

INSTRUMENTAÇÃO NUCLEAR

Roberto V. Ribas
Instituto de Física, Departamento de Física Nuclear - USP

April 11, 2018

Contents

1	Detectores de Radiação	2
1.1	Introdução	2
1.2	Interação da radiação com a matéria	2
1.2.1	Interação de partículas carregas com a matéria	2
1.2.2	Interação de fótons com a matéria	3
1.3	Detectores de Radiação	5
1.3.1	Detectores a gás	5
1.3.2	Detectores Cintiladores	10
1.3.3	Detectores Semicondutores	14
2	Eletrônica Nuclear	20
2.1	Instrumentação NIM (Analogica e Digital)	20
2.1.1	Cabos coaxiais	20
2.1.2	Conformadores de pulso	21
2.1.3	Pulsos NIM	24
2.1.4	Pré-amplificadores	24
2.1.5	Amplificadores	25
2.1.6	Módulos analógicos/lógicos	26
2.1.7	Contadores, relógios e medidores de taxa	26
2.1.8	Geradores de marca de tempo e conversores tempo-amplitude	27
2.1.9	Outros módulos NIM	27
2.2	Aquisição de Dados	29
2.2.1	Conversor analógico digital e analisador multicanal	29
2.2.2	Sistemas multiparamétricos	30
2.2.3	CAMAC	31
2.3	Digital Pulse Processing*	32
2.3.1	Introdução	32
2.3.2	Electronica NIM	33
2.3.3	Processamento Digital de Sinais (DSP)	33
2.3.4	FPGA	34
2.3.5	Equivalente Digital de módulos NIM	34
2.3.6	Obtenção da Energia	34
2.3.7	Timing	35
2.3.8	Avaliação e Desenvolvimento	35

Chapter 1

Detectores de Radiação

1.1 Introdução

Neste minicurso serão apresentados, em nível introdutório, os elementos constituintes de sistemas de detecção, tratamento de pulsos e aquisição de dados, usuais em experimentos de física nuclear. Estas notas de aula são bastante incompletas e em grande parte baseadas em catálogos de fabricantes de equipamentos (ORTEC, Le Croy, Canberra) e no livro “Radiation Detection and Measurement” de Glenn E. Knoll [1]. Algumas teses e dissertações de mestrado realizadas no Laboratório Pelletron do Departamento de Física Nuclear do IFUSP também poderão ser utilizadas posteriormente, como fonte de informações mais detalhadas, principalmente sobre detectores a gás.

A abordagem não será obviamente completa e vários tópicos importantes não serão discutidos. Em particular, a detecção de nêutrons e a utilização de detectores no chamado modo de corrente, empregado em monitores de radiação. A ênfase será basicamente em sistemas de detecção utilizados em experimentos com aceleradores, no que se conveniona chamar física nuclear de baixas e médias energias. Embora muitos dos detectores utilizados em experimentos de altas energias funcionam dentro dos princípios básicos discutidos aqui, os problemas decorrentes da complexidade daqueles instrumentos não serão discutidos.

1.2 Interação da radiação com a matéria

1.2.1 Interação de partículas carregadas com a matéria

A detecção de partículas carregadas (prótons, alfas e íons pesados) se dá através da interação dessas partículas com o meio detector. Exceto no caso de detecção de nêutrons, os processos de interação nuclear são negligíveis, devido a sua baixa probabilidade. O processo dominante é o de colisões íon-átomo, com transferência de energia do íon para o meio, em processos de ionização e excitação dos elétrons atômicos. Devido a grande diferença de massas, a transferência de energia do íon para os elétrons se dá em pequenas quantidades e um enorme número de colisões é realizado até que o íon seja totalmente freado. Um íon altamente energético, ao penetrar num meio material, adquire um alto estado de ionização independente de seu estado inicial, antes de atingir o meio. À medida que o íon perde velocidade, a probabilidade de captura de elétrons orbitais aumenta e o íon é gradualmente neutralizado. Quando a velocidade do íon é bastante baixa, os processos de ionização e excitação de átomos do meio já não são mais importantes e as perdas de energia por colisões elásticas com os átomos do meio começam a ser dominantes, dando origem a espalhamentos de ângulos grandes e desvios significativos da trajetória inicialmente reta são então observados.

Os processos de perda de energia por colisões inelásticas com elétrons (freamento eletrônico) e por colisões elásticas átomo-átomo (freamento nuclear) são basicamente independentes, de modo que a taxa de perda de energia por unidade de comprimento pode ser expressa como a soma das duas contribuições:

$$-\frac{dE}{dx} = S_e(v) + S_n(v)$$

Embora os mecanismos de freamento sejam bem conhecidos e estudados desde o início do século, ainda hoje não há boas previsões teóricas quantitativas para o chamado freamento eletrônico. Previsões para o freamento eletrônico são portanto baseadas em modelos semi-empíricos, com base em um grande número de medidas experimentais. Uma das mais conhecidas parametrizações para o freamento eletrônico em uma ampla faixa de velocidades e em qualquer combinação Z_{ion} , Z_{meio} é a desenvolvida por Ziegler-Biersack-Littmark [2]. Esses autores desenvolveram também uma formulação bastante precisa para o chamado freamento nuclear, através da obtenção do potencial médio (Coulombiano blindado) de interação, para um grande número de pares de íons. Na fig. 1.2.1 vê-se curvas típicas de freamento eletrônico para vários íon em alumínio, como função de E/A (energia/massa atômica) do íon. Uma detalhada revisão dos problemas associados aos mecanismos de freamento podem também ser vistos na ref. [2].

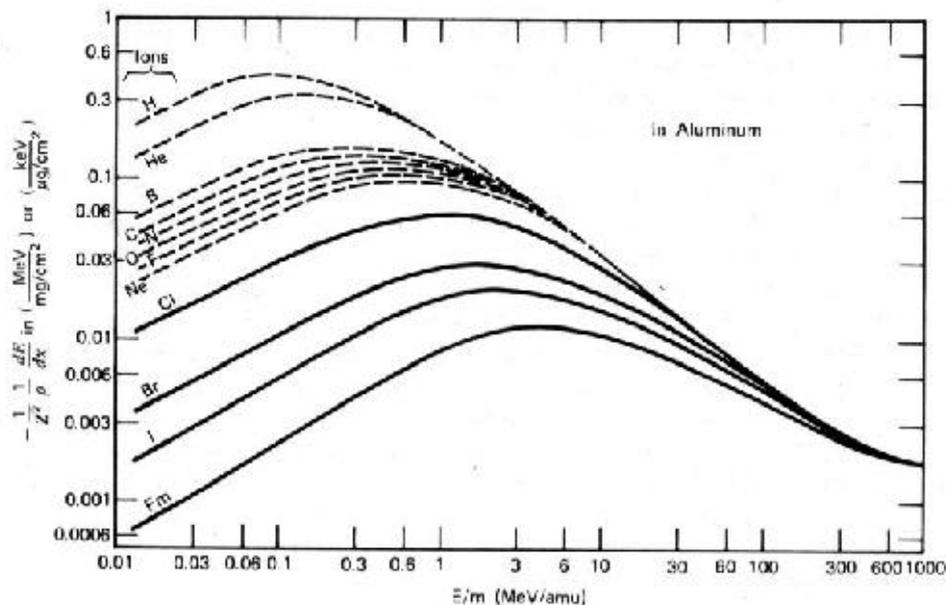


Figure 1.2.1: Poder de Freamento de Alumínio para vários íons

O programa STOPX que será visto nas aulas práticas, permite calcular a força freadora ($-dE/dx$), a perda de energia numa espessura finita de material ou o alcance em quaisquer combinações íon-meio e mesmo em materiais compostos ou de múltiplas camadas. Este programa usa uma adaptação da parametrização de Ziegler-Biersack-Littmark para o freamento.

1.2.2 Interação de fótons com a matéria

Raios gama interagem com a matéria por basicamente três mecanismos: absorção fotoelétrica, espalhamento Compton e produção de pares. Todos estes processos terminam por transferir, total ou parcialmente, a energia do fóton para um elétron. Contrário ao que sucede no caso de partículas carregadas, essas interações são bruscas e toda energia é transferida ao elétron, no caso da absorção fotoelétrica e produção de pares. No caso

do espalhamento Compton, embora apenas uma fração da energia seja transferida, há em geral uma brusca mudança no momento (direção) e energia do fóton.

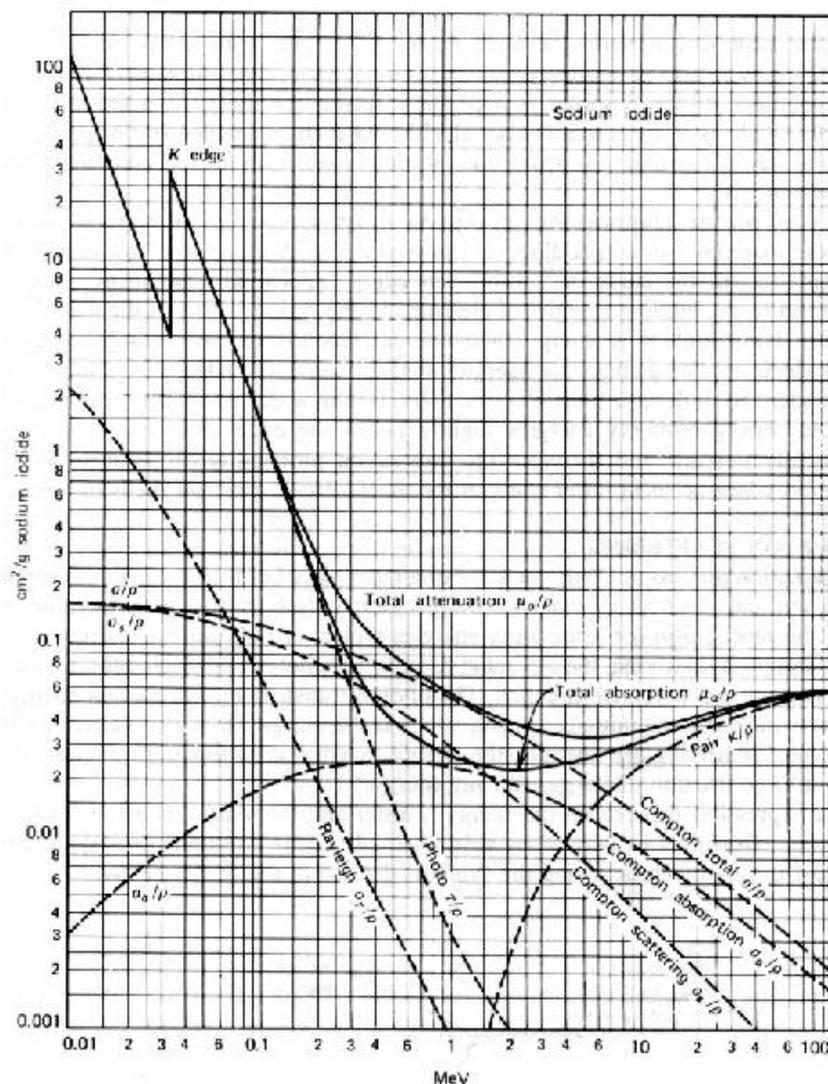


Figure 1.2.2: Coeficiente de Absorção para um cristal de NaI

A dependência com a energia desses processos de interação com NaI é vista na fig. 1.2.2. Nesse material processo fotoelétrico é dominante até quase 1 MeV, ou seja, a região mais importante para as aplicações que iremos descrever. Uma vez que no caso fotoelétrico toda energia do fóton é transferida para o meio, este é o mecanismo mais importante no caso de detectores de energia de fótons. Já na interação por espalhamento Compton, apenas parte da energia é transferida para o meio e o fóton espalhado pode deixar o meio detector. Este processo, no caso de detectores de energia, produz um fundo bastante indesejável. A probabilidade de interação por efeito fotoelétrico em relação à por espalhamento Compton, aumenta com o aumento do número atômico do meio de interação. Por isso o interesse, conforme veremos posteriormente em materiais detectores de alto Z, como o Iodeto de Sódio mostrado na fig. 1.2.2.

1.3 Detectores de Radiação

1.3.1 Detectores a gás

Tanto no caso de fótons, como no de partícula carregadas, o processo de interação, produz um ou mais elétrons carregando parte (ou toda) energia da radiação. No caso da radiação gama, processos secundários de ionização e excitação irão transferir a energia recebida pelo elétron, para outros átomos e elétrons do meio. Se toda energia da radiação fosse transferida ao meio por processos de ionização e se a energia de ionização fosse constante, o número final de pares elétrons-íons produzidos seria exatamente proporcional à energia da radiação incidente. A coleta de toda esta carga eletrônica produzida seria então uma medida da energia.

Tipicamente, a coleta desta carga envolve a aplicação de um campo elétrico no material detector e o fato de que as cargas (ao menos os elétrons) tenham uma grande mobilidade no meio detector. Gases rarefeitos constituem um desses meios, muito utilizado em diversas formas de detectores. Nos gases, elétrons têm mobilidade muito maior que os íons e são os mais importantes para a detecção. O tempo de coleta de carga nos detectores corresponde a uma característica muito importante dos detectores. A fig. 1.3.1 mostra a dependência da corrente produzida em função do tempo, em um detector idealizado. A utilização desta informação, envolve em geral um tratamento eletrônico complexo, no qual há conversão desta corrente num sinal de tensão. Esta conversão é feita por um pré-amplificador, caracterizado por sua resistência e capacitância equivalente, conforme mostrado na fig. 1.3.1. Em geral, a constante de tempo dada pelo produto RC é maior que o tempo de coleção de carga, de modo que o pulso típico produzido por um detector é como o da fig. 1.3.1c.

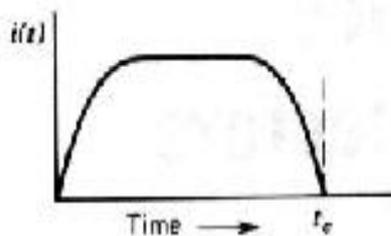


Figure 1.3.1: Variação temporal da corrente em um detector ideal.

Os detectores a gás são geralmente classificados em três categorias: Câmara de ionização, contador proporcional e contador Geiger-Mueller. Câmaras de ionização têm sua aplicação mais comum em monitores de radiação operando no chamado modo de corrente. Contadores proporcionais são seguramente a classe mais importante de detectores a gás para as aplicações que discutiremos aqui. Contadores Geiger-Mueller, ou simplesmente Geiger são uns dos mais antigos detectores de radiação. Por sua simplicidade e por produzirem sinais de alto nível, dispensando tratamento eletrônico complicados, são ainda bastante utilizados, embora tenha uma série de outras características muito limitadas. Embora em suas particularidades de construção e operação esses detectores difiram muito entre si, o princípio de funcionamento é basicamente o mesmo.

Quando uma partícula carregada atravessa o meio detector (gás), ela produz ao longo de sua trajetória, excitações e ionizações. Elétrons energéticos produzidos na interação com raios gama produzem efeito semelhante. A cada átomo ou molécula ionizada, resulta um elétron livre e um íon positivo. Na maioria dos gases de interesse para detectores, cerca de 10 a 20 eV são necessários para produzir um par elétron-íon. Como ionização não é o único meio de transferência de energia da partícula incidente para o gás, a energia

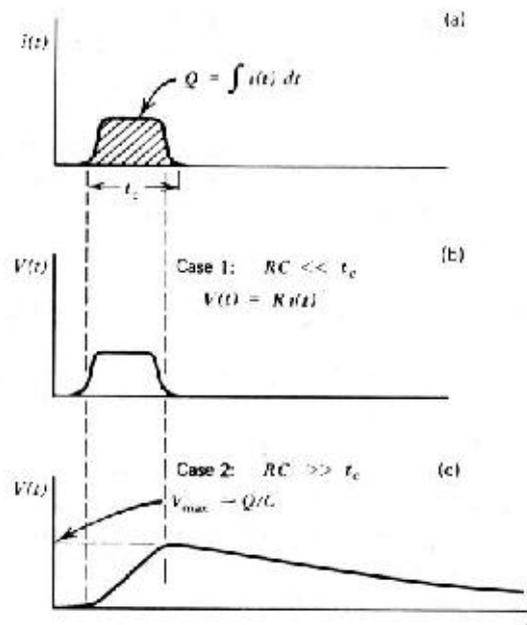


Figure 1.3.2: Tensão x tempo na saída de um pré-amplificador sensível a carga.

média efetiva por par criado é bem maior. Em princípio, este valor (W) depende do tipo e energia da radiação, e característica do gás. Entretanto, esta dependência é bastante suave e tipicamente cerca de 30-35 eV são gastos por par produzido. Com isso, o número de pares formados num determinado gás será proporcional à energia depositada e se toda esta carga for coletada, teremos uma medida da energia da radiação.

