

João Manuel Rendeiro Cardoso

Desenvolvimento e Implementação de Algoritmos de
Processamento Digital de Impulsos para Aquisição
Rápida em Espectrometria Nuclear



Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Física, ramo
Experimental, pela Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de
Coimbra

Coimbra
Outubro 2001

Resumo

O presente trabalho apresenta e discute as capacidades de um sistema digital para processamento de dados em experiências de espectrometria nuclear baseado em detectores de estado sólido do tipo CdZnTe.

São descritas e analisadas as principais características da arquitectura de espectrómetros nucleares, evidenciando as suas vantagens e limitações, com especial ênfase para a abordagem digital.

É apresentada a estrutura funcional de um espectrómetro digital baseado em soluções comerciais (detector de CZT e digitalizador rápido). No âmbito desta descrição é dedicada alguma atenção ao leque de aplicações do CZT, apresentando-se as principais limitações do seu desempenho como detector bem como o método tradicionalmente adoptado para as contornar.

São, então, comparativamente apresentados e discutidos os algoritmos desenvolvidos para processamento digital de impulsos (determinação de posição, energia, tempo de subida). É feito o estudo e dimensionamento dos parâmetros de processamento digital. É dada particular atenção aos algoritmos de discriminação de tempo de subida de impulsos e correcção de défice balístico (método de deslizamento linear).

Finalmente, são discutidas as vantagens do sistema proposto e propostas algumas alternativas para obviar às suas limitações.

Abstract

The current report presents and discusses the capabilities of a digital data processing system for nuclear spectrometry experiments based on the CdZnTe solid state detectors.

The main characteristics of the nuclear spectrometers architecture are depicted and analyzed and its advantages and limitations are evidenced with special emphasis to those of the digital approach.

The functional structure of a commercially based digital spectrometer is presented (CZT detector and fast digitizer). In the scope of this description, some attention is given to the application areas of the CZT along with the main limitations of its performance as a detector and as well as the classical method to overcome them.

Follows, a comparative presentation and discussion of the developed algorithms for digital pulse processing (pulse step estimation, energy calculation, rise time determination). The study and dimensioning of the processing parameters is presented. Special attention is given to the algorithms that accomplish pulse rise time discrimination and ballistic deficit correction (linear slide method).

Finally, the advantages of the proposed system are discussed and some alternative solutions are presented in order to minimize its limitations.

Conteúdo

1	Introdução	7
2	Espectrometria Nuclear	9
2.1	Introdução à Espectrometria Nuclear	9
2.2	Revisão de Matérias	10
2.3	Características Básicas de Espectrômetros	11
2.3.1	Resolução em Energia	11
2.4	Tipologia dos Espectrômetros Nucleares	13
2.4.1	Sistemas de Processamento Analógico	13
2.4.2	Sistemas de Processamento Digital	15
2.4.3	Sistemas Mistos	17
2.4.4	Perspectivas Futuras para a Espectrometria Nuclear . .	19
3	Espectrômetro Digital de Impulsos	20
3.1	Introdução	20
3.2	Descrição da Estrutura	20
3.3	O Detector de Estado Sólido de CdZnTe	22
3.3.1	Características Gerais	22
3.3.2	Áreas de Aplicação dos detectores CZT	23
	Aplicações Industriais	24
	Aplicações Médicas	25
	Aplicações Científicas	26
	Outras Aplicações	27
3.3.3	Detector de CZT XR-100T	28
	Características	28
	Modo de funcionamento	29
	Eficiência	30
3.3.4	Fontes Radioactivas	30
3.4	Módulo de Acondicionamento de Sinal	31
3.4.1	Amplificadores com realimentação em corrente	32
3.4.2	Simulação	35

3.4.3	Considerações de <i>Layout</i> e Teste	36
3.5	Sistema de Aquisição de Impulsos	36
3.5.1	Digitalizador PDA12A	37
	Entradas Analógicas	37
3.5.2	Estrutura de <i>Software</i> de Exploração da PDA12	39
	Léxico de Variáveis e Funções	39
4	Algoritmos de Processamento Digital de Impulsos	41
4.1	Introdução	41
4.2	<i>Formatação</i> em Espectrometria Digital	42
4.2.1	Espectro de Energia	42
4.2.2	Determinação da posição do impulso	43
4.2.3	Formatação Digital Quase Ideal	44
	Relação Sinal-Ruído	44
	<i>Cusp</i> e Função de Ponderação	44
4.3	Discriminação de Tempo de Subida de Impulsos	46
4.3.1	Tempo de Subida de Impulsos	47
	Transporte de carga	47
	Captura de carga	49
4.3.2	Défice Balístico	54
4.3.3	Consequências no Espectro de Energia	57
	<i>Tail</i>	58
	<i>Offset</i>	58
4.3.4	Método Analógico de Discriminação - PX2T-CZT	61
4.3.5	Métodos Digitais de Discriminação	63
	Método da Truncagem	66
4.4	Correcção de Déficit Balístico	69
4.4.1	Método de Deslizamento Linear	69
5	Conclusões e Trabalho Futuro	73
5.1	Conclusões	73
5.2	Trabalho Futuro	74
	Bibliografia	76

Agradecimentos

Gostaria de dedicar este trabalho aos meus pais, Armando Cardoso e Maria da Conceição Rendeiro, que sempre me incentivaram e motivaram durante todas as fases do meu trabalho. Sem vocês não teria sido possível acabar este trabalho com êxito.

Um agradecimento muito especial para o meu supervisor Prof. Carlos Correia bem como para o meu co-supervisor (e colega) José Basílio Simões. O vosso apoio técnico, científico e moral e a vossa paciência foram inextinguíveis, tornando o meu trabalho um verdadeiro prazer.

Agradeço igualmente o apoio e a disponibilidade do meu colega Tiago Menezes principalmente durante a fase de escrita do relatório de dissertação.

Este trabalho deve muito à atenção e paciência do Álvaro Combo e do Nuno Cruz. O vosso sentido crítico e opiniões técnicas foram indispensáveis para tornar este trabalho realidade. Agradeço igualmente o apoio dos meus colegas e amigos Rita Pereira, Josefina Mateus, Miguel Marques, Dário Fonseca, Pinto Rodrigues e de um modo geral a todos os membros do Grupo de Electrónica e Instrumentação (GEI).

Um obrigado muito grande ao Paulo César Simões pelo seu apoio técnico prestado numa das fases mais complexas do projecto - o início.

Gostaria ainda de fazer um agradecimento muito especial ao constante apoio, paciência e motivação da Elisabete. Sem ti e sem a tua dedicação não teria conseguido acabar este trabalho em tempo útil.

Finalmente gostaria de agradecer o apoio logístico e financeiro do Departamento de Física da Universidade de Coimbra bem como da Fundação para a Ciência e Tecnologia (PRAXIS XXI/BM/19384/99).

Capítulo 1

Introdução

O desenvolvimento tecnológico a que se vem assistindo nas últimas duas décadas permite repensar seriamente o tipo de abordagem de uma variedade de sistemas de tratamento de dados mais ou menos bem estabelecidos. É o caso, por exemplo, dos sistemas de processamento para espectrometria nuclear. Ao invés de convergirem num apuramento técnico excessivo da abordagem tradicional analógica, suportada por mais de meio século de estudo e desenvolvimento intensivos, estes sistemas vêem a sua estrutura funcional ser integralmente repensada e reformulada com base na versatilidade que a *revolução digital* permite.

Após uma fase inicial, de perto de 10 anos, em que as soluções tecnológicas desenvolvidas tendiam, teimosamente, a ficar aquém das especificações exigidas em espectrometria, assiste-se agora a uma generalização do desenvolvimento de novos sistemas de processamento digital, nas suas diversas formas, com um conjunto igualmente surpreendente de novas capacidades. São disto exemplo a formatação quase-ideal, a rejeição e correcção do empilhamento de impulsos, a discriminação de tempo de subida e correcção de déficit balístico, etc. Todos estes procedimentos eram já possibilitados pela solução tradicional apesar do recurso a complicados e pouco versáteis sistemas conseguidos pela combinação de módulos padrão.

O presente trabalho apresenta precisamente uma solução possível para um espectrómetro nuclear de base digital. A capacidade de um sistema desta natureza permite propôr novos métodos de apuramento da resolução espectral, mediante o estudo e correcção do déficit balístico nos detectores de estado sólido baseados em cristais de CdZnTe. Este déficit surge devido à fraca mobilidade das lacunas na matriz cristalina do detector, originando grandes flutuações nos tempos de recolha de carga e como tal nos tempos de subida dos impulsos e na respectiva amplitude.

Em suma, o trabalho descrito visa explorar as potencialidades dos siste-

mas baseados no processamento digital de impulsos, bem como estudar novas soluções para as limitações externas e intrínsecas.

O capítulo seguinte (cap. 2) apresenta as características básicas de um espectrómetro nuclear e discute comparativamente as principais tipologias dos sistemas de processamento usualmente adoptados. O terceiro capítulo descreve pormenorizadamente a estrutura do sistema proposto. É dada particular atenção às características, e áreas de aplicação, do detector de CZT, às principais características do digitalizador rápido usado e, por fim, à concepção, construção e teste de um módulo de interface (*buffer*). No capítulo 4 é apresentada a estrutura de processamento digital do sistema descrito. É dedicada atenção aos algoritmos que servem de base à formatação digital, com o propósito de obtenção do espectro. Com o intuito de atenuar o efeito do défice balístico são apresentados dois métodos de discriminação e correcção de amplitude, discutindo-se comparativamente os resultados obtidos. Finalmente o capítulo 5 resume as principais conclusões do trabalho propondo algumas soluções futuras no âmbito da espectrometria nuclear digital.

Refira-se ainda que no âmbito do trabalho desenvolvido foi já publicado um artigo numa revista internacional da especialidade [1] e realizadas quatro apresentações em conferências internacionais com júri. [2][3][4][5].

Capítulo 2

Espectrometria Nuclear

O presente capítulo emerge da necessidade de enquadramento da metodologia da espectrometria nuclear baseada em detectores de estado sólido. São apresentadas as diferentes tipologias de espectrómetros vulgarmente utilizados, assim como algumas soluções técnicas não comerciais mas de elevado potencial de utilização pelas vantagens que oferecem.

2.1 Introdução à Espectrometria Nuclear

A Espectrometria Nuclear (EN) é um importante instrumento na identificação e análise de materiais. Sendo uma técnica de natureza não-invasiva possui uma clara vantagem quando comparada com outros métodos instrumentais de análise. A sua versatilidade de aplicação resulta do facto de o espectro de radiação (de origem atómica e/ou nuclear) ser uma propriedade intrínseca de cada elemento, podendo ser usado na identificação (qualitativa e quantitativa) dos constituintes de uma amostra, sem adulteração ou desgaste desta.

O objectivo de utilização de um espectrómetro nuclear é, portanto, o de recolher informação acerca da constituição de uma amostra, recorrendo à análise e processamento de eventos físicos elementares, como a emissão de raios-X ou raios γ . Na secção 2.2 são revistos alguns conceitos fundamentais envolvidos na produção de radiação de origem atómica e nuclear.

Os espectrómetros nucleares podem ser usados isoladamente. No entanto, na maioria das experiências encontram-se inseridos em sistemas de aquisição mais complexos que implicam a permuta de sinais com outros blocos de aquisição ou processamento (*trigger*, referências externas, etc). Apesar de existirem espectrómetros com diversas arquitecturas, baseadas em tecnologias igualmente distintas, existe um conjunto de propriedades que estes devem

apresentar e que são brevemente descritas na secção 2.3.

Finalmente a secção 2.4 faz uma breve apresentação das principais características dos dois tipos fundamentais de espectrómetros: baseados em tratamento analógico e em processamento digital. É igualmente apresentada uma solução mista que, embora menos utilizada, apresenta algumas vantagens acrescidas. Finalmente é feita uma abordagem das perspectivas da EN para o futuro na secção 2.4.4.

2.2 Revisão de Matérias

Para compreender um pouco melhor o tipo de sinais que são o objecto da EN é feita uma pequena introdução de alguns conceitos básicos.

Existem dois *tipos* de radiação, com gamas de energia idênticas e apenas distintas na sua origem física: raios-X e raios γ .

- *Raios-X* - Resultam da desexcitação de electrões para os níveis atómicos interiores. Deste processo resulta a emissão de um, ou mais fotões, de acordo com a estabilidade e número de níveis excitados. Normalmente, para observar estes fotões de origem atómica é necessário proceder à excitação dos electrões das camadas interiores para então a desexcitação se proceder naturalmente. A este método chama-se *fluorescência de raios-X* e constitui um método de análise quantitativa e qualitativa de amostras de constituição desconhecida. A gama de energias tipicamente observada para os raios-X não ultrapassa a dezena de keV. Também são considerados raios-X os fotões produzidos pela desaceleração de electrões por deflexão *Coulombiana* de trajectória junto a núcleos atómicos - efeito de *bremsstrahlung*.
- *Raios γ* - Resultam da desexcitação de níveis energéticos nucleares em isótopos instáveis. A gama de energia varia de algumas dezenas de keV até vários MeV. Tal como no método de fluorescência de raios-X é possível fazer análise qualitativa e quantitativa de amostras mas neste caso com a capacidade de identificação de isótopos.

Fisicamente não é possível distinguir a origem (nuclear ou atómica) de um fotão isoladamente¹, nem sequer pela gama de energias, uma vez que estas se sobrepõem. No entanto, a análise do espectro de uma amostra permite identificar não só os elementos e/ou isótopos presentes como a própria origem da radiação.

¹É possível em experiências envolvendo correlações angulares entre fotões, por exemplo.

Independentemente da origem, existe ainda um conjunto de efeitos que podem alterar as características espectrais de uma amostra, sendo o mais importante o efeito de Compton. Este efeito ocorre entre fótons de média energia e electrões de baixa energia de ligação. O fóton cede parte da sua energia ao electrão orbital, passando a existir um fóton disperso de menor energia que o incidente, com diferente direcção de propagação e um electrão secundário [6].

O espectro recolhido numa experiência de EN resulta de um complexo conjunto de interações não só na estrutura da amostra como no próprio material usado como detector. O propósito final da espectrometria é recolher toda a informação sobre os fótons emitidos pela amostra (energia, temporização da ocorrência, etc.) e contabilizá-los para análise estatística.

2.3 Características Básicas de Espectrómetros

Um espectrómetro nuclear é um instrumento que utiliza a proporcionalidade entre a energia da radiação (X ou γ) e o número de pares de portadores de carga que são produzidos no material detector com o intuito de medir a energia da radiação incidente [7]. No caso particular dos detectores de semicondutor², os portadores de carga são pares electrão-lacuna.

De acordo com esta definição, considera-se como fazendo parte do espectrómetro o detector de semicondutor, o pré-amplificador, os sistemas mecânicos ou eléctricos de arrefecimento e encapsulamento, as fontes de alimentação, os módulos de amplificação e os módulos de processamento analógico ou digital responsáveis pela formatação dos sinais.

2.3.1 Resolução em Energia

Como o objectivo último é a medida da energia da radiação, a figura de mérito principal do desempenho de um espectrómetro é a sua resolução em energia. São inúmeros os factores que limitam e afectam a resolução em energia do resultado final (espectro):

- *Limitação Estatística da Resolução* - Este factor surge porque o processo de produção de pares de cargas no detector não segue a estatística de Poisson, uma vez que os múltiplos eventos que ocorrem durante o processo de perda de energia estão correlacionados. Este facto faz surgir um factor de correcção (Factor de Fano) resultando na expressão

²O detector usado durante todo o trabalho apresentado é baseado num cristal semicondutor de CdZnTe.

$FWHM = 2.35\sqrt{\epsilon F E}$, sendo E a energia da radiação incidente e ϵ a energia média para criar um par electrão-lacuna [7].

- *Ruído no Detector* - Contribuem para este tipo de ruído a corrente de fugas no detector e o ruído térmico (Johnson) [7].
- *Ruído no Pré-amplificador* - Ruído com inúmeras fontes na estrutura do pré-amplificador: ruído série em tensão (branco e $1/f$) e ruído paralelo em corrente (branco e proporcional a f) [8]. Fisicamente, as fontes de ruído no pré-amplificador vão desde o ruído térmico no FET, ao ruído na resistência de realimentação ou flutuações nos dieléctricos dos materiais.
- *Perdas de carga* - Perdas de portadores de carga (pares electrão-lacuna) no material detector por centros de captura (imperfeições do material, por exemplo). Para além da resolução, este factor afecta a linearidade do espectrómetro.
- *Efeitos da Taxa de Contagem* - Consideram-se nesta categoria todos os efeitos que concorrem para a degradação da resolução espectral em função da limitação do espectrómetro na taxa de processamento de eventos. São disto exemplo o empilhamento de impulsos ou os desvios de linha de base.
- *Eficiência do Detector* - A eficiência energética dos detectores de semiconductor é dependente do próprio valor da energia da radiação, sendo função de diversos parâmetros do detector como a dimensão física, a forma, o número atómico (Z) do material detector, etc. [7].
- *Ruído nos módulos de amplificação e/ou formatação* - Ruído térmico (Johnson) e flutuações nos valores nominais das componentes electrónicas.
- *Factores externos* - Exemplo de um factor externo que afecta a resolução do espectrómetro é o ruído microfónico provocado por vibrações mecânicas de diversas origens [9].

Tendo em conta todos estes factores, não é de estranhar que a concepção da arquitectura de um espectrómetro seja laboriosa e cuidada, por forma a minimizar os seus efeitos. Algumas soluções em EN, como o processamento digital de impulsos, propõem-se corrigir ou mesmo anular alguns destes factores como o empilhamento de impulsos ou a perda de carga, por exemplo.

2.4 Tipologia dos Espectrómetros Nucleares

A solução de processamento digital de impulsos (PDI) representa uma das possíveis abordagens técnicas disponíveis em EN. Apesar de historicamente recente, esta abordagem baseia-se numa fundamentação teórica bem estabelecida e estável nos últimos 30 a 40 anos, comum à maior parte dos espectrómetros. As implementações práticas destes sistemas estão fortemente dependentes do desenvolvimento tecnológico, adoptando em grande parte dos casos, as soluções técnicas em vigor em cada época.

Para compreender a estrutura adoptada num sistema com PDI, como o descrito no presente trabalho, é apresentada uma perspectiva histórica evolutiva da arquitectura dos espectrómetros nucleares, acompanhada de uma breve análise das principais vantagens e limitações de cada uma.

2.4.1 Sistemas de Processamento Analógico

Os primeiros sistemas de tratamento de sinal para experiências de espectrometria nuclear, surgiram com o advento da electrónica analógica, na primeira metade do século XX. Durante mais de cinco décadas esta técnica acompanhou de perto as necessidades experimentais da física nuclear e das suas aplicações. De entre os marcos mais importantes na evolução destes sistemas destacam-se a introdução do conversor analógico digital (década de 1960), a incorporação de circuitos integrados de estado sólido (década de 1970) ou a utilização do microprocessador dedicado (finais da década de 1970) [10].

O LEI (Laboratório de Electrónica e Instrumentação), onde foi desenvolvido o trabalho apresentado, dedica, desde há cerca de 20 anos, parte da sua actividade ao desenvolvimento de instrumentação para experiências de espectrometria nuclear. Neste área encontram-se importantes contribuições técnicas e científicas dos seus membros como sejam o desenvolvimento de um sistema convencional de aquisição de sinais em espectrometria nuclear [11], a introdução dos processadores digitais de sinal (DSP) na implementação do método da escala deslizante³ [12], ou ainda o desenvolvimento de um sistema integrado de aquisição de dados para Física Nuclear [13]. Mais recentemente tem sido dada especial atenção à concepção de sistemas de multi-canal portáteis baseados em microcontroladores, canalizando o conhecimento e experiência adquiridos nesta área para uma aplicação de elevado potencial comercial [14][15].

Nestes sistemas de tratamento analógico, o sinal (impulso) proveniente do pré-amplificador (fisicamente em contacto com o detector) é amplificado

³O método da escala deslizante permite atenuar o efeito da não linearidade diferencial do ADC.

e formatado antes de ser devidamente amostrado [10]. Uma vez realizada a amplificação e a formatação necessária, faz-se passar o sinal por um alongador de impulsos (*stretcher*). O seu valor máximo é mantido à saída com vista à amostragem pelo ADC, para então ser construído o histograma de ocorrências (Figura 2.1). É apenas neste ponto da cadeia de aquisição que se recorre ao *software*, sendo o tratamento de dados bastante limitado.

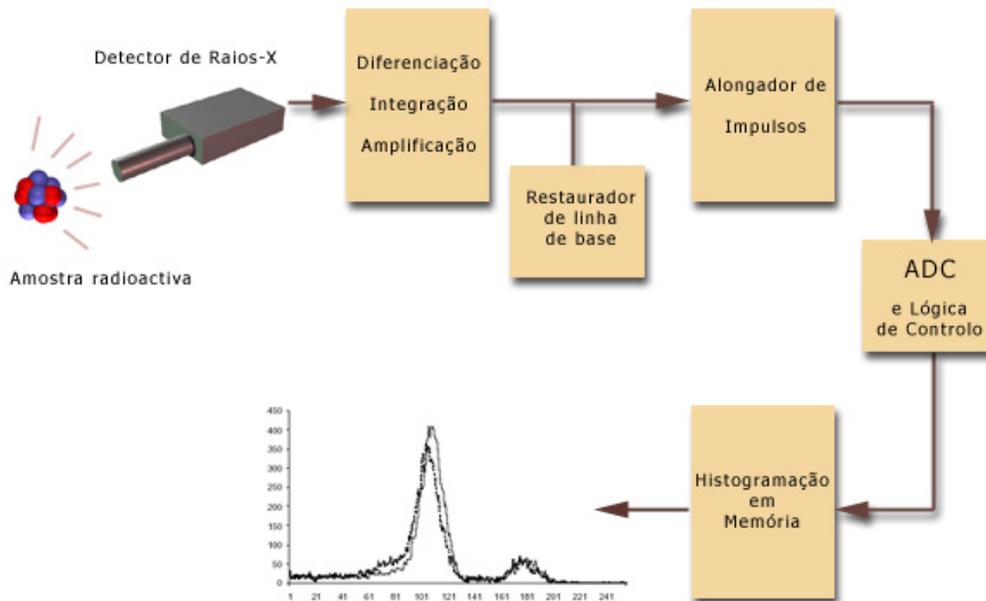


Figura 2.1: Estrutura Funcional de um Espectrómetro Nuclear Analógico

Tanto a amplificação analógica como a formatação, estão limitadas pelas diversas imperfeições das componentes electrónicas, pelas tolerâncias dos seus valores nominais e pela sua disponibilidade, ou ainda, por factores parasitas imprevisíveis ou pela sensibilidade a factores ambientais externos como sejam a temperatura ou a humidade. Por outro lado, uma amplificação imediatamente após a saída do pré-amplificador significa a amplificação do ruído. Como se verá, o andar de amplificação mantém-se no PDI apenas por questões de ajuste do sinal à gama dinâmica do digitalizador.

