada para eliminar a parte lenta do pulso, produzindo um pulso rápido, capaz de caracterizar melhor o instante de chegada da partícula no detector [TAIT, 1980].

O caso mais comum é quando a constante de tempo ( $\tau = RC$ ) é maior que a duração do pulso de entrada ( $V_i$ ). Pouca corrente fluirá na resistência de carga durante o tempo de coleção e a corrente do detector é momentaneamente integrada no capacitor. Considerando-se que o tempo entre pulsos é suficientemente grande, o capacitor então descarregará através do resistor, conforme ilustrado na parte (b) da Figura 2.37.

$$V_o = \frac{1}{RC} \int V_i(t).dt \quad (2.52)$$



**Figura 2.37 : Diferenciação e integração de um sinal de pulso do detector. [TAIT, 1980]**

Observa-se que o tempo necessário para alcançar o seu valor de amplitude máxima (para  $RC \gg t_c$ ) é determinado pelo tempo de coleta da carga. A carga externa não influi nesse tempo. Por outro lado, o tempo de decaimento, é determinado somente pela constante de tempo do circuito de carga. Ou seja, o *impulso de subida* depende do detector e o *impulso de descida* depende do circuito externo. A amplitude do sinal  $V_o$  é determinada pela razão da carga total ( $Q$ ) criada no detector e a capacitância ( $C$ ) do circuito equivalente. A integração é necessária para coletar toda a carga elétrica produzida no detector pela partícula.

A configuração apresentada na Figura 2.38 representa um circuito equivalente de um sistema de detecção de ganho de conversão de tensão ( $V_s$ ) para as cargas coletadas no detector ( $Q$ ) que é dependente da capacidade do detector ( $C_d$ ), da capacidade interna distribuída no pré-amplificador ( $C_i$ ) e da capacidade parasita do acoplamento até o detector ( $C_o$ ) [TAIT, 1980].

$$V_s \propto \frac{Q}{C_d + C_o + C_i} \quad (2.53)$$

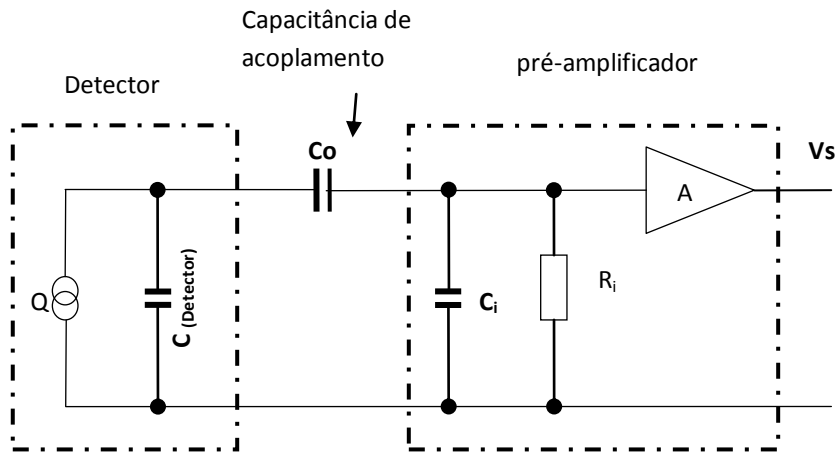


Figura 2.38 - Modelo equivalente de um sistema de detecção, Q (carga); Ri e Ci (resistência capacitância interna) .[NICHOLSON, 1974].

Nota-se que a distribuição de alturas de pulso irá refletir a distribuição de energias. A proporcionalidade entre “Vs e Q” apenas vale se a capacitância é constante. Para aplicações eletrônicas com uso de componentes semicondutores, as capacitâncias mudam e, como conseqüência, mudam-se as cargas. As correntes de saída (emitidas) por dispositivos semicondutores possuem a características de terem seu valor imposto por circuito externo excitado. As correntes coletadas pela junção dependem do estabelecimento de cargas associadas ao processo de difusão. Uma vez que as cargas devidas à difusão são estabelecidas, essas correntes fluem imediatamente, como conseqüência do gradiente dessas cargas. Desse modo, as correntes emitidas devem controlar o processo de difusão [ZUFFO, 1974]. O transistor de efeito de campo (FET), através de uma junção reversamente polarizada controla a largura efetiva de uma região denominada canal, controlando desse modo o fluxo de corrente entre dois elementos, denominados de fonte (F) e dreno (D).

De modo a preservar a informação básica contida nos pulsos, utiliza-se um tipo de pré-amplificador denominado *sensitivo a carga* , que restauram a proporcionalidade entre Vs e Q (Figura 2.39) [AHMED, 2007],

$$\text{onde } V_s \propto \frac{Q}{CR} \quad (2.54)$$

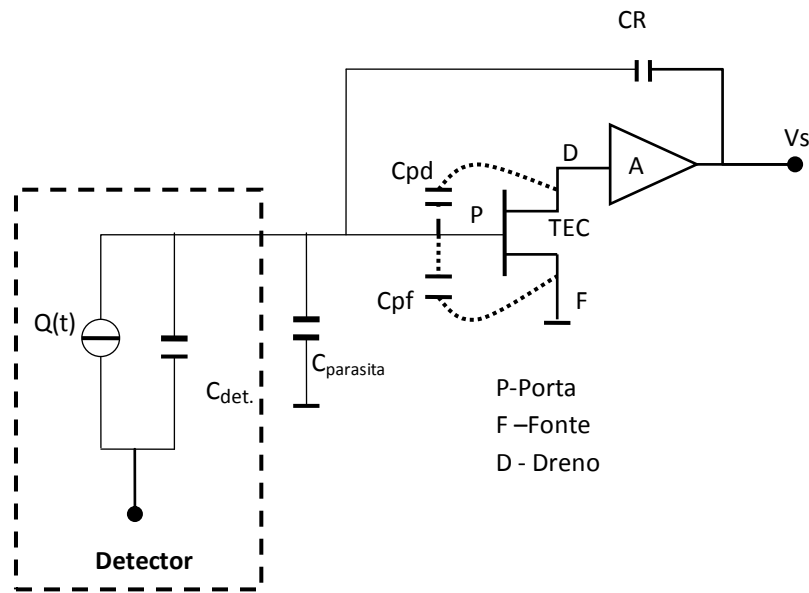


Figura 2.39- Pré-amplificador sensível a carga em um esquema elétrico simplificado. [NICHOLSON, 1974]

### 2.7.3 - Tipos de pré-amplificador

Há três tipos básicos de pré-amplificadores usados com detectores:

- a) sensível à tensão;
- b) sensível à corrente;
- c) sensível à carga

- **Pré-amplificador sensível à tensão:** O pré-amplificador sensível à tensão é o mais convencional em muitas aplicações eletrônicas (exemplo de configuração, figura 2.40 ).

Se a capacitância de entrada variar (como no caso dos detectores de semicondutor), a relação de proporcionalidade citada não se manterá, (Figura 2.40). Esse fato limita a aplicação em sistema de detecção da radiação nuclear.

$$V = \frac{Q}{C \text{ (total)}} \quad (2.55)$$

Onde: V – tensão

Q – Carga

C<sub>total</sub> - Capacitância (intrínseca e parasita)



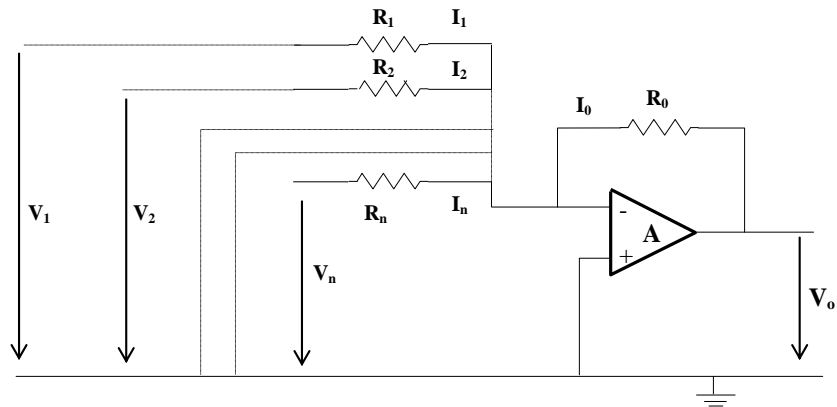


Figura 2.40 - Configuração básica de pré-amplificador sensível a tensão.[SKOOG, 2002]

- **Pré-amplificador sensível à corrente:** O pré-amplificador sensível à corrente é geralmente utilizado juntamente com aparelhos de baixa impedância e, portanto, não é útil para detectores de radiação, uma vez que esses possuem geralmente alta impedância.
- **Pré-amplificador sensível à carga:** Detectores coletam uma quantidade de carga proporcional à energia da partícula. O pré-amplificador sensível à carga deve transformar essa quantidade de carga em um pulso, cuja altura ( $V_o$ ) é proporcional à quantidade de carga deixada pela radiação no detector.

A análise do funcionamento por aproximação matemática descrita a seguir de um amplificador sensível a carga (Figura 2.41) tem por fundamento o comportamento dinâmico do condensador  $C_1$ , cuja capacidade é equivalente à de um detector (câmara de ionização, contador proporcional, contador de cintilação, etc.) em função da carga ( $Q$ ) produzida num desses detectores por uma radiação nuclear.

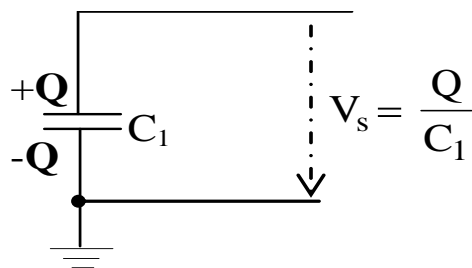


Figura 2.41 – Modelo simplificado de um detector

A diferença de potencial de saída ( $V_o$ ) é equivalente à carga ( $Q$ ) armazenada no condensador  $C_1$ . Como a quantidade ( $V_o$ ) é muito pequena, a presença do ruído impossibilita a obtenção de resultado. Portanto, a relação sinal/ruído pode ser aumentada utilizando um amplificador sensível à carga (Figura 2.42), possibilitando a medição da quantidade ( $V_o$ ).

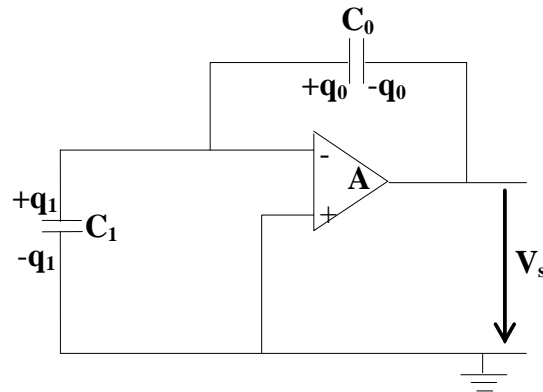


Figura 2.42 – Configuração básica de pré-amplificador sensível à carga. [AHMED, 2007]

Considerando que o condensador ( $C_0$ ), condensador de realimentação (Figura 2.42), é dimensionado com capacidade geralmente inferior a  $C_1$  ( $C_0 \ll C_1$ ) e o ganho do amplificador é elevado, obtemos as seguintes equações [AHMED, 2007]:

$$V_s = -\frac{q_1}{C_1} A = -\frac{q_0}{C_0} + \frac{q_1}{C_1} \quad (2.56)$$

$$Q = q_1 + q_0 \quad (2.57)$$

Substituindo Equação 2.57 na Equação 2.56, temos:

$$V_s = -\frac{Q - q_0}{C_1} A \quad (2.58)$$

$$V_s = -\frac{q_0}{C_1} + \frac{Q - q_0}{C_1} \quad (2.59)$$

$$-\frac{Q - q_0}{C_1} (1+A) = -\frac{q_0}{C_0} \quad (2.60)$$

Considerando o ganho do amplificador ( $A \gg 1$ ), temos:

$\frac{Q - q_0}{C_1} \ll \frac{q_0}{C_0}$  considerando  $Q - q_0 \approx 0$  (equação 5.11). Se  $Q \approx q_0$ , portanto  $q_1 \ll q_0$

Então: 
$$V_s \approx - \frac{Q}{C_0} \quad (2.61)$$

Observa-se pela Equação 2.61 que quase toda a carga depositada inicialmente em  $C_1$  é transferida para  $C_0$  (condensador de menor capacidade), devido à ação de realimentação por meio do amplificador operacional de ganho (A). Na condição de  $C_0 \ll C_1$ , a tensão de saída é muito maior do que se medida diretamente através de  $C_1$ . Além disso, a tensão de saída não depende da capacidade de  $C_1$ , portanto, se  $C_1$  variar, por exemplo, devido às capacidades parasitas ou devido à junção de um detector de semi-condutor, a tensão de saída ( $V_s$ ) se manterá praticamente constante. O condensador  $C_1$  é praticamente dimensionado para valores da ordem das dezenas ou centenas de picofarads, enquanto  $C_0$  tem valores da ordem de poucos pF.