Se um campo elétrico for aplicado no meio detector, os elétrons e íons formados serão deslocados em direções opostas ao longo da direção do campo, podendo desse modo ser coletadas nos eletrodos polarizados com os quais se produz o campo. Elétrons têm mobilidade muito maior que íons, de forma que chegam muito antes ao eletrodo positivo (anodo) e em geral são os mais importantes para a geração do sinal a ser utilizado no processo de detecção. A velocidade de deslocamento (*drift*) de íons num gás varia linearmente com o valor do campo elétrico e pode ser calculada com a relação:

$$v = \mu \frac{E}{p}$$

onde μ é a mobilidade dos íons no gás, E o campo elétrico aplicado e p a pressão. Valores típicos são de $10^{-4} m^2 \cdot atm / V \cdot s$. Para tensões, pressões e distâncias típicas num detector, esta velocidade corresponde a tempos de coleção de cerca de 10 ms. Já os elétrons se comportam bem diferente. Para baixos valores de E/p , a velocidade é proporcional ao campo, com valores cerca de 1000 vezes maiores que a dos íons. A medida que esta razão aumenta, em geral a mobilidade atinge uma saturação e depois pode diminuir ligeiramente, conforme é visto na fig. 1.3.1.

Entre o instante de produção do par elétron-íon e a coleção dos mesmos (ou dos elétrons) nos eletrodos, vários mecanismos podem alterar o número ou tipo de íons. Os elétrons livres sofrem muitas colisões com outras moléculas neutras do gás, antes de chegar ao anodo. Em muitos gases, como oxigênio, há uma grande probabilidade do elétron se ligar à molécula do gás, produzindo um íon negativo. Íons positivos, assim como os negativos também podem transferir sua ionização para outras moléculas neutras.

Enquanto os pares produzidos se encontram próximos, na coluna de ionização produzida pela passagem da partícula ionizante, pode ainda haver recombinação do par formado, o que obviamente diminui a eficiência de detecção. A taxa de recombinação depende do tipo e pressão do gás e do campo elétrico aplicado. Para um dado tipo e

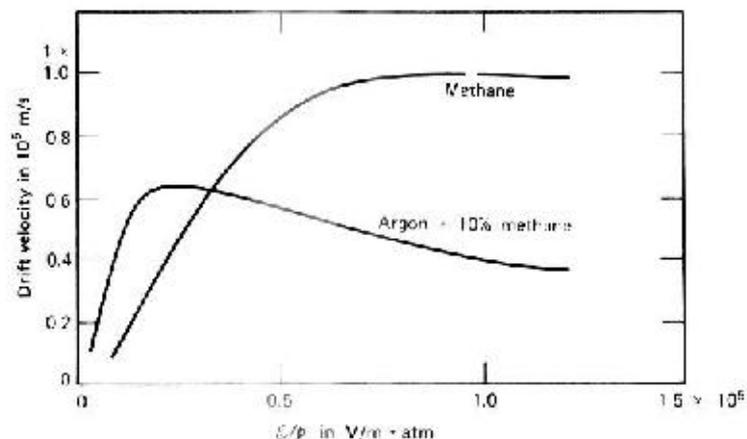


Figure 1.3.3: Mobilidade iônica em gases.

pressão de gás, a carga recolhida no eletrodo por unidade de energia cresce com a tensão aplicada, atingindo a saturação, quando a recombinação se torna praticamente negligível.

Câmaras de ionização operam nesta região de saturação (fig. 1.3.1). Como a carga total produzida em um único evento é muito pequena, este tipo de detector tem pouca utilidade da detecção de eventos isolados. Entretanto, se o número de partículas radioativas incidindo no volume do detector for grande, na escala de tempo envolvida na coleção da carga (ms) a corrente produzida será maior, e proporcional à energia total depositada por unidade de tempo no detector. Daí sua grande importância em detectores de dose.

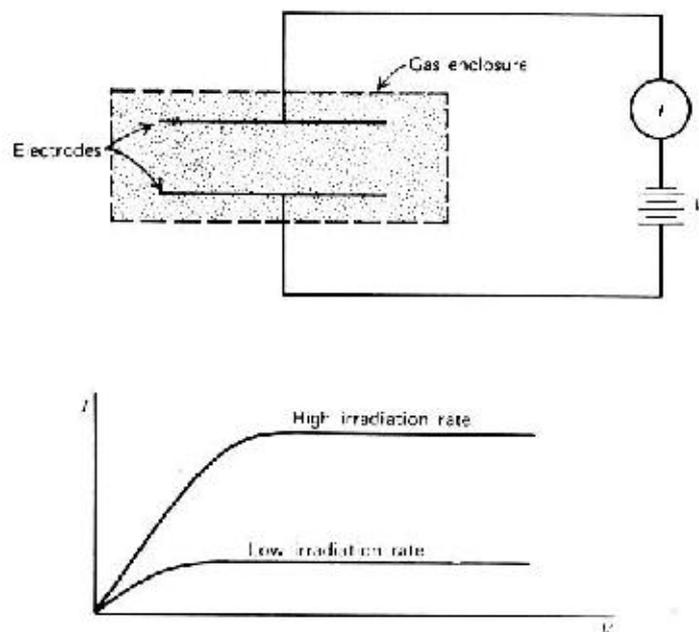


Figure 1.3.4: Tensão x Corrente em uma câmara de ionização.

Contadores proporcionais, introduzidos no final da década de 40, se utilizam do fenômeno chamado multiplicação gasosa para amplificar a quantidade de carga produzida com os pares inicialmente formados. A multiplicação gasosa é uma consequência do aumento do campo elétrico aplicado. Devido a sua baixa mobilidade, mesmo com campos elétricos relativamente intensos, os íons gasosos ganham muito pouca energia entre as colisões e dificilmente atingem valores suficientes para produzir outras ionizações. Já os elétrons livres, são rapidamente acelerados e podem atingir energia suficiente para ionizar outras moléculas do gás, durante seu percurso em direção ao anodo. Novos elétrons livres pro-

duzidos nesse processo também são acelerados, produzindo outros pares num processo de avalanche, chamada *avalanche de Townsend*. Em condições controladas, o número de ionizações secundárias produzida é proporcional ao número inicial de pares formados e o fator de multiplicação é de vários milhares de vezes. A carga total produzida por evento pode agora ser facilmente medida, de modo a ser possível a sua determinação para um único evento.

Para campos elétricos ainda maiores, o processo de avalanche se torna muito grande e começam a aparecer limitações na linearidade (proporcionalidade). O grande número de íons positivos produzidos, aliado à baixa mobilidade dos mesmos, faz com que se crie no volume do detector uma distribuição de cargas positivas, alterando as características do campo elétrico na região de multiplicação e portanto o fator de amplificação. Campos ainda maiores, fazem com que este fenômeno seja tão intenso, inibindo totalmente a amplificação à partir de um certo valor. Neste caso, a carga total produzida num evento se torna virtualmente independente do número de pares inicialmente produzido, ou seja, independente da energia da partícula. Esta região de operação dos detectores a gás é a conhecida como região de Geiger-Mueller. Embora perca-se totalmente a informação sobre a energia, a amplitude do pulso produzido é grande o suficiente ($\sim 1V$) para que possa acionar diretamente um contador, sem necessidade de uso de amplificadores de pulso. As várias regiões de campo que definem os vários modos de operação dos detectores a gás são vistas na fig. 1.3.1.

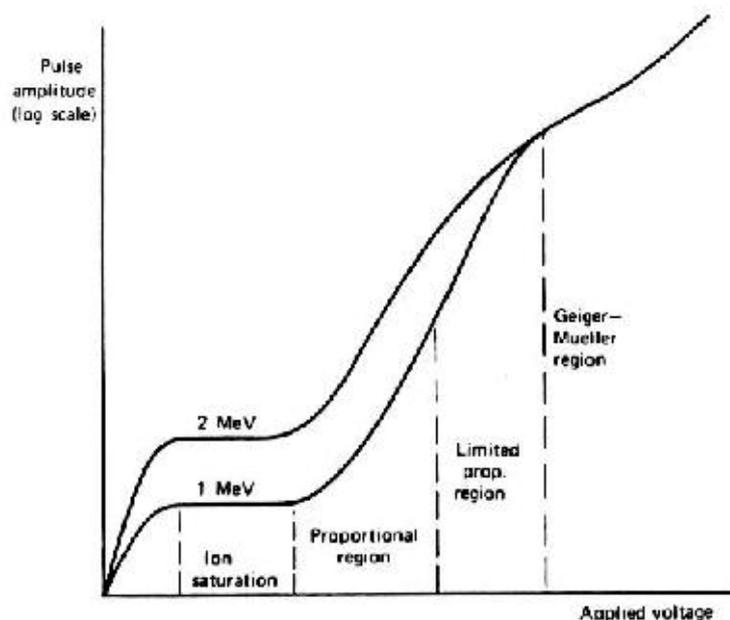


Figure 1.3.5: Curva característica e regiões de operação para detectores a gás.

Os grandes valores de campo elétrico necessários para a multiplicação gasosa, são em geral obtidos utilizando-se anodos constituídos de fios muito finos. Nas proximidades do fio, a geometria do campo pode ser aproximada por aquela de um sistema de dois cilindros concêntricos e portanto o campo elétrico a uma distância r do eixo do fio é dado por:

$$E(r) = \frac{V}{r \ln(b/a)}$$

onde a é o diâmetro do fio que constitui o anodo, b a distância média entre anodo e catodo e V a tensão aplicada entre os eletrodos. Grandes valores de campo são produzidos portanto nas vizinhanças do anodo, onde se dá o processo de multiplicação, como de vê

na simulação mostrada na fig. 1.3.1. Para se ter uma idéia, num detector cilíndrico com $a=0.08\text{mm}$ e $b=10\text{mm}$, o campo na superfície do anodo será de cerca de 5MV/m para uma tensão aplicada de 2kV . Com a mesma distância, numa geometria de placas paralelas, 50kV devem ser aplicados entre as placas para se ter o mesmo campo, o que seria impraticável. Uma outra razão importante para o uso de anodos de fio fino, como descrito acima, corresponde ao fato de que com esta geometria, o campo elétrico produzido só é suficientemente intenso para poder produzir multiplicação gasosa, na vizinhança imediata do fio. Isto restringe a região de multiplicação a uma pequena fração do volume do detector. Deste modo, o fator de multiplicação será o mesmo, independente da região do detector em que a ionização inicial foi produzida. Caso contrário, o fator de multiplicação dependeria da distância do ponto em que a partícula interagiu com o gás e o anodo, e portanto não se teria mais um fator de amplificação constante.

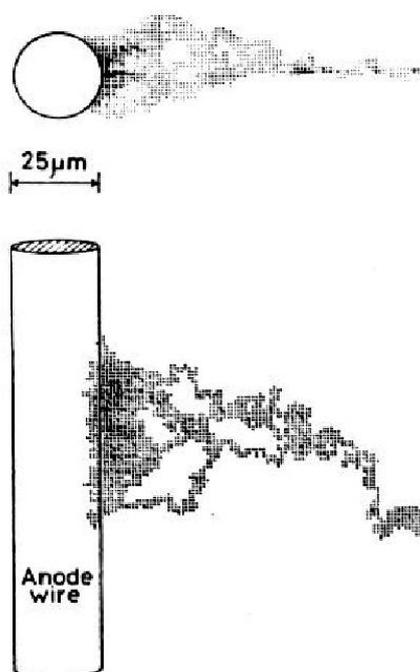


Figure 1.3.6: Multiplicação de cargas (avalanche) próximo ao fio do anodo.

Ao contrário das câmaras de ionização, onde a corrente medida corresponde à soma daquelas produzidas por elétrons, e íons (positivos ou negativos), no caso de detectores proporcionais, somente os elétrons são importantes, tanto no processo de amplificação gasosa quanto no tipo de carga coletada. Isto implica em sérias restrições no tipo de gás utilizado nestes detectores. A presença de gases com grande afinidade eletrônica, como o oxigênio, por exemplo, pode diminuir seriamente o fator de multiplicação num detector proporcional. Num detector com CO_2 , por exemplo, a presença de O_2 como contaminante em concentração de 0.1% , implica numa perda de 10% dos elétrons livres por centímetro, devido a captura destes elétrons com a conseqüente formação de íons negativos de oxigênio. Gases em que os fótons emitidos depois de excitação de elétrons atômicos podem produzir novas ionizações também são indesejáveis em detectores proporcionais, pois podem levar a perda de proporcionalidade ou à produção de pulsos espúrios. Em geral se evita este fenômeno adicionando uma pequena quantidade de um gás poliatômico ao gás majoritário. Isto faz com que os fótons emitidos após excitações atômicas sejam absorvidos por modos de excitação de moléculas poliatômicas (como vibrações e rotações), sem produzir novas ionizações. Contadores que utilizam gases monoatômicos (argônio, xenônio), normalmente são misturados a uma pequena fração de gases poliatômicos com esta finalidade (*quench*

gas). Uma das mais utilizadas misturas de gás para detectores é o chamado P-10 (90% argônio + 10% metano).

A necessidade de operação com baixos níveis de contaminação, principalmente de oxigênio, faz com que seja particularmente difícil a utilização de gases permanentemente selados em detectores proporcionais, principalmente quando a pressão de operação é bem menor que a atmosférica, caso da maioria dos detectores. Vazamentos microscópicos ou desorção de moléculas de oxigênio aprisionadas nas paredes do detector, fazem com que a contaminação aumente com o tempo e deteriore o detector. Sistemas de fluxo contínuo de gás são portanto comumente empregados.

A resolução em energia dos detectores é convencionalmente definida pela largura total a meia altura (FWHM) da distribuição de valores de carga correspondente a detecção de eventos idênticos. A resolução em detectores proporcionais é em princípio consequência da flutuação estatística nos vários processos de produção de carga, como na ionização inicial e nos processos de multiplicação.

Numa situação extrema, supondo que há somente um tipo de interação da partícula incidente com os átomos do gás, o número de elétrons/íons produzidos seria exatamente proporcional à energia inicial e a flutuação neste caso não existiria. No outro extremo, supondo o processo puramente estatístico, como o número de processos (ionizações, excitações) envolvidos num evento é grande e a probabilidade de ocorrência de cada um pequena, a flutuação na quantidade de carga produzida seria dada pela distribuição de Poisson (proporcional a \sqrt{Q} , Q a carga produzida em cada processo. O valor observado experimentalmente para a resolução dos detectores implica numa flutuação intermediária, muito menor que a prevista pela aproximação estatística. A razão entre as flutuações observadas e previstas pela distribuição de Poisson é conhecida como fator de Fano. No caso dos detectores proporcionais, o *fator de Fano* é muito menor que 1, ou seja a resolução em energia desses detectores é muito melhor que a prevista pela distribuição de Poisson. Tipicamente a resolução dos detectores proporcionais é de cerca de 5-10% da energia medida.

Detectores proporcionais podem ser facilmente projetados de modo a medir também a posição em que a partícula carregada foi produzida, nos chamados detectores sensíveis a posição. Duas técnicas são as mais comumente empregadas para esta finalidade. O método de divisão de carga, emprega anodos feitos de material de alta resistividade. A carga produzida num ponto do anodo é coletada independentemente nos dois extremos, sendo a que a fração coletada em cada extremidade está relacionada com a distância da ocorrência do evento ao ponto de coleção, como se vê no diagrama da fig. 1.3.1. Outro processo muito utilizado, é o chamado detector proporcional de muitos anodos. Um grande número de fios finos constituem o anodo. Esses anodos são interligados por linhas de atraso, de modo que a posição pode ser dada pelo tempo que leva para o pulso atingir a extremidade do detector, onde a carga é coletada.