Associado ao processo de formatação do sinal surgem inevitavelmente desvios na reposição da linha de base. Ao introduzirem-se módulos analógicos adicionais na cadeia de formatação (como o restaurador de linha de base, por exemplo), com vista à minimização destes efeitos, introduzem-se igualmente novas fontes de erro e de ruído.

Nesta solução para espectrómetro nuclear tradicional, a própria formatação afasta-se regularmente das soluções ideais do ponto de vista matemático, prejudicando assim a resolução do sistema por imperativos tecnológicos. Em grande parte dos casos, não é possível fazer um "ajuste fino" dos parâmetros de formatação. Por todas estas razões, a espectroscopia nuclear tende a abandonar estes sistemas analógicos para centrar a sua atenção nas soluções de processamento digital de impulsos.

2.4.2 Sistemas de Processamento Digital

Nos sistemas de PDI, o sinal de tensão proveniente do pré-amplificador é directamente digitalizado. Na verdade, é comum ter de se recorrer a uma pequena amplificação para ajustar o sinal à gama dinâmica do ADC. Deste modo, é conseguida uma medição da energia da radiação incidente mais precisa, uma vez que a amplitude dos impulsos é directamente medida sem formatação intermédia (Figura 2.2). Isto porque, comparativamente aos filtros analógicos, os filtros digitais aproximam-se do ideal matemático [16], permitindo realizar um processamento mais preciso e flexível. Uma das grandes vantagens do tratamento digital dos impulsos digitalizados é a versatilidade no uso dos parâmetros dos *filtros* digitais. A formatação digital também permite que os parâmetros de processamento sejam otimizados para cada impulso sem ajustes manuais externos. Esta formatação adaptativa recorre a funções de ponderação assimétricas resultando em resoluções superiores com taxas de contagem bastante aceitáveis e pequenos tempos mortos [16].

Através do processamento digital de impulsos é igualmente possível fazer um conjunto de correcções como a reposição da linha de base ou a rejeição do empilhamento de impulsos (*pile-up*), mediante a aplicação de algoritmos apropriados. É ainda possível corrigir as deficiências na recolha de carga de alguns eventos (défice balístico) capazes de afectar a resolução espectral, mediante a discriminação do tempo de subida e respectiva correcção de amplitude.

Tecnologicamente existem dois métodos de realizar o PDI: através de dispositivos de lógica programável (*hardware*) ou mediante a aplicação de rotinas de processamento por *software*.

- Processamento Digital por *Hardware* - Hoje em dia esta é a solução mais adoptada nos novos produtos comerciais vocacionados para a EN. Esta solução faz uso de FPGAs⁴ incorporando todos os blocos de processamento como "filtros" digitais reconfiguráveis. Existem já diversas

⁴*Field Programmable Gate Array* - Dispositivos de lógica programável de muito alta densidade

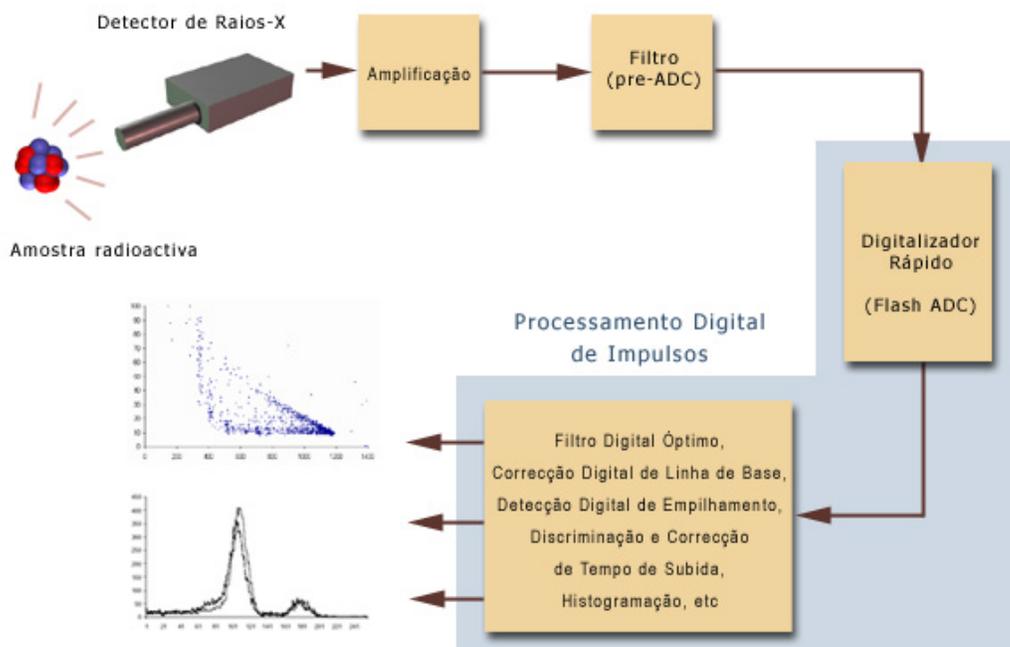


Figura 2.2: Estrutura Funcional de um Espectrómetro Nuclear com Processamento Digital de Impulsos

opções comerciais baseadas nesta arquitectura como o espectrómetro portátil InSpector 2000 da Camberra [17], o DXP4C da XIA⁵ [18] para o *bus* CAMAC, ou ainda os sistemas DSPEC e o DigiDART (portátil) [19] da ORTEC. Este tipo de processamento por *hardware* é actualmente a solução mais eficaz para o PDI. No entanto denota ainda alguma falta de versatilidade no ajuste dos parâmetros de formatação.

- Processamento Digital por *Software* - Esta é a solução proposta para o PDI no presente trabalho. Apesar de estar fortemente dependente do poder de processamento disponível é sem dúvida a solução que permite a maior flexibilidade no tratamento de dados. À medida que o poder de processamento for evoluindo os sistemas de processamento digital por *hardware* migrarão para esta solução.

Em qualquer das soluções de PDI, assiste-se à transformação dos módulos analógicos de formatação (*hardware* analógico) em rotinas ou "filtros digitais" de processamento (*software* ou FPGAs), com as inúmeras vantagens que esta migração permite.

Contudo, existem algumas limitações neste tipo de processamento e que justificam a opção histórica pela solução tradicional em alguns casos. Com este sistema deixa de se fazer uma única amostragem por impulso, para se passar a ter de gerir centenas ou milhares de amostras. Por esta razão, o factor crítico, e que importa maximizar, passa a ser a taxa de contagens [20]. Da imediata comparação destes dois métodos de processamento, observa-se uma maior dependência do método analógico tradicional em relação ao *hardware* utilizado, e conseqüentemente uma maior fonte de erros devido às tolerâncias das componentes electrónicas. No caso do processamento digital, este efeito é minimizado, uma vez que se trata de um processamento por *software*, de um sinal obtido quase directamente do detector. Deste modo é necessário ter um cuidado especial na concepção e dimensionamento do bloco digitalizador rápido, uma vez que este é a principal componente do sistema de aquisição.

2.4.3 Sistemas Mistos

Uma solução interessante para EN pressupõe um compromisso entre o desempenho dos sistemas analógicos e a versatilidade dos espectrómetros digitais. Este compromisso resulta da utilização simultânea de um digitalizador com blocos de processamento analógico (módulo restaurador de linha de base, módulo de *trigger* e localização de impulsos, etc.) [1].

⁵X-ray Instrumentation Associates

Um exemplo de um espectrómetro deste tipo foi desenvolvido na fase inicial do presente trabalho, tendo-se obtido alguns resultados prometedores pela versatilidade que esta arquitectura mista permite [21].

O sistema misto desenvolvido resulta da combinação de uma cadeia de processamento e formatação analógica (*gate* linear, alongador de impulsos, ADC de 16 bits, bloco corrector de DNL) com um módulo de digitalização rápida (ADC *Flash* de 8 bits a 100 MSPs e dois FIFOs com *clock* em oposição de fase) (Figura 2.3). A coexistência dos dois métodos de processamento do sinal no mesmo módulo de aquisição permite a inclusão de uma unidade de localização de impulsos (TPL - *Trigger and Pulse Locator*) que faz uso de sinais do módulo analógico para localizar o degrau dos impulsos digitalizados. A gestão das duas cadeias de aquisição é feita por intermédio de um bloco de processamento baseado num DSP de vírgula flutuante (TMS320C31) da Texas Instruments.

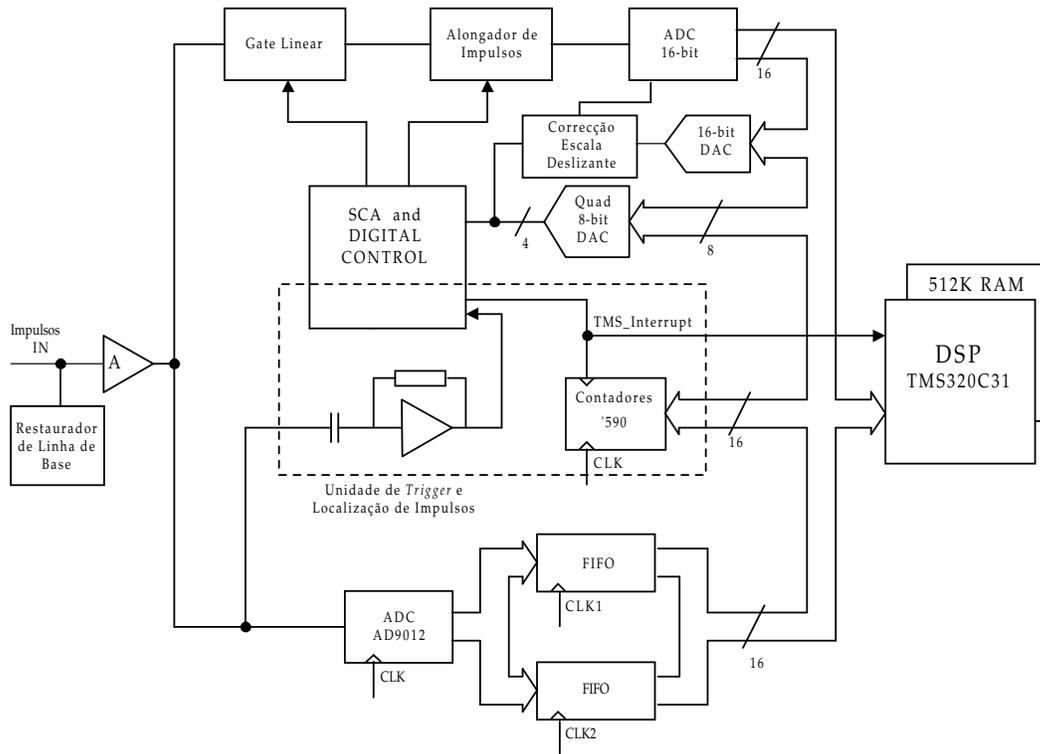


Figura 2.3: Arquitectura de um espectrómetro nuclear misto (analógico-digital). Adaptado do original [1].

O aparecimento de um novo impulso gera um sinal de *trigger* que interrompe o DSP e simultaneamente regista o valor dos contadores da unidade

de TPL. Deste modo, é conhecida a posição do impulso no FIFO, sendo feita a leitura selectiva deste. Os impulsos digitalizados são então armazenados em memória (512k RAM) para serem então analisados e processados e dar origem ao espectro energético.

A integração das soluções analógica e digital num único módulo de processamento misto permite realizar um conjunto de correcções e capacidades adicionais que não seriam possíveis com a utilização independente de qualquer das soluções [1]. De entre estas salientam-se:

- Análise da forma de impulsos;
- Correcção de défice balístico e efeitos de captura de carga;
- Rejeição e Correcção de empilhamento de impulsos;
- Estimativa e redução de ruído microfónico;
- Optimização das constantes de formatação de impulsos.

A opção por um sistema misto surge assim como uma interessante e versátil possibilidade, capaz de substituir a complexidade de algumas experiências dedicadas em espectrometria nuclear.

2.4.4 Perspectivas Futuras para a Espectrometria Nuclear

As perspectivas de futuro para estes sistemas de EN terão tendência a manter uma extrema dependência com o desenvolvimento tecnológico que se observar. O ponto fraco da actual arquitectura de PDI é a velocidade de processamento permitida. Para colmatar esta limitação existem já soluções não comerciais que fazem uso de processamento paralelo em tempo real [10] baseadas em DSPs⁶ dedicados. De igual modo, não será estranho assistir ao aparecimento de espectrómetros baseados em tecnologia de processamento óptico ou de outras soluções, ainda não viáveis hoje em dia, como o recurso a estruturas de *hardware* reconfigurável [22] por métodos de optimização equivalentes aos da algoritmia genética [23], por exemplo.

⁶Digital Signal Processors - Processadores Digitais de Sinal

Capítulo 3

Espectrómetro Digital de Impulsos

3.1 Introdução

Tendo em vista o desenvolvimento de algoritmos de processamento de impulsos foi montado um espectrómetro nuclear baseado em soluções comerciais. Desta forma, conseguiu-se ultrapassar a fase de concepção de um espectrómetro dedicado e simultaneamente adquirir uma referência para os sistemas de aquisição futuramente desenvolvidos neste âmbito.

Serve o presente capítulo para descrever a estrutura do espectrómetro [secção 3.2], seguindo-se a apresentação pormenorizada dos seus módulos principais: o detector de semiconductor [secção 3.3], o módulo de acondicionamento de sinal [secção 3.4] e o módulo digitalizador (*hardware* e *software*) [secção 3.5].

3.2 Descrição da Estrutura

O espectrómetro digital segue a estrutura descrita na figura 2.2, apenas alterada na medida em que foi necessário incluir um pequeno módulo de acondicionamento de sinal na saída do detector para ajuste de impedâncias e *driving* de corrente (Figura 3.1).

Usou-se assim um detector de semiconductor do tipo CdZnTe fornecido pela Amptek¹, modelo XR-100T. O módulo de acondicionamento de sinal foi projectado e construído no âmbito da experiência e todos os outros blocos estão incluídos no módulo de aquisição PDA12A da Signatec² (bloco de

¹<http://www.amptek.com>

²<http://www.signatec.com>

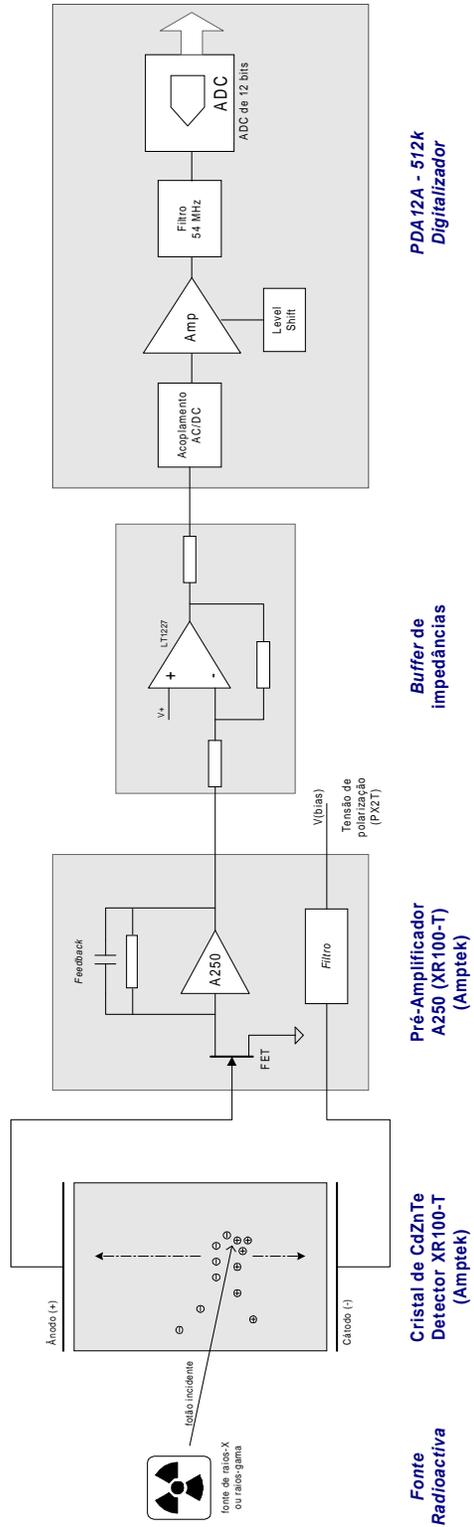


Figura 3.1: Estrutura do Sistema de Aquisição do Espectrómetro Digital

amplificação, filtro, ADC, lógica de controlo digital, etc).

Todos os algoritmos de processamento foram desenvolvidos em C/C++ com base nas rotinas de exploração do sistema fornecidas pela Signatec.

3.3 O Detector de Estado Sólido de CdZnTe

Os sistemas baseados em detectores de semicondutor são comunmente caracterizados pela sua elevada gama dinâmica e boa resolução espacial. Um sem número de novos tipos de cristais semicondutores têm vindo a ser desenvolvidos para colmatar algumas lacunas dos detectores tradicionalmente usados nas aplicações de EN. Os cristais de CdZnTe pertencem a esta categoria sendo evidente o esforço envolvido, durante a última década, na melhoria do seu processo de fabrico e desempenho enquanto material detector.

3.3.1 Características Gerais

Entre outros aspectos os cristais de CdZnTe possuem um conjunto de características que os tornam particularmente úteis em aplicações industriais, médicas e científicas.

De entre as principais vantagens destes cristais salientam-se [24]:

1. Número atómico elevado [48.52] e densidade elevada ($6g/cm^3$) garantindo elevada eficiência quântica mesmo com cristais pequenos.
2. Facilidade na elaboração de *pixels* de pequenas dimensões.
3. Resolução energética muito superior aos cristais cintiladores com a vantagem acrescida de estes últimos serem extremamente higrófilos.
4. Elevada resistividade.
5. Produção directa de elevada quantidade de carga garantindo maiores correntes induzidas que as obtidas com cintiladores.
6. Baixa corrente de fugas permitindo o uso em sistemas electrónicos integrados.

Por outro lado existem ainda algumas limitações que impedem o uso generalizado do CdZnTe, particularmente em configurações com cristais de grande volume. Destacam-se de entre estas [24]:

1. Relativa baixa eficiência de recolha de carga e limitado produto de mobilidade-tempo de vida ($\mu_h \tau_h$) das lacunas impedindo o uso em detectores de grande volume.
2. Dificuldade em obter cristais de CdZnTe suficientemente homogéneos. Os custos de um detector de alta qualidade são ainda relativamente elevados.
3. Limitação no modo de operação para taxas de contagem muito elevadas (i.e maiores que 10^6 contagens por segundo). Aparecimento do efeito de "polarização" atribuído a cargas criadas em centros de captura muito profundos e junto aos contactos do detector.

A limitação mais importante é sem dúvida o baixo valor do produto de mobilidade-tempo de vida, degradando de forma contínua a resolução espectral à medida que a energia aumenta. Surgem, deste modo, diversas *deformações* espectrais características como assimetrias nos fotopicos ("cauda" de baixa energia) ou decréscimo da relação de "pico-vale" por diminuição da eficiência do fotopico.

Existem diversos métodos para melhorar a resolução em energia bem como as propriedades de recolha de carga. Recorre-se usualmente à adaptação dos sistemas electrónicos do espectrómetro [25] ou à alteração da configuração do próprio detector.

O primeiro método consiste na discriminação dos tempos de subida dos impulsos separando os eventos mais rápidos, correspondentes à carga induzida pelos electrões, dos eventos mais lentos onde há uma grande contribuição da carga induzida pelas lacunas.

Por outro lado, o segundo método consiste na utilização de configurações especiais de grelhas de contactos sobre o cristal detector, por forma a aumentar a eficiência de recolha de carga.

Todas estas técnicas de melhoramento do desempenho dos cristais de CdZnTe têm contribuído para o aparecimento de novas áreas de aplicação onde rivalizam, em muitos casos com clara vantagem, com as soluções tradicionais adoptadas.

3.3.2 Áreas de Aplicação dos detectores CZT

Independentemente da área de aplicação, os detectores de CdZnTe são usados numa variedade de configurações que se estende do elemento detector simples até à matriz bidimensional monolítica. De seguida são apresentados alguns exemplos de sistemas comerciais e científicos que fazem uso destes versáteis

cristais, em áreas tão distintas como a segurança, a medicina, a astrofísica ou a autenticação de obras de arte.

Aplicações Industriais

Por todas as razões apontadas, o CdZnTe é o material indicado para sistemas de imagiologia industrial de segurança ou diagnóstico técnico.

Aliada à boa eficiência, homogeneidade e boa resolução espectral, surge a capacidade de operação à temperatura ambiente (ou ligeiramente abaixo por arrefecimento termoeléctrico) competindo com os sistemas de cintiladores associados a fotomultiplicadores ou de fotodíodos.

Os sistemas mais comuns nesta área são dedicados à inspecção de conteúdos de bagagens em aeroportos e zonas portuárias [26].

Um sistema como o AISYS-370A(B) (Figura 3.2) tem por objectivo detectar a presença de engenhos explosivos em bagagens de médio volume, por transmissão de raios-X [24]. Este sistema faz uso de um *array* linear de elementos simples de CdZnTe (600 elementos no total) associado a uma fonte pontual de raios-X. A bagagem é passada, por intermédio de um tapete rolante, entre a fonte radioactiva e o detector em forma de arco de circunferência, para evitar distorções de imagem. Deste modo é possível fazer um *scan* permanente da bagagem.

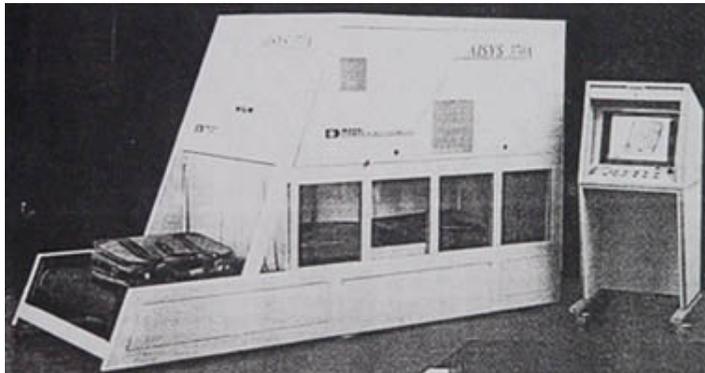


Figura 3.2: Sistema de detecção de engenhos explosivos AISYS-370 baseado em detectores de semiconductor do tipo CdZnTe.