#### 2.7.4 - Características gerais do pré-amplificador

O sinal de saída de um detector é um pulso de corrente e a integral dessa corrente é proporcional à carga coletada. A informação medida por um detector pode ser corrente, carga, forma ou tempo. Portanto, para cada tipo de informação ou detector é necessário um projeto especial de um pré-amplificador, porém, de uma forma geral, apresenta características abaixo relacionadas:

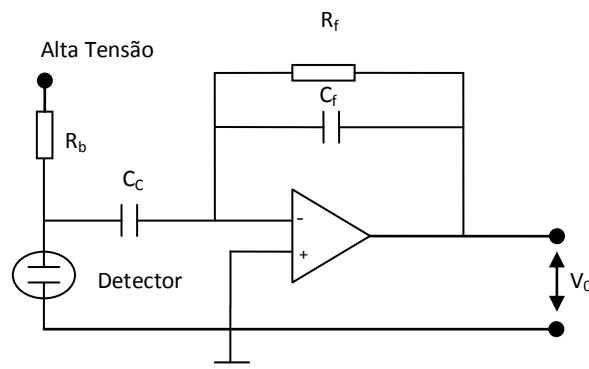
O pré-amplificador convencionalmente não fornece nenhuma conformação de pulso. O tempo de subida do pulso de saída é mantido tão pequeno quanto possível, consistente com o tempo de coleção de carga no próprio detector [NICHOLSON, 1974]. O tempo de decaimento do pulso é feito de forma (aproximadamente 50 ou 100 $\mu$ s) que a completa coleção de carga dos detectores, com grandes tempos de coleção de carga diferentes, podem ocorrer sem um significativo decaimento do pulso de saída.

##### 2.7.4.1 - Amplificação

Como o ganho do amplificador operacional é muito alto, é necessário ter uma retroação negativa da entrada para a saída, a fim de tornar o amplificador estável [OGATA, 2000].

Os pré-amplificadores operam fundamentalmente com amplificadores operacionais de *ganho fixo* e o mais *estável* possível. Por essa razão, a principal técnica aplicada é a *realimentação negativa*.

Um resistor de realimentação é inserido em paralelo ao circuito integrador, constituído pelo capacitor ( $C_f$ ), com o propósito de controlar o tempo de descarga do capacitor pela constante de tempo ( $R_f C_f$ ). O resultado pode ser observado na Figura 2.43, na qual o pulso acentuadamente crescente passa a ter um decaimento exponencial [NICHOLSON, 1974].



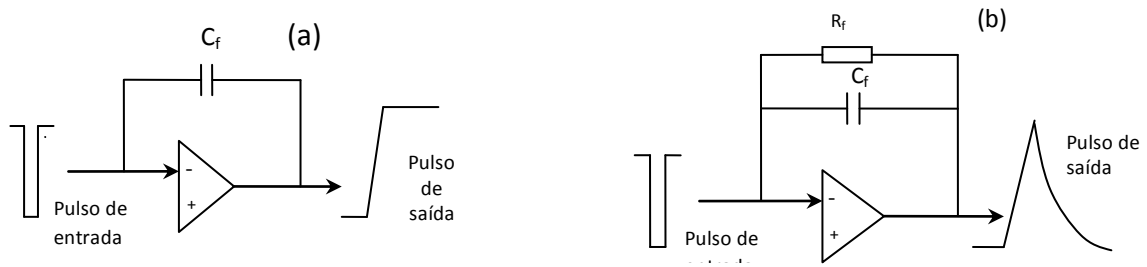
**Figura 2.43 - Esquema de um pré-amplificador sensível a carga com realimentação negativa.** [NICHOLSON, 1974].

A tensão de saída em função da variação do tempo do circuito da Figura 2.44 (b) pode ser calculada por:

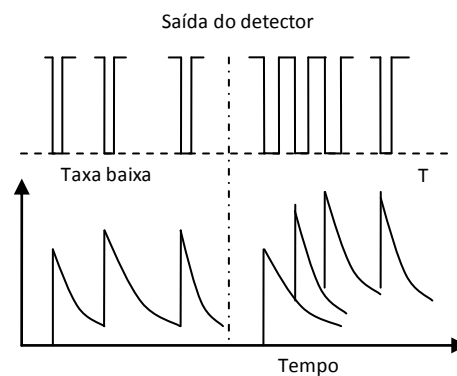
$$V_{\text{(saída)}} = \frac{Q_f}{C_f} e^{-\frac{t}{R_f C_f}} = \frac{\eta_{in} Q_t}{C_f} e^{-\frac{t}{R_f C_f}} \quad (2.62)$$

Onde ( $Q_t$ ) é a carga total de entrada do circuito, e ( $\eta_{in}$ ) é a eficiência de transferência de carga. A amplitude do sinal de saída do pré-amplificador é dada pela seguinte equação [AHMED, 2007]:

$$V_{\text{(saída)}} = \frac{\eta \cdot Q_t}{C_f} \quad (2.63)$$



**Figura 2.44 – Pulso de tensão de saída típico para um pré-amplificador sensível a carga (a) e pré-amplificador sensível a carga com realimentação resistiva (b).[AHMED, 2007].**



**Figura 2.45 - Medições de baixas e altas taxas de eventos em pré-amplificadores sensíveis a carga realimentados resistivamente**

Em observação à equação 2.63, pode-se concluir que a melhor característica de desempenho de um pré-amplificador sensível à carga realimentado resistivamente, é que, em baixa taxa de eventos, minimiza razoavelmente o tempo morto na conversão de cargas em tensão, porém em altas taxas de eventos ocorre o empilhamento de pulsos, conforme ilustrado na figura 2.45.

### **2.7.4.2 - Redução de ruído e formatação de sinal**

A exatidão e precisão das análises espectrométricas e imagiológicas são freqüentemente limitadas pelas incertezas ou pelos ruídos associados. O ruído gerado em um transdutor aparece na forma amplificada em sua saída. A utilização de técnicas de amplificação diferencial (pré-amplificador) reduz substancialmente o ruído [SKOOG, 2002]. O ruído de maneira comum aparece em fase tanto na entrada inversora quanto

na não-inversora do amplificador diferencial e é subtraído em grande parte pelo circuito pré-amplificador (Figura 2.42). Como medida complementar para amenizar o nível de ruído de saída, usam-se circuitos integradores e filtros analógicos ou digitais, adicionado à pré-amplificação [NICHOLSON, 1974]. A eficácia dos filtros depende da capacitância do detector, que é a capacitância de entrada do pré-amplificador. Se a capacitância de entrada aumenta, diminui a impedância e, em conseqüência, o ruído aumenta.

Para aumentar a relação sinal-ruído, a saída do pré-amplificador é filtrada (formatada) utilizando circuitos especiais RC-CR. O objetivo da formatação é diminuir a duração do pulso de saída do pré-amplificador, a fim de reduzir o efeito de empilhamento. O processo de formatação de sinal mais utilizado em com sensores cintiladores é a aplicação de um filtro passa alto CR seguido por um filtro passa-baixa RC, como ilustrado na Figura 2.47 [KNOLL, 1989]. O filtro passa-alta RC atenua as freqüências baixas, que contêm uma grande quantidade de ruído e em relação ao sinal. O tempo de descida é reduzido, diminuindo a probabilidade de empilhamento. O filtro passa baixas RC relação sinal-ruído de freqüências atenuando as freqüências altas. Os filtros CR e RC têm a mesma constante de tempo( $\tau$ ). O passo resposta do CR-RC filtro atinge o seu máximo em  $\tau=t$  e o valor máximo é 0,37 [CLOSE, 1966].

A contribuição do ruído pode ser minimizada pelo dimensionamento da constante de tempo ( $\tau$ ). Sendo que, para pequenos valores de constante de tempo, curto espaço de tempo, predomina o ruído série (o ruído térmico no canal da entrada FET). Para valores maiores de constante de tempo, espaço de tempo longo, predomina o ruído paralelo (correntes de fuga, ruído térmico das resistência).

Admitindo-se que o circuito das seções seguintes de um sistema de detecção tenha impedância de entrada infinita, e que o sinal de entrada do circuito pré-amplificador sensível à carga seja uma função de impulso perfeita ilustrada na Figura 2.46 (a) de magnitude, obtemos a equação (2.64) para o sinal de saída [DORF, 2008].

$$V_s = \left( \frac{Q}{C_i} \right) e^{-\frac{t}{R_i C_i}} \quad (2.64)$$

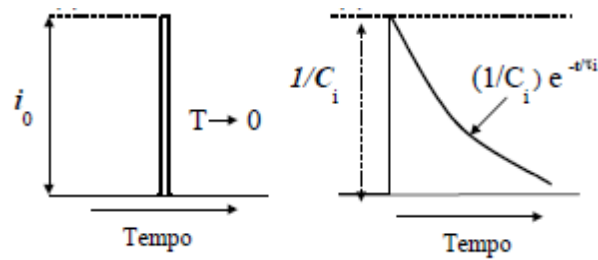


Figura 2.46 - Formas de onda de um impulso (a) e resposta após a integração no pré-amplificador real (b). [DORF, 2008]

Essa função tem forma similar à da Figura 2.46 (b), com tamanho de cauda do sinal de saída dependente da constante de tempo  $\tau_i = (R_i C_i)$ , e uma função de transferência da saída de tensão em relação à entrada de corrente ( $E_o/I_i$ ) no domínio das transformadas de Laplace, é dado por [NICHOLSON, 1974]:

$$E_o/I_i = \frac{\tau_i}{C_i(1+s\tau_i)} \quad (2.65)$$

$$E_o/I_i = \frac{1}{sC_i} \text{ para } (R_i \rightarrow \infty) \quad (2.66)$$

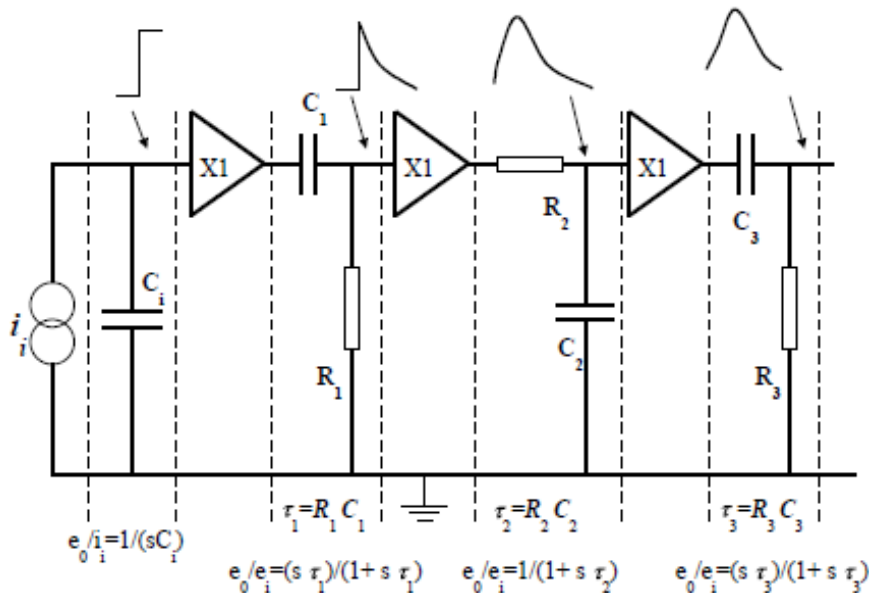


Figura 2.47 - Estágio de filtragem tipo  $(CR)^2$ -RC para a geração do formato semi-gaussiânico. [OGATA, 2000]

A equação 5.16 é equivalente ao primeiro estágio de filtro do circuito da Figura 2.47.