1.3.2 Detectores Cintiladores

Detectores cintiladores são também largamente empregados na detecção e medida da energia da radiação, especialmente para raios gamas. Devido à baixa densidade e portanto baixa probabilidade de interação com fótons de alta energia, os detectores a gás são em geral somente utilizados na detecção de partículas carregadas. Já os cintiladores, principalmente os que envolvem elementos pesados como I, Ba, Bi são bastante utilizados na detecção de raios gama. Recentemente, cintiladores plásticos, principalmente combinações de diferentes tipos, numa montagem conhecida como *phoswich* (phosphor sandwich) têm sido muito utilizado na detecção de partículas carregadas. Nos detectores de cintilação, uma série de processos sucessivos é desenvolvida até a obtenção final de um pulso de carga, proporcional à energia depositada pela radiação no detector: A radiação interage com o

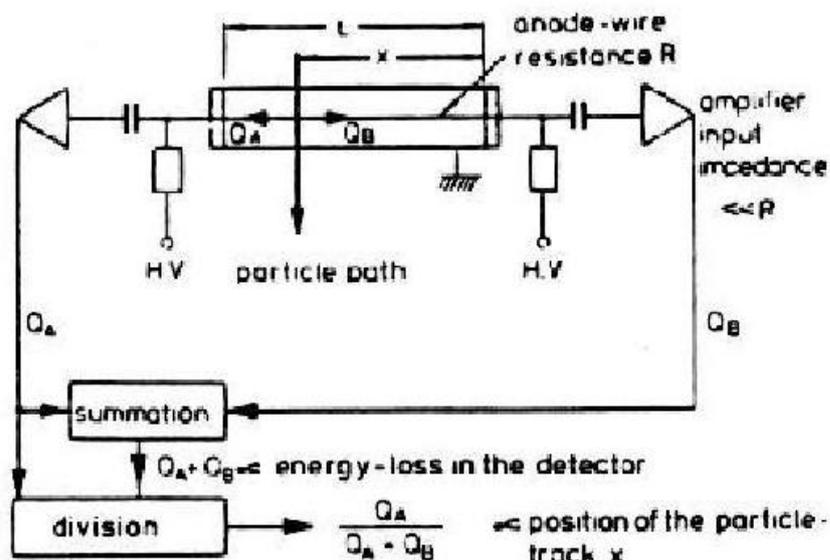


Figure 1.3.7: Divisor de carga resistivo.

material, produzindo no mesmo excitações e ionizações que, ao decair produzem radiação na faixa de freqüências da luz visível. Esta radiação é absorvida por efeito fotoelétrico no fotocátodo de uma fotomultiplicadora e os elétrons livres produzidos são multiplicados na fotomultiplicadora até terem intensidade suficiente para produzir o pulso de dezenas a centenas de mV de altura.

Um dos tipos mais comuns de cintiladores são moléculas orgânicas em geral dissolvidas em soluções que posteriormente são polimerizadas para a produção de um sólido (plástico). Eventualmente estas soluções podem também ser utilizadas na forma líquida. Outra classe importante de materiais cintiladores, são os cristais de haletos alcalinos, como NaI, CsI (dopados com Tl) e de outros materiais inorgânicos, entre eles o germanato de bismuto ($\text{Bi}_4\text{Ge}_3\text{O}_{12}$, também chamado de BGO) e o fluoreto de Bário (BaF_2). Uma das característica mais importante dos materiais cintiladores é seguramente o tempo de decaimento dos estados excitados que produzem o pulso de luz. Cintiladores orgânicos comerciais têm tempo de decaimento bastante curtos (alguns ns), característica que os fazem muito importantes em aplicações onde a determinação do instante de emissão da radiação é necessário.

Cristal	Cintil.	Dens	Índ. Refr.	Fusão a)	Luz b)	Decay (ns)	λ_{max} (nm)	Aplicações
Cristal	Antrac.	1.25	1.62	217	100	30	447	γ, α, β fast n
Plástico	NE102	1.03	1.58	75	65	2.4	423	γ, α, β fast n
Plástico	NE105	1.04	1.58	75	46	2.4	423	dosimetria
Plástico	NE111	1.03	1.58	75	55	1.7	375	timing
Líquido	NE213	0.87	1.51	141	78	3.7	425	fast n
Líquido	NE226	1.61	1.38	80	20	3.3	430	γ

Table 1.1: Propriedades de alguns cintiladores orgânicos. a) ou ebulição em C. b) % de emissão em relação ao antraceno.

Cintiladores inorgânicos usuais (ver tabelas abaixo), têm constante de tempo de decaimento muito maiores, de centenas de ns. Outra característica importante dos materiais cintiladores é a fração de energia depositada no detector que é efetivamente transformada em luz. Algumas características dos principais cintiladores orgânicos são vistos na tabela 1.1. Cristais de NaI ativados com uma pequena fração de Tl ($\sim 10^{-3}$ em peso molar)

podem facilmente ser crescidos em grandes dimensões, usinados em diferentes formas, constituindo o tipo mais comum de cintiladores inorgânicos, com excelente produção de luz. A única grande desvantagem deste material é ser higroscópico, o que obriga sua manipulação em atmosfera controlada e utilização sempre em recipientes selados. Recentemente, os cintiladores de BGO, por sua grande densidade e alto número atômico do Bi, que o fazem altamente eficiente na detecção de raios gama, têm tido um número crescente de utilizações, especialmente em grandes sistemas de detecção. Não sendo higroscópico e tendo resistência mecânica muito maior que a do NaI, também facilitam bastante seu uso. Sua grande desvantagem em relação ao NaI está na baixa produção de luz (cerca de 20% da produzida pelo iodeto de sódio). A tabela 1.2 apresenta as principais características dos cintiladores inorgânicos.

Material	Dens	λ_{max}	Ind. Refr.	Decay (μs)	Rise Time	Luz (fot/MeV)	Rel. Pulse Hight
NaI(Tl)	3.67	415	1.85	0.23	0.5	38000	1.00
CsI(Tl)	4.51	540	1.80	1.0	4	52000	0.49
CsI(Na)	4.51	420	1.84	0.63	4	39000	1.11
BGO	7.13	505	2.15	0.30	0.8	8200	0.13
BaF ₂ slow	4.89	310	1.49	0.62	3	10000	0.13
BaF ₂ fast	4.89	220	-	0.6 ηs	-	-	0.03

Table 1.2: Propriedades de alguns cintiladores inorgânicos (cristais).

A utilização dos cintiladores envolve, como foi mencionado, a posterior conversão dos fótons de luz produzidos em elétrons e sua multiplicação por um dispositivo erroneamente chamado de fotomultiplicadora (na verdade eletromultiplicadora). A estrutura básica de uma fotomultiplicadora é vista na fig. 1.3.2. A luz produzida no cintilador é absorvida num fotocatodo em geral metálico e extremamente fino. A espessura deste elemento é determinada por um compromisso entre a eficiência para absorção dos fótons de luz (espessura maior) e a probabilidade dos elétrons produzidos atravessar a espessura do material, atingindo a superfície mais interna com energia suficiente para vencer a barreira de potencial (função de trabalho) e escapar. Materiais com baixa função de trabalho ($\sim 1.5 - 2$ eV) como K-Cs e Na-K são normalmente empregados na confecção de fotocatodos. A eficiência dos fotocatodos, chamada eficiência quântica é definida pelo número de elétrons emitidos por fóton incidente e é tipicamente de 10-20%. Tendo em conta todos os processos de transformação e perdas envolvidas, o número de elétrons emergente do fotocatodo é tipicamente de alguns milhares, para uma radiação incidente de cerca de 1 MeV de energia. Este número é obviamente muito pequeno para ter utilização direta e portanto um processo de multiplicação deve ser empregado. Isto se faz acelerando estes elétrons em direção a eletrodos da fotomultiplicadora chamados dinodos. Diferenças de potencial da ordem de uma centena de volts entre cada par de dinodos consecutivo são utilizadas, de modo que os elétrons, ao atingir estes eletrodos, transferem sua energia para elétrons do metal, que eventualmente, adquirem energia para escapar do eletrodo. Se para cada elétron incidente se produz mais de um elétron emergente, tem-se então a multiplicação. Em condições usuais nas fotomultiplicadora, cerca de 4-6 elétrons são ejetados por cada elétron incidente. Estes elétrons são novamente acelerados em direção ao dinodo consecutivo. Como a energia com que os elétron são emitidos do dinodo é muito pequena ($\sim 1-2$ eV), com a aceleração por uma diferença de potencial de cerca de 100 V, eles atingem o dinodo consecutivo com aproximadamente a mesma energia, fazendo com que o fator de multiplicação entre cada dinodo seja praticamente constante. Fotomultiplicadoras usuais têm cerca de 10 estágios de multiplicação e portanto o ganho total é de cerca de $\sim 5^{10} = 10^7$.

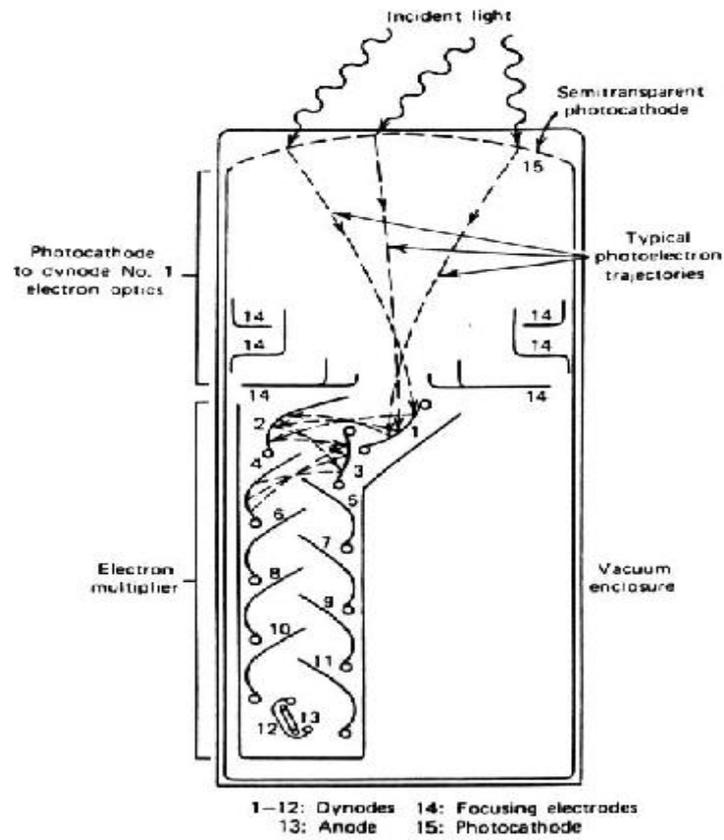


Figure 1.3.8: Fotomultiplicadora

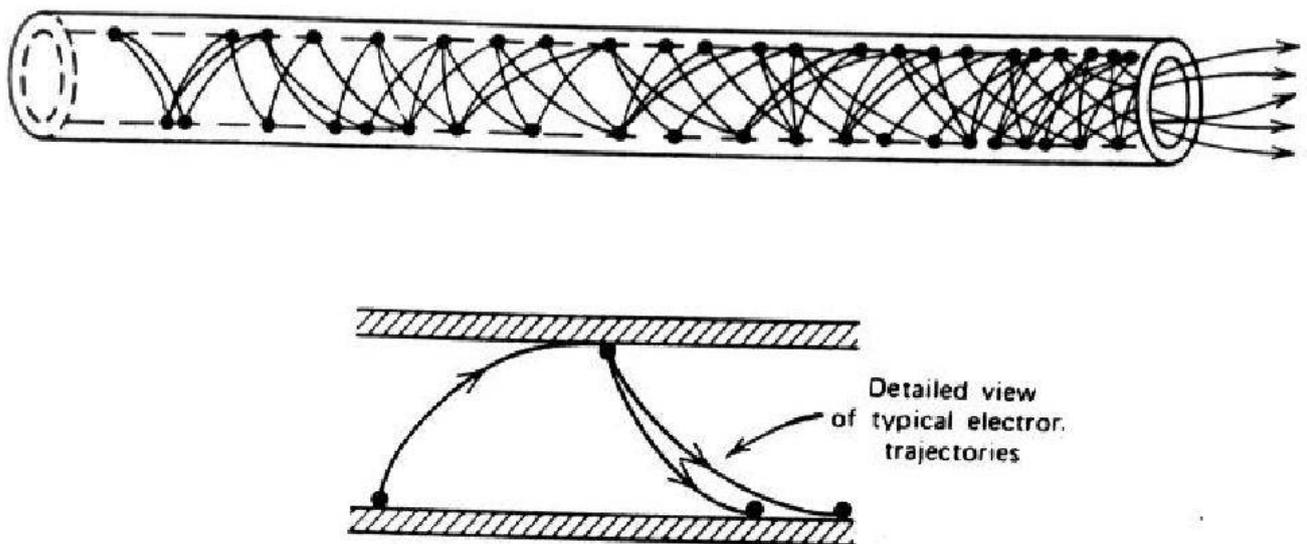


Figure 1.3.9: Processo de multiplicação de carga em um micro canal.

Uma variação importante do processo de multiplicação de elétrons desenvolvido em fotomultiplicadoras usuais constitui o dispositivo chamado placa de microcanais (*microchannels plate*). Neste dispositivo, milhares de tubos microscópicos de vidro ($\sim 20\text{-}50\ \mu\text{m}$ de diâmetro interno e comprimento de $\sim 1\text{mm}$) são agrupados paralelamente de modo a se obter uma placa. As paredes internas desses tubos são revestidas de material de alta resistividade e aplicando-se alta tensão entre as extremidades, obtém-se uma distribuição contínua do potencial ao longo do comprimento do tubo, como se vê na fig. 1.3.2. Isto permite utilizar estes micro tubos como um dispositivo de multiplicação de elétrons, análogo às fotomultiplicadoras usuais.

Fotodiodos semicondutores de grande área ($\sim \text{cm}^2$) são atualmente disponíveis comercialmente a um custo muito baixo e também podem ser utilizados conjuntamente com cintiladores. Têm a vantagem do preço baixo e de serem muito mais compactos, embora tenham aplicações muito mais limitadas por não produzirem multiplicação. Fotodiodos de avalanche, que incorporam a multiplicação já estão disponíveis e possivelmente no futuro substituirão em grande parte as atuais fotomultiplicadoras de elementos discretos.

1.3.3 Detectores Semicondutores

Detectores semicondutores, também conhecidos como detectores de estado sólido, foram introduzidos na década de 60, tanto para detecção de partículas carregadas quanto para raios gama. A grande melhoria introduzida com o aparecimento desses detectores, está na resolução em energia desses dispositivos, muito superior à dos detectores a gás e cintiladores. Em particular, no caso de detectores de raios gama, onde se obtém resoluções tipicamente da ordem de 0.1%, comparados com 6-8% dos cintiladores, a introdução dos detectores de germânio inaugurou uma nova era na espectroscopia nuclear, com a possibilidade determinação de níveis de energia com alta precisão, resolvendo-se espectros extremamente complexos.

Em sólidos cristalinos, as ligações periódicas entre os elementos da rede, estabelecem bandas de energia para os elétrons de ligação. Nos isolantes e semicondutores, a banda de energia mais baixa, chamada banda de valência está totalmente preenchida e a banda de condução está separada da de valência por uma faixa de energia (*gap*) onde não há estados permitidos. Elétrons na banda de condução têm grande mobilidade, podendo portanto ser usados na condução elétrica, de onde o nome desta banda. Na temperatura zero, todos os elétrons disponíveis estão localizados na banda de valência e tanto os chamados semicondutores quanto os isolantes não dispõem de elétrons para condução elétrica. Nos chamados semicondutores, a faixa de energia proibida é relativamente pequena ($\sim 1\ \text{eV}$), comparada com a dos isolantes ($\sim 5\ \text{eV}$) de modo que à temperatura ambiente, uma quantidade apreciável de elétrons é promovida, por excitações térmicas para a banda de condução fazendo com que estes materiais conduzam razoavelmente. Na banda de valência, as lacunas causadas nas ligações covalentes entre os átomos do cristal, também chamadas *buracos* podem se transferir de uma posição a outra do cristal, participando também da condução elétrica. Elétrons na banda de condução são também chamados de portadores de carga negativos e buracos na banda de valência de portadores positivos. A cada elétron promovido à banda de condução, uma lacuna é gerada. Conforme se verá posteriormente, um par elétron-buraco tem, nos detectores semicondutores, o papel do par elétron-íon nos detectores a gás. A probabilidade de um par elétron-buraco ser termicamente produzido é dada por:

$$p(T) = CT^{3/2} \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right)$$

onde T é a temperatura absoluta, E_g a energia do gap, k a constante de Boltzmann e C uma constante característica do material.