Este sistema faz uso de energias de raios-X da ordem de 10^2 keV estando a parte electrónica preparada para taxas de contagem até 10^5 eventos por segundo. O *scan* completo de um objecto dura poucos segundos sendo a respectiva imagem obtida em tempo real. Para além da informação estrutural do conteúdo da bagagem (transmissão de raios-X), é possível identificar o número atómico dos diferentes materiais contidos na própria bagagem. Esta

informação sobre a composição do conteúdo permite a fácil identificação de materiais usados em engenhos explosivos.

A nível industrial existem outras aplicações onde o carácter não invasivo da espectrometria nuclear é indispensável, como por exemplo na inspecção técnica de reactores de propulsão usados em aviões. Com estes sistemas é possível obter instantâneos das complexas estruturas mecânicas do reactor durante os procedimentos de teste e verificações de rotina.

Aplicações Médicas

Uma área de grande entusiasmo na aplicação de materiais detectores de semiconductor, e em particular o CZT, é a Medicina Nuclear (MN) [27]. Desde a década de 1960 que são feitos diversos esforços na tentativa de substituir os cintiladores de NaI por materiais semicondutores. No entanto, as primeiras aplicações comerciais em MN só surgiram na década de 1990. Hoje em dia não é difícil encontrar sistemas de diagnóstico baseados no CdZnTe havendo, inclusivé, sólidas perspectivas de utilização destes cristais no promissor diagnóstico funcional do PET (Tomografia por Emissão de Positrões).

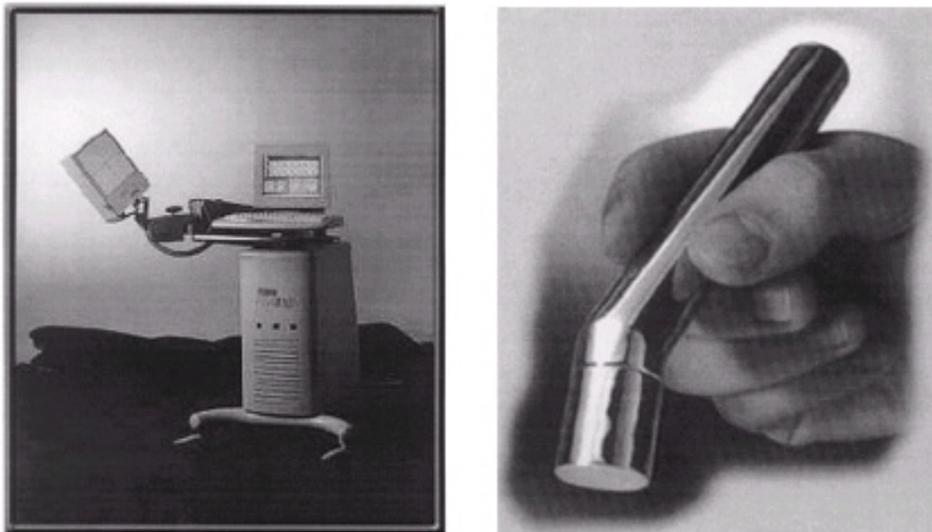


Figura 3.3: O sistema Digirad 2020Tc (à esquerda) equipado com uma matriz monolítica de CZT e exemplo de uma sonda (direita) para uso em cirurgia.

O primeiro sistema comercial de imagiologia médica surgiu apenas em 1996 e consistia numa pequena câmara de 40×32 detectores numa base de 16×16 cm. Sistemas como este evoluíram para matrizes bidimensionais

monolíticas onde os detectores individuais foram substituídos por várias centenas de *pixels* com dimensões não superiores a algumas centenas ou mesmo dezenas de μm como é o caso do Digirad 2020Tc [28] (Figura 3.3). Possuindo um braço flexível onde se encontra o detector, este sistema permite a orientação para junto do corpo do paciente aumentando a eficiência do diagnóstico.

Outro interessante produto da medicina nuclear nesta área são as minisondas operatórias e estomatológicas. Este tipo de sondas permite obter pequenas radiografias digitais de zonas muito localizadas durante uma cirurgia oncológica ou um tratamento dentário [28][Figura 3.3].

Rivalizando com os detectores de silício, o CZT é também usado na obtenção de mamografias digitais. Estes dois materiais possuem um desempenho potencialmente superior ao da emulsão em filme pela sua elevada sensibilidade e baixo nível de ruído [29].

Apesar de esta área da MN ser uma das mais promissoras no domínio de aplicação do CZT, há ainda um importante caminho a percorrer nomeadamente no desenvolvimento de técnicas de produção de cristais de maiores dimensões com qualidade aceitável.

Aplicações Científicas

O domínio científico é sem dúvida um dos mais interessantes e onde se têm verificado maiores sucessos na aplicação de cristais de CdZnTe. A título de exemplo referem-se dois sistemas onde estes detectores foram usados: o módulo de análise elemental do *rover* Mars Sojourner [30] e o microsatélite com o detector de raios γ - LEGD [24].

O primeiro constituiu uma das aplicações mais mediáticas e visíveis dos detectores de CdZnTe. O sistema Rover permitiu à sonda Mars Sojourner (o pequeno veículo telecomandado da sonda Mars Pathfinder que vagueou na superfície de Marte em 1997) identificar a composição das rochas presentes no solo marciano (Figura 3.4). Deste modo evitou-se a trabalhosa e dispendiosa tarefa de "enviar" amostras de rochas de volta para a Terra para análise.

A portabilidade do CZT permitiu a análise remota sendo enviados para a Terra apenas os resultados espectrais obtidos. O sistema é comercialmente denominado Rover (fabricado pela Amptek) sendo compacto e de elevada resolução. É baseado num detector de CZT com arrefecimento termoeléctrico (célula de Peltier) possuindo cristais $3 \times 3 \times 2 \text{ mm}^3$ e $5 \times 5 \times 2 \text{ mm}^3$.

O segundo sistema de aplicações científicas consiste num detector (LEGD - *Low Energy Gamma-Ray Detector*) concebido para operar num microsatélite em órbita da Terra, com o objectivo de identificar e mapear "explosões" cósmicas de raios γ (GRB - *Gamma Ray Bursts*). Este espec-



Figura 3.4: A pequena sonda Mars Sojourner (à esquerda) equipada com um detector do tipo CZT para análise espectrométrica (à direita) fornecido pela Amptek.

trómetro foi projectado para operar na região de 1-600 keV, por intermédio de detectores de estado sólido de CZT, com evidente melhoria no desempenho de resolução energética e angular face aos sistemas tradicionais baseados em cintiladores do tipo NaI(Tl), como era o caso do BATSE lançado em 1991 pela NASA. Uma vez que o CZT não necessita de complexos sistemas de arrefecimento e refrigeração torna-se o material ideal para detectores a bordo de microsatélites pelo seu conveniente custo reduzido de lançamento.

Outras Aplicações

Uma aplicação ligeiramente diferente dos detectores de CZT permite, através de técnicas de fluorescência de raios-X, obter informação sobre a composição de objectos como obras de arte ou peças de arqueologia. Deste modo, é possível saber com exactidão o teor de materiais preciosos ou a composição de tintas e pigmentos em peças com milhares de anos distinguindo as técnicas e materiais verdadeiramente antigos das imitações. Os cristais de CZT são particularmente úteis nesta área uma vez que possuem muito boa resolução espectral quando comparados com os cintiladores. Por outro lado são detectores "portáteis" que facilmente se podem fazer deslocar ao local onde se encontram as obras de arte. Este factor é muito importante no caso de grandes estátuas ou frescos e pinturas murais.

Refira-se, a título de exemplo, a análise de um *Ibex* (espécie de cabrito montês) em ouro encontrado na região grega de Akrotiri [31].

Esta análise permitiu identificar a presença de cobre (Cu) em algumas zonas da pequena estátua servindo esta informação como autenticação da peça original, dado o seu potencial valor no mercado artístico internacional. O es-



Figura 3.5: Análise por espectrometria de fluorescência de raios-X sobre uma pequena estátua (*Ibex*) (esquerda) e um vaso antigo de origem grega (direita).

pectro de fluorescência de raios-X obtido é assim uma verdadeira "impressão digital" do material ou da peça artística.

3.3.3 Detector de CZT XR-100T

Características

O detector usado (XR-100T) é baseado num cristal de 3×3 (9 mm^2) e 2 mm de espessura, com uma janela de berílio de $250 \mu\text{m}$ de espessura e uma resolução espectral de 1.5 keV (@ 122 keV do $\text{Co} - 57$). O pré-amplificador usado é também um modelo da Amptek (A250 - pré-amplificador de carga) tendo uma saída com uma sensibilidade de 0.73 mV/keV e polaridade negativa com resistência de carga mínima de $1 \text{ k}\Omega$. O cristal é arrefecido com uma célula de Peltier que o mantém (e ao FET de entrada do pré-amplificador) a cerca de -30 graus Celsius.

O fabricante fornece igualmente uma fonte de alimentação e amplificador de formatação (PX2T-CZT)³ que foi usada durante os procedimentos de teste e para efeitos comparativos [secção 4.3].

³Com capacidade de discriminação de tempo de subida de impulsos.

Modo de funcionamento

A radiação incidente (raios-X ou γ) interage com a matriz de átomos de CdZnTe criando, em média, um par electrão/lacuna por cada 5 eV de energia perdida no cristal pelo fotão. Este processo pode ser dominado pelo efeito fotoeléctrico ou pelo efeito de Compton, dependendo do valor da energia da radiação. Na secção seguinte é apresentada a eficiência do detector para "parar" a radiação e criar pares electrão/lacuna, em função dos parâmetros do detector.

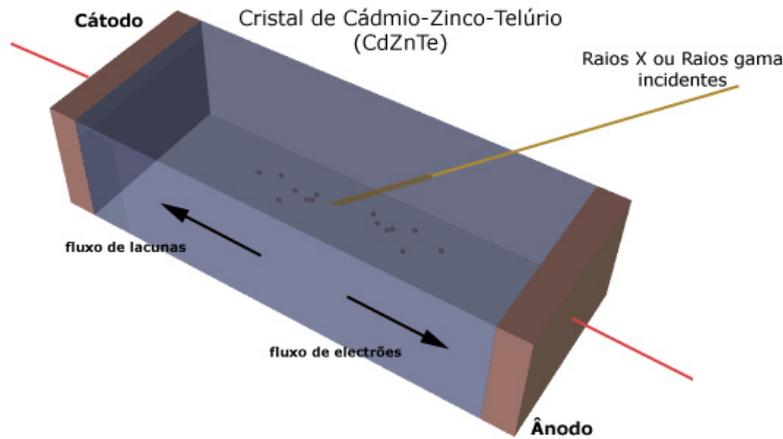


Figura 3.6: Esquema do processo de formação de sinal num cristal detector de semiconductor.

Para facilitar o processo de recolha das cargas produzidas é aplicado ao cristal de CZT uma tensão de 400 V. Como esta tensão é demasiado elevada para se poder operar o detector à temperatura ambiente, recorre-se a uma *célula de Peltier* para arrefecer o cristal. Deste modo as correntes de fuga é atenuada permitindo o funcionamento sob aquela tensão. Para além do cristal de CZT esta célula termoeléctrica arrefece também o FET de entrada do pré-amplificador de carga (modelo A250 da Amptek).

Os pares electrão/lacuna criados pela radiação estão sujeitos a diferentes processos que podem impedir a sua recolha nos contactos dos eléctrodos resultando em flutuações no tempo de recolha de carga. Estas flutuações são observadas como variações do tempo de subida dos impulsos à saída do pré-amplificador de carga. Para diminuir este efeito o módulo PX2T-CZT possui um discriminador de tempo de subida (RTD - *rise time discriminator*) que melhora significativamente a resolução espectral. Este processos que afectam

a recolha de carga são analisados em mais pormenor em 4.3.1 propondo-se um modelo de PDI para corrigir este problema.

Eficiência

O problema da eficiência do detector de CZT coloca-se quando se considera que um feixe de fótons energéticos (X ou γ) sofre uma atenuação exponencial quando atravessa um determinado material. Assim, a intensidade do feixe transmitido (I_{trans}) é dada por

$$I_{trans} = I_0 e^{-\mu t} \quad (3.1)$$

sendo I_0 a intensidade do feixe inicial, μ o coeficiente de atenuação linear e t a espessura do material.

O detector usado consiste num cristal de 2 mm de espessura e uma janela de Be de 250 μm . Deste modo, a probabilidade de um fóton interagir (por efeito fotoeléctrico ou Compton) no cristal de CZT é dada por:

$$P = (e^{-\mu_{Be} t_{Be}})(1 - e^{-\mu_{czt} t_{czt}}) \quad (3.2)$$

onde o primeiro factor representa a probabilidade de transmissão da janela de Berílio e o segundo factor é a probabilidade de interacção no cristal de CZT.

Esta medida da eficiência do detector é particularmente útil na análise de espectros com vários foto-picos de energia superior a 100 keV. Para o caso do foto-pico da fonte radioactiva usada (Am-241) com uma energia de 59.5 keV, o detector apresenta uma eficiência de 99.27% [32].

3.3.4 Fontes Radioactivas

A fase de desenvolvimento e teste dos algoritmos de PDI requer o uso de uma fonte de raios-X ou γ . A solução mais comum e prática do ponto de vista experimental são as fontes radioactivas comerciais. Durante a presente experiência recorreu-se a uma fonte selada de Am-241 com as seguintes características

Característica	Valor
Isótopo	Am - 241
Meia-Vida	432.7 anos
Radiação	raios-X e γ (35.7%)
Radiação (fotopico máx.)	59.5 keV
Actividade	10 μCi

Apesar de serem consideradas relativamente seguras, as fontes radioactivas, como qualquer outro tipo de material radioactivo, requerem um conjunto de procedimentos de segurança que devem ser estritamente seguidos durante o seu manuseio [33]. Assim, devem-se ter em conta algumas medidas como:

- Nunca se deve comer, beber ou fumar num laboratório contendo amostras ou fontes radioactivas.
- Deve-se lavar as mãos após o manuseio (protegido ou não) de amostras radioactivas.
- Deve usar-se vestuário e material apropriado no manuseio de fontes de actividade superior a $10 \mu\text{Ci}$.
- Devem existir dispositivos para medição da actividade radioactiva disponíveis na zona da experiência.

Sempre que possível estas directivas foram seguidas durante a experiência.

3.4 Módulo de Acondicionamento de Sinal

Justifica-se a inclusão de um módulo de acondicionamento de sinal entre a saída do pré-amplificador e o sistema de digitalização quer pelas características do sinal de saída do primeiro, quer pelo dimensionamento da terminação ohmica do segundo. O sinal disponibilizado pelo pré-amplificador (PA) tem uma linha de base de -2 V tendo uma relação linear de cerca de 0.73 mV por 1 keV da radiação incidente. Por outro lado, o sistema de digitalização (PDA12A) tem as suas entradas analógicas internamente terminadas a 50Ω . Assim, um sinal do PA originado por um raio-X de cerca de 60 keV tem uma amplitude de cerca de 44 mV numa base de -2 V . Disponibilizar este sinal directamente na entrada do digitalizador implicaria uma corrente de saída de cerca 41 mA , que é expressamente excessivo para o pré-amplificador A250. É por esta razão que o fabricante (Amptek) recomenda a ligação da saída do PA a entradas de alta impedância nunca terminadas a 50Ω .

Deste modo, é necessário incluir um pequeno *buffer* que isole a saída do PA da baixa impedância de entrada da PDA12. Este *buffer* deve ser tão simples quanto possível, uma vez que o objectivo é obter um sinal muito perto da saída do detector, garantindo igualmente uma largura de banda superior à do andar de entrada da PDA12, que é intencionalmente limitada a 54 MHz . Para além de isolar as impedâncias, o módulo de acondicionamento deve incluir um ganho e um ajuste de *offset* DC para limitar a corrente na entrada do digitalizador.

Dadas as características do sinal do PA deve usar-se um amplificador operacional de alta-velocidade. Neste tipo de amplificadores os parâmetros mais importantes são a largura de banda (-3 dB), a *slew rate* e o tempo de estabilização do sinal (*settling time*). Neste caso, a primeira e a última são bastante mais importantes que a *slew rate* uma vez que estamos a falar de sinais pré-amplificados. Mesmo que se transmitam sinais com amplitude de 100 mV, a escolha de um amp-op de tão baixa *slew-rate* quanto 100 V/ μ s (que é o mínimo nos amplificadores ditos de alta velocidade), garante-nos tempos de subida da ordem de 1 ns, o que é mais que suficiente atendendo a que os valores típicos de tempo de subida neste detector são superiores a 70 ns!⁴

Existem várias escolhas a fazer no que diz respeito ao tipo de amplificador de alta velocidade mais adequado. Uma vez que o sinal não pretende ser transmitido a grandes distâncias e o ruído ambiente não é um factor tão crítico quanto seria num ambiente industrial, optou-se pelo uso de um amplificador não-diferencial. De entre estes escolheu-se um amplificador com realimentação em corrente devido não só à sua quase independência da largura de banda face ao ganho como a um pequeno tempo de estabilização do sinal. De salientar igualmente que o amplificador fornecido pela Amptek, onde normalmente é ligada a saída do PA, possui no primeiro andar de entrada (e logo após a primeira diferenciação) uma amplificador com realimentação em corrente devido precisamente ao seu particular desempenho dinâmico.

3.4.1 Amplificadores com realimentação em corrente

Os amplificadores com realimentação em corrente (CFB-”*Current FeedBack Amplifier*”) são um pouco diferentes dos tradicionais operacionais com realimentação por tensão (VFB - *Voltage Feedback Amplifier*). Apesar de a entrada não-inversora ter uma elevada impedância, semelhante aos VFB e da ordem das dezenas $M\Omega$, a entrada inversora é tipicamente de baixa impedância permitindo o fluxo de corrente (I_{err}).

O sinal de saída corresponde ao produto da corrente de entrada (I_{err}) pela transimpedância em malha aberta (Z). Quando se coloca uma resistência entre a saída e a entrada inversora, fecha-se uma malha de realimentação em corrente, justificando o tipo do amplificador. Esta resistência de realimentação limita naturalmente a corrente da entrada inversora e como tal a largura de banda, uma vez que esta está directamente dependente da corrente disponível para carregar um condensador interno de compensação. Assim,

⁴Apesar de neste caso (Am-241) não ser absolutamente necessário o recurso a um amplificador de alta velocidade, garante-se com este dimensionamento a aplicabilidade do módulo de acondicionamento para impulsos de maior amplitude.

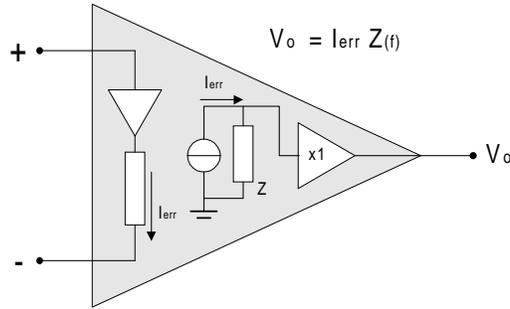


Figura 3.7: Esquema da estrutura de um amplificador com realimentação em corrente (CFB).

a resistência de realimentação (R_f) desempenha um papel primordial no dimensionamento da largura de banda do sistema. O aumento do valor de R_f faz diminuir a largura de banda afectando também a *slew rate* da montagem amplificadora. Por outro lado, se a resistência R_f for demasiado baixa, a corrente na malha de realimentação poderá ser tão elevada que deslocará o pólo dominante para uma frequência muito mais elevada do que o dimensionamento prevê, causando oscilações no circuito. Por esta razão, não se pode usar um amplificador com realimentação em corrente (CFB) como simples *buffer* (sem resistência entre a entrada inversora e a saída) devendo existir sempre um caminho resistivo R_f . Neste tipo de amplificadores também se deve ter em atenção que a existência de capacidades na malha de realimentação é fortemente penalizadora do seu desempenho. Uma capacidade de realimentação pode provocar ressonância com o condensador interno do CFB que o pode levar à oscilação.

Para além da já referida independência da largura de banda face ao ganho, os CFBs possuem uma outra importante característica (baixa distorção) que deriva precisamente do facto de a realimentação se fazer em corrente. Deste modo conseguem responder muito mais rapidamente a quaisquer não-linearidades do sinal eliminando (ou reduzindo fortemente) a distorção.

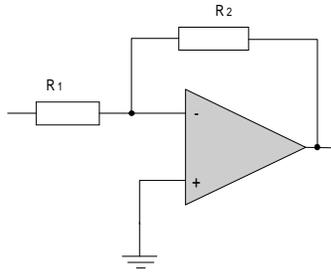
Tendo em conta o mecanismo de funcionamento dos CFBs podem usar-se, tal como com os VFBs, montagens inversoras e não-inversoras (Tabela 3.1).

Com o presente amplificador pretende-se não só retirar (ou minimizar) a componente contínua de -2 V, como inverter o sinal do PA por facilidade de aplicação dos algoritmos de processamento digital. Recomenda-se, portanto, o uso da montagem inversora com uma referência de tensão externa na entrada não-inversora (de alta-impedância) de modo a ajustar o *offset* DC.

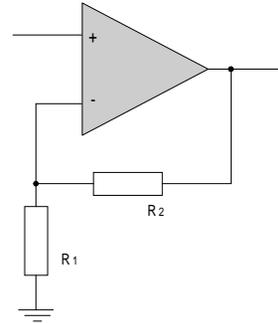
O circuito faz uso de um amplificador LT1227, sendo baseado no esquema da figura 3.8.

Montagem Inversora

Montagem Não-Inversora



$$A \cong -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.3)$$



$$A \cong 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3.4)$$

Tabela 3.1: Circuitos de montagem e ganho em malha fechada de amplificadores com realimentação em corrente.