O sinal obtido na equação 2.64 é tratado por um circuito diferenciador  $C_1R_1$ , que compõe o segundo estágio de filtros, e sua função de transferência em relação ao sinal de entrada será [OGATA, 2000]:

$$E_o/E_i = \frac{s\tau_i}{(1+s\tau_i)} \quad (2.67)$$

Para o estágio composto por ( $\tau_2 = R_2C_2$ ): 
$$E_o/E_i = \frac{1}{(1+s\tau_2)} \quad (2.68)$$

No estágio seguinte de ( $\tau_3 = R_3C_3$ ): 
$$E_o/E_i = \frac{s\tau_3}{(1+s\tau_3)} \quad (2.69)$$

A função de transferência para todo o circuito ilustrado na Figura 2.47 é dada por:

$$E_o/E_i = \frac{s\tau_1\tau_3}{Ci(1+s\tau_1)(1+s\tau_2)(1+s\tau_3)} \quad (2.70)$$

O circuito ilustrado na Figura 2.47 representa uma função de segunda ordem denominada  $(CR)^2$ -RC devido à seqüência dos estágios percorridos pelo sinal e também podem ser chamados de filtro passa-faixas ativo. As constantes de tempo são da ordem de 1  $\mu$ s para cintiladores em baixas contagens [NICHOLSON, 1974].

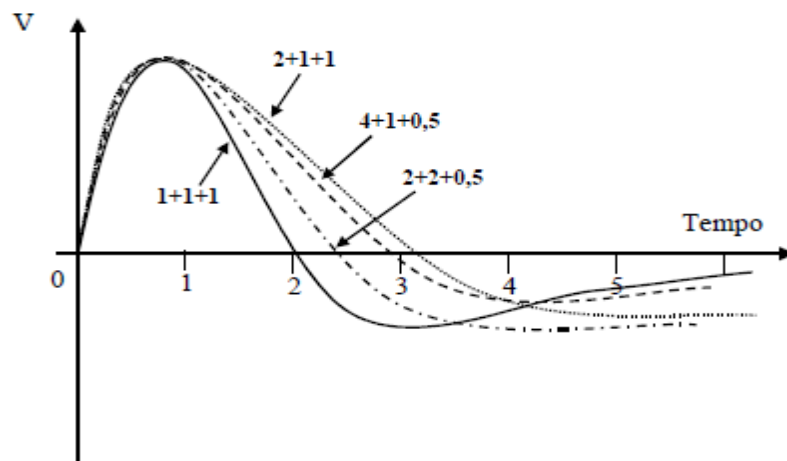


Figura 2.48 - Formas de onda de resposta normalizadas para diferentes valores de constantes de tempo da filtragem tipo  $(CR)^2$ -RC. [NICHOLSON, 1974].

A Figura 2.48 ilustra as formas de onda de resposta para as constantes de tempo,  $\tau_1$ ,  $\tau_2, \tau_3$ , normalizadas para a mesma duração de pulso entrando no sistema. Pode-se



notar claramente na Figura 5.14 que a melhor escolha é  $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3$ , que produz o retorno à linha de base mais rapidamente. Na prática, o ajuste ideal para cada caso é obtido por tentativa e erro ou por ajuste disponível no sistema.

O filtro de deconvolução [SMITH, 1997], como descrito, desempenha duas funções essenciais; otimiza a resolução em energia e minimiza o risco de sobreposição (empilhamento) entre sucessivos pulsos (Figura 2.49).

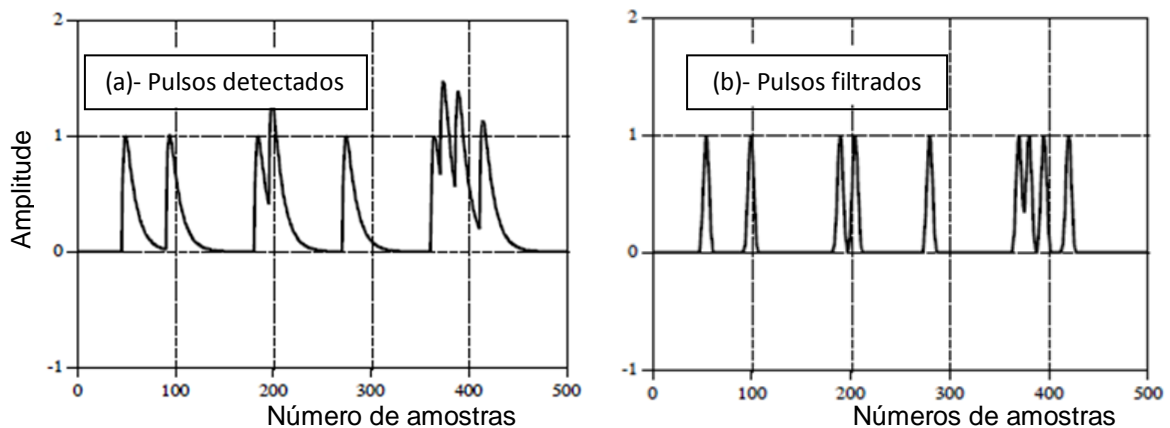


Figura 2.49 - Ilustra forma de onda de tensão saída do detector (a) . Pulsos após filtros RC (b). [SMITH, 1997]

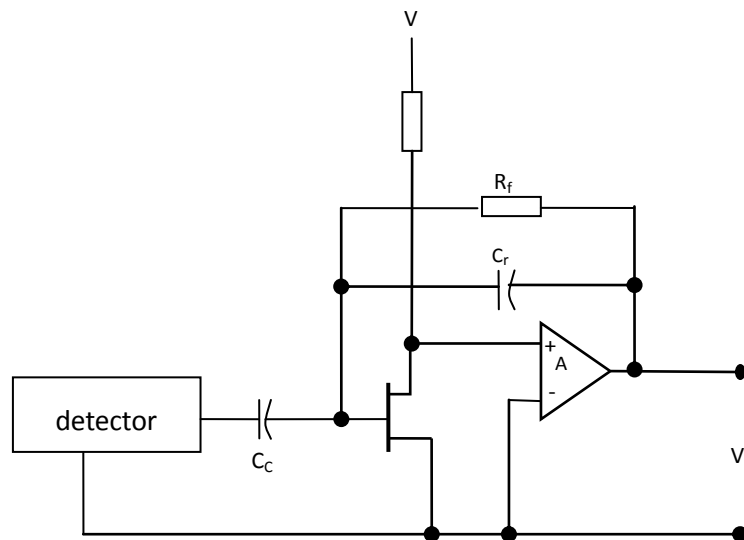
### 2.7.4.3 - Acoplamento de impedância

Uma das funções do pré-amplificador é terminar a capacitância rapidamente e, portanto, maximizar a relação sinal-ruído (NICHOLSON, 1974). Também serve como um acoplador (casamento) de impedâncias, representando uma alta impedância adequada ao detector, para minimizar o seu carregamento, enquanto possui baixa impedância de saída para distribuir o sinal pelo sistema de processamento, com a finalidade de evitar a distorção e atenuação do pulso.

Basicamente, se o detector tem uma grande e estável capacitância, requer o uso de um pré-amplificador sensível a tensão com impedância de entrada resistiva para a integração do pulso de carga em pulso de tensão. Se o detector possui uma pequena capacitância variável em função das condições de operação, requer para a integração citada um amplificador sensível à carga com impedância de entrada capacitiva. Atualmente, é generalizado o uso do amplificador sensível à carga em sistemas de espectroscopia, medições de posição e aplicações imagiológicas.

#### 2.7.4.4 - Desempenho do amplificador sensível à carga

Para a maioria das aplicações de espectroscopia, os parâmetros de interesse são a quantidade de carga e/ou o tempo de ocorrência do evento que tem uma duração de  $10^{-9}$  a  $10^{-5}$ s [ORTEC,2000]. O amplificador sensível à carga pode processar um ou ambos os parâmetros de interesse descritos (Figura 5.16).



**Figura 2.50 – Configuração típica de um pré-amplificador sensível à carga de ultra baixo ruído para aplicação em detectores de radiação.[NICHOLSON, 1974]**

Quando ligado a um sensor (foto-multiplicadora), o pré-amplificador (Figura 2.50) fornece um pulso de tensão de saída com uma amplitude máxima proporcional à carga elétrica do sinal de entrada (detector) .

Uma vez que a carga é integrada pelo capacitor de realimentação ( $C_f$ ), a medição de carga é independente da capacitância da fonte ( $C_s$ ), ou seja, o ganho do amplificador não é sensível a uma mudança na capacitância do detector e, no caso, ideal, o tempo de subida do pulso de saída é igual à largura de pulso de corrente (carga) do detector [WESBTER, 1999].

A estabilidade da sensibilidade do pré-amplificador depende da estabilidade do capacitor de realimentação ( $C_f$ ) e do ganho do pré-amplificador (circuito aberto).

As variações da sensibilidade podem contribuir para o erro na medição da energia da radiação detectada.

A sensibilidade do pré-amplificador depende das fontes de ruído. O ruído no pré-amplificador sensível à carga pode ser controlado pelos componentes a seguir descritos:

1. Transistor de efeito de campo (FET) colocado à entrada;
2. Capacitância total de entrada.
3. Resistência conectada à entrada.
4. Corrente de fuga de entrada do detector e FET.

Os FETs possuem algumas vantagens como: impedância de entrada elevadíssima; relativamente imune à radiação; produz menos ruído e melhor estabilidade térmica. No entanto, apresentam algumas desvantagens, como banda de ganho relativamente pequena e maior risco de dano quando manuseado.

## 3 - MATERIAIS E MÉTODOS

Na física de altas energias, os eventos de detecção de partículas são de natureza pulsada e extremamente rápidos. Nesse trabalho, desenvolve-se um sistema de amplificação, discriminação e formatação de pulso, para adequar o pulso de carga proveniente da PMT de um sistema de detecção de radiação gama, para a forma de pulso requerida, a fim de otimizar a técnica de medição de carga em espectrometria e imagiologia.

### 3.1 - Padrão de Instrumentação

Procura-se estabelecer padrões de instrumentação para compatibilizar instrumentos, experimentos, comparar resultados e viabilizar a interoperabilidade de equipamentos e projetos em conformidade com as normas internacionais **(AHMED, 2007)**.

#### a) Padrão NIM

O termo "NIM" é um acrônimo de "*Nuclear Instrumentation Module*". Esse padrão só permite interconexões externas via painel frontal e posterior. O padrão NIM especifica um "chassis" com seis tensões de alimentação bem reguladas **(AHMED, 2007)**:

- tensão de +/- 24 Volts de baixo ruído;
- tensão de +/- 12 Volts de potência;
- tensão de +/- 6 Volts de potência.

#### b) Padrão lógico

Os componentes principais que constituem as portas lógicas são os transistores bipolares (família lógica TTL) ou os transistores de efeito de campo – Fet – (família lógica CMOS). Esses transistores comportam-se como interruptores eletrônicos que ou estão em condução (1), ou estão ao corte (0).

- O padrão lógico NIM de sinais de entrada e saída são níveis de corrente com os seguintes valores [AHMED, 2007]:

**Tabela 3.1- Níveis lógicos NIM (negativo/rápido)**

Tipo	Entrada (mA)	Saída (mA)
Lógica 0	-4 a +20	-1 a +1
Lógica 1	-12 a -36	-14 a -18

**Tabela 3.2 - Níveis lógicos NIM (positivos/lento)**

Tipo	Entrada (mA)	Saída (mA)
Lógica 0	+1,5 á -2	+1 a -2
Lógica 1	+3 á +12	+4 a +12

- O padrão lógico TTL é acrônimo de “*Transistor Transistor Logic*” (lógica transistor-transistor), e é definido em termos de tensão.