A velocidade de deslocamento (*drift*) dos elétrons e buracos num semicondutor é proporcional ao campo elétrico aplicado, para valores não muito grande, saturando à medida que o campo cresce. A constante de proporcionalidade (μ - mobilidade) dos elétrons é ligeiramente superior à dos buracos, contrariamente ao caso de elétrons-íons num gás, onde a mobilidade dos íons é ordens de magnitude menor que a dos elétrons. Características gerais dos dois semicondutores mais empregados em detectores são vistos na tabela 1.3

Característica	Si	Ge
Número atômico	14	32
Peso atômico	28.09	72.60
Isótopos estáveis	28-29-30	70-72-73-74-76
Densidade - g/cm ³	2.33	5.32
Átomos/cm ³	4.96×10^{22}	4.41×10^{22}
Constante dielétrica(300K)	12	16
Largura do gap - eV	1.115	0.665
Densidade de portadores intrínsecos	1.5×10^{10}	2.4×10^{13}
Resistividade intrínseca (300K) - $\Omega.cm$	2.3×10^5	47
Mobilidade eletrônica (300K) - $cm^2/V.s$	1350	3900
Mobilidade dos buracos (300K) - $cm^2/V.s$	480	1900
Mobilidade eletrônica (77K) - $cm^2/V.s$	2.1×10^4	3.6×10^4
Mobilidade dos buracos (77K) - $cm^2/V.s$	1.1×10^4	4.2×10^4
Energia por par elétron-buraco (330K) - eV	3.62	
Energia por par elétron-buraco (77K) - eV	3.76	2.96
Fator de Fano (77K)	0.085-0.16	0.06-0.13

Table 1.3: Propriedades dos semicondutores Ge e Si

Materiais semicondutores puros (intrínsecos) não são possíveis na prática. A presença de contaminantes altera o equilíbrio entre portadores negativos e positivos. Dependendo do tipo de contaminante, o semicondutor é classificado como tipo *n* (excesso de portadores negativos) ou tipo *p* (excesso de portadores positivos). Deve-se sempre tomar em conta que embora estes tipos de semicondutores tenham excesso de um ou de outro tipo de portador, eles são eletricamente neutros. A utilização de semicondutores, tanto em dispositivos eletrônicos em geral, quanto em detectores, leva em conta este fato, e a concentração de impurezas é em geral definida no momento do crescimento do cristal, adicionando-se os chamados dopantes.

Se numa placa fina de material semicondutor, por exemplo do tipo *p*, de introduz um número grande de dopantes de tipo *n*, por exemplo por difusão em altas temperaturas, obtém-se a chamada junção n-p. Nas proximidades da superfície em que foi adicionado o material tipo *n*, a concentração de portadores negativos é grande, e a de positivos é muito pequena, pois o excesso de elétrons nesta região faz com que uma parte destes ocupem os buracos inicialmente existente (fig. 1.3.3). Na interface entre os dois tipos (junção), há uma tendência inicial de mobilidade dos elétrons para a direita, combinando com os buracos lá em excesso. Um argumento simétrico poderia ser usado para os buracos do lado direito, que são atraídos para o lado rico em portadores negativos. O resultado é o aparecimento de um excesso de carga negativa do lado *p* de cargas positivas no lado *n*, dando origem a uma barreira de potencial entre os dois lados. Esta região em que existe um desequilíbrio de cargas é chamada de *região de depleção*. Se as concentrações de impurezas tipo *n* e tipo *p* nos dois lados forem iguais, a região de depleção se estende igualmente dos dois lados.

No caso dos detectores, se faz com que a concentração de um tipo de impureza (tipo *n* no exemplo acima), seja muito maior que a do outro tipo, de modo que a região de

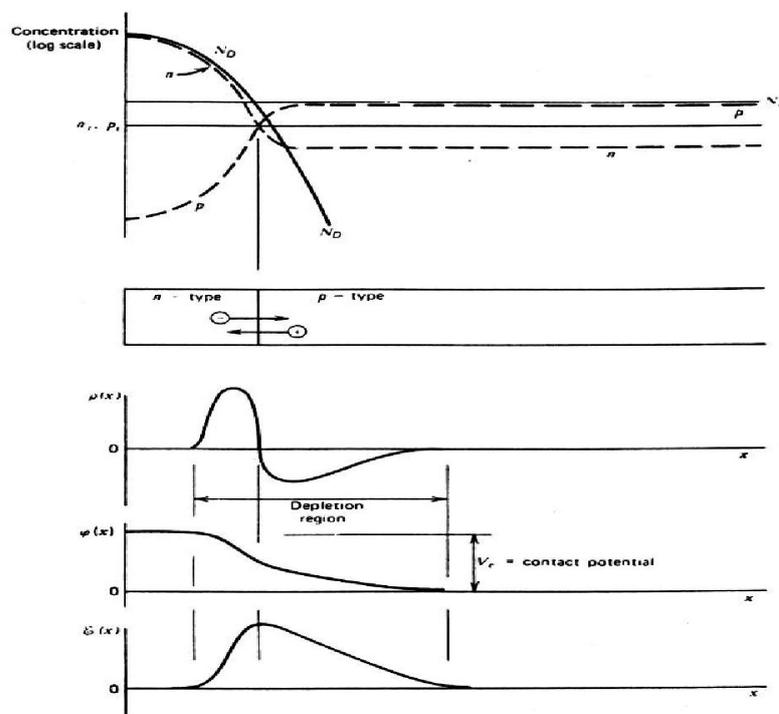


Figure 1.3.10: Concentração de carga em função da posição em uma junção p-n.

depleção é muito maior no lado de baixa concentração (tipo p no exemplo). Ao se aplicar uma diferença de potencial entre os lados n e p desta junção, de modo a se ter o lado n com tensão negativa em relação ao lado p , (polarização direta) tem-se o efeito de compensar a barreira de potencial existente na junção e tem-se grande condução elétrica. Aplicando-se a polarização reversa, o excesso de carga positiva do lado n da junção é atraído ainda mais para a esquerda e o mesmo se dá com as cargas negativas do lado direito, sendo atraídos em direção à extremidade direita, aumentando a região de depleção. Em toda a extensão da região de depleção, não há portadores de carga de nenhum tipo e portanto o chamado diodo semiconductor não conduz nesta situação.

Se, na condição de polarização reversa, uma radiação ionizante atingir a região de depleção, interagindo com o meio, elétrons da banda de valência serão promovidos para a de condução e um grande número de pares elétrons-buracos (portadores n e p) serão produzidos. Estes portadores serão rapidamente atraídos para as extremidades, pela ação do campo elétrico existentes, e a carga pode então ser coletada, produzindo um pulso, como no caso dos detectores a gás.

Nos detectores, procura-se fazer a junção bastante assimétrica, de modo que a região de depleção se estenda somente de um dos lados. O lado em que a profundidade é pequena (alta concentração de impurezas), será aquele em que a radiação a ser detectada incidirá e o lado extenso (baixa concentração de impurezas), corresponde ao volume do detector. A utilização do processo de difusão para obtenção da junção, bastante comum no caso de semicondutores para a indústria eletrônica, não é possível no caso de detectores, pois produz uma região muito profunda de dopante. Implantação iônica com utilização de feixes acelerados e o processo chamado *barreira de superfície* são os processos mais empregados na confecção de detectores [3].

Pode-se mostrar, que a extensão da região de depleção no lado de baixa concentração de impurezas, é dada por:

$$d = \left(\frac{2\epsilon V}{eN} \right)^{1/2}$$

onde ϵ é a constante dielétrica do material semicondutor, V a tensão reversa aplicada e N a concentração de impurezas no lado de baixa densidade. A confecção de detectores de grande volume envolve portanto a utilização de semicondutores de grau de pureza muito superior àqueles empregados na fabricação de dispositivos eletrônicos em geral, pois necessita-se, neste caso, de grandes regiões de depleção. Nos modernos detectores de germânio hiperpuro, para raios gama, o germânio empregado tem contaminantes em concentrações de cerca de 1 parte em 10^{12} , seguramente o material mais puro já obtido em grande escala.

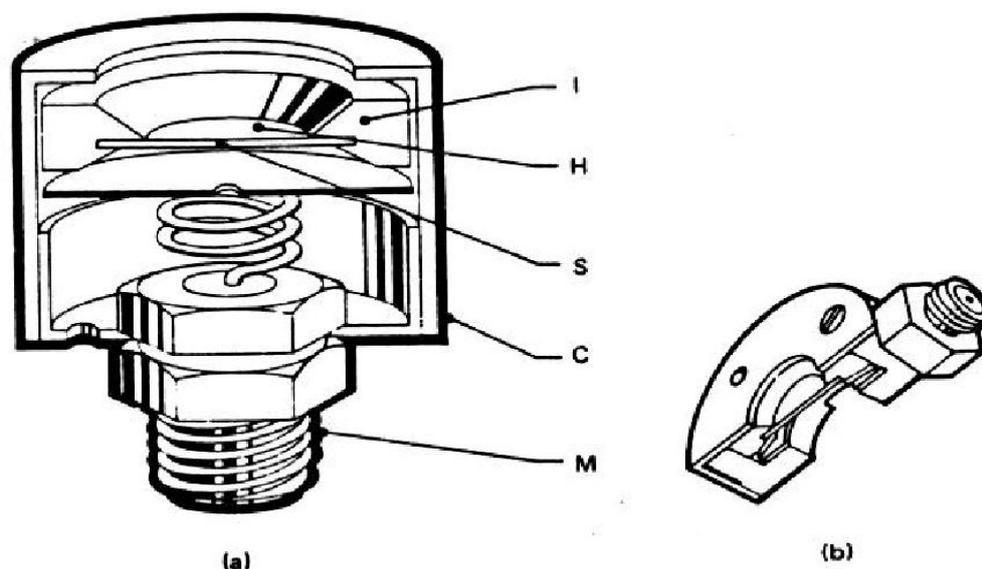


Figure 1.3.11: Vista em corte de um detector de barreira de superfície de Si.

Detectores para partículas carregadas são na grande maioria dos casos construídos de Si. Um procedimento empírico foi desenvolvido na década de 60, para a construção de uma região de alta concentração de portadores p, bastante estreita, chamada *barreira de superfície*. Detectores construídos por este método são bastante populares e também chamados detectores de barreira de superfície. O crescimento desta barreira, se dá com a evaporação de uma fina película de ouro sobre a superfície de um cristal tipo n que foi previamente limpa com ataque químico por ácido (*etching*). Melhores resultados são obtidos se antes da evaporação do ouro, deixa-se a superfície sofrer uma ligeira oxidação. Resultados semelhantes em materiais tipo p são obtidos com evaporação de alumínio. Recentemente, pequenos aceleradores chamados implantadores iônicos (dezenas de keV de energia) têm sido empregado em substituição ao processo de barreira de superfície, para produzir a camada de impurezas de alta concentração. Camadas muito mais finas são obtidas, com conseqüente aumento na qualidade dos detectores. A fig. 1.3.3 mostra a estrutura de um típico detector de barreira de superfície.

A energia necessária para a radiação ionizante (primária ou secundária) produzir um par elétron-buraco, é de cerca de 3 eV no Si e Ge. Comparados com os cerca de 30 eV necessários nos detectores a gás e cerca de 100 eV nos cintiladores, o número de pares criados nos semicondutores é muito maior, daí sua resolução em energia muito superior à dos outros tipos. A resolução de um detector de Si é de cerca de 10-20 keV para partículas α de $E \sim 5$ MeV. Outra grande vantagem são as dimensões dos detectores semicondutores para partículas carregadas, muito menores que os seus equivalentes a gás, além de não necessitarem de complexos sistemas de controle de fluxo de gás. Detectores semicondutores entretanto, se deterioram rapidamente, com o aumento da corrente de fuga causada pelos defeitos introduzidos pela radiação, especialmente no caso de íons pesados. Cerca de 10^{11} partículas α/cm^2 ou 10^8 íons pesados/ cm^2 são suficientes para

produzir degradação apreciável nas características dos detectores de barreira de superfície.

O grau de pureza obtido com o Si, permite construção de detectores com região de depleção de até alguns milímetros de espessura. Embora isto seja mais que suficiente para aplicação na detecção de partículas carregadas, a utilização de semicondutores na detecção da radiação gama envolve obtenção de região ativa da ordem de centímetros, de modo a se ter uma eficiência de detecção apreciável. Germânio, com propriedades semicondutoras semelhantes ao Si, tendo número atômico maior, é bem mais interessante nas aplicações para detectores de raios gama que o Si. Além disso, Ge pode ser purificado a um grau muito superior ao Si, permitindo confecção de detectores de grande volume e eficiência. Nos modernos detectores de germânio hiper puro, o grau de concentração de impurezas pode atingir valores tão baixos como $\sim 10^9$ átomos/cm³. Cristais grandes, de até cerca de 8 cm de diâmetro por 12 cm de comprimento útil podem ser obtidos e usinados para a confecção de detectores. Por ter o gap de energia entre as bandas de valência e condução bem menor que o do Si, detectores de Ge apresentam corrente de fuga muito grande à temperatura ambiente, causada pelo elevado número de excitações térmicas. Portanto, detectores de Ge operam a baixas temperaturas, em geral à temperatura de ebulição do nitrogênio líquido. Na fig. 1.3.3 vê-se a estrutura interna de um detector de Ge, mostrando entre outras coisas o dedo frio utilizado para que o cristal seja resfriado pelo N líquido do reservatório. A resolução em energia dos detectores de Ge varia proporcionalmente a $\sqrt{E_\gamma}$ e é cerca de 2 keV para a energia 1.32 MeV, da linha do ⁶⁰Co. Uma comparação entre a resolução de um cintilador de NaI e um detector de Ge pode ser vista na fig. 1.3.3, onde os espectros do decaimento de ^{108m}Ag e ^{110m}Ag obtidos com ambos detectores são vistos. A eficiência de detecção dos detectores de Ge é convencionalmente medida em relação à de um detector de NaI de dimensões de 7.5 cm de diâmetro por 7.5 cm de comprimento (3"x3"), para os raios gama de 1.32 MeV do ⁶⁰Co. Detectores comerciais são produzidos atualmente com eficiências relativas variando entre cerca de 10 a 100%.

O custo dos detectores de Ge, é entretanto muito alto, e portanto limita seu uso aos casos em que a alta resolução é necessária. Enquanto um detector cintilador de NaI (3"x3"), com fotomultiplicadora acoplada custa por volta de US\$ 1.200, um detector de Ge custa aproximadamente US\$ 1.000 por % de eficiência, para detectores entre 20 e 90%. Detectores de Ge também se deterioram com o tempo, principalmente nas aplicações em medidas com aceleradores, onde um grande número de nêutrons que são produzidos pela reação nuclear incide no detector. Os defeitos causados pelos nêutrons no cristal de Ge podem ser entretanto eliminados em alguns casos, fazendo-se o recozimento (*annealing*) do cristal.

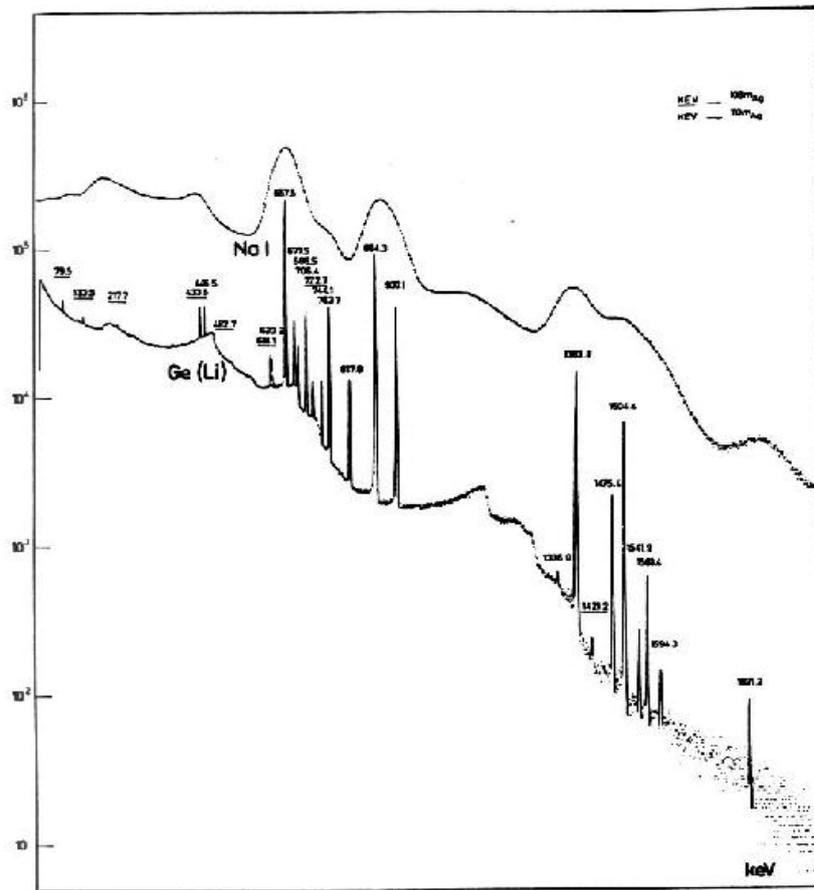


Figure 1.3.12: Espectros de ^{108m}Ag obtidos com cintilador NaI e com detector semiconductor de Ge.