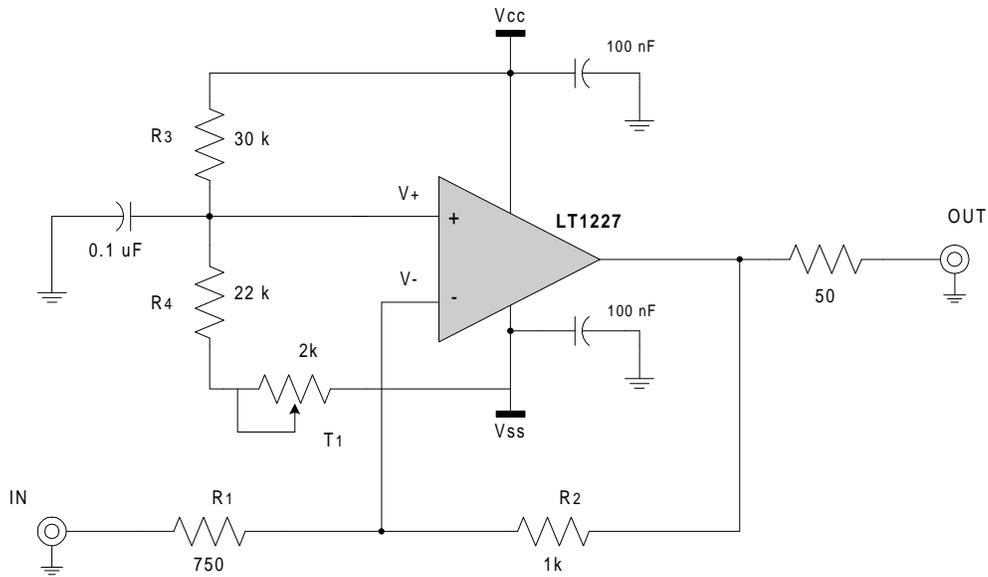


Figura 3.8: Esquema do módulo de acondicionamento de sinal baseado no LT1227

Para esta montagem inversora, o sinal de saída é dado pela expressão.

$$V_{out} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)V_{in} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)V_+ \quad (3.5)$$

com o sinal na entrada não-inversora dado por

$$V_+ = V_{ss} + \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right)(V_{cc} - V_{ss}) \quad (3.6)$$

De entre as características mais importantes do LT1227, e que justificaram a sua escolha, salienta-se a largura de banda de 140 MHz, uma *slew rate* de 1100 V/ μ s e uma corrente de saída que pode atingir os 30 mA. Para além destas características permite a alimentação na gama de tensões disponíveis no PA (+8V e -8V), tendo igualmente um tempo de estabilização inferior a 50 ns, que como se viu, garante o cumprimento das exigências do sistema.

A entrada não-inversora é mantida a uma tensão ajustável⁵, de acordo com a gama de tensões de entrada escolhida no digitalizador. Tal como foi referido, devido à limitação da largura de banda com o valor da resistência de realimentação, optou-se por manter esta num valor relativamente baixo mas garantindo sempre que o dimensionamento do ganho não exija demasiada corrente na saída do PA. Finalmente refira-se a terminação de 50 Ω na saída, uma vez que se pretende fazer o *driving* de um cabo coaxial.

3.4.2 Simulação

Do ponto de vista da resposta do circuito a simulação efectuada com o *Orcad PSpice* reproduz os valores calculados pelas expressões analíticas apresentadas. Com um sinal de entrada de cerca de -2 V obtém-se, com os componentes escolhidos, uma tensão de saída da ordem dos 200 mV. O ajuste deste valor de linha de base na entrada da PDA12 consegue-se por intermédio de uma resistência variável (T_1) em série com R_4 .

Na simulação foi também possível constatar a dependência da largura de banda com o valor nominal da resistência de realimentação. Aqui são apresentados os valores testados:

No circuito utilizado R_2 possui um valor de 1 $k\Omega$ garantindo uma largura de banda de 64 MHz, pelo que se garante a largura de banda mínima de 50 MHz⁶.

⁵Este ajuste é feito por intermédio do *trimmer* $T_1 = 2k$ em série com R_4 .

⁶A largura de banda mínima corresponde à do módulo de aquisição PDA12, i.e 50 MHz

Resistência de Realimentação	Largura de banda (MHz)
2.7 k Ω	14.5
1.5 k Ω	56
750 Ω	73
400 Ω	94

Tabela 3.2: Largura de banda do módulo de acondicionamento de sinal como função da resistência de realimentação R_2

3.4.3 Considerações de *Layout* e Teste

De entre as considerações de *layout* tidas em conta durante o desenho do circuito impresso, salienta-se o cuidado em evitar superfícies polarizadas sob os integrados bem como a minimização do caminho de realimentação (através de R_2) por forma a diminuir capacidades parasitas. Por fim saliente-se o cuidado tido na escolha da qualidade das fichas e tomadas de sinal (*BNC*) de alimentação (*Submin Traid 4-pin*).

O aspecto final do módulo de acondicionamento é apresentado na figura 3.9, tendo sido alojado numa caixa metálica para isolamento electro-magnético.



Figura 3.9: Aspecto final do módulo de acondicionamento de sinal

3.5 Sistema de Aquisição de Impulsos

O sistema de digitalização adoptado é totalmente baseado numa solução comercial da Signatec (modelo PDA12A). De seguida é feita uma breve apresentação da arquitectura e funcionalidade deste sistema.

3.5.1 Digitalizador PDA12A

Trata-se de um módulo de aquisição concebido para o *bus* PCI (*Peripheral Component Interconnect*), com resolução de 12 bits e taxa máxima de digitalização de 125M amostras por segundo. Este módulo é baseado em dois ADCs de 62.5 MHz e tem a capacidade de armazenar localmente 512k amostras por segundo, sendo a memória local expansível até 2M amostras. Possui igualmente a capacidade de ligação a módulos de processamento proprietários da Signatec.

Entradas Analógicas

A PDA12A possui 2 entradas analógicas (canal 1 e canal 2) terminadas internamente a $50\ \Omega$, podendo ter acoplamento AC ou DC [Figura 3.10]. Durante as aquisições descritas foi usado o modo de acoplamento DC, uma vez que o acoplamento AC com terminação interna de $50\ \Omega$ diferencia o sinal.

Ambas as entradas possuem um amplificador de ganho ajustável (por *software*) com capacidade de gamas de entrada (pico-a-pico) de 3 V, 1 V, 300 mV e 100 mV, assim como um ajuste da tensão de *offset* por intermédio de um DAC de 8 bits.

A saída do amplificador é feita passar por um filtro de 54 MHz (filtro passa-baixo de 3 polos) com o intuito de reduzir o ruído e a largura de banda para o limite máximo de Nyquist [35].

O cerne da PDA12A é um par de ADCs, do tipo *flash*, de 12 bits e gama de entrada de $1 V_{p-p}$. As saídas digitais dos ADCs estão directamente ligadas a dois *buffers* de memória sequencial (FIFO) de 512 *palavras* de 12 bits cada que permitem o funcionamento da PDA12 em diversos modos de *trigger* (pré-*trigger*, *trigger* com atraso, aquisição segmentada, etc.). O modo de pré-*trigger* é particularmente útil para a implementação do PDI uma vez que grande parte dos algoritmos de processamento necessita de amostras antes e depois do *triggering*. Para além destes modos é ainda possível ajustar outros parâmetros de *trigger* como o nível (*trigger level*), o sentido (*trigger slope*) ou a origem (*trigger source*)⁷.

A PDA12A possui 8 modos de funcionamento distintos entre os quais um (*RAM acquisition mode*) que permite o mapeamento na memória interna do PC hospedeiro facilitando, deste modo, o acesso e tratamento de dados.

Toda a configuração do módulo de aquisição é feita por intermédio de 8 registos internos de 32 bits, apenas acessíveis e configuráveis por *software* através da biblioteca de funções fornecida pelo fabricante. Estes 8 registos permitem controlar (registos de escrita) e monitorizar (registos de leitura)

⁷É ainda possível optar por um sinal digital de *trigger* e/ou *clock* externo.

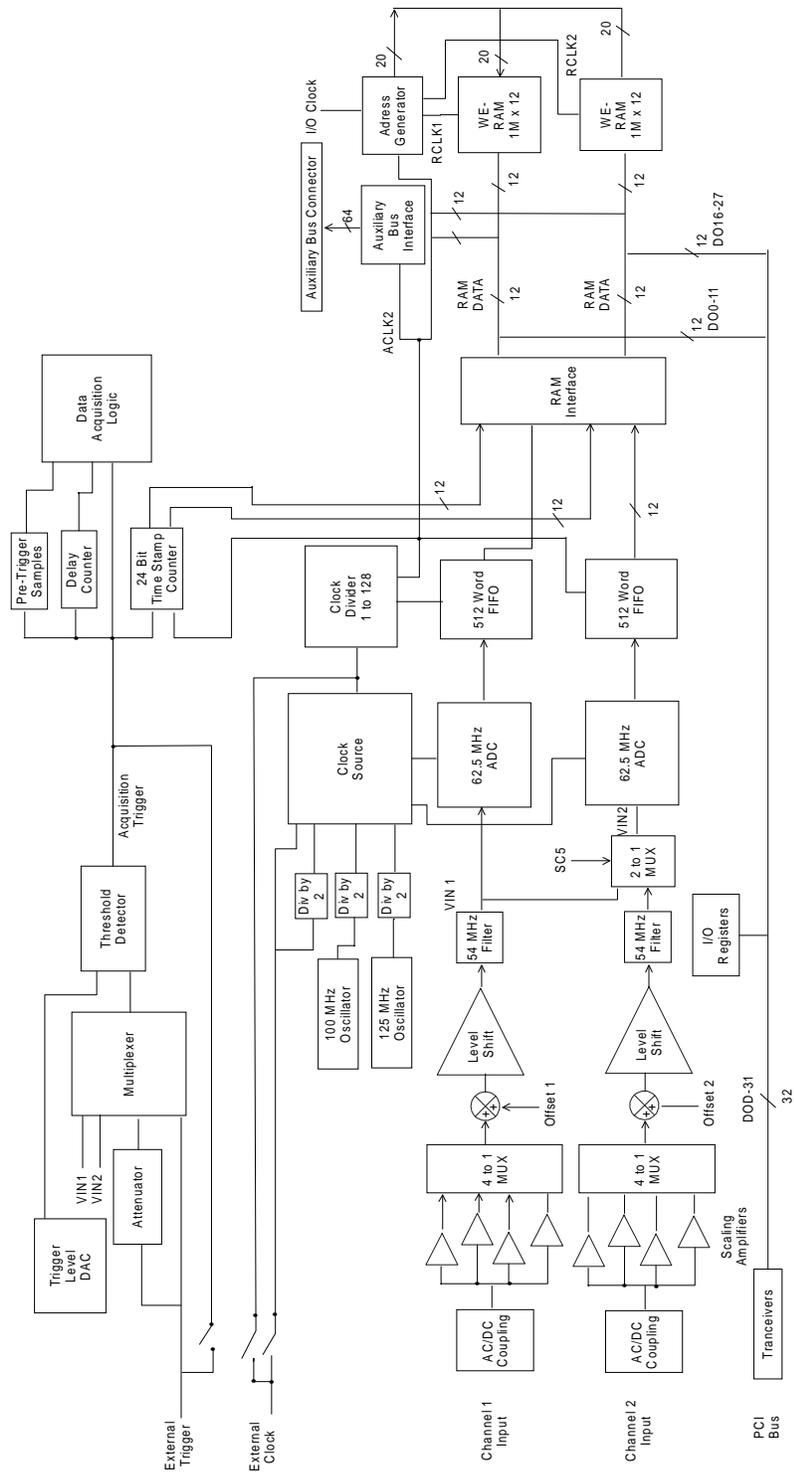


Figura 3.10: Estrutura interna do sistema de aquisição PDA12A - 512k da Signatec (extraído do manual de utilização)[34].

a maior parte das funcionalidades do módulo PDA12A. Apenas o registo 2 (gestão da profundidade de aquisição) é simultaneamente de escrita e leitura enquanto o registo 6 pode tomar duas configurações possíveis de acordo com o modo de *trigger* que se pretende (*delayed* ou *pré-trigger*). Toda a experiência foi realizada com o registo 6 em modo de *pré-trigger*.

3.5.2 Estrutura de *Software* de Exploração da PDA12

A Signatec fornece um léxico relativamente completo de funções em C/C++ para exploração das potencialidades da PDA12A. Sumariamente referem-se alguns pontos importantes sobre a estrutura destas funções.

Tal como em qualquer sistema de desenvolvimento de um módulo de aquisição (do ponto de vista do PC hospedeiro) existe mais que um nível na estrutura do software e em dependência hierárquica. As funções de mais baixo nível limitam-se a gerir a escrita e leitura de portos endereçáveis enquanto as funções de mais alto nível fazem uso das primeiras para configurar e monitorizar todo o sistema. A aplicação de PDI desenvolvida e descrita em pormenor no capítulo seguinte, surge como um terceiro nível (com várias sub-camadas) que assenta sobre estes.

Léxico de Variáveis e Funções

A PDA12A possui três tipos fundamentais de variáveis, todas elas de carácter global e que são usadas durante o desenvolvimento da aplicação:

- **Variáveis de endereçamento de módulo** - Permitem comunicar e verificar o estado do módulo de aquisição;
- **Variáveis dos Registos de Controlo** - São uma *imagem* do estado dos registos de *hardware*;
- **Variáveis de Aquisição** - Caso particular de aquisições com mais que um módulo PDA12A;
- **Outras Variáveis** - São exemplo: variáveis de modos de leitura, parâmetros de configuração, *buffers*, endereçamento de memória, etc.

De igual modo existem vários tipos de funções no léxico da PDA12:

- **Funções de Configuração** - Permitem a configuração de todas as variáveis do sistema de aquisição mediante a programação dos registos de *hardware*: *trigger*, DC *offset*, ganho, etc;

- **Funções de Transferência e Comunicação** - Permitem gerir o modo de transferência de dados adquiridos entre a PDA12 e o PC hospedeiro (escrita em memória, disco, DMA, etc.);
- **Funções de Processamento** - Rotinas básicas de processamento de sinal (FFT, estatística elementar, etc.).

Capítulo 4

Algoritmos de Processamento Digital de Impulsos

4.1 Introdução

A estrutura de uma aplicação em espectrometria nuclear digital é tendencialmente distinta da solução tradicional, embora assente nos mesmos princípios teóricos de base. Apresenta, contudo, algumas vantagens significativas inerentes ao próprio método digital de processamento. Entre outras capacidades permite muito maior redundância na determinação de eventos assim como uma identificação selectiva destes sem paralelo na abordagem analógica. É de igual modo possível "tratar" os impulsos adquiridos com filtros (ou funções de ponderação) quase ideais do ponto de vista da relação sinal-ruído, por exemplo, ou realizar discriminações ajustáveis de impulsos.

Outra importante vantagem do método digital é a possibilidade de armazenamento em ficheiro da digitalização completa (incluindo toda a sua extensão temporal) de dezenas ou centenas de milhar de impulsos, permitindo o seu processamento *off-line*. Deste modo, podem testar-se diferentes tipos de processamento, com diferentes parâmetros, sempre sobre o mesmo conjunto de impulsos e exactamente nas mesmas condições de aquisição.

O presente capítulo começa por apresentar e discutir a aplicação de PDI de uma forma genérica, que garante em alguns aspectos o desempenho da solução analógica (secção 4.2.3). Assim, apresenta-se o método de determinação de posição de um impulso e respectivo cálculo da sua amplitude com vista à construção do espectro.

A versatilidade do PDI permite ainda corrigir e compensar uma das grandes desvantagens do CZT como detector de radiação: a pequena mobilidade das lacunas. Este factor afecta, de modo significativo, a forma dos impul-

tos na saída do PA e como tal deteriora a resolução do sistema e distorce o espectro final. Assim, para colmatar esta desvantagem, apresenta-se um método para discriminar selectivamente o tempo de subida de impulsos do CZT (secção 4.3) assim como para corrigir o conseqüente déficit balístico (secção 4.4).

4.2 Formatação em Espectrometria Digital

4.2.1 Espectro de Energia

O estudo sistemático da amplitude dos impulsos digitalizados permite conhecer a origem da radiação incidente bem como os processos envolvidos na sua gênese. Um espectro mais não é do que o histograma cumulativo de amplitudes de impulsos pré-amplificados.

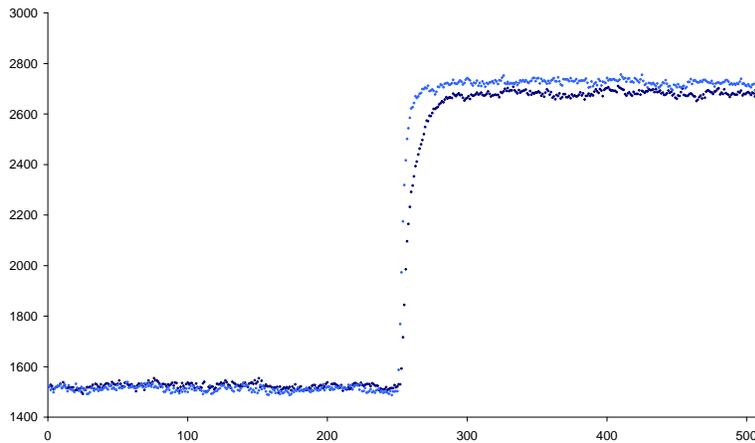


Figura 4.1: Exemplo de dois impulsos digitalizados na saída do pré-amplificador do CZT referentes ao fotopico de 59.5 keV do Am-241. Repare-se nas diferenças dos tempos de subida e de amplitude para impulsos com a mesma energia.

Com o propósito de fazer este registo estatístico é, pois, necessário identificar os impulsos (secção 4.2.2) e calcular o valor da sua amplitude (secção 4.2.3).

A estrutura do algoritmo que permite a construção do espectro em energia (Figura 4.2) é descrita nas secções seguintes.

Todo o processamento considerado com vista à obtenção do espectro foi realizado em C/C++ da Borland© para PC (*Intel Pentium III - 500 MHz*) sendo apresentado e discutido nas secções seguintes.

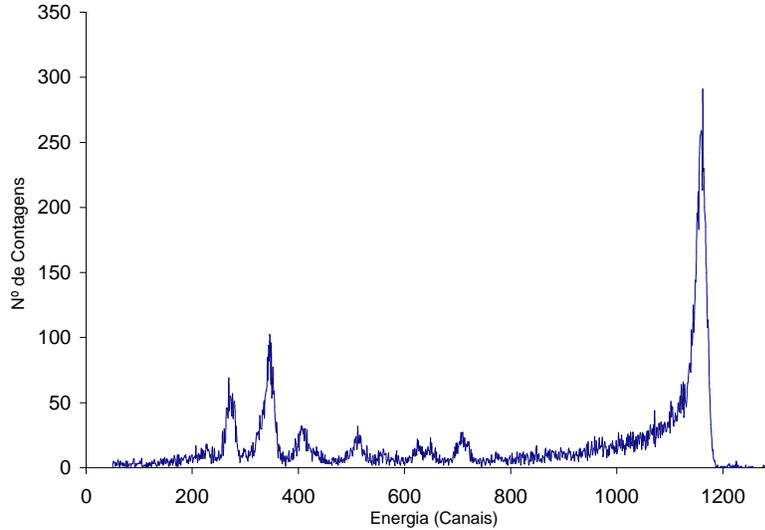


Figura 4.2: Exemplo de um espectro (Am-241) obtido por PDI com o espectrómetro nuclear descrito no Cap. 3.

4.2.2 Determinação da posição do impulso

Logo após a aquisição do impulso procede-se à determinação da posição do degrau de *trigger*. Poder-se-ia pensar que este passo é redundante na medida em que o módulo PDA12A é já responsável por realizar o *trigger* (*pré-trigger sampling mode*). No entanto, na prática verificou-se que este modo de *trigger* nem sempre garante o mesmo número de amostras antes e depois do degrau do impulso¹.

Assim, optou-se pela inclusão de um pequeno filtro para determinação da posição do degrau do impulso seguindo a estrutura das Eq. 4.1 e 4.2.

$$d_{step} = \max(y_n) \quad (4.1)$$

sendo,

$$y_n = \sum_{i=1}^a x_{n+i} - \sum_{i=1}^a x_{n-i} = \sum_{i=1}^a (x_{n+i} - x_{n-i}) \quad (4.2)$$

tomando a o valor típico de 3 nas condições das aquisições realizadas. Por seu lado, n toma valores em $\{a, n_{pts} - a\}$, com n_{pts} representando o número de amostras de um impulso [21]. Atendendo à forma da Eq. 4.2 verifica-se

¹Isto foi atribuído ao facto de a PDA12A poder servir interrupções do *bus* PCI, referentes ao *bus* interno de comunicação de dados, o que introduz atrasos de alguns μs .

que se trata de uma adaptação da derivação do sinal digitalizado, como se compreende dado que se pretende determinar a posição de um degrau.

4.2.3 Formatação Digital Quase Ideal

Uma vez de posse da informação da posição do degrau do impulso procede-se à determinação da sua amplitude.

A abordagem tradicional do processamento em EN implica a formatação do sinal por métodos analógicos (Figura 2.1). Contudo, a optimização da resposta de um processador de impulsos não é possível por intermédio destes circuitos pelo que se recorre, nessa abordagem, a formatações alternativas (triangular, gaussiana, semi-gaussiana, DL-RC, etc.)[36].

A introdução do PDI vem precisamente tornar possível as formatações impraticáveis pelo método analógico tradicional².

Relação Sinal-Ruído

É um dado adquirido que os sistemas de EN possuem diversas fontes de ruído que afectam a resolução espectral [secção 2.3]. Assim, o histograma de amplitudes de impulsos de uma fonte monoenergética apresenta contagens não apenas em um mas em vários canais. É precisamente a largura desta distribuição que permite determinar a resolução do sistema [21]. A figura de mérito usualmente tida na avaliação da resolução de um espectrómetro é a relação sinal-ruído, η , que resulta de

$$\eta = 2.36 \frac{E_{FWHM}}{E} \quad (4.3)$$

com $E_{FWHM} = 2.35\sqrt{\epsilon FE}$, onde F representa o factor de Fano e ϵ a energia média para criar um par electrão-lacuna.

Cusp e Função de Ponderação

Demonstra-se teoricamente que a relação sinal-ruído é óptima nos sistemas de processamento cuja resposta ao impulso unitário é exactamente a "imagem ao espelho"³ do sinal de entrada [36]. Neste caso, o sinal de saída do processador óptimo é obtido pelo cálculo do integral de convolução entre o sinal de entrada e a função sua "imagem ao espelho".

²Com este tipo de processamento deixa de se trabalhar num domínio "contínuo" do tempo para se passar a uma base temporal discreta. Contudo, demonstra-se [37] que esta migração se pode fazer sem comprometer a aplicabilidade do método de PDI.

³No domínio da variável temporal t .

O resultado deste integral de convolução é a função *cusp* que apresenta a forma:

$$z_n = \frac{Q\tau_c}{2C_i} e^{\frac{|t|}{\tau_c}} \quad (4.4)$$

onde Q é a carga total depositada no detector, C_i é a capacidade equivalente da malha de realimentação do PA e τ_c é um parâmetro livre⁴. Esta função é chamada de *cusp* infinito e representa o ideal matemático no cálculo da amplitude no que diz respeito à relação sinal ruído [36].