**Tabela 3.3 - Níveis lógicos TTL**

Tipo	Entrada (Volt)	Saída (Volt)
Lógica 0	0 á 0,8	0,3 a´0,5
Lógica 1	2 á 5	2 á 5

- O padrão lógico CMOS é acrônimo de “*Complementary Metal Oxide Semiconductor*” (Semicondutor de Óxido-Metal Complementar). As características principais dessa família são o reduzido consumo de corrente (baixa potência), alta imunidade a ruídos e uma faixa de alimentação que se estende de 3V a 15V ou 18V, dependendo do modelo.

### **c) Padrão CAMAC**

O termo “CAMAC” é um acrônimo de “*Computer Automated Measurement and*”.

Um dos principais aspectos do CAMAC é a utilização de um barramento de dados montado na parte posterior do bastidor. O barramento permite comunicação bidirecional entre os módulos e o computador através de um módulo controlador do

barramento. Pode-se assim controlar, programar e ler remotamente os módulos, centralizando a aquisição de dados.

#### **d) Padrão FASTBUS**

É um padrão de 32 bits projetado para operar com sistemas de grande densidade de dados e de alta velocidade de aquisição.

O voltímetro eletrostático tem características de medição por deslocamentos mecânicos causados por campos elétricos de condutores carregados. O amplificador sensível à carga é usado em medições de carga ou variações de carga [WESBTER, 1999]. Pelos fenômenos característicos de variação de energia em sistemas de detecção de luz, opta-se neste trabalho pelo uso de amplificador sensível à carga.

### **3.2 - Desenvolvimento do projeto**

Fundamentalmente, todos os dispositivos eletrônicos utilizados para fornecer ganho de energia (válvulas fotomultiplicadoras transistores bipolares, transistores MOS, por exemplo) são não-lineares. O pré-amplificador com realimentação negativa permite controlar o ganho, e, como consequência, obter uma maior linearidade (redução da distorção) e alta relação sinal ruído [NICHOLSON, 1974]. Se não for corretamente projetado, amplificadores com realimentação negativa podem tornar-se instáveis, resultando em comportamentos indesejados, como a oscilação.

O circuito eletrônico usado neste trabalho (Figura 3.2) tem como principal componente o pré-amplificador sensível à carga modelo A-101 (Amptek.inc), desenvolvido especialmente para aplicação em instrumentação de medição de cargas elétricas produzidas por sistemas de baixa capacitância, como válvulas fotomultiplicadora empregadas em detectores de radiação [AMPTEK].

A escolha do principal componente (dispositivo A-101- Amptek) da estrutura de pré-amplificação foi extraída de “WEBSTER” [WESBTER, 1999]. A composição e aquisição de componentes de circuito foram realizadas diretamente nos catálogos técnicos da AmpTek inc.

O modelo “A-101” é um pré-amplificador híbrido sensível à carga, discriminador, e formatador de pulso. Embora esse componente tenha sido projetado especificamente

para instrumentação por satélite, as suas características únicas (Tabela 3.3) o tornam igualmente útil para operarem no espaço, em laboratório e aplicações comerciais, como na espectrometria de raios x ou gama e circuitos de reconstrução de imagens.

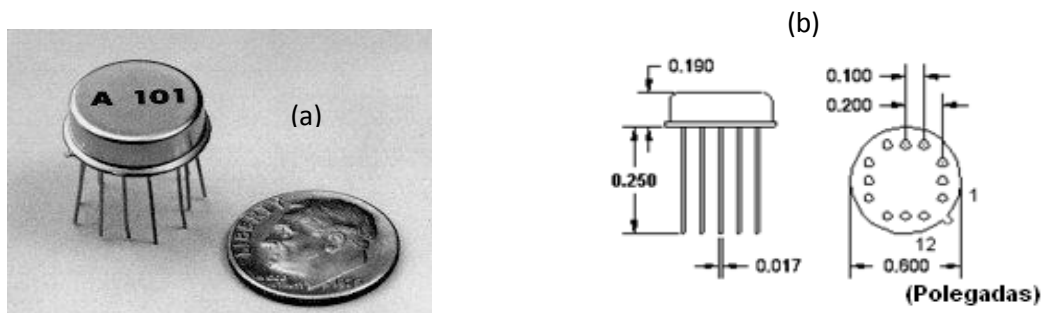


Figura 3.1 – Componente eletrônico A-101. [AMPTEK, catalogo 2008]

### 3.3 - Pré-Amplificador Discriminador

As funções principais desse estágio são de conversão da carga elétrica em voltagem, discriminação e formatação do sinal de saída, sendo que, na entrada do pré-amplificador, a componente contínua do sinal proveniente da interface com a fotomultiplicadora é filtrada por um capacitor ( $C_i$ ), como apresentado na Figura 3.2.

- **Implementação do circuito eletrônico**

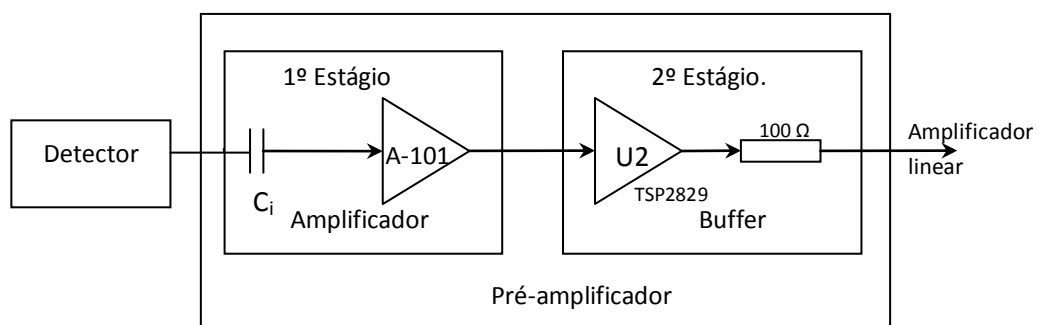
Devido à característica de variação das capacitâncias intrínsecas de um sistema detector de radiação, foi implementado um circuito de amplificação sensível à carga.

O circuito eletrônico construído é composto de dois estágios, conforme a Figura 6.2, sendo:

- Primeiro estágio composto pelo amplificador A-101, com a função operacional de produzir na sua saída uma tensão proporcional com a quantidade acumulada de carga elétrica na sua entrada, atuando também como discriminador e formatador de pulso. Um limitador (grampeador) de nível de amplitude de pulsos e de transições de polaridade oposta é feito por pelo amplificador A-101 na função discriminador. Essa função é importante, uma vez que o estágio subsequente em um sistema de medição de energia e/ou de reconstrução de imagem é composto por um circuito digitalizador (Conversor Analógico Digital -

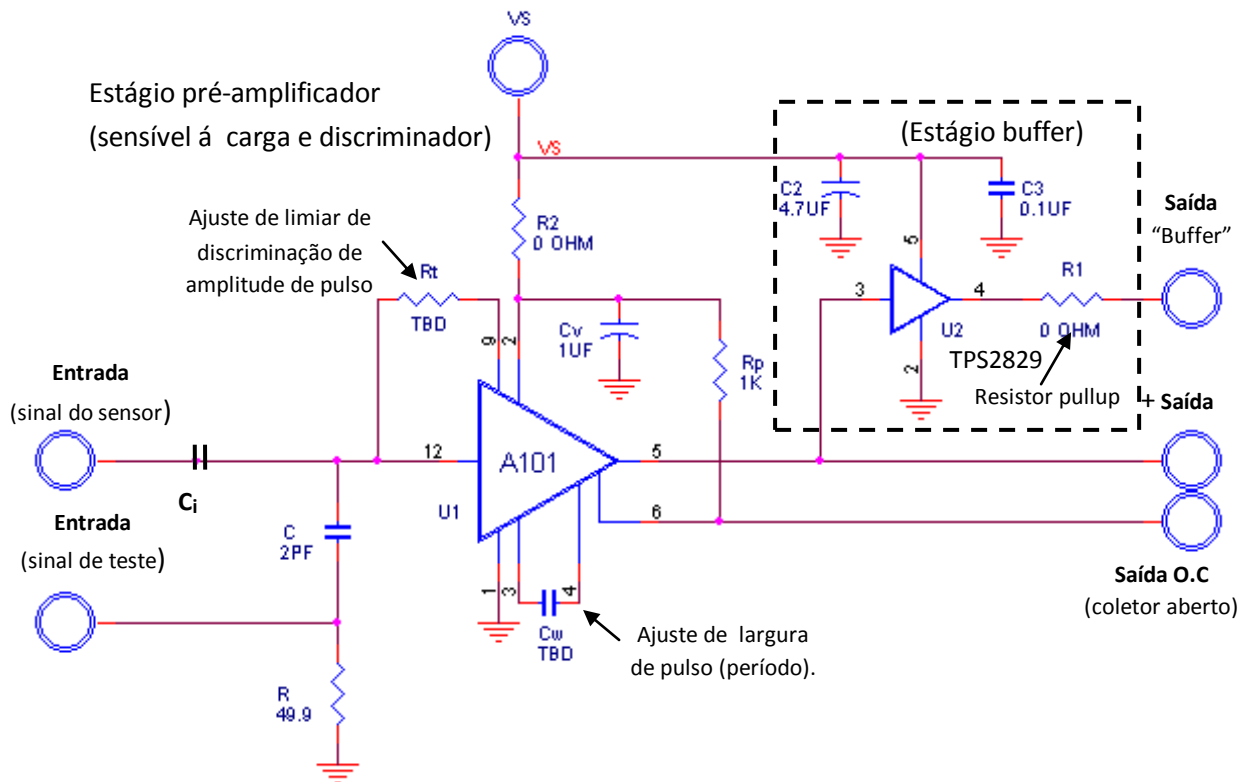
DAC) que necessita de um sinal estável em altura (nível constante) de pulsos temporais de curta duração [AHMED, 2007]. Esse tempo é limitado pelas variações (dispersão) na posição espacial da interação local da radiação gama com o detector cintilador, e não é realmente um tempo morto. No entanto, a possibilidade do detector de resolver dois pulsos (empilhamento de pulsos) será comparável ao tempo de dispersão. O pulso de saída do pré-amplificador sofrerá um aumento de tempo de cerca de  $0,1 \mu\text{s}$  em razão desse fenômeno na interação.

- O segundo estágio é composto pelo amplificador operacional TPS2829 (*Texas Inst.*) como componente principal. Atua como circuito separador e com a função “buffer”. A função separadora é usada para evitar que um circuito ativado (contador e amplificador linear, por exemplo) influa no circuito ativador (pré-amplificador). A função “buffer” é um comutador de pulsos de alta velocidade que tem uma memória temporária para equalizar a diferença entre a velocidade em que os pulsos são recebidos na entrada do pré-amplificador com a velocidade de processamento de sinais em circuitos subseqüentes, minimizando o tempo morto.



**Figura 3.2 - Diagrama em blocos de um pré-amplificador sensível à carga, discriminador e formador de pulso.**





**Figura 3.3 – Diagrama do circuito eletrônico do pré-amplificador sensível a carga, adaptado de AMPTEK DATASHEET, 2006.**

A escolha do circuito eletrônico da Figura 3.3, deu-se pela equivalência de padrão de interface com o sistema de medição existente no laboratório de instrumentação nuclear da UFMG, e com as características técnicas de desempenho dos componentes A-101 e TSP-2829 fornecidos pelos fabricantes (Tabelas 3.4; 3.3; 3.6 e 3.7) em função de operação em temperatura ambiente, uma vez que o sistema de medição laboratório de instrumentação nuclear da UFMG opera em ambiente não climatizado.

- **Especificações técnicas**

As tabela a seguir especifica as características operacionais do circuito implementado nesse trabalho.