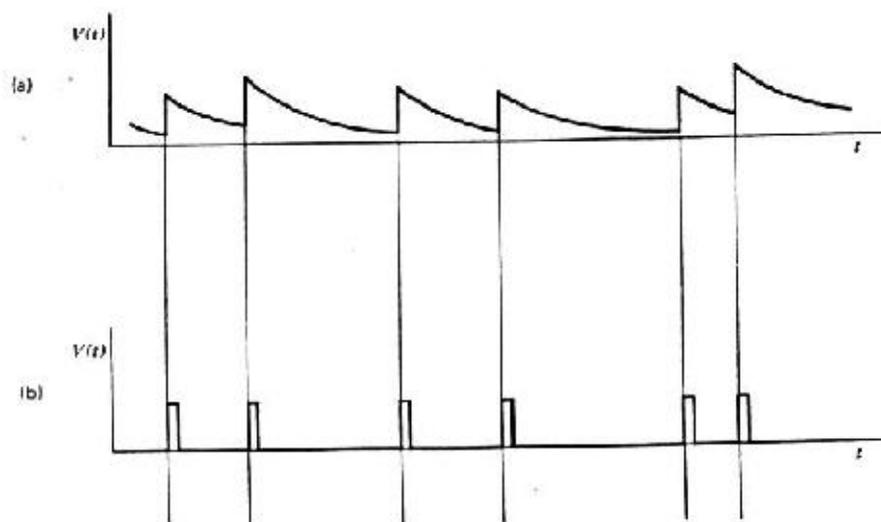


Figure 1.3.13: a) Empilhamento de pulsos de mesma amplitude. b) Redução do problema por modificação da forma do pulso.

Chapter 2

Eletrônica Nuclear

2.1 Instrumentação NIM (Analógica e Digital)

A indústria de eletrônica para aplicações nucleares definiu normas como dimensões, tipos de conectores e cabos, valores de tensões e tipos de pulsos de sinal, no que é conhecido como a norma NIM (Nuclear Instrumentation Modules). Neste capítulo serão apresentados os principais elementos definidos nesta norma, além de uma revisão básica de transmissão e processamento de pulsos envolvidos na manipulação dos sinais produzidos na detecção da radiação nuclear.

2.1.1 Cabos coaxiais

Toda conexão entre os vários elementos que constituem um sistema de detecção é feita com cabos coaxiais, constituídos de um fio condutor central, envolvido por um isolante (dielétrico) e depois por uma malha de fios finos trançados, que tem a função de blindar o condutor central de campos externos. Todos estes elementos são envolvidos por um envoltório plástico isolante. Cabos coaxiais são caracterizados principalmente pela velocidade de propagação dos pulsos e pela impedância característica. Outras características importante são a tensão máxima de utilização, a capacitância e a atenuação (perdas ôhmicas/unidade de comprimento). A tabela 2.1 apresenta as características dos principais tipos de cabos utilizados em conjunto com os módulos NIM.

Tipo	Isolante	Diâmetro (mm)	Impedância (Ω)	Veloc. (v/c)	Isolação (V)
RG-58C/U	Polietileno	5.0	50	0.66	1900
RG-62/U	Polietileno	6.1	93	0.84	750
RG-174/U	Polietileno	2.5	50	0.66	1500
RG-178/U	Teflon	1.8	50	0.69	1500

Table 2.1: Características de Cabos Coaxiais

Para os cabos típicos utilizados, o tempo de transito do sinal é da ordem de 5 ns/metro. Pulsos tendo tempo de subida grandes em relação ao tempo de transito num cabo são chamados de pulsos lentos e ao contrário, pulsos rápidos. No caso de pulsos lentos, o cabo se comporta basicamente como um condutor normal e suas propriedades mais importantes são então a capacitância e resistência em série. Exceto para cabos muito longos (várias dezenas de metros), as perdas são, para fins práticos, desprezíveis. A capacitância só é importante nas ligações entre os detectores e os pré-amplificadores, quando podem deteriorar as características dos mesmos e portanto procura-se utilizar o menor comprimento possível.

No caso de pulsos rápidos, principalmente a *impedância característica* do cabo se torna extremamente importante no acoplamento deste com os módulos que produzem e recebem o sinal. Esta propriedade é independente do comprimento do cabo, sendo definida basicamente pelas dimensões transversais do mesmo e do material dielétrico empregado. Especialmente para cabos longos, deve-se observar a resistência efetiva como que é terminado o cabo na extremidade que recebe o sinal. Se esta impedância é igual à impedância característica do cabo, toda a energia do pulso é transferida ao elemento final. Caso contrário, haverá reflexão parcial do sinal. Dependendo da impedância da terminação, a reflexão será com inversão de fase (impedância menor que a característica) ou sem inversão (impedância maior), mas de qualquer forma podendo apresentar problemas. A norma NIM emprega cabos de impedância característica de 50Ω para conexão de sinais rápidos e de 93Ω para sinais lentos.

Osciloscópios normalmente empregados na observação de pulsos ao longo das conexões entre módulos têm alta impedância efetiva de entrada (em geral $1M\Omega$). Por isso deve ser sempre utilizado um terminador de 50Ω na observação de sinais rápidos.

Basicamente 3 tipos de conectores são atualmente utilizados em cabos NIM. Conectores do tipo BNC foram amplamente utilizados para sinais de baixa tensão (≤ 1000 V) até o final da década de 70, quando cada modulo continha um único elemento. Mais recentemente, com o aumento da densidade nos módulos, que podem conter até 8 elementos idênticos, conectores menores, chamados LEMO são utilizados. Nas ligações de alta tensão, como polarização de detectores, o conector SHV é o mais empregado, embora atualmente comece também a se utilizar conectores semelhantes aos LEMO.

2.1.2 Conformadores de pulso

Na manipulação de pulsos de detectores de radiação é sempre necessário modificar a forma dos pulsos, para utilização em diferentes instâncias. Os pulsos produzidos pelos detectores, caracterizados por uma rápida subida e decaimento exponencial lento, não são de forma alguma adequados para análise posteriores, como a de altura de pulso, que permite obter a energia da radiação detectada. Como se vê na fig. 2.1.2, pulsos de mesma altura, correspondentes a eventos de mesma energia se superpõem à cauda dos anteriores, fazendo com que suas amplitudes efetivas sejam diferentes. Um sistema de tratamento de pulsos que elimine a cauda e produza novos pulsos com amplitude igual ou proporcional à amplitude original dos pulsos se faz então necessário. Isto é normalmente realizado com circuitos *diferenciadores* e *integradores* RC. Em ambos os circuitos, a constante de tempo definida pelo produto $\tau = RC$ tem um papel importante. Circuitos RC diferenciadores são na verdade filtros *passa-alto* e integradores filtros *passa-baixo*. Um exemplo simples de um filtro RC *diferenciador* e sua resposta a um sinal degrau é visto na fig. 2.1.2. A associação inversa dos elementos RC constitui o filtro *integrador* ou *passa-baixo* e sua função resposta é mostrada na fig. 2.1.2

Na sequência de pulsos provenientes de um detector, mostrada na fig. 2.1.2a, a sua diferenciação reconstitui a amplitude original, uma vez que ao se originar um novo pulso, a cauda do anterior tem amplitude praticamente constante e portanto derivada zero, obtendo-se a sequência idealizada mostrada na fig. 2.1.2b. Entretanto, para que o pulso efetivamente resultante seja utilizável, uma série de posteriores integrações se faz necessário. Se um diferenciador é seguido por uma série de integradores, um pulso com forma aproximada de uma curva Gaussiana é produzido. Na prática 3 a 4 integradores são necessários para obtenção de formas aproximadamente Gaussianas de utilidade.

Embora o decaimento dos pulsos produzidos pelos detectores sejam aproximadamente exponenciais, eles são finitos e este fato tem como consequência o aparecimento de componentes de polaridade inversa nos pulsos após os circuitos de diferenciação-integração. O aparecimento deste componente de tensão oposta, chamado em inglês de *undershoot*

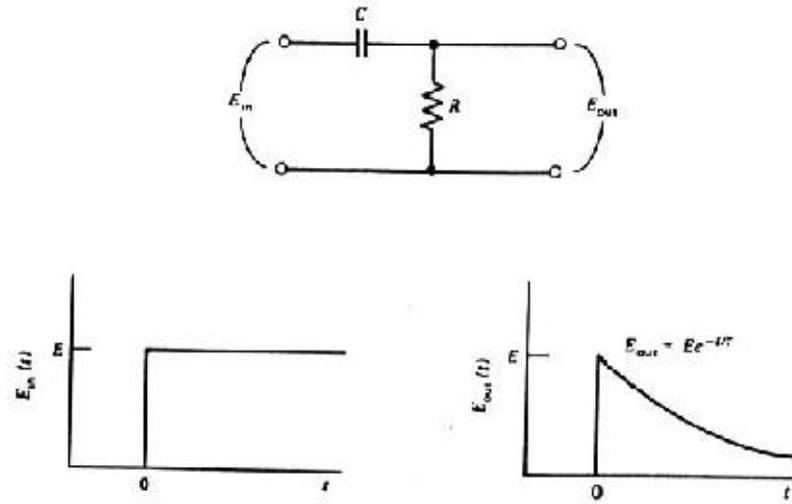


Figure 2.1.1: Diferenciador RC (filtro passa-altas).

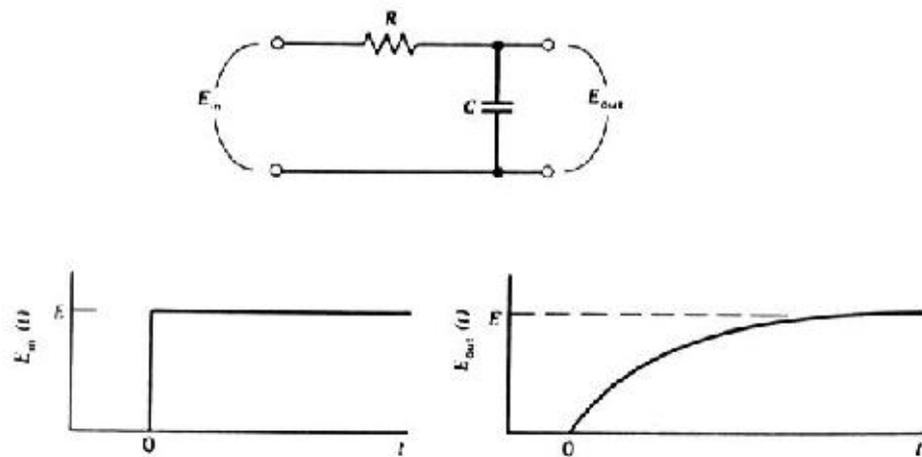


Figure 2.1.2: Integrador RC (Filtro passa-baixas)

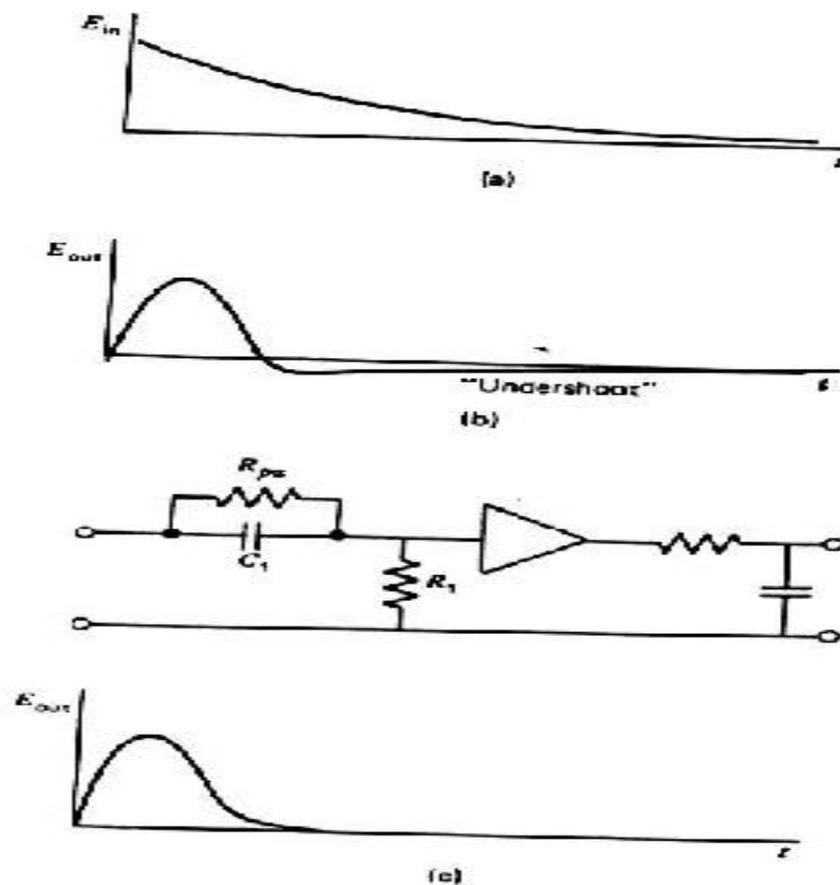


Figure 2.1.3: Circuito para cancelamento de polo-zero e eliminação do *undershoot*.

pode também afetar a análise posterior da informação contida na altura do pulso. Este fenômeno é matematicamente uma consequência de pólos na função de transferência do diferenciador e integradores e sua eliminação é chamada de cancelamento de pólo-zero. Um típico circuito utilizado para cancelar este efeito é visto na fig. 2.1.2.

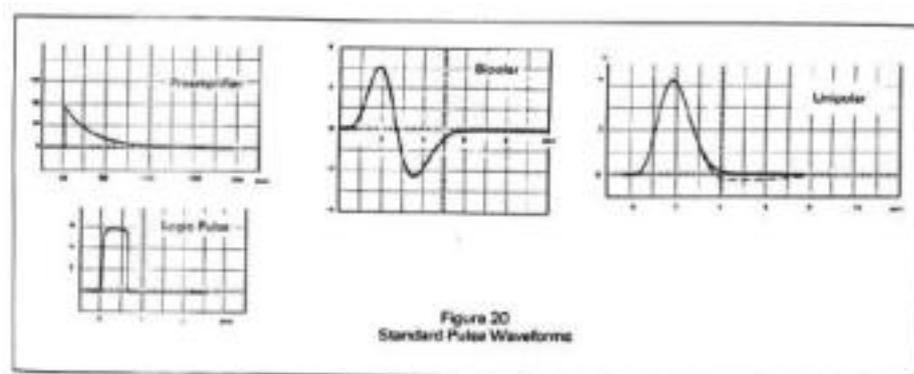


Figure 2.1.4: Formas padrão de pulsos NIM.

O pulso de forma aproximadamente Gaussiana produzido após a diferenciação e posteriores integrações é perfeitamente adequado para a maioria de aplicações posteriores que envolvem principalmente a determinação de seu valor máximo, correspondente à energia da partícula detectada. Algumas aplicações entretanto, exigem posterior diferenciação do pulso Gaussiano, produzindo um pulso bipolar, como o visto na fig. 2.1.2, onde o cruzamento por zero corresponde ao instante em que a tensão máxima do pulso unipolar (Gaussiano) é atingido.