Assim, para obter o valor da amplitude do impulso, maximizando a imunidade ao ruído presente, deve realizar-se a convolução do impulso de entrada digitalizado com uma função de ponderação baseada na Eq. 4.4. O valor da amplitude é o máximo deste "integral" de convolução.

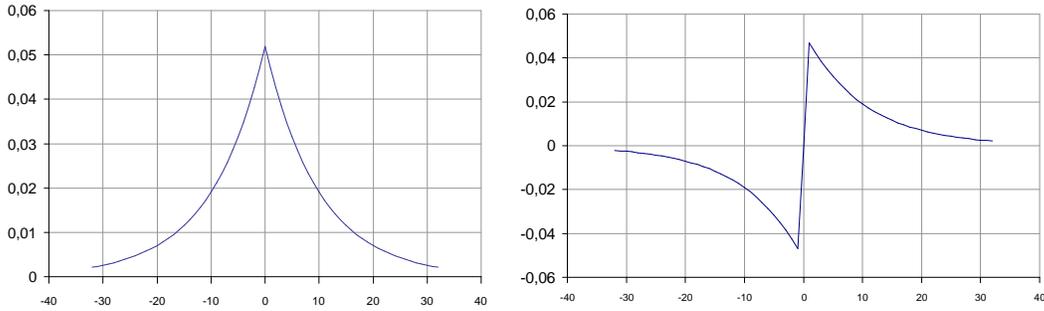


Figura 4.3: *Cusp* e a imagem ao espelho da sua derivada (função de ponderação usada em PDI na determinação da amplitude dos impulsos).

Na realidade, há duas ressalvas a fazer a esta abordagem. A primeira é que em termos práticos não se pode dispor de funções (z_n) de extensão infinita pelo que se recorre a um *cusp* finito, ou seja, truncada no domínio temporal. A segunda consideração é que todo este raciocínio se aplica a um impulso de corrente proveniente do detector e não a um degrau de tensão resultante da integração desse impulso. Por esta razão, a função de ponderação $W(t)$ usada é a derivada do *cusp* finito, devidamente normalizada (Figura 4.3).

O processamento dos impulsos para determinação da amplitude obedece então às seguintes expressões:

$$A_{imp} = \max(S_n) \quad (4.5)$$

⁴Este parâmetro τ_c corresponde ao equilíbrio das contribuições dos diversos tipos de ruído presente no sistema detector+PA não sendo a sua determinação abordada neste trabalho. Para mais informação sobre este tema consultar[38].

$$S_n(t) = \frac{1}{N} \sum_{\tau} V_{in}(\tau) W(t - \tau) \quad (4.6)$$

$$W(t) = -A \frac{d}{dt} (e^{-\frac{t}{\tau_{aux}}}) \quad (4.7)$$

com A sendo a constante de normalização.

O valor da amplitude corresponde assim ao máximo desta convolução da mesma maneira que o valor amostrado nos EN tradicionais corresponde à amplitude máxima dos impulsos de saída do amplificador de formatação (função do *stretcher*).

Na realidade, não é necessário realizar a convolução para todos os valores de τ mas apenas para vizinhança do degrau que representa o ponto esperado para o máximo da convolução⁵. Usualmente o intervalo considerado não ultrapassa os 3%-5% do número de pontos do impulso de entrada [21].

A histogramação de todos estes valores dos máximos de convolução resulta no espectro requerido (Figura 4.2).

4.3 Discriminação de Tempo de Subida de Impulsos

Num detector ideal cada fóton X ou γ , qualquer que fosse a sua energia, poderia interagir com o cristal detector originando impulsos de tensão com amplitude bem definida. Para fontes monoenergéticas todas as contagens cairiam num único canal sendo a taxa de contagens igual à taxa de fótons incidentes. Na prática isto não se passa exactamente assim e mesmo as fontes monoenergéticas dão origem a "picos" espectrais espalhados por vários canais.

Na verdade um detector real apresenta algumas diferenças de um ideal por várias razões. Alguns fótons simplesmente não interagem passando através do detector sem depositar energia alguma. Por outro lado, uma percentagem dos fótons que interagem no cristal dispersam a sua energia dando origem a fótons secundários que podem ser absorvidos no detector. Mesmo para os fótons que depositam toda a sua energia existe um conjunto de flutuações estatísticas nos processos de produção e transporte de carga originando pequenos desvios e flutuações na corrente transiente e no ruído electrónico. Este tipo de flutuações afecta irreversivelmente a forma dos impulsos pré-amplificados [39].

⁵Realizar este processamento para todos os pontos aumentaria desnecessariamente o tempo de processamento.

Algumas destas flutuações são agravadas pelas características intrínsecas dos materiais usados no detector. No caso particular dos cristais de CdZnTe o valor limitado do produto mobilidade-tempo de vida, $\mu_h\tau_h$, das lacunas pode fazer baixar a eficiência de recolha da carga produzida pela radiação. Esta limitação do produto $\mu_h\tau_h$ manifesta-se numa propensão para grandes variações dos tempos de subida dos impulsos na saída do PA, com a consequente dispersão de amplitudes e perda de resolução espectral.

As secções seguintes analisam o mecanismo de transporte de carga no cristal de CZT bem como as suas consequências espectrais. Dado tratar-se de uma limitação intrínseca do detector esta variação no tempo de subida dos impulsos não pode ser evitada electronicamente podendo no entanto os seus efeitos ser corrigidos com recurso ao PDI.

4.3.1 Tempo de Subida de Impulsos

Existem dois factores que contribuem grandemente para a existência de flutuações nos tempos de subida de impulsos pré-amplificados provenientes de detectores de CZT: a **recolha incompleta de carga** devido à presença de "centros de captura" no cristal detector e o chamado **défice balístico** do bloco de integração no andar de pré-amplificação, relacionado com a sua resposta ao impulso unitário e às imprecisões no tempo de recolha de carga. Estes dois factores afectam a forma final do impulso de saída apesar de terem em comum o efeito no espectro final obtido, i.e. o aparecimento de uma "cauda" na zona de menor energia dos fotopicos (Figura 4.2).

De seguida é apresentado o primeiro mecanismo (transporte e captura de carga) discutindo-se as suas consequências e as limitações das soluções alternativas normalmente adoptadas. O problema do défice balístico é discutido na secção 4.4.

Transporte de carga

Considere-se o mecanismo de transporte de carga e produção de sinal num detector planar de espessura L e tensão de polarização V . A velocidade de deriva v dos portadores de carga é directamente proporcional ao campo eléctrico aplicado E , sendo a constante de proporcionalidade definida como a mobilidade μ , tal que $v = \mu E$. Em cada instante a corrente I de portadores de carga é dada por

$$I = qnv \tag{4.8}$$

onde q representa a carga do electrão, n o número de portadores e v a sua velocidade média no interior do cristal.

A duração do impulso de corrente transiente depende das distâncias que os dois tipos de carga têm de percorrer. Deste modo, surgem distintamente duas componentes no impulso: uma devida aos electrões e outra às lacunas.

Considere-se que um fotão de raios-X deposita a energia E_0 à profundidade x e que esta interacção produz a carga Q_0 . A interacção produz duas correntes, I_e e I_h , na direcção dos eléctrodos durante os intervalos de tempo T_e e T_h , respectivamente para electrões e lacunas.

Sem considerar os efeitos de captura de carga, estas quantidades são dadas pelas seguintes expressões.

Carga inicial produzida pela radiação incidente:

$$Q_0 = qN_0 = q \frac{E_0}{\varepsilon_{par}} \quad (4.9)$$

Correntes de portadores (sem captura de carga):

$$I_{h0} = Q_0 \frac{\mu_h E}{L} \quad (4.10)$$

$$I_{e0} = Q_0 \frac{\mu_e E}{L} \quad (4.11)$$

Tempos de trânsito (sem captura de carga):

$$T_h = \frac{x}{\mu_h E} \quad (4.12)$$

$$T_e = \frac{L - x}{\mu_e E} \quad (4.13)$$

A carga induzida (integral da corrente medida no PA) virá então dada por:

$$Q = \int I(t) dt = I_{e0} T_e + I_{h0} T_h = Q_0 \frac{\mu_e E}{L} \frac{L - x}{\mu_e E} + Q_0 \frac{\mu_h E}{L} \frac{x}{\mu_h E} = Q_0 \quad (4.14)$$

Na caso particular do XR-100T usado na experiência os parâmetros definidos têm os valores apresentados da tabela 4.1.

Para o caso do fotopico de 59.5 keV do Am-241 o número de pares electrão-lacuna (N_0) gerado será cerca de 1.2×10^4 , ou seja, uma carga $Q_0 = 1.9 \times 10^{-15}$ *Coulomb*. As correntes transientes (definidas pelas Eq.

ε_{par}	5.0 eV
L	0.2 cm
V	400 V
μ_e	1350 $cm^2V^{-1}s^{-1}$
μ_h	120 $cm^2V^{-1}s^{-1}$

Tabela 4.1: Parâmetros do cristal detector de CZT utilizado no XR100T.

4.11 e 4.10) são então $I_e = 26$ nA e $I_h = 2.3$ nA. Como a duração do impulso depende da profundidade da interacção toma-se o valor de $x = 1$ mm, que corresponde ao centro do detector. Obtém-se assim os tempos de trânsito (Eq. 4.13 e 4.12) de $T_e = 37$ ns e $T_h = 415$ ns. Os tempos de trânsito máximos são dados para os casos em que a interacção se dá em cada uma das extremidades e que são respectivamente 74 ns para os electrões e 830 ns para as lacunas [39].

Captura de carga

Apesar da relativa simplicidade do mecanismo de transporte de carga descrito existem diversos factores que desviam as correntes transientes do comportamento ideal. Um dos factores mais importantes para os detectores compostos de semiconductor (como é o caso do CdZnTe) é a existência de centros de captura de carga. Estes centros de captura consistem em diversos tipos de anomalias na estrutura cristalina do cristal que se manifestam por uma alteração localizada e temporária da densidade de portadores na matriz cristalina, promovendo a recombinação. São exemplos destas anomalias a ocorrência de impurezas químicas como o ouro, o zinco ou o cádmio [8], assim como defeitos cristalinos (por difusão de impurezas, efeitos de superfície, efeitos do tratamento, etc.) ou deslocamentos planares na estrutura do cristal.

Todas estas anomalias estruturais contribuem para o aumento do tempo de recolha da carga produzida, o que é equivalente a dizer que nem toda a carga gerada é recolhida em tempo útil, de acordo com a temporização da integração no pré-amplificador. No caso do CZT os tempos de vida média dos portadores de carga⁶ são respectivamente $\tau_e = 3$ μs e $\tau_h = 0.05$ μs para electrões e lacunas. Como o tempo de vida médio das lacunas (50 ns) é muito menor que o tempo de trânsito (415 ns no centro do detector) é de esperar que a corrente induzida (pela componente das lacunas) seja significativamente

⁶Tempo médio dos portadores antes da captura de carga.

reduzida.

Vê-se assim que a existência de centros de captura de carga afecta as propriedades do sinal induzido com consequências inevitáveis para a resolução em energia do sistema a três níveis: *a)* os fotopicos deixam de ser simétricos; *b)* surge uma "cauda" na zona de baixa energia dos fotopicos; *c)* a relação entre as amplitudes de pico e de fundo diminui [40].

Atente-se então ao que se passa ao nível do detector no modelo unidimensional apresentado por Hamel [41]. Desprezando os efeitos da recombinação de portadores e de difusão, com um campo eléctrico \vec{E} de amplitude linear da forma $ax + b$ (como é o caso do XR100T-CZT) e considerando a existência simultânea de captura e libertação (*detrapping*) de carga dos centros de captura (esta última apenas por efeito térmico) e com um único nível energético de captura, pode considerar-se o seguinte modelo para a distribuição de portadores livres $n(x, t)$ e capturados $n_t(x, t)$:

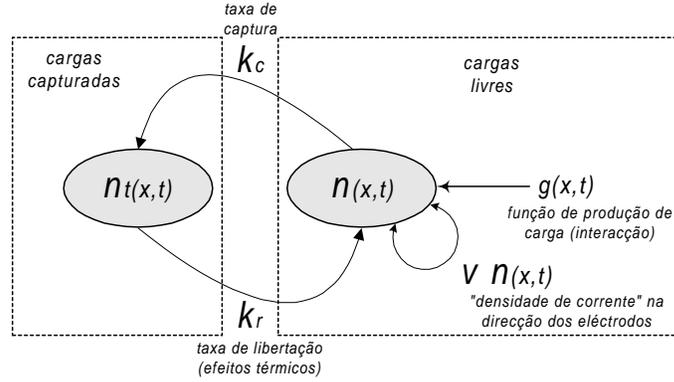


Figura 4.4: Representação esquemática dos factores que afectam a densidade de portadores de carga que contribuem para o sinal $n(x, t)$. Note-se que $v = \mu E(x)$.

onde k_c representa a taxa de captura e k_r a taxa de libertação da carga dos centros de captura.

A representação matemática deste modelo traduz as equações de continuidade:

Para os portadores livres:

$$\frac{\partial n(x, t)}{\partial t} \pm \frac{\partial [\mu E(x) n(x, t)]}{\partial x} = k_r n_t(x, t) - k_c n(x, t) + g(x, t) \quad (4.15)$$

Para os portadores capturados:

$$\frac{\partial n_t(x, t)}{\partial t} = k_c n(x, t) - k_r n_t(x, t) \quad (4.16)$$

sendo $g(x, t)$ a função de produção de carga.

A resolução destas equações permite obter a distribuição de carga em função da posição e do tempo $[n(x, t)]$ e desta forma calcular [40] a carga induzida nos eléctrodos do detector ($Q(t)$), agora como função única de t , a qual pode ser representada por:

$$Q(t) = Q_0 \frac{\tau_{eq}}{T_R} \left[\frac{t}{\tau_r} + \frac{\tau_{eq}}{\tau_c} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{eq}}}) \right] \quad (4.17)$$

onde Q_0 é a carga total, τ_c e τ_r representam respectivamente os tempos de *captura* e *libertação* dos portadores (i.e. electrões e lacunas), T_R é o tempo de trânsito, ou seja, o tempo que um portador demora a chegar a um eléctrodo e $\tau_{eq} = \tau_c \tau_r / (\tau_c + \tau_r)$.

O mecanismo de captura de carga retarda o processo de recolha dos portadores uma vez que estes ficam temporariamente retidos nos centros de captura, não se deslocando por efeito do campo \vec{E} aplicado. Supondo que não existe *detrapping* toda a carga capturada não induz nenhum sinal nos eléctrodos, afectando a amplitude do impulso medido. Mesmo considerando a carga que termicamente escapa aos centros de captura o impulso apresenta um défice na sua amplitude uma vez que as constantes de integração do pré-amplificador não podem ser demasiado elevadas sob pena de afectar a taxa de contagens do sistema. Aliás, em grande parte dos pré-amplificadores, os tempos de integração são suficientemente pequenos para que se despreze a componente do sinal gerada pelas lacunas já que estas têm uma mobilidade muito pequena em cristais compostos de semiconductor, como é o caso do CdZnTe.

É comum considerar a eficiência da recolha de carga η como medida do efeito da captura de carga nos impulsos. Esta quantidade é função da profundidade de interação e é normalmente escrita como função dos chamados comprimentos de captura ($\lambda_e = \mu_e \tau_e E$ e $\lambda_h = \mu_h \tau_h E$) [8], sendo denominada relação de Hecht [39].

$$\eta(x) = \left(\frac{\lambda_e}{L} \right) \left(1 - e^{-\frac{x}{\lambda_e}} \right) + \left(\frac{\lambda_h}{L} \right) \left(1 - e^{-\frac{L-x}{\lambda_h}} \right) \quad (4.18)$$

Voltando ao exemplo do detector XR-100T os comprimentos de captura são $\lambda_e=8.1$ cm e $\lambda_h=0.012$ cm. Os electrões são quase todos recolhidos mas é evidente que as lacunas não são todas colectadas⁷ contribuindo para uma diminuição da corrente induzida.

⁷Atente-se na diferença entre λ_h e as dimensões do cristal L .

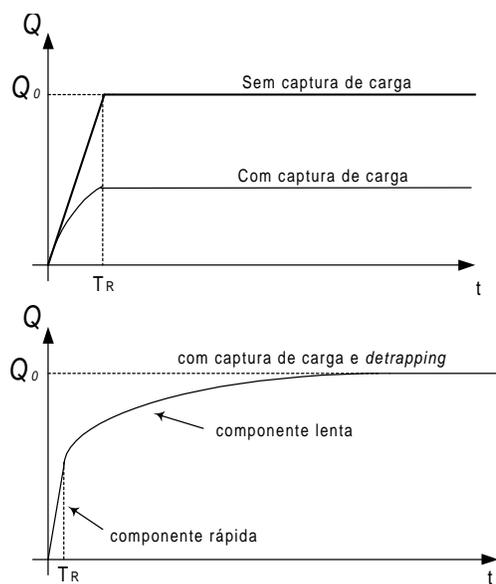


Figura 4.5: Efeito da captura de carga na forma do impulso. No primeiro caso apresentam-se os dois mecanismos isoladamente enquanto no segundo se considera *trapping* e *detrapping* [8].

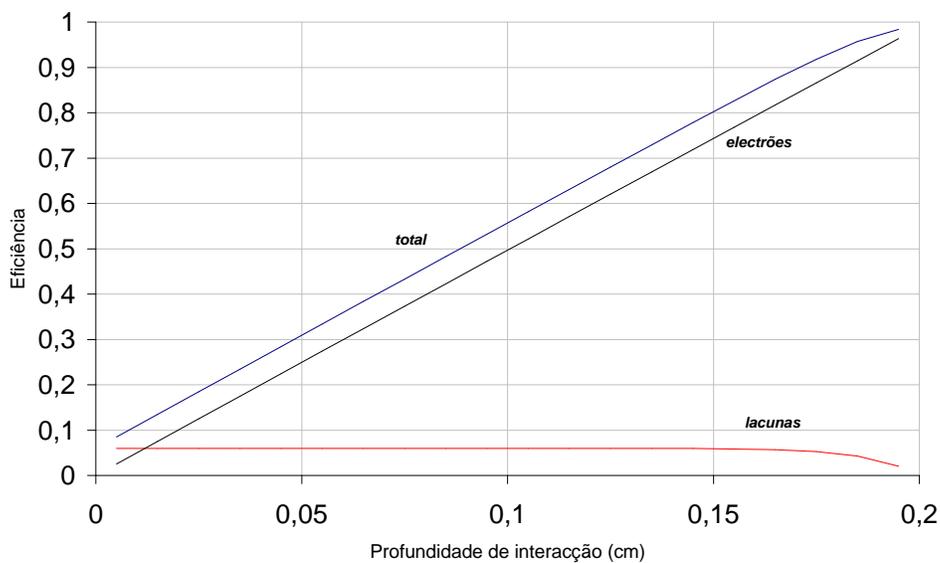


Figura 4.6: Eficiência de recolha de portadores de carga (electrões e lacunas) no detector XR-100T-CZT da Amptek. Cálculo realizado com os parâmetros da tabela 4.1.

A figura 4.6 revela a eficiência da recolha de carga (Eq. 4.18) para electrões e lacunas, em função da profundidade de interacção⁸. A figura mostra que para interacções perto da extremidade frontal (à direita) praticamente toda a carga gerada é recolhida (eficiência perto de 98%) uma vez que o tempo de captura, para os electrões, é bastante maior que o tempo de trânsito. Contudo, na outra extremidade do cristal (à esquerda) verifica-se que a eficiência é muito menor, embora nunca se anule, em virtude da existência da componente da corrente das lacunas [39].

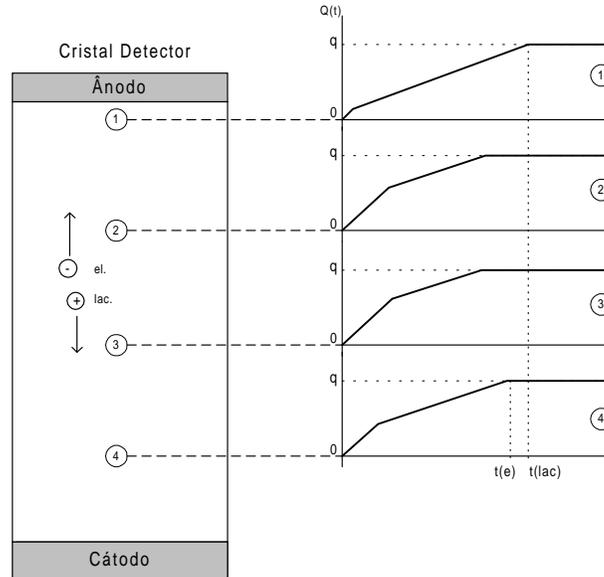


Figura 4.7: Formação de um impulso em várias posições de um cristal detector semicondutor.

Em jeito de conclusão das considerações sobre o mecanismo de captura de carga refira-se que no seu estudo baseado em simulação pelo método de Monte-Carlo (e confirmado experimentalmente) Eisen chegou ainda a algumas conclusões importantes [40]:

- O decréscimo relativo da carga colectada ($Q_0 - Q/Q_0$) é independente da energia do fóton incidente e da geometria do detector (para detectores planares).
- O decréscimo relativo da carga é aproximadamente linear para campos eléctricos elevados.
- Os tempos de *detrapping* são independentes do campo eléctrico \vec{E} .

⁸Na realidade em função de L – profundidade, com $L=0,2$ cm.

- O efeito de considerar o *detrapping* consiste na deterioração da relação entre as amplitudes do fotopico e do fundo (*peak-to-valley ratio*)

Por todos estes aspectos constata-se que o mecanismo de captura de carga é o principal factor que afecta os tempos de subida dos impulsos à saída do detector, sendo portanto uma importante fonte de déficit balístico e deste modo contribuindo para o decréscimo da relação sinal-ruído dos sinais no pré-amplificador.

Note-se, contudo, que, apesar desta limitação, os detectores de estado sólido, como o CdZnTe, possuem uma resolução espectral significativamente melhor que a dos cintiladores (cerca de 6 vezes melhor!) [42].

A ocorrência de impulsos distorcidos pelas flutuações de tempo de subida com origem no mecanismo de captura de carga descrito não é rara nas experiências envolvendo o detector de CZT XR-100T. As figuras 4.8 e 4.9 representam dois exemplos de impulsos na saída no PA com evidentes flutuações de tempo de subida.