**Tabela 3.4 – Especificações Técnicas para o componente A-101[AMPTEK]**

Obs.: Considerado a alimentação de  $V_s = 5V$  e temperatura ambiente de  $25^\circ$

Limiar de sensibilidade	Limiar referenciado para uma entrada de $1,6 \times 10^{-13}$ Coulomb (equivalente a $10^6$ elétrons) , periodicidade 4 MHz. (Obs. O limiar pode ser aumentado por adição de um resistor entre o pino 9 e 12. Referir a figura 6.3
Estabilidade	<1,5% do limiar, 0 a +50°C.
Ruído	Nível de ruído RMS <0,4% do limiar
Proteção	Ponte de diodos costa-costa para terra
Capacitância do detector	0 a 60pF (interface)
Taxa de contagem	$4 \times 10^6$ CPS
Resolução de pulso par	250 ns
Alimentação (Tensão)	+5 VDC
Consumo de corrente	3 mA
Temperatura	-55 a +70 °C (operacional)
tempo de decaimento do pulso ( <i>Falltime</i> )	20 ns

**Continuação da Tabela 3.4 – Especificações Técnicas para o componente A-101**

Largura de pulso	220 ns (nominal) . a.Pode ser aumentada para maior que 1 $\mu$ s por adição de capacitor entre os pinos 3 e 4.Referir-se afigura 6.3
Tempo de subida	6 ns
Amplitude do pulso de saída (pino 5)	Pulso de saída (5 V) possibilitando interface diretamente com CMOS e TTL
Pulso de saída ( pino 6)	Saída em coletor aberto coletor aberto.Fornece pulso negativo através de resistor externo (pullup). Esta saída possibilita interface com lógica TTL.

**Tabela 3.5– Especificações de entrada de sinal para o circuito da figura 3.3 [AMPTEK]**

Entrada do detector	Pino 12 (acoplamento DC); Para acoplamento AC com alta tensão usar capacitor de alta voltagem (500-1000pF) para interface de sinal.
Entrada de teste	Entrada de teste através de capacitor de 2 pF.
Tensão de alimentação	Pino 2; fonte de tensão (+4 a +10 VDC)

**Tabela 3.6 - Especificações de saída de sinal para o circuito da figura 3.3.[AMPTEK]**

+Saída	Positiva, tipo TTL ( Pino 5).
Saída O.C	Negativa; saída do coletor aberto flutuante (Pino 6).
Saída "Buffer"	Saída chaveada de alta velocidade tipo "Line Drive" (Pino 5).

**Tabela 3.7 – Característica de chaveamento TPS2829 [Texas Instrumentos].**

Parâmetro	Condição de teste (25°C)	Valores típicos
Tempo de subida (Ts)	VCC = 5 v	14 ns
Tempo de descida (Td)	Vcc = 5V	14 ns

**Continuação da Tabela 3.7 – Característica de chaveamento TPS2829 [Texas Instrumentos]**

Tempo de retardo ( $T_{AB}$ ) de propagação do pulso na transição de nível alto para nível baixo. (Figura 6.4) ( $T_{AB}$ )	VCC = 5V	24 ns
Tempo de retardo ( $T_{BA}$ ) de propagação do pulso na transição de nível baixo para nível alto. (Figura 6.4)	VCC = 5V	24 ns

Nesse ponto, é importante definir alguns parâmetros do pulso contendo a informação desejada na saída buffer. A Figura 6.4 mostra as principais definições das fases de

pulso (discriminado e formatado) como: Tempo de subida ( $T_{subida}$ ), Tempo de descida ( $T_{descida}$ ), Tempo do pico ( $T_{pico}$ ) e Tempo do pulso ( $T_{pulso}$ ).

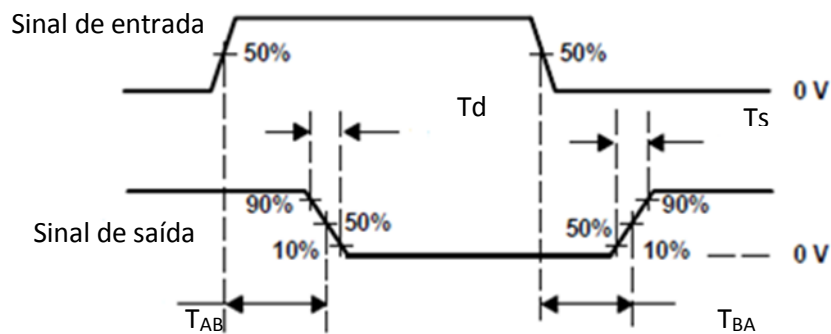


Figura 3.4 – Diagrama de tempo de chaveamento TPS2829 – [TEXAS INST.]

- **Montagem do circuito eletrônico.**

A versão do pré-amplificador apresentada nesse trabalho é de tamanho reduzido e de baixo consumo de potencia elétrica em relação ao detector pré-amplificador CANBERRA modelo 205 em uso no laboratório de instrumentação nuclear da UFMG.

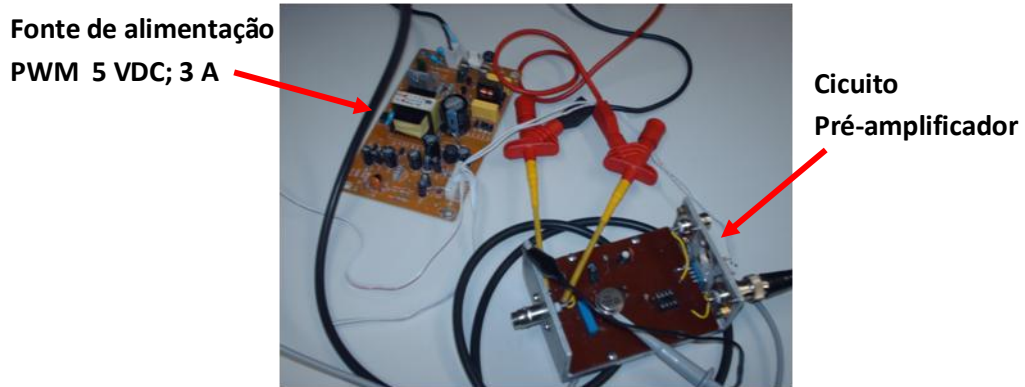


Figura 3.5 – Imagem do pré-amplificador (à direita) e fonte de alimentação (à esquerda)

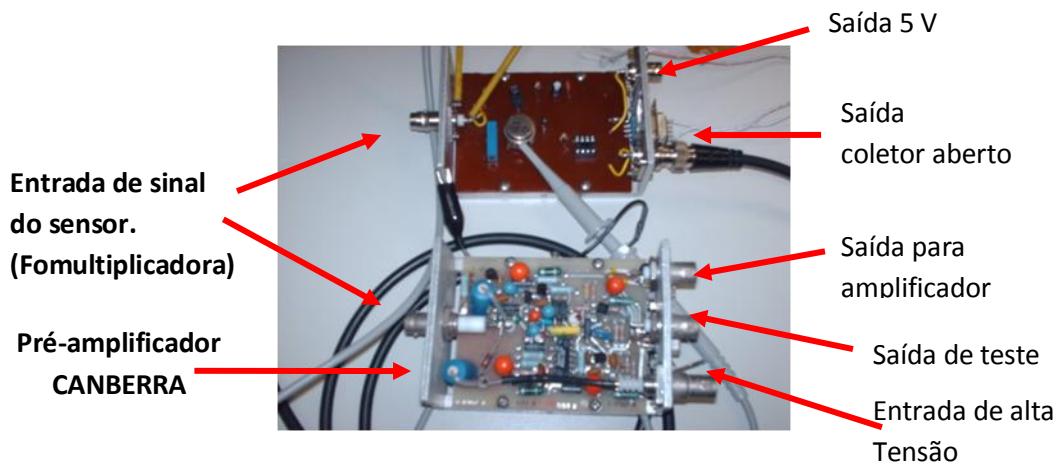


Figura 3.6 – Imagem comparativa com pré-amplificador CANBERRA modelo 205

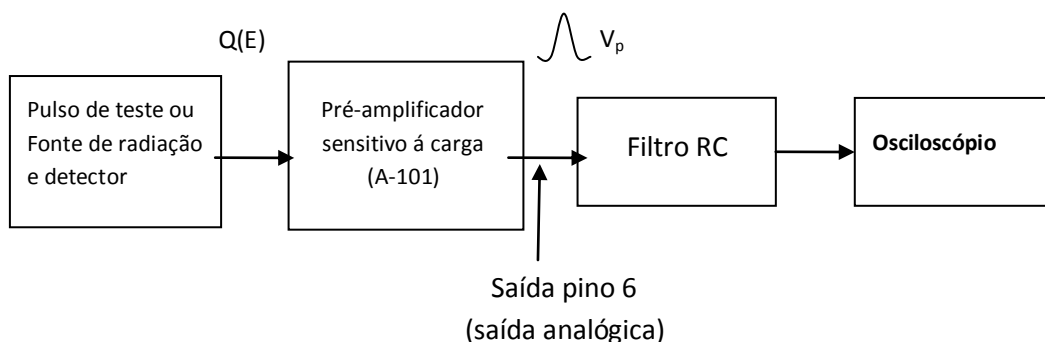
### 3.4 - Procedimentos de análise de desempenho e parâmetros.

Os experimentos realizados nesse trabalho utilizam uma combinação de módulos padrões NIM, TTL e CMOS que são interconectados e ajustados de modo a fornecer a informação desejada [AHMED, 2007]. Esse experimento tem como objetivo a verificação do comportamento operacional do circuito pré-amplificador discriminador em função de sua respostas a sinais aleatório provenientes da válvula fotomultiplicadora e de sinais padrão de entrada, bem como fornecer ajustes eletrônicos na técnica utilizada para a o desenvolvimento e montagem do projeto.

#### 3.4.1 – Procedimentos de Testes Utilizado

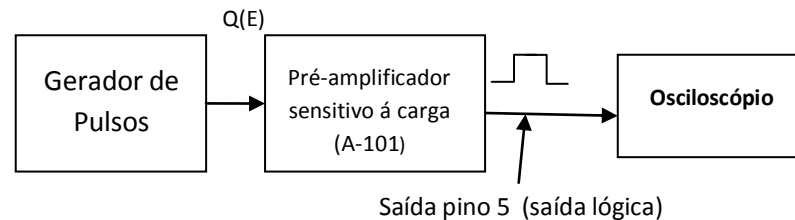
Os testes para avaliação de desempenho são realizados de três formas diferentes.

- A primeira forma utiliza um gerador de funções determinísticas para as excitações, ou sinal de entrada para verificação de comportamento dinâmico e ajustes na saída analógica do pino 6 do pré-amplificador (Figura 3.7).



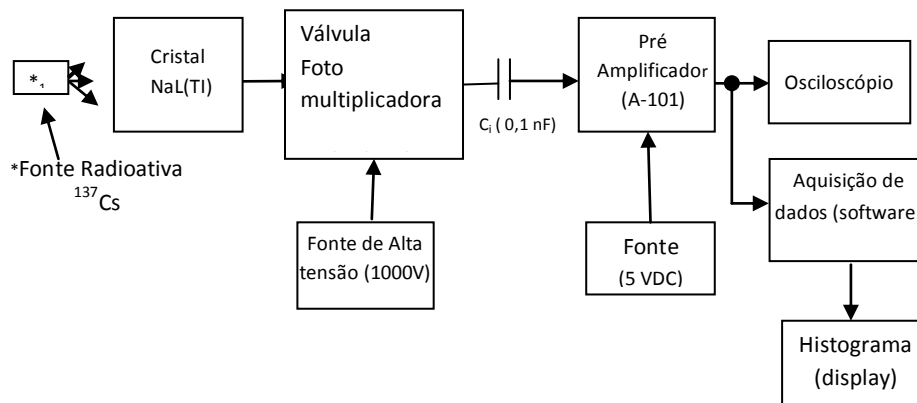
**Figura 3.7 – Diagrama em blocos para medição de resposta do pré-amplificador á uma excitação de entrada**

- A segunda forma utiliza um gerador de funções determinísticas para a excitação ou sinal de entrada, para verificação de comportamento dinâmico e ajustes na saída discriminada (lógica) do pino 5 do pré-amplificador (Figura 3.8).