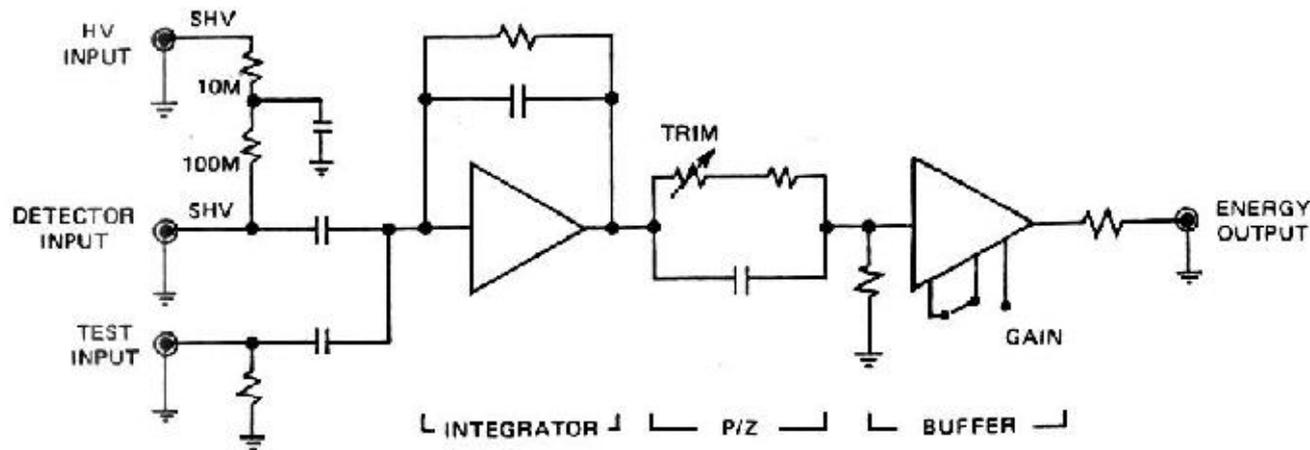


Figure 2.1.5: Diagrama esquemático de um pré-amplificador sensível a carga.

2.1.3 Pulsos NIM

A norma NIM define uma série de pulsos a serem empregados em módulos com funções lógicas e analógicas. Os pulsos lógicos são de dois tipos. Os NIM positivos são análogos à definição de lógica TTL, onde 5V corresponde ao valor lógico 1 (maior que 4 V para o módulo que produz o pulso e maior que 3 para o que recebe), e 0 V corresponde ao valor lógico 0 (menor que 1 V para o que produz e menor que 1.5 V para o que recebe). Nos módulos lógicos mais modernos, este tipo de pulso foi praticamente abandonado. Os chamados pulsos lógicos NIM negativos ou rápidos são os únicos usados em módulos de construção recente (mais adequados para utilização com circuitos integrados que usam lógica ECL). Embora estes pulsos sejam definidos em termos de corrente, uma vez que são sempre usados em impedâncias de 50Ω , é mais prática a utilização dos valores correspondentes de tensão. O valor lógico 1 corresponde a uma tensão de -0.7 V (-0.6 V para o receptor) para o valor lógico 1 e 0 V (até 0.2 V para o que recebe) para o valor lógico zero. Por serem pulsos de corrente, a visualização destes pulsos em osciloscópios de alta impedância requer sempre o uso de terminadores. A largura dos pulsos NIM não é especificada na norma. Módulos lógicos NIM em geral produzem pulsos de largura variável, entre cerca de 10 ns até $10\ \mu\text{s}$. O tempo de subida dos pulsos NIM rápidos é menor que $\sim 5\text{ ns}$ e nos lentos é cerca de 100 ns.

Pulsos analógicos são também agrupados em duas categorias. Pulsos rápidos, usados normalmente em associação com circuitos destinados a temporização, onde a precisão na determinação da energia do evento (altura do pulso) não é crítica. Pulsos rápidos são normalmente unipolares. Nos circuitos destinados a medir a energia dos eventos, são empregados os pulso lentos. Estes podem ser tanto do tipo unipolar quanto bipolar, sendo que os unipolares são mais utilizados, por apresentarem em princípio uma melhor relação sinal/ruído. A largura de um pulso rápido analógico é de dezenas a centenas de ns, enquanto que nos lentos, é de vários μs . O valor máximo da altura é de cerca de 10 V.

2.1.4 Pré-amplificadores

Exceto para os detectores Geiger, onde a quantidade de carga produzida num evento é suficientemente grande para produzir um pulso de tensão de amplitude apreciável, o primeiro elemento utilizado no tratamento de pulso são os pré-amplificadores, localizados tão perto quanto possível dos detectores, de modo a maximizar a relação sinal-ruído. A função básica dos pré-amplificadores é transformar a carga coletada no processo de detecção, num pulso de tensão, cuja amplitude é proporcional à carga total coletada no

detector. Por esta razão, estes pré-amplificadores são chamados *sensíveis à carga*. A configuração básica de um pré-amplificador sensível à carga é vista na fig. 2.1.4. Em geral, os pré-amplificadores têm incorporado, o circuito necessário para aplicar a tensão de polarização (*bias*) no detector, bem como para se aplicar um pulso de teste na entrada do mesmo, para verificação do funcionamento (ver fig. 2.1.4). Diversos modelos de pré-amplificadores são produzidos pela indústria, com características variadas, dependentes do tipo de detector e aplicação. No caso de detectores de Ge, o pré-amplificador é acoplado ao mesmo e em geral o primeiro elemento ativo do pré-amplificador (transistor FET) é colocado dentro do criostato onde está o cristal, e também resfriado à temperatura de N líquido, para minimizar os problemas de ruído.

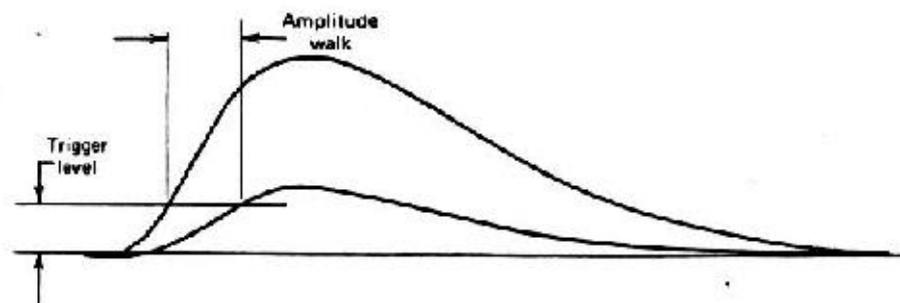


Figure 2.1.6: Variações na marca de tempo em circuitos utilizando limiar de subida de pulso.

2.1.5 Amplificadores

Vários tipos de amplificadores são utilizados na norma NIM. Basicamente podem ser agrupados como amplificadores lentos (circuitos de medição de energia) e amplificadores rápidos (circuitos geradores de marca de tempo).

São chamados amplificadores espectroscópicos, os módulos que produzem um pulso de forma aproximadamente Gaussiana (unipolar) e sua derivada (bipolar), à partir do pulso gerado por um pré-amplificador. Em geral, estes módulos incluem ganho variável ($\sim 10 - 500$), diferentes constantes de tempo do diferenciador e dos integradores (em combinações pré-fixadas, que produzem o pulso final com larguras entre $0.5-10\mu s$). Pode-se ainda ajustar o cancelamento de pólo zero e em alguns modelos, introduzir um atraso temporal na saída de pulso unipolar. Os amplificadores aceitam tanto pulsos negativos quanto positivos na entrada, mas a saída padrão é sempre positiva. A faixa de tensão útil na saída vai até 10V. Características típicas incluem instabilidade térmica no ganho $\leq 0.01\%/grau$ (faixa de temperaturas de 0 a 50°), não linearidade integral $\leq 0.05\%$. Constantes de tempo menores ($0.5-2\mu s$) são usados quando as taxas de eventos nos detectores é grande, (com o inconveniente de deteriorar a resolução em energia em detectores de boa resolução). Em detectores de Ge, por exemplo, que têm excelente resolução em energia, constantes de tempo de 3 a $6\mu s$ são normalmente empregadas. Neste caso, a taxa máxima de eventos por segundo no detector não deve exceder 10-20 k/s. Caso contrário, o chamado empilhamento de pulsos ocorrerá. Amplificadores espectroscópicos, como em geral todo modulo NIM, não dispõem de fonte de alimentação própria. Estes módulos devem ser encaixado num bastidor (*bin*) NIM e através de um conector especial existente atrás do modulo, recebe as tensões padrão NIM do bastidor. ($\pm 12 V$, $\pm 24 V$ e $\pm 6V$).

Uma outra classe de amplificadores lentos, são os chamados amplificadores com limiar (*biased amplifiers*). Nestes amplificadores, a saída é proporcional à entrada, acima de um certo valor ajustável:

$$V_s = \alpha(V_e - V_o)$$

Onde V_s é a tensão de saída, V_e a tensão na entrada, α o fator de amplificação e V_o a tensão de limiar, abaixo da qual não há pulso na saída.

Nos amplificadores rápidos, as constantes de tempo, principalmente de integração são pequenas (dezenas a centenas de ns) e por isso não têm grande precisão na medida da carga total produzida no detector. Entretanto, produzem pulsos muito mais adequados para obtenção da informação referente ao instante em que o evento ocorreu no detector. Como veremos mais tarde, nos circuitos de medida se utiliza um chamado ramo lento, onde a medição de energia é feita e um ramo rápido, onde se faz as medidas de coincidência temporal entre eventos que ocorrem em diferentes detectores.

2.1.6 Módulos analógicos/lógicos

O chamado analisador mono canal (SCA - *single channel analyzer*) consiste de um circuito capaz de gerar um sinal lógico padrão, cada vez que o sinal de entrada (pulso unipolar ou bipolar produzido pelo amplificador espectroscópico) estiver entre determinados valores (modo diferencial ou janela) ou acima de um valor mínimo (modo integral). Os SCA podem também ser usados para determinar o instante em que o pulso foi produzido. O pulso na saída é gerado por exemplo no instante em que o pulso bipolar em sua entrada passa por zero. A faixa de valores de tensão que define o intervalo de valores que produzirá pulsos na saída, é ajustado com reostatos de precisão: o intervalo de tensão de 10V atingido com 10 voltas no reostato, dividido em 10 partes grande e 10 finas (potenciômetro helicoidal - helipot). A sensibilidade é portanto de 0.01V. Um reostato semelhante é também disponível para se poder variar o instante em que o pulso lógico é emitido. A faixa de variação é em geral de 0 a 10 μ s. Alguns tipos de SCA incorporam sistemas mais sofisticados para definição do instante de tempo em o pulso chegou em sua entrada. Estes módulos são chamados de *timing* SCA. Embora possam definir com precisão muito melhor o instante de chegada do pulso, por ser esta medida baseada num sinal relativamente lento, a precisão é ainda muito pequena. Como veremos posteriormente, há outros meios de determinar com maior precisão o instante de ocorrência de um evento no detector.

Um outro elemento bastante utilizado, envolvendo tanto pulsos lógicos quanto analógico é o chamado porta linear (*linear gate*). Neste modo, um pulso analógico idêntico ao da entrada é produzido na saída, desde que, simultaneamente a ele, seja introduzido um pulso com valor lógico 1 na porta lógica do modulo. Este modulo é usualmente empregado para filtrar, dos pulsos na entrada, um subconjunto de interesse. Normalmente, as portas lineares incorporam um esticador de pulso (*stretcher*), fazendo com que o pulso da saída tenha uma forma Gaussiana do lado esquerdo (subida do pulso) e depois se mantenha com valor constante (igual à tensão máxima do pulso) por alguns microsegundos, voltando então rapidamente a zero. Esta forma de pulso é mais adequada na utilização com alguns conversores analógico-digital, que medem o valor da altura do pulso.

2.1.7 Contadores, relógios e medidores de taxa

Um simples sistema de medição, poderia ser constituído de um detector, pré-amplificador e amplificador, analisador multicanal e um contador, com um relógio associado, de modo que a contagem do número de eventos que têm pulsos com amplitude dentro da janela do SCA possa ser feita num período de tempo pré fixado. Embora este tipo de instrumentação quase não seja mais usado em medidas, ela é ainda usada em controle e monitoração de experimentos. Assim, um arranjo como este, com o SCA ajustado para corresponder a uma faixa de energias de interesse, pode ser utilizada para se ter uma idéia da estatística

acumulada no experimento, permitindo ao experimentador decidir quando terminar a medida.

Os medidores de taxa dão uma informação ainda mais grosseira, produzindo uma tensão (deslocamento do ponteiro de um galvanômetro) proporcional à taxa de eventos ocorrendo num detector. É muito útil para se estabelecer por exemplo, a intensidade máxima de feixe que se pode utilizar num experimento.

2.1.8 Geradores de marca de tempo e conversores tempo-amplitude

A geração de pulsos lógicos rápidos que definam precisamente o instante em que um evento ocorreu num detector, é em geral um problema bastante difícil. Obviamente, a precisão com que isto se faz depende, em primeira instância, do tempo de coleta da carga no detector, e portanto das características intrínsecas do mesmo. Toda a informação sobre a coleta da carga, está contida no tempo de subida do pulso produzido pelo detector e portanto é esta a parte do pulso que deve ser utilizada para a obtenção da informação temporal. Uma solução, seria produzir um pulso lógico, no instante em que o pulso proveniente do pré-amplificador atingir um valor mínimo constante. Como se vê na fig. 2.1.8, este tempo depende da amplitude do pulso. Pulsos produzidos por detectores de grande volume como Ge, têm tempo de subida relativamente lentos (~ 100 ns) e uma grande dispersão nesse tempo e portanto este método geraria uma grande variação na definição do tempo de ocorrência do evento. O método mais empregado na geração de marca de tempo, que compensa este efeito é o chamado método de discriminação por fração constante (*constant fraction discrimination*). O princípio de operação deste dispositivo é visto na fig. 2.1.8a. O sinal original produzido pelo pré-amplificador é invertido, atenuado e então somado com o pulso original atrasado. O resultado é um pulso bipolar, cujo cruzamento por zero é independente da amplitude do pulso. Conforme se vê na figura, este sistema é ainda ineficiente para corrigir diferenças de tempo de subida de pulsos que têm mesma amplitude (eventos que ocorrem em diferentes posições do detector, podem ter tempos de coleção diferentes). Neste caso, uma técnica ligeiramente diferente, chamada ARC (*Amplitude and Rise time Compensation*) pode ser utilizada (fig. 2.1.8b). O valor da fração e atraso dos pulsos, bem como qual dos métodos utilizar, depende muito do tipo de detector utilizado.

A determinação da simultaneidade de dois ou mais eventos que ocorrem em diferentes detectores, envolve a geração da marca de tempo e a verificação da diferença de tempo entre os mesmos. Normalmente, a medida absoluta da simultaneidade é difícil, pois os sinais de diferentes detectores passam por diferentes elementos eletrônicos, de modo que introduzem atrasos variados para cada detector. Uma maneira de se verificar a correlação entre os eventos nestes casos, consiste na utilização dos conversores tempo-amplitude (TAC - *Time to Amplitude Converter*). Ao chegar um pulso lógico na entrada de início (*start*), este modulo começa a carregar um capacitor com corrente constante (tensão no capacitor proporcional ao tempo). Quando o pulso do segundo detector chega na entrada de parada (*stop*) o processo de carga é terminado. Posteriormente, um pulso analógico lento é gerado, com amplitude proporcional aquela do capacitor. Fazendo-se com que o pulso que aciona a parada chegue com um atraso maior que aquele que aciona a partida, produz-se um conjunto de pulsos em que eventos que são simultâneos têm uma determinada amplitude de pulso na saída. Eventos não correlacionados (aleatórios) produzem pulsos de quaisquer amplitude, com igual probabilidade.

2.1.9 Outros módulos NIM

Uma série de outros módulos com funções lógicas e analógicas são também frequentemente usados. Entre os módulos lógicos, há os que executam as funções lógica booleanas

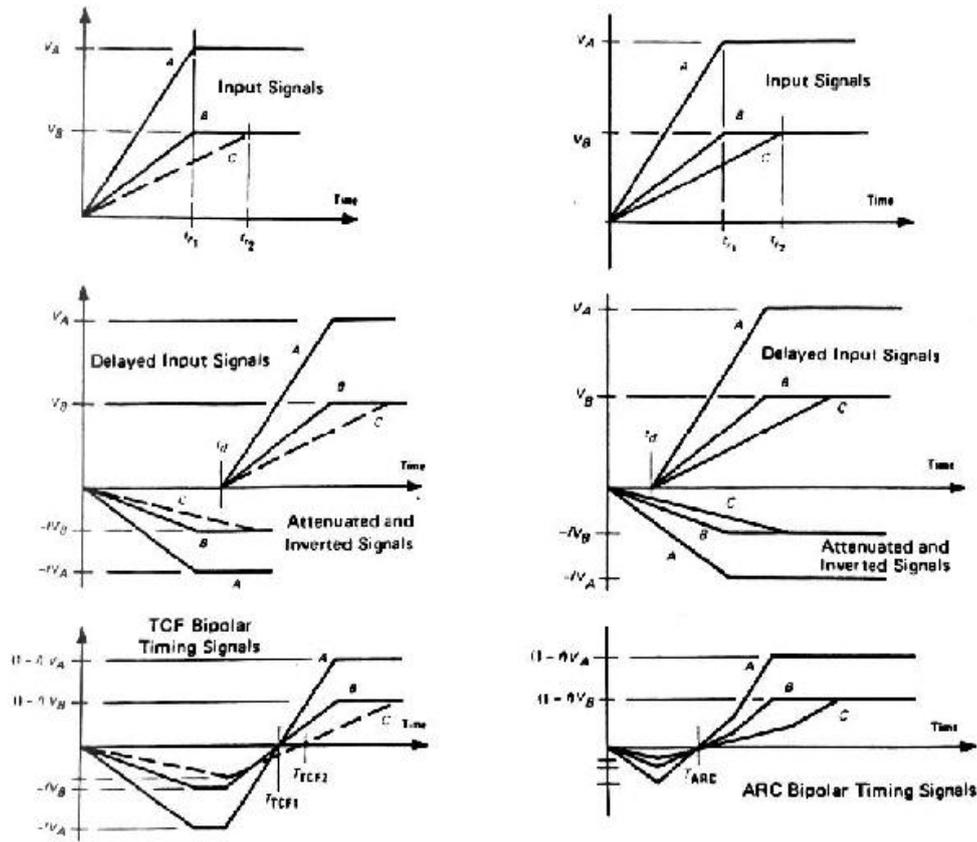


Figure 2.1.7: Esquerda: Discriminação por Fração Constante. Direita: Compensação de Amplitude e Tempo de Subida.