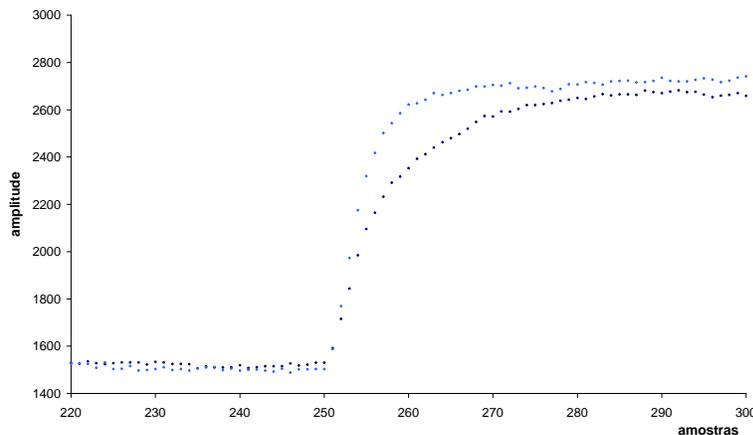


Figura 4.8: Pormenor de dois impulsos (59.5 keV do Am-241) com a mesma linha de base e com diferentes tempos de subida (96 ns e 400 ns respectivamente). Repare-se no déficit de amplitude do impulso mais lento.

4.3.2 Déficit Balístico

O déficit balístico representa a medida da eficiência de integração da carga por parte do andar de amplificação (neste caso do pré-amplificador) e é usualmente definido como sendo um déficit fraccional do sinal de saída quando comparado com a integração ideal (i.e. total) da carga [36]. Observam-se variações de amplitude no impulso de saída devido ao facto de a duração do

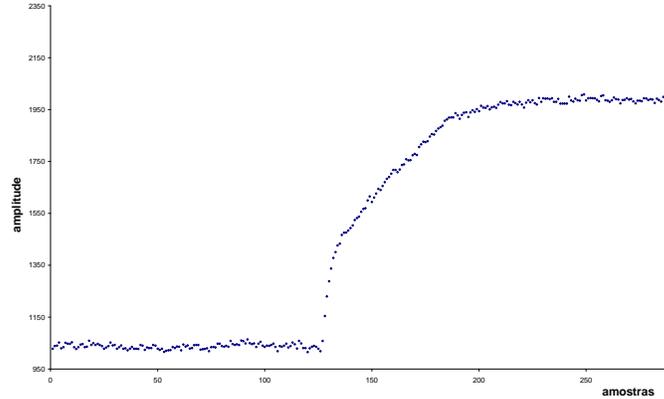


Figura 4.9: Impulso (59.5 keV) com tempo de subida muito longo. É possível identificar as duas componentes de recolha de carga (electrões e lacunas).

impulso de corrente do detector ser função da posição da interacção dentro do próprio cristal [42], como se apresentou na secção anterior.

Deste forma, é de esperar que um impulso gerado perto do ânodo seja bastante mais "longo" do que outro que em iguais circunstâncias seja gerado perto do cátodo, onde a distância de deriva das lacunas é mínima. Assim, pode entender-se o défice balístico como sendo a imprecisão na medida do sinal na saída do pré-amplificador devida às imprecisões no tempo de recolha de carga pelos eléctrodos do detector.

Pode compreender-se o aparecimento deste défice atendendo apenas a considerações da teoria de sistemas lineares e invariantes no tempo (LTI). Como é sabido, nestes sistemas o sinal de saída é obtido pela convolução da sua resposta ao impulso unitário ($h(t)$) com o sinal de entrada.

$$V(t) = \int_0^t I(t)h(t - \tau)d\tau \quad (4.19)$$

Considerando o sinal de entrada como sendo o impulso de corrente gerado pelo detector, com uma forma aproximada a uma função triangular, e atendendo à forma do integral de convolução, observa-se que o défice balístico é evitado desde que a função de transferência ($h(t)$) tenha um *topo* superior à duração dos impulsos de entrada. Este facto torna-se visível atendendo à interpretação geométrica da expressão da convolução para 3 impulsos de corrente referentes à integração da mesma carga (Figura 4.3.2). Nos impulsos com duração inferior à do topo de $h(t)$ não se observa qualquer atenuação da saída, o que já não acontece com o impulso mais longo.

Uma resposta ao impulso unitário $h(t)$ muito rápida provoca um *défice*

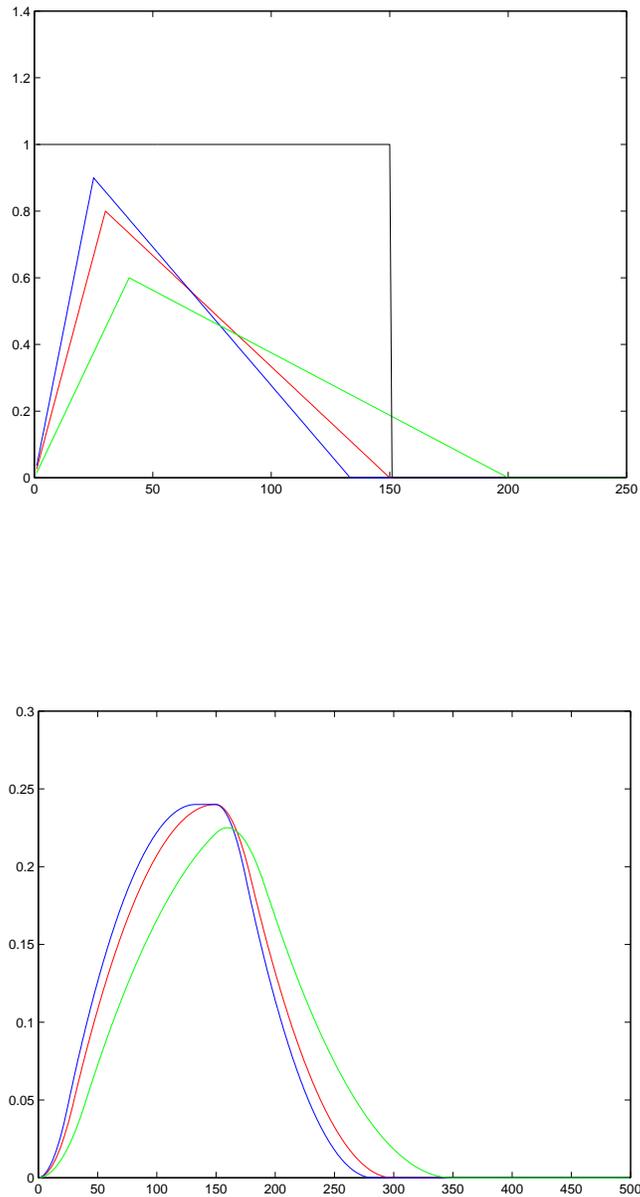


Figura 4.10: Mecanismo de déficit balístico num integrador simples com três impulsos distintos de igual carga (*simulação em MatLab*). Repare-se (em cima) que para impulsos mais longos do que a resposta do filtro surge naturalmente um déficit na amplitude da convolução (em baixo).

na amplitude do sinal de saída. Por outro lado, $h(t)$ não pode ser demasiado longa uma vez que afectaria fortemente a taxa de contagens do sistema [43]. No dimensionamento de um pré-amplificador é pois necessário quantificar este decréscimo de amplitude em relação à integração ideal por forma a obter o melhor compromisso possível entre o efeito destas flutuações de tempo de subida na resolução do sistema e a taxa de contagem máxima permitida.

Uma abordagem analítica do efeito do déficit balístico com base em transformadas de Laplace é apresentada por Goulding [43] para diversos tipos de formatação do andar amplificador.

4.3.3 Consequências no Espectro de Energia

A ocorrência de impulsos com tempos de subida mais ou menos longos tem consequências evidentes na forma do espectro em qualquer das soluções (tradicional ou PDI) em espectrometria nuclear. Contudo, a versatilidade da abordagem digital permite minimizar consideravelmente os seus efeitos através do ajuste de alguns parâmetros de processamento.

No caso da experiência com Am-241 observam-se duas características evidentes na forma do fotopico: o aparecimento de uma "cauda" (*tail*) na região de menor energia do fotopico e um desvio (*offset*) do centróide do fotopico para energias mais baixas.

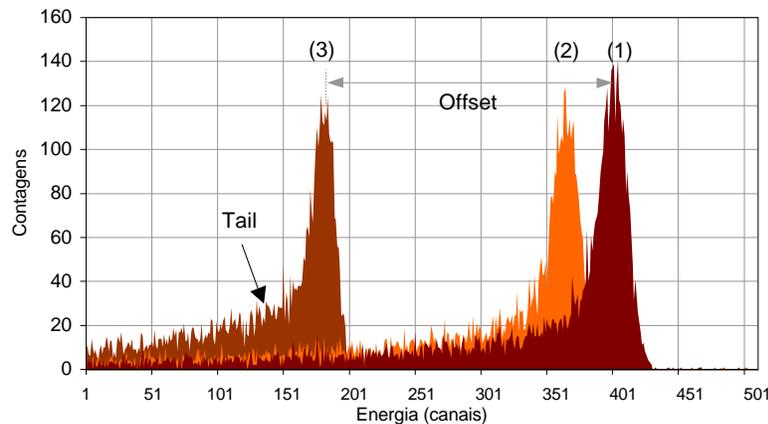


Figura 4.11: Pormenor de 3 espectros de Am-241 evidenciando os efeitos de *tail* e *offset* com função de ponderação baseada no cusp truncado com topo=30 (1); topo=10 (2) e topo=0 (3).

Apesar de fortemente interligadas entre si, estas duas consequências espectrais podem ser analisadas em separado.

Tail

O aparecimento da "cauda" na zona de mais baixa energia do fotopico (Figura 4.11) representa a consequência imediata de déficit balístico observado numa parcela dos impulsos contabilizados.

Trata-se assim de uma característica intrínseca dos impulsos oriundos do PA pelo que o recurso à formatação tal como foi descrita em 4.2.3, não corrige este efeito. Mesmo deixando de considerar os pontos da zona de subida do impulso ou alterando os parâmetros de $W(t)$, o déficit de amplitude mantém-se. Note-se igualmente que este efeito de *tail* é "independente" do valor do *offset*. Para conseguir ultrapassar este efeito são apresentados adiante algoritmos de correcção do efeito de déficit balístico (secção 4.4).

Sendo uma característica dos impulsos, ver-se-á adiante que o mesmo efeito se manifesta utilizando um MCA tradicional (secção 4.3.4).

Offset

O desvio de *offset* é uma consequência directa da forma da função de ponderação. Apesar de ser a função quase-ideal do ponto de vista da relação sinal-ruído, o *cusp* possui uma forma que já tradicionalmente é reconhecida como sendo desvantajosa no tratamento de impulsos com déficit balístico [36]. Isto deve-se ao facto de, com esta função, ser dado maior peso aos pontos centrais da função de ponderação. Como o máximo da convolução coincide com a zona de subida do impulso do PA, isto implica um maior peso dos pontos da zona de subida, fazendo com que a amplitude contabilizada seja menor do que a realmente existente.

Deste modo opta-se vulgarmente por usar funções de ponderação que não contabilizem os pontos correspondentes à zona de subida do impulso [36]. No caso do PDI usa-se um *cusp* truncado que resulta numa função de ponderação idêntica à da figura 4.12.

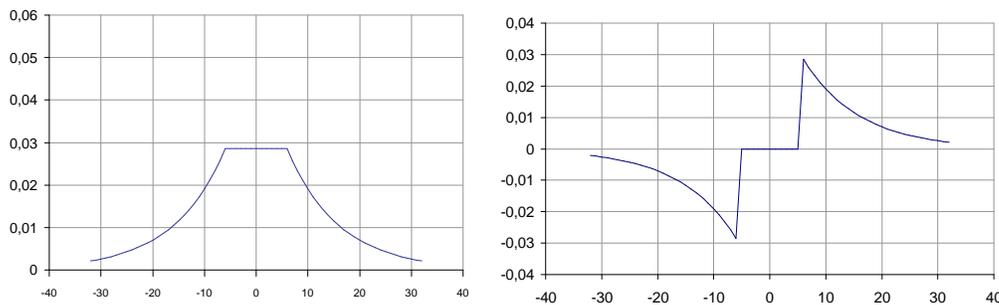


Figura 4.12: *Cusp* truncado normalizado e respectiva função de ponderação (topo = 10).

Ao não contabilizar os pontos na vizinhança da subida a função de ponderação torna o processo "imune" ao desvio, garantindo a linearidade do sistema. A figura 4.13 representa a medida do valor do centróide do fotopico em função do topo da função de ponderação baseada no *cusp* truncado para diferentes valores de τ_{aux} ⁹.

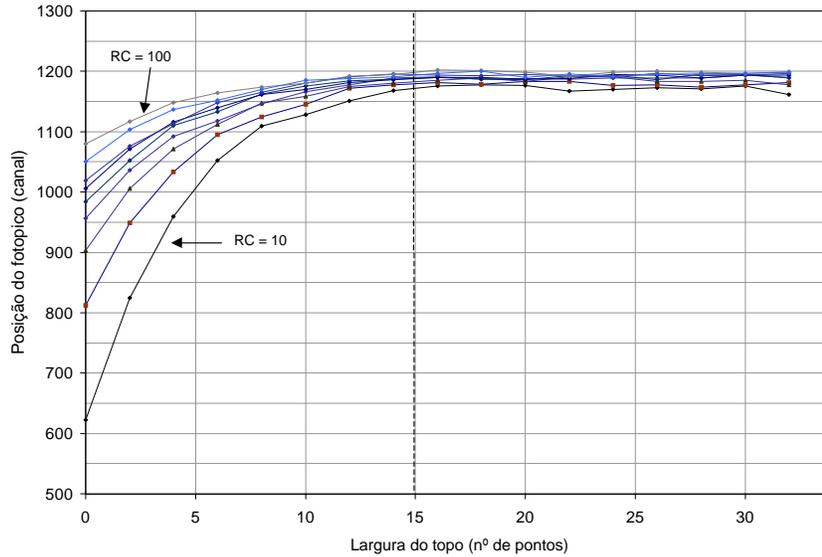


Figura 4.13: Representação da posição do centróide do fotopico de 59.5 keV do isótopo Am-241 em função da largura do topo do filtro *cusp* truncado, para vários valores de $RC = \tau_{aux}$.

A análise deste gráfico permite-nos tirar algumas conclusões importantes. Por um lado, justifica-se empiricamente o recurso ao *cusp* truncado como método para atenuar o efeito do tempo de subida dos impulsos no processo de PDI. Com efeito, à medida que o topo da função de ponderação aumenta o *offset* tende para um valor fixo e quase independente de τ_{aux} ¹⁰. Deste modo, é possível concluir que o uso de uma função com topo igual ou superior a 15 pontos garante a linearidade do sistema nestas condições experimentais.

Outra observação importante é que o *offset* não é de todo independente do parâmetro τ_{aux} do *cusp*. Esta dependência é justificável atendendo à forma da função de ponderação. Quanto maior o valor de τ_{aux} , maior é o número de pontos do impulso de entrada a que a função de ponderação atribui maior peso durante o processo de convolução. Ou seja, a função de ponderação

⁹ τ_{aux} representa uma variável auxiliar proporcional a τ mas contabilizada em amostras ou canais.

¹⁰Quase porque também τ_{aux} tem influência no valor de *offset* mesmo quando o valor deste é elevado.

possui zonas de decaimento exponencial mais suaves o que a torna mais eficaz na imunidade ao d efice balístico (Figura 4.13) mas de menor desempenho no que respeita à relação sinal-r uido.

Em jeito de conclusão são apresentados na Figura 4.14 os valores do centróide do fotopico de 59.5 keV em função dos 2 parâmetros livres da função de ponderação baseada no *cusp* finito truncado (topo e τ_{aux}). Este gráfico permite identificar a zona de escolha (a azul claro) dos valores destes parâmetros para atenuar os efeitos do d efice balístico, i.e. diminuir o *offset*.

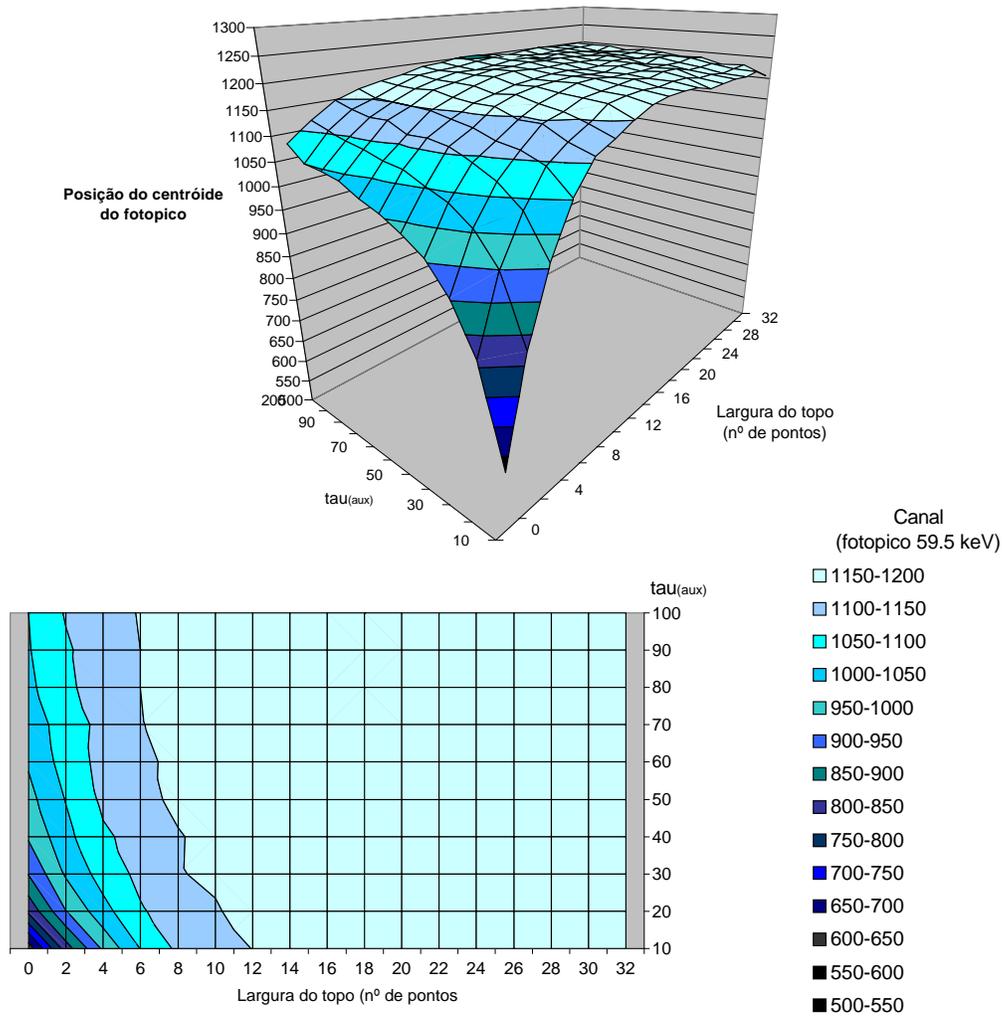


Figura 4.14: Representação dos desvios do máximo do fotopico de 59.5 keV do isótopo Am-241 em função de τ_{aux} e topo do filtro *cusp* truncado. Em baixo apresenta-se o caso particular da vista superior da curva.

4.3.4 Método Analógico de Discriminação - PX2T-CZT

A solução adoptada pela Amptek para atenuar o efeito das flutuações dos tempos de subida dos impulsos recorre a um módulo de *hardware* adicional, apropriadamente designado RTD (*Rise Time Discriminator*). Este bloco, fisicamente localizado junto da fonte de tensão do detector (PX2T-CZT), processa analogicamente o sinal do PA com vista à obtenção de um sinal de *gating* interno para validação do impulso adquirido. O módulo de discriminação analógica baseia-se numa técnica normalmente utilizada em PSD (*Pulse Shape Discrimination*) que assenta no método de comparação de cargas [44].

O sinal obtido na saída do PA resulta da integração da corrente transiente no cristal detector. Como tal, o **sinal de corrente** pode ser estimado através da diferenciação do sinal do PA. Por outro lado, o sinal em tensão do PA, em cada instante, representa a carga total colectada até esse instante (**sinal de carga**). Atendendo ao método da comparação das cargas, a discriminação é conseguida procedendo à comparação do sinal em corrente integrado (com atraso) com uma fracção do sinal de carga [45].

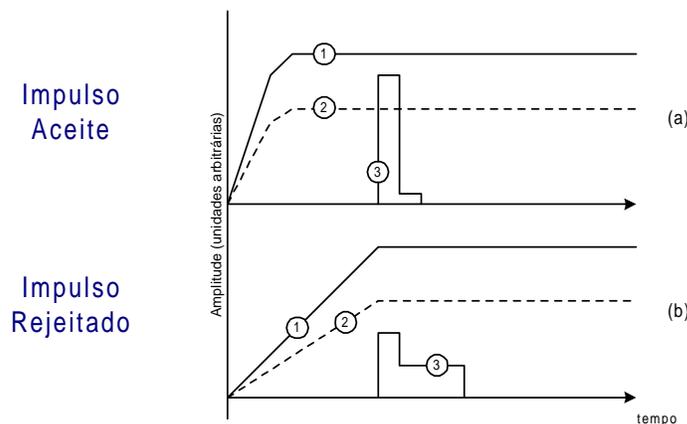


Figura 4.15: Princípio de discriminação de tempo de subida: (1) Impulso do PA; (2) Sinal de carga atenuado; (3) Sinal de corrente com atraso.

A figura 4.15 representa conceptualmente o mecanismo do bloco de RTD. Sempre que o sinal de corrente (3) é inferior ao sinal de carga atenuado (2), o bloco rejeita o impulso através do sinal de saída do comparador (*gating*).

Os espectros das figuras 4.17 e 4.16 foram obtidos com um MCA tradicional (EG&G Ortec MCA Trump Card-8k) com o detector XR100T-CZT e uma fonte de Am-241, sem e com discriminação de tempo de subida de impulsos, respectivamente.