**Figura 3.8 – Diagrama em blocos para medição de resposta discriminada**

- A terceira forma de avaliação consiste na aquisição real de dados para medição de energia de radiação gama de amostras radioativas de  $^{137}\text{Cs}$  e  $^{60}\text{Co}$ , utilizando conjunto sensor composto por uma válvula foto-multiplicadora e um cristal NaL(Tl) com interface direta com sistema de software de aquisição (Figura 3.9) [KNOLL, 1989; SIMÕES, 1994] possibilitando avaliar a resposta e desempenho do pré-amplificador discriminador a um sinal de entrada de característica aleatória, não repetitivas e não expreso analiticamente.



**Figura 3.9 - Diagrama em blocos do sistema de espectrometria gama com pré-amplificador discriminador.**

O tempo de subida do pulso de tensão de saída ( $V_0$ ) do pré-amplificador no caso ideal é igual ao tempo de coleta de carga pelo detector. O capacitor  $C_i$  de interface limita o tempo de subida, conforme o gráfico da Figura 3.10.

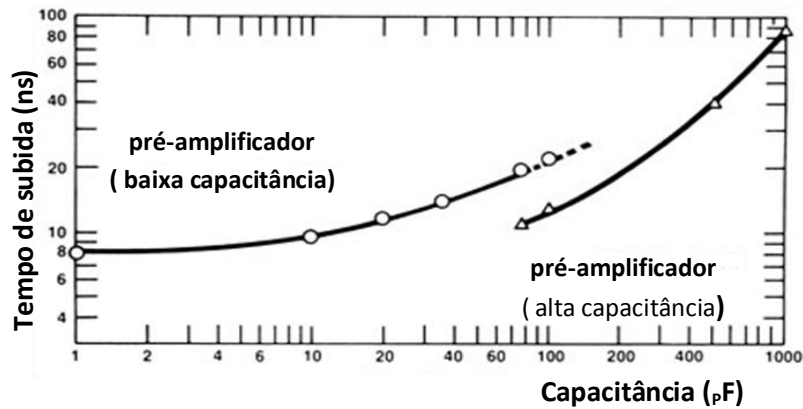


Figura 3.10 – Tempo de subida típico em função da capacitância de entrada.[AHMED, 2007]

### 3.4.2 – Parâmetros de avaliação.

Para se analisar, ajustar e controlar sistemas lineares dinâmicos, é necessário haver uma base para sua identificação e especificação de desempenho, que é feita através da resposta do sistema a excitações padronizadas, segundo a qual são definidas as características de desempenho. O ajuste e projeto de pré-amplificadores, por exemplo, devem ter o objetivo de fazer com que essas características de desempenho cumpram as especificações do sistema onde forem aplicadas.

As excitações ou sinais de entradas para testes e ajustes de desempenho em sistemas eletrônicos dinâmicos podem ter caráter aleatório ou determinístico, de acordo com o tipo e a característica de funcionamento do sistema. Funções aleatórias não podem ser expressas analiticamente e não são repetitivas. A função determinística, por sua vez, tem características bem definidas por funções analíticas ou curvas específicas.

#### a) Parâmetros de testes para funções determinísticas

Os procedimentos usados para avaliação de desempenho do pré-amplificador sensível à carga e discriminador neste trabalho consistem em simular, através de um gerador de pulsos de características conhecida, sinais que seriam originados em um detector de radiação. A resposta do pré-amplificador a essa excitação permite avaliar parâmetros fundamentais como: tempo de subida, tempo de descida, duração do pulso, amplitude,

linearidade, resposta em freqüência, forma e estabilidade [CRUVINEL, 1987]. Os resultados de desempenho possibilitam a definição de aplicação e de comportamento dinâmico do circuito, quando em regime de operação. As excitações padronizadas usadas para identificação e análise de desempenho do circuito pré-amplificador neste trabalho são as seguintes [WEHRY, 1976]:

- **Sinal de entrada tipo função degrau.** A função degrau é mantém o valor zero para  $t < 0$  e mantém o valor  $V$  para  $t > 0$ . A transição entre os dois níveis acontece em  $t=0$  e é realizada num intervalo de tempo arbitrariamente pequeno (rise time = 0).
- **Sinal de entrada tipo onda quadrada.** Se um pulso de amplitude  $V$  e duração  $t_p$  é aplicado ao sistema, a resposta para tempos menores do que  $t_p$  é igual à da função degrau.

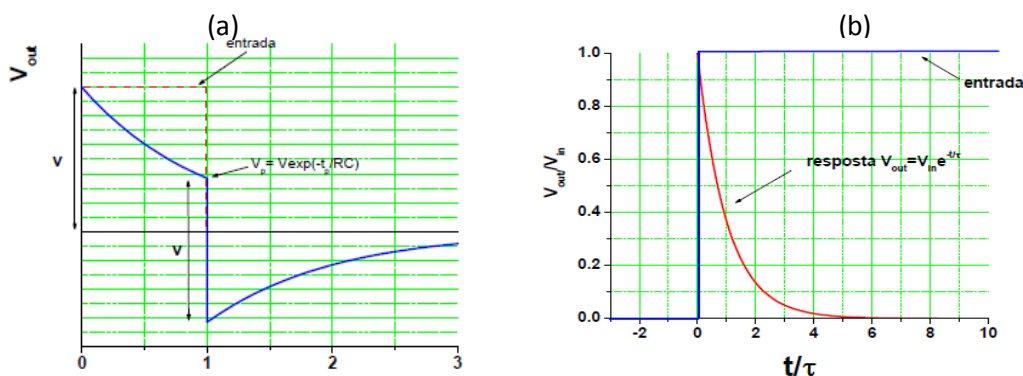


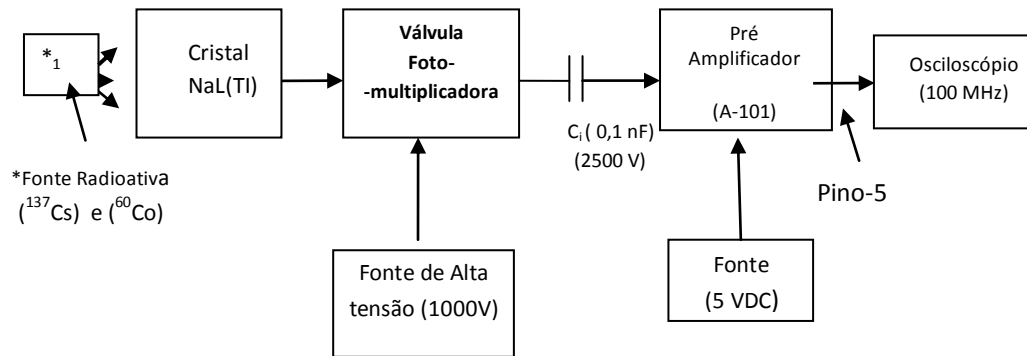
Figura 3.11 - Sinal resposta esperado a uma excitação. (a) - função degrau e (b) - onda quadrada.

Para  $t = t_p$ , a amplitude de saída será correspondente a constante de tempo  $V_{saída} = \exp(-t_p/RC)$ . No final do pulso, a entrada muda abruptamente de uma tensão igual a  $V$ , e, desde que a tensão no capacitor não pode mudar instantaneamente, a saída também deve mudar de  $V$ .

## b) Parâmetros de teste para funções aleatórias

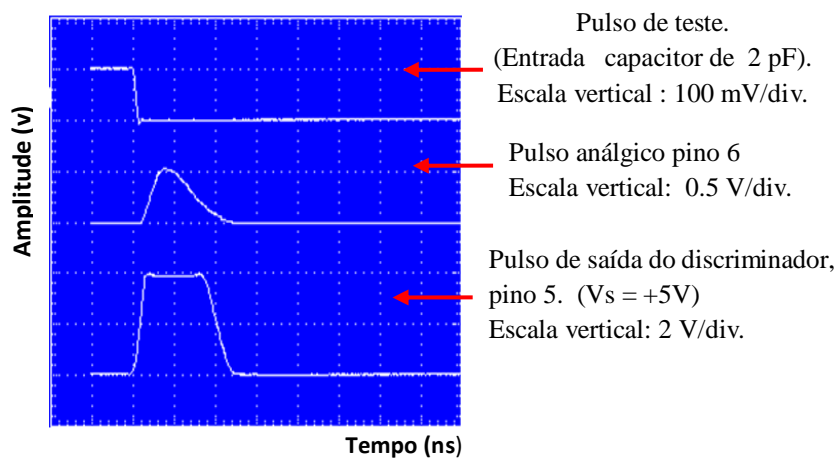


O procedimento usado neste trabalho para avaliação da resposta do pré-amplificador a um sinal de entrada com características aleatórias consiste em aplicar à entrada do pré-amplificador, através de uma válvula foto-multiplicadora geradora de pulsos de corrente (carga elétrica), sinais originados em um detector de radiação composto por cristal cintilador de NaL(Tl) (figura 3.15).



**Figura 3.12 – Diagrama em blocos de sistema de teste pulsos aleatórios**

A resposta do pré-amplificador a essa excitação, medida por um osciloscópio, permite avaliar parâmetros fundamentais como: tempo de subida, tempo de descida, duração do pulso, amplitude, linearidade, resposta em frequência, forma e estabilidade [AHMED, 2007]. Os resultados de desempenho possibilitam a definição de aplicação e de comportamento dinâmico do circuito, quando em regime de conversão de carga elétrica em voltagem, atuando como discriminador de pulso e formatador de sinal, conforme montagem de teste mostrada na Figura 3.16.



**Figura 3.13 – Formas de onda de resposta á um impulso do pré-amplificador.**

### 3.5 - Instrumentos de geração de pulsos e de medição

Identificação básica de instrumentos de medidas eletrônicas convencionais e de eletrônica nuclear utilizados neste trabalho.

#### a) Instrumental para eletrônica convencional

- **Gerador de pulsos modelo:** Instrumento que simula os pulsos que seriam originados em um detector de radiação. Fornece pulsos com características conhecidas e padronizadas para a entrada do sistema. O gerador de pulsos é usado para calibração, ajustes, cronometragem, além de operações de teste. O osciloscópio e o gerador de pulsos, usados conjuntamente, podem garantir que a eletrônica seja ajustada corretamente de acordo com o propósito de aplicação de cada experimento.
- **Osciloscópio:** O osciloscópio permite obter os valores instantâneos de sinais elétricos rápidos, a medição de tensões e correntes elétricas, e, ainda, frequências e diferenças de fase de oscilações. Instrumento utilizado para observar os pulsos de entrada e saída no sistema para determinar o comportamento dinâmico do circuito em função da forma do pulso, amplitude, cronometragem (*timing*) etc.