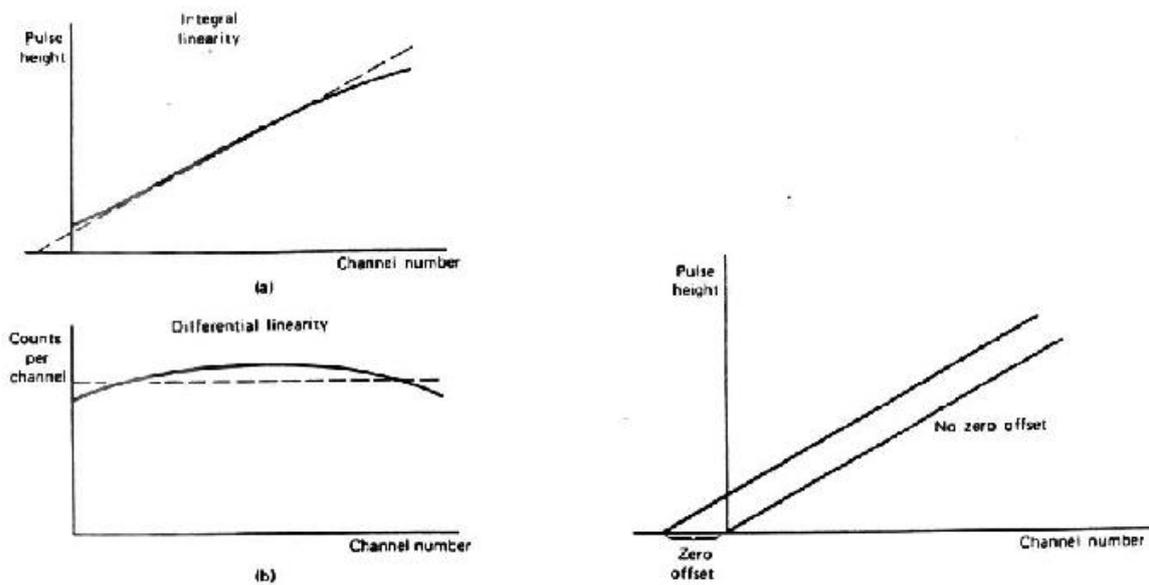


Figure 2.1.8: Esquerda: Não linearidade integral e diferencial em CADs. Direita: Desvio de origem (offset do zero) em CADs.

como AND, OR, NAND e OR exclusivo. No caso de pulsos lógicos NIM rápidos, em geral a saída de um módulo pode ser ligado a somente uma entrada. Módulos que duplicam saídas (*fan out*) ou permitem juntar várias entradas (*fan in*) são bastante comuns. Outra classe bastante importante de módulos lógicos são os geradores de atraso e porta lógica (*gate and delay generator*). Estes módulos transformam pulsos lógicos, alterando a largura e introduzindo atrasos variáveis em pulsos NIM. Entre os módulos analógicos, pode-se mencionar o amplificador de atraso, que basicamente reproduz o pulso de entrada, com um atraso variável entre cerca de 0.1 a 5 μ s. Amplificadores somadores, geradores de pulsos que simulam os pulsos produzidos por detectores são também bastante utilizados. Catálogos de fabricantes devem ser consultados para uma visão geral dos módulos disponíveis [3, 4, 5]

2.2 Aquisição de Dados

Dado o caráter estatístico dos processos nucleares, milhões e às vezes até centenas de milhões de eventos devem ser coletados de um ou mais detectores, para se obter informações de valor nos experimentos de física nuclear. A taxa de produção de eventos num detector pode variar de algumas dezenas por segundo, até cerca de 10^5 /s, no caso de detectores cintiladores. A armazenagem e classificação destes eventos, para posterior análise, deve então ser feita por um sistema automatizado.

2.2.1 Conversor analógico digital e analisador multicanal

O elemento mais importante neste processo, é o conversor analógico-digital (ADC). O instrumento constituído de um conversor analógico-digital, memória de armazenagem, tubo de raios catódicos para visualização, além de dispositivos para controle de partida, parada, tempo de aquisição, etc. é chamado *analisador multicanal* e por muito tempo foi o instrumento mais importante na coleção de dados em experimentos nucleares. Nos experimentos modernos, onde várias informações (dezenas ou mesmo centenas) são medidas simultaneamente, o analisador multicanal foi substituído por sistemas mais complexos multiparamétricos, capaz de digitalizar, agrupar e armazenar as informações dos grandes sistemas de detecção.

Um conversor analógico-digital é um dispositivo capaz de transformar um valor de tensão, num padrão de sinais lógicos representando em número binário, o valor da tensão. Em geral a faixa de tensão utilizada é de 0 a 10 V, podendo ser convertida num número de 10 a 14 bits (1024 a 16384 posições). Cada uma dessas posições é chamada *canal*, daí o nome do instrumento. Na grande maioria das vezes, o conversor analógico-digital empregado em física nuclear é um analisador de altura de pulso, isto é, a grandeza medida é o valor máximo da tensão de um pulso, que como vimos, contém a informação sobre a energia ou tempo (TAC) de ocorrência do evento. Num ADC ideal, a relação entre o número binário e o valor da tensão de pico analisada é perfeitamente linear: $n = \alpha V_e$, com n variando de 0 a N-1, $N = \{1024, 2048, 4096, \text{etc.}\}$. A função básica do analisador multicanal é construir um histograma do número de eventos que ocorrem para cada valor de n, correspondendo portanto ao espectro de energias ou tempo. Três tipos de distorções desta relação normalmente ocorrem em ADCs reais, e seus efeitos são vistos na fig. 2.2.1. O deslocamento de zero não é propriamente uma distorção e em geral pode ser corrigida ou variada. Pequenas distorções que ocorrem na linearidade integral, fazem com que um polinômio de grau mais alto deva ser usado para obter a relação final canal-energia ou canal-tempo. A linearidade diferencial é talvez o problema maior crítico. Este tipo de distorção corresponde as variações da largura de cada canal, ou seja, o intervalo de tensão correspondente ao canal n é diferente daquele para o canal m. Com isso, uma distribuição de pulsos com *probabilidade uniforme de ocorrência de qualquer valor de amplitude*, que

deveria produzir uma distribuição horizontal no espectro do multicanal, terá mais eventos no canal ao qual corresponde um intervalo maior de tensão e vice-versa. Em medidas de alta resolução em energia, não linearidades diferenciais menores que $\sim 1\%$ devem ser obtidas, para não aparecerem distorções apreciáveis nos espectros. Os ADC integrados comerciais por exemplo, que hoje são disponíveis a baixo custo e têm grande aplicação em uma série de instrumentos de medição e controle, tem não linearidades diferenciais maiores que 50% e portanto não podem ser diretamente empregados para análise de altura de pulsos em física nuclear.

Antes dos circuitos integrados estarem disponíveis em grande escala, os conversores analógico-digital utilizados em física nuclear eram construídos com técnica chamada de rampa linear ou tipo Wilkinson. O princípio de funcionamento é bastante simples: Ao aparecer um pulso na entrada do conversor, um capacitor é carregado com o valor da tensão do pico. Então, um contador inicia a contagem de pulsos produzidos por um gerador de frequência constante (em geral entre 20 e 100 MHz), ao mesmo tempo que um circuito começa a descarregar o capacitor com corrente constante (tensão decresce linearmente com o tempo). Quando a tensão no capacitor atinge o valor zero, pára-se de contar os pulsos no contador. O valor final no contador, será portanto proporcional ao tempo de contagem que por sua vez é proporcional ao valor máximo da tensão no capacitor.

Embora este método seja ainda empregado na construção de conversores para física nuclear, técnicas de correção da não linearidade diferencial dos conversores integrados foram desenvolvidas, de modo que estes podem ser também utilizados, principalmente em módulos de alta densidade (8 a 16 conversores/modulo).

Com o aparecimento de microcomputadores de grande capacidade de armazenamento e visualização, os modernos analisadores multicanais são na verdade placas colocadas no barramento dos micros, usando programas de controle que fazem todas as funções antes implementadas por dispositivos nos multicanais.

2.2.2 Sistemas multiparamétricos

Informações muito mais detalhadas sobre os processos nucleares podem ser obtidas registrando-se simultaneamente várias informações sobre um evento. Assim, numa reação nuclear, a medida dos ângulos de emissão e energia dos produtos de reação devem ser normalmente feitos. No caso de reações com grande número de fragmentos nos produtos de reação, como na fusão-evaporação nuclear ou nas reações de fragmentação, um grande número de detectores deve ser empregado, para se ter uma boa chance de observar simultaneamente os vários resíduos emitidos. No caso de espectroscopia de raios gama de estados de altos momentos angulares, cerca de 30 a 40 raios gama podem ser emitidos num único evento. O registro desses eventos implica necessariamente em sistemas de detecção e aquisição de dados bastante complexos.

A aquisição de eventos multiparamétricos é em geral feita no chamado modo fila (evento por evento). A análise de dados proveniente de sistemas de muitos detectores, geralmente requer a realização de operações com os parâmetros medidos, como mudança nas calibrações, soma e divisão de sinais para obtenção de posição ou ângulo, etc. Isto dificilmente pode ser feito durante a tomada de dados, pois envolve uma pré-análise cuidadosa dos dados para obtenção das constantes que serão empregadas nas transformações. Portanto, ao invés de construir diretamente os histogramas durante a aquisição, os eventos são registrados em disco ou fita magnética, seqüencialmente, na ordem temporal em que foram adquiridos. Com isto, pode-se posteriormente reprocessar as fitas de dados, fazendo-se as histogramações necessárias, podendo-se refazer a operação quantas vezes for necessário. Parte de dados que eventualmente contenham problemas, como mudança de

ganho de detectores, etc., podem deste modo ser descartados durante a análise. Praticamente toda medida realizada com aceleradores hoje em dia, utiliza este método para a aquisição de dados. Durante a aquisição, alguns histogramas são construídos mais para controle do experimento que para uma análise final. Sistemas multiparamétricos não são disponíveis comercialmente, dado a especificidade de cada aplicação e o número relativamente pequeno de sistemas em uso. Cada laboratório acaba desenvolvendo o seu, com base em suas necessidades. A arquitetura destes sistemas requer um conjunto de conversores analógico-digitais, ligados a um computador e a um sistema lógico que permite fazer com que quando as condições lógicas impostas pelo experimentador indicam a ocorrência de um evento, os ADCs são simultaneamente colocados em atividade para converter os pulsos, durante o tempo previsto para a duração dos pulsos analógicos (~ 5 a $10 \mu s$). Posteriormente, um computador ou um sistema dedicado (hardware), coleta em forma ordenada os valores das conversões em cada ADC e os coloca em memória, inserindo palavras delimitadoras de evento e etiquetando os parâmetros de cada conversor, para sua posterior identificação. Normalmente, são usados palavras de computador de 16 bits para se armazenar cada parâmetro de um evento. Num sistema simples, por exemplo os 12 bits menos significativos contêm o valor da conversão do ADC, os três bits consecutivos contêm números de 0 a 7, identificando os (até) 8 ADCs usados no sistema. O bit mais significativo é igual a 1 na primeira palavra do evento e zero nas outras, servindo portanto como delimitador de eventos. A utilização de um número maior de parâmetros envolve métodos mais sofisticados de formatação dos eventos.

2.2.3 CAMAC

A necessidade de utilização de um número cada vez maior de conversores nos sistemas de aquisição de dados e as dificuldades em se fazer sistemas flexíveis, que permitissem a configuração ser facilmente alterada em diferentes experimentos, fez com que fosse definida, no início da década de 70, uma nova norma de construção e interligação (interface) de módulos utilizados em aquisição de dados. Esta norma, batizada de CAMAC (Computer Automated Measurements and Control) foi posteriormente também adotada pela indústria em sistemas de automação de controle e produção, acarretando o aparecimento de inúmeras companhias que fabricam equipamentos CAMAC, para uso tanto em laboratórios quanto em sistemas industriais. Hoje em dia, há uma série de sistemas mais interessante para utilização em processos industriais, de modo que a instrumentação CAMAC perdeu muito de sua importância nestas aplicações. Nos sistemas de aquisição de dados de laboratórios de física nuclear, sua utilização é ainda de grande interesse, devido o grande número de módulos comerciais, disponíveis a um custo relativamente baixo. Novas normas como Fast Bus e principalmente VME começam a tomar o lugar do CAMAC. Uma série de artigos publicados no IEEE Trans. on Nucl. Science descreve em nível introdutório a norma CAMAC [6]. Catálogos de fabricantes de instrumentação CAMAC também trazem bastante informações técnicas [5, 7].

Cada módulo CAMAC ocupa uma ou mais posições no CRATE, chamadas estações. Cada estação é identificada por um número (N) entre 1 e 25. Cada módulo CAMAC pode ter múltiplas entradas idênticas. O ADC AD811, por exemplo, tem 8 entradas (8 ADCs de 2k canais cada). Cada entrada num módulo é reconhecida pelo CAMAC como um sub endereço (A) do módulo. Um módulo pode ter até 16 sub endereços ($0 \leq A \leq 15$). Um módulo é capaz de executar uma variedade de funções (até 32). A função F=0 é, por exemplo, a execução de uma leitura de informação do módulo. F=16 corresponde a uma operação de escrita. Fazer uma operação CAMAC, corresponde ao que se convencionou dizer *fazer um NAF*, ou seja, especificar o módulo (endereço N), a particular entrada do módulo (sub endereço A) e a função F a ser executada.

Os módulos CAMAC são controlados por um módulo especial, o Crate Controller

(CC), que ocupa obrigatoriamente as estações 24 e 25 do crate. Eventualmente, pode-se ter outros controladores auxiliares de crate (ACC), que fazem algumas funções específicas dentro do crate. No sistema de aquisição de dados do Pelletron, p. ex., é usado o Event Handler, um ACC inteligente, programável pelo experimentador. O EH realiza as operações necessárias para leitura dos ADCs, agrupamento dos eventos etc.

Um ou mais crates podem ser controlados pelo computador ao qual o sistema CAMAC está ligado. Um módulo de interface (Branch Driver) é ligado ao sistema de entrada/saída do computador, para ligação como os crates CAMAC. Na norma CAMAC são definidos vários interfaces para ligação do CC ao Branch Driver: Paralela (24 bits simultâneos), serial por byte (8 bits em paralelo) e serial por bit. Na última década, com a crescente importância dos microcomputadores, interfaces não padrão têm sido desenvolvidas e utilizadas talvez com mais frequência que as do padrão CAMAC.

2.3 Digital Pulse Processing*

In recent years, we have seen an impressive increase in the use of digital pulse processing in substitution of standard analog electronic modules for nuclear physics instrumentation. The main advantages of the new standard are compactness, no additional noise after digitization of the pre-amp signal, reliability (no cables and connectors), and possibility of easily reproducing the same tuning set up. Also, it opens new possibilities of pulse shape analysis, not possible with standard analog electronics.