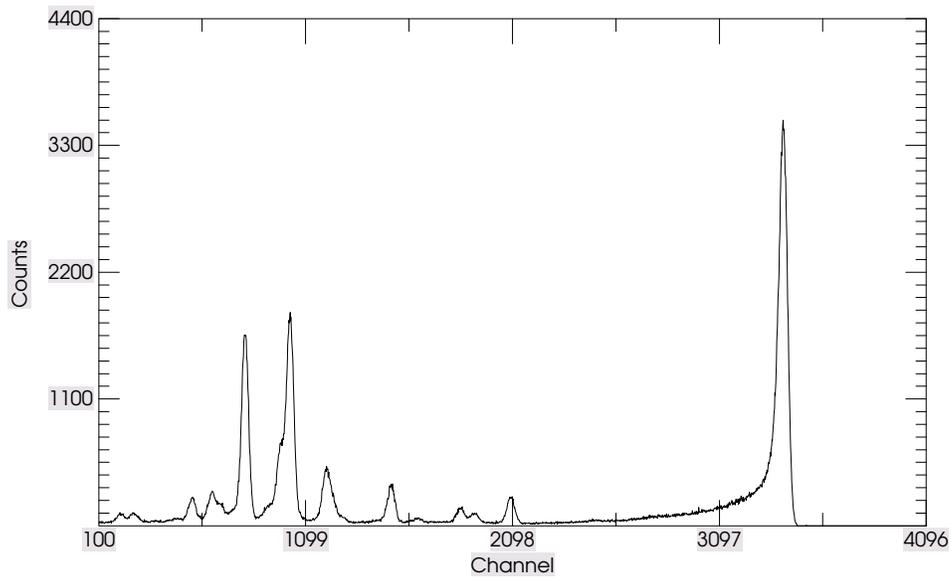


Figura 4.16: Espectro (Am-241) **sem** RTD - Fotopico com centróide=59.49 keV, $FWHM=0.88$ keV, $FW(1/5)M=1.42$ keV.

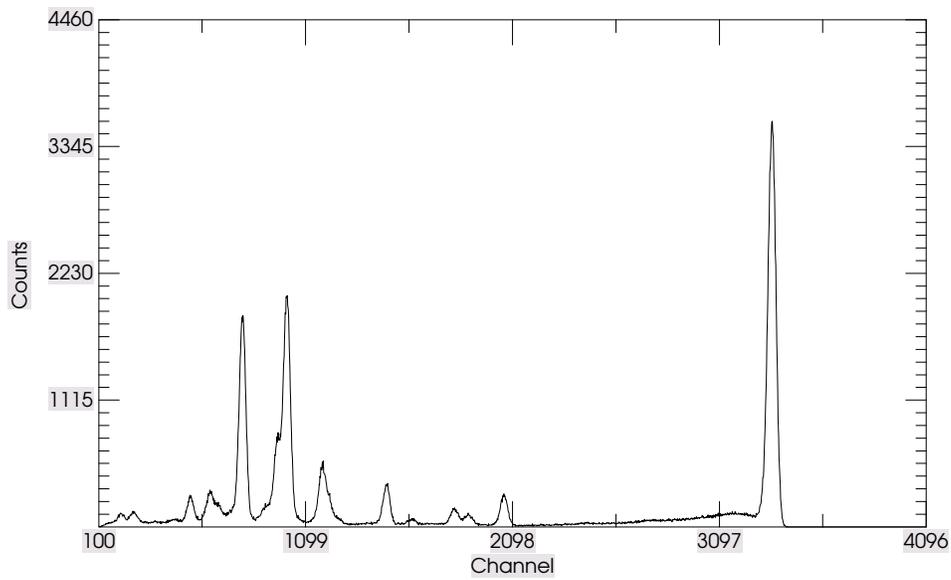


Figura 4.17: Espectro (Am-241) **com** RTD - Fotopico com centróide=59.50 keV, $FWHM=0.79$ keV, $FW(1/5)M=1.19$ keV

Atendendo aos valores obtidos para os dois modos descritos, conseguiu-se melhorar a resolução do fotopico (de 880 eV para 790 eV com RTD) o que representa uma melhoria de 90 eV¹¹. Contudo, de acordo com [45], a resolução do fotopico pode atingir os 690 eV, no caso do Am-241.

Tratando-se de uma limitação intrínseca dos cristais de CZT (baixa mobilidade de lacunas) tem sido votado algum esforço na concepção de módulos alternativos de discriminação de tempo de subida para este tipo de detectores [46][47][48]. Contudo, justifica-se esta descrição uma vez que se trata de uma solução exclusivamente dedicada ao detector XR100T-CZT, projectada e testada em condições idênticas às adoptadas na presente experiência.

4.3.5 Métodos Digitais de Discriminação

Viu-se anteriormente qual a consequência que o correcto dimensionamento da função de ponderação tem na atenuação do efeito das flutuações do tempo de subida (t_s) dos impulsos na distorção do espectro (Figura 4.14). Contudo, este não é um método de discriminação por si só. Para reproduzir o método de discriminação do módulo RTD, criou-se uma pequena rotina capaz de calcular o tempo de subida do degrau na saída do PA. Os parâmetros da determinação de t_s são ajustáveis podendo definir-se um limite mínimo e máximo para a sua definição (ex: 10% a 90%, por exemplo). Na grande parte do processamento descrito de seguida usou-se o intervalo de 5% a 95%, por exemplo. Este intervalo foi escolhido por forma a maximizar a precisão da determinação de t_s , mantendo a imunidade aos picos espúrios do ruído presente no sinal. É interessante observar o perfil de tempos de subida para vários intervalos distintos (Figura 4.18).

Repare-se que à medida que se aumenta o intervalo de determinação de t_s aumenta a precisão com que se conhece a distribuição (i.e a distribuição "alarga", mantendo a mesma área). O melhor valor para este intervalo é de 5%-95%, que, como se verá, garante melhor eficiência de discriminação. A observação da curva (5%-95%) permite também determinar o valor mais provável (cerca de 20 amostras) para t_s . Este deve, pois, ser o limite inferior quando se efectua a discriminação digital, caso contrário perder-se-iam impulsos não afectados pelo mecanismo de captura de carga.

Há que ter em atenção, no entanto, que esta análise é independente do valor da energia na medida, resultando da "integração" para todos os valores de E . Esta dependência surge na representação biparamétrica de t_s e da amplitude dos impulsos (Figura 4.19), que revela algumas questões

¹¹De notar que os dados para o uso de RTD estão de acordo com os testes de resolução do fabricante que neste detector específico aponta para $FWHM@59.5$ keV de 783 eV.

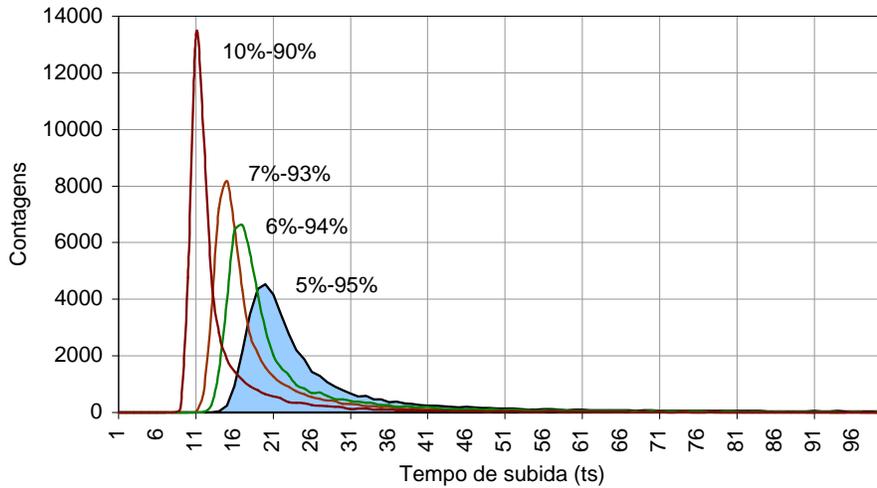


Figura 4.18: Histogramação de tempos de subida dos impulsos de Am-241 com o detector XR100T. Informação apenas referente a impulsos do fotopico (59.5 keV).

importantes no estudo do mecanismo de captura de carga.

Desde logo é importante verificar que na distribuição de t_s nem todos os valores combinados de (t_s, E) são possíveis, existindo regiões relativamente bem delimitadas onde é improvável observar impulsos. Contudo, é visível que se trata do espectro do Am-241 por simples observação da distribuição de eventos para t_s pequeno e constante (em baixo). Facilmente se depreende que a região do fotopico (59.5 keV) se situa no "vértice do triângulo" (zona inferior direita). De igual modo, é possível identificar os impulsos que, embora referentes ao fotopico de 59.5 keV, apresentam tempos de subida superiores (região linear B). É evidente que se trata de eventos do fotopico uma vez que existe uma região (região C) onde praticamente não se observam eventos.

Finalmente, é interessante verificar que as regiões A e B apresentam uma distribuição linear indiciando, por um lado, que os impulsos do espectro sem captura de carga não apresentam flutuações no tempo de subida na vizinhança do fotopico (região A) e, por outro lado, que o campo eléctrico aplicado ao cristal de CZT é uniforme (região B), tal como foi exposto anteriormente. Esta última observação é de especial importância na medida em que serve de base ao método de correcção do défice balístico exposto adiante.

Estão, pois, lançadas as bases para se poder realizar a discriminação digital de t_s .

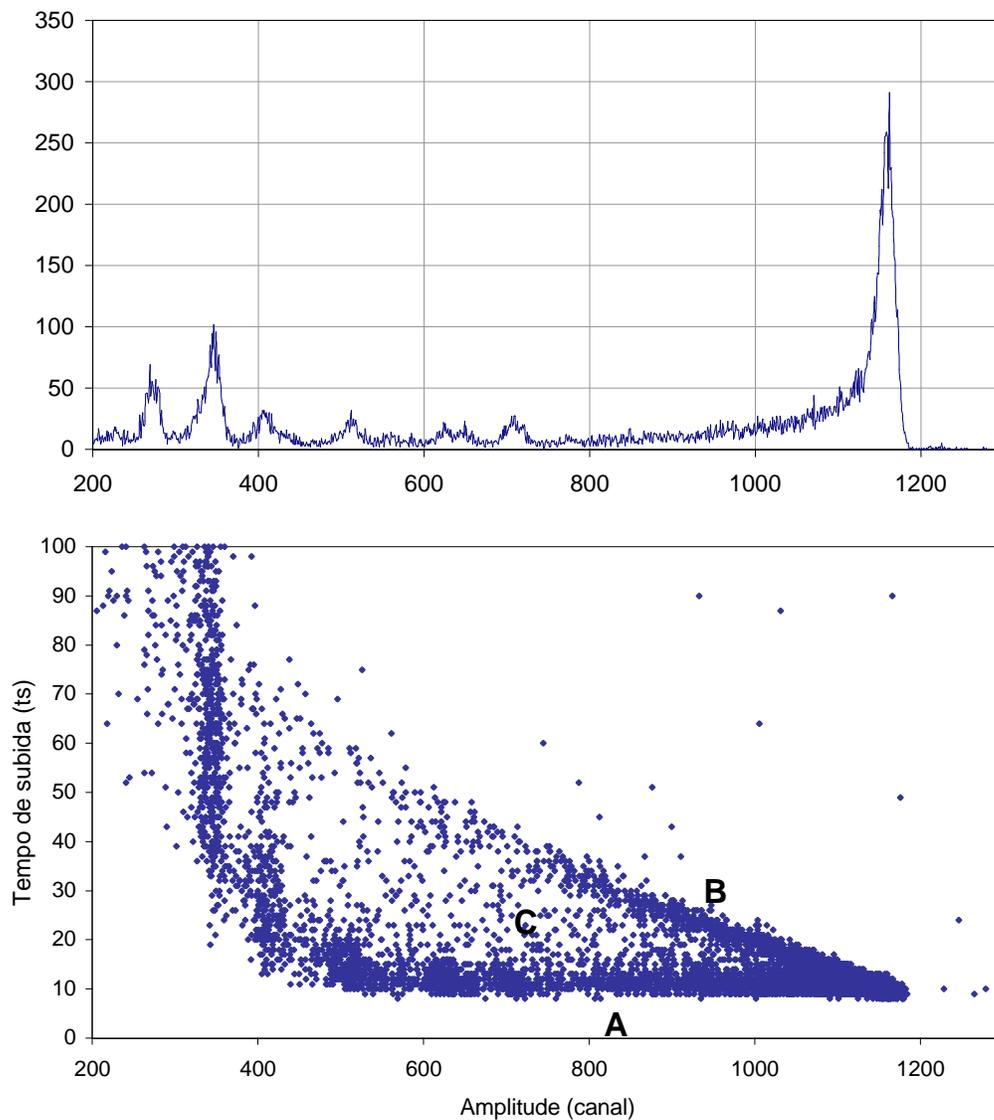


Figura 4.19: Diagrama biparamétrico do Am-241 - Amplitude de impulsos *versus* tempo de subida. Intervalo de determinação de t_s (10%-90%), função de ponderação com topo = 15 e $\tau_{aux} = 45$. Em cima, a integração para todos os t_s resulta no espectro normal.

Método da Truncagem

Dada a natureza da distribuição de t_s optou-se por realizar a discriminação pelo simples método da truncagem dos valores acima de um limiar ajustável¹². Este é o mesmo tipo de discriminação realizado pelo RTD analógico descrito anteriormente, com a vantagem de agora se poder ajustar o limiar de discriminação como um parâmetro livre de uma rotina de um programa.

A figura 4.20 representa a eficiência do fotopico de 59.5 keV (máximo do fotopico/total de impulsos) e a eficiência de após a discriminação (impulsos válidos/total de impulsos)¹³.

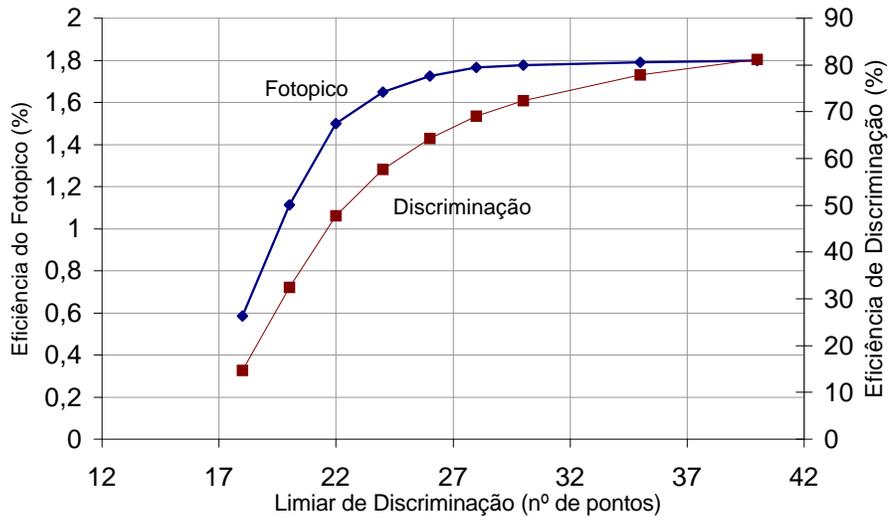


Figura 4.20: Eficiência do fotopico e após discriminação como função do limiar de discriminação com t_s determinado entre 5%-95% do tempo de subida.

O limiar de discriminação deve ser tão baixo quanto possível (maior eficiência de discriminação) garantindo, contudo, que a eficiência do fotopico não seja grandemente afectada. É pois uma solução de compromisso entre estes dois factores, como se verá na figura 4.22. A figura 4.20 mostra que esta eficiência tende a estabilizar em cerca de 1,8%, apresentando um patamar de pequena variação (0,15%) para limiares superiores a 24 amostras. Este é portanto o limiar escolhido, apresentando uma eficiência de discriminação de cerca de 60%.

¹²Assim como também é feita a truncagem em energia para suprimir o ruído.

¹³Tanto no estudo da discriminação de impulsos como na correcção do défice balístico, foram apenas considerados impulsos referentes ao fotopico de 59.5 keV uma vez que é apenas neste fotopico que se manifestam de forma visível os efeitos da captura de carga.

Finalmente pode verificar-se o efeito da discriminação digital no espectro do Am-241.

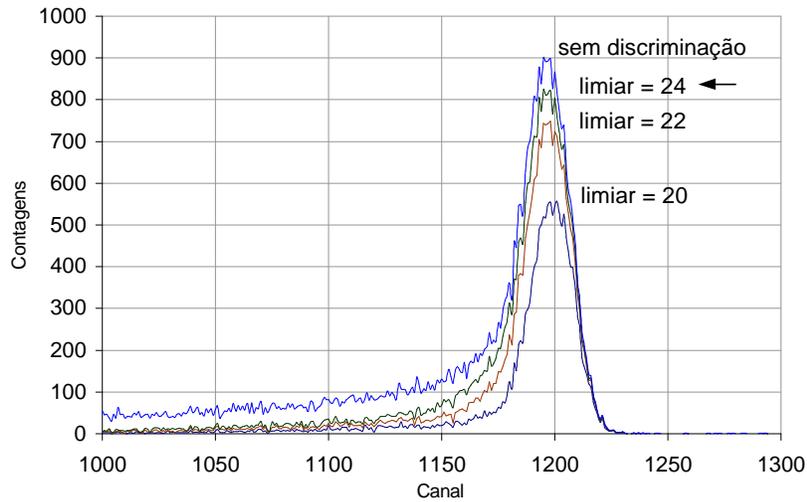


Figura 4.21: Fotopico de 59.5 keV para 3 limiares de discriminação (24, 22 e 20) bem como sem discriminação.

É evidente a acção da discriminação de tempo de subida na redução da "cauda" na região de baixa energia do fotopico. Este efeito foi quantificado e é apresentado nas figuras 4.22 e 4.23.

Na figura 4.22 torna-se evidente que é necessária uma solução de compromisso na escolha do limiar. Se por um lado a *FWHM* tende a diminuir para baixos limiares, também é verdade que a atenuação do fotopico se torna muito forte nesta região. Um valor intermédio nas zonas de transição é a escolha mais indicada (limiar de 23 ou 24).

Por seu turno, a figura 4.23 representa a atenuação da "cauda" característica do efeito de captura de carga num canal situado 2 keV à esquerda do centróide do fotopico, i.e. a 57.5 keV. É também aqui evidente que a atenuação desta "cauda" se torna mais forte com a diminuição do limiar de discriminação. Optando pelo valor de 24, por exemplo, consegue-se obter uma atenuação na amplitude do canal correspondente a 57.5 keV de perto de 40%, enquanto que um limiar de 23 faz chegar este valor a 54%.

Apesar de ser um método prático e eficaz na atenuação do efeito de captura de carga a simples discriminação (analógica ou digital) tem a grande desvantagem de suprimir impulsos na estatística do espectro. Uma vez que se conhece a distribuição de t_s em função da energia é possível contornar aquela limitação procedendo-se à correcção do défice balístico (secção 4.4).

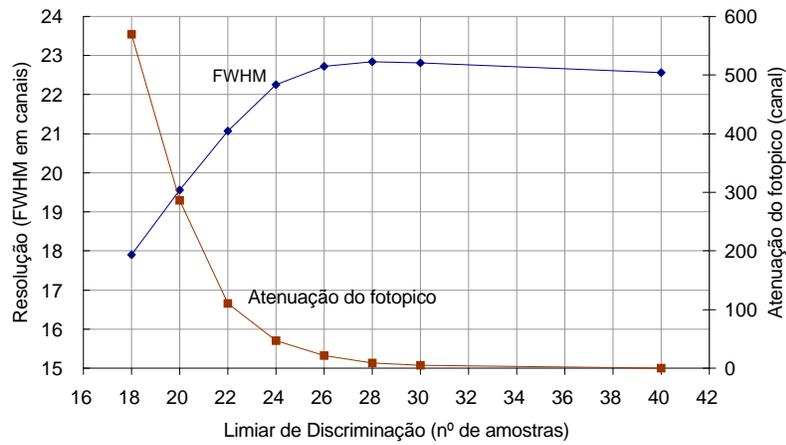


Figura 4.22: Resolução (em canais) e atenuação do fotopico como função do limiar de discriminação.

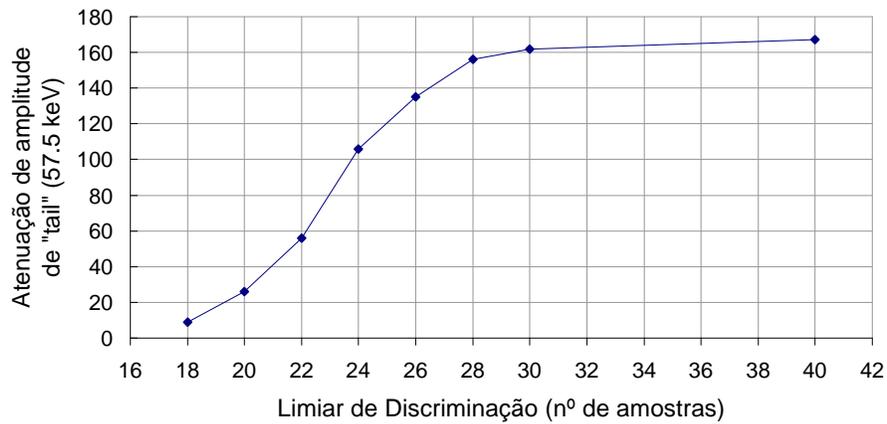


Figura 4.23: Atenuação da "cauda" na zona de menor energia do fotopico em função do limiar de discriminação. Registo feito a 57.5 keV i.e. 40 canais à esquerda do centróide do fotopico.

4.4 Correção de Défice Balístico

A possibilidade de correção do défice balístico dos impulsos, de um modo simples e ajustável, é uma das capacidades permitidas pelo PDI. O método descrito na secção seguinte assenta nos pressupostos confirmados anteriormente no que respeita à distribuição de eventos no espaço $(t_s; E)$ (Figura 4.14).

4.4.1 Método de Deslizamento Linear

Como se viu, os eventos pertencentes à região B (Figura 4.14) dizem respeito a impulsos do fotopico que em virtude do elevado tempo de subida apresentam um défice na amplitude. A distribuição nesta região é linear e estende-se por grande parte da gama de energias do espectro do Am-241.

Considere-se, então, que uma medida de um evento possui os valores a de amplitude e t_s de tempo de subida. Considere-se também que se conhecem os parâmetros de uma recta ($y = mx + B$) ajustada aos pontos que compõem a região B. Deste modo, pode calcular-se o desvio d que cada valor medido a tem em relação ao valor médio (x_2) para cada t_s fixo (Figura 4.24). Este d é o valor da correção a fazer para obter a_{corr} . Para obter o valor do canal correspondente ao fotopico (x_f) procede-se à extrapolação da recta de ajuste para $t_s = 0$. Assim, o valor da amplitude devidamente corrigida será $a_{corr} = x_f - d$.

Atentando na descrição deste método, constata-se que se procede a um "deslizamento" dos valores de $(a; t_s)$ ao longo da recta de ajuste ($y = mx + B$).

Das considerações feitas, e da figura, conclui-se então que o novo fotopico terá o valor $x_f = -B/m$, sendo de igual modo $x_2 = (t_s - B)/m$ e o desvio $d = (t_s - B)/m - a$. Finalmente o novo valor da amplitude devidamente corrigida deve ser dado por:

$$a_{corr} = \frac{t_s + am'}{m'} \quad (4.20)$$

com $m' = -m^{14}$.