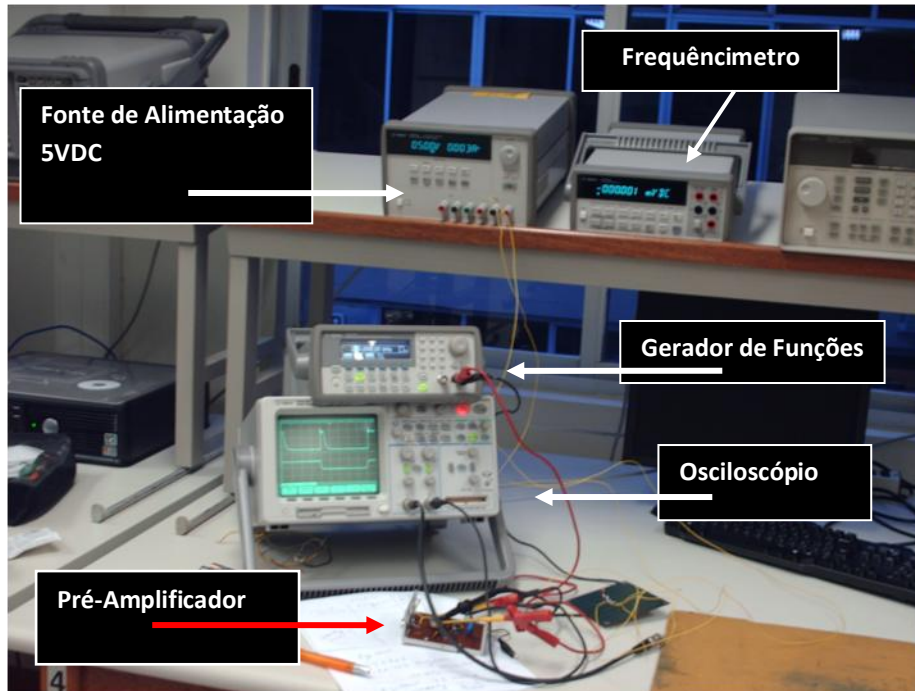


Figura 3.14 – Instrumental usado para teste e ajustes técnicos de eletrônica

#### b) Instrumental para eletrônica nuclear

Todo o conjunto é formado pelo cristal detector, válvula foto-multiplicadora e pré-amplificador, fonte de alta tensão, bastidor BIN. Os elementos sensores (cristal NaL(Tl)) e fotomultiplicadora ficam dentro de um cilindro de ferro com invólucro cilíndrico de Hg para redução da interferência ambiental externa[10]. A amostra radioativa (pastilha de  $^{137}\text{Cs}$ ) foi colocada a 5cm do cristal. O conjunto pesa 1,5 quilogramas e é mostrado na Figura 3.9.

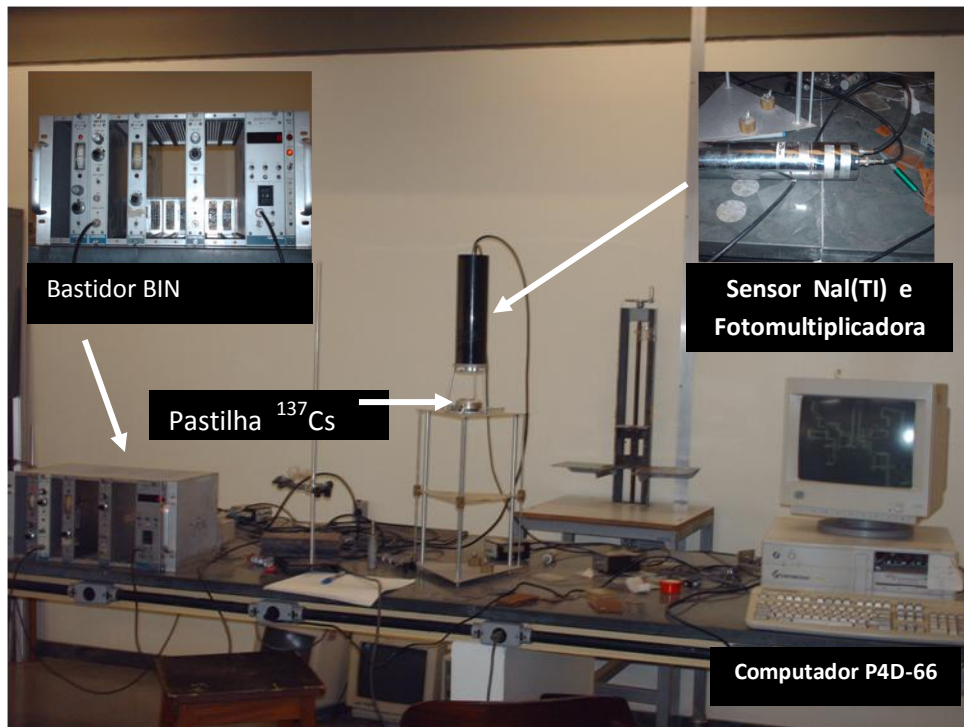


Figura 3.15 – Sistema de detecção de radiação e eletrônica nuclear

Compõe o sistema de aquisição de dados um computador P4D-66(486), Gateway-2000, com 16 Mbits de memória operando com software Genie 2000, especial para construção de histograma e contagem de fótons em medidas de energia de radiação gama.

## 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

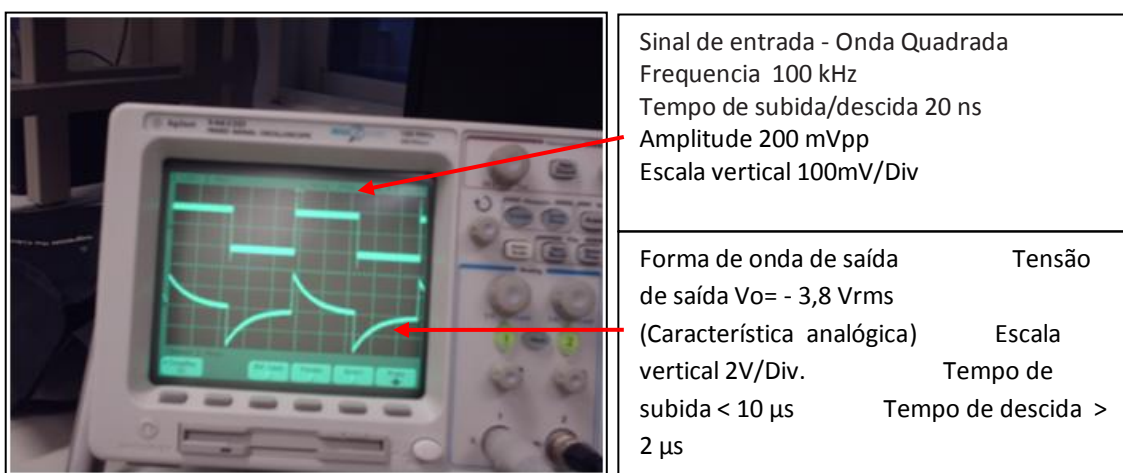
Os resultados foram obtidos de duas formas diferentes. A primeira, utilizando um gerador de pulsos para verificação de comportamento dinâmico eletrônico e ajustes. A segunda realiza aquisição real de dados de uma amostra radioativa de  $^{137}\text{Cs}$ , utilizando válvula fotomultiplicadora e cristal NaL(Tl), com a finalidade analisar o comportamento do pré-amplificador excitado por um sinal de natureza aleatória e obtenção de espectro gama para a amostra radioativa.

### 4.1 – Resultados com Gerador de Pulsos

Utilizando um gerador de pulsos modelo 33220A do fabricante Agilent, simula a forma de impulso entrada. A resposta do sinal de saída a cada excitação foi verificada por meio do uso de um osciloscópio modelo 54622 do fabricante Agilent.

**a) Resposta na saída coletor aberto (pino 6)**

Os resultados da saída inversora OC (coletor aberto) foram obtidos em conformidade com a montagem mostrada na Figura 3.7, tendo como sinal de excitação de entrada uma forma de onda quadrada.



**Figura 4.1– Imagem de resposta á uma forma de onda quadrada de entrada**

**b) Respostas na saída discriminada (pino 5)**

Os resultados da saída discriminadora não inversora (pino 5) do amplificador foram obtidos em conformidade com a montagem mostrada na Figura 3.8.

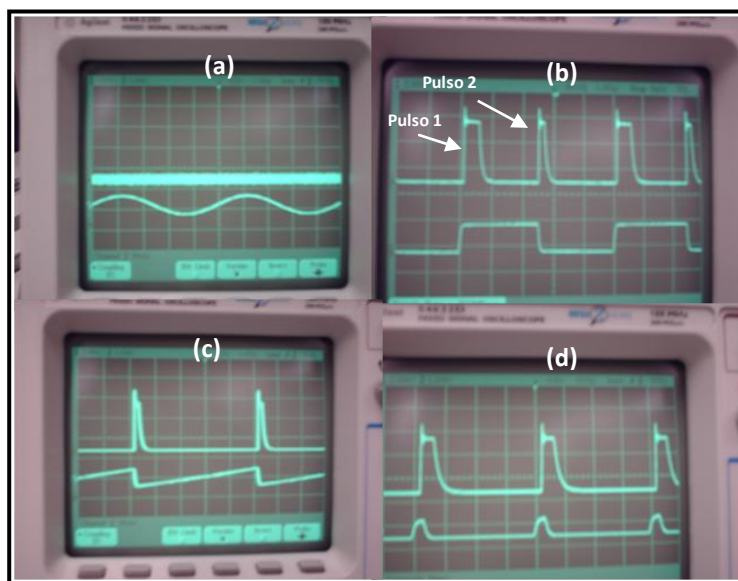


Figura 4.2 – (a) Resposta a um sinal senoidal. (b) Resposta a uma forma de onda quadrada. (c) Resposta a uma forma de onda dente de serra. (d) Resposta a um impulso.

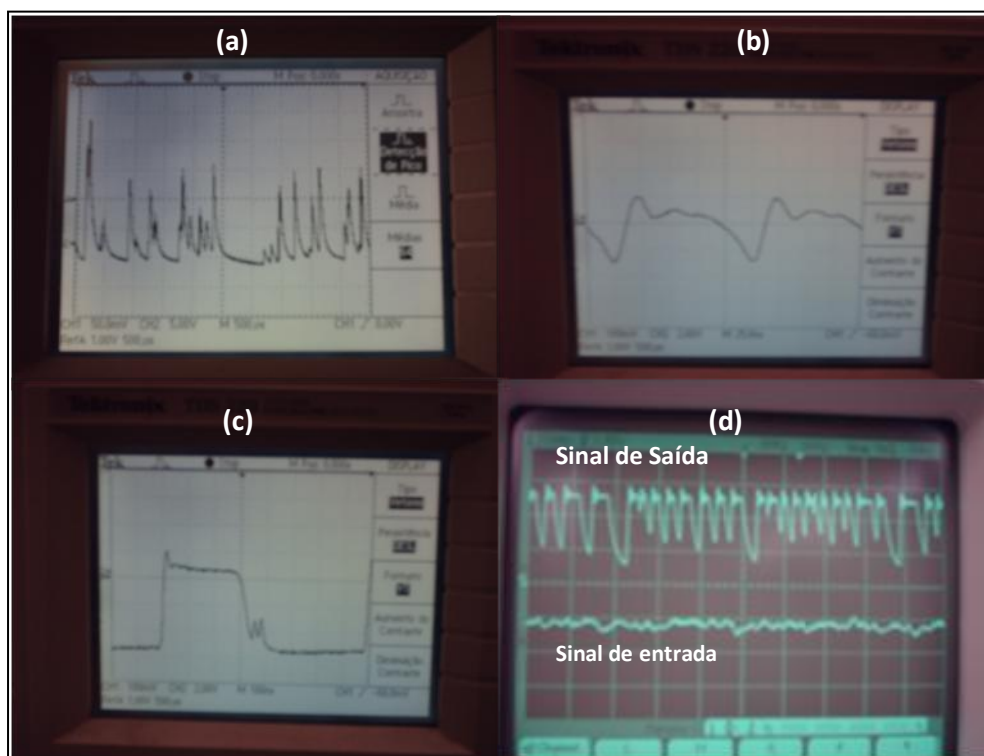
Tabela 4.1 – Características de resposta da saída discriminada (A- 101) a funções padrão.