(*) A seguir, a tradução do artigo, “*Digital Pulse Processing: A New Paradigm for Nuclear Instrumentation* - R.V. Ribas, *Am. Inst. Phys. Conf. Proc.* 1245, p.39 (2010)

2.3.1 Introdução

Conversores analógico-digitais de alta velocidade, precisos e de baixo custo já estão disponíveis, o mesmo ocorrendo com dispositivos conhecidos como FPGA - *Field Programmable Gate Arrays*. Estes novos dispositivos têm propiciado o desenvolvimento de um novo tipo de aquisição de dados e processamento de pulsos para a física nuclear experimental, em que o pulso do pré-amplificador é o primeiro e último sinal analógico, seguido apenas por sinais digitais. Esses novos sistemas já estão em produção na indústria relacionada, principalmente, para aplicações mais simples e específicas, mas é a possibilidade de aplicação em sistemas muito mais complexos que deu um impulso grande para o seu desenvolvimento. Em física nuclear de baixas energias, por exemplo, novos sistemas de detecção em fase de desenvolvimento, tais como os espectrômetros de raios gama GRETA [8], os EUA e AGATA [9] na Europa, terão a análise de pulsos e de aquisição de dados com base nesta nova tecnologia. Nesses sistemas, um ADC-flash toma amostras do pulso do pré-amplificador com taxa de cerca de 100 milhões por segundo, e 12/14 bits de precisão. Cada pulso produz cerca de 1-2K amostras. Todo o processamento de pulsos, tradicionalmente realizado por meio de dispositivos analógicos, tais como amplificadores espectroscópicos, amplificadores rápidos, discriminadores de fração constante, etc., agora é executado digitalmente após a amostragem do pulso de pré-amplificador. Uma grande parte deste processamento é feito nos dispositivos FPGA, com um fluxo contínuo de cerca de 20-40 Mbytes por segundo. Vários FPGA podem trabalhar em paralelo no processo, dado o grande número de canais, normalmente necessário nestes sistemas. Nós estamos, no momento, aprendendo, testando e avaliando um sistema simples utilizando esta nova tecnologia, com o intuito de desenvolver um sistema similar para uso em nosso laboratório.

2.3.2 Electronica NIM

O padrão para a instrumentação nuclear em uso é definida na norma NIM – *Nuclear Instrumentation Modules*, estabelecida pela Comissão de Energia Nuclear dos EUA em 1968-69, e revista em 1990. Além de características mecânicas, dimensionais e de alimentação elétrica, a norma estabelece também os níveis dos sinais lógicos, tipos de conectores, impedâncias, etc. As funções e o projeto dos módulos são em grande parte livres, mas a norma não prevê qualquer tipo de controle numérico para os módulos. Os módulos analógicos mais utilizados na eletrônica nuclear padrão são aqueles projetados para recuperar a energia e o instante de ocorrência da radiação detectada. Amplificadores espectroscópicos alteram a forma e amplificam os pulsos padrão produzidos por pré-amplificadores sensíveis a carga, normalmente utilizados com detectores de semicondutores, produzindo, em geral, pulsos semi-gaussianos, cujas amplitudes são proporcionais à energia coletada no detector. Diversas técnicas também foram desenvolvidas a fim de recuperar o instante de tempo em que a radiação foi detectada. As mais comuns e precisas são as baseadas no método de discriminação por fração constante ou suas variações. O projeto de tais módulos é, em geral, uma tarefa difícil, dadas as necessidades de grande estabilidade, baixo ruído, linearidade, etc. Além dos módulos analógicos, vários outros também são usados para correlacionar logicamente pulsos provenientes de diferentes detectores em um evento. Mesmo com a grande densidade realizada nos módulos NIM das últimas décadas, o aumento da complexidade dos sistemas de detecção em uso neste mesmo período, fez com que seja praticamente impossível se recorrer apenas a esta norma para construir a necessária eletrônica de pulso. Várias outras normas foram concebidas a fim de se obter um controle mais compacto e flexível da eletrônica. CAMAC, VME, VXE são novas normas usadas em conjunto com a NIM no presente momento. Estas melhorias se refletem principalmente na configuração, controle e digitalização dos sinais (aquisição de dados). A tecnologia básica de processamento de pulso permaneceu analógica, como no padrão NIM.

2.3.3 Processamento Digital de Sinais (DSP)

A impressionante evolução na eletrônica digital, em especial para a digitalização rápida de sinais analógicos levou a uma série de tecnologias que estão presentes em muitas facetas da vida do dia comum. Os CDs de música digital do início dos anos 1970, e mais recentemente na digitalização de fotos e vídeos, nas aplicações em telecomunicações, imagens médicas, previsão do tempo via satélite e de radar são exemplos da revolução tecnológica trazida pelo advento de processadores digitais de sinais. Não só os ADCs flash são responsáveis por estas novas tecnologias. Dispositivos de processamento dedicados e muito rápidos e eficientes, como processadores de sinal digital (DSP) e FPGA também são atores importantes neste domínio. Na física nuclear de baixas energias, novas tecnologias de detectores, desenvolvidas principalmente na última década, tornaram imprescindível a utilização desses novos dispositivos de processamento digital de pulso. Os chamados detectores de germânio segmentado [8, 9] foram desenvolvidos para proporcionar uma nova forma de lidar com as duas principais limitações dos detectores precedentes: corrigir o enorme efeito Doppler na radiação detectada, devido as altas velocidades de recuo dos núcleos emissores, e discriminar eventos produzidos somente pela interação Compton daqueles para os quais toda a energia do fóton é depositado em um ou mais detectores (fotoelétrico). Nos grandes sistemas de detecção existentes atualmente, estas duas limitações são parcialmente evitadas colocando-se os detectores a uma grande distância do alvo de reação e em torno deles uma grande massa de detectores cintiladores, com a única função de detectar e descartar eventos Compton no detector interno. Nessa configuração, uma grande parte do ângulo sólido disponível para os detectores é ocupada por espaço vazio e pelo material cintilador. Os novos detectores segmentados podem ser colocados

mais perto do alvo e os cintiladores anti-Compton não são mais necessários, uma vez que os detectores vizinhos (de Ge) podem funcionar como um conjunto de mini-supressores anti-Compton. O efeito Doppler pode ser tomado em conta determinando-se a posição da interação primária. Isso é possível não apenas com a segmentação elétrica dos cristais de Ge, mas principalmente pela análise detalhada da forma dos pulsos gerados nos segmentos envolvidos em uma interação e pelas flutuações de carga induzidas nos segmentos vizinhos. Processamento Digital de pulso (DPP) é a tecnologia que torna isso possível.

2.3.4 FPGA

Field Programmable Gate Arrays são dispositivos fundamentais para a realização destas funções de filtragem e processamento. Estes são basicamente um conjunto muito grande de elementos lógicos (portas) dispostas em células lógicas, blocos de memória RAM, somadores e multiplicadores, que podem ser interligados por uma série de instruções do software. Basicamente, agindo como máquinas de estado, processando continuamente - em série e em paralelo, esses dispositivos permitem uma análise muito rápida do sinal de entrada. Linguagens de programação de alto nível como VHDL e Verilog (conhecidas como linguagem de definição de hardware) estão disponíveis para a instalação da interligação entre os milhares de elementos de um chip FPGA. Vários FPGA podem ser sincronizados usando-se uma única fonte de clock para se manipular o fluxo de um grande número de sinais simultâneos.

2.3.5 Equivalente Digital de módulos NIM

O processamento digital de pulsos do detector começa com a digitalização do sinal na saída do pré-amplificador. Normalmente, algum tipo de condicionamento de sinal é necessário, principalmente para eliminar possíveis transientes rápidos no pulso, numa escala de tempo que não é compatível com o teorema da amostragem de Nyquist-Shannon (filtro anti-aliasing). ADCs flash de alta resolução (12/14 bits) e rápidos (40-100MSPS) são empregados para isso, com amostragem, de cerca 1-2K para cada pulso. O processamento de um pulso típico, feito por um amplificador analógico, tal como a diferenciação CR do pulso do pré-amplificador, para se eliminar sua longa cauda exponencial, seguido por duas ou mais integrações RC, pode ser facilmente realizado numericamente, mas novas técnicas de filtragem foram desenvolvidas com muito melhores características [10, 12, 13]. Além disso, uma filtragem rápida do sinal digitalizado pode ser feita, em especial para tratar sinais com empilhamento. O equivalente digital do CFD também pode ser facilmente realizado em um sistema de DPP. Outras funções implementadas em módulos analógicos, como a restauração da linha de base, o cancelamento de polo zero também podem ser implementados digitalmente.

2.3.6 Obtenção da Energia

O pulso mais comuns de filtragem analógica amplificadores espectroscopia pode ser facilmente realizado como um filtro recursivo em sistemas digitais a partir da relação básica [11]:

$$y[n] = a_0x[n] + a_1x[n - 1] + b_1y[n - 1]$$

Se escolhermos $a_0 = (1 + x)/2$, $a_1 = -a_0$, $b_1 = x$, uma diferenciação C-R é executada. Para $a_0 = 1 - x$, $b_1 = x$, $a_1 = 0$, obtemos um integrador R-C. O parâmetro x está relacionado com a constante de tempo do filtro (R-C na versão analógica). Estas técnicas são raramente utilizadas no processamento digital de pulso. Duas outras técnicas, o filtro trapezoidais[12] e da deconvolução por janela móvel (MWD) [13] são muito mais

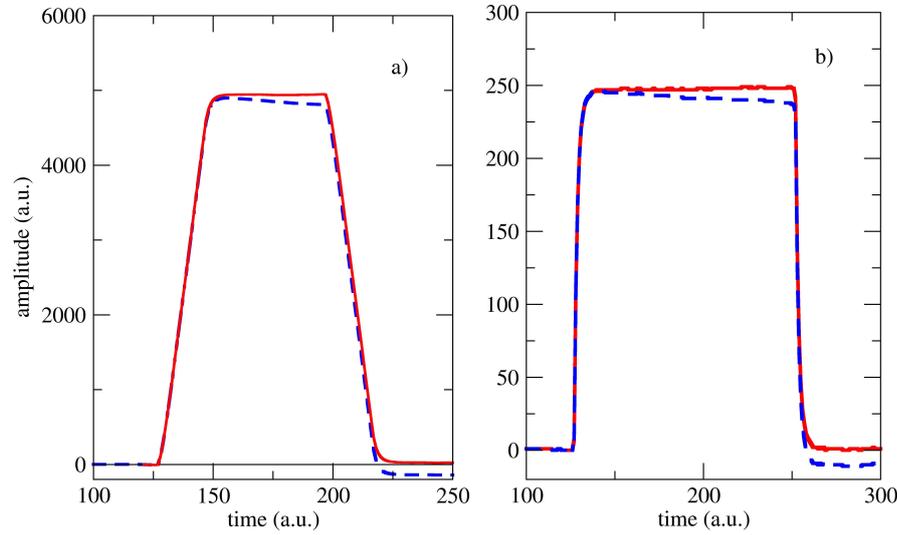


Figure 2.3.1: (a) Trapezoidal filter. (b) Moving Window Deconvolution. In both figures, the dashed curve corresponds to the operations before deconvolution.

convenientes para esta função. Um simples filtro trapezoidal pode ser realizado através das seguintes operações nas amostras do sinal de entrada:

$$y[n] = y[n - 1] + (x[n] + x[n - 2m - k]) - (x[n - m] + x[n - m - k])$$

Isto levará a um desvio na base do pulso, como visto na Fig. 2.3.1a. Esse defeito não é crítico para baixas taxas de contagem, mas deve ser corrigido, se pulsos empilhados devem ser considerados [13, 14].

Semelhante ao filtro trapezoidal, a técnica de MWD para recuperar a energia da radiação é realizada em uma sequência de duas operações:

$$y[n] = x[n] - x[n - m] \text{ the movind window}$$

$$z[n] = y[n] + S * f \text{ deconvolution}$$

onde S é a soma $y[0] + y[1] + \dots + y[n - 1]$. A Fig. 2.3.1b) mostra a parte MW em azul e o resultado final, após a deconvolução em vermelho.

2.3.7 Timing

Uma diferenciação muito simples é suficiente para produzir uma marca do tempo no início do pulso (*leading edge*), como mostrado na figura 2.3.2. A discriminação por fração constante (CFD) também pode ser realizada digitalmente com operações muito simples:

$$\begin{aligned} y[n] &= x[n] - x[n - k] \\ l[n] &= y[n] + y[n - 2] + 2y[n - 1] \text{ (leading edge)} \\ c[n] &= l[n - k] \cdot f - l[n] \text{ (constant fraction)} \end{aligned}$$

A discriminação de início de pulso é normalmente usada como um trigger de eventos. Sistemas de múltiplas entradas normalmente têm uma fonte comum de clock para todos os módulos. Desta forma, uma marca de tempo absoluta para cada sinal do evento pode ser produzida.

2.3.8 Avaliação e Desenvolvimento

Vários sistemas DPP têm sido desenvolvidos e já estão em uso ou de avaliação [15, 16]. Alguns também estão disponíveis comercialmente [17, 18, 19]. Para os iniciantes, há várias

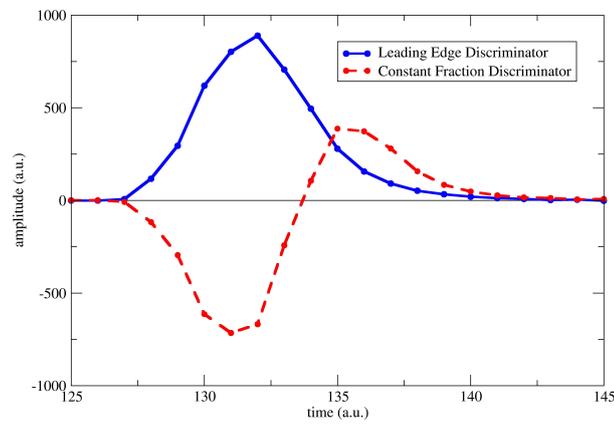


Figure 2.3.2: Timing signals produced from the preamplifier pulse. Typically the time interval between the dots is 10 ns.

opções de placas de FPGA, com interface padrão para computadores (porta serial, USB) que podem ser usadas para avaliação, aprendizagem das linguagens HDL, e também para a produção de sistemas simples aquisição. Nós usamos uma da KNJN [20] que é muito conveniente, pois eles também produzem as placas com ADC-flash compatíveis com a que contém a FPGA. Estes são conversores de 8 bits (100 MHz), com até quatro ADCs em uma placa. Mesmo que 8 bits não sejam suficientes para a maioria das aplicações em física nuclear, essas placas podem ser utilizadas em alguns casos e são muito interessantes para se testar e aprender, especialmente pelos preços bastante acessíveis. A maioria dos fabricantes de FPGA, tais como Xilinx Altera e também fornecemos softwares de programação gratuita para os seus dispositivos.

Bibliography

- [1] G.F. Knoll, Radiation Detection and Measurement, second ed. (J. Wiley & Sons, 1988)
- [2] J.F. Ziegler, J.P. Biersack, U.L. Littmark, the Stopping and Ranges of Ions in Solid, vol. 1, ed. J.F. Ziegler (Pergamon, 1985)
- [3] - EGG-Ortec - Catálogo Detectors and Instruments (91/92)
- [4] - Canberra - Catálogo de Produtos (1995)
- [5] - Le Croy - Catálogo de Produtos (1993)
- [6] - IEEE Trans. on Nucl. Science, NS20, n. 2 (1973)
- [7] - Kinetic Systems - Catálogo de Produtos (1988)
- [8] I.Y. Lee – AIP Conf, Proc. 1139, 23 (2009)
- [9] C. Rossi Alvarez – Braz. J. Phys. 34, 995 (2004)
- [10] R. Grzywacz – Nucl. Instr. Meth. A 204, 649 (2003)
- [11] Steven W. Smith - The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing - www.dspguide.com/
- [12] John T. Anderson, Renato Brito, Dionisio Doering, Todd Hayden, Bryan Holmes, John Joseph, Harold Yaver, Sergio Zimmermann - IEEE Nuc. Sc. Symposium N25-6, 1751 (2007)
- [13] A. Georgiev, W. Gast and R.M. Lieder – IEEE Trans. Nucl. Sc. 41-4, 1116 (1994)
- [14] W. Xiao, Y. Wei, X. Ai, Q. Ao – NIM A555, 231 (2005)
- [15] A. Pullia, A. Geraci, G. Ripamonti, NIM A 439, 378 (2000)
- [16] G. Pasquali, r. Ciaranfi, L. Bardelli, M. Bini, A. Boiano, F. Giannelli, A. Ordine, G. Poggi – NIM A 570, 126 (2007)
- [17] <http://www.xia.com>
- [18] <http://www.struck.de/sis3300.htm>
- [19] <http://www.ortec-online.com/portable.htm>
- [20] <http://www.knjn.com> – see also <http://www.fpga4fun.com>