Na figura 4.25 é mostrada a distribuição biparamétrica $(a; t_s)$ para eventos do fotopico (59.5 keV) do Am-241.

Do ajuste linear resultaram os parâmetros indicados na figura, sendo o novo fotopico definido em $x_f = 1342.5$. Surge, então, que a amplitude corrigida vem dada pela expressão:

¹⁴Optou-se por esta notação uma vez que o declive da recta é sempre negativo!

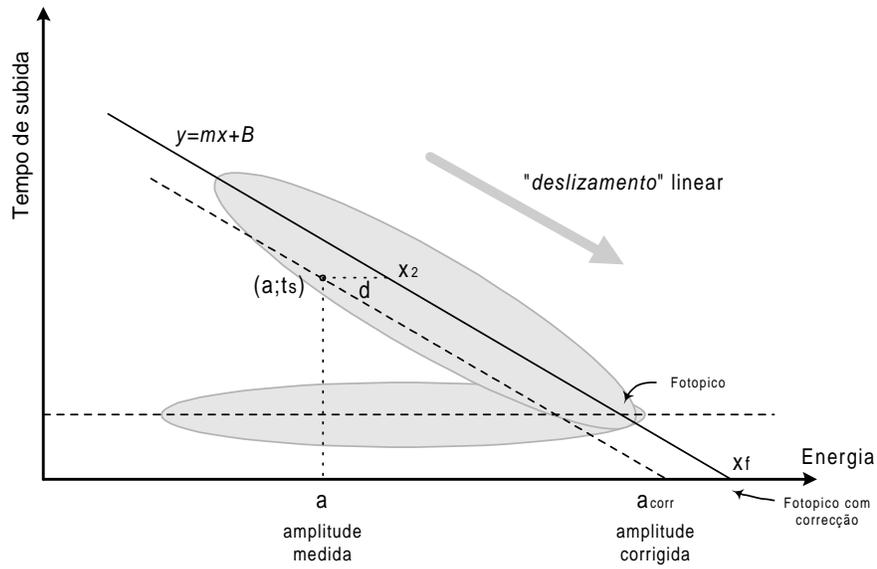


Figura 4.24: Método de correção de déficit balístico por deslizamento linear (Am-241 - 59.5 keV).

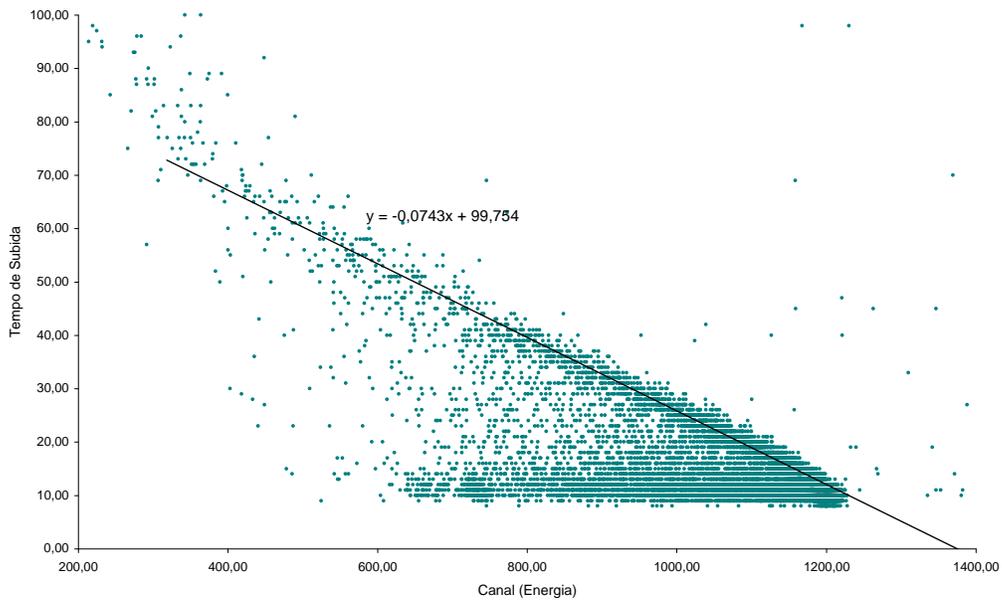


Figura 4.25: Diagrama biparamétrico para eventos do fotopico (59.5 keV) do Am-241. Representação do ajuste linear aos eventos do fotopico com flutuações no tempo de subida. Intervalo de determinação de t_s (10%-90%).

$$a_{corr} = \frac{t_s + 0.0743a}{0.0743} \quad (4.21)$$

O método descrito é um caso particular do apresentado por Keele [49], que apresenta uma solução genérica para toda a gama dinâmica de um detector de semiconductor do tipo CdZnTe. Essa solução prevê a dependência dos parâmetros m e B , do ajuste linear, do valor da energia do fotopico. Surge, deste modo, a necessidade de "calibrar" as correcções da amplitude em função dessa variação, que se demonstra ser igualmente linear. Na presente experiência a generalização deste método não foi possível em virtude da falta de disponibilidade de fontes radioactivas na gama de energias do CZT, optando-se apenas pela sua aplicação para o fotopico de 59.5 keV do Am-241.

O resultado da aplicação directa do método descrito está representado na figura 4.26.

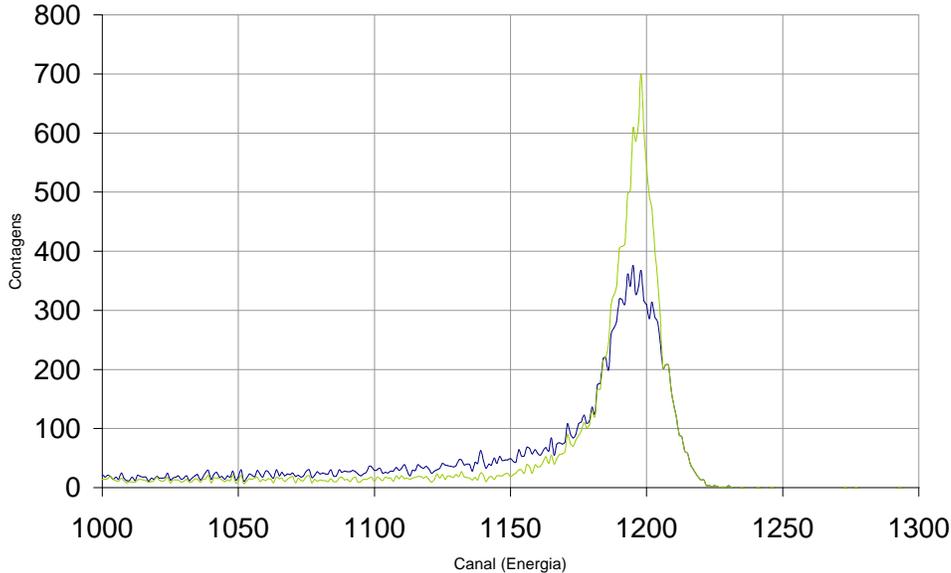


Figura 4.26: Pormenor do fotopico de 59.5 keV antes (azul) e após (verde) a aplicação do método de correcção de deslizamento linear.

A observação directa dos dois fotopicos revela a eficiência do método de correcção descrito. Com efeito, a "cauda" de baixa de energia foi atenuada, ao passo que o fotopico foi significativamente aumentado pelo "deslizamento" dos eventos de déficit balístico. A resolução fixou-se em 1,6%, para o caso do espectro corrigido, onde antes era 1,8%. Outro importante indicador é a atenuação da "cauda" a 57.5 keV (2 keV à esquerda do fotopico) que atinge os 34%.

Refira-se que este método de deslizamento se efectou apenas para os impulsos da região B (na vizinhança da recta de ajuste) e acima do limiar de discriminação de 13 (amostras). Daí que se tenha optado pelo "deslizamento" sobre a recta de ordenada $t_s = 11$ (valor máximo de t_s) em vez de $t_s = 0$ como foi descrito anteriormente. Deste modo, o fotopico não vê a sua abcissa alterada, sendo esta a razão de não se observar o centróide em x_f . Os tempos de subida dos impulsos foram calculados com o intervalo 10%-90%.

Em jeito de conclusão refira-se que se atingiram taxas de processamento da ordem de 1000 eventos por segundo em modo *offline*¹⁵. A baixa actividade da amostra radioactiva e algumas limitações na temporização das transferências da placa PDA12A para o PC fazem descer esta taxa de processamento para cerca de 90 impulsos por segundo.

¹⁵Este modo pressupõe a digitalização prévia dos impulsos para posterior processamento a partir de um ficheiro de dados.

Capítulo 5

Conclusões e Trabalho Futuro

5.1 Conclusões

Por todas as considerações feitas e pela natureza dos resultados apresentados conclui-se ser o processamento digital de impulsos uma poderosa ferramenta no tratamento de dados em espectrometria nuclear. As suas principais vantagens são a versatilidade e a possibilidade de utilização de modelos quase "ideais" de processamento. O presente trabalho baseou-se nestas capacidades para atenuar e corrigir uma limitação intrínseca dos detectores de CdZnTe: o déficit balístico. Neste contexto, apresentam-se algumas das conclusões mais interessantes sobre o trabalho realizado:

- O mecanismo de captura de carga é o principal responsável pela observação do déficit balístico nos impulsos pré-amplificados dos detectores de CdZnTe e tem como origem a baixa mobilidade das lacunas na matriz cristalina. A consequência espectral deste processo consiste na deterioração da resolução dos fotopicos, quer pelo aparecimento de "caudas" (*tail*) nas regiões de menor energia, quer pela observação de desvios (*offset*) sistemáticos do seu centróide.
- O efeito do *offset* do espectro pode ser minimizado mediante a utilização de funções de ponderação de topo plano como é o caso do *cusp* truncado. A dependência deste *offset* com os parâmetros da função de ponderação foi estudada e discutida sendo apresentados alguns cuidados a ter no seu dimensionamento.
- O efeito de *tail* pode ser atenuado por intermédio da discriminação digital de tempo de subida dos impulsos - método da truncagem. É apresentado o estudo do efeito dos parâmetros de discriminação na

resolução espectral (eficiência do fotopico, eficiência de discriminação, atenuação de *tail*, etc.).

- O PDI permite a aplicação directa de um método de correcção do efeito do défice balístico, com o fim de minimizar as perdas de impulsos por discriminação. O método descrito e apresentado permitiu não só diminuir a "cauda" do fotopico como melhorar consideravelmente a sua resolução. Apesar de apenas usado para o caso específico do espectro do Am-241 este método pode ser generalizado a toda a gama de energias do detector.

5.2 Trabalho Futuro

Ao longo do trabalho descrito surgiram diversas possibilidades de futuros trabalhos a desenvolver neste âmbito. De entre estes salientam-se os seguintes:

- Necessidade de desenvolvimento de um sistema de *trigger* programável capaz de sinalizar um ou uma sequência pré-definida de eventos. Como se viu, o presente sistema não possui restaurador de linha de base pelo que, por vezes, se torna difícil, em certas circunstâncias, digitalizar toda a gama de impulsos detectados. O sistema de trigger da PDA12 por vezes não *captava* os impulsos de menor energia (por causa do acoplamento ser DC) e pelo facto de não existir um módulo restaurador da linha de base. Deste modo, sugere-se o desenvolvimento de um sistema autónomo e modular, capaz de receber o sinal do PA sinalizando eventos ou conjuntos/sequências destes. Isto poderá ser particularmente útil para estudar o empilhamento de impulsos, por exemplo, adquirindo sequências inteiras de impulsos empilhados (em diversos modos: *peak* e *tail*) para posterior tratamento *off-line*. Este módulo deve ser suficientemente autónomo para poder ser usado na sinalização das entradas de *trigger* do digitalizador PDA12, por exemplo, ou para ser utilizado num sistema dedicado de processamento de impulsos.
- Concepção, montagem e teste de um sistema digital de PDI com processamento local dedicado e autónomo (*on-line*). A concepção de um sistema deste tipo, baseado no PDI por *software*, deve ter em conta que a limitação desta abordagem é a taxa de contagens, pelo poder de processamento requerido. Deve, assim, ser concebido com o objectivo não só de optimização da articulação entre módulos (aquisição, *trigger*, processamento, etc.) mas também na futura actualização tecnológica. O recurso a processadores digitais de sinal afigura-se como a escolha

mais indicada, devendo os sistemas estar preparados com frentes de analógicas e de digitalização em *piggyback*, para uma fácil actualização e/ou substituição. A concepção de um sistema misto de processamento pode representar uma abordagem viável, pelos resultados já obtidos anteriormente, uma vez que possibilita o recurso a PDI mantendo elevadas taxas de contagem de impulsos. Contudo, deve-se ter em consideração que se pretende garantir a versatilidade do PDI no tratamento dos impulsos pelo que uma solução a longo prazo deve, sem dúvida, convergir para a exclusividade do processamento digital.

- Por fim, refira-se o interesse na extrapolação do método de correcção de déficit balístico apresentado para toda a gama do CdZnTe, usando outras fontes radioactivas, por exemplo. Deste modo podem calcular-se os parâmetros característicos do detector XR100T permitindo a correcção para todos os valores de $(a;t_s)$.

Bibliografia

- [1] J. M. R. Cardoso, J. B. Simões, and C. M. Correia, “A Mixed Analog-Digital Pulse Spectrometer,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A422, pp. 400–404, 1998.
- [2] J. B. Simões, J. M. R. Cardoso, and C. M. B. A. Correia, “A Mixed Analog-Digital Pulse Spectrometer,” *comunicação apresentada (poster) do 1998 Symposium on Radiation Measurements and Applications, Universidade de Michigan, Ann Arbor, EUA, Maio 1998*.
- [3] J. B. Simões, J. Cardoso, and C. M. B. A. Correia, “A PC104 Multi-processor DSP System for Nuclear Spectroscopy Applications,” *apresentação oral e publicação no Conference Record do ICSPAT (International Conference on Signal Processing Applications and Technology at DSP World), Orlando, Florida, EUA, Novembro 1999*.
- [4] J. B. Simões, J. Cardoso, N. Cruz, and C. M. B. A. Correia, “A Windows CE Portable Spectrometer,” *apresentação (poster) e publicação no Conference Record do IEEE NSS-99 (IEEE Nuclear Science Symposium 1999), Seattle, Washington, EUA, Outubro 1999*.
- [5] J. M. Cardoso, J. B. Simões, and C. M. B. A. Correia, “Optimized linear pulse amplifier circuit based on a composite op amp configuration,” *apresentação (poster) e publicação no Conference Record do IEEE NSS-99 (IEEE Nuclear Science Symposium 1999), Seattle, Washington, EUA, Outubro 1999*.
- [6] J. J. P. de Lima, *Física dos Métodos de Imagem com Raios X*. Edições ASA, 1995.
- [7] IEEE, *IEEE Standard Test Procedures for Semiconductor X-Ray Energy Spectrometers - Standard 759-1984*. IEEE, Inc, 1984.

- [8] T. Menezes, *Room temperature CdZnTe X and gamma ray detectors for nuclear physics applications*. PhD Thesis, Department of Physics - University of Surrey - UK, 2000.
- [9] A. Uritani, O. Kubota, Y. Takenada, and C. Mori, "Reduction of microphonic noise by digital waveform processing," *IEEE Conference Record of the Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference, 1995*, vol. 2, pp. 905–909, 1995.
- [10] J. B. Simões and C. M. B. A. Correia, "Pulse processing architectures," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A422, pp. 405–410, 1999.
- [11] C. M. Correia, *Métodos de Aquisição e Processamento de Sinais em Espectroscopia Nuclear*. Dissertação de Doutoramento em Física, Especialidade em Electrónica e Instrumentação, Departamento de Física - Universidade de Coimbra, 1985.
- [12] C. M. Correia and J. C. Martins, "New ADC circuit for nuclear spectroscopy based on digital signal processing techniques," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A290, pp. 445–449, 1990.
- [13] J. L. Malaquias, *Sistema Integrado de Aquisição de Dados para Física Nuclear*. Dissertação de Mestrado em Física, Departamento de Física - Universidade de Coimbra, 1996.
- [14] J. B. Simões, J. Cardoso, N. Cruz, and C. M. B. A. Correia, "A Windows CE portable spectrometer," *comunicação (poster) publicada no Conference Record do IEEE NSS-99 (IEEE Nuclear Science Symposium 1999), Seattle, Washington, EUA, 26 a 28 Outubro de 1999*.
- [15] J. M. Cardoso, V. Amorim, R. Bastos, R. Madeira, J. B. Simões, and C. M. B. A. Correia, "A very low-cost portable multichannel analyzer," *comunicação (poster) e publicação no Conference Record do IEEE NSS-2000 (IEEE Nuclear Science Symposium 2000), Lyon, França, Outubro de 2000*.
- [16] S. A. Audet, J. J. Friel, T. P. Gagliardi, R. B. Mott, J. I. Patel, and C. G. Waldman, "High resolution energy dispersive spectroscopy with high purity germanium detectors and digital pulse processing," *IEEE 1994 Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference*, vol. 1, pp. 155 – 159, 1995.

- [17] V. T. Jordanov, D. Hall, G. Woodward, and R. Zakrzewski, "Portable radiation spectrometer using low power digital pulse processing," *IEEE Conference Record of the Nuclear Science Symposium and Medical Imaging Conference, 1999*, pp. 5696–5699, 2000.
- [18] W. Warburton, M. Momayezi, Hubbard-Nelson, and W. Skulsi, "Digital pulse processing: New possibilities in nuclear spectroscopy," *Application Note - X-ray Instrumentation Associates*, pp. 1–8, 1999.
- [19] R. Bingham, R. M. Keyser, and T. Twomey, "An innovative, portable MCA based on digital signal processing," *ORTEC Application Note*, pp. 1–5, 2001.
- [20] M. Koskelo, I. Koskelo, and B. Sielaff, "Comparison of analog and digital signal processing systems using pulsers," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A422, pp. 373–378, 1999.
- [21] J. M. R. Cardoso, *Processamento Digital de Impulsos em Espectroscopia Nuclear*. Relatório de Projecto de Licenciatura em Engenharia Física 91/96, Departamento de Física, 1996.
- [22] M. Sipper and E. Ronald, "A new species of hardware," *IEEE Spectrum Magazine*, vol. 37, no. 3, pp. 59–64, March 2000.
- [23] D. Fogel, "What is evolutionary computation," *IEEE Spectrum Magazine*, vol. 37, no. 2, pp. 26–32, February 2000.
- [24] Y. Eisen, "Current state-of-the-art industrial and research applications using room-temperature CdTe and CdZnTe solid state detectors," *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A380, pp. 431–439, 1996.
- [25] V. Kondrashov, A. Loupilov, and V. Ivanov, "Pulse shape discrimination system for room-temperature semiconductor detectors," *Nuclear Instruments and Methods*, vol. A458, pp. 580–584, 2001.
- [26] W. Pasman, "Enhancing x-ray baggage inspection by interactive viewpoint selection," <http://www.cg.its.tudelft.nl/wouter/publications/thesis/thesis.html>, PhD Thesis.
- [27] U. Lachish, "The role of semiconductors in digital x-ray medical imaging," <http://urila.tripod.com/xray.htm>.

- [28] C. Scheiber, “CdTe and CdZnTe detectors in nuclear medicine,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A448, pp. 513–524, 2000.
- [29] S. Y. et al., “Direct conversion Si and CdZnTe detectors for digital mammography,” *Nuclear Instruments and Methods*, vol. A448, pp. 591–597, 2000.
- [30] Amptek, “Portable X-Ray and gamma ray spectroscopy system,” *Amptek Web Page - <http://www.amptek.com/rover.html>*, 1997.
- [31] Amptek, “The XR-100CR and the gold Ibex from Akrotiri, Greece,” *Amptek Web Page - <http://www.amptek.com/art.html>*, 1997.
- [32] B. Redus, “Efficiency of XR-100T-CZT detectors,” *CZT - Application Note - Amptek Inc.*, p. (7 pp), 2000.
- [33] ORTEC, “Safe handling of radioactive sources,” *Ortec Application Note*, p. 1, 1999.
- [34] Signatec, *PDA12A Operator’s Manual*. <http://www.signatec.com>, 2000.
- [35] A. Oppenheim and R. Schaffer, *Digital Signal Processing*. Prentice-Hall Editions, 1975.
- [36] P. Nicholson, *Nuclear Electronics*. John Wiley, 1974.
- [37] G. L. Miller and D. Robinson, “Transversal filters for pulse spectroscopy,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 22, no. 5, pp. 2022–2032, 1975.
- [38] J. da Piedade Rosa Mateus, “Plataforma baseada em MatLab para simulação de impulsos e análise de ruído em sistemas de espectroscopia da radiação,” *Relatório Interno do GEI - Grupo de Electrónica e Instrumentação*, p. 15 pp, 2001.
- [39] B. Redus, “Charge trapping in XR-100-CZT detectors,” *CZT - Application Note - Amptek Inc.*, p. (14 pp), 2000.
- [40] Y. Eisen and Y. Horovitz, “Correction of incomplete charge collection in CdTe detectors,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A353, pp. 60–66, 1994.
- [41] L. A. Hamel and S. Paquet, “Charge transport and signal generation in CdTe pixel detectors,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A380, pp. 238–240, 1996.

- [42] G. F. Knoll, *Radiation detection and measurement*. John Wiley and Sons, 3 ed., 2000.
- [43] B. W. Loo and F. Goulding, “Ballistic deficits in pulse shaping amplifiers,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 35, no. 1, pp. 114–118, 1988.
- [44] J. Adams and G. White, “A versatile pulse shape discriminator for charged particle separation and its application to fast neutron time-of-flight spectroscopy,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A156, pp. 459–476, 1978.
- [45] V. T. Jordanov, J. A. Pantazis, and A. C. Huber, “Compact circuit for pulse rise-time discrimination,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A380, pp. 353–357, 1996.
- [46] R. Redus, M. Squillante, and J. Lund, “Electronics for high resolution spectroscopy with compound semiconductors,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A380, pp. 312–317, 1996.
- [47] M. Richter and P. Siffert, “High resolution gamma-ray spectroscopy with CdTe detector systems,” *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research*, vol. A322, pp. 529–537, 1992.
- [48] V. I. Ivanov, V. Garbusin, P. G. Dorogov, A. E. Loutchanski, and V. Kondrashov, “Spectrometric characteristic improvement of CdTe detectors,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 42, no. 4, pp. 258–262, 1995.
- [49] B. Keele, R. Addleman, and G. Troyer, “A method to improve spectral resolution in planar semiconductor gamma-ray detectors,” *IEEE Transactions on Nuclear Science*, vol. 43, no. 3, pp. 1365–1368, 1996.