Referencia Figura 4.2	Sinal de Entrada		Sinal de Saída	
	Característica	Especificação	Característica	Especificação
(a)	Senoidal	Frequência – 500 KHZ Amplitude – 200m Vp-p	Sem Definição	Não Responde
(b)	Onda Quadrada	Frequência – 500 KHZ Amplitude – 200 mVp-p Tempo Subida < 13 ns Tempo descida < 13 ns	Pulso Lógico (Responde á transição de nível)	Frequência - 500 KHz Amplitude - 5 Vrms Larg.Pulso(1) $\cong$ 250 ns Larg.Pulso(2) $\cong$ 150 ns
(c)	Onda Dente de Serra	Frequência – 100 KHZ Amplitude – 200 mVp-p	Pulso Lógico (Responde á transição de nível)	Frequência - 100 KHz Amplitude - 5 Vrms Larg.Pulso $\cong$ 250 ns
(d)	Impulso	Frequência – 9 MHz Amplitude – 200 mVp-p Larg.Pulso – 130 ns	Pulso Lógico (Responde ao pulso)	Frequência - 1 MHz Amplitude – 5 Vrms Larg.Pulso $\cong$ 250 ns

## 4.2 – Resultado com Amostra Radioativa.

Os resultados foram obtidos no laboratório de instrumentação nuclear da UFMG e em conformidade com a montagem mostrada na Figura 3.15. O conjunto da instrumentação geradora dos pulsos aleatórios foi composto por amostra radioativa (pastilha) de  $^{137}\text{Cs}$ , uma válvula fotomultiplicadora modelo 802-6 do fabricante

Canberra, equipada com cristal cintilador de dimensão de 3'x3' e forma cilíndrica. Foi usada uma fonte de alta tensão (alimentação da fotomultiplicadora) modelo 3102 do fabricante Canberra. As medidas foram feitas e observadas através de um osciloscópio modelo TDS 220 do fabricante Tektronix. Os resultados foram visualizados conforme as imagens da Figura 7.3 (a,b,c).



**Figura 4.3 – (a) Sinal de saída da fotomultiplicadora (entrada pré-amplificador). (b) Sinal da saída OC- Pino 6. (C) Sinal de saída discriminado – pino 5. (d) Sinal de saída em resposta a sinal aleatório de baixa amplitude.**

O sinal de saída da imagem da Figura 4.3 (d) foi obtido de um gerador de função modelo 33220A do fabricante Agilent, que simula a forma de impulso de ruído. A resposta do sinal de saída a cada excitação foi verificada através do uso de um osciloscópio modelo 54622 do fabricante Agilent.

**Tabela 4.2– Características de resposta da saída discriminada (A- 101) a sinal de frequência e nível aleatório na entrada**

Referencia Figura 7.3	Sinal de Entrada		Sinal de Saída	
	Característica	Especificação	Característica	Especificação

(a)	Fótons de Luz	<b>NaI(Tl)</b> 41.000 fótons MeV <sup>-1</sup> [10] $\lambda_{\text{max}}$ (nm) = 410 [10]	Carga Elétrica Pulsada Aleatória	3 mV/KeV [15]
(b)	Pulsado aleatório	Amplitude Max. – até 2 Vp-p	Pulso Analógico	Frequência - 500 KHz Amplitude - 3, 5 Vrms Larg.Pulso $\cong$ 120 $\mu$ s
(c)	Pulsado aleatório	Amplitude Max. – até 2 Vp-p	Pulso Lógico (Responde á transição de nível de entrada)	Frequência - 100 KHz Amplitude - 5 Vrms Larg.Pulso $\cong$ 650 ns Tempo de Subida < 100 ns Tempo de Descida < 1 $\mu$ s
(d)	Impulso	Frequência – 9 MHz Amplitude Max - 50 mVp-p	Pulso Lógico (Responde a pulso mínimo de 10mV)	Frequência - 4 MHz Amplitude – 5 Vrms Larg.Pulso - Max 220 ns

### 4.3 – Resultado da análise espectral

Foi utilizado o esquema de medição descrito na figura 6.9 para testar o projeto em uma situação real. Os valores obtidos para a construção do histograma da Figura 7.4 provêm de uma amostra de <sup>137</sup>Cs disponível no laboratório de instrumentação nuclear da UFMG. O <sup>137</sup>Cs apresenta apenas uma raia em 662keV. Esse valor obtido da literatura [KNOLL, 1989] tem uma incerteza muito menor do que é possível medir com o espectrômetros de NaI(Tl), logo, pode ser considerado como valor isento de erro para nossas pretensões preliminares de operacionalidade.

A Figura 4.4 apresenta a resposta espectral obtida durante os testes periódicos, onde é possível determinar o fator de conversão [AHMED, 2007] em que o conjunto detector (NaI(Tl),PMT e pré-amplificador) está operando e proceder os ajustes através do resistor **Rt** e capacitor **Cw** do circuito da Figura 3.3.



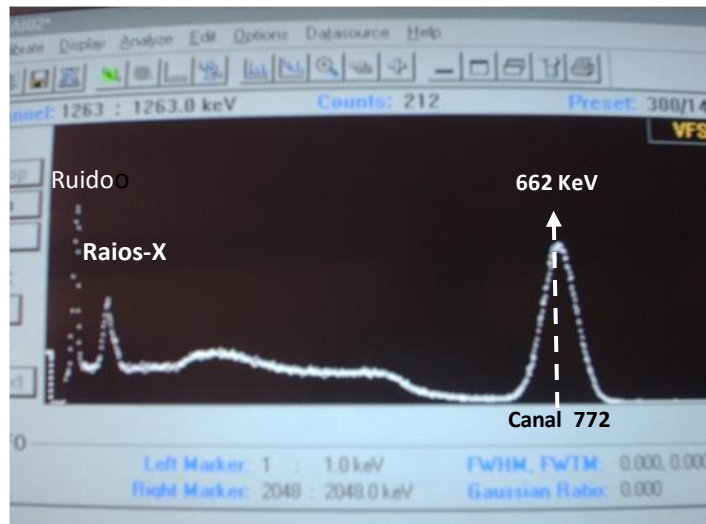


Figura.4.4 Espectro do  $^{137}\text{Cs}$  obtido no LabNuclear UFMG

- **Dados do sistema multicanal usado nos testes e ajustes de calibração**

Número de canais = 2.048

Tensão de saída do pré-amplificador = 5 Volts

Tensão por canal =  $5.000 \text{ mV} \div 2.048 = 2,44 \text{ mV / canal}$

Pico do  $^{137}\text{Cs} \rightarrow 662 \text{ KeV}$  ( observado no canal 772 , figura 7.4)

Canal do  $^{137}\text{Cs} = \text{tensão de entrada} \div 2,44 \text{ mV / canal} = 772$

Tensão de entrada =  $772 \times 2,44 \text{ mV} = 1872,8 \text{ mV}$

Portanto, o pré-amplificador discriminador será ajustado, especificamente no sistema de teste da UFMG, para um limiar de tensão de 1872,8 mV. Ajusta-se esse feito através do resistor  $R_t$ , medindo assim com eficiência e alta resolução a energia de pico do  $^{137}\text{Cs}$ . O capacitor  $C_w$  ajusta a largura do pulso de saída em função com requerido pela aplicação do sistema.

## 5 . CONCLUSÕES

O objetivo principal foi a substituição do pré-amplificador analógico do gamaespectrometro do laboratório de instrumentação nuclear da UFMG (com mais de 40 anos de uso) por um pré-amplificador rápido de ultra baixo ruído com alta resolução e eficiência. A performance encontrada associada ao custo acessível permite o inicio de modernização de equipamentos de laboratórios a abaixo custo, possibilitando o desenvolvimento de sistema de aquisição de dados nucleares, com aplicação, por exemplo, em imagiologia. Sistemas completos estão disponíveis no mercado internacional, mas a preços inacessíveis dentro da nossa realidade, o que desestimula muitos projetos interessantes. Ainda, esses equipamentos dedicados são de difícil manutenção e, em caso de quebra, quase todos os circuitos devem ser totalmente substituídos, devido ao próprio modo de construção e ao custo da mão de obra. Isso encarece ou torna impossível sua manutenção.

Entre os resultados encontrados no capítulo anterior, é importante destacar a largura de pulso de saída menor que 300 ns, o tempo de subida de pulso menor que 0,1  $\mu$ s e a resolução entre dois pulsos menor que 250 ns. Esse curtíssimo tempo minimiza o tempo morto relativo às dispersões que ocorrem na variação espacial da interação da energia com a matéria, uma vez que a capacidade do detector de resolver dois pulsos é comparável ao tempo de dispersão, minimizando o efeito de empilhamento de pulso.

É também de importância destacar que a resolução temporal encontrada permitiu o ordenamento dos pulsos discriminados da saída do pré-amplificador sensível à aleatoriedade das cargas produzidas pelo processo fotoelétrico. Esse ordenamento é realizado pelo estágio do circuito “*buffer*”, com a finalidade de possibilitar interface com amplificadores rápidos utilizados na digitalização dos sinais, bem como minimizar o erro estatístico na contagem de pulso.

Embasando nos ótimos resultados obtidos, o projeto apresentado pode ser implementado em trabalhos futuros, como:

- Desenvolvimento de circuito de calibração automática do fator de conversão, através de um potenciômetro eletrônico digital na entrada do pré-amplificador.

- Desenvolvimento de um amplificador rápido micro-controlado em substituição ao amplificador linear existente no gama espectrômetro do laboratório de instrumentação nuclear da UFMG.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- AHMED, Syed Naeem,. **Physics and engineering of radiation detection.** Amsterdam; Boston: Academic Press, 2007. 764 p.
- Amptek Catalogo Tecnico ,2008.
- CLOSE, Charles M. **The analysis of linear circuits.** New York: c1966. 716p.
- CRUVINEL, P. E. **Minitomógrafo de raio X e raio gama computadorizado para aplicações multidisciplinares.** 1987. 325 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 1987.
- DORF, Richard C. **Introdução aos circuitos elétricos.** Rio de Janeiro: LTC, c2008. 795 p.
- EVANS, Robley Dunglison. **The atomic nucleus.** New York: McGraw-Hill Book, c1955. 972p
- KAK, A. C and M. Slaney, "**Principles of Computerized Tomographic Imaging,**" published by the SIAM (Society of Industrial and Applied Mathematics) Press, 2001.
- KAPLAN, Irving. **Fisica nuclear.** Madrid: 1962. 728p
- KNOLL G.F.. **Radiation Detection and Measurement.** 2ª ed.. USA: John Wiley & Sons Press, 1989, pp 754.

- LAMARSH, John R. **Introduction to nuclear engineering**. 2nd. ed. Reading: Addison-Wesley, c1983. 689p.
- LIMA, J J Pedroso de Lima, Adriano Pedroso de Lima, “**Física em medicina nuclear: temas e aplicações**”, Publicado por Imprensa da Univ. de Coimbra, 2008.
- MEYERHOF, Walter E. **Elements of nuclear physics**. New York: c1967. 279p.
- NICHOLSON, P. W. **Nuclear electronics**. New York: John Wiley & Sons, c1974. 388p.
- OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de controle moderno**. 3.ed. Rio de Janeiro: LTC, 2000. 813p.
- OUSEPH, P. J. **Introduction to nuclear radiation detectors**. New York: Plenum Press, 1975. 194p.
- PESSOA, Elizabeth Farrelly. **Introdução a física nuclear**. Ed.USP,1978.
- RUSS, John C. **The image processing handbook**. 5th. ed. Boca Raton: CRC/Taylor & Francis, c2007 817 p.
- SIMÕES, J. B., CARDOSO J., Cruz N. & CORREIA, C.M.B.A.. **A PC104 Multiprocessor DSP System for Radiation Spectroscopy Applications**.. Portugal: Instrumentation Center, Physics Dep. University of Coimbra,1994, pp3.
- SKOOG, Douglas A.; HOLLER, F. James; NIEMAN, Timothy A. **Princípios de análise instrumental**. 5. ed. Porto Alegre: Bookman, 2002. xv, 836 p.
- SMITH, Steven W **The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing** Hard Cover, 1997 722p.
- TAIT, W. H. **Radiation detection**. London ; Boston: c1980. 406p.
- Texas Instrument. ,**Catalogo Técnico**, 2002.
- WEBSTER, John G. **The Measurement, Instrumentation and Sensors Handbook** Edition: illustrated Publicado por Springer, 1999.

- WEHRY, E. L.. **Modern fluorescence spectroscopy**. New York ; London: c1976. 2 v. (Modern Analytical Chemistry).
- ZUFFO, Joao Antonio. **Subsistemas digitais e circuitos de pulso**. São Paulo: 1974. 2